

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE AUTOMAÇÃO E ENERGIA
TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E
AUTOMAÇÃO

RICARDO SCHEID FILHO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE BASEADO EM DADOS
VOLTADO A SISTEMAS DE FASE NÃO MÍNIMA**

Porto Alegre
Novembro de 2015

RICARDO SCHEID FILHO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE BASEADO EM DADOS
VOLTADO A SISTEMAS DE FASE NÃO MÍNIMA**

Trabalho de Conclusão apresentado à comissão de Graduação de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

ORIENTADORA: Profa. Dra. Lucíola
Campestrini

Porto Alegre
Novembro de 2015

RICARDO SCHEID FILHO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE BASEADO EM DADOS
VOLTADO A SISTEMAS DE FASE NÃO MÍNIMA**

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção dos créditos da disciplina Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia de Controle e Automação e aprovado em sua forma final pela Orientadora e pela Banca Examinadora.

Orientadora: _____
Profa. Dra. Lucíola Campestrini, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, RS

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Diego Eckhard, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Brasil

Prof. Dr. Eduardo Andre Perondi, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Brasil

Prof. Dr. Pedro Rafael Bolognese Fernandes, UFRGS
Doutor pela Universidade de Dortmund – Alemanha

Porto Alegre
Novembro de 2015

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Professora Lucíola Campestrini pelos ensinamentos, apoio e confiança desenvolvidos durante a graduação e pela excelente orientação deste trabalho.

Ao Professor Alexandre Sanfelice Bazanella, pela oportunidade a mim concedida como bolsista de iniciação científica.

Ao Professor Diego Eckhard, pelo auxílio e pelos materiais fornecidos a respeito da planta de nível.

Ao colega Emerson Christ Boeira e ao Engenheiro Gustavo Rodrigues, pelo suporte no desenvolvimento dos métodos e na realização dos experimentos essenciais para este trabalho.

À minha namorada Paola Arosi Bottezini, pelo amor e incentivo incondicionais durante toda a graduação e pela compreensão nos momentos de ausência.

À minha família, minha base e sem a qual nada disso seria possível.

RESUMO

Este trabalho visa desenvolver e aplicar um projeto de controle baseado em dados através de um método com critério flexível voltado a sistemas de fase não-mínima. O método a ser explorado é uma extensão do *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) clássico que, além de baseado em dados, é baseado em modelo de referência e sintoniza os parâmetros de um controlador linear a partir da minimização de uma função custo quadrática. A modificação do método através do critério flexível permite a inclusão de zeros de fase não-mínima no modelo de referência e é aplicado em uma planta de nível localizada no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR), pertencente ao Departamento de Sistemas Elétricos de Automação e Energia (DELAE) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). De forma a proporcionar o comportamento desejado na planta de nível, uma configuração para os testes é implementada em simulação no MATLAB e validada experimentalmente no laboratório. Da mesma forma, os códigos do método que incluem variáveis instrumentais para tratamento de ruído são desenvolvidos com o objetivo de sintonizar um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID). Diferentemente do projeto do controlador pelo VRFT clássico, que assim como os demais métodos baseados em modelo de referência tende a falhar quando aplicado em sistemas com tal característica, o método com critério flexível permite a sintonia do controlador de forma eficiente e segura, proporcionando ainda uma resposta satisfatória em malha fechada.

Palavras-Chave: Controle de nível, controle baseado em dados, VRFT, critério flexível, sistemas de fase não-mínima, modelo de referência, controle linear, PID.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ii
LISTA DE TABELAS	iii
LISTA DE ABREVIATURAS	iv
1 INTRODUÇÃO	1
2 DEFINIÇÕES PRELIMINARES	3
2.1 O Processo	4
2.1.1 O Processo de Fase Não-Mínima	5
2.2 O Controlador PID	5
2.3 Controle Baseado em Dados	6
2.4 O Modelo de Referência	7
2.5 O Problema de Otimização	8
3 VRFT - VIRTUAL REFERENCE FEEDBACK TUNING	9
3.1 O Método	9
3.2 O Critério Flexível	11
3.2.1 Tratamento do Ruído	13
3.2.2 Validação do Algoritmo Desenvolvido	14
4 A PLANTA DE NÍVEL	16
4.1 A Configuração Multivariável	16
4.2 A Configuração de Fase Não-Mínima	18
4.2.1 Validação	19
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	22
5.1 Coleta de Dados	22
5.2 Projeto do Controlador	24
5.3 Ensaios em Malha Fechada	26
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	29
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	31
7 APÊNDICES	33
8 ANEXOS	36

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1:	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.	4
Figura 3.1:	Diagrama de blocos do sistema virtual em malha fechada proposto pelo VRFT.	10
Figura 3.2:	Desempenho obtido pelo sistema simulado em malha fechada.	15
Figura 4.1:	Diagrama da planta de nível.	17
Figura 4.2:	Configuração aplicada na planta de nível para indução do comportamento de fase não-mínima.	18
Figura 4.3:	Simulação do comportamento do sistema de fase não-minima.	21
Figura 5.1:	Resposta do nível do tanque 1 obtida nos experimentos para coleta dos dados.	23
Figura 5.2:	Sinal de controle da válvula 2 obtido nos experimentos para coleta dos dados.	23
Figura 5.3:	Comparação entre o sistema real em malha fechada e o modelo de referência.	27
Figura 5.4:	Sinal de controle do experimento em malha fechada com o controlador PI projetado com critério flexível.	27
Figura 8.1:	Folha de dados da válvula fornecida pelo fabricante.	36
Figura 8.2:	Esquemático da válvula fornecido pelo fabricante.	37
Figura 8.3:	Dimensões da válvula fornecidas pelo fabricante.	38
Figura 8.4:	Esquemático do posicionador pneumático fornecido pelo fabricante.	39
Figura 8.5:	Informações técnicas do posicionador fornecidas pelo fabricante.	40
Figura 8.6:	Informações de performance do posicionador fornecidas pelo fabricante.	41
Figura 8.7:	Descrição do sensor de pressão fornecida pelo fabricante.	42
Figura 8.8:	Descrição do circuito do sensor de pressão fornecida pelo fabricante.	43
Figura 8.9:	Informações do <i>display</i> do sensor de pressão fornecidas pelo fabricante.	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1:	Evolução da minimização da função custo durante a sintonia do PID.	25
Tabela 5.2:	Evolução da minimização da função custo durante a sintonia do PI.	26

LISTA DE ABREVIATURAS

ARX	<i>Autoregressive model with exogenous input</i>
BJ	<i>Box-Jenkins</i>
CbT	<i>Correlation based Tuning</i>
CV	<i>Controlled Variable</i>
DELAE	Departamento de Sistemas Elétricos de Automação e Energia
DELET	Departamento de Engenharia Elétrica
DEMEC	Departamento de Engenharia Mecânica
DEQUI	Departamento de Engenharia Química
IFT	<i>Iterative Feedback Tuning</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
MIMO	<i>Multiple-Input-Multiple-Output</i>
MV	<i>Manipulated Variable</i>
OCI	<i>Optimal Controller Identification</i>
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PV	<i>Process Variable</i>
SISO	<i>Single-Input-Single-Output</i>
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
VI	Variável Instrumental
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>

1 INTRODUÇÃO

O Controle Automático tem desempenhado um papel vital no avanço da engenharia e da ciência, assumindo funções relevantes nos processos industriais e de manufatura modernos. Além da extrema importância em aplicações espaciais, sistemas robóticos e similares, o controle automático é essencial no comando numérico de máquinas-ferramenta e em operações industriais como controle de pressão, temperatura e vazão (OGATA, 2000).

Dentre as táticas utilizadas para o controle destes sistemas, as baseadas em modelo surgem como as mais clássicas. Nestas, o projeto se divide na elaboração de um modelo matemático do sistema a partir de relações físicas do processo e no projeto do controlador propriamente dito. Quando a modelagem fenomenológica não é possível, ainda, um modelo representativo do comportamento do processo pode ser desenvolvido através de técnicas de identificação de sistemas, onde parametriza-se a estrutura de uma função de transferência, determinada *a priori*, pela minimização de uma função objetivo composta por dados coletados do processo (AGUIRRE, 2007).

Com o passar do tempo, a necessidade de sintonia dos controladores de forma cada vez mais rápida e com custos menores impulsionaram o surgimento de novas técnicas de controle. Ainda, uma vez que em muitos sistemas a relação entre as variáveis de interesse é complexa e a estimação de parâmetros é inviável ou imprecisa, os métodos de controle baseados em dados surgiram com o intuito de possibilitar o projeto de controladores sem a elaboração de um modelo matemático do processo. Com uma abordagem semelhante à de identificação de sistemas, através de dados de entrada e saída da planta e de requisitos de desempenho em malha fechada, um conjunto de parâmetros de um controlador linear é estimado pela minimização de uma função objetivo (CAMPESTRINI, 2010).

