MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE CONTROLE: TÉCNICAS
USUAIS E INOVAÇÕES**

SÃO PAULO

2015

MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE CONTROLE: TÉCNICAS
USUAIS E INOVAÇÕES**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Ciências

SÃO PAULO

2015

MATHEUS CAMMAROSANO HIDALGO

**COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE CONTROLE: TÉCNICAS
USUAIS E INOVAÇÕES**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Ciências

Área de Concentração: Engenharia
de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Claudio Garcia

SÃO PAULO

2015

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Hidalgo, Matheus Cammarosano

Compensação de atrito em válvulas de controle: técnicas usuais e inovações / M. C. Hidalgo -- versão corr. -- São Paulo, 2015.
163 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1. Controle de processos 2. Atrito 3. Válvulas de controle pneumático
I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II. t.

Dedico este trabalho à minha mãe Regina,
pelo apoio incondicional nesta caminhada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador, professor doutor Claudio Garcia, por toda a orientação e apoio, que começou desde a graduação e vem colhendo ótimos frutos até hoje.

Aos professores doutores Fuad Kassab Junior e Ricardo Paulino Marques, pela oportunidade de trabalhar nos projetos do Laboratório de Automação e Controle, o que me propiciou condições e experiências importantes para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus pais, Regina e Francisco, e à minha irmã, Livia, por toda a ajuda e ensinamentos que me levaram até aqui.

Aos amigos e colegas, por todos os conselhos, auxílios e bons momentos vividos.

RESUMO

As válvulas de controle são os elementos finais da grande maioria das malhas de controle existentes na indústria. Além disso, sabe-se que o atrito pode causar variabilidade na malha em questão, o que geralmente é indesejável para o desempenho do processo.

Ademais, cerca de 20 a 30% das oscilações nas malhas de controle são causadas por atrito ou histerese. Outro ponto relevante é que muitas vezes não é possível realizar a manutenção da válvula que esteja apresentando uma variabilidade considerável, já que muitas vezes não é desejado e nem possível parar o processo em questão para o reparo da válvula.

Dessa forma, o estudo de métodos de compensação de atrito se faz necessário como uma maneira de melhorar o desempenho da malha de controle nesta situação até que seja feita a manutenção da planta industrial.

Este trabalho apresenta controladores com compensação de atrito e analisa seu desempenho comparado com outros compensadores já conhecidos e amplamente utilizados, através de ensaios na Planta Piloto de Vazão da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

ABSTRACT

The control valves are the final elements of most of the control loops in industry. Besides, the friction can cause variability in the process, which is an undesirable situation.

Furthermore, about 20% to 30% of the oscillations in control loops are caused by friction or hysteresis. Another relevant fact is that much times it is not possible to make the maintenance of the valve that is under a considerable variability, because it is not desirable nor possible to stop the process to make the maintenance of the control valve.

Thereby, studying friction compensation methods is necessary as a way to improve the control loop performance in this situation until the industrial plant maintenance is made.

This dissertation presents controllers with friction compensation and analyzes its performances compared with other known and widely used compensators through experiments made at the Flow Pilot Plant of Polytechnic School of University of São Paulo.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - PARTES DE UMA VÁLVULA DE CONTROLE.....	22
FIGURA 2 - FLUXOGRAMA DA PLANTA DE VAZÃO.....	23
FIGURA 3 - VÁLVULA COM GAXETA DE GRAFITE EM QUE SERÃO REALIZADOS OS ENSAIOS.....	24
FIGURA 4 - VÁLVULA PARA INSERÇÃO DE PERTURBAÇÕES.....	25
FIGURA 5 - FUNÇÕES SINAL E TANGENTE HIPERBÓLICA	29
FIGURA 6 - CURVA DE ASSINATURA DE UMA VÁLVULA.....	32
FIGURA 7 - ALGORITMO DO MODELO DE ATRITO DE KANO.....	33
FIGURA 8 - MODELO DE HAMMERSTEIN-WIENER	35
FIGURA 9 - ESTRUTURA DETALHADA DO MODELO DE WIENER	36
FIGURA 10 - ASPECTO DA CURVA DE ERRO DE SIMULAÇÃO EM FUNÇÃO DE S	39
FIGURA 11 - RESTRIÇÕES SOBRE J	40
FIGURA 12 - POSIÇÃO MEDIDA E ESTIMADA PARA O ENSAIO DE VALIDAÇÃO.....	41
FIGURA 13 - HISTERESE DE UMA VÁLVULA.....	46
FIGURA 14 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA COM LINEARIZAÇÃO ENTRADA-SAÍDA.....	51
FIGURA 15 - EQUIVALÊNCIA ENTRE DIAGRAMA DE BLOCOS PARA A LINEARIZAÇÃO EXATA	52
FIGURA 16 - DERIVADA DA SAÍDA (ORDENADA) PELA SAÍDA (ABSCISSA) PARA LEI DE CONTROLE CONTÍNUA.....	54
FIGURA 17 - DERIVADA DA SAÍDA (ORDENADA) PELA SAÍDA (ABSCISSA) PARA LEI DE CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES.....	55
FIGURA 18 - REPRESENTAÇÃO DO <i>CHATTERING</i>	58
FIGURA 19 - ESTABILIDADE UNIFORME EXPONENCIAL	63
FIGURA 20 - DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLIFICADO DE UM SISTEMA DE CONTROLE EM CASCATA.....	66
FIGURA 21 - ESTRUTURA GERAL DO MODELO.....	69
FIGURA 22 - ESFORÇO DE CONTROLE LINEARIZANTE DO TERMO REFERENTE AO MODELO INTERNO DA VÁLVULA	72
FIGURA 23 - ESFORÇO DE CONTROLE LINEARIZANTE DOS DEMAIS TERMOS DA EQUAÇÃO (5.7).....	73
FIGURA 24 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO LIMITADOR DE DERIVADAS	75
FIGURA 25 - CURVAS CARACTERÍSTICAS DE VÁLVULAS LINEARES, DE IGUAL PORCENTAGEM E DE ABERTURA RÁPIDA	76
FIGURA 26 - CURVA ESTÁTICA VAZÃO X POSIÇÃO OBTIDA EXPERIMENTALMENTE	77
FIGURA 27 - CURVAS ESTÁTICAS MEDIDA E APROXIMADA DA VÁLVULA.....	78
FIGURA 28 - APROXIMAÇÕES DE $v(x)$ PARA DIFERENTES VALORES DE ϵ	80
FIGURA 29 - PROJETOS DE $v(x)$	81
FIGURA 30 - REGIÃO DE CONVERGÊNCIA PARA O OBSERVADOR DE ESTADOS - $v(x)$ APROXIMADA POR MMQ	87
FIGURA 31 - REGIÃO DE CONVERGÊNCIA PARA O OBSERVADOR DE ESTADOS - $v(x)$ APROXIMADA POR CONDIÇÕES DE CONTOURNO.....	88
FIGURA 32 - RESPOSTA A DEGRAUS DO CONJUNTO CONTROLADOR SECUNDÁRIO (MODOS DESLIZANTES) COM PROCESSOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO	96
FIGURA 33 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLADOR E PROCESSO SECUNDÁRIO PARA O POSICIONADOR DIGITAL.....	98
FIGURA 34 - RESPOSTA A DEGRAUS DO CONJUNTO CONTROLADOR SECUNDÁRIO (POSICIONADOR DIGITAL) COM PROCESSOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO	99

FIGURA 35 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	101
FIGURA 36 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	102
FIGURA 37 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	102
FIGURA 38 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE.....	103
FIGURA 39 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE.....	103
FIGURA 40 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE.....	104
FIGURA 41 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	104
FIGURA 42 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	105
FIGURA 43 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	105
FIGURA 44 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	106
FIGURA 45 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	106
FIGURA 46 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	107
FIGURA 47 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - CONTROLADOR PI COM CR2 COM DESABILITAÇÃO DE CONTROLE - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE.....	107
FIGURA 48 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MODOS DESLIZANTES - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	108
FIGURA 49 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM O POSICIONADOR DIGITAL - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	108
FIGURA 50 - RESULTADO EM REGIME PERMANENTE - CONTROLADOR PI SEM COMPENSADOR DE ATRITO - (A) VAZÃO. (B) POSIÇÃO DA HASTE	109
FIGURA 51 - ENSAIO COM OBSERVADOR COM GANHOS DE INJEÇÃO DE SAÍDA MAIS ELEVADOS	114
FIGURA 52 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR	117
FIGURA 53 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $v(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR	118

FIGURA 54 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR	118
FIGURA 55 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR	119
FIGURA 56 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR	119
FIGURA 57 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR	120
FIGURA 58 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	120
FIGURA 59 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	121
FIGURA 60 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	121
FIGURA 61 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	122
FIGURA 62 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	122
FIGURA 63 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	123
FIGURA 64 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	123
FIGURA 65 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	124
FIGURA 66 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	124
FIGURA 67 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	125
FIGURA 68 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	125

FIGURA 69 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	126
FIGURA 70 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - CONTROLADOR PI COM CR2 COM DESABILITAÇÃO DE CONTROLE.....	126
FIGURA 71 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MODOS DESLIZANTES.....	127
FIGURA 72 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM O POSICIONADOR DIGITAL.....	127
FIGURA 73: RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - CONTROLADOR PI SEM COMPENSADOR DE ATRITO.....	128
FIGURA 74 - RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS, SEM OBSERVADOR E SEM LIMITADOR DE DERIVADA ...	135
FIGURA 75 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR	137
FIGURA 76 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR	138
FIGURA 77 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR	138
FIGURA 78 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E SEM OBSERVADOR	139
FIGURA 79 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E SEM OBSERVADOR	139
FIGURA 80 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E SEM OBSERVADOR	140
FIGURA 81 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	140
FIGURA 82 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	141
FIGURA 83 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	141
FIGURA 84 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	142
FIGURA 85 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	142

FIGURA 86 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR MMQ, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.....	143
FIGURA 87 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS.	143
FIGURA 88 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 1MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	144
FIGURA 89 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	144
FIGURA 90 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 10MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	145
FIGURA 91 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	145
FIGURA 92 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - CONTROLADOR PI COM CR2 COM DESABILITAÇÃO DE CONTROLE.....	146
FIGURA 93 - POSIÇÃO MEDIDA E SIMULADA NAS RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA EXTERNA - MODOS DESLIZANTES COM $V(x)$ POR CONDIÇÕES DE CONTORNO, AMOSTRAGEM DE 100MS E COM OBSERVADOR DE ESTADOS	146
FIGURA 94 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM MODOS DESLIZANTES.....	147
FIGURA 95 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - COMPENSADOR POR TOPOLOGIA INTERNA - CONTROLADOR PI EM CASCATA COM O POSICIONADOR DIGITAL.....	147
FIGURA 96 - RESPOSTAS A PERTURBAÇÕES DE: (A)+30%. (B)+20%. (C)-20%. (D)-30% - CONTROLADOR PI SEM COMPENSADOR DE ATRITO	148
FIGURA 97 - EXEMPLO DE SALTO NA POSIÇÃO DA HASTE DA VÁLVULA	157

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - VALORES PARA OS PARÂMETROS DO MODELO DE KANO	41
TABELA 2 - VALORES PARA OS PARÂMETROS DO MODELO CLÁSSICO (E DE KARNOPP)	44
TABELA 3 - EXCURSÃO MÁXIMA DA VÁLVULA E ÁREA DE SECÇÃO DO ATUADOR.....	45
TABELA 4 - VELOCIDADE DE <i>STRIBECK</i> E COEFICIENTE DA TANGENTE HIPERBÓLICA.....	47
TABELA 5 - SINTONIAS PARA O CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES COM INTEGRADOR SEM OBSERVADOR DE ESTADOS	89
TABELA 6 - SINTONIAS PARA O CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES COM INTEGRADOR COM OBSERVADOR DE ESTADOS	90
TABELA 7 - GANHOS DA INJEÇÃO DE SAÍDA DO OBSERVADOR DE ESTADOS.....	91
TABELA 8 - MÉTODO DA SÍNTESE DIRETA PARA PROCESSO DE PRIMEIRA ORDEM	92
TABELA 9 - PARÂMETROS DO CONTROLADOR PI	93
TABELA 10 - PARÂMETROS DE PROJETO PARA O COMPENSADOR CR2 COM DESABILITAÇÃO DE CONTROLE	93
TABELA 11 - SINTONIA DO CONTROLADOR SECUNDÁRIO POR MODOS DESLIZANTES COM INTEGRADOR	95
TABELA 12 - PARÂMETROS DO CONTROLADOR PI COMO CONTROLADOR PRIMÁRIO COM MODOS DESLIZANTES COMO SECUNDÁRIO..	96
TABELA 13 - SINTONIA PADRÃO DO POSICIONADOR DIGITAL UTILIZADA NESTE TRABALHO.....	98
TABELA 14 - PARÂMETROS DO CONTROLADOR PI COMO CONTROLADOR PRIMÁRIO E COM O POSICIONADOR DIGITAL COMO SECUNDÁRIO	99
TABELA 15 - ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA OS CONTROLADORES EM REGIME PERMANENTE - CONTINUA	110
TABELA 16 - ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA O OBSERVADOR DE ESTADOS EM REGIME PERMANENTE	112
TABELA 17 - INDICADORES DE DESEMPENHO PARA RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE +30% E -30% - CONTINUA	129
TABELA 18 - INDICADORES DE DESEMPENHO DO OBSERVADOR DE ESTADOS PARA RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE +30% E -30%.....	131
TABELA 19 - INDICADORES DE DESEMPENHO PARA RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE +20% E -20% - CONTINUA	132
TABELA 20 - INDICADORES DE DESEMPENHO DO OBSERVADOR DE ESTADOS PARA RESPOSTAS AOS DEGRAUS DE +20% E -20%.....	134
TABELA 21 - ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA OS CONTROLADORES PARA DEGRAUS DE +30% E -30% NA VÁLVULA DE PERTURBAÇÃO - CONTINUA	149
TABELA 22 - INDICADORES DE DESEMPENHO DO OBSERVADOR DE ESTADOS PARA DEGRAUS DE +30% E -30% NA VÁLVULA DE PERTURBAÇÃO	151
TABELA 23 - ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA OS CONTROLADORES PARA DEGRAUS DE +20% E -20% NA VÁLVULA DE PERTURBAÇÃO - CONTINUA	152
TABELA 24 - INDICADORES DE DESEMPENHO DO OBSERVADOR DE ESTADOS PARA DEGRAUS DE +20% E -20% NA VÁLVULA DE PERTURBAÇÃO	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CLP - Controlador Lógico Programável

CR - *Constant Reinforcement*

I/P - Corrente para pressão

ISE - *Integrated Square Error*

ITAE - *Integrated Time Absolute Error*

LVDT - *Linear Variable Differential Transformer*

P&ID - *Piping and Instrumentation Diagram*

PI - Proporcional Integral

MIMO - *Multiple Inputs Multiple Outputs*

MMQ - Método dos Mínimos Quadrados

SDCD - Sistema Digital de Controle Distribuido

SISO - *Single Input Single Output*

V/I - Tensão para corrente

SUMÁRIO

1. Introdução	16
1.1. Motivação	16
1.2. Objetivo	16
1.3. Revisão da Literatura	19
1.4. Estrutura do Trabalho.....	21
2. Materiais	22
2.1. Válvulas de Controle	22
2.2. Planta Piloto de Vazão	23
3. Modelos de Atrito	27
3.1. Modelos Analíticos	28
3.1.1. <i>Modelo Clássico</i>	28
3.1.2. <i>Modelo de Karnopp</i>	30
3.2. Modelo Empírico (Kano).....	31
3.3. Identificação dos parâmetros de Atrito da Válvula.....	34
3.3.1. <i>Método de Romano</i>	35
3.3.1.1. Bloco de Atrito (N_1).....	36
3.3.1.2. Blocos de Processo (L e N_2)	36
3.3.1.3. Aplicação do método.....	38
3.3.2. <i>Validação dos Parâmetros do Modelo de Kano</i>	41
3.3.3. <i>Equivalência entre modelos</i>	42
3.3.4. <i>Obtenção dos demais parâmetros da válvula</i>	45
3.3.4.1. Excursão máxima da válvula e área do atuador.....	45
3.3.4.2. Constante elástica da mola	45
3.3.4.3. Massa das partes móveis.....	47
3.3.4.1. Velocidade de Stribeck e coeficiente da tangente hiperbólica.....	47
4. Fundamentos teóricos para o projeto dos controladores	48

4.1.	Linearização	48
4.1.1.	<i>Grau relativo p menor que ordem do sistema n</i>	50
4.1.2.	<i>Grau relativo p igual à ordem do Sistema n</i>	51
4.2.	Controle por modos deslizantes	52
4.2.1.	<i>Conceito</i>	52
4.2.2.	<i>Lei de Controle</i>	56
4.3.	Observadores de Estado	59
4.3.1.	<i>Observabilidade em sistemas não lineares</i>	61
4.3.2.	<i>Estabilidade</i>	62
4.4.	Método CR2 com Desabilitação de Controle	64
4.5.	Controle em Cascata	66
5.	Projeto dos Controladores por Topologia Externa	68
5.1.	Controlador por Modos Deslizantes	68
5.1.1.	<i>Linearização Exata da Planta</i>	68
5.1.2.	<i>Projeto da superfície de escorregamento e lei de controle</i>	73
5.1.2.1.	Implementação da Dinâmica do Set-Point e do Erro	74
5.1.3.	<i>Projeto de $v(x)$</i>	75
5.1.3.1.	Projeto através de da curva experimental e aproximação por mínimos quadrados	77
5.1.3.2.	Projeto por condições de contorno	78
5.1.4.	<i>Observador de Estados</i>	82
5.1.4.1.	Convergência do observador para aproximação pelo método dos mínimos quadrados	86
5.1.4.2.	Convergência do observador para aproximação por condições de contorno 87	
5.1.5.	<i>Sintonias</i>	88
5.2.	Controlador PI com CR2	91
5.2.1.	<i>Controlador PI</i>	92

5.2.2.	<i>Compensador CR2 com desabilitação de controle</i>	93
6.	Projeto dos Controladores por Topologia Interna	94
6.1.	PI com modos deslizantes.....	94
6.1.1.	<i>Controlador secundário por modos deslizantes</i>	94
6.1.2.	<i>Controlador primário PI</i>	96
6.2.	PI com posicionador digital.....	97
6.2.1.	<i>Controlador secundário - posicionador DVC6010F</i>	97
6.2.2.	<i>Controlador primário PI</i>	98
7.	Resultados	100
7.1.	Regime permanente	100
7.2.	Modo servo.....	116
7.3.	Modo regulatório.....	136
8.	Conclusões	157
8.1.	Sugestões para trabalhos futuros.....	160
	Referências Bibliográficas	161

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO

As válvulas de controle são os elementos finais da grande maioria das malhas de controle existentes na indústria. Em condições normais, um equipamento de boa qualidade e com manutenção adequada não apresenta problemas decorrentes da presença de elevados índices de atrito. No trabalho de SRINIVASAN e RENGASWAMY (2005) é mencionado que as paradas programadas de uma planta para manutenção são feitas em um período que pode abranger de 6 meses a 3 anos. Dessa forma, dependendo do desgaste existente nas gaxetas da válvula de acordo com o seu uso, pode-se começar a ter um atrito elevado.

Nessa situação, a maior consequência deste fato é uma perda de desempenho na malha de controle, uma vez que, por conta das características da força de atrito, a variável de processo não ficará acomodada no seu *set-point*, mas sim tenderá a oscilar ao redor deste.

Ademais, cerca de 20 a 30% das oscilações que ocorrem nas malhas de controle são causadas por atrito ou histerese (SRINIVASAN e RENGASWAMY, 2005). Se o atrito da válvula é considerado muito alto, há duas maneiras de resolver o problema: a primeira é interromper o processo e realizar a manutenção da válvula quando possível (UEHARA, 2009). Mas, às vezes, não é possível pará-lo e então a segunda maneira de abordar este problema pode ser utilizada: usar um método de compensação de atrito para reduzir a variabilidade e as oscilações causadas por esse fenômeno físico (HIDALGO e GARCIA, 2013).

É importante ressaltar que os métodos de compensação de atrito são uma solução temporária para melhorar o desempenho da malha de controle até que seja realizada a manutenção do equipamento. Mas, ainda que não seja uma solução definitiva, a melhora de desempenho causada por esses algoritmos geralmente acarreta ganhos relevantes para o rendimento do processo.

1.2. OBJETIVO

Os trabalhos de KAYIHAN e DOYLE (2000) e BAEZA (2013) apresentam o uso de técnicas de linearização do atrito em conjunto com alguns controladores, configurando uma malha de controle cuja variável de processo era a posição da haste de uma válvula com altos índices de atrito. No trabalho de BAEZA (2013), de

todos os algoritmos de controle utilizados, um deles chamou a atenção em especial, que foi o algoritmo de modos deslizantes com integrador.

Esta técnica possui uma ação de controle não linear, podendo apresentar descontinuidades, o que é uma característica muito interessante para controlar malhas com atrito elevado por algumas razões. A primeira é que este tipo de controle apresenta uma boa robustez, ainda que o modelo no qual foi feita a linearização apresente imprecisões (EDWARDS e SPUNGEON, 1998). A segunda é que a ação de controle, podendo assumir descontinuidades, é uma alternativa interessante para lidar com o problema de atrito em válvulas, pois permite vencer o atrito estático rapidamente e possui uma resposta rápida para o *slip-jump*, que representa a descontinuidade da força de atrito.

Dessa forma, os resultados animadores destes trabalhos abrem possibilidades em duas frentes quanto à topologia do compensador de atrito: a primeira, externa, em que tanto o compensador quanto o controlador da variável de processo estão implementados em um CLP (controlador lógico programável), no meio industrial, ou em uma plataforma como o *Matlab*, no meio acadêmico. A segunda, interna, onde o compensador de atrito, neste caso, o conjunto linearização mais o controlador de posição (no caso, por modos deslizantes) está embarcado em um dispositivo eletrônico (geralmente um posicionador), e, no sistema de controle externo, estaria implementado o controle da variável de processo de interesse. Dessa forma, na topologia interna, haveria uma malha de controle em cascata: a malha secundária teria o compensador de atrito junto com o controlador de posição e a malha primária teria o controle da variável do processo em si.

Neste trabalho, são propostas alternativas para cada uma das topologias descritas e, em ambos os casos é controlada a vazão da planta. Para o compensador por topologia externa, a compensação de atrito é feita dentro da mesma malha de controle. É importante ressaltar que esse controlador necessita das informações da saída e dos estados da planta, no caso, vazão e posição da haste. Contudo, esta informação nem sempre está disponível para o sistema de controle, uma vez que nem todas as válvulas na indústria possuem um medidor de posição acoplado. Logo, para contornar este problema, este trabalho propõe um observador de estados que, tendo como informações a saída da planta e do controlador, utiliza um modelo de atrito para reconstituir a posição da haste da válvula e assim poder realizar o controle.

Para o controlador por modos deslizantes por topologia externa, este trabalho também pretende verificar o desempenho deste para diferentes períodos de amostragem, uma vez que a escolha deste parâmetro para uma técnica de controle não linear como os modos deslizantes não é uma questão trivial, visto que a frequência de chaveamento do controle é uma questão delicada. A importância dessa análise é verificar se as técnicas propostas possuem aplicabilidade na indústria, uma vez que os *hardwares* comumente utilizados neste meio (SDCD - sistema digital de controle distribuído - e CLPs) possuem maiores limitações quanto a este intervalo em comparação com plataformas de cunho acadêmico, como o *Matlab*.

Já para o compensador por topologia interna, é feita uma malha de controle em cascata, cujo algoritmo de controle secundário (ou escravo) é os modos deslizantes com integrador, que controla a posição e compensa o atrito. Já o controlador primário (ou mestre) é um PI (proporcional-integral) padrão, cuja variável de processo é a vazão. Neste trabalho, os dois controladores são implementados externamente, mas o controle secundário é emulado como se estivesse sendo operado internamente, de forma que sua taxa de amostragem é compatível com a de posicionadores digitais encontrados na indústria. Já o controlador PI é implementado com taxa similar a de CLPs e SDCDs do mercado.

Além disso, os resultados obtidos são comparados com alguns controles já conhecidos por apresentarem bons resultados em reduzir a variabilidade causada pelo atrito. O primeiro deles é um compensador por topologia externa, o CR2 (*Constant Reinforcement 2*) com desabilitação de controle, que foi proposto no trabalho de SILVA (2013). O segundo é um controle em cascata, que é composto por um controle PI tradicional como controlador primário e com o posicionador digital DVC6010F, da Emerson, que roda um algoritmo de controle de múltiplas realimentações como controlador secundário. No caso, este algoritmo é considerado neste trabalho como um compensador por topologia interna.

Por último, os resultados são comparados com um controlador PI tradicional sem compensação de atrito, a fim de se avaliar a eficiência de cada um dos compensadores com relação a uma referência padrão, que não possui qualquer tipo de refinamento do controle por conta do atrito.