Como exemplos de métodos de controle baseados em dados podemos citar o *Iterative Feedback Tuning* (IFT) (HJALMARSSON, 2002), *Correlation based Tuning* (CbT) (KARIMI; MISKOVIC; BONVIN, 2004), *Optimal Controller Identification* (OCI) (CAMPESTRINI et al., 2012) e *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002). Destes, os últimos dois se destacam por se caracterizarem como métodos diretos e baseados em modelo de referência. Em outras palavras, o OCI e o VRFT exigem um único ensaio no sistema para coleta de dados (ou dois, no caso do VRFT, quando ruído na medição do processo é observado) e traduzem os requisitos de desempenho em malha fechada por uma função de transferência. Devido às extensões desenvolvidas para o VRFT, conforme será apresentado posteriormente, o mesmo recebe mais atenção neste trabalho em detrimento do OCI, sendo que a sintonia dos parâmetros do controlador pelo primeiro é realizada pela minimização de uma função custo quadrática (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002).

Em contrapartida, o VRFT, em sua formulação original, parte de algumas hipóteses ideais de projeto que demandam tratamento especial quando aplicado em sistemas re-

ais: é assumido que o sistema é do tipo *Single-Input-Single-Output* (SISO) e linear, que os dados obtidos não são afetados por ruído e que o controlador ideal pertence à classe do controlador sintonizado (CAMPESTRINI et al., 2011). A fim de superar estas dificuldades e tornar o método aplicável no ambiente industrial, algumas adaptações foram propostas em CAMPI; LECCHINI; SAVARESI (2002). No trabalho dos autores, o desenvolvimento de um filtro $L(z)$ permite a minimização da função custo de forma adequada quando as classes do controlador ideal e do controlador sintonizado são distintas, enquanto a utilização de variáveis instrumentais resolve o problema do ruído nas medições do processo.

Outra dificuldade encontrada, característica dos métodos de controle baseados em modelo de referência e que motiva este trabalho, é a presença de zeros de fase não-mínima no sistema. Quando estes não são previstos inicialmente no projeto, o método, em sua formulação clássica, tende a cancelar o efeito dos mesmos pela alocação de pólos em regiões próximas a eles, podendo levar o sistema inclusive à instabilidade em malha fechada (CAMPESTRINI, 2010). Em LECCHINI; GEVERS (2002) uma solução a este problema é apresentada para o IFT, onde a utilização de um critério flexível permite o ajuste dos parâmetros do modelo de referência simultaneamente aos ganhos do controlador, possibilitando a identificação dos zeros de fase não-mínima destes sistemas que podem ser encontrados em algumas reações químicas, no controle de nível em caldeiras, em sistemas de refrigeração e até mesmo em termômetros por expansão de líquido (IINOYA; ALTPETER, 1962).

De forma semelhante, em CAMPESTRINI (2010) é apresentada uma extensão para o VRFT baseada na mesma ideia do critério flexível. Uma vez que esta foi proposta apenas teoricamente, este trabalho visa aplicar e validar os fundamentos do método em um sistema com características industriais. O VRFT estendido, então, é aplicado em uma planta de nível localizada no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR), pertencente ao Departamento de Sistemas Elétricos de Automação e Energia (DELAE) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS).

Esta se caracteriza como um sistema do tipo *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO) composto por dois tanques cilíndricos, um reservatório de água, controladores, atuadores e sensores típicos do ambiente industrial. Uma vez que o sistema, em sua configuração original, apresenta-se como um sistema de fase mínima, uma configuração é desenvolvida com o auxílio de um dos controladores do processo em malha fechada de forma a induzir o comportamento de fase não-mínima e permitir a aplicação do método. Esta é desenvolvida analiticamente e demonstrada experimentalmente no laboratório, sendo o algoritmo do método de controle simulado e testado na sequência.

A estrutura do trabalho é organizada como segue: o Capítulo 2 faz uma revisão dos conteúdos que fundamentam o método aplicado, repassando conceitos de controle baseado em dados, definições do processo e do problema de controle e apresentando o problema de otimização. O Capítulo 3, por sua vez, traz o princípio de funcionamento do VRFT. A extensão a sistemas de fase não-mínima é apresentada posteriormente à estruturação clássica do método, contendo ainda a validação de uma rotina implementada em ambiente de simulação. Já o Capítulo 4 descreve a planta de nível utilizada nos experimentos, explicitando a sua estrutura e a configuração aplicada, enquanto o Capítulo 5 contempla os resultados experimentais com a coleta de dados para o projeto do controlador e os testes do sistema em malha fechada. Por fim, o Capítulo 6 traz as conclusões pertinentes ao trabalho desenvolvido na planta de nível e sugestões de trabalhos futuros, e os capítulos 7 e 8 apresentam os apêndices e anexos do trabalho, respectivamente.

2 DEFINIÇÕES PRELIMINARES

O projeto de controle baseado em dados consiste no ajuste dos parâmetros de um controlador através da minimização de uma função objetivo composta apenas por requisitos de desempenho em malha fechada e por dados de entrada e saída do sistema analisado. Estes dados podem ser obtidos tanto em malha aberta quanto em malha fechada e normalmente encontram-se disponíveis nos *softwares* supervísórios dos processos, podendo ser adquiridos sem nenhum impacto operacional na planta (CAMPESTRINI, 2010).

Sendo estas informações obtidas através de amostragens do processo real, as mesmas encontram-se no domínio do tempo discreto e permitiriam o projeto de um controlador digital com estrutura qualquer através de uma rotina em um microprocessador ou microcontrolador, por exemplo, que proporcionaria o comportamento desejado em malha fechada desde que respeitados os limites físicos dos atuadores (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR., 2006).

Entretanto, os controladores utilizados na indústria normalmente apresentam uma estrutura fixa cujos parâmetros são ajustados de forma que um comportamento satisfatório em malha fechada seja obtido. O tipo mais comumente encontrado, presente em cerca de 95% das aplicações, é o Proporcional-Integral-Derivativo. Sua disseminação é justificada pela capacidade de propiciar seguimento de referência do tipo constante através de um ganho proporcional à integral do erro e por permitir uma dinâmica satisfatória em malha fechada na maioria dos processos conhecidos. Mesmo quando requisitos mais rígidos são especificados ou sistemas extremamente complexos controlados, o PID é utilizado em cascata dentro de estratégias de controle avançado como controle preditivo, por exemplo (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

Uma vez que nos métodos de controle baseados em dados o ajuste dos ganhos do controlador é realizado através da minimização de um critério de desempenho estabelecido com o auxílio de uma estrutura linear e pré-determinada de controladores, como a do PID, a utilização destes métodos que não levam em conta nenhuma informação a respeito do modelo do processo é justificada para a sintonia destes controladores (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

A seguir são apresentadas diversas definições importantes a respeito de tais métodos de controle, servindo de base para o desenvolvimento deste trabalho e tendo como referência os trabalhos desenvolvidos por BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD (2012) e CAMPESTRINI (2010).

2.1 O Processo

Seja um sistema SISO de tempo discreto, linear e invariante no tempo, descrito por

$$y(t) = G(z)u(t) + \nu(t), \quad (2.1)$$

onde z é o operador avanço, definido como

$$zx(t) = x(t + 1), \quad (2.2)$$

$G(z)$ é a função de transferência pulsada do processo, $u(t)$ a entrada de controle ou variável manipulada (MV), $y(t)$ a saída de interesse, variável controlada (CV) ou ainda variável de processo (PV), e $\nu(t)$ o ruído de medição da planta.

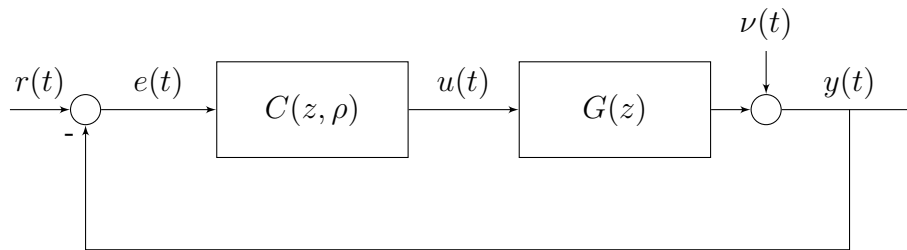


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

O sistema é regulado por um controlador linear e invariante no tempo, conforme a Figura 2.1, cuja lei de controle é definida por

$$u(t) = C(z, \rho) [r(t) - y(t)], \quad (2.3)$$

onde $r(t)$ é o sinal de referência e $C(z, \rho)$ a função de transferência do controlador, definida como uma função do vetor de parâmetros ρ a ser estimado pelo algoritmo de controle. Uma vez que este último tem como princípio a sintonia do controlador através da minimização de uma função objetivo, o vetor de parâmetros é separado do vetor de funções de transferência conforme posterior equacionamento.

O ruído, que normalmente apresenta influência sobre as medições de plantas industriais, pode ser considerado um processo quasi-estacionário descrito por

$$\nu(t) = H_0(z)w(t), \quad (2.4)$$

onde $H_0(z)$ é uma função de transferência racional e causal e $w(t)$ é um ruído branco com variância σ_w^2 . Dessa forma, o sistema em malha fechada equivalente ao exibido na Figura 2.1 pode ser escrito como

$$y(t, \rho) = T(z, \rho)r(t) + S(z, \rho)\nu(t), \quad (2.5)$$

onde $T(z, \rho)$ é a função de transferência de malha fechada que relaciona a saída do sistema diretamente ao sinal de referência aplicado, conforme

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)}, \quad (2.6)$$

e $S(z, \rho)$ é a função de transferência que relaciona a saída do sistema diretamente ao ruído de medição, da seguinte forma

$$S(z, \rho) = \frac{1}{1 + C(z, \rho)G(z)}. \quad (2.7)$$

Estas definições servem de base para a determinação dos critérios de desempenho em malha fechada. Aplicando o teorema do valor final, por exemplo, é possível calcular o ganho necessário às funções de transferência (2.6) e (2.7) para que o sistema apresente seguimento de referência e rejeição à perturbação do tipo constante (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012). Estes, em conjunto com os requisitos de dinâmica do sistema, permitem a elaboração de um modelo de referência que representa o comportamento desejado do processo em malha fechada, cuja aplicação é explorada mais adiante.