1.3. REVISÃO DA LITERATURA

Os trabalhos de BAEZA (2013) e SILVA (2013) serviram como referência global para a elaboração de grande parte dos algoritmos projetados neste trabalho. Além disso, a dissertação de SILVA (2013) fornece uma visão geral do estudo do atrito em válvulas de controle, desde a enunciação dos modelos mais utilizados até a implementação das técnicas de compensação de atrito, como o CR2 com desabilitação de controle, que é utilizado neste trabalho.

Em pesquisas envolvendo quantificação e compensação de atrito, comumente se abordam os seguintes modelos: clássico, de Karnopp e de Kano, como se pode ver em UEHARA (2009), SILVA (2013) e BAEZA (2013). De acordo com o trabalho de ROMANO e GARCIA (2008), a influência do atrito viscoso nos modelos clássicos e de Karnopp é muito menor que as demais componentes do modelo. Baseado nesse fato, este trabalho utiliza uma forma um pouco diferente da versão do modelo clássico apresentada em BAEZA (2013). Para estudo do modelo de Karnopp, usou-se como referência o trabalho de KARNOPP (1985). Além disso, utilizou-se o modelo de Kano para projeto do observador de estados. Como material de apoio para estudo desses modelos, utilizaram-se os trabalhos de CHOUDHURY *et al* (2003), HÄGGLUND (2007) e KANO *et al* (2004). Não menos importante, os artigos de GARCIA (2008), HIDALGO e GARCIA (2013), SRINIVASAN e RENGASWAMY (2005) foram referências adicionais no estudo de atrito.

Para se analisar a maneira como o modelo interno da válvula seria obtido, analisou-se o trabalho de RAVANBOD-SHIRAZI e BESANÇON-VODA (2003), onde se propôs um método numérico para obtenção de todos os parâmetros do modelo. Além disso, o artigo de GARCIA (2007) propõe um método mais simples para estimação dos parâmetros do modelo interno, e em ROMANO e GARCIA (2007) os dois métodos são aplicados e seus resultados são comparados.

Além disso, percebeu-se que o trabalho de ROMANO (2010) propõe um método para obtenção dos parâmetros do modelo de atrito de Kano em malha fechada, que é aplicado no estudo de HIDALGO e GARCIA (2012), onde se comparam diferentes métodos de quantificação de atrito em malha fechada. Ademais, o trabalho de UEHARA (2009) é outra referência de estimação do modelo de Kano através de ensaios não intrusivos.

Por sua vez, o trabalho de UEHARA, GARCIA e ROMANO (2008) apresenta uma relação de equivalência entre termos do modelo de Karnopp e Kano através de fórmulas. Além disso, o formulário 1900 do atuador tipo 657 da Fisher (2000) possui informações de parâmetros do modelo interno.

Ademais, o livro de COSTA NETO (2002) apresenta o conceito de correlação, que é utilizado na validação dos parâmetros de atrito obtidos.

Quanto aos demais conceitos teóricos, o livro de KHALIL (2002) apresenta o conceito de linearização exata de um sistema não linear com detalhes e o trabalho de BAEZA (2013) possui dados importantes para a linearização do modelo da válvula, assim como em KAYIHAN e DOYLE (2000).

Para os estudos do controle por modos deslizantes, o livro de EDWARDS e SPURGEON (1998) apresenta os conceitos teóricos desta técnica detalhadamente. Já em SLOTINE (1991) é mostrada uma abordagem mais aplicada deste controle. Além disso, os trabalhos de KAYIHAN e DOYLE (2000) e BAEZA (2013) mostram resultados da utilização desta técnica em sistemas de alto atrito simulados e reais, respectivamente.

Agora tratando do estudo dos observadores de estado, os livros de KAILATH (1980) e CHEN (1999) são referências consagradas quanto à análise de observadores de estado lineares. Já o trabalho de HEDRICK e GIRARD (2005) discorre a respeito de sistemas e observadores de estado não lineares. Já o livro de RUGH (1996) mostra os fundamentos quanto à estabilidade em sistemas lineares variantes no tempo, que são usados para analisar a convergência do observador neste trabalho.

O trabalho de HÄGGLUND (2007) também apresenta o método de compensação de atrito CR2 e em SILVA (2013) esses algoritmos são aplicados e, além disso, é proposto um algoritmo de desabilitação de controle para pequenos erros de regime.

Em GARCIA (2010) é apresentado o conceito de controle em cascata, que é utilizado em diversas técnicas neste trabalho.

Para se projetar alguns dos controladores deste trabalho, é necessário ter um modelo do processo. Dessa forma, o livro de GARCIA (2009) é uma referência à modelagem de processos em geral e também de instrumentos, assim como o livro de SIGHIERI e NISHINARI (1973). Além disso, CONSIDINE (1985) é utilizado como referência adicional na modelagem da válvula. Já CORRIPIO (2001) apresenta uma abordagem bem prática para controle de processos, apresentando alguns conceitos

quanto à dinâmica de plantas industriais comumente encontradas. Por sua vez, o trabalho de MORA (2014) apresenta informações importantes sobre a Planta de Vazão, tais como sua modelagem e os P&IDs desta (*Piping and Instrumentation Diagram*).

Além disso, para estudo do posicionador digital, o material de BARBOSA (sem data) apresenta a estrutura do algoritmo de controle deste dispositivo. Já os manuais de instrução do posicionador (FISHER, 2006 e FISHER, 2013) apresentam informações importantes quanto às sintonias do dispositivo, bem como frequência de amostragem.

1.4. ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura deste trabalho é dividida da seguinte forma: o capítulo 2 apresenta a planta e os materiais utilizados no trabalho. Os capítulos 3 e 4 apresentam os fundamentos teóricos necessários para o projeto dos controladores. O capítulo 3 introduz os modelos de atrito utilizados neste trabalho, bem como a metodologia de obtenção dos parâmetros destes. O capítulo 4 apresenta os fundamentos teóricos utilizados para o projeto dos controladores e compensadores. Em primeiro lugar, mostra-se a fundamentação matemática para linearização de modelos não lineares, que é utilizada em alguns dos controladores. Em seguida, é apresentada a técnica de controle por modos deslizantes com integrador, que é amplamente usada neste trabalho. Depois disso, introduz-se os observadores de estado, bem como alguns conceitos que são utilizados no seu projeto, tais como observabilidade e estabilidade para em seguida apresentar o compensador de atrito CR2 com desabilitação de controle, um dos algoritmos utilizados neste trabalho. A última seção da fundamentação teórica mostra o conceito de controle em cascata. O capítulo 5 apresenta os projetos de todos os controladores que usam a topologia de compensação de atrito externa e o capítulo 6 detalha os projetos dos compensadores por topologia interna. Por sua vez, o capítulo 7 mostra os experimentos realizados bem como os resultados e o capítulo 8 são as conclusões.

2. MATERIAIS

Neste capítulo é feita uma breve explicação sobre válvulas de controle, com ênfase naquela que é utilizada neste trabalho. Além disso, são apresentados os demais elementos utilizados para a realização dos experimentos.

2.1. VÁLVULAS DE CONTROLE

As válvulas de controle com atuador pneumático são elementos capazes de restringir a passagem de um fluido de acordo com um sinal de comando (ROMANO, 2010). Fundamentalmente, a válvula é composta por três partes. A primeira, o corpo, é onde há a interação com o fluido do processo. Nesta parte da válvula, existe um obturador, que está fixado na ponta de uma haste móvel, que, dependendo da posição desta, há uma movimentação com relação à sede da válvula, que implica uma variação na perda de carga, que tem como consequência um incremento ou decremento da vazão (SILVA, 2013).

Por sua vez, a segunda parte é o castelo, peça de transição entre o corpo e o atuador, sendo que este é a última parte. Ao injetar uma pressão sobre o diafragma, gera-se uma força sobre o atuador, que acaba movimentando a haste da válvula. Além disso, a válvula possui uma mola, que impõe uma força elástica de resistência ao movimento da haste. Para cada perda de carga, as forças aplicadas e de resistência se encontram num determinado estado de equilíbrio, permitindo que a válvula possa permanecer parada (ROMANO, 2010).

A Figura 1 mostra uma esquematização de uma válvula de controle.

Figura 1 - Partes de uma válvula de controle

Fonte: Romano (2010)

Neste trabalho, é usada uma válvula para controle, que no caso é uma válvula pneumática com engaxetamento de grafite (FV11), que aparece na Figura 3. A escolha desta válvula para estudo e não da válvula com gaxetas de teflon se deu porque ela apresenta o caso mais problemático de variabilidade para o controle, pois seu atrito originalmente era mais elevado. No entanto, por causas ainda a serem identificadas, a descontinuidade entre atrito estático e dinâmico da válvula reduziu-se consideravelmente, causando uma redução na variabilidade do processo. No entanto, este fato não impede de mostrar o efeito dos compensadores de atrito na planta, haja vista que essa descontinuidade no atrito ainda existe, embora reduzida. A válvula em questão é do tipo *Air to Close*, isto é, um aumento na pressão da entrada da válvula implica um maior grau de fechamento da mesma.

Figura 3 - Válvula com gaxeta de grafite em que serão realizados os ensaios

Fonte: Autor

Esta válvula possui um LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*) para medir a posição da haste, além de um medidor de pressão para medir a mesma na entrada da válvula. Além disso, o sinal de pressão, para todos os ensaios, é gerado por um conversor I/P, que faz a conversão entre o sinal de corrente de 4 a 20mA para pressão de 6 a 30psi.

Ademais, para alguns ensaios é necessária a inserção de perturbações (FV13), que são feitas através da válvula mostrada na Figura 4.

Figura 4 - Válvula para inserção de perturbações

Fonte: Autor

Esta válvula também é pneumática e do tipo *Air to Close*.

O controle de todas as técnicas com topologia externa, do controlador PI em cascata com os modos deslizantes e do PI sem compensação é feito através das ferramentas *Matlab/Simulink*, com algoritmos que rodam em tempo real. Além disso, a interface entre os algoritmos e o meio físico é feita por uma placa de aquisição de dados *PCI6229* da *National Instruments*, que gera um sinal de tensão de -10 a 10V (que é limitado nos algoritmos para o intervalo de 0 a 10V), que é convertido em um sinal de corrente elétrica de 4 a 20mA (alinhado com faixa de medição de 0 a 10V de tensão) através de um conversor V/I da *ABB*.

Já para os ensaios com o posicionador digital, é utilizado o sistema 800xA, da *ABB*, que é um SDCD que, na aplicação projetada para a planta, é capaz de atuar sobre a válvula de três maneiras: a primeira é utilizando o conversor I/P já citado, a segunda é através de um posicionador eletropneumático, que não é usado neste trabalho e a terceira é pelo posicionador digital DVC 6010F, onde o sinal proveniente do SDCD chega ao dispositivo via rede pelo protocolo *Fieldbus*. A escolha do SDCD se deve ao fato de que não há na planta uma aplicação que comunique diretamente o *Matlab* com o posicionador através do protocolo *Fieldbus*.

O SDCD que controla a planta possui, em seu projeto de sistema de controle, controladores PI para cada válvula de controle. Este controlador em questão é o controlador primário em conjunto com o DVC6010F, que atua como secundário.

Por último, é usado um sensor de vazão do tipo placa de orifício (FE10), cujo valor medido é enviado para o controle por um transmissor de pressão diferencial, que

envia um sinal de corrente de 4 a 20mA (FIR10A), que é convertido para tensão elétrica de 0 a 10V, que vai para a placa de aquisição de dados. Há também um transmissor do sinal de vazão via rede, mas este não é utilizado neste trabalho, uma vez que não é possível usar diretamente seu valor de leitura no *Matlab*.

3. MODELOS DE ATRITO

Na literatura especializada, há diversos modelos de atrito em válvulas, que, de maneira geral, podem ser divididos em estáticos e dinâmicos. No primeiro tipo, os parâmetros obtidos não variam no tempo. Já para o segundo caso ocorre justamente o oposto, isto é, certos parâmetros variam no tempo.

Neste trabalho são utilizados apenas modelos estáticos, por conta desses modelos serem mais simples de se abordar e, ao mesmo tempo, são capazes de representar bem o fenômeno físico em questão.

O primeiro passo na modelagem de atrito em válvulas de controle é a realização do balanço de forças:

$$m \cdot \ddot{x} = F_{\text{pressão}} - F_{\text{mola}} - F_{\text{at}} - F_{\text{fluido}} - F_{\text{assentamento}} \quad (3.1)$$

onde:

- m : massa das partes móveis da válvula.
- $\ddot{x}$: aceleração da haste da válvula.
- $F_{\text{pressão}} = S_a \cdot p$: força aplicada pelo atuador, onde S_a é a área de contato e p é a pressão aplicada pelo atuador.
- $F_{\text{mola}} = K \cdot x$: força da mola, sendo K a constante elástica e x a posição da haste da válvula.
- F_{at} : força de atrito presente na válvula.
- $F_{\text{fluido}} = \alpha \cdot \Delta p$: força devido à queda de pressão na válvula, onde α é a área de desbalanço do obturador e Δp é a queda de pressão no fluido.
- $F_{\text{assentamento}}$: força necessária para travar a válvula na sede.

De acordo com GARCIA (2008), é aconselhável desprezar F_{fluido} , pois geralmente essa força é por volta de 100 vezes menor (2 ordens de grandeza) que as forças de atrito e da mola. Já $F_{\text{assentamento}}$ foi desprezada pelo fato da válvula operar apenas na faixa de pressão de 6 a 26psi no atuador da válvula, sendo que no assentamento o curso na faixa de pressão é de 26 a 30psi. Dessa forma, pode-se retirar esses dois termos do balanço de forças. Logo, a segunda lei de Newton para a válvula pode ser escrita da seguinte forma:

$$m \ddot{x} = K_p \cdot S_a \cdot u - K \cdot x - F_{\text{at}} \quad (3.2)$$

onde:

- K_p : ganho em série do V/I e do I/P, isto é, ganho de tensão elétrica para pressão.
- u : sinal de controle (V).
- F_{at} : força de atrito.

Como se pode notar, o ganho K_p engloba tanto o V/I, que converte a tensão do sinal de controle para corrente quanto o I/P, que converte sinal de corrente para pneumático. Isso significa que a dinâmica destes transdutores foi desprezada, mas isso pode ser feito sem prejuízos uma vez que estas possuem constantes de tempo demasiadamente pequenas em comparação com as demais modeladas, ou seja, a dinâmica destes transdutores é muito mais rápida do que qualquer uma das outras que são modeladas.

Dessa forma, uma vez detalhados todos os componentes do balanço de forças da válvula, são mostrados os modelos de atrito que são utilizados neste trabalho.

3.1. MODELOS ANALÍTICOS

Neste trabalho, são mostrados dois modelos analíticos – clássico e de Karnopp – sendo que o primeiro é utilizado na linearização da planta por realimentação de estados e o segundo é usado como base para obtenção de parâmetros de atrito, já que os parâmetros de ambos são idênticos, diferenciando-se apenas quanto à sua estrutura.

3.1.1. Modelo Clássico

O modelo clássico de atrito é descrito pela equação (3.3) (GARCIA, 2008):

$$F_{at}(\dot{x}) = \left[F_c + (F_s - F_c) \cdot e^{-\left(\frac{\dot{x}}{v_s}\right)^2} \right] \cdot \text{sgn}(\dot{x}) + F_v \cdot \dot{x} \quad (3.3)$$

onde:

- $\dot{x}$: velocidade da haste da válvula.
- F_c : coeficiente de atrito de Coulomb.
- F_s : coeficiente de atrito estático.
- v_s : velocidade de Stribeck.
- F_v : coeficiente de atrito viscoso.

Apesar de este modelo ser bastante conhecido e utilizado, neste trabalho o modelo clássico é utilizado para linearizar a planta, mas, para isso, é necessário que este

tenha suas derivadas parciais contínuas. Dessa forma, é preciso utilizar uma versão modificada do modelo clássico, uma delas foi proposta por KAYIHAN e DOYLE (2000).

$$F_{at} = \left[F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{\dot{x}}{v_s}\right)^2} \right] \cdot \tanh(\sigma \cdot \dot{x}) + F_v \cdot \dot{x} \quad (3.4)$$

A diferença entre as equações (3.3) e (3.4) está no uso da função tangente hiperbólica em vez da função sgn. Para um valor de σ suficientemente elevado, as duas funções vão convergindo para valores cada vez mais próximos. Na Figura 5 é possível ver as duas funções para o caso em que $\sigma = 10000$.

Figura 5 - Funções sinal e tangente hiperbólica

Fonte: Autor

Analisando-se a Figura 5, bem como as equações (3.3) e (3.4), é possível perceber uma limitação do modelo clássico de atrito, tanto na sua forma original quanto na modificada, que é o fato desta força ser nula para quando a velocidade da haste for também nula, ou seja, este modelo não consegue descrever bem a situação de atrito estático. Esse é um problema que não pode ser contornado na linearização da planta, por conta das restrições de continuidade e derivabilidade do modelo, que vão ser compensadas pela robustez dos modos deslizantes diante de tais imprecisões.

Além disso, dada a ordem de grandeza da velocidade da haste da válvula, o trabalho de ROMANO e GARCIA (2008) afirma que o atrito viscoso pode ser desprezado no equacionamento da válvula. Dessa forma, é utilizada a seguinte variação do modelo clássico de atrito neste trabalho:

$$F_{at} = \left[F_c + (F_s - F_c) e^{-\left(\frac{\dot{x}}{v_s}\right)^2} \right] \cdot \tanh(\sigma \cdot \dot{x}) \quad (3.5)$$

Esta formulação para o atrito possui uma vantagem bastante interessante do ponto de vista de controle: a simplificação feita permite que não seja mais necessário saber o valor exato da velocidade, que é uma grandeza de difícil obtenção nos experimentos, uma vez que é obtida através de uma derivada, operação esta que costuma amplificar ruídos em ensaios experimentais. Com a equação (3.5) passa a ser importante saber apenas qual é o sentido do movimento da haste, ou seja, qual o sinal da velocidade, se positivo ou negativo. Isso se justifica pelo fato de que a influência da velocidade na exponencial da equação (3.5) é muito pequena e a função tangente hiperbólica tem um aspecto muito semelhante ao da função sinal, como mostrado na Figura 5.

3.1.2. Modelo de Karnopp

O modelo de Karnopp possui uma diferença fundamental com relação ao modelo clássico, que é uma modelagem específica do atrito para quando a haste da válvula está parada. Isso resulta em uma melhora na descrição do atrito estático, que é a grande deficiência do modelo clássico.

O trabalho de KARNOPP (1985) propõe que o atrito seja modelado da seguinte forma:

$$F_{at} = \begin{cases} F_{dinâmico}(\dot{x}), & \text{se } |\dot{x}| \geq ZM \\ F_e, & \text{se } |\dot{x}| < ZM \text{ e } |F_e| \leq F_c + F_s \\ F_s \cdot \text{sgn}(F_e), & \text{se } |\dot{x}| < ZM \text{ e } |F_e| > F_c + F_s \end{cases} \quad (3.6)$$

onde:

- $F_{dinâmico}(\dot{x})$: força de atrito dinâmico, função da velocidade da haste.
- F_e : somatório das forças externas.
- ZM : região na qual a velocidade da haste é considerada nula (zona morta). Sua implementação se faz necessária sobretudo em simulações pois, uma vez que estas são feitas em tempo discreto, em um momento de mudança no sentido do movimento da haste, a simulação pode não atingir o valor nulo da velocidade, mas sim números bem pequenos. Nessa situação a zona morta serve para determinar para quais faixas de valores a velocidade deve ser considerada nula, o que depende do passo da simulação e outros detalhes.

Em GARCIA (2008), $F_{dinamico}$ foi modelado tal qual a equação (3.3). Dessa maneira, esta implementação do modelo de Karnopp é equivalente ao modelo clássico para a situação na qual a haste da válvula está em movimento. Além disso, adotando-se o equacionamento para $F_{dinamico}$ tal qual as referências citadas acima, tem-se que os parâmetros dos modelos clássico e de Karnopp são equivalentes.

3.2. MODELO EMPÍRICO (KANO)

O modelo de Kano, assim como o modelo clássico, é estático. Ademais, possui dois parâmetros a serem determinados (KANO *et al*, 2004). O primeiro, denominado S , representa a variação do sinal na entrada do controlador no intervalo de tempo em que a haste da válvula estiver travada (UEHARA, 2009), ou seja, a variável S é um indicador de quão grande o *stiction* (*static friction*) é na válvula em questão para uma certa sintonia de controle. O segundo, denominado J , representa um valor adicional à banda morta, em que a válvula fica travada se há atrito estático (*stick band*) ou simboliza o salto da haste no momento em que a força aplicada no atuador supera o atrito estático (*slip-jump*) (UEHARA, 2009). As definições de *stick band* e *slip-jump* geralmente são apresentadas de maneira única porque esses dois fenômenos estão estritamente conectados entre si. No caso deste trabalho, está sendo medida a *stick band*.

Em suma, os parâmetros deste modelo, bem como seu significado físico, ficam bem caracterizados pela curva de assinatura da válvula, que pode ser obtida por um ensaio em malha aberta, no qual se gera um sinal trapezoidal ou triangular na saída do controlador e assim pode se obter um gráfico da posição da haste pela pressão aplicada, como visto na Figura 6.

Figura 6 - Curva de assinatura de uma válvula

Fonte: Choudhury *et al* (2003)

Além disso, existem algoritmos que permitem quantificar os valores de S e J através de ensaios em malha fechada, tais como o algoritmo de Choudhury (CHOUDHURY *et al*, 2003), Hägglund (HÄGGLUND, 2007), Kano (KANO *et al*, 2004) e Romano (ROMANO, 2010).

Por conta disso, o modelo de Kano é muito utilizado nos trabalhos tanto de quantificação quanto de compensação de atrito, uma vez que a obtenção de seus parâmetros é mais fácil do que para os demais modelos.

Alternativamente, o modelo de Kano pode ser descrito na forma de um algoritmo, como mostrado na Figura 7, que deixa bem claro qual é a influência dos parâmetros S e J no fenômeno do atrito em válvulas de controle.

Figura 7 - Algoritmo do modelo de atrito de Kano

Fonte: Kano et al (2004)

Na Figura 7, o sinal $u(t)$ é a pressão no atuador (entrada do algoritmo), em porcentagem, e $y(t)$ é a posição da haste (saída), também em porcentagem. O primeiro passo do algoritmo é verificar se a entrada está saturada e, se sim, limitar seus limites ao máximo ou mínimo da faixa porcentual. O próximo passo é calcular a variação do sinal de entrada entre o instante atual e anterior. Em seguida, é verificado se houve mudança de tendência no sinal de entrada, isto é, se ele estava aumentando e passou a diminuir ou o contrário (dado pelo produto entre as duas últimas variações da entrada) e se a válvula estava em movimento (dado pela *flag* stp , onde esta assume valor nulo quando a válvula está em movimento e um quando parada. Caso as duas perguntas tenham respostas afirmativas, isso significa que a válvula irá cessar seu movimento e esta acabou de entrar na sua banda de morta. Nesta situação, é armazenado o valor da entrada para o qual a válvula cessou o movimento (u_s) e o sinal de parada da válvula é ativado.

Logo após, é verificado se a válvula está parada e, se sim, é averiguado se a tendência do sinal de entrada é superar a banda de agarramento na condição de mudança no sentido de movimento da haste (condição do parâmetro S) ou se o sinal de entrada não tem mudança no sentido de movimento, então avalia-se a condição de *stick band* (J). O que determina o sentido do último movimento da válvula é a variável d , que assume um valor de 1 ou -1 dependendo da última movimentação da haste, tanto que, quando a condição de variação maior do que S se estabelece, o sinal de d se inverte, denotando a mudança no sentido de movimento da haste. E, por último, caso a válvula esteja de fato parada, a posição atual é mantida como igual a anterior.

Caso a válvula já esteja em movimento ou inicie uma nova movimentação, a posição da haste é dada pela equação presente no retângulo inferior esquerdo da Figura 7, que admite que a relação entre pressão e posição tenha ganho unitário, o que é válido, uma vez que ambas as grandezas estão dadas em porcentagem neste caso. Dessa forma, está caracterizado o algoritmo para reconstituição da posição da haste baseado no modelo de Kano.

Finalmente, neste trabalho, este modelo é utilizado no projeto do observador de estados para reconstituir a posição da haste no compensador de topologia externa e no compensador CR2 com desabilitação de controle. A razão disso é que o modelo de Kano é mais preciso que o modelo clássico para descrever o atrito em válvulas, uma vez que aquele modelo descreve melhor a situação de atrito estático e, além disso, a haste da válvula apresenta sempre velocidades pequenas, podendo então se desprezar o atrito viscoso, algo que o modelo de Kano já faz, pois não possui um termo proporcional à velocidade. Além disso, como para o projeto de observador de estados não há requisitos de continuidade e derivadas parciais contínuas, é possível utilizar o modelo de Kano para esta finalidade.