2.1.1 O Processo de Fase Não-Mínima

De forma geral, as definições apresentadas até aqui são válidas para todos os tipos de sistemas. Alguns processos, entretanto, apresentam um comportamento peculiar causado pela presença de um ou mais zeros posicionados fora do círculo de raio unitário e requerem atenção especial no projeto do controlador (HOAGG; BERNSTEIN, 2007). Tais sistemas são denominados de fase não-mínima e têm como característica uma resposta inicial inversa ao sinal de entrada aplicado, podendo ter esse comportamento agravado por sinais de controle oriundos de controladores convencionais (LEE; CHO; LEE, 1999). Estes últimos, por sua vez, devido à presença dos zeros de fase não-mínima, podem vir a causar instabilidade no sistema em malha fechada pela alocação de polos também fora do círculo de raio unitário (CAMPESTRINI, 2010).

Exemplos de sistemas de fase não-mínima são encontrados em algumas reações químicas, no controle de nível em caldeiras, em sistemas de refrigeração e até mesmo em termômetros por expansão de líquido (IINOYA; ALTPETER, 1962). Sendo o objetivo deste trabalho a aplicação e validação de um método de controle baseado em dados desenvolvido para sistemas desse tipo, a planta de nível do LASCAR é configurada para que um comportamento semelhante seja observado. Posteriormente são apresentados a configuração proposta no laboratório e os fundamentos que permitem a adequação destes métodos, que têm como requisito a identificação e inclusão dos zeros de fase não-mínima no momento do projeto do controlador.

2.2 O Controlador PID

O controlador do tipo Proporcional-Integral-Derivativo é o mais utilizado em sistemas de malha fechada na área industrial (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995), já que suas características permitem um desempenho satisfatório na maioria dos processos e exigem o ajuste de poucos parâmetros diretamente associados ao comportamento obtido em malha fechada (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). Uma vez que os controladores encontrados na planta de nível também são do tipo PID, a estrutura dos mesmos é utilizada no desenvolvimento do método de controle baseado em dados e no projeto de controle deste trabalho.

No tempo contínuo, a ação destes controladores é definida como (OGATA, 2000)

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.8)$$

onde k_p , k_i e k_d são os ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente, e $e(t)$ é o sinal de erro entre a referência desejada e a saída do sistema, ou seja,

$$e(t) = r(t) - y(t). \quad (2.9)$$

Aplicando-se a discretização do sistema pelo método de Euler e a passagem para o domínio da frequência com um tempo de amostragem T_s , o PID pode ser escrito como (RODRIGUES; CAMPESTRINI; BAZANELLA, 2014)

$$C(z) = k_p + k_i T_s \frac{z}{z-1} + \frac{k_d}{T_s} \frac{z-1}{z}. \quad (2.10)$$

A partir de (2.10) é possível, ainda, obter uma parametrização linear do controlador. Uma vez que o objetivo desta parametrização é a separação do vetor de parâmetros do vetor de funções de transferência, na seguinte estrutura,

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z), \quad (2.11)$$

é possível reescrever a lei de controle do PID como

$$C(z, \rho) = [k_p \quad k_i \quad k_d] \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{zT_s}{z-1} \\ \frac{z-1}{zT_s} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Esta formulação é justificada posteriormente no desenvolvimento do método de controle baseado em dados, uma vez que a separação do vetor de parâmetros ρ permite a minimização de uma função custo especificada conforme os requisitos de desempenho em malha fechada.

2.3 Controle Baseado em Dados

Em inúmeras situações, a modelagem algébrica do processo analisado se torna inviável devido à dificuldade de estimação de parâmetros ou devido à própria complexidade do sistema (AGUIRRE, 2007). Nestes casos, os métodos clássicos de projeto de controladores baseados em modelo, como Lugar das Raízes e Alocação de Polos, têm sua aplicação impedida pela falta de informações (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR., 2006).

A fim de sanar essa dificuldade e ainda reduzir o tempo de projeto, os métodos de controle baseados em dados surgiram com a característica de sintonia de controladores pela minimização de uma função objetivo constituída apenas por critérios de desempenho em malha fechada e por dados coletados diretamente do processo, dispensando qualquer informação oriunda do modelo do sistema (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012). Dentre os vários métodos existentes é possível diferenciar os iterativos dos diretos. Os primeiros, de onde destaca-se o IFT, têm como princípio a atualização da sintonia do controlador a cada experimento realizado até que o valor mínimo da função objetivo seja atingido. Apesar de serem considerados mais seguros pela modificação suave dos parâmetros, os métodos indiretos apresentam como desvantagem a realização de inúmeros ensaios até que o controlador ótimo seja obtido. Já os segundos, onde se enquadra o VRFT, são métodos que demandam um único ensaio na planta para o cálculo dos parâmetros do controlador e têm como restrição a exigência de uma maior atenção durante

o projeto para que a sintonia seja realizada de forma segura e eficiente (CAMPESTRINI, 2010).

Outra classificação cabível nesta área, ainda, é a dos métodos baseados em modelo de referência. Estes são assim denominados por expressarem os requisitos de desempenho em malha fechada através de uma função de transferência (ECKHARD et al., 2014) e são objeto de estudo neste trabalho por apresentarem uma restrição natural frente a alguns sistemas quando a presença de zeros de fase não-mínima não é esperada. Nestes casos, se o modelo de referência for escolhido sem considerar a presença destes, o método tende a anular o comportamento dos zeros encontrados fora do círculo de raio unitário pela alocação de polos em uma região próxima aos mesmos, podendo levar o sistema em malha fechada inclusive à instabilidade (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

Para que o projeto do controlador ocorra de forma segura e eficiente, portanto, os possíveis zeros de fase não-mínima do sistema devem ser previstos e incluídos no modelo de referência. A primeira metodologia desenvolvida nesse sentido foi apresentada para o IFT em LECCHINI; GEVERS (2002), no qual se baseia a extensão proposta ao VRFT em CAMPESTRINI (2010). Nestes, a inclusão de um critério flexível em um algoritmo iterativo permite a identificação dos zeros e a sintonia do controlador simultaneamente.

2.4 O Modelo de Referência

O modelo de referência $T_d(z)$, elemento básico para o desenvolvimento de alguns métodos de controle baseados em dados, tem como finalidade a representação dos critérios de desempenho em malha fechada através de uma função de transferência. Dessa forma, o referido modelo é definido como (GOODWIN; SIN, 1984)

$$y_d(t) = T_d(z)r(t), \quad (2.13)$$

onde $y_d(t)$ é a saída desejada para um sistema operando em malha fechada com uma referência $r(t)$. Dos requisitos de desempenho utilizados, os mais comuns no projeto de controladores são os de seguimento de referências do tipo constante com erro nulo em regime permanente e de estabilização em um determinado tempo de acomodação. O primeiro, aplicando-se o teorema do valor final (OGATA, 2000), implica em

$$T_d(1) = 1, \quad (2.14)$$

enquanto o segundo pode ser obtido pela alocação do polo dominante na posição adequada, calculada por (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012)

$$p = e^{-4/t_s}, \quad (2.15)$$

onde t_s é o tempo de acomodação desejado.

Como citado anteriormente, o modelo de referência precisa conter os possíveis zeros de fase não-mínima do processo analisado para que o projeto do controlador seja realizado de forma adequada em todas as situações. Assim, os métodos a serem explorados posteriormente têm como característica a definição de um modelo de referência com um formato semelhante a

$$T_d(z) = \frac{k(z - z_{nm})}{(z - p_1)(z - p_2)}, \quad (2.16)$$

onde k é o ganho ajustado para que $T_d(1) = 1$, z_{nm} é o zero de fase não-mínima do processo a ser identificado e p_1 e p_2 são os polos que proporcionam a dinâmica desejada em malha fechada.

Com estas definições apresentadas, o próximo passo dos métodos de controle baseados em dados consiste no ajuste dos parâmetros do controlador pela minimização de uma função objetivo. Esta, por sua vez, é estabelecida conforme os requisitos de desempenho do projeto e é apresentada na sequência.

2.5 O Problema de Otimização

O projeto de um controlador consiste na identificação de um sistema que, quando colocado em malha fechada com o processo a ser controlado, permite o funcionamento deste dentro dos requisitos de desempenho especificados. Quando a estrutura do controlador é pré-determinada, entretanto, nem toda resposta em malha fechada é alcançável. Nestes casos, o objetivo do projeto passa a ser o alcance de uma resposta tão próxima quanto possível da desejada inicialmente (CAMPESTRINI, 2010).