3.3. IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS DE ATRITO DA VÁLVULA

Nesta seção, são obtidos os parâmetros para os modelos de atrito que são utilizados neste trabalho. Em primeiro lugar, são identificados os parâmetros do modelo de Kano através do método desenvolvido por ROMANO (2010) em malha fechada. O intuito de usar este método consiste em emular uma situação comum na indústria, quando não se possui acesso a algumas variáveis relacionadas à válvula, tais como pressão no atuador e posição da haste. Nesse caso, o projetista é forçado a obter

todos os parâmetros de modelagem através das informações provenientes da saída do controlador, da variável de processo e dos estados - quando medidos - ou da documentação dos equipamentos e instrumentos. Além disso, nesta seção, é dada preferência a métodos não intrusivos para estimação de parâmetros, isto é, que não requeiram parar o processo em questão. Para validar os resultados do algoritmo, é feita uma simulação do modelo de Kano com os parâmetros obtidos e esta é confrontada com um ensaio real da válvula, apenas para efeito de validação.

Depois, os parâmetros do modelo clássico relevantes ao projeto dos controladores, no caso F_s e F_c , são obtidos através de fórmulas de equivalência entre os modelos de Kano e Karnopp. Mais uma vez, o intuito de utilizar tal abordagem é reduzir a quantidade de ensaios intrusivos para obtenção dos parâmetros de projeto.

Por último, são quantificados os demais parâmetros do balanço de forças da válvula (modelo interno), dado pela equação (3.2).

3.3.1. Método de Romano

O método de ROMANO (2010) para quantificação de atrito é baseado na identificação de sistemas e simulações.

O algoritmo consiste em escolher uma área de análise para valores de S e, tendo como entrada os sinais de controle e de processo, ele reconstitui o sinal de posição da haste e identifica um modelo para o sistema.

Para a identificação do sistema, é usada uma estrutura combinada dos modelos de Hammerstein-Wiener, dada pela Figura 8:

Figura 8 - Modelo de Hammerstein-Wiener

Fonte: Romano (2010)

Na Figura 8, tem-se que $u(k)$ é o sinal de controle, no caso, a saída do controlador. O bloco N_1 representa o modelo de atrito de Kano e tem como saída a posição da haste da válvula simulada, $x(k)$. O bloco N_2 corresponde à parcela do sistema do modelo de Hammerstein.

Já o modelo de Wiener é dado pelos blocos L e N_2 e consiste em modelar o processo e possíveis não linearidades encontradas nele. Suas entradas são o sinal de posição da haste reconstituído, alguma possível perturbação e a saída é a variável de processo, no caso, a vazão.

Vale ressaltar que toda a estrutura da identificação é feita em tempo discreto, o que é lógico, dado que os sinais a serem analisados pelo algoritmo nada mais são do que conjuntos de pontos discretizados.

A seguir é explicado com mais detalhes o funcionamento da identificação do bloco de atrito (N_1) e dos blocos de processo (L e N_2).

3.3.1.1. Bloco de Atrito (N_1)

O modelo de atrito usado para reconstituir o sinal de posição é o de Kano, que tem seu princípio de funcionamento descrito sucintamente pela Figura 7 e seção 3.2.

3.3.1.2. Blocos de Processo (L e N_2)

A estrutura do modelo de Wiener pode ser detalhada como na Figura 9:

Figura 9 - Estrutura detalhada do modelo de Wiener

Fonte: Romano (2010)

onde:

- $p(k)$: sinal de perturbação
- $v(k)$: saída do bloco de perturbação
- $w(k)$: soma dos efeitos de processo e perturbação
- $G(z, \theta)$: representa a dinâmica linear do processo
- $H(z, \theta)$: representa a dinâmica linear da perturbação
- $f(., \mu)$ é um bloco estático de não linearidades.

Para o bloco linear, tem-se as seguintes relações:

$$G(z, \theta) = \frac{B(z, \theta)}{A(z, \theta)} = \frac{\sum_{i=1}^l b_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^l a_i z^{-i}} \quad (3.7)$$

$$H(z, \theta) = \frac{C(z, \theta)}{A(z, \theta)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{n_c} c_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^l a_i z^{-i}} \quad (3.8)$$

$$\theta = (b_1, \dots, b_l, a_1, \dots, a_l, c_1, \dots, c_{n_c}) \quad (3.9)$$

onde:

- z : operador da transformada Z.
- θ : vetor de coeficientes do bloco linear.
- $A(z, \theta)$, $B(z, \theta)$ e $C(z, \theta)$: polinômios das funções de transferência $G(z, \theta)$ e $H(z, \theta)$.
- a_i , b_i e c_i : coeficientes de θ .

Com relação ao bloco não linear, admite-se que o seu comportamento pode ser bem descrito por *splines* cúbicas. Dessa forma, pode-se escrever:

$$y(k) = f(w(k), \mu) = \sum_{i=2}^{m-1} \mu_i \cdot |w(k) - w_i|^3 + \mu_m + \mu_{m+1} \cdot w(k) \quad (3.10)$$

$$\mu = (\mu_1, \dots, \mu_{m+1}) \quad (3.11)$$

onde:

- μ : vetor de coeficientes do bloco N_2 (*splines* cúbicas).
- μ_i : coeficientes de μ .
- m : quantidade de pontos da *spline*.

Dessa forma, deseja-se que o modelo de Wiener a ser estimado seja a solução do seguinte problema:

$$(\tilde{\theta}, \tilde{\mu}) = \arg \min_{\theta, \mu} \sum_k (y(k) - f(G(z, \theta) \cdot x(k), \mu))^2 \quad (3.12)$$

onde:

- $\tilde{\theta}$: vetor de coeficientes da dinâmica linear estimada
- $\tilde{\mu}$: vetor de coeficientes das *splines* cúbicas estimadas.

No entanto, segundo ROMANO (2010), esse estimador pode ser polarizado devido à dependência entre o sinal de controle e de perturbação, o que se verifica ao fechar a malha. Logo, é preciso abordar o problema de outra forma para se achar os parâmetros desejados.

Sendo assim, admitindo que o mapeamento $f(w(k), \mu)$ seja monotônico e invertível, tem-se que:

$$w(k) = g(y(k), \rho) = \sum_{i=2}^{m-1} \rho_i \cdot |y(k) - y_i|^3 + \rho_m + \rho_{m+1} \cdot y(k) \quad (3.13)$$

$$\rho = (\rho_1, \dots, \rho_{m+1}) \quad (3.14)$$

onde:

- ρ : vetor de coeficientes da nova *spline* a ser estimada.
- ρ_i : coeficientes de ρ .
- $g(y(k), \rho)$: inversa de $f(G(z, \theta).x(k), \mu)$

Apresentados todos os vetores e variáveis do método, ROMANO (2010) define o objetivo do método, que é minimizar a seguinte função:

$$V(\theta, \rho) = \sum_k \epsilon^2(k, \theta, \rho) \quad (3.15)$$

onde:

- $V(\theta, \rho)$: função custo baseada em somatório de função quadrática.

E:

$$\epsilon(k, \theta, \rho) = H^{-1}(z, \theta). (g(y(k), \rho) - G(z, \theta).x(k)) \quad (3.16)$$

onde:

- $\epsilon(k, \theta, \rho)$: resíduo de estimação.

Percebe-se que, para achar o modelo de Wiener do sistema, é preciso resolver um problema de minimização não linear. Uma vez obtido esse modelo, é possível utilizar a estrutura Hammerstein-Wiener obtida para comparar os resultados simulados e reais.

Como o objetivo deste trabalho consiste na compensação de atrito e não na sua quantificação, de agora em diante, é dado um enfoque na aplicação do algoritmo.

3.3.1.3. Aplicação do método

O usuário do algoritmo define a faixa de busca dos valores de S e o passo de resolução para esse parâmetro. Também é definida a ordem máxima do modelo de processo linear a ser analisada, do modelo de perturbação e a quantidade de iterações na otimização do algoritmo para obtenção de S e J .

Dado o sinal de controle como entrada, o algoritmo, para um determinado valor de S e para $J=0$ irá reconstituir o sinal de posição pelo algoritmo de Kano já mostrado.

Com esse sinal, é feita a identificação do bloco de processo dinâmico linear e estático não linear. Dessa forma, haverá um sinal de processo simulado, que é comparado com o sinal de vazão real, que é uma entrada do algoritmo. Dados esses sinais, pode-se calcular o erro de simulação pela seguinte fórmula (ROMANO, 2010):

$$C(S_i, J_i) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n (y(k) - \tilde{f}(\tilde{G}(z) \cdot \tilde{x}(S_i, J_i, k)))^2 \quad (3.17)$$

onde:

- $C(S_i, J_i)$: somatório do erro entre a variável de processo medida e simulada.
- n : quantidade de amostras de cada sinal
- $\tilde{x}$: posição estimada da haste da válvula pelo modelo de atrito
- $\tilde{f}(\cdot)$: bloco estático não linear estimado, ou seja, estimação de $f(\cdot)$
- $\tilde{G}(z)$: dinâmica linear estimada

Esse erro de modelagem é calculado para todos os valores de S experimentados. Dessa forma, é extremamente importante que se saiba a faixa de valores em que o mínimo global se localiza. Caso não se saiba essa informação, deve-se fazer uma busca entre uma grande faixa de valores para se ter uma noção de onde está o mínimo global.

Figura 10 - Aspecto da curva de erro de simulação em função de S

Fonte: Autor

Dessa forma, determinado o valor de S que minimiza o erro de simulação para $J=0$, dar-se-á início a busca do par (S^*, J^*) ótimo. Para isso, é necessário um processo de otimização.

É sabido que o valor de J usualmente é muito menor do que S . Dessa forma, a restrição $J \leq S$ é mais do que folgada.

Dado que $J \ll S$ e seja ΔS o passo de definição de S escolhido para o algoritmo, a seguinte aproximação é válida (ROMANO, 2010):

$$S^0 - \Delta S \leq S - J \leq S^0 + \Delta S \quad (3.18)$$

Dadas essas relações, tem-se que:

$$J \leq S \quad (3.19)$$

$$J \geq S - (S^0 + \Delta S) \quad (3.20)$$

$$J \leq S - (S^0 - \Delta S) \quad (3.21)$$

onde S^0 é a solução do problema de minimização para $J=0$.

Dessa forma, as restrições sobre J são dadas pela Figura 11.

Figura 11 - Restrições sobre J

Fonte: Romano (2010)

Portanto, o problema de otimização dado pela equação (3.17) está sujeito a essas restrições. Logo, pode-se resolvê-lo pelo método de Nelder-Mead.

Os valores iniciais de (S, J) são:

$$(S_0, J_0) = (S^0 + \alpha \cdot \Delta S, \alpha \cdot \Delta S) \quad (3.22)$$

Onde α é o índice da iteração e com $\alpha = 1$ como valor inicial. As demais iterações seguem a metodologia de Nelder-Mead de otimização dentro da área de restrição, considerando o erro de modelagem dado por (3.17).

Portanto, uma vez que um critério de parada pré-estabelecido é atingido, obtém-se a solução ótima (S^*, J^*) .

Para a quantificação do atrito na válvula de controle, foi feito um experimento em malha fechada, com a aplicação de um degrau e estabilização em 50% do valor de vazão, o que corresponde a $6\text{m}^3/\text{h}$. O ensaio teve duração de 1 hora.

O algoritmo foi testado em diferentes situações, variando parâmetros como ordem da dinâmica linear da planta e da perturbação, bem como o número máximo de

iterações no refinamento. De maneira geral, não houve variações muito grandes nos resultados obtidos, sendo que S e J convergiram para os valores apresentados na Tabela 1:

Tabela 1 - Valores para os parâmetros do modelo de Kano

Parâmetros do Modelo de Kano	
S	18,38%
J	0,5%

Fonte: Autor

3.3.2. Validação dos Parâmetros do Modelo de Kano

Para validar os resultados obtidos pelo algoritmo de Romano, foi realizado um ensaio em malha aberta, onde foi gerado um sinal de entrada trapezoidal para a válvula.

Este experimento foi realizado apenas para garantir a validade do resultado obtido. Em uma situação onde não se tem acesso à posição da haste, não é possível realizar esta validação. Contudo, o trabalho de HIDALGO e GARCIA (2012) mostrou que o método de Romano foi um bom estimador de atrito, comparativamente com outros algoritmos.

A taxa de amostragem tanto do ensaio quanto da simulação foi de 1kHz.

Dessa forma, a posição medida e estimada da haste da válvula podem ser vistas na Figura 12.

Figura 12 - Posição medida e estimada para o ensaio de validação

Fonte: Autor

Para estimar o quanto a posição estimada está próxima da medida, foi utilizado o coeficiente de correlação, que é dado por (COSTA NETO, 2002):

$$R^2(X, Y) = \frac{\text{cov}(X, Y)}{\sigma_x \sigma_y} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)(y_i - \mu_y)}{\sigma_x \sigma_y} \quad (3.23)$$

onde:

- X, Y : sinais amostrados
- n : quantidade de amostras dos sinais
- $\text{cov}(X, Y)$: matriz de covariâncias de X e Y
- x_i, y_i : i -ésima amostra do sinal
- μ_x, μ_y : médias dos sinais amostrados
- σ_x, σ_y : desvios padrão dos sinais

Usando esta fórmula para a posição medida e estimada, tem-se um coeficiente de correlação de 0,9982, o que indica que os sinais estão muito próximos um do outro. Dessa forma, é possível concluir que os valores obtidos para o modelo de Kano são boas aproximações para o comportamento da válvula.

3.3.3. Equivalência entre modelos

É possível mostrar que o modelo de Kano e de Karnopp são equivalentes. Dessa forma, uma vez obtidos os parâmetros de Karnopp – em malha aberta – os parâmetros do modelo de Kano podem ser conseguidos através das fórmulas de equivalência. Por outro lado, uma vez obtidos os parâmetros do modelo de Kano, é possível estimar os parâmetros F_s e F_c , que são comuns aos modelos de Karnopp e clássico e são os necessários para os algoritmos implementados neste trabalho.

Considerando a equação do modelo de Karnopp para a válvula em movimento, tem-se que:

$$-F_c \cdot \text{sgn}(\dot{x}) - F_v \cdot \dot{x} = -d \cdot f_{din} \quad (3.24)$$

onde:

- d : indica a direção do movimento da válvula, ou seja, se $d = 1$ a haste sobe e se $d = -1$ a haste da válvula desce
- f_{din} : representa a força de atrito dinâmico em unidades de engenharia.

Neste caso, foi considerado que a velocidade da haste é muito maior do que a velocidade de Stribeck, logo o termo $(F_s - F_c)e^{-\left(\frac{\dot{x}}{v_s}\right)^2}$ pode ser desprezado.

Agora, considerando os pontos máximos e mínimos de excursão da válvula, tem-se as seguintes equações:

$$S_a \cdot p_{min} = K \cdot x_{min} \quad (3.25)$$

$$S_a \cdot p_{max} = K \cdot x_{max} \quad (3.26)$$

Fazendo-se (3.26)-(3.25), tem-se:

$$S_a \cdot \Delta p_{max} = K \cdot \Delta x_{max} \quad (3.27)$$

onde Δp_{max} é a máxima variação de pressão aplicada no atuador e Δx_{max} é a máxima excursão da válvula.

De acordo com UEHARA, GARCIA e ROMANO (2008), tem-se, para o modelo de Karnopp, que no balanço de forças referente à situação de movimento da válvula, a resultante $m \cdot \ddot{x}$ possui um valor desprezível diante dos demais termos da equação. Dessa forma, o balanço de forças em questão, com as devidas substituições, fica da seguinte forma:

$$K \cdot x = S_a \cdot p - d \cdot f_{din} \quad (3.28)$$

Dividindo essa equação por $K \cdot \Delta x_{max}$:

$$\frac{K \cdot x}{K \cdot \Delta x_{max}} = \frac{S_a \cdot p - d \cdot f_{din}}{K \cdot \Delta x_{max}} \quad (3.29)$$

Mas, dada a relação (3.27), pode-se escrever:

$$\frac{K \cdot x}{K \cdot \Delta x_{max}} = \frac{S_a \cdot p - d \cdot f_{din}}{S_a \cdot \Delta p_{max}} \quad (3.30)$$

A equação (3.30) pode ser representada da seguinte forma:

$$X = P - d \cdot F_{din} \quad (3.31)$$

onde $X = \frac{x}{\Delta x_{max}}$, $P = \frac{p}{\Delta p_{max}}$ e $F_{din} = \frac{f_{din}}{S_a \Delta p_{max}}$ são as excursões da válvula, da pressão e da força de atrito dinâmico em p.u. (por unidade), respectivamente.

Ainda de acordo com UEHARA, GARCIA e ROMANO (2008), pode-se desprezar o atrito viscoso desse balanço de forças, logo, o atrito dinâmico seria representado na equação apenas pelo atrito de Coulomb. Dessa forma, é válida a seguinte relação:

$$F_{din} = \frac{F_c}{S_a \Delta p_{max}} \quad (3.32)$$

Tratando agora do atrito estático, tem-se para o modelo de Karnopp:

$$f_{est} = F_s \quad (3.33)$$

Dessa maneira, fazendo a mesma manipulação matemática para a situação do atrito dinâmico, temos que:

$$\frac{S_a \cdot p}{S_a \cdot \Delta p_{max}} = \frac{K \cdot x}{K \cdot \Delta x_{max}} + \frac{f_{est}}{S_a \cdot \Delta p_{max}} \cdot \text{sgn}(F_e) \quad (3.34)$$

Dado que $f_e = S_a \cdot p$, tem-se:

$$P = X + F_{est} \cdot \text{sgn}(p) \quad (3.35)$$

onde:

$$F_{est} = \frac{F_s}{S_a \cdot \Delta p_{max}} \quad (3.36)$$

A força de atrito estático normalizada em p.u é dada por F_{est} . Logo, dadas as relações (3.32) e (3.36) de equivalência entre S , J , F_{din} e F_{est} e as relações a seguir:

$$S = F_{est} + F_{din} \quad (3.37)$$

$$J = F_{est} - F_{din} \quad (3.38)$$

Resultam as relações de equivalência entre os modelos de Kano e Karnopp:

$$S = \frac{F_c + F_s}{S_a \cdot \Delta p_{max}} \quad (3.39)$$

$$J = \frac{F_c - F_s}{S_a \cdot \Delta p_{max}} \quad (3.40)$$

Com uma simples manipulação algébrica, é possível obter:

$$F_s = \frac{(S+J)S_a \cdot \Delta p_{max}}{2} \quad (3.41)$$

$$F_c = \frac{(S-J)S_a \cdot \Delta p_{max}}{2} \quad (3.42)$$

Considerando que a área do atuador é de 445mm² (maiores detalhes no item 3.3.4.1) e a variação entre o máximo e mínimo de pressão é de 24psi (informação contida no atuador da válvula) e aplicando as equações de conversão, tem-se os resultados para F_s e F_c exibidos na Tabela 2:

Tabela 2 - Valores para os parâmetros do modelo clássico (e de Karnopp)

Parâmetros Modelo Clássico (e de Karnopp)	
F_s	695,49N
F_c	657,94N

Fonte: Autor

3.3.4. Obtenção dos demais parâmetros da válvula

Neste item, são detalhados os procedimentos de obtenção dos parâmetros referentes à válvula relevantes para o desenvolvimento deste trabalho, tais como a constante elástica da mola, a área do atuador, a massa das partes móveis da válvula, a velocidade de *Stribeck* (v_s), o coeficiente presente na função tangente hiperbólica do modelo de atrito (σ) e a excursão máxima da válvula, ou seja, parâmetros relacionados com o modelo interno da válvula. Com exceção do último citado, todos estão presentes na equação (3.2), que constitui o balanço de força das partes móveis da válvula.

É possível encontrar na literatura algumas técnicas para obtenção de tais parâmetros, como pode ser visto em RAVANBOD-SHIRAZI e BESANÇON-VODA (2003) e em ROMANO e GARCIA (2008). Contudo, é importante salientar que, conforme ressaltado na seção 3.3, este trabalho procura obter os parâmetros relativos aos modelos evitando utilizar informações referentes a sinais que usualmente não são medidos na indústria, tais como pressão no atuador e posição da haste, variáveis essas que são necessárias para estimar esses parâmetros nos algoritmos das referências citadas neste parágrafo. Dessa forma, este trabalho propõe uma outra via de se obter esses valores, sem utilizar esses sinais.

3.3.4.1. Excursão máxima da válvula e área do atuador

Os dois parâmetros podem ser obtidos no Manual de Instrução do Atuador 657 (Fisher, 2000). O atuador deste trabalho possui bitola 34, numeração de acordo com a fabricante. Logo, para esta válvula tem-se os valores expostos na Tabela 3:

Tabela 3 - Excursão máxima da válvula e área de secção do atuador

x_{max} (Excursão máxima)	S_a (Área do atuador)
29mm	445mm ²

Fonte: Fisher (2000)

3.3.4.2. Constante elástica da mola

O valor da constante elástica da mola não foi encontrado na documentação da válvula. No entanto, este trabalho propõe uma metodologia de obtenção desta grandeza sem fazer uso de métodos intrusivos.

Tomando-se como base a Figura 13, onde cada etapa da movimentação da haste pode ser vista pelos pontos destacados.

Figura 13 - Histerese de uma válvula

Fonte: Kano et al (2004)

Suponha inicialmente que se esteja no ponto (f). O valor de pressão de (f) é aquele no qual a válvula assume a posição de completamente fechada. No caso, este valor é de 26psi - informação presente no atuador da válvula. Entre 26 e 30psi, não há movimentação da haste, pois esta é a região de assentamento da válvula. Agora, supondo que a pressão vá diminuindo e a curva caminha para (g) e em seguida para (h). Neste ponto, tem-se os seguintes valores de pressão e posição:

$$p_h = p_{fech} - \frac{s}{100\%} \Delta p_{max} \quad (3.43)$$

$$x_h = x_{max} \quad (3.44)$$

onde:

- p_{fech} : 26psi.

- x_{max} : 29 mm.

Além disso, em (h), a válvula está na iminência de movimento, logo o balanço de forças da válvula é dado por:

$$0 = S_a p_h - K x_h - F_s \quad (3.45)$$

Logo:

$$K = \frac{S_a p_h - F_s}{x_h} \quad (3.46)$$

onde o valor obtido foi: $K = 204424,64\text{N/m}$. Para efeito comparativo, no trabalho de SILVA (2013) foi obtido o valor da constante elástica da mola através de ensaios intrusivos e métodos numéricos. Em seu trabalho, foi obtido $K = 208330\text{N/m}$. O erro relativo - em módulo - entre o valor obtido neste trabalho e no de SILVA (2013) foi de 1,87%. O que mostra que o método proposto neste trabalho para o cálculo da constante elástica produz resultados muito próximos aos obtidos pelos métodos propostos em RAVANBOD-SHIRAZI e BESANÇON-VODA (2003) e em ROMANO e GARCIA (2008).

3.3.4.3. *Massa das partes móveis*

A massa das partes móveis da válvula é a variável mais complexa de se quantificar, pois não foi encontrado o valor dessa grandeza na documentação de válvula. Além disso, os próprios métodos intrusivos para quantificação de parâmetros nem sempre são capazes de estimar bem essa massa, haja visto que ela, no balanço de forças da válvula, vem multiplicada pela aceleração da haste, uma variável que assume valores quase desprezíveis e dificulta a identificação da massa das partes móveis por algoritmos de regressão (SILVA, 2013).

Segundo informações coletadas, essa grandeza foi obtida através de um questionamento feito diretamente ao fabricante da válvula, no caso, a *Fisher*, que faz parte do grupo *Emerson*. No caso, a massa obtida foi de 1,6kg.

3.3.4.1. *Velocidade de Stribeck e coeficiente da tangente hiperbólica*

Neste trabalho, os valores utilizados para esses coeficientes são os mesmos do que os usados em KAYIHAN e DOYLE (2000). Em BAEZA (2013) também foram utilizados as mesmas quantias para esses dois parâmetros, e os resultados foram bastante satisfatórios.

Tabela 4 - Velocidade de *Stribeck* e coeficiente da tangente hiperbólica

Velocidade de <i>Stribeck</i> (v_s)	Coeficiente tangente hiperbólica (σ)
$2,54 \cdot 10^{-4}\text{m/s}$	10000

Fonte: Kayihan e Doyle (2000)

4. FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA O PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo são introduzidos os demais fundamentos teóricos necessários para o projeto dos controladores e compensadores deste trabalho.

4.1. LINEARIZAÇÃO

Seja um sistema não linear modelado da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.1)$$

onde:

- x : vetor de estados
- $\dot{x}$: derivada temporal do vetor de estados
- u : entrada do modelo.
- $f(x), g(x)$ e $h(x)$: funções que descrevem o comportamento matemático do sistema. Todas essas funções devem possuir derivadas parciais, de qualquer ordem, e estas devem ser contínuas (BAEZA, 2013).

Para a utilização do controle por modos deslizantes é necessário transformar a planta descrita em (4.1) em um sistema linear. Uma alternativa para isso seria gerar uma lei de controle que cancelasse todas as não linearidades do sistema, ou seja, realizar uma linearização por realimentação de estados.