Uma das abordagens mais comuns para a resolução destes problemas de controle é a minimização de uma função custo através de um problema de otimização. Dentre a gama de possibilidades existentes, uma estratégia clássica aborda o problema como uma função quadrática da seguinte forma (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012)

$$J(\rho) = \bar{E} [y(t, \rho) - y_d(t)]^2, \quad (2.17)$$

onde $y(t, \rho)$ é a resposta do sistema operando em malha fechada, dependente dos parâmetros do controlador, e $y_d(t)$ é a resposta desejada. Tratando-se mais especificamente da solução para métodos de controle baseados em modelo de referência, estudados neste trabalho, a função custo exibida em (2.17) pode ser reescrita como

$$J^{MR}(\rho) = \bar{E} \{[T(z, \rho) - T_d(z)] r(t)\}^2, \quad (2.18)$$

onde $T(z, \rho)$ é a função de transferência do sistema em malha fechada com um controlador $C(z, \rho)$ e $T_d(z)$ o modelo de referência (ECKHARD et al., 2014).

Apesar de existirem funções que combinam o seguimento de referência com outros critérios de desempenho, como menor esforço de controle, por exemplo, especificações contidas nestas normalmente podem ser alcançadas através de meios indiretos como a definição de critérios de desempenho mais flexíveis. Dessa forma, a função custo apresentada em (2.18) é a utilizada pelo método de controle apresentado na sequência (CAMPESTRINI, 2010), tendo como vantagem, ainda, a possibilidade de ser resolvida pelo método dos mínimos quadrados (AGUIRRE, 2007) quando o controlador utilizado é linear (CAMPESTRINI et al., 2015).

3 VRFT - VIRTUAL REFERENCE FEEDBACK TUNING

O método *Virtual Reference Feedback Tuning* foi proposto por GUARDABASSI; SAVARESI (2000) com a intenção de fornecer uma alternativa à sintonia de controladores nos casos em que o modelo do processo não se encontra disponível ou é complexo demais para ser obtido. Diferentemente dos métodos indiretos, que propõem em um primeiro momento a identificação de um modelo do processo através de dados para posterior projeto do controlador, o VRFT é um método direto e baseado em modelo de referência. Em outras palavras, ele permite o ajuste dos parâmetros do controlador em função dos critérios de desempenho em malha fechada, traduzidos em um modelo de referência, sem utilizar qualquer informação a respeito do modelo do sistema.

O método proposto assume algumas condições ideais de projeto: pressupõe-se que o sistema é linear e invariante no tempo (LTI), não apresenta ruído nas medições do processo e que o controlador ideal, que permite um desempenho em malha fechada idêntico ao modelo de referência, pertence à classe de controladores escolhida. Para aplicações práticas, no entanto, alterações no desenvolvimento deste se fazem necessárias para garantir a sintonia adequada dos controladores. Em CAMPI; LECCHINI; SAVARESI (2002) são apresentadas alterações que incluem o projeto de um filtro para aproximar os mínimos das funções custos exibidas em (2.17) e (2.18) e uma alternativa para o tratamento de ruído nos dados coletados através do uso de variáveis instrumentais.

Na sequência são apresentadas a ideia e as equações que caracterizam o *Virtual Reference Feedback Tuning*, provendo os conhecimentos básicos para o entendimento do método e fundamentando a extensão para sistemas de fase não-mínima através de um critério flexível, apresentado posteriormente.

3.1 O Método

Como sugerido pelo próprio nome, o VRFT baseia-se na sintonia de controladores através de uma referência virtual. Esta é definida como a referência a ser aplicada no sistema desejado em malha fechada, $T_d(z)$, de forma a produzir a saída $y(t)$ previamente coletada em um ensaio na planta após a ação de uma entrada $u(t)$. O diagrama da Figura 3.1 exemplifica essa ideia.

Matematicamente, a equação abaixo apresenta a definição da referência virtual

$$\bar{r}(t) = T_d(z)^{-1}y(t), \quad (3.1)$$

podendo ser encontrada em CAMPI; LECCHINI; SAVARESI (2002), CAMPESTRINI (2010) e BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD (2012) em conjunto com as demais definições exibidas na sequência.

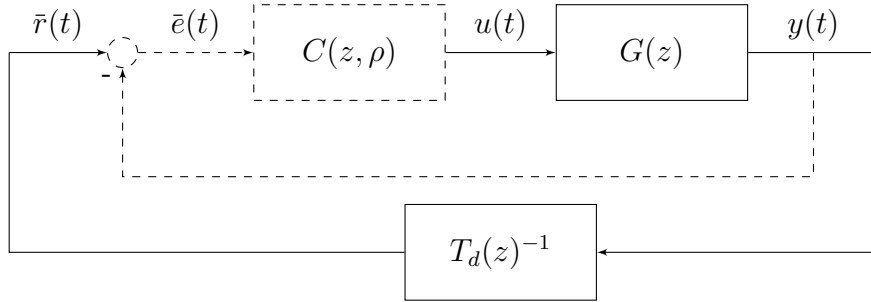


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema virtual em malha fechada proposto pelo VRFT.

Com a referência virtual calculada, obtém-se o erro virtual

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t), \quad (3.2)$$

que seria aplicado a um controlador ideal $C_d(z)$, definido por

$$u(t) = C_d(z)\bar{e}(t), \quad (3.3)$$

de forma a reproduzir no sistema virtual a mesma resposta $y(t)$ coletada. Uma vez que encontram-se disponíveis os dados de entrada e saída de $C_d(z)$, a partir deste ponto o problema de sintonia pode ser tratado como um problema de identificação do controlador.

De forma análoga ao problema de identificação de sistemas, se faz necessária a definição de uma função custo, ou função objetivo, que representa o critério a ser minimizado pelos parâmetros de sintonia. No VRFT o critério utilizado é o de identificação por erro de predição, formulado pela norma H_2 nos moldes de (2.18) (BAZANELLA; CAMPES-TRINI; ECKHARD, 2012). Esta, para a identificação do controlador, pode ser reescrita como

$$J^{VR}(\rho) = \bar{E} \{L(z) [u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t)]\}^2, \quad (3.4)$$

onde $L(z)$ é o filtro desenvolvido e apresentado por CAMPI; LECCHINI; SAVARESI (2002) a fim de aproximar os mínimos das funções (2.17) e (2.18) quando o controlador ideal não pertence à classe de controladores utilizada, obtido por

$$|L(e^{jw})|^2 = |T_d(e^{jw})|^2 |1 - T_d(e^{jw})|^2 \frac{\phi_r(e^{jw})}{\phi_u(e^{jw})}, \quad \forall w \in [-\pi, \pi], \quad (3.5)$$

sendo $\phi_r(z)$ e $\phi_u(z)$ os espectros em frequência da referência que deseja-se aplicar sobre o sistema em malha fechada e do sinal de controle utilizado no experimento, respectivamente.

Manipulando-se algebricamente (3.4) em função das definições do sistema em malha fechada, é possível reescrever a função custo como

$$J^{VR}(\rho) = \bar{E} \left\{ L(z) \left[u(t) - \left(C(z, \rho) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} \right) y(t) \right] \right\}^2. \quad (3.6)$$

Sendo o controlador $C(z, \rho)$ linear nos parâmetros como (2.11), (3.6) torna-se uma função quadrática do vetor de parâmetros ρ cuja solução pode ser obtida através do método dos mínimos quadrados, como em AGUIRRE (2007), da seguinte maneira

$$\rho = \bar{E} [\varphi_L(t)\varphi_L(t)^T]^{-1} \bar{E} [\varphi_L(t)u_L(t)], \quad (3.7)$$

onde $\bar{E}(\cdot)$ representa o valor estimado esperado e

$$\varphi_L(t) = L(z)\bar{C}(z)\bar{e}(t) \quad (3.8)$$

$$u_L(t) = L(z)u(t). \quad (3.9)$$

Esta propriedade é um diferencial de grande valia ao VRFT em relação a outros métodos de controle baseados em dados. Além de ser um problema com fácil solução, as equações apresentadas até aqui permitem o ajuste dos parâmetros do controlador sem a necessidade de uma rotina iterativa e com apenas um conjunto de dados de entrada e saída do sistema analisado.

Por fim, para os casos em que ruído de medição é observado nas variáveis do processo, CAMPI; LECCHINI; SAVARESI (2002) propõem o uso de variáveis instrumentais no projeto do controlador. Nestas, assume-se que o ruído capturado é descorrelacionado com a saída do processo ou, em outras palavras, pressupõe-se que o ruído é aleatório e independe dos valores de entrada aplicados na planta.