Para isso, é necessário saber se existe uma lei de controle da forma (KHALIL, 2002):

$$u = \alpha(x) + \beta(x).v \quad (4.2)$$

onde:

- $\alpha(x), \beta(x)$: funções do vetor de estado que cancelam as não linearidades da planta.
- v : nova entrada da planta.

É preciso observar que nem todos os sistemas não lineares podem ser linearizados pela lei de controle dada pela equação (4.2). Para que esta equação possa ter esse efeito sobre o sistema, é necessário que este apresente certas propriedades estruturais que favoreçam o cancelamento dessas não linearidades (KHALIL, 2002). Uma análise rápida da estrutura da equação (4.2) permite concluir que o termo $\alpha(x)$

de (4.2) deve cancelar um termo $-\alpha(x)$ do sistema não linear. Além disso, o termo $\beta(x)$ deve ainda cancelar outras não linearidades da planta. Dessa forma, KHALIL (2002) define que a estrutura do sistema a ser linearizado deve seguir a equação (4.3).

$$\dot{x} = Ax + B\gamma(x)[u - \alpha(x)] \quad (4.3)$$

onde:

- $\gamma(x)$: não linearidade presente no modelo do sistema, deve ser não-singular.

Para que a lei de controle de (4.2) linearize a planta, deve-se ter (KHALIL, 2002):

$$\beta(x) = \gamma^{-1}(x) \quad (4.4)$$

A equação (4.4) deixa claro que $\gamma(x)$ deve possuir inversa, ou seja, deve ser não-singular.

Além disso, o problema da linearização não diz respeito somente à possibilidade de realizá-la ou não, mas também à natureza do sistema linearizado obtido. Para seguir adiante neste estudo, é preciso usar a seguinte definição:

Definição 4.1. Um sistema linear possui grau relativo p , $1 \leq p \leq n$ se (KHALIL, 2002):

$$L_g L_f^{i-1} h(x) = 0, i = 1, 2, \dots, p-1 \text{ e } L_g L_f^{p-1} h(x) \neq 0 \quad (4.5)$$

onde:

- $L_f^i h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f^{i-1} h(x)) \cdot f(x)$: derivada de Lie de h com respeito a f de i -ésima ordem. O ponto antes de $f(x)$ denota produto escalar.

- $L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x)$: derivada de Lie de h com respeito a g de primeira ordem.

Dessa forma, dado que $y = h(x)$, uma vez que $f(x)$, $g(x)$ e $h(x)$ possuem derivadas parciais existentes e contínuas de qualquer ordem, pode-se fazer:

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} (f(x) + g(x)u) = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (4.6)$$

Se o grau relativo p , para este sistema, for maior do que 1, obrigatoriamente tem-se que $L_g h(x) = L_g L_f^0 h(x) = 0$. Caso contrário, tem-se que u aparece explicitamente na equação (4.6).

Já para uma derivada de ordem i , tem-se:

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad (4.7)$$

Pela definição 4.1, se $i < p$, tem-se $L_g L_f^{i-1} h(x) = 0$, logo $y^{(i)} = L_f^i h(x)$. Mas, se $i=p$, tem-se $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$, logo a equação (4.6) terá todos os seus termos não nulos. Dessa forma, a consequência imediata dessa dedução é que, derivando-se a saída repetidas vezes, se após p derivadas, a entrada u aparece pela primeira vez, temos que o sistema possuirá grau relativo p . Essa é uma outra maneira de definir o grau relativo de um sistema.

Tendo essa definição em mãos, considerando que o modelo do sistema possua ordem n , isto é, o vetor de estados possua n componentes, pode-se cair em duas situações quanto à natureza da linearização obtida. Não se considerou o caso em que o grau relativo é maior do que a ordem, pois o grau relativo é sempre menor ou igual à ordem do sistema quando este possui entrada.

4.1.1. Grau relativo p menor que ordem do sistema n

Nesse caso, tem-se:

$$y^{(p)} = L_f^p h(x) + L_g L_f^{p-1} h(x) u \quad (4.8)$$

Fazendo:

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{p-1} h(x)} (-L_f^p h(x) + v) \quad (4.9)$$

Ou seja:

$$\alpha(x) = \frac{-L_f^p h(x)}{L_g L_f^{p-1} h(x)} \quad (4.10)$$

$$\beta(x) = \frac{1}{L_g L_f^{p-1} h(x)} \quad (4.11)$$

Dessa forma, com $\alpha(x)$ e $\beta(x)$ obtidos, tem-se a lei de controle linearizante, que deixa o sistema da seguinte forma (KHALIL, 2002):

$$y^{(p)} = v \quad (4.12)$$

Ou seja, a p -ésima derivada da saída é igual à nova entrada. Agora, suponha que o novo vetor de estados do sistema seja z , de tal forma que $z = T(x)$. Tem-se que a nova descrição de estados do sistema é dada por (BAEZA, 2013):

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_p = v \\ \dot{z}_{p+1} = q_{p+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \\ y = z_1 \end{array} \right. \quad (4.13)$$

onde:

- $q_i(z)$: equação diferencial não linear no vetor de estados z .
- z_i : i -ésima componente do vetor de estados z .

É possível reparar na equação (4.10) que a relação entrada-saída foi linearizada, no entanto, na equação (4.11) fica claro que a relação entrada-estado não foi completamente linearizada, de forma que ainda há estados que são descritos por equações diferenciais não lineares.

Portanto, tem-se, para o caso em que o grau relativo do sistema é menor que a ordem deste, uma linearização entrada-saída.

A Figura 14 mostra o diagrama de blocos de um sistema com linearização entrada-saída.

Figura 14 - Diagrama de blocos de um sistema com linearização entrada-saída

Fonte: Baeza (2013)

4.1.2. Grau relativo p igual à ordem do Sistema n

Para este caso, as equações (4.7), (4.8) e (4.9) também descrevem a lei de controle linearizante do sistema e a equação (4.10) mostra a relação entrada-saída da planta.

No entanto, como o grau relativo p do sistema é igual à ordem n , tem-se que a descrição em espaços de estados assume a seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_n = v \\ y = z_1 \end{cases} \quad (4.14)$$

Dessa forma, é possível perceber neste caso que a linearização da planta foi completa, isto é, tanto a relação entrada-estado quanto estado-saída foram linearizadas, ou seja, obteve-se um sistema equivalente linear. Tem-se, nesse caso, uma linearização exata.

A Figura 15 mostra o diagrama de blocos para a linearização exata e o sistema equivalente gerado.

Figura 15 - Equivalência entre diagrama de blocos para a linearização exata

Fonte: adaptado de Baeza (2013)

4.2. CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES

4.2.1. Conceito

A técnica de controle por modos deslizantes procura levar um sistema físico ou matemático a uma determinada condição desejada através de uma lei de controle descontínua, que depende de uma superfície de escorregamento a ser definida pelo projetista. Esta técnica já foi utilizada com sucesso em diversas aplicações, tais como em manipuladores, veículos submersos, transmissões, motores automotivos e sistemas de potência (SLOTINE e LI, 1991).

Para ilustrar melhor como funciona esta técnica, sem entrar nos seus pormenores matemáticos, é utilizado um exemplo mostrado em EDWARDS e SPUNGEON (1998), onde se compara a ação de um controle contínuo e outro por modos deslizantes para uma dada planta.

Seja o sistema integrador duplo, cujo objetivo é levar tanto a saída quanto sua derivada para a origem (a saída e sua derivada primeira são os estados da planta, pois são as saídas dos integradores):

$$\ddot{y}(t) = u(t) \quad (4.15)$$

onde:

- $\ddot{y}(t)$: derivada temporal de segunda ordem da saída.
- $u(t)$: entrada.

Considere inicialmente a seguinte lei de controle contínua:

$$u(t) = -k \cdot y(t) \quad (4.16)$$

onde:

- $y(t)$: saída da planta.
- k : constante de projeto.

Assim, a equação do sistema fica da seguinte forma:

$$\ddot{y}(t) = -k \cdot y(t) \quad (4.17)$$

Multiplicando-se os dois lados pela derivada da saída e integrando em seguida, tem-se:

$$\dot{y}(t)^2 + k \cdot y(t)^2 = c \quad (4.18)$$

onde:

- $\dot{y}$: derivada temporal de primeira ordem da saída.
- c : constante de integração associada com as condições iniciais.

Ou seja, se as condições iniciais da saída ou de sua derivada forem não-nulas, tem-se que a trajetória do sistema é dada por uma elipse, ou seja, em nenhum momento é possível levar o sistema a uma saída e sua respectiva derivada nula.

Figura 16 - Derivada da saída (ordenada) pela saída (abscissa) para lei de controle contínua

Fonte: Autor

Neste caso, a condição inicial foi com saída nula e sua derivada de primeira ordem igual a 1, além de $k = -2$. Analisando a Figura 16, está claro que esta lei de controle não é capaz de fazer o sistema convergir para a origem.

Agora, para este mesmo sistema, é usada uma lei de controle por modos deslizantes:

$$u(t) = -\text{sgn}(s(y, t)) \quad (4.19)$$

onde:

- $s(y, t)$: superfície de escorregamento (ou função de chaveamento) a ser definida.

A superfície de escorregamento é definida como:

$$s(y, t) = m \cdot y(t) + \dot{y}(t) \quad (4.20)$$

onde:

- m : parâmetro de projeto ajustável e positivo.

Fazendo-se uma simulação com as mesmas condições iniciais e $m = 2$, obteve-se a trajetória mostrada na Figura 17:

Figura 17 - Derivada da saída (ordenada) pela saída (abscissa) para lei de controle por modos deslizantes

Fonte: Autor

Fica claro neste caso que o sistema conseguiu alcançar a origem. Analisando-se a Figura 17, fica claro que a trajetória do sistema pode ser dividida em duas etapas: a primeira, em que ele parte da condição inicial até atingir a superfície de escorregamento, e a segunda, em que os estados “escorregam” pela superfície até a origem.

Idealmente, esta técnica assume que a frequência de chaveamento da função sinal seja infinita, logo, para este caso, tem-se um escorregamento ideal pela superfície. Na segunda parte do movimento do sistema, este se movimenta de acordo com a equação:

$$\dot{y}(t) = m \cdot y(t) \quad (4.21)$$

que nada mais é do que o caso em que $s(y, t) = 0$.

Na prática, não é possível ter uma frequência de chaveamento infinita, fato que pode causar alguns problemas, mas este tópico é tratado mais adiante.

Dessa forma, fica clara a maneira como o controle por modos deslizantes age sobre um sistema físico: ele primeiramente o leva para a superfície de escorregamento e, uma vez sobre ela, o sistema tende a ser regido pela equação diferencial associada com $s(y, t) = 0$.

Uma vez mostrado como o controle por modos deslizantes atua em uma planta qualquer, agora é possível discutir sobre a lei de controle utilizada neste trabalho.

4.2.2. Lei de Controle

Conforme foi mostrado anteriormente, o desafio da técnica de controle por modos deslizantes consiste em projetar uma superfície de escorregamento, bem como uma lei de controle descontínua baseada nesta função de chaveamento, que leve o sistema para situações desejadas. Esta subseção versa sobre a estrutura da lei de controle que é utilizada neste trabalho, a qual foi baseada no livro de SLOTINE e LI (1991).

Considere um sistema dado pela estrutura da equação (4.1). Admite-se, por simplicidade, um sistema SISO, que é o caso abordado neste trabalho. Dessa forma, tem-se que:

$$\tilde{y} = y - y_{SP} \quad (4.22)$$

onde:

- $\tilde{y}$: erro de rastreamento na saída.
- y_{SP} : trajetória desejada da saída.

Além disso, SLOTINE e LI (1991) propõem a seguinte superfície de escorregamento a ser utilizada:

$$s(y, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \tilde{y} \quad (4.23)$$

onde:

- λ : parâmetro de projeto estritamente positivo.
- n : ordem do sistema.

Para um sistema SISO (*single input single output*), o erro é um escalar. Para um sistema MIMO (*multiple inputs multiple outputs*), tem-se um vetor de saídas e erros e, com isso, transforma-se o problema de rastrear um vetor em outro de manipular um sistema dentro de uma superfície dada por um escalar (s).

Agora, é preciso achar a lei de controle para utilizar esta superfície proposta. O primeiro passo para isso é analisar a dinâmica quando se está em modo deslizante, isto é, sobre a superfície é dada por:

$$\dot{s} = 0 \quad (4.24)$$

A solução da equação (4.24) tendo como incógnita a entrada da planta é chamada de controle equivalente e é uma parte da lei de controle proposta.

Por exemplo, considerando um sistema de ordem 2 e grau relativo 2, dado pela seguinte equação (SLOTINE e LI, 1991):

$$\ddot{y} = f + u \quad (4.25)$$

onde:

- f : termo do modelo do sistema.

Para este caso, aplicando-se a equação (4.23), tem-se que:

$$s(y, t) = \frac{d\tilde{y}}{dt} + \lambda\tilde{y} \quad (4.26)$$

Logo:

$$\dot{s}(y, t) = \frac{d^2\tilde{y}}{dt^2} + \lambda\frac{d\tilde{y}}{dt} \quad (4.27)$$

Igualando-se a equação (4.27) a zero, tem-se:

$$\ddot{y} - \ddot{y}_{SP} + \lambda\frac{d\tilde{y}}{dt} = 0 \Rightarrow f + u_{eq} = \ddot{y}_{SP} - \lambda\frac{d\tilde{y}}{dt} \Rightarrow u_{eq} = \ddot{y}_{SP} - \lambda\frac{d\tilde{y}}{dt} - f \quad (4.28)$$

onde:

- $\ddot{y}_{SP}$: derivada segunda da trajetória desejada.

- u_{eq} : controle equivalente.

O controle equivalente é a solução ideal da equação (4.24), que leva a superfície à condição de escorregamento. No entanto, o modelo utilizado sempre terá imprecisões, seja de parâmetros ou de dinâmicas não modeladas. Dessa forma, usa-se a solução aproximada dessa equação, dada por $\hat{u}$, que foi baseada em um modelo aproximado da planta.

Dessa forma, SLOTINE e LI (1991) propõem a seguinte lei de controle:

$$u = \hat{u} - k \cdot \text{sgn}(s) \quad (4.29)$$

onde:

- k : ganho de projeto estritamente positivo.

No entanto, essa lei de controle apresenta um comportamento ideal apenas se a frequência de chaveamento da função sinal for infinita, o que não é possível obter na prática. Por conta dessa limitação, o sistema de controle não fica exatamente sobre a superfície, mas sim fica chaveando ao redor dela, em um fenômeno conhecido como *chattering*, conforme ilustrado na Figura 18.

Figura 18 - Representação do *chattering*

Fonte: Autor

Na Figura 18, a superfície de escorregamento está em preto e em vermelho está o comportamento do sistema, que fica chaveando ao redor dela.

Dessa forma, para reduzir o efeito do *chattering*, SLOTINE e LI (1991) propõem a seguinte modificação na lei de controle para evitar o excesso de chaveamentos:

$$u = \hat{u} - k \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad (4.30)$$

onde:

- ϕ : camada limite, parâmetro de projeto estritamente positivo.

Tem-se que sat é a função saturação, dada por:

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\phi}, & \text{se } \left|\frac{s}{\phi}\right| < 1 \\ 1, & \text{se } \frac{s}{\phi} \geq 1 \\ -1, & \text{se } \frac{s}{\phi} \leq -1 \end{cases} \quad (4.31)$$

Esta lei de controle, apesar de reduzir o *chattering*, causa perda de aderência à superfície de escorregamento, uma vez que se abriu mão de algumas propriedades dos modos deslizantes, como a aderência sobre a superfície de escorregamento. No entanto, é possível verificar em SLOTINE e LI (1991) que sistemas de controle sob essa lei de controle ainda produzem resultados muito bons.

Além disso, essa lei de controle, junto com a superfície de escorregamento dada em (4.23) produz erros em regime permanente. Para eliminar este problema, SLOTINE e LI (1991) propuseram a seguinte variante da equação (4.23):

$$s(y, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int_0^t \tilde{y} dt \quad (4.32)$$

Dessa forma, a superfície age sobre a integral do erro e suas derivadas, o que inclui o erro em si, de forma a eliminá-lo em regime permanente. Isso é o equivalente a colocar um integrador na entrada da planta.

Além disso, percebe-se que o controlador possui três parâmetros a serem ajustados: λ , k e ϕ , todos estritamente positivos.

Em SLOTTINE e LI (1991) são definidos critérios para a escolha de λ :

- λ deve ser menor que a frequência do menor modo ressonante não modelado:

$$\lambda \leq \lambda_R \cong \frac{2\pi}{3} f_R$$

- λ deve ser menor do que o maior tempo morto não modelado: $\lambda \leq \lambda_N \cong \frac{1}{3T_N}$

- λ deve ser menor do que a frequência de amostragem do sistema: $\lambda \leq \lambda_a \cong \frac{f_a}{5}$

Logo, deve-se ter:

$$\lambda \leq \min(\lambda_R, \lambda_N, \lambda_a) \quad (4.33)$$

Já o ganho k está associado com os erros de modelagem, quanto maior esse ganho, mais rapidamente eles são corrigidos. Já ϕ está relacionado com os chaveamentos da lei de controle. Quanto maior ϕ , menos chaveamentos ocorrem e o controle será mais suave, mas um valor demasiadamente alto de ϕ descaracteriza a ação por modos deslizantes, uma vez que os chaveamentos servem para manter o sistema sobre a superfície de escorregamento. No entanto, valores muito baixos de ϕ acarretam *chattering*.

Finalmente, as equações (4.30) e (4.32) são usadas neste trabalho como a lei de controle e a superfície de escorregamento da técnica de controle por modos deslizantes, respectivamente.

4.3. OBSERVADORES DE ESTADO

O projeto de um observador de estados tem como objetivo reconstituir estados da planta a fim de utilizar essa informação para o controle do sistema. Neste trabalho, é projetado um observador de estados para reconstituir a posição da haste para utilizar essa variável na linearização e controle da planta.

Seja um sistema da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + P(u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.34)$$

onde:

- $P(u)$: função qualquer (parte do modelo da planta) dependente apenas da entrada da planta. Não precisa ter suas derivadas parciais contínuas.
- $f(x)$, $h(x)$: funções quaisquer do vetor de estados do sistema. Neste caso não precisam ter derivadas parciais contínuas.

O projeto do observador de estados consiste em obter $\tilde{x}$, uma estimativa do vetor de estados da planta. Dessa forma, dado o modelo do sistema mostrado na equação (4.34), tem-se que o modelo do observador de estados em malha aberta é dado por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = f(\tilde{x}) + \tilde{P}(u) \\ \tilde{y} = h(\tilde{x}) \end{cases} \quad (4.35)$$

onde:

- $\tilde{x}$: vetor de estados estimados.
- $\tilde{y}$: saída da planta estimada pelo observador de estados.
- $\tilde{P}(u)$: modelo de $P(u)$.

No entanto, a equação (4.35) não representa um bom projeto por si só, uma vez que o modelo está sujeito a imprecisões e, quanto maiores elas forem mais comprometido estará o desempenho do observador de estados.

Para resolver este problema, uma possível solução é fechar a malha, de forma a comparar o valor da saída da planta medida com a estimada e usar este valor de erro para corrigir as imprecisões de estimação dos estados.

Dessa forma, este trabalho utiliza o observador de Luenberger não linear, cuja estrutura é dada em KAYIHAN e DOYLE (2000):

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = f(\tilde{x}) + \tilde{P}(u) + L(y - h(\tilde{x})) \\ \tilde{y} = h(\tilde{x}) \end{cases} \quad (4.36)$$

onde:

- L : matriz de ganhos do observador de estados, está associada com a convergência entre o estado estimado e real.

No caso de sistemas lineares, caso a planta seja observável ou detectável, os polos do observador, isto é, a taxa de convergência entre estados estimados e reais,

podem ser determinados livremente ou parcialmente através de técnicas descritas em KAILATH (1980) e CHEN (1999).

Contudo, o sistema em questão é não linear e tais metodologias não são capazes de inferir a alocação de polos do observador nessa situação, nem sequer sua convergência com os estados reais da planta.

Dessa forma, é necessário utilizar ferramentas que permeiem a escolha dos parâmetros da matriz de ganhos do observador. Em sistemas não lineares, geralmente não é possível falar sobre alocação de polos, uma vez que sua estrutura normalmente difere da estrutura padrão de sistemas lineares em que $\dot{x} = Ax$ e os polos destes são dados pelos autovalores de A . No entanto, busca-se neste trabalho encontrar uma faixa de valores de ganhos em que o observador seja estável, ou seja, que haja convergência nas estimações.

Logo, deseja-se obter uma faixa de ganhos para a injeção de saída, isto é, a realimentação da saída para o observador, a qual garanta a convergência entre os estados estimados e medidos. Para isso, é necessário introduzir alguns conceitos teóricos.

4.3.1. Observabilidade em sistemas não lineares

A observabilidade é uma propriedade do sistema a qual consiste em conseguir reproduzir os estados de uma planta tendo como informação apenas os dados de suas saídas. Em outras palavras, um sistema observável é capaz de reproduzir os estados através de uma injeção de saída.

Esta seção consiste em apresentar uma metodologia para descobrir se um determinado sistema não linear é observável. Na realidade, a matriz de observabilidade em sistemas lineares nada mais é do que um caso particular da metodologia mostrada a seguir. Segundo HEDRICK e GIRARD (2005), a definição de conceitos globais em sistemas não lineares é um tanto quanto complexa, dessa forma, é apresentada aqui a noção de observabilidade local descrita por HEDRICK e GIRARD (2005).

Seja o sistema da equação (4.34) com ordem n e com as derivadas da saída dadas por:

$$\begin{cases} y = L_f^0 h(x) \\ \dot{y} = L_f^1 h(x) \\ \vdots \\ y^{(n-1)} = L_f^{n-1} h(x) \end{cases} \quad (4.37)$$

onde:

- $y^{(i)}$: derivada temporal de i -ésima ordem da saída da planta.
- $L_f^i h(x)$: derivada de Lie de i -ésima ordem apresentada no capítulo 4.

E seja:

$$l(x) = \begin{bmatrix} L_f^0 h(x) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

onde, a matriz de observabilidade apresenta a seguinte relação com $l(x)$:

$$O = \frac{\partial l(x, u_0)}{\partial x} \quad (4.39)$$

onde:

- O : matriz de observabilidade

O sistema é localmente observável em todos os valores de x e u_0 nos quais O tiver posto n . Se esta tiver posto igual à ordem do sistema para todos os valores de x e u_0 possíveis, o sistema é localmente observável em todo o domínio (HEDRICK e GIRARD, 2005).

4.3.2. Estabilidade

Os conceitos de estabilidade são importantes neste trabalho para mostrar a convergência do observador, isto é, para mostrar que a dinâmica do erro entre estados medidos e estimados tende assintoticamente a zero.

Em primeiro lugar, é preciso enunciar a seguinte definição (RUGH, 1996), que se aplica para sistemas da forma:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t), x(t_0) = x_0 \quad (4.40)$$

Definição 4.2. Um sistema que segue a equação (4.40) é uniformemente exponencialmente estável quando existem constantes reais e positivas γ e λ tais que, para quaisquer instantes e estados iniciais t_0 e x_0 , respectivamente, a seguinte condição é satisfeita:

$$\|x(t)\| \leq \gamma e^{-\lambda(t-t_0)} \|x_0\|, \forall t \geq t_0 \quad (4.41)$$

A equação (4.40) pode ser explicada pela Figura 19.

Figura 19 - Estabilidade uniforme exponencial

Fonte: Autor

Um sistema uniformemente exponencialmente estável, solto a partir de uma condição inicial, tem a sua trajetória restrita à área hachurada, abaixo da exponencial mostrada na Figura 19. Dessa forma, para o observador em questão, fica garantido que seu erro converge para zero com uma taxa menor ou igual a de uma exponencial.

Há algo importante relativo ao uso dessa definição para este trabalho: a estrutura do sistema da equação (4.40) é a de um sistema linear variante no tempo. A ideia por trás disso é transformar a dinâmica do erro do observador tal qual a equação (4.40), o que facilita a análise de estabilidade em vez de abordar o problema na forma não linear.

Outro fato importante é que a Definição 4.2, apesar de apresentar claramente o conceito de estabilidade uniforme exponencial, não é uma boa maneira de determinar se um sistema se enquadra nesta definição, pois encontrar as constantes γ e λ por busca exaustiva é uma tarefa hercúlea.

Para isso, é necessário utilizar outra definição desse mesmo conceito, que utiliza a abordagem de Lyapunov para determinar se o sistema é uniformemente exponencialmente estável (RUGH, 1996):

Definição 4.3. Um sistema que segue a equação (4.40) é uniformemente exponencialmente estável quando existe uma matriz de funções n por n (onde n é a

ordem do sistema) $Q(t)$, que, para todo t , é simétrica e com derivadas contínuas e tal que:

$$\eta I \leq Q(t) \leq \rho I \quad (4.42)$$

$$A^T(t)Q(t) + Q^T(t)A(t) + \dot{Q}(t) \leq -\nu I \quad (4.43)$$

onde:

- η , ρ e ν : constantes reais positivas

A Definição 4.3 é usada neste trabalho da seguinte forma: para valores fixados de $Q(t)$, η , ρ e ν , é calculada a região na qual os ganhos do observador satisfaçam as inequações (4.42) e (4.43) - a matriz $A(t)$ da inequação (4.43) contém parâmetros do observador e do modelo, pois neste trabalho é analisado o observador em malha fechada. Essa área na qual essas duas inequações são satisfeitas caracterizam uma condição suficiente de convergência do observador, uma vez que este é uniformemente exponencialmente estável para esse região de ganhos. Caso os ganhos obtidos não sejam adequados, são utilizados outros valores de $Q(t)$, η , ρ e ν , se necessário.

4.4. MÉTODO CR2 COM DESABILITAÇÃO DE CONTROLE

Existe uma série de técnicas que não são baseadas em modelo para compensação de atrito, tais como *knocker*, CR (*constant reinforcement*) e *two-move*. Em SILVA (2013) essas técnicas são aplicadas na Planta de Vazão em suas versões originais e com algumas variações.

Neste trabalho, é aplicada a técnica CR2 em conjunto com um algoritmo de desabilitação do controle, sendo que o controlador usado na malha de vazão será um PI. O algoritmo citado apresentou bons resultados no trabalho de SILVA (2013) e é de fácil implementação, por essa razão é utilizado neste trabalho, por ser um compensador de bom desempenho e baixo custo de implantação.

O algoritmo de compensação de atrito CR2 é uma variante do método CR. Tanto o método original quanto a sua variação são propostos por HÄGGLUND (2007), sendo que a ideia do CR2 consiste em tornar a ação de compensação de atrito mais rápida em comparação com a forma original, como é mencionado a seguir.

Uma malha de controle com o algoritmo CR, independentemente da forma como ele foi implementado, tem a seguinte forma:

$$u(t) = u_c(t) + u_{CR}(t) \quad (4.44)$$

onde:

- u_c : esforço de controle do controlador, seja ele PI, PID ou outro.
- u_{CR} : esforço de controle do compensador CR.

Na versão original, a lei de controle do compensador é dada por:

$$u_{CR}(t) = \frac{S}{2} \cdot \text{sgn}\left(\frac{du_c}{dt}\right) \quad (4.45)$$

onde S é um dos parâmetros do modelo de atrito de Kano. No entanto, caso o controlador seja um PI, por exemplo, o erro pode mudar de sinal, mas devido à ação integral, o sinal do esforço de controle pode demorar um certo tempo para mudar, dessa forma, HÄGGLUND (2007) propôs a seguinte lei de controle para o compensador:

$$u_{CR}(t) = \frac{S}{2} \cdot \text{sgn}(e(t)) \quad (4.46)$$

onde:

- e : neste caso, o erro da malha, dado por: $PV - SP$, onde PV é a variável de processo e SP o *set-point* (controlador por ação direta).

Dessa forma, a ação de compensação se torna mais rápida. Analisando-se as equações (4.45) e (4.46), pode-se perceber que o princípio deste algoritmo consiste em alocar a válvula em uma de suas regiões lineares da curva de assinatura mostrada na Figura 6, sem considerar o *slip-jump* (J) do modelo de Kano.

Em conjunto com o método CR2, SILVA (2013) propôs um algoritmo para desabilitar o controle quando a variável de processo estabiliza em um valor bem próximo do *set-point*.

Neste algoritmo, define-se um valor de erro máximo aceitável, δ , sendo que se a variável controlada se assentar por pelo menos T_i segundos com um módulo do erro abaixo de δ , a ação de controle tanto do controlador quanto do compensador é mantida constante. Já se o erro for superior a δ por T_o segundos, a ação de controle é descongelada, isto é, os esforços de controle tanto do controlador quanto do compensador voltam a variar normalmente. Dessa forma, para este algoritmo, tem-se que δ , T_i e T_o são parâmetros de projeto, que podem ser ajustados dependendo da situação.

4.5. CONTROLE EM CASCATA

Neste trabalho, todos os compensadores de atrito por topologia interna - por modos deslizantes e o algoritmo do posicionador digital - utilizam o conceito de controle em cascata, que consiste em pelos menos dois controladores em série com um único valor de referência ajustável e inserido no controlador primário ou mestre (GARCIA, 2010).

O sinal de saída do controlador primário serve como *set-point* para o controlador secundário ou escravo. Cada controlador possui sua própria variável de processo medida (GARCIA, 2010).

Figura 20 - Diagrama de blocos simplificado de um sistema de controle em cascata

Fonte: Garcia (2010)

onde:

- r_1 : sinal de referência do controlador primário, inserido pelo usuário.
- r_2 : sinal de referência do controlador secundário, que é igual à saída do controlador primário.
- m_1 : saída do controlador primário.
- m_2 : saída do controlador secundário.
- c_1 : variável controlada pelo controlador primário.
- c_2 : variável controlada pelo controlador secundário.
- p_1 : perturbação inserida no processo primário.
- p_2 : perturbação inserida no processo secundário.

Neste trabalho, a variável do processo primário é a vazão e a do secundário é a posição da haste. O propósito de se utilizar técnicas de controle em cascata neste trabalho consiste no fato de que a dinâmica do processo é mais lenta que a do *slip jump*, que é muito rápida.

Dessa forma, este trabalho opta por um controlador primário pouco agressivo, que leve à malha nos transitórios suavemente ao ponto desejado e uma malha secundária agressiva, que permita corrigir os erros causados pelo *slip jump* da haste rapidamente. Este trabalho não utiliza o controlador primário com sintonias agressivas porque a saída deste é o *set-point* do controlador secundário e sintonizar o primeiro com ganhos elevados significa impor ao segundo um problema de rastreamento custoso, dado que as trajetórias impostas teriam variações bruscas e isso se converte em um problema sobretudo em regime permanente, onde os erros existentes por conta da descontinuidade do atrito não são tão elevados. Como se deseja uma resposta rápida ao *slip-jump*, é mandatório que o controlador secundário tenha ganhos mais elevados e, conseqüentemente, o primário tenha sintonia mais suave.

5. PROJETO DOS CONTROLADORES POR TOPOLOGIA EXTERNA

Este capítulo e o próximo são dedicados a explicar o projeto dos controladores utilizados neste trabalho. Primeiramente, são detalhados aqueles cuja topologia é externa, isto é, a compensação de atrito e o controle se dão em uma única malha, que geralmente é implementada em um sistema de controle centralizado (CLP, SDCD ou outro). Já o capítulo 6 enfatiza o projeto dos controladores de topologia interna, onde a compensação de atrito se dá em uma malha escrava (ou secundária), geralmente implementada localmente e dedicada à válvula em questão, e o controle em uma malha mestre (ou primária), geralmente implementado em um sistema centralizado.

Os controladores por topologia externa propostos neste trabalho são:

- Controle por modos deslizantes com integrador;
- Controle por modos deslizantes com integrador e observador de estados; e
- Controlador PI com compensador CR2 com desabilitação de controle.

A diferença entre os dois primeiros controladores é que o primeiro utiliza a posição medida para o controle e linearização e o segundo usa uma posição estimada pelo observador de estados. Os dois projetos são tratados em uma única seção. Os controladores por modos deslizantes tem seu projeto dividido nas seguintes partes: linearização da planta, projeto da superfície de escorregamento e lei de controle, seleção da curva característica da válvula, projeto do observador de estados e, por último, uma síntese de todas as sintonias escolhidas.

Já o projeto do método CR2 é dividido em duas partes: uma delas descrevendo o controlador da planta, no caso, um PI e a outra mostrando o compensador de atrito propriamente dito. É importante salientar que o projeto do controlador PI com o CR2 e sem a compensação de atrito é o mesmo, dessa forma, a seção que o descreve se aplica para os dois casos.

5.1. CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES

5.1.1. Linearização Exata da Planta

Para realizar a linearização da planta, é necessário obter um modelo para ela. Dessa forma, o primeiro passo é propor uma estrutura para o modelo da planta.

Figura 21 - Estrutura geral do modelo

Fonte: Autor

onde:

- u : entrada da planta, saída do controlador.
- x : posição da haste.
- p : perturbação inserida no processo (através da válvula de perturbação descrita em 2.2).
- $v(x)$: função de ganhos estáticos entre vazão e posição, ou seja, a curva característica da válvula ou uma aproximação desta.
- y : vazão na planta.

É importante ressaltar que a estrutura proposta se aplica não somente a esta planta como pode se aplicar a outros processos nos quais a válvula é um ou o único elemento de controle.

Iniciando pelo modelo interno da válvula, ele é dado pela equação (3.2). Apenas isolando a aceleração da haste:

$$\ddot{x} = \frac{K_p \cdot S_a}{m} \cdot u - \frac{K \cdot x}{m} - \frac{F_{at}}{m} \quad (5.1)$$

Dessa forma, já se tem uma equação diferencial não linear que fornece a posição da haste em função do sinal de controle aplicado. O próximo passo é modelar a curva característica da válvula. Este tópico é descrito detalhadamente em uma subseção própria (5.1.3). Por ora, este é descrito para uma válvula qualquer, ou seja, uma função caixa-preta, que é denominada $v(x)$, sua saída é a vazão nominal em regime permanente para determinada posição da haste, no entanto, não se trata da vazão real da planta, pois não há dinâmica em $v(x)$.

Os blocos referentes aos modelos do processo e perturbação devem ser analisados de acordo com a planta que se deseja controlar. A única restrição nessa modelagem é que as funções que descrevem o comportamento físico do sistema devem ser contínuas e ter suas derivadas temporais também contínuas, conforme mostrado no capítulo 4. Obedecendo a essa restrição, pode-se optar por utilizar modelagem fenomenológica, identificação de sistemas ou qualquer outra técnica.

De acordo com CORRIPIO (2001), as malhas de controle cuja variável de processo é a vazão, que é o caso deste trabalho, costumam ter um comportamento típico de sistemas de primeira ordem. Dessa forma, seja $G_{proc}(s)$ o modelo do processo, neste trabalho, usa-se:

$$G_{proc}(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad (5.2)$$

onde:

- τ : constante de tempo da dinâmica do processo.

Para obter a constante de tempo, considera-se que ela seja consideravelmente maior do que as demais constantes de tempo presentes na malha, o que é uma inferência razoável, haja vista que τ é pelo menos 3 vezes maior que as demais constantes de tempo desta malha. É importante salientar que essa aproximação de primeira ordem é válida para calcular a dinâmica aproximada da planta, mas isso não implica que a ordem do modelo de linearização possa ser reduzida também, uma vez que o atrito ocorre em estados da planta que não são a saída.

Outro fato importante de se ressaltar é que, neste trabalho, todos os ganhos de processo estão alocados em $v(x)$, uma vez que a sua saída é a vazão nominal para a posição da haste. Caso a variável de processo fosse outra grandeza que não a vazão, o bloco da dinâmica do processo provavelmente teria ganho não unitário.

Vale ressaltar também que a dinâmica dos medidores foi considerada como parte do processo, por simplicidade.

Dessa forma, é possível realizar um ensaio em malha aberta, onde são aplicados degraus na saída do controlador e, determinando-se o intervalo de tempo necessário para a vazão atingir 63,2% do valor final da resposta, é possível obter uma aproximação para τ , que no caso foi de 3,375s.

O modelo de perturbação é considerado como caixa preta, pois sua estrutura, por simplicidade, não é levada em conta no projeto dos controladores. Por último, como

a Planta Piloto de Vazão é um sistema SISO, não há outras entradas ou estados, uma vez que a válvula com gaxeta de grafite é o único elemento de controle deste processo neste trabalho.

Logo, com essas informações, é possível fazer uma descrição da planta na forma de espaço de estados, que é mostrada a seguir (sem considerar perturbações para a linearização).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{K_p S_a}{m} u - \frac{F_{at}}{m} - \frac{Kx_1}{m} \\ \dot{x}_3 = \frac{v(x_1) - x_3}{\tau} \\ y = x_3 \end{cases} \quad (5.3)$$

onde:

- x_1 : posição da haste, em unidades SI.
- $\dot{x}_1 = x_2$: velocidade da haste, em unidades SI.
- x_3 : vazão, em porcentagem, onde o valor de 100% equivale a 12m³/h.
- y : saída da planta, vazão, também em porcentagem.

Dessa forma, com a descrição de estados da planta, é possível analisar o projeto da lei de controle linearizante. Para isso, em primeiro lugar, é preciso encontrar o grau relativo do sistema, a fim de encontrar o tipo de linearização utilizado neste trabalho.

Dessa forma, conforme foi visto anteriormente, é preciso derivar a saída repetidas vezes no tempo. Derivando a primeira vez:

$$\dot{y} = \frac{v(x_1) - x_3}{\tau} \quad (5.4)$$

A segunda vez:

$$\ddot{y} = \frac{v'(x_1)x_2}{\tau} + \frac{x_3 - v(x_1)}{\tau^2} \quad (5.5)$$

onde:

- $\ddot{y}$: derivada temporal de segunda ordem no tempo da vazão.
- $v'(x)$: derivada de $v(x)$ com relação à posição da haste.

E derivando pela terceira vez:

$$\ddot{\ddot{y}} = \frac{v''(x_1)x_2^2}{\tau} + \frac{v'(x_1)}{\tau} \left(\frac{K_p S_a}{m} u - \frac{F_{at}}{m} - \frac{Kx_1}{m} \right) - \frac{v'(x_1)x_2}{\tau^2} + \frac{v(x_1)}{\tau^3} - \frac{x_3}{\tau^3} \quad (5.6)$$

onde:

- $\ddot{\ddot{y}}$: derivada temporal de terceira ordem no tempo da vazão.

- $v''(x_1)$: segunda derivada de $v(x_1)$ com relação à posição da haste.

É possível perceber que a entrada da planta (u) se fez presente pela primeira vez na terceira derivada da saída, o que significa que o grau relativo do sistema é três. E, além disso, a ordem do sistema também é três, uma vez que o modelo utilizado possui a mesma quantidade de estados. Dessa forma, o grau relativo é igual à ordem do sistema.

Logo, tem-se que a linearização do sistema é completa, isto é, não só a entrada e a saída, mas também todos os estados podem ser linearizados. Finalmente, a lei de controle linearizante da planta é dada por:

$$\tilde{u} = \frac{1}{K_p S_a} (Kx_1 + F_{at}) + \frac{m}{K_p S_a v'(x_1)} \left(\frac{v'(x_1)x_2}{\tau} - v''(x_1)x_2^2 + \frac{x_3}{\tau^2} - \frac{v(x_1)}{\tau^2} \right) \quad (5.7)$$

No entanto, é possível avaliar quais termos podem ser desprezados na equação (5.7). Foi realizado um experimento para avaliar a influência de cada um dos termos da equação.

Na Figura 22 tem-se o esforço de controle referente ao termo $\frac{1}{K_p S_a} (Kx_1 + F_{at})$ da equação (5.7), que diz respeito ao modelo interno da válvula.

Figura 22 - Esforço de controle linearizante do termo referente ao modelo interno da válvula

Fonte: Autor

Já o esforço de controle para os demais termos da equação (5.7) é mostrado na Figura 23.

Figura 23 - Esforço de controle linearizante dos demais termos da equação (5.7)

Fonte: Autor

As Figuras 22 e 23 deixam claro que os demais termos da equação (5.7) tem uma influência desprezível sobre o sistema de controle e também com relação ao termo da linearização do balanço de forças da válvula. Dessa forma, a lei de controle linearizante foi aproximada da seguinte forma:

$$\tilde{u} = \frac{1}{K_p S_a} (K x_1 + F_{at}) \quad (5.8)$$

5.1.2. Projeto da superfície de escorregamento e lei de controle

O primeiro passo do projeto do controlador por modos deslizantes com integrador é definir a superfície de escorregamento que, neste caso, é dada pela equação (4.32).

O sistema em questão é de ordem 3, logo, a superfície de escorregamento é dada por:

$$s(y, t) = \frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} + 3\lambda \frac{d\tilde{y}}{dt} + 3\lambda^2 \tilde{y} + \lambda^3 \int_{t_0}^t \tilde{y} dt \quad (5.9)$$

Já a derivada temporal de $s(y, t)$:

$$\dot{s}(y, t) = \frac{d^3 \tilde{y}}{dt^3} + 3\lambda \frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} + 3\lambda^2 \frac{d\tilde{y}}{dt} + \lambda^3 \tilde{y} \quad (5.10)$$

Realizando procedimento análogo ao mostrado no capítulo 4.2 e igualando a equação (5.9) a zero, pode-se obter o controle equivalente da planta, que é parte da lei de controle da técnica por modos deslizantes - ver equação (4.30).

No caso, o controle equivalente aproximado obtido é:

$$\hat{u} = \frac{1}{K_p S_a} (K x_1 + F_{at}) + \frac{m \cdot \tau}{K_p S_a v'(x_1)} \left(\frac{d^3 y_{SP}}{dt^3} - 3\lambda \frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} - 3\lambda^2 \frac{d\tilde{y}}{dt} - \lambda^3 \tilde{y} \right) \quad (5.11)$$

Perceba que, na parte referente à lei de controle linearizante, já foi feita a aproximação descrita na subseção 5.1.1.

O resultado desta equação é utilizado na lei de controle da equação (4.30). Dessa forma, resta apenas a escolha dos parâmetros de projeto k , ϕ (ver equação (4.30)) e λ (ver equação (4.33)). A sintonia desses parâmetros se dá de maneira empírica, mas obedecendo os critérios presentes na seção 4.2.

Por último, é preciso ressaltar que a implementação dos termos $\frac{d^3 y_{SP}}{dt^3} - 3\lambda \frac{d^2 \tilde{y}}{dt^2} - 3\lambda^2 \frac{d\tilde{y}}{dt} - \lambda^3 \tilde{y}$ necessita de certos cuidados que são mostrados nos próximos parágrafos.

5.1.2.1. Implementação da Dinâmica do Set-Point e do Erro

Em primeiro lugar, a terceira derivada do *set-point* - presente em (5.11) - por si só se constitui em um problema, pois, caso seja aplicado um degrau no controlador, este termo apresentaria componentes impulsivos, o que causaria sérios problemas na reposta transitória da malha.

Para contornar esse problema foi implementado um limitador de derivada no *set-point* da malha, que funciona da seguinte maneira:

$$y_{SP}(k) = \begin{cases} SP(k), & \text{se } \frac{|SP(k) - y_{SP}(k-1)|}{T_a} \leq D_{max} \\ y_{SP}(k-1) + D_{max} T_a \cdot \text{sgn}(SP(k) - y_{SP}(k-1)), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.12)$$

onde:

- $y_{SP}(k)$: valor de *set-point* efetivo, ou seja, que vai para o cálculo do controle - equação (5.10) - no instante k .
- $y_{SP}(k-1)$: valor de *set-point* que vai para o controlador no instante anterior.
- $SP(k)$: valor de *set-point* demandado pelo operador da malha no instante k .
- T_a : período de amostragem do controle.
- D_{max} : valor máximo da derivada do *set-point* (parâmetro de projeto), o valor usado foi de 2,5%/s.

Um esquema simplificado do limitador de derivadas é exposto na Figura 24.

Figura 24 - Diagrama de blocos do limitador de derivadas

Fonte: Autor

Dessa forma, as derivadas do *set-point* passam a ter um comportamento mais suave. Agora, é preciso tratar as derivadas do erro da variável de processo. Considerando a equação (4.22), é possível derivá-la quantas vezes for necessário:

$$\frac{d\ddot{y}}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{dy_{SP}}{dt} \quad (5.13)$$

$$\frac{d^2\ddot{y}}{dt^2} = \frac{d^2y}{dt^2} - \frac{d^2y_{SP}}{dt^2} \quad (5.14)$$

As derivadas do *set-point* podem ser calculadas diretamente, uma vez que este sinal é gerado pelo sistema de controle e possui sua derivada limitada. No entanto, usar diretamente as derivadas da vazão pode ser problemático, já que este é um sinal medido e naturalmente apresenta ruído. Ainda que seja feita uma filtragem, as derivadas da saída do processo amplificariam o ruído, o que é um problema. Contudo, se utilizadas as equações (5.4) e (5.5) para calcular as derivadas da vazão, é possível estimar as derivadas temporais do erro sem se preocupar com o ruído. Dessa maneira, já é possível calcular todos os termos de (5.11).

5.1.3. Projeto de $v(x)$

Uma análise da forma completa da lei de controle (mostrada na subseção 5.1.2) deixa claro que é preciso obter $v(x)$ e sua primeira derivada $v'(x)$ para que esta possa ser implementada. Além disso, sua primeira derivada deve ser contínua e não pode assumir valor nulo dentro da faixa de posições admissíveis. Dessa forma, para modelar esta curva é necessário levar em consideração este requisito de projeto.

Em princípio, é preciso saber que há diversos tipos de válvulas quanto às características estáticas da curva de vazão pela posição. Em CONSIDINE (1985), são mostradas curvas típicas para válvulas lineares, de igual porcentagem e de abertura rápida, que são mostradas na Figura 25.

Figura 25 - Curvas características de válvulas lineares, de igual porcentagem e de abertura rápida

Fonte: Adaptado de Considine (1985)

No caso, a válvula utilizada neste trabalho é do tipo igual porcentagem. Contudo, é importante ressaltar que a curva da Figura 25 é para uma válvula *Air to Open*, onde a aplicação de mais pressão no atuador implica maior abertura da válvula e neste trabalho se utiliza uma válvula *Air to Close*, onde um aumento de pressão acarreta um maior fechamento da válvula.

Uma primeira maneira de atacar este problema - independentemente do tipo de válvula em questão - é utilizando uma abordagem fenomenológica, abordando as equações que relacionam vazão e pressão diferencial na válvula, como é mostrado em GARCIA (2009).

$$q = C_v(x) \sqrt{\frac{\Delta p}{G_f}} \quad (5.15)$$

onde:

- $C_v(x)$: coeficiente de vazão da válvula, que depende de suas características e dimensões, seu valor varia de acordo com a abertura da válvula.
- Δp : pressão diferencial na válvula.
- G_f : densidade relativa do fluido.

No entanto, a equação (5.15) permite calcular a vazão tendo em mãos a pressão diferencial e a posição da haste. A função $C_v(x)$ pode ser obtida na documentação

do fabricante e a posição pode ser medida ou estimada por um observador de estados. Contudo, a pressão diferencial não pode ser considerada constante e não é uma grandeza medida ou facilmente calculável através de um modelo. Dessa forma, este trabalho propõe duas abordagens para modelar a curva característica da válvula.

5.1.3.1. *Projeto através de da curva experimental e aproximação por mínimos quadrados*

A primeira alternativa é levantar esta curva experimentalmente. O experimento realizado para obter esta curva foi ligar a bomba e colocar a rotação do inversor a 100% de vazão da faixa de operação deste trabalho ($12\text{m}^3/\text{h}$) enviar um sinal em malha aberta, esperar a planta estabilizar, registrar o valor de posição e vazão obtidos em regime permanente e enviar um outro sinal com amplitude diferente em malha aberta, repetindo o procedimento diversas vezes. Dessa forma, é possível obter diversos pontos de operação da curva característica da válvula na situação em que a planta é utilizada. A curva obtida é mostrada na Figura 26.

Figura 26 - Curva estática vazão x posição obtida experimentalmente

Fonte: Autor

A válvula utilizada neste trabalho é do tipo igual porcentagem e *Air to Close*, ou seja, quanto maior o valor da posição da haste, menor a vazão.

Este gráfico, em tese, é uma ótima estimativa para $v(x)$. No entanto, essa curva não atende aos requisitos de projeto de $v'(x)$, uma vez que foram interpoladas retas entre seus pontos, o que torna suas derivadas de primeira ordem descontínuas nos

pontos medidos. Dessa forma, foi utilizada a seguinte estratégia para modelar $v(x)$ e $v'(x)$. Foi feita uma aproximação dos dados experimentais com um polinômio de segundo grau através do método dos mínimos quadrados, assim obtendo uma $v(x)$ polinomial de segundo grau e sua derivada pode ser obtida facilmente, como indicado na Figura 27.

Figura 27 - Curvas estáticas medida e aproximada da válvula

Fonte: Autor

O polinômio obtido é dado por:

$$v_{MMQ}(x) = -100442.87x^2 - 630.57x + 101.54 \quad (5.16)$$

A primeira derivada de $v(x)$ com relação a x , que no caso se obteve:

$$v'_{MMQ}(x) = -200885.74x - 630.57 \quad (5.17)$$

A razão de se utilizar esta aproximação se deve ao fato da curva experimental possuir uma forma parecida com um arco de parábola. Outra alternativa seria aproximar com uma exponencial, uma vez que válvulas do tipo igual porcentagem também são modeladas desta maneira. Mas, por simplicidade, optou-se por aproximar a curva por um polinômio de segundo grau.

5.1.3.2. Projeto por condições de contorno

A função $v(x)$ obtida através da aproximação da curva experimental é uma boa estimativa do comportamento da válvula em regime permanente. Entretanto, para os casos em que não há uma medida de posição da haste disponível na planta, este procedimento não pode ser feito.