Uma maneira de obter essa variável instrumental de forma prática é através da realização de um segundo ensaio no sistema analisado. Quando o mesmo é realizado em malha aberta, aplica-se o mesmo sinal de entrada $u(t)$ do primeiro ensaio e coleta-se o sinal de saída chamado agora de $y'(t)$. Uma vez que o ruído é descorrelacionado com o sistema, o sinal de saída do segundo experimento apresenta as mesmas características do processo encontradas em $y(t)$ com a adição de um ruído distinto do encontrado inicialmente (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

Assim, para que a estimativa dos parâmetros seja não-polarizada e o método apresente a sintonia adequada do controlador, a solução da minimização de (3.6) quando os dados coletados do sistema apresentam ruído é expressa por (CAMPESTRINI, 2010)

$$\rho = \bar{E} [\zeta(t)\varphi_L(t)^T]^{-1} \bar{E} [\zeta(t)u_L(t)], \quad (3.10)$$

onde $\varphi_L(t)$ é dado em (3.7) e

$$\zeta = L(z)\bar{C}(z) [T_d(z)^{-1} - 1] y'(t). \quad (3.11)$$

3.2 O Critério Flexível

O princípio do critério flexível desenvolvido para o VRFT é a parametrização do modelo de referência, de forma semelhante a (2.11), para que os possíveis zeros de fase não-mínima do processo sejam identificados. Assim, a função de transferência deste modelo pode ser escrita como

$$T_d(z, \eta) = \eta^T F(z), \quad (3.12)$$

onde $\eta \in \mathfrak{R}^q$ é o vetor de parâmetros do numerador e $F(z)$ um vetor de ordem q de funções de transferência que estabelece a classe de modelos de referência utilizada.

A função custo a ser minimizada permanece a mesma do VRFT clássico, definida em (3.6). Entretanto, devido à parametrização linear do controlador e do modelo de referência, a multiplicação por $T_d(z, \eta)$ cria um mínimo global em $J^{VR}(\rho)$ conforme as premissas desenvolvidas em CAMPESTRINI (2010). A solução para o impasse, porém, se resume na inclusão de um critério normalmente já encontrado no projeto do controlador: seguimento de referência com erro nulo em regime permanente. Assim, (2.14)

transforma-se numa restrição que, por si só, garante que a minimização da função custo resulte em um mínimo (η^*, ρ^*) que contém todos os zeros de fase não-mínima do processo (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

Expandindo (3.6) através da definição do modelo de referência com numerador arbitrário, a função custo do método com critério flexível pode ser reescrita como (CAMPESTRINI, 2010)

$$J^{VR}(\eta, \rho) = \bar{E} \left\{ \eta^T F(z) [u_L(t) + \rho^T \bar{C}(z)y_L(t)] - \rho^T \bar{C}(z)y_L(t) \right\}^2. \quad (3.13)$$

Como pode ser observado, esta expressão resultante é biquadrática nos parâmetros η e ρ . Isto significa que, para um valor fixo de ρ , a solução da minimização com respeito a η pode ser obtida mais uma vez pelo método dos mínimos quadrados. A mesma lógica pode ser aplicada invertendo-se os parâmetros: para um valor fixo de η , a minimização da função custo com respeito a ρ também pode ser obtida por mínimos quadrados (CAMPESTRINI, 2010). A solução global do problema de minimização, portanto, pode ser vista como uma sequência de problemas de mínimos quadrados resolvidos iterativamente. Esta solução, desenvolvida na tese da autora, é exibida na Equação 3.14 abaixo no que diz respeito ao parâmetro η ,

$$\begin{aligned} \eta^*(\rho) &\triangleq \arg \min_{\eta} J^{VR}(\eta, \rho) \\ &= \bar{E} \left\{ [F(z)\omega(\rho, t)] [F(z)\omega(\rho, t)]^T \right\}^{-1} \bar{E} [F(z)\omega(\rho, t)] [C(z, \rho)L(z)y(t)], \end{aligned} \quad (3.14)$$

onde

$$\omega(\rho, t) \triangleq L(z) [u(t) + \rho^T \bar{C}(z)y(t)]. \quad (3.15)$$

Pelas equações (3.14) e (3.15) é possível observar que, para um valor fixo de ρ , todos os elementos são conhecidos, sendo estas funções racionais relacionadas às classes do modelo de referência e do controlador ou dados de entrada e saída do processo.

É importante ressaltar, também, uma diferença entre o VRFT com critério flexível e a sua versão clássica contida implicitamente na resolução das equações exibidas. Como diversos métodos iterativos, a solução do problema de minimização se dá a partir de um valor inicial. No caso do método em questão, essa estimativa necessária é a do vetor de parâmetros ρ que deve ser relacionado com o vetor de dados $u(t)$ e $y(t)$. Logo, uma forma de satisfazer essa questão é realizar a coleta dos dados de entrada e saída da planta através de ensaios em malha fechada com um controlador inicial qualquer, desde que seja preservada a estabilidade do sistema, cujos parâmetros servem de ponto de partida para o método (CAMPESTRINI, 2010).

Segundo a mesma lógica, é preciso um valor inicial para o filtro $L(z)$ que, de fato, não se encontra disponível *a priori*. Uma sugestão nesse caso é a utilização do modelo de referência $\bar{T}_d(z)$ do VRFT clássico, ignorando a presença de zeros de fase não-mínima, que posteriormente é atualizado conforme a identificação do modelo de referência pelo critério flexível. (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

Então, de forma análoga ao cálculo de η em (3.14), para um valor fixo do vetor de parâmetros do numerador do modelo de referência, os valores atualizados do vetor de

parâmetros ρ podem ser obtidos por

$$\begin{aligned} \rho^*(\eta) &\triangleq \arg \min_{\rho} J^{VR}(\eta, \rho) \\ &= \bar{E} \left\{ [\bar{C}(z)\nu(\eta, t)] [\bar{C}(z)\nu(\eta, t)]^T \right\}^{-1} \bar{E} [\bar{C}(z)\nu(\eta, t)] [T_d(z, \eta)L(z)u(t)], \end{aligned} \quad (3.16)$$

onde

$$\nu(\eta, t) \triangleq L(z) [1 - \eta^T F(z)] y(t), \quad (3.17)$$

sendo que, novamente, todas as informações necessárias encontram-se disponíveis. É importante salientar que, apesar da extensão do VRFT a sistemas de fase não-mínima ter uma solução iterativa para o algoritmo de minimização, o mesmo continua apresentando a vantagem em relação aos demais métodos baseados em dados de exigir apenas um ensaio na planta para a coleta de dados. O critério de parada deste algoritmo, por sua vez, é definido pelo próprio usuário conforme a precisão exigida pelo projeto (CAMPESTRINI, 2010).

3.2.1 Tratamento do Ruído

Assim como na formulação do VRFT clássico, o critério flexível proposto para sistemas de fase não mínima parte do pressuposto de que não há presença de ruído nas medições do processo. De forma a garantir estimativas não polarizadas quando este afeta os dados coletados, propõe-se, analogamente ao método original, o uso de variáveis instrumentais (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2012).

Sendo o experimento inicial realizado na planta em malha fechada, neste caso se faz necessária a utilização da VI também no sinal de controle $u(t)$. Assumindo que o ruído encontrado é decorrelacionado com o sistema, o par de soluções descrito pelas equações (3.14) e (3.16), segundo CAMPESTRINI (2010), passa a ser

$$\eta^*(\rho) = \bar{E} \left\{ [F(z)\omega^{IV}(\rho, t)] [F(z)\omega(\rho, t)]^T \right\}^{-1} \bar{E} [F(z)\omega^{IV}(\rho, t)] [C(z, \rho)L(z)y(t)], \quad (3.18)$$

$$\rho^*(\eta) = \bar{E} \left\{ [\bar{C}(z)\nu^{IV}(\eta, t)] [\bar{C}(z)\nu(\eta, t)]^T \right\}^{-1} \bar{E} [\bar{C}(z)\nu^{IV}(\eta, t)] [T_d(z, \eta)L(z)u(t)], \quad (3.19)$$

sendo $\omega(\rho, t)$ e $\nu(\eta, t)$ os mesmos das equações (3.15) e (3.17), respectivamente, e

$$\omega^{IV}(\rho, t) = L(z) [u'(t) + \rho^T \bar{C}(z)y'(t)] \quad (3.20)$$

$$\nu^{IV}(\eta, t) = L(z) [1 - \eta^T F(z)] y'(t), \quad (3.21)$$

onde $u'(t)$ e $y'(t)$ são os dados de entrada e saída coletados no segundo experimento em malha fechada, que diferem-se do primeiro unicamente pelo ruído nas medições do processo.

3.2.2 Validação do Algoritmo Desenvolvido

A fim de validar a implementação do método com critério flexível em uma rotina de simulação no MATLAB, um sistema qualquer com zero de fase não-mínima é proposto pela seguinte função de transferência:

$$G(z) = \frac{(z - 1.2)(z - 0.7)}{z(z - 0.8)(z - 0.5)} \quad (3.22)$$

Estando o sistema em malha fechada com um controlador proporcional de ganho $k_p = 0,5$, um degrau unitário é aplicado para a coleta dos dados $u(t)$ e $y(t)$.