O projeto por condições de contorno proposto neste trabalho depende das características da válvula, se ela é *Air to Open* ou *Air to Close*, das características de abertura, tais como linear ou igual porcentagem. Enfim, esta metodologia exige uma análise caso a caso e será exemplificada para a válvula de controle utilizada.

Sabe-se que a válvula utilizada neste trabalho possui característica de abertura do tipo igual porcentagem, mostrada na Figura 25. Analisando a figura, e considerando que a válvula deste trabalho é *Air to Close* e não *Air to Open* (exemplo da Figura 25), percebe-se que existem duas possibilidades de modelá-la, uma delas através de uma exponencial do tipo - adaptado de SIGHIERI e NISHINARI (1973):

$$v(x) = 100 - q_0 e^{ax} \quad (5.18)$$

Ou através de uma parábola que, por conta das restrições impostas pelas condições de contorno, é modelada como:

$$v(x) = -ax^2 + c \quad (5.19)$$

onde a e c são constantes reais e positivas.

Para encontrar os parâmetros tanto da equação (5.18) quanto de (5.19), é preciso utilizar duas informações que se sabe sobre a válvula, ainda que não se tenha em mãos exatamente sua curva característica, apenas se sabe sua forma aproximada. Para a válvula utilizada neste trabalho, essas condições são:

- $v(0) = 100\%$ e;
- $v(x_{max}) = 0$, onde x_{max} é o valor máximo de posição da válvula.

Para a aproximação pela exponencial, tem-se que a equação (5.18) nunca obedece exatamente a primeira condição. Dessa forma, é necessário definir que $v(0) = 100 - \varepsilon$, com ε suficientemente pequeno, devido às características da exponencial. No entanto, o fato de ε ser um parâmetro de projeto proporciona um grau de liberdade a mais, o que é indesejado, uma vez que se deseja que as condições de contorno restrinjam ao máximo a escolha de $v(x)$. A Figura 28 mostra o quanto o valor de ε influencia no projeto de candidatas de $v(x)$.

Figura 28 - Aproximações de $v(x)$ para diferentes valores de ε

Fonte: Autor

Na Figura 28 fica evidente que a escolha de ε possui um grande impacto sobre as candidatas de $v(x)$ e, ainda que haja uma convergência nas curvas para valores cada vez menores de ε , o formato das exponenciais acaba assumindo uma forma cada vez mais distante da curva real da válvula, pois, quanto menor o valor de ε , percebe-se que o valor de vazão fica acima de 90% para quase toda a excursão da válvula, o que não corresponde à realidade.

Dessa forma, além de dar um grau de liberdade indesejado ao projeto, a aproximação por exponenciais se mostrou inadequada para a situação em que não se sabe a curva característica da válvula, uma vez que a escolha de ε tem grande impacto na aproximação.

Dessa forma, aplicando-se as condições de contorno na aproximação por parábola (equação (5.19)), obtém-se a seguinte equação:

$$v_{CC}(x) = -118906x^2 + 100 \quad (5.20)$$

Logo, é possível comparar os projetos de $v(x)$ em todas as condições testadas, como mostrado na Figura 29.

Figura 29 - Projetos de $v(x)$

Fonte: Autor

Como se pode ver na Figura 29, apesar da aproximação pela parábola por condições de contorno não ter sido tão próxima quanto a por mínimos quadrados, o que é evidente, ela ainda assim reproduziu melhor o comportamento da válvula do que as aproximações por exponenciais.

Uma terceira via para a modelagem da curva característica da válvula seria usar o equacionamento baseado em GARCIA (2009) para válvulas de igual porcentagem:

$$v(x) = 1 - R^{X-1} \quad (5.21)$$

onde:

- R : "rangeabilidade", normalmente costuma assumir valores de 20 a 50.
- X : posição da haste em por unidade.

Sendo que neste caso $v(x)$ é dada em por unidade. No entanto, essa formulação, dada pela equação (5.21), apresenta o mesmo problema da equação (5.18), pois uma vez que não se conhece a curva exata da válvula nessas condições, não há como determinar um valor de R que se ajuste melhor à curva. E, uma vez que o projeto por condições de contorno se baseia exclusivamente no fato de que $v(0) = 100\%$, $v(x_{max}) = 0$ e saber que a válvula é do tipo igual porcentagem e *Air to Close*, torna-se inviável usar a equação (5.21) para se obter uma curva característica estimada.

Consequentemente, este trabalho utiliza em seus experimentos a função $v(x)$ parabólica obtida por mínimos quadrados e a aproximação também parabólica modelada por condições de contorno.

5.1.4. Observador de Estados

O primeiro passo do projeto do observador de estados é estabelecer um modelo em malha aberta da planta. Uma primeira alternativa é utilizar o mesmo modelo abordado na linearização da planta. Contudo, há uma série de razões para não utilizá-lo.

Em primeiro lugar, para a linearização exata da planta, é mandatório que o modelo desta apresente suas derivadas parciais contínuas, e esse requisito praticamente forçou o uso do modelo clássico de atrito com as alterações mostradas na seção 3.1. No entanto, conforme mostrado na Figura 5, este modelo de atrito não é capaz de retratar bem a situação de atrito estático, dada suas limitações. Dessa forma, este problema poderia causar uma perda de desempenho significativo do observador, ainda que esteja em malha fechada.

Consequentemente, é recomendável utilizar um modelo de atrito que descreva melhor este fenômeno físico e a alternativa buscada foi utilizar o modelo de Kano, mais especificamente o algoritmo mostrado na Figura 7. A razão para se utilizar este modelo no observador de estados é porque ele consegue descrever o comportamento da força de atrito na haste de maneira eficiente e relativamente simples. Uma outra alternativa seria o modelo de Karnopp, mas este apresenta alguns inconvenientes, tais como o fato de ter que ser simulado com um passo de tempo de 10^{-6} s (SILVA, 2013), o que inviabiliza sua aplicação em tempo real.

Para o observador de estados, é usado como entrada do algoritmo o sinal de controle filtrado u_f , que é dado por:

$$G_f(s) = \frac{U_f(s)}{U(s)} = \frac{1}{0.6s+1} \quad (5.22)$$

onde:

- $G_f(s)$: função de transferência do filtro da entrada do observador.
- $U_f(s)$: transformada de Laplace da entrada do algoritmo filtrada.
- $U(s)$: transformada de Laplace da saída do controlador.

A razão de se usar esse filtro é porque o modelo de atrito é estático, logo, para uma técnica como os modos deslizantes, em que há variações bruscas na saída do controlador, o modelo também produziria valores de posição com variações não condizentes com a prática. Dessa forma, o filtro da equação (5.22) tem a finalidade de ser uma aproximação à resposta em frequência do conversor I/P.

Já a saída é a posição da haste, dada por x_1 , que é a primeira variável de estado para o modelo do observador. Logo, pode-se dizer que:

$$\tilde{x}_1 = \tilde{K}(u_f) \quad (5.23)$$

onde:

- u_f : entrada filtrada do observador (filtro da equação 5.22).
- $\tilde{K}(u_f)$: algoritmo baseado no modelo de atrito de Kano (estimação da posição pelo modelo).
- $\tilde{x}_1$: posição estimada da haste.

Ou seja:

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \dot{\tilde{K}}(u_f) \quad (5.24)$$

- $\dot{\tilde{K}}(u_f)$: derivada temporal da saída do algoritmo de Kano.
- $\dot{\tilde{x}}_1$: velocidade estimada da haste.

Já a relação entre vazão e posição é dada da mesma maneira que foi mostrada na equação (5.3), ou seja, no modelo da linearização.

$$\dot{\tilde{x}}_2 = \frac{v(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_2}{\tau} \quad (5.25)$$

onde:

- $\tilde{x}_2$: vazão estimada em porcentagem.
- $\dot{\tilde{x}}_2$: derivada temporal de primeira ordem da vazão estimada.
- τ : constante de tempo da relação posição - vazão, a mesma utilizada no projeto da linearização.

Logo, a saída estimada do modelo do observador é dada por:

$$\tilde{y} = \tilde{x}_2 \quad (5.26)$$

- $\tilde{y}$: saída estimada da planta (vazão).

De forma que as equações (5.24), (5.25) e (5.26) são o modelo de estados do observador, onde se deseja reconstituir a posição da haste. Dessa forma, tem-se um modelo do observador em malha aberta tal qual (4.35), onde:

$$f(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_2}{\tau} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$\tilde{P}(u_f) = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{K}}(u_f) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$h(\tilde{x}) = \tilde{x}_2 \quad (5.29)$$

Uma vez definido o modelo do observador em malha aberta, é necessário ver se este é observável, para avaliar a possibilidade de se implementar uma injeção de saída.

Seguindo o procedimento da seção 4.3.1, tem-se:

$$l(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_2 \\ \frac{v(\tilde{x}_1) - \tilde{x}_2}{\tau} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Logo:

$$O = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{v'(\tilde{x}_1)}{\tau} & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Considerando $v'(\tilde{x}_1)$ da equação (5.17), temos que a matriz de observabilidade tem posto 2 $\forall \tilde{x}_1 \in \{0 \leq \tilde{x}_1 \leq x_{max}\}$, ou seja, o sistema é localmente observável para todos os valores admissíveis de posição da haste. Neste caso, é possível realizar uma injeção de saída – equação (4.36) - que reconstitua todos os estados.

Já para a aproximação de $v(\tilde{x}_1)$ por condições de contorno, dada pela equação (5.20), tem-se que, neste caso, que a matriz de observabilidade tem posto 2 para $0 < \tilde{x}_1 \leq x_{max}$, isto é, o sistema é observável para todos os valores de posição admissíveis, exceto quando a válvula esteja totalmente aberta, pois nesta situação $v'(\tilde{x}_1) = 0$, e a matriz de observabilidade apresenta posto 1. Para este caso, está garantido que a injeção de saída reconstitua os estados em todas as condições, menos quando a válvula está totalmente aberta. No entanto, essa restrição não impede que se utilize a injeção de saída, pois apenas um valor não está abrangido na condição de observabilidade.

Agora, é necessário ver quais ganhos na injeção de saída garantem a convergência do erro de observação dos estados. Para isso, é necessário fazer a subtração entre as equações (4.36) e (4.34):

$$\begin{cases} \dot{e}_x = f(\tilde{x}) - f(x) + \dot{\tilde{P}}(u_f) - \dot{P}(u_f) + L(y - \tilde{y}) \\ \dot{e}_y = h(\tilde{x}) - h(x) \end{cases} \quad (5.32)$$

onde:

- e_x : erro de observação dos estados.
- e_y : erro de observação da saída.

Mostrando a equação (5.32) para cada um dos estados:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\tilde{K}}(u_f) - \dot{K}(u_f) - l_1 e_2 \\ \dot{e}_2 = \frac{v(\tilde{x}_1) - v(x_1) - e_2}{\tau} - l_2 e_2 \end{cases} \quad (5.33)$$

Onde:

- e_i : erro de observação do i -ésimo estado (lembrando que o segundo estado é igual à saída deste sistema).
- $L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$.

Vale ressaltar que $v(x_1) = -ax_1^2 - bx_1 + c$, com $a > 0$, $b \geq 0$ e $c > 0$, o que é válido tanto para o projeto por mínimos quadrados quanto por condições de contorno.

Além disso, é necessário analisar o termo $\dot{\tilde{K}}(u_f) - \dot{K}(u_f)$ da equação (5.33). Em primeiro lugar, levando em consideração a Figura 12, pode-se estimar que a estimação de atrito seja precisa, ou seja, que os valores de S e J do modelo de Kano obtidos nos experimentos sejam condizentes com seus valores reais. Isso implica que a detecção de parada e movimentação da haste por parte do modelo é precisa, ou seja, se $\dot{K}(u_f) = 0 \rightarrow \dot{\tilde{K}}(u_f) = 0$. Dessa forma, as fontes de imprecisões que podem ocorrer entre a movimentação da haste real e estimada estão relacionadas com ganhos, isto é, o algoritmo do modelo de Kano assume que o ganho é unitário, o que nem sempre ocorre. Dessa forma, o termo $\dot{\tilde{K}}(u_f) - \dot{K}(u_f)$ assume valores não-nulos apenas quando a válvula se movimenta.

Além disso, considera-se que os movimentos da haste sejam rápidos, tendo em vista a sua dinâmica. Dessa forma, desejar a convergência do observador nessa situação seria uma especificação de projeto muito difícil de ser atingida. Logo, deseja-se obter essa convergência apenas para a situação onde a haste da válvula estiver parada. Neste caso, conforme mencionado, tem-se que $\dot{\tilde{K}}(u_f) - \dot{K}(u_f) = 0$, pois ambos são nulos e consequentemente:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -l_1 e_2 \\ \dot{e}_2 = -\frac{1}{\tau}[a(x_1(t) + \tilde{x}_1(t)) + b]e_1 - \left(\frac{1}{\tau} + l_2\right)e_2 \end{cases} \quad (5.34)$$

Ressaltando que a equação (5.34) vale apenas para a situação em que a haste está parada.

Portanto:

$$\begin{cases} \dot{e}_x = \begin{bmatrix} 0 & -l_1 \\ -\frac{1}{\tau}[a(x_1(t) + \tilde{x}_1(t)) + b] & -\left(\frac{1}{\tau} + l_2\right) \end{bmatrix} e_x = A(t)e_x \\ \dot{e}_y = [0 \quad 1]e_x = C e_x \end{cases} \quad (5.35)$$

Portanto, conclui-se que a dinâmica do erro é um sistema linear variante no tempo dado pela equação (5.35). Dessa maneira, é possível utilizar os conceitos de estabilidade mostrados na subseção 4.3.2.

A análise da estabilidade do sistema da equação (5.35) deve ser feitas para duas situações, pois, neste trabalho criou-se duas aproximações para $v(x)$.

5.1.4.1. *Convergência do observador para aproximação pelo método dos mínimos quadrados*

Utilizou-se a metodologia proposta na subseção 4.3.2 para achar uma região na qual os ganhos do observador garantissem a convergência do erro de estimação dos estados. Em outras palavras, avaliou-se se os autovalores da matriz $A^T(t)Q(t) + Q^T(t)A(t) + \dot{Q}(t) + -\nu I$ são menores ou iguais a zero.

Neste caso, utilizou-se $Q(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\nu = 0.1$, $\eta = 0.9$ e $\rho = 1.1$. Dessa forma, desenvolvendo-se a inequação (4.43) para os dados valores, encontrou-se a seguinte equação que determina a região de estabilidade uniforme exponencial:

$$l_2 \leq \min_{0,2} \left(\frac{1}{l_1^2} + [373,6711 + 59522(x_1 + \tilde{x}_1)]l_1 + 34908 + 885717121(x_1 + \tilde{x}_1)^2 \right) \quad (5.36)$$

Além disso, deve-se ter $l_1 \leq 0$ e $l_2 \geq 0$ para que haja realimentação negativa no observador. Para se calcular a inequação (5.36), utilizou-se o seguinte procedimento: escolheu-se uma área de varredura para os ganhos l_1 , por exemplo, entre -2 e 0m/(s%) discretizados com passo de 0,01 m/(s%), por exemplo. Além disso, sabe-se que $0 \leq (x_1 + \tilde{x}_1) \leq 2x_{max}$. Dessa forma, divide-se este intervalo com passo de 0,001m. Dessa forma, para cada ponto de l_1 , calcula-se o valor do lado direito da inequação (5.35) para cada valor de $(x_1 + \tilde{x}_1)$ e seleciona-se o valor de

$(x_1 + \tilde{x}_1)$ que minimize a função naquele ponto. Dessa forma, é possível obter um gráfico que represente (5.36).

Dessa forma, os valores de ganhos l_1 e l_2 nos quais a desigualdade (4.42) é válida são dados na Figura 30.

Figura 30 - Região de convergência para o observador de estados - $v(x)$ aproximada por MMQ

Fonte: Autor

A região hachurada representa os ganhos nos quais o sistema da equação (5.35) apresenta estabilidade exponencial uniforme.

5.1.4.2. *Convergência do observador para aproximação por condições de contorno*

Foi utilizado o mesmo procedimento do item anterior com os mesmos valores de $Q(t)$, η e ρ . Já o valor de ν usado foi de 10^{-4} , pois para $\nu = 0.1$ os valores de ganhos convergentes não foram convenientes.

Neste caso, a região de estabilidade uniforme exponencial é dada pela seguinte inequação:

$$l_2 \leq \min \left(\frac{1}{0,0002} \{ l_1^2 + [70462(x_1 + \tilde{x}_1)]l_1 + 0,0001 + 1241200000(x_1 + \tilde{x}_1)^2 \} \right) \quad (5.37)$$

Também é necessário que $l_1 < 0$ e $l_2 > 0$. Dessa forma, utilizou-se o mesmo procedimento descrito no item 5.1.4.1 para achar a região descrita pela inequação (5.37) e demais condições, resultando o gráfico apresentado na Figura 31.

Figura 31 - Região de convergência para o observador de estados - $v(x)$ aproximada por condições de contorno

Fonte: Autor

A região hachurada apresenta os ganhos do observador nos quais o sistema da equação (5.35) possui estabilidade exponencial uniforme.

5.1.5. Sintonias

O controlador por modos deslizantes com integrador por topologia externa é testado neste trabalho em diferentes condições, que são:

- período de amostragem, 1, 10 e 100ms, para verificar a influência dessa grandeza no desempenho do controlador.
- $v(x)$ aproximada pelo método dos mínimos quadrados.
- $v(x)$ aproximada por condições de contorno.
- controle sem observador, utilizando a posição medida da haste.
- controle com observador, usando a posição estimada da haste.

Este controlador foi testado para cada uma das combinações desses casos. No caso, as sintonias utilizadas são mostradas nas Tabelas 5 a 7. O método para se obter os parâmetros do controlador e do observador foram iterativos e baseados na sensibilidade do projetista.

Tabela 5 - Sintonias para o controlador por modos deslizantes com integrador sem observador de estados

Condições do experimento	k (%)	ϕ (%/s ²)	λ (1/s)
$v(x)$ por MMQ $T_a = 1ms$	54,26	0,22	1,0
$v(x)$ por MMQ $T_a = 10ms$	54,26	0,25	1,0
$v(x)$ por MMQ $T_a = 100ms$	54,26	0,30	0,8
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 1ms$	55,75	0,22	1,0
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 10ms$	55,75	0,25	1,0
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 100ms$	55,75	0,30	0,8

Fonte: Autor

Tabela 6 - Sintonias para o controlador por modos deslizantes com integrador com observador de estados

Condições do experimento	k (%)	ϕ (%/s ²)	λ (1/s)
$v(x)$ por MMQ $T_a = 1ms$	54,26	0,5	0,5
$v(x)$ por MMQ $T_a = 10ms$	54,26	0,5	0,5
$v(x)$ por MMQ $T_a = 100ms$	54,26	0,6	0,3
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 1ms$	55,75	0,5	0,5
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 10ms$	55,75	0,5	0,5
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 100ms$	55,75	0,6	0,3

Fonte: Autor

Tabela 7 - Ganhos da injeção de saída do observador de estados

Condições do experimento	l_1 (m/(s%))	l_2 (1/s)
$v(x)$ por MMQ $T_a = 1ms$	-0,0025	0,5
$v(x)$ por MMQ $T_a = 10ms$	-0,0001	0,5
$v(x)$ por MMQ $T_a = 100ms$	-0,0001	0,5
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 1ms$	-0,0025	0,5
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 10ms$	-0,0001	0,5
$v(x)$ por cond. contorno $T_a = 100ms$	-0,0001	0,5

Fonte: Autor

Quanto à sintonia do observador, a ordem de grandeza de l_1 é bem baixa, pois este ganho possui entrada em porcentagem e a transforma para metros por segundo, unidade de velocidade. Um valor alto de ganho implica uma elevada velocidade na injeção de saída (sendo que na prática a haste tem velocidades pequenas), o que implica um comportamento inconvenientemente oscilatório nos estados estimados antes da convergência.

5.2. CONTROLADOR PI COM CR2

O conjunto compensador mais controlador utiliza a lei de controle (4.44) como base da sua implementação, onde há uma componente associada ao compensador, que

é dada pela equação (4.46) e outra relativa ao controle propriamente dito, que, neste caso, é um controlador PI.

5.2.1. Controlador PI

Todas as implementações de controladores PI neste projeto seguem a seguinte formulação:

$$u_c(t) = K_c \left(\check{y}(t) + \frac{1}{T_i} \int_{t_0}^t \check{y}(t) dt \right) \quad (5.38)$$

onde:

- $u_c(t)$: saída do controlador.
- $\check{y}(t)$: erro de rastreamento da malha.
- K_c : ganho do controlador.
- T_i : constante de tempo integral.

Sendo que o controlador foi implementado em ação direta, de forma a gerar uma realimentação negativa na malha.

Para a sintonia deste controlador utilizou-se o método da Síntese Direta, que sugere os valores de projeto da Tabela 8 (GARCIA, 2010) para um processo de primeira ordem (aproximação justificada na subseção 5.1.1):

Tabela 8 - Método da Síntese Direta para processo de primeira ordem

K_c (adim)	T_i (s)
$\frac{\tau}{K\tau_c}$	τ

Fonte: GARCIA (2010)

onde:

- K : ganho da planta de primeira ordem, linearizado ao redor de 50% da faixa de operação testada em regime permanente.
- τ : constante de tempo do modelo de primeira ordem.
- τ_c : constante de tempo desejada em malha fechada.

Como a constante de tempo da planta é rápida (3,375 s), optou-se por uma sintonia pouco agressiva para evitar oscilações desnecessárias, com $\tau_c = 1,3\tau$, logo:

Tabela 9 - Parâmetros do controlador PI

K_c (adim)	T_i (s)
0,367	3,375

Fonte: Autor

A sintonia da Tabela 9 é utilizada tanto para o controlador PI em conjunto com o compensador CR2 com desabilitação de controle quanto para o controle PI sem compensação de atrito, uma vez que a dinâmica em malha aberta nos dois casos é a mesma.

5.2.2. Compensador CR2 com desabilitação de controle

O compensador de atrito da equação (4.46) utiliza o valor de S dado na Tabela 1 e os valores de δ , T_i e T_o descritos na seção 4.4 são definidos na Tabela 10:

Tabela 10 - Parâmetros de projeto para o compensador CR2 com desabilitação de controle

δ (%)	T_i (s)	T_o (s)
0,5	2	5

Fonte: Autor

A sintonia desses parâmetros se deu através de ajustes finos na planta.

Por último, utilizou-se um período de amostragem de 100ms para este algoritmo de controle, um valor que pode ser usado em dispositivos industriais tais como SDCDs e CLPs.

6. PROJETO DOS CONTROLADORES POR TOPOLOGIA INTERNA

Neste capítulo são detalhados os projetos dos controladores por topologia interna, que são:

- controlador PI (primário) em cascata com modos deslizantes (secundário).
- controlador PI (primário) em cascata com posicionador digital DVC6010F com um algoritmo baseado em múltiplas realimentações (secundário).

Conforme mencionado no capítulo 4.5, o controlador primário tem a vazão como variável de processo e o secundário a posição da haste em todos os casos deste capítulo.

6.1. PI COM MODOS DESLIZANTES

O projeto deste controlador é dividido para cada uma das malhas de controle em questão. Primeiramente, é detalhado o controle secundário, que consiste nos modos deslizantes com integrador. Em seguida é descrito o controlador primário, cuja variável de processo é a vazão através de um PI.

6.1.1. Controlador secundário por modos deslizantes

O trabalho de BAEZA (2013) utiliza uma série de técnicas de controle aplicadas à posição da haste da válvula, para quando esta possui altos índices de atrito. Conforme já mencionado, o algoritmo que apresentou melhores resultados foi o de modos deslizantes com integrador.

Este trabalho utiliza uma estrutura quase idêntica que o de BAEZA (2013) para o controlador secundário, sendo que a diferença existente é que, em BAEZA (2013), se utiliza a equação (3.4) como modelo de atrito para linearização, enquanto que este trabalho utiliza a equação (3.5).

Dessa forma, o modelo utilizado para linearizar o processo secundário é:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{K_p S_a}{m} u - \frac{F_{at}}{m} - \frac{Kx_1}{m} \\ y_{sec} = x_1 \end{cases} \quad (6.1)$$

onde todas as grandezas são tais quais a da equação (5.3), exceto y_{sec} que é a saída deste processo secundário que, no caso, é a posição da haste

Uma rápida análise deste sistema permite afirmar que seu grau relativo é 2, que é igual à sua ordem, o que permite realizar uma linearização completa.

Além disso, realizando um procedimento análogo ao da subseção 5.1.1, obtém-se uma lei de controle linearizante igual a da equação (5.8) só que, neste caso, sem aproximações.

Já o controle equivalente é dado pela seguinte equação:

$$\hat{u} = \frac{1}{K_p S_a} (K x_1 + F_{at}) + \frac{m}{K_p S_a} \left(\frac{d^2 y_{secSP}}{dt^2} - 2\lambda \frac{d\check{y}_{sec}}{dt} - \lambda^2 \check{y}_{sec} \right) \quad (6.2)$$

onde:

- y_{secSP} : *set-point* da malha secundária.