Deseja-se sintonizar um controlador PID, como exibido em (2.12), para que o sistema em malha fechada apresente seguimento de referência do tipo salto com erro nulo em regime permanente, tempo de acomodação aproximado em 23 segundos e sobrepasso nulo. É importante ressaltar, aqui, que estes últimos são critérios desejados mas que não podem ser garantidos pelo método, uma vez que dependem da posição do zero desconhecido *a priori*. Um modelo de referência que traduz estes requisitos de desempenho em malha fechada pode ser escrito como

$$T_d(z, \eta) = \frac{\eta_1 z^2 + \eta_2 z + \eta_3}{z(z - 0.8)^2}. \quad (3.23)$$

Para a inicialização do filtro $L(z)$ se faz uso do modelo de referência que seria aplicado no VRFT clássico para os mesmos requisitos de desempenho em malha fechada caso o zero de fase não-mínima fosse negligenciado. Este, então, pode ser traduzido por

$$T_{d_{classico}}(z) = \frac{0.04z^2}{z(z - 0.8)^2}. \quad (3.24)$$

Uma vez que é inserido ruído na simulação do sistema, o *script* desenvolvido também prevê o uso de variáveis instrumentais para a sintonia do controlador. Com um limite de 30 iterações para a minimização da função custo, o modelo de referência a seguir é obtido

$$T_d(z) = \frac{-0.438(z - 1.204)(z - 0.552)}{z(z - 0.8)^2}, \quad (3.25)$$

onde observa-se uma boa aproximação do zero identificado com o zero real do sistema definido em (3.22). O controlador PID sintonizado, por sua vez, é o seguinte

$$C(z) = \frac{-0.409(z - 0.705)(z + 0.017)}{z(z - 1)}. \quad (3.26)$$

Por fim, a Figura 3.2 exibe o comportamento alcançado pelo sistema em malha fechada com o controlador (3.26) em comparação com o desempenho esperado pelo modelo de referência. Observa-se que os objetivos de seguimento de referência e sobrepasso nulo são completamente atendidos, mesmo com a presença do zero de fase não-mínima. No quesito de tempo de acomodação, entretanto, além da discrepância entre o resultado obtido e o desejado inicialmente causada pelo zero de fase não mínima, uma pequena diferença é observada entre a resposta do sistema e o modelo de referência devido à classe escolhida para o controlador.

Uma vez que o controlador ideal, que permitiria um desempenho em malha fechada estritamente igual ao modelo de referência e dado por

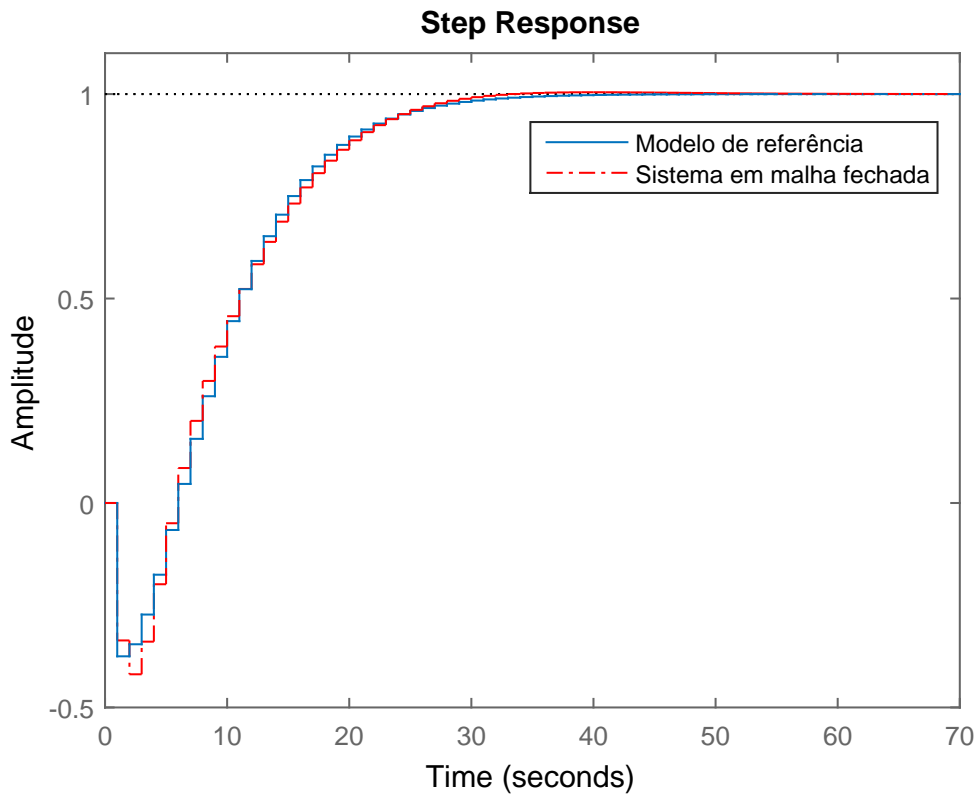


Figura 3.2: Desempenho obtido pelo sistema simulado em malha fechada.

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)[1 - T_d(z)]}, \quad (3.27)$$

neste caso se aproxima a

$$C_d(z) = \frac{-0.43779z(z - 0.8)(z - 0.5525)(z - 0.5)}{(z - 0.7)(z - 0.6268)(z - 1)(z + 0.4646)}, \quad (3.28)$$

percebe-se uma diferença de estrutura entre o mesmo e o controlador PID sintonizado. Apesar de (3.28) não ser garantidamente exata devido ao zero de fase não-mínima, a quantidade de polos e zeros que compõem a classe do controlador ideal se difere do estabelecido pela classe do PID. Assim, a sintonia encontrada para o último é apenas a que permite a maior aproximação possível do comportamento desejado que seria obtido com o primeiro, justificando as pequenas diferenças visualizadas na Figura 3.2.

Uma vez que o algoritmo do VRFT com critério flexível desenvolvido e validado em ambiente de simulação apresenta resultados satisfatórios no projeto do controlador, o próximo passo para a avaliação do método se resume na aplicação do mesmo em um processo real. De forma a possibilitar esta análise, o algoritmo desenvolvido é aplicado no projeto de controle de uma planta de nível com características industriais explicitada na sequência.

4 A PLANTA DE NÍVEL

A planta de nível utilizada durante os experimentos para coleta de dados e teste dos controladores em malha fechada localiza-se no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica, pertencente ao Departamento de Sistemas Elétricos de Automação e Energia (DELAE) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). A mesma é composta por instrumentação típica do ambiente industrial como bombas, válvulas, sensores e controladores, além de dois tanques cilíndricos idênticos de 70 litros e um reservatório de água com capacidade de 250 litros (ECKHARD et al., 2014).

As bombas e válvulas são dispositivos inteligentes microprocessados que comunicam-se através de uma rede *Foundation Fieldbus H1*. As primeiras são acionadas através de inversores de frequência que permitem o controle da potência aplicada, enquanto que as segundas são válvulas pneumáticas de haste deslizante, fabricadas pela Masoneilan, série 87, com um posicionador com PID embarcado da Smar, modelo FY302, apresentados nos Anexos. A medição do nível, por sua vez, é realizada através de sensores de pressão, também fabricados pela Smar (modelo LD302, conforme Anexos), localizados no fundo dos tanques, e o gerenciamento da configuração da planta e historização de dados é feita em um *software* supervisor Elipse SCADA através de um servidor OPC, permitindo ainda a visualização *online* do nível dos tanques.

4.1 A Configuração Multivariável

Os tanques cilíndricos são posicionados em série na planta, fazendo com que a dinâmica do tanque superior afete a dinâmica do tanque inferior. Como também estão a disposição quatro controladores, duas medições de nível e duas válvulas para atuação no sistema, o processo como um todo se caracteriza como um sistema MIMO. A configuração estabelecida entre os instrumentos pode ser visualizada na Figura 4.1, onde *LIC011* e *LIC012* são os controladores que atuam na válvula *V1* através do erro entre a referência e o nível dos tanques 1 e 2, respectivamente, permitindo a vazão de água do reservatório para o Tanque 2, e *LIC021* e *LIC022* são os controladores que atuam na válvula *V2* através do erro entre a referência e o nível dos tanques 1 e 2, nesta ordem, retirando água do Tanque 1 para despejo no Tanque 2.

Nos experimentos realizados a potência de acionamento das bombas se mantém constantes durante todo o ensaio, sendo a atuação no sistema realizada pela abertura das válvulas *V1* e *V2* que despejam água no tanque de cima. O comportamento do sistema, portanto, pode ser descrito por

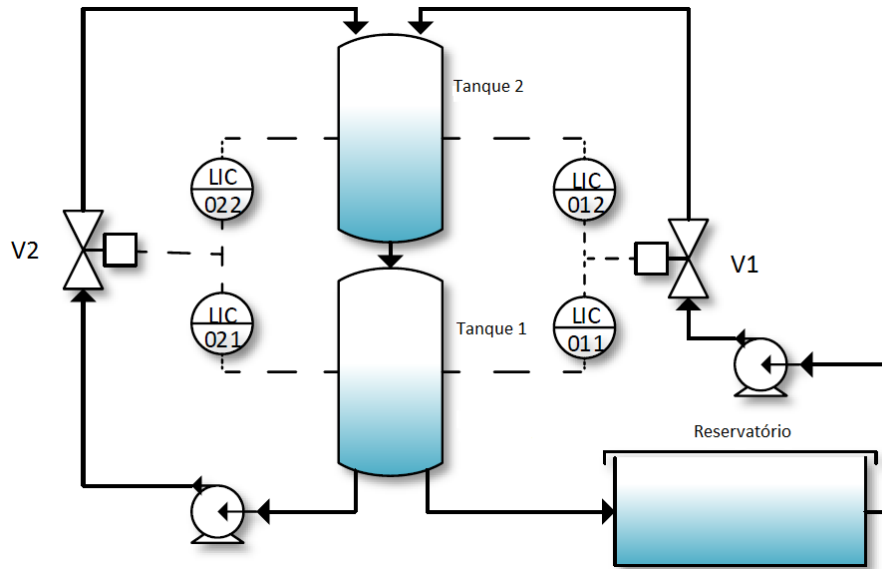


Figura 4.1: Diagrama da planta de nível.