- $\check{y}_{sec}$: erro da malha secundária.

A superfície de escorregamento é dada por:

$$s(y, t) = \frac{d\check{y}_{sec}}{dt} + 2\lambda \check{y}_{sec} + \lambda^2 \int_{t_0}^t \check{y}_{sec} dt \quad (6.3)$$

A lei de controle é dada por (4.30), com o controle equivalente e a superfície de escorregamento dados pelas equações (6.2) e (6.3), respectivamente.

Este trabalho utiliza 20ms de período de amostragem para esta malha. Essa escolha foi embasada através em uma análise de diversos posicionadores no mercado. Em média, observou-se que a maioria deles possui uma amostragem da ordem de 10 a 50ms. A opção de 20ms coincide com o posicionador D400 Digital Positioner, da *Valve Accessories & Controls Inc.*, um dos itens pesquisados.

É importante ressaltar que neste caso não foi utilizado o limitador de derivadas no *set-point* dos modos deslizantes, uma vez que a trajetória do controlador secundário é gerada pelo controlador primário e, partindo do pressuposto que este é do tipo PI ou PID, dificilmente a saída deste controlador possui degraus que entre o ponto atual e desejado.

Por último, a sintonia utilizada para os modos deslizantes com integrador é dada na Tabela 11.

Tabela 11 - Sintonia do controlador secundário por modos deslizantes com integrador

k (%)	ϕ (m/s)	λ (1/s)
39,1	0,002	1,4667

Fonte: Autor

6.1.2. Controlador primário PI

O controlador PI deste projeto possui a estrutura da equação (5.35). A sintonia deste controlador é feita de acordo com o método da Síntese Direta. Para isso, foi colocado o controlador primário em manual e considerado o conjunto controlador secundário, processo primário e secundário como uma caixa preta. Aplicou-se alguns degraus na saída do controlador primário, resultando a resposta mostrada na Figura 32.

Figura 32 - Resposta a degraus do conjunto controlador secundário (modos deslizantes) com processos primário e secundário

Fonte: Autor

Analisando-se a Figura 32, pode-se considerar o conjunto controlador secundário, processo primário e secundário como de primeira ordem para a sintonia por síntese direta do PI, resultando a sintonia mostrada na Tabela 12.

Tabela 12 - Parâmetros do controlador PI como controlador primário com modos deslizantes como secundário

K_c (adim)	T_i (s)
0,382	3,5575

Fonte: Autor

Optou-se por uma sintonia com ganho baixo ($\tau_c = 1,3\tau$) para seguir a filosofia proposta na seção 4.5, de malha primária com controlador pouco agressivo, para que o *set-point* enviado ao escravo varie pouco em regime permanente, de maneira

a não atrapalhar o problema de rastreamento do controlador secundário. Além disso, a malha secundária é sintonizada com ganhos agressivos, para que haja rápida compensação de atrito. Para este caso especificamente, é ainda mais importante que se utilize uma sintonia mais suave para a malha primária, pois, além de tornar o problema de rastreamento da malha secundária menos problemático, permite que as derivadas do erro desta não atinjam grandes valores - ver equações (6.2) e (6.3) - de maneira a tornar o transitório da malha secundária também mais suave. Por último, utilizou-se período de amostragem de 100ms para o controlador primário.

6.2. PI COM POSICIONADOR DIGITAL

Assim como na seção anterior, este projeto de controle é dividido em duas partes, primeiramente detalhando a malha secundária para em seguida mencionar a primária.

É importante ressaltar que este é o único controlador deste trabalho que é implementado no SDCD, através do *software* da ABB, por conta da impossibilidade de se operar a válvula com o posicionador digital diretamente pelo *Matlab*.

6.2.1. Controlador secundário - posicionador DVC6010F

O posicionador digital DVC6010F permite que se possa ter a posição da haste ou a pressão no atuador como variável de processo. Neste trabalho, trabalha-se com o primeiro caso.

Dessa forma, quando a posição da haste é a variável controlada, tem-se o seguinte diagrama de blocos da Figura 33 para o controlador e processo (BARBOSA, sem data).

Figura 33 - Diagrama de blocos do controlador e processo secundário para o posicionador digital.

Fonte: Barbosa (sem data)

O fabricante fornece algumas sintonias padrão com ganhos pré-determinados (ver Tabela 13), sendo que se escolheu a sintonia C (FISHER, 2013).

Tabela 13 - Sintonia padrão do posicionador digital utilizada neste trabalho

Ganho proporcional (K)	Ganho de velocidade (K_x)	Ganho de malha de realimentação interna (K_{ml})
4,4	3,0	35

Fonte: Fisher, 2013

No caso, todas as sintonias padrão vem com o modo integral desabilitado, cabendo ao usuário fazer uma sintonia personalizada para utilizá-lo. Além disso, o período de amostragem desta malha é de 30ms (FISHER, 2006).

6.2.2. Controlador primário PI

Ao contrário do caso da subseção 6.1.2, não é possível aproximar o conjunto controlador secundário mais processos primário e secundário como de primeira ordem, devido à resposta ao degrau deste conjunto, que apresenta características de ordens superiores, como sobressinal, por exemplo.

Figura 34 - Resposta a degraus do conjunto controlador secundário (posicionador digital) com processos primário e secundário

Fonte: Autor

Dessa forma, por simplicidade e considerando o fato do conjunto controlador e processo secundário mais processo primário apresentar sobressinal, optou-se por uma escolha pouco agressiva de controle, onde há variações suaves na saída do controlador, o que significa que o *set-point* da malha secundária varia suavemente, de forma a tornar o problema de rastreamento menos penoso. A sintonia usada é mostrada na Tabela 14.

Tabela 14 - Parâmetros do controlador PI como controlador primário e com o posicionador digital como secundário

K_p (adim)	T_i (s)
0,245	3,375

Fonte: Autor

A intenção inicial era utilizar 100ms de período de amostragem. No entanto, embora o controle se mostrasse bem sucedido nessa situação, o algoritmo de amostragem do SDCD descartava uma quantidade apreciável de pontos coletados e interpolava outros no lugar, o que compromete a análise de dados.

Percebeu-se que, porcentualmente, a quantidade de dados interpolados reduziu-se se utilizado período de amostragem de 500ms. Dessa forma, foi escolhido esse valor para intervalo de aquisição de dados.

7. RESULTADOS

Foram realizados três tipos de ensaios para avaliar o desempenho dos algoritmos: o primeiro ocorre em regime permanente, cujo objetivo é avaliar como o controlador lida com o atrito e suas consequências, tais como o gerenciamento do erro de regime, o desgaste no atuador e a variabilidade na malha. O segundo se dá através de degraus em modo servo, para avaliar a resposta do conjunto controle e processo, se este responde rapidamente, se há sobressinal ou comportamento oscilatório. O último experimento é uma análise do comportamento da malha no modo regulatório, onde são aplicados degraus na válvula de perturbação, onde se deseja ver o quão rápido o controle é capaz de rejeitá-la.

7.1. REGIME PERMANENTE

O ensaio consiste em deixar o *set-point* de vazão do controlador em 50% por um intervalo de 900 s sem inserção de perturbações e analisar o comportamento da malha nesta situação. Como já foi dito, a importância deste teste consiste em ver como o controle lida com o atrito na válvula, que é um fenômeno mais notável na situação deste experimento, onde não há excitação externamente à malha e se deseja ver como o controlador atua diante de um pequeno erro de regime, em uma situação onde a válvula possui atrito considerável, o que implica que o início do movimento da haste se dá com um salto, não com um movimento suave, o que acarreta um problema para administrar esses pequenos erros de regime.

Para este experimento, são utilizados como índices de desempenho:

- ISE (*Integrated Square Error*): avalia o erro medido sobre a vazão, com o intuito de verificar o quão próxima esta está do seu *set-point* durante o experimento. A escolha do índice quadrático penaliza erros grandes.

$$ISE = \int_{t_0}^t (y(\tau) - y_{SP}(\tau))^2 d\tau \quad (7.1)$$

onde τ é a variável de integração no tempo e t_0 é o instante inicial do experimento.

- variabilidade da variável de processo (vazão): avalia o quanto a variável controlada varia com relação à sua média, ou seja, se o algoritmo provoca muitas oscilações no processo.

$$VAR = \frac{2\sigma}{\mu} \cdot 100\% \quad (7.2)$$

onde VAR é a variabilidade do sinal avaliado, em porcentagem, σ é o desvio padrão do sinal avaliado e μ é a média do sinal avaliado.

- módulo da variação da posição da haste: quantifica o quanto a haste se moveu durante o experimento, uma medida de desgaste adicional na válvula.

$$ModVar = \sum_{i=2}^n |x(i) - x(i-1)| \quad (7.3)$$

onde $x(i)$ é a posição da haste no instante i . Contudo, é importante fazer uma ressalva quanto a essa medida. Os sinais de posição medidos apresentam ruídos e diferentes períodos de amostragem dependendo do experimento. Dessa forma, foi feito um procedimento de filtragem e decimação dos sinais de posição para esta análise, de forma que todos, para a avaliação deste indicador, estejam com 100ms de intervalo. Contudo, não é possível garantir que o ruído, ainda que filtrado, não afete esse índice de desempenho.

Para os testes com o observador de estado, também é utilizado:

- ISE entre posição medida e estimada: avalia o erro de estimação desta variável durante o experimento.

A seguir, são mostrados os resultados dos ensaios para cada um dos controladores projetados. Em todas as figuras a seguir, a posição da haste é dada em porcentagem de sua excursão.

Figura 35 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador - (a) Vazão. (b)

Fonte: Autor

Figura 36 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 37 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 38 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 39 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 40 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 41 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 42 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 43 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 44 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 45 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 46 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador de estados - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 47 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 48 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 49 - Resultado em regime permanente - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Figura 50 - Resultado em regime permanente - controlador PI sem compensador de atrito - (a) Vazão. (b) Posição da haste

Fonte: Autor

Os índices de desempenho para esses ensaios são mostrados nas Tabelas 15 e 16.

**Tabela 15 - Índices de desempenho para os controladores em regime permanente -
continua**

Controlador	ISE vazão (% ² s)	Variabi- lidade vazão (%)	Módulo da variação da posição (%)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador	15,33	0,52	301,06
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador	30,31	0,73	1757,22
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador	104,10	1,60	4922,26
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador	16,91	0,55	281,02
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador	25,15	0,67	369,04
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador	154,44	1,65	4875,21
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	210,58	1,93	93,13
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	226,45	2,01	110,33
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	3783,47	8,20	231,32

Fonte: Autor

Tabela 15 - Índices de desempenho para os controladores em regime permanente - conclusão

Controlador	ISE vazão (% ² s)	Variabilidade vazão (%)	Módulo da variação da posição (%)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	209,75	1,93	94,22
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	283,92	2,25	114,32
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	3671,48	8,08	226,12
Compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle	103,58	1,32	158,55
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes	69,41	1,18	814,11
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital	126,06	1,50	29,92
Controlador PI sem compensação de atrito	384,03	2,61	15,06

Fonte: Autor

Tabela 16 - Índices de desempenho para o observador de estados em regime permanente

Controlador	ISE entre posição medida e estimada (% ² s)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	574,41
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	3455,08
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	6023,24
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	5984,93
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	6002,58
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	7070,93

Fonte: Autor

Os resultados obtidos para o controle por modos deslizantes em topologia externa sem observador de estados foram muito dependentes da escolha do período de amostragem.

Para $T_a = 1ms$, os resultados referentes ao erro e à variabilidade foram excelentes e o módulo da variação da posição da haste indica um desgaste adicional razoável, independentemente do fato de $v(x)$ ter sido aproximada pelo método dos mínimos quadrados ou por condições de contorno. Para $T_a = 10ms$, há alguma perda de desempenho, mas os valores obtidos para o ISE e variabilidade da variável de processo ainda são muito bons para as duas aproximações de $v(x)$. Uma ressalva dessa situação é o módulo da variação da posição da haste, que apresentou valores bem distintos para as duas aproximações de $v(x)$, o que, em tese, não possui uma explicação plausível.

Contudo, para $T_a = 100ms$, há uma perda de desempenho notável do controlador. Para as duas aproximações de $v(x)$, observou-se uma degradação considerável em

todos os índices de desempenho, o que indica que houve uma piora no tratamento do erro da malha de controle, além de um aumento na variabilidade da vazão e um aumento relevante no desgaste da válvula provocado pelo controlador. Quanto à parte de tratamento de erro e variabilidade, pode-se considerar que os resultados ainda não são tão ruins, uma vez que foram parecidos aos obtidos com o posicionador digital e consideravelmente melhores que o controlador PI sem compensação de atrito. No entanto, o valor do módulo da variação da posição obtido com as duas aproximações de $v(x)$ permite afirmar que o desgaste causado na válvula nesta condição é elevado.

Ademais, é possível inferir que, para o controlador por modos deslizantes em topologia externa e sem observador, a influência da escolha de $v(x)$, se aproximada por MMQ ou condições de contorno, é bem pequena, para não dizer irrelevante. Dessa forma, isso indica que, nessas condições, o conhecimento exato da curva característica da válvula não é estritamente importante, ou seja, com uma aproximação baseada apenas no tipo da curva (igual porcentagem, linear ou outra) é possível se obter bons resultados. Além disso, o fato citado mostra também a robustez do controle por modos deslizantes a imprecisões no modelo, uma vez que, além da imprecisão na curva característica, o modelo de linearização também não é dos mais precisos, uma vez que, de acordo com a equação (3.5), a força de atrito seria nula quando a velocidade da haste também é, o que é sabido que não é verdade.

Já a piora de desempenho dos modos deslizantes com o aumento do período de amostragem se deve aos chaveamentos da lei de controle. Quanto maior o valor de T_a , mais aparentes se tornam os chaveamentos, o que caracteriza a ocorrência de *chattering*, sobretudo a 100ms.

A utilização do observador de estados acarretou perda de desempenho em todas as situações testadas, comparado com o caso sem observador. Isso se deve a um compromisso entre desempenho do observador e do controlador. Como se sabe, o observador necessita de um tempo para convergência para estimação do estado. Dessa forma, caso se utilize uma sintonia agressiva de controle, o observador não é capaz de reproduzir o estado adequadamente, o que compromete o seu desempenho e do controle, consequentemente. Ademais, observou-se que quando aumentou-se os ganhos do observador, a posição estimada assume valor médio próximo da medida de $v(x)$, aproximada por MMQ ou condições de contorno, mas

passava a apresentar um padrão oscilatório similar ao da vazão, como mostrado na Figura 51.

Figura 51 - Ensaio com observador com ganhos de injeção de saída mais elevados

Fonte: Autor

A Figura 51 mostra que a posição estimada está bem próxima da medida quanto à sua componente contínua (média do sinal), mas nas demais harmônicas ela se assemelha demais à vazão, entrando em oposição de fase com a posição medida e comprometendo o desempenho do observador e do controle.

Dessa forma, optou-se por um observador de estados com ganhos baixos e um controlador também pouco agressivo. Isso acarreta um controle mais suave, o que, neste caso, permite desvios consideráveis com relação aos 50% de *set-point*. Isso implicou uma perda de desempenho do controlador, no que tange o ISE sobre a vazão e a variabilidade da variável de processo.

Outro fato importante é que o desempenho do observador é bastante distinto para as duas aproximações de $v(x)$, sendo que a aproximação por MMQ apresenta resultados melhores quanto ao ISE. Isso está atrelado à escolha de $v(x)$, pois, em ambos os casos há convergência entre a posição estimada e o valor nominal desta na sua curva característica. Contudo, a aproximação por condições de contorno apresenta erros maiores quanto à posição real da haste, pois os erros de estimação maiores nessa situação se devem à imprecisão da curva utilizada.

Além disso, percebe-se que o desempenho do observador também é muito dependente da escolha do período de amostragem. Para $T_a = 1ms$ e $v(x)$

aproximada pelo MMQ, a posição medida e estimada foram muito próximas, como se pode ver na Figura 41. Uma das possíveis razões para isso é que o bloco do modelo de atrito de Kano perde desempenho para períodos de amostragem maiores. Essa perda para intervalos maiores acarreta uma piora ainda maior no desempenho do controlador nessas situações. Dessa forma, observou-se uma certa perda para $T_a = 10ms$ e uma piora considerável para 100ms, no que tange tanto ao controle quanto ao observador de estados.

Um ponto positivo do uso de uma sintonia menos agressiva no controlador foram valores bem reduzidos de módulo da variação da posição da haste, o que implica um desgaste menor, mas isso se deve ao controle e não ao observador em si.

O compensador por topologia externa CR2 com desabilitação de controle apresenta valores relativamente baixos de ISE, variabilidade e módulo da variação da haste. Seu desempenho quanto aos dois primeiros índices é inferior ao dos modos deslizantes por topologia externa sem observador para períodos de amostragem de 1ms e 10ms e é inferior também aos modos deslizantes em topologia interna com o controlador PI. Contudo, seu desempenho quanto ao módulo da variação da posição é superior a esses citados, o que se deve à ação de desabilitação do controle, pois esta não possibilita movimentações na haste quando o módulo do erro na malha é pequeno.

O controlador PI em cascata com os modos deslizantes com integrador, onde a ação de compensação de atrito é por topologia interna, apresentou resultados muito bons para o ISE e a variabilidade. Seu desempenho foi inferior aos modos deslizantes por topologia externa com $T_a = 1ms$ e $T_a = 10ms$ sem observador de estados. No entanto, quanto à variável de processo, seu desempenho foi consideravelmente superior ao dos demais compensadores e ao PI sem compensação. Já o módulo da variação da posição apresentou um valor elevado, o que significa que este controle diminui a variabilidade da vazão às custas de um aumento na variabilidade da posição, de maneira menos eficiente que os modos deslizantes por topologia externa. Isso implica que este compensador reduz muito bem o efeito do atrito sobre o processo, mas aumenta o desgaste da válvula.

O controlador PI em cascata com o posicionador digital apresentou desempenho inferior aos demais compensadores com relação ao ISE e variabilidade da vazão. Já o módulo da variação da haste apresentou um valor incoerente na medição feita. O

valor de 29,92% é inferior ao obtido com o método CR2, onde o controlador ficou desabilitado a maior parte do tempo e não houve movimento da haste e, de acordo com as Figuras 47 e 49, é evidente que a haste da válvula se movimentou mais com o posicionador digital. Isso pode se dever ao fato deste experimento ter sido o único feito com 500ms de amostragem e com outro dispositivo de coleta de dados (o SDCD em vez da placa PCI6229). A decimação feita para essa medição de módulo da variação nos demais experimentos usou 100ms como base, uma vez que 500ms de amostragem não é adequado para registrar as movimentações da posição da haste. Contudo, a julgar que o algoritmo do posicionador digital com o PI não apresenta nenhuma ação específica de tratamento ao atrito, pode-se considerar que seu resultado foi bom, uma vez que houve uma melhora considerável com relação ao PI puro.

7.2. MODO SERVO

Os experimentos em modo servo consistem em inserir degraus no *set-point* de -30%, -20%, +20% e +30% e, a partir daí observar o comportamento da malha de controle. Em cada um dos casos, o degrau foi inserido aos 10s do experimento e observa-se o comportamento da malha pelos próximos 70 segundos. Nesses experimentos, são utilizados os seguintes indicadores de desempenho:

- tempo de subida (t_r): intervalo de tempo entre a aplicação do degrau e o instante no qual a variável de processo atinge o novo valor de *set-point* pela primeira vez, ainda que haja sobressinal a seguir. É um indicador de rapidez de resposta da malha.
- máximo sobressinal (se existente): se a variável controlada atingir um pico acima (ou abaixo, dependendo do degrau aplicado) do *set-point*, é medido o máximo sobressinal, que é dado por:

$$M_p(\%) = \frac{|y_{MP} - y_{SS}|}{|\Delta y_{SP}|} \cdot 100\% \quad (7.4)$$

onde:

- y_{MP} : valor máximo da variável de processo durante o transitório, caso o degrau seja positivo ou valor mínimo caso o degrau seja negativo.
- y_{SS} : valor da variável de processo após atingir o regime permanente.
- Δy_{SP} : variação do *set-point*.

O máximo sobressinal é um indicativo do quanto a sintonia do controlador está agressiva.

- tempo de acomodação (t_s): intervalo de tempo entre a aplicação do degrau no *set-point* e o instante no qual a variável controlada se acomoda dentro de uma faixa em torno do valor de regime. Neste trabalho é usada uma faixa de 5% com relação à amplitude do degrau. Esse indicador tem a finalidade de avaliar o quão rápido a variável de processo se assenta ao redor do *set-point*.

Dessa forma, todos os índices de desempenho são calculados tendo como base a vazão da planta, com exceção dos experimentos com o observador de estados. Enfim, as respostas aos degraus de todos os controladores projetados são mostradas a seguir.

Figura 52 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 53 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 54 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 55 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 56 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 57 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 58 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 59 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 60 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 61 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 62 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 63 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 64 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 65 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 66 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 67 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 68 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 69 - Posição medida e simulada nas respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 70 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle

Fonte: Autor

Figura 71 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes

Fonte: Autor

Figura 72 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital

Fonte: Autor

Figura 73: Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - controlador PI sem compensador de atrito

Fonte: Autor

Já os índices de desempenho para esses ensaios são mostrados nas Tabelas 17 a 20.

**Tabela 17 - Indicadores de desempenho para respostas aos degraus de +30% e -30% -
continua**

Controlador	Degrau +30%			Degrau -30%		
	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador	13,2	2,97	12,6	16,2	0,00	12,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador	15,0	5,00	12,9	15,3	0,00	12,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador	12,6	13,90	19,8	12,4	4,77	18,6
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador	11,8	7,70	13,4	12,5	0,97	11,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador	12,1	7,37	13,3	12,7	0,00	11,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador	12,1	5,53	17,5	12,6	3,50	17,6
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	13,2	5,77	21,6	13,6	9,13	19,5
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	11,5	15,13	24,8	10,9	15,97	16,1

Fonte: Autor

Tabela 17 - Indicadores de desempenho para respostas aos degraus de +30% e -30% - conclusão

Controlador	Degrau +30%			Degrau -30%		
	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	5,2	70,43	42,1	5,1	66,67	63,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	11,4	15,30	41,9	12,4	10,47	21,0
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	10,7	18,90	36,5	11,0	15,80	41,1
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	5,0	72,67	49,3	5,1	66,67	29,0
Compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle	16,1	3,57	15,0	16,2	2,50	14,0
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes	26,4	0,00	19,6	25,7	0,00	18,9
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital	52,0	0,00	36,0	47,5	0,00	35,5
Controlador PI sem compensação de atrito	35,0	0,00	22,3	22,2	0,00	15,9

Fonte: Autor

Tabela 18 - Indicadores de desempenho do observador de estados para respostas aos degraus de +30% e -30%

Controlador	ISE entre posição medida e estimada (%²s)	
	Degrau +30%	Degrau -30%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	872,64	281,27
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	951,68	3353,51
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	13018,73	43015,96
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	6249,50	1511,51
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	19297,79	1199,53
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	12433,70	28545,77

Fonte: Autor

**Tabela 19 - Indicadores de desempenho para respostas aos degraus de +20% e -20% -
continua**

Controlador	Degrau +20%			Degrau -20%		
	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador	9,4	2,05	8,8	12,5	0,00	8,9
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador	10,0	4,15	9,0	10,4	0,00	8,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador	8,3	4,60	8,0	8,6	19,20	15,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador	8,1	2,24	9,1	8,1	3,75	7,8
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador	8,1	7,15	9,2	8,2	6,95	9,1
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador	8,1	6,50	14,0	8,4	13,95	15,4
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	9,7	6,80	25,8	10,0	7,65	31,4
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	6,8	23,15	13,1	7,0	24,80	12,8

Fonte: Autor

Tabela 19 - Indicadores de desempenho do observador de estados para respostas aos degraus de +30% e -30% - conclusão

Controlador	Degrau +20%			Degrau -20%		
	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)	t_r (s)	M_p (%)	t_s (s)
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	4,1	100,50	66,8	3,7	173,25	44,4
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	7,7	15,65	17,9	7,8	7,75	11,2
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	6,8	24,30	36,2	6,9	20,70	20,7
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	4,5	79,05	24,4	4,0	187,75	26,3
Compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle	16,7	3,90	15,1	12,6	5,40	19,7
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes	18,6	0,00	16,0	24,3	0,00	20,1
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital	48,5	0,00	31,5	44,0	0,00	34,0
Controlador PI sem compensação de atrito	24,2	0,00	17,9	19,5	0,00	17,8

Fonte: Autor

Tabela 20 - Indicadores de desempenho do observador de estados para respostas aos degraus de +20% e -20%

Controlador	ISE entre posição medida e estimada (% ² s)	
	Degrau +20%	Degrau -20%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	807,40	321,06
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	4795,26	824,60
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	31192,57	18328,94
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	5501,37	2493,76
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	22699,92	1328,43
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	30982,42	15788,26

Fonte: Autor

Começando com o controlador por modos deslizantes por topologia externa e sem observador, obteve-se uma resposta com ótimos tempos de subida e de acomodação. Além disso, na maioria dos casos observou-se um valor de sobressinal pequeno, o que é algo positivo, ainda que um valor nulo para este indicador seja o ideal. É possível notar também que o sobressinal foi aumentando a medida que o período de amostragem utilizado foi maior.

Além disso, vale ressaltar a influência do limitador de derivada no *set-point*, através de um experimento realizado sem este, como mostrado na Figura 74.

Figura 74 - Respostas aos degraus de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms, sem observador e sem limitador de derivada

Fonte: Autor

No caso da Figura 74, o sobressinal do degrau em (a) foi de 71,23%, em (b) foi de 62,10%, em (c) de 100,20% e em (d) o sobressinal foi de 51,57%. É importante ressaltar que a porcentagem em todos os sobressinais deste trabalho se dão com relação à amplitude do degrau aplicado e não com a faixa da vazão. Isso mostra que o limitador de derivada apresentou uma melhora expressiva no que diz respeito à agressividade exagerada do controle. Dessa forma, pode-se dizer que este recurso conferiu ao controlador uma resposta rápida e equilibrada. Além disso, os resultados obtidos foram semelhantes no que tange a escolha de $v(x)$.

Agora, em se tratando do controlador por modos deslizantes por topologia externa com o observador de estados, pode-se notar uma piora de desempenho expressiva com relação ao caso sem observador. Além disso, a degradação de desempenho é acentuada quando $T_a = 100ms$, o que pode se dever a alguns fatores somados, como a piora natural de desempenho dos modos deslizantes com o aumento do período de amostragem, a sintonia do controlador, que está bem menos agressiva, e a degradação do desempenho do observador com o aumento de T_a , já observada em regime permanente.

Quanto ao observador, pode-se observar que a convergência para $T_a = 1ms$ se dá mais rapidamente do que para $T_a = 10ms$ (nem se pode falar em convergência no caso de 100ms). Isso se deve principalmente à escolha dos ganhos da injeção de

saída, que são mais elevados para o caso de 1ms, pois, com um ganho mais alto, a convergência se dá mais rapidamente. A razão para não se escolher ganhos mais elevados para os demais períodos de amostragem é por conta do padrão encontrado na Figura 51, que é encontrado para valores mais baixos em $T_a = 10ms$ com relação a quando $T_a = 1ms$.

Os resultados para 1ms foram de razoáveis para bons. Para 10ms, houve uma pequena degradação, mas com resultados ainda razoáveis. Já para 100ms, os resultados foram muito ruins. Vale salientar que o transitório da variável de processo - vazão - não apresentou diferenças tão expressivas de acordo com a escolha de $v(x)$. O tipo de aproximação escolhido impacta no ISE entre posição medida e estimada, uma vez que a estimação por MMQ é bem mais precisa.

Já os resultados do método CR2 em conjunto com o controlador PI foram bons, com uma resposta relativamente rápida. Houve um pequeno sobressinal na resposta aos degraus, o que justifica a escolha da sintonia $\tau_c = 1,3\tau$. Caso se escolhesse um ajuste mais agressivo do controlador, as respostas aos degraus apresentariam sobressinais ainda maiores.

O controlador PI em cascata com os modos deslizantes apresentou um tempo de subida um pouco mais elevado que os controladores já citados, mas, por outro lado, não apresentou sobressinal e seu tempo de acomodação foi rápido nos experimentos, mostrando que a sintonia utilizada foi equilibrada.

Já o controlador PI em cascata com o posicionador digital apresentou elevados tempos de subida e resposta, mas sem sobressinal. Isso mostra que a sintonia utilizada no controlador primário foi conservadora demais e uma abordagem mais agressiva talvez fosse mais adequada.

Por último, o controlador PI sem compensador apresentou uma resposta boa quanto a tempos de subida e acomodação e a ausência de sobressinal é também um ponto positivo.

7.3. MODO REGULATÓRIO

O experimento em modo regulatório consiste em inserir perturbações na planta através da válvula de perturbações. Foram inseridos degraus nesta válvula de -30%, -20%, +20% e +30%. Cada experimento tem duração de 50s, sendo que a

perturbação é inserida quando $t = 5s$. Durante todo o experimento o *set-point* do controlador de vazão é deixado em 50%.

Dessa forma, os índices de desempenho para esses ensaios são:

- ISE (*Integrated Square Error*): medido sobre a vazão, tem o propósito de penalizar as respostas da malha que apresentem picos iniciais elevados logo após a inserção da perturbação.
- ITAE (*Integrated Time Absolute Error*): medido sobre o erro na variável de processo (vazão). Penaliza os controles que demoram muito tempo para corrigirem o efeito das perturbações. Este índice de desempenho é dado pela seguinte equação:

$$ITAE = \int_{t_0}^t |\tau(y(\tau) - y_{SP}(\tau))| d\tau \quad (7.5)$$

Os resultados dos experimentos são mostrados nas Figuras 75 a 94.

Figura 75 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 76 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 77 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 78 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 79 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 80 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador

Fonte: Autor

Figura 81 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 82 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 83 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 84 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 85 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 86 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 87 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 88 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 89 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 90 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 91 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 92 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle.

Fonte: Autor

Figura 93 - Posição medida e simulada nas respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador de estados

Fonte: Autor

Figura 94 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes

Fonte: Autor

Figura 95 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital

Fonte: Autor

Figura 96 - Respostas a perturbações de: (a)+30%. (b)+20%. (c)-20%. (d)-30% - controlador PI sem compensador de atrito

Fonte: Autor

E os índices de desempenho obtidos são mostrados nas Tabelas 21 a 24.

Tabela 21 - Índices de desempenho para os controladores para degraus de +30% e -30% na válvula de perturbação - continua

Controlador	ISE vazão (% ² s)		ITAE vazão (%s ²)	
	+30%	-30%	+30%	-30%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador	20,24	16,88	173,65	118,85
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador	17,02	15,77	197,38	170,06
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador	41,25	52,94	273,25	359,87
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador	12,45	14,00	145,02	112,74
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador	14,35	13,99	190,49	146,02
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador	36,92	48,42	278,71	353,47
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	115,73	80,16	952,12	480,65
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	74,95	70,56	493,53	466,21
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	66,87	701,54	1053,47	1968,92

Fonte: Autor

Tabela 21 - Índices de desempenho para os controladores para degraus de +30% e -30% na válvula de perturbação - conclusão

Controlador	ISE vazão (% ² s)		ITAE vazão (%s ²)	
	+30%	-30%	+30%	-30%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	139,26	131,31	1003,39	954,18
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	107,10	99,86	625,29	682,12
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	69,73	897,89	413,38	2666,54
Compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle	334,43	313,89	1052,92	810,21
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes	319,09	502,70	1470,09	1015,66
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital	329,07	421,56	1620,42	1422,00
Controlador PI sem compensação de atrito	1288,04	1899,04	3829,52	2859,26

Fonte: Autor

Tabela 22 - Indicadores de desempenho do observador de estados para degraus de +30% e -30% na válvula de perturbação

Controlador	ISE entre posição medida e estimada (%²s)	
	Degrau +30%	Degrau -30%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	2152,32	671,73
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	4565,21	1124,19
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	8977,70	2214,44
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	9656,65	5997,43
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	11355,78	5163,83
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	17792,26	6927,83

Fonte: Autor

Tabela 23 - Índices de desempenho para os controladores para degraus de +20% e - 20% na válvula de perturbação - continua

Controlador	ISE vazão (%²s)		ITAE vazão (%s²)	
	+20%	-20%	+20%	-20%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e sem observador	14,67	17,83	137,81	132,75
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e sem observador	14,71	12,94	167,32	149,45
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e sem observador	28,83	51,89	298,96	342,05
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e sem observador	10,33	12,88	162,59	126,27
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e sem observador	10,24	9,30	181,31	138,27
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e sem observador	26,81	50,22	302,52	329,81
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	70,30	61,66	873,87	333,17
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	56,10	70,36	645,88	302,88
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	439,22	443,58	738,14	1731,98

Fonte: Autor

Tabela 23 - Índices de desempenho para os controladores para degraus de +20% e - 20% na válvula de perturbação - conclusão

Controlador	ISE vazão (% ² s)		ITAE vazão (%s ²)	
	+20%	-20%	+20%	-20%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	73,53	92,00	797,37	1055,82
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	60,58	47,98	301,37	679,63
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	421,04	771,02	1603,11	1463,38
Compensador por topologia externa - controlador PI com CR2 com desabilitação de controle	238,24	473,04	1077,38	858,77
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com modos deslizantes	250,61	442,22	1308,57	937,90
Compensador por topologia interna - controlador PI em cascata com o posicionador digital	311,29	355,17	1562,71	1227,30
Controlador PI sem compensação de atrito	611,98	1784,43	1637,54	2963,64

Fonte: Autor

Tabela 24 - Indicadores de desempenho do observador de estados para degraus de +20% e -20% na válvula de perturbação

Controlador	ISE entre posição medida e estimada (% ² s)	
	Degrau +20%	Degrau -20%
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 1ms e com observador	2342,46	671,72
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 10ms e com observador	4404,47	1226,99
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por MMQ, amostragem de 100ms e com observador	7422,79	1852,93
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 1ms e com observador	9110,88	6164,28
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 10ms e com observador	10894,70	5289,35
Compensador por topologia externa - modos deslizantes com $v(x)$ por condições de contorno, amostragem de 100ms e com observador	12871,51	7153,11

Fonte: Autor

De maneira geral, o controlador por modos deslizantes com compensação por topologia externa e sem observador apresentou excelentes resultados no modo regulatório, não permitindo que o pico causado pela perturbação tivesse amplitude alta e também apresentando uma rápida rejeição da perturbação, como pode ser verificado pelos índices ISE e ITAE da vazão. Conforme já observado nos demais experimentos, os resultados com períodos de amostragem de 1ms e 10ms foram parecidos, sendo que ambos apresentaram um desempenho excelente. Para $T_a = 100ms$, houve uma piora, mas ainda assim pode-se dizer que houve uma rápida supressão da perturbação.

Além disso, a escolha de $v(x)$ não mostrou ter influência em modo regulatório, uma vez que os resultados para $v(x)$ por condições de contorno foram ligeiramente melhores do que a aproximação por mínimos quadrados, mas isto não permite afirmar que se deve à escolha da curva. Essa insensibilidade à escolha de $v(x)$ era esperada pois, uma vez que a perturbação é inserida, há uma deformação na $v(x)$ real que não é prevista na curva modelada. Contudo, essa mudança na curva real devido à perturbação é compensada pelo algoritmo de controle. Dessa forma, para o modo regulatório, a escolha da curva característica da válvula não tem impacto direto sobre o desempenho.

Quanto aos experimentos com observadores de estado, a rejeição de perturbação se deu de maneira mais lenta e os picos foram mais elevados em comparação ao caso sem observador, tendo em vista os índices ISE e ITAE. Isso ocorreu por conta da sintonia escolhida para o controlador, que é mais lenta do que para o caso sem observador – por conta das razões citadas na seção 7.1. Apesar de tudo, os picos atingidos pela perturbação não foram altos em comparação com os demais algoritmos de controle.

Quanto ao observador de estados, pode-se notar o índice ISE da posição é elevado em todos os casos, o que se deve à inserção de perturbação, que faz com que o modelo do observador não consiga prever a posição de maneira adequada. Isso ocorre porque, por conta da perturbação, a curva característica real da válvula se altera, causando deformação em $v(x)$ na prática. Contudo, o modelo não prevê essas deformações e o observador continua a trabalhar com base na $v(x)$ teórica, o que fatalmente acarreta uma não conformidade entre a posição real e estimada.

Já o controlador PI com o compensador CR2 apresentou valores de ISE e ITAE maiores do que os controladores por modos deslizantes por topologia externa. Esses resultados podem ser melhorados com uma sintonia mais agressiva do controlador PI, mas deve-se levar em conta que os ensaios em modo servo para este algoritmo já apresentaram sobressinal.

O controlador PI em cascata com os modos deslizantes apresentou resultados um pouco piores de ISE e ITAE com relação ao PI com CR2, mas muito próximos um do outro. Contudo, é importante ressaltar que, nesse caso, há a possibilidade de utilizar uma sintonia mais agressiva no controlador PI, uma vez que os ensaios em modo servo não apresentaram sobressinal. No entanto, deve-se levar em conta o

desempenho da malha secundária antes de aumentar os ganhos do controlador primário.

Por sua vez, o controlador PI em cascata com o posicionador digital apresentou valores mais elevados de ITAE, de forma que seu tempo para rejeitar a perturbação foi relativamente lento em comparação aos demais algoritmos de controle. O ISE não foi tão elevado com relação aos controladores PI com CR2 e PI em cascata com modos deslizantes, o que implica que o pico causado pela perturbação não foi tão elevado. No entanto, é preciso citar que a sintonia utilizada para este controlador foi demasiadamente conservadora e é possível usar ganhos maiores.

Por último, o controlador PI sem compensação de atrito apresentou valores elevados de ISE e ITAE, o que mostra que este não foi capaz de suprimir o pico de perturbação e foi lento para rejeitar seu efeito. A diferença deste resultado com os demais compensadores se deve ao fato de que, quando não há compensação de atrito, o controle deve integrar o erro até que seja possível superar a banda morta. Contudo, dependendo da constante de tempo integral e do ganho do controlador, isso pode levar alguns segundos, o que é suficiente para que o efeito da perturbação seja mais notado.

8. CONCLUSÕES

Em primeiro lugar, é importante ressaltar que este trabalho, além de apresentar e comparar compensadores de atrito, também propôs um método de estimação dos parâmetros do modelo interno da válvula através de ensaios não intrusivos, o que facilita enormemente a aplicação de métodos de compensação de atrito que necessitem de tais informações.

Além disso, a técnica por modos deslizantes com integrador, quando usada para controlar a vazão e sem observador de estados, apresentou resultados excelentes para períodos de amostragem de 1ms e 10ms e um resultado bom para 100ms. Contudo, apenas a última situação citada pode ser utilizada em dispositivos de controle industriais como SDCDs, o que é um ponto negativo. Além disso, dada a complexidade de projetar este controlador, seu custo-benefício a 100ms é questionável em comparação com o controlador PI com CR2 e também com o PI em cascata com modos deslizantes.

Ademais, este trabalho evidencia que a escolha do período de amostragem dos modos deslizantes em uma situação de atrito considerável na válvula deve estar associada à dinâmica da movimentação da haste e não com a mais lenta do processo, como se costuma fazer com controladores PID. Apenas dessa maneira o controlador por modos deslizantes é capaz de realizar uma boa compensação de atrito. Na Figura 97 há um exemplo de salto na posição da haste da válvula detalhado.

Figura 97 - Exemplo de salto na posição da haste da válvula

Fonte: Autor

Como se pode ver, o salto se dá em um intervalo de 300ms, o que é muito rápido para se ter um bom controle a 100ms.

Dessa forma, para que o controlador por modos deslizantes com integrador apresente resultados excelentes, é necessário que seja usado 1ms ou 10ms de amostragem. Para isso, é necessário que este controlador seja implementado em um *hardware* dedicado, que controle apenas uma malha ou poucas delas (para que se possa executar o controle a uma frequência mais alta), ao invés de um SDCC ou um CLP, que controlam diversas malhas de controle e intertravamentos simultaneamente. Em outras palavras, trata-se de uma solução cara, mas que produz um excelente desempenho.

Já a utilização do observador de estados acarretou perda de desempenho por parte do controlador, pois uma vez que o observador não consegue convergir para sintonias mais agressivas, foi necessário usar os modos deslizantes com ganhos mais suaves, o que implicou perda de desempenho. Além disso, houve uma degradação considerável nos resultados do observador com a variação da frequência de amostragem, sendo que o desempenho do observador foi bom com 1ms de amostragem, razoável com 10ms e muito ruim com 100ms. Dessa forma, pode-se concluir que a escolha por utilizar o observador de estados para reconstituir a posição da haste não trouxe bons resultados para o controle.

Já a escolha da aproximação de $v(x)$, se por mínimos quadrados ou condições de contorno, não trouxe diferenças relevantes quanto ao controle, mostrando a robustez dos modos deslizantes, mas foi impactante no desempenho do observador de estados, quando a metodologia por mínimos quadrados produziu resultados melhores.

Por sua vez, o controlador PI em cascata com os modos deslizantes (compensação por topologia interna) apresentou um desempenho muito bom. No ensaio em regime permanente, no que tange a redução da variabilidade e do índice ISE da variável de processo, este controlador foi superior a todos os demais, com exceção dos modos deslizantes em topologia externa a 1ms e 10ms sem observador, mas ressaltando que a solução por topologia interna é bem mais simples de se implementar. No entanto, acarretou também um módulo da variação da posição da haste razoavelmente grande, sendo menos eficiente nesse aspecto que o controlador PI com CR2, por exemplo. Este controlador, por sua vez, é uma solução simples de se

implementar e que produziu resultados interessantes, superiores aos do posicionador digital e ao do controlador PI sem compensação. Por último, o controlador PI com o posicionador digital, apesar de não ser uma solução específica para compensar atrito, produziu bons resultados em comparação ao algoritmo sem compensação, mas inferior a todos os compensadores de atrito.

Portanto, este trabalho permite inferir que a escolha do algoritmo de controle e compensação de atrito depende das circunstâncias do processo. Se este apresenta atrito elevado e necessita de altíssimo desempenho e com restrições orçamentárias folgadas, recomenda-se utilizar os modos deslizantes com integrador por topologia externa para controlar a malha, sem o observador de estados e implementado em um *hardware* dedicado.

Se existir a necessidade do controle da planta ser centralizado, além de haver requisitos de desempenho elevados, o controlador PI encarregado da variável de processo em cascata com os modos deslizantes com integrador controlando a posição da haste é a escolha recomendada, sendo que os modos deslizantes devem estar implementados em um *hardware* dedicado, tal qual um posicionador. É importante ressaltar que um dispositivo que controle a posição da haste é uma solução mais simples do que um dispositivo dedicado que controle toda a malha de controle, no que tange a custos de projeto, implementação e também de materiais, uma vez que os requisitos de processamento, quantidade de entradas e saídas são menos rigorosos quando se controla apenas a posição. Em suma, é uma solução de custo mais baixo do que usar os modos deslizantes para controlar toda a malha, além de mais simples.

Entretanto, se houver a necessidade de se compensar o atrito na malha com restrições orçamentárias e sem ter a necessidade de um desempenho excelente, o controlador PI em conjunto com o compensador CR2 com desabilitação de controle é a melhor opção. Além disso, este compensador apresenta baixo desgaste adicional na haste e no atuador.

Por último, quando se deseja um bom desempenho de controle e quando o atrito não é um problema destacado na malha, o controlador PI com o posicionador digital apresenta uma boa melhora de desempenho com relação ao controlador PI puro.

8.1. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas das abordagens de estudo que podem ser feitas a partir dos resultados deste trabalho são:

- utilizar o controle por modos deslizantes com integrador para controlar plantas mais complexas em situações em que a válvula possua atrito elevado;
- testar as demais técnicas usadas em BAEZA (2013) para compensação em topologia externa, para a mesma malha de controle deste trabalho ou outra mais complexa;
- testar as demais técnicas usadas em BAEZA (2013) para compensação em topologia interna, para a mesma malha de controle deste trabalho ou outra mais complexa;
- estudo comparativo entre a utilização de um estimador de derivadas para reconstituir a posição da haste em válvulas com presença considerável de atrito comparado com o uso de um observador de estados para essa mesma finalidade; e
- estudo de diferentes sintonias do posicionador digital em uma malha com altos índices de atrito.

Referências Bibliográficas

- Baeza, J. R. Controle não linear aplicado a malhas de controle com válvulas de alto atrito. Dissertação de Mestrado. EPUSP. 2013.
- Barbosa, A. Curso FieldVue DVC. Emerson Process Management - Fisher.
- Considine, D. M., Considine, G. D. Process Instruments and Controls Handbook. Mc Graw-Hill Book Company. 3ª Edição. 1985.
- Corripio, A. B. Tuning of Industrial Control Systems. ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society. 2ª Edição. 2001.
- Edwards, C., Spurgeon, S. K. Sliding Mode Control - Theory and Applications, Taylor & Francis. 1ª Edição. 1998.
- Chen, C. T. Linear System - Theory and Design. Oxford University Press. 3ª Edição. 1999.
- Choudhury, M. A. A. S.; Thornhill, N. F., Shah, S. L. A data-driven model for valve stiction. In Proceedings of the 5th IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Process (ADCHEM), Hong-Kong, January 11-14 2003.
- Costa Neto, P. L. O., Estatística. Editora Edgard Blücher Ltda. 2ª Edição. 2002.
- Fisher Controls International. Atuador de Diafragma Tipo 657 Bitolas 30-70 e 87. Manual de Instrução - Formulário 1900. Agosto de 2000.
- Fisher Controls International. FIELDVUE DVC6000 Digital Valve Controllers Instruction Manual (Supported). Emerson Process Management - Fisher. Outubro de 2013.
- Fisher Controls International. Fieldvue DVC6000f Series Digital Valve Controllers - Instruction Manual. Março de 2006.
- Garcia, C. Friction model parameter estimation for control valves. 8th IFAC DYCOPS. Cancun, México. 2007.
- Garcia, C. Comparison of friction models applied to a control valve. Control Engineering Practice, 16(10):1231–1243, 2008.
- Garcia, C. Modelagem e Simulação. 2ª Edição. São Paulo: EDUSP. 2009.
- Garcia, C. Controle de Processos Industriais. Apostila EPUSP. 2010.
- Hägglund, T. Automatic on-line estimation of backlash in control loops. Journal of Process Control, v. 17, p. 489-499, 2007.
- Hedrick, J. K., Girard, A. Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications. 2005.
- Hidalgo, M. C., Garcia, C. Analysis of a stiction compensation method in a control loop. Congreso Internacional de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computación y Ramas Afines. Trujillo, Peru, p. 8-12. 2013.

Hidalgo, M. C., Garcia, C. Application and analysis of stiction estimation methods to control valves. 10th Portuguese Conference on Automatic Control. Funchal, Portugal, p. 57-63. 2012.

Kailath, T. Linear Systems. Prentice Hall. 1^a Edição. 1980.

Kano, M. Maruta, H., Kugemoto, H., Shimizu, K. Practical Model and Detection Algorithm for Valve Stiction. 7th IFAC DYCOPS. Cambridge, Massachusetts. 2004.

Karnopp, D. Computer Simulation of stick-slip friction in mechanical dynamics system. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. V. 107, p. 100-103. 1985.

Kayihan, A., Doyle III, F. J. Friction compensation for a process control valve. Control Engineering Practice. n. 8, 799-812. 2000.

Khalil, H. K. Nonlinear Systems, Prentice Hall. 3^a Edição. 2002.

Mora, J. A. A. Modelagem e Simulação de Planta-Piloto de Vazão. Dissertação de Mestrado. EPUSP. 2014.

Ravanbod-Shirazi, L., Besançon-Voda, A. Friction identification using the Karnopp model, applied to an eletropneumatic actuator. Proc. Inst. Mech. Engrs., Part I: Journal of Systems and Control Engineering, v. 217(2), p. 123-128. 2003.

Romano, R. A., Garcia, C. Comparison between two friction model estimation methods applied to control valves. 8th IFAC DYCOPS. Cancun, México, p. 303-308. 2007.

Romano, R. A. Identificação de Processos Não lineares e Quantificação de Atrito em Válvulas de Controle. Tese de Doutorado. EPUSP. 2010.

Romano, R., Garcia, C. Karnopp friction model identification for a real control valve. 17th IFAC World Congress. Seoul. 2008.

Rugh, W. J. Linear System Theory. Prentice Hall. 2^a Edição. 1996.

Sighieri, L., Nishinari, A. Controle Automático de Processos Industriais - Instrumentação. Editora Blücher. 2^a Edição. 1973.

Silva, B. C. Avaliação da eficiência de compensadores de atrito aplicados a válvulas de controle. Dissertação de Mestrado. EPUSP. 2013.

Slotine, J. J. E., Li, W. Applied nonlinear control, Prentice Hall, New Jersey. 1^a Edição. 1991.

Srinivasan, R., Rengaswamy, R. Stiction Compensation in Process Control Loops: A Framework for Integrating Stiction Measure and Compensation. Ind. Eng. Chem. Res., v. 44 n. 24, p. 9164-9174. 2005.

Uehara, D., Garcia, C., Romano, R. A. Comparação e equivalência dos modelos de atrito de Kano e Karnopp aplicados a válvulas de controle. 17^o Congresso Brasileiro de Automática. [S.l.: s.n.]. Juiz de Fora, Brasil. 2008.

Uehara, D. Detecção e quantificação de atrito em válvulas de controle. Dissertação de Mestrado. EPUSP. 2009.