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{12}(z) \\ G_{21}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

onde $G_{11}(z)$ e $G_{12}(z)$ são as funções de transferência que representam o comportamento do nível do tanque 1 em função da abertura das válvulas 1 e 2, respectivamente, e $G_{21}(z)$ e $G_{22}(z)$ são as funções de transferência que representam o comportamento do nível do tanque 2 em função da abertura das mesmas válvulas 1 e 2, nesta ordem. Estes modelos foram identificados em trabalhos anteriores do grupo de pesquisa e apresentam a seguinte estrutura

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} G_{11}(z) & G_{12}(z) \\ G_{21}(z) & G_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{11}}{(z-p_1)(z-p_2)} & \frac{-k_{12}(z-1)}{(z-p_1)(z-p_2)} \\ \frac{k_{21}}{z-p_1} & \frac{k_{22}}{z-p_1} \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

onde é possível observar a consequência da disposição dos tanques em série nas funções de transferência $G_{11}(z)$ e $G_{12}(z)$. Uma vez que a água que sai do Tanque 2 entra diretamente no Tanque 1, o último incorpora a dinâmica do primeiro à sua característica natural de primeira ordem através do polo p_1 .

O sinal de controle aplicado nas válvulas 1 e 2, por sua vez, é definido através de

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11}(z) & C_{12}(z) \\ C_{21}(z) & C_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

onde as funções de transferência $C_{ij}(z)$ são diretamente relacionadas com os $LIC0ij$ da Figura 4.1 e $e_1(t)$ e $e_2(t)$ são os erros entre as referências e os níveis dos tanques 1 e 2, respectivamente.

Nesta configuração original, a planta não apresenta resposta inversa, comportamento típico de sistemas de fase não-mínima. Utilizando um dos controladores do sistema multivariável em malha fechada, entretanto, é possível desenvolver uma configuração no sistema que produz o comportamento desejado pela inclusão de um zero de fase não-mínima. Esta configuração, então, permite a aplicação e a análise do método de controle baseado em dados com critério flexível e é apresentada na sequência.

4.2 A Configuração de Fase Não-Mínima

Uma vez que o método de controle baseado em dados utilizado neste trabalho parte do princípio que o sistema é do tipo SISO, uma simplificação na abordagem sobre a planta é realizada de forma a controlar o nível de somente um dos tanques pela ação de controle de uma única válvula. Paralelamente, uma configuração é ajustada para que a planta apresente o comportamento de fase não-mínima desejado.

Intuitivamente, uma resposta semelhante à de processos que contêm zero de fase não-mínima é observada no nível do tanque 1 quando uma ação de controle é aplicada na válvula 2. Quando esta recebe um degrau positivo de abertura, por exemplo, o nível do tanque 1 tende a diminuir. Em contrapartida, a água que é retirada deste e despejada no tanque 2 aumenta a vazão entre os tanques, elevando também o nível do tanque 1 e corrigindo a oscilação causada pela ação da válvula. Dessa forma, se a vazão entre os tanques não atingir um limite físico imposto pela restrição existente entre os mesmos, o nível do tanque 1 tende a retornar ao mesmo valor de regime encontrado antes da perturbação, estabelecendo um ganho nulo em regime permanente.

Pensando nisso, configura-se um controlador $C(z) = C_{12}(z)$ com um ganho proporcional negativo em malha fechada com o tanque 2. Assim, quando é aplicado um degrau na válvula 2 de forma a causar uma perturbação no tanque 1, o aumento de nível do tanque 2 produz um erro negativo na entrada do controlador $C(z)$ que, combinado com o ganho proporcional k_p negativo, acarreta em um sinal de controle maior na abertura da válvula 1. O novo ponto estacionário, portanto, tende a ser em um nível maior tanto no tanque 2 quanto no tanque 1, por consequência. A Figura 4.2 demonstra esta configuração aplicada na planta e o resultado esperado nos níveis destes.

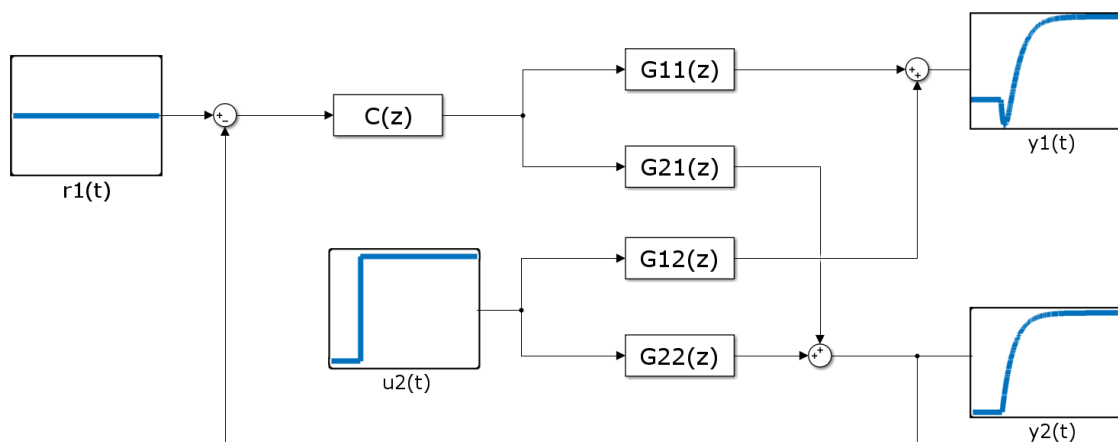


Figura 4.2: Configuração aplicada na planta de nível para indução do comportamento de fase não-mínima.

Esta abordagem faz com que o ponto de vista sobre o sistema se modifique. Agora, a planta analisada incorpora o controlador $C(z)$ e o tanque 2 como parte do processo, sendo a variável manipulada a válvula 2 e a variável controlada o nível do tanque 1. Esta interpretação é sustentada pelo equacionamento abaixo, que utiliza os parâmetros dos modelos apresentados em (4.2).

4.2.1 Validação

Tendo como base a configuração apresentada na Figura 4.2, o sistema proposto tem suas variáveis de interesse (níveis dos tanques) definidas como

$$y_1(t) = G_{11}(z)C(z)e_{12}(t) + G_{12}(z)u_2(t) \quad (4.4)$$

$$y_2(t) = G_{21}(z)C(z)e_{12}(t) + G_{22}(z)u_2(t), \quad (4.5)$$

onde $y_1(t)$ e $y_2(t)$ são os níveis dos tanques 1 e 2, respectivamente, e $e_{12}(t)$ é o erro calculado pela diferença entre a referência $r_1(t)$ e o nível do tanque 2. Considerando uma referência nula em $r_1(t)$ (partindo de um estado estacionário, por exemplo), tem-se $e_{12}(t) = -y_2(t)$ que, aplicado em (4.4) e (4.5), resulta em

$$y_1(t) = -G_{11}(z)C(z)y_2(t) + G_{12}(z)u_2(t) \quad (4.6)$$

$$y_2(t) = \frac{G_{22}(z)}{1 + G_{21}(z)C(z)}u_2(t) \quad (4.7)$$

Substituindo, então, (4.7) em (4.4), obtém-se

$$y_1(t) = G_{12}(z)u_2(t) - \frac{G_{11}(z)C_{12}(z)G_{22}(z)}{1 + G_{21}(z)C_{12}(z)}u_2(t), \quad (4.8)$$

que é de suma importância na definição do sistema de fase não-mínima proposto. Uma vez que relaciona diretamente a entrada $u_2(t)$ com a saída $y_1(t)$, esta equação define a função de transferência que representa o modelo do sistema de interesse $G_{nmp}(z)$:

$$G_{nmp}(z) = G_{12}(z) - \frac{G_{11}(z)C_{12}(z)G_{22}(z)}{1 + G_{21}(z)C_{12}(z)}. \quad (4.9)$$

Propondo o controlador $C(z) = -k_p$ e utilizando os modelos da planta identificados com as estruturas de (4.2), pode-se expandir (4.9) em função dos polos e zeros dos últimos. Após manipulações algébricas, o resultado obtido é o seguinte

$$G_{nmp}(z) = \frac{-k_{12}z^2 + (k_{12} + \beta)z + k_p k_{11} k_{22} - \beta}{(z - p_1)(z - p_2)(z - p_r)}, \quad (4.10)$$

onde β e p_r são definidos por

$$\beta = k_{12}p_1 + k_p k_{12} k_{21} \quad (4.11)$$

$$p_r = p_1 + k_p k_{21}. \quad (4.12)$$

Finalmente, com o modelo obtido é possível realizar uma análise de estabilidade do sistema proposto em função do controlador $C(z)$ incorporado ao processo, garantindo simultaneamente a presença do zero de fase não-mínima. Pelos polos de (4.10), isolando o ganho do controlador de interesse, têm-se a condição

$$k_p < \frac{1 - p_1}{k_{21}} \quad (4.13)$$

para que o sistema permaneça estável.

Ainda, pelo numerador de (4.10) obtém-se uma segunda restrição para que o comportamento de fase não-mínima no sistema proposto seja garantido:

$$\frac{-(k_{12} + \beta)\sqrt{(k_{12} + \beta)^2 + 4k_{12}(k_p k_{11} k_{22} - \beta)}}{-2k_{12}} > 1, \quad (4.14)$$

que, após manipulações algébricas, resulta em

$$4k_{12}k_{11}k_{22}k_p > 0. \quad (4.15)$$

Neste momento, é importante reforçar o motivo da utilização dos modelos da planta até aqui. Uma vez que o método de controle apresentado é baseado em dados e dispensa qualquer modelo do sistema, os mesmos são aproveitados unicamente com o intuito de consolidar e validar a configuração proposta para gerar o comportamento de fase não-mínima, sendo completamente negligenciados no projeto do controlador.

Assim, atribuindo os valores numéricos a (4.2) conforme a identificação realizada pelo grupo de pesquisa, obtém-se

$$G(z, \hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \frac{3,9725 \cdot 10^{-5}}{(z - 0.9943)(z - 0.9926)} & \frac{-2,9743 \cdot 10^{-3}(z - 1)}{(z - 0.9943)(z - 0.9926)} \\ \frac{6,3312 \cdot 10^{-3}}{z - 0.9943} & \frac{2,7207 \cdot 10^{-3}}{z - 0.9943} \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

confirmando a característica de fase mínima do sistema original. Além das funções de transferência não apresentarem individualmente zeros fora do círculo de raio unitário, o sistema MIMO apresenta apenas um zero de transmissão em $z = 0,9943$ e, conseqüentemente, nem o tanque de cima nem o tanque de baixo apresentam resposta inversa.

Atribuindo os valores de (4.16) às restrições (4.13) e (4.15), respectivamente, têm-se

$$k_p < 0,9 \quad (4.17)$$

$$k_p > 0, \quad (4.18)$$

uma vez que k_{12} , k_{11} e k_{22} são positivos. Juntando-se as restrições apresentadas acima, então, têm-se como condição final para que o sistema opere de maneira estável e apresente o comportamento de fase não-mínima desejado que o ganho do controlador $C(z) = -k_p$ seja

$$0 < k_p < 0,9. \quad (4.19)$$

Outro fator a ser destacado é que os modelos identificados da planta são válidos para um determinado ponto de operação, uma vez que em alguns níveis os tanques apresentam comportamento turbulento e não-linear. Dessa forma, os valores utilizados anteriormente são apenas estimativas das funções de transferência e os limites calculados são projeções do ganho que pode ser aplicado no sistema. Em outras palavras, a análise de estabilidade realizada nesta seção não garante de forma precisa os limites do ganho do controlador

$C(z)$ (embora as mudanças no comportamento se resumam a alterações no ganho em regime permanente e no tempo de acomodação), sendo este determinado posteriormente em uma região afastada dos limites e aplicado experimentalmente para verificação.

A fim de simular a configuração proposta do sistema de fase não-mínima, um algoritmo é desenvolvido no ambiente de simulação MATLAB com os modelos identificados e com o sistema resultante de (4.10). De forma a se distanciar dos limites calculados para o ganho do controlador $C(z)$, devido às incertezas dos modelos, um ganho proporcional $k_p = 0.5$ é ajustado e um salto unitário é aplicado na abertura da válvula 2. O resultado obtido é mostrado na Figura 4.3, que valida a configuração desenvolvida para que o sistema se comporte como de fase não-mínima.

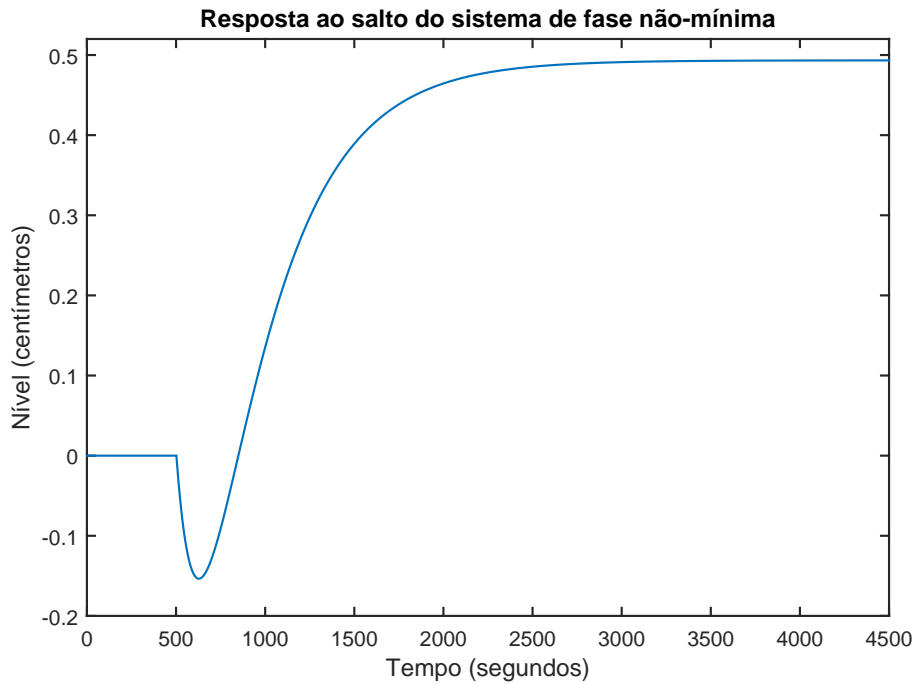


Figura 4.3: Simulação do comportamento do sistema de fase não-mínima.

Após um degrau positivo na abertura da válvula 2, a resposta do nível tem um comportamento inicial inverso e posterior acomodação em um ponto estacionário maior que o inicial.

Ainda, com o auxílio da ferramenta de identificação *ident* do Matlab utilizando o método de identificação *Autoregressive model with exogenous input* (ARX) para a estimativa de uma função de transferência com dois polos e um zero, um modelo simplificado em relação ao encontrado em (4.10) para o sistema de fase não-mínima é obtido com os dados simulados da Figura 4.3. O resultado é expresso por

$$\bar{G}_{nmp}(z) = \frac{-2,9743 \cdot 10^{-3}(z - 1,003)}{(z - 0,9974)(z - 0,9926)}, \quad (4.20)$$

onde mais uma vez é possível verificar a presença do zero de fase não-mínima que proporciona o comportamento desejado. Na sequência, este comportamento também é validado experimentalmente durante a coleta de dados para a aplicação do método de sintonia.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A aplicação do método de controle baseado em dados tem como fundamento básico o projeto do controlador através de dados coletados do processo. Na maioria das situações, os ensaios para a obtenção destes podem ser realizados tanto em malha aberta quanto em malha fechada, sendo o sinal de entrada utilizado dependente da aplicação de interesse (CAMPESTRINI, 2010).

Dessa forma, neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos durante a coleta de dados e com a aplicação do VRFT com critério flexível na planta de nível. Nos ensaios exibidos a seguir, a configuração da Figura 4.2 foi aplicada no sistema supervisório com $C(z) = 0,5$.

5.1 Coleta de Dados

Devido à característica iterativa do VRFT com critério flexível no ajuste dos parâmetros do modelo de referência e do controlador, os ensaios para coleta de dados da planta de nível são realizados em malha fechada. Uma vez que o objetivo do projeto é o controle de nível do tanque 1 pela ação $u_2(t)$, o controlador equivalente a $C_{21}(z)$ em (4.3) é posto em malha fechada simultaneamente a $C(z)$, que proporciona o comportamento de fase não-mínima na planta de nível. Com um ganho proporcional definido como segue

$$C_{21}(z) = 0,5, \quad (5.1)$$

tem-se um valor inicial para ρ e um ponto de partida para o algoritmo iterativo, mantendo a estabilidade do sistema.

Já que é esperado um comportamento de fase não-mínima na planta, a mesma deve conter um nível inicial nos tanques antes da aplicação do sinal de entrada. Com todos os controladores em malha aberta, portanto, aplica-se uma abertura de 60% e 20% nas válvulas 1 e 2, respectivamente, e espera-se a estabilização do sistema. Por fim, fecha-se as malhas de controle com as referências ajustadas de forma a manter o sistema em estado estacionário. Em outras palavras, as referências aplicadas no processo são idênticas ao nível obtido em regime permanente (14,3 centímetros para o tanque 1 e 14,1 centímetros para o tanque 2), fazendo com que o erro na entrada dos controladores seja nulo.

Previendo a utilização de variáveis instrumentais para tratamento de ruído, um segundo ensaio é realizado posteriormente na planta fazendo uso da mesma metodologia abordada até aqui. Utiliza-se neste, também, os mesmos valores de abertura das válvulas em malha aberta para garantir que o ponto estacionário de partida seja o mesmo, devido ao comportamento não-linear do sistema que pode apresentar ganhos e dinâmicas diferentes em pontos de operação distintos.

Finalmente, de forma a causar uma perturbação no sistema, aplica-se um degrau de 0,1 metros no nível do tanque 1 em ambos ensaios. O comportamento da planta e o sinal de controle obtido são observados nas figuras 5.1 e 5.2, respectivamente.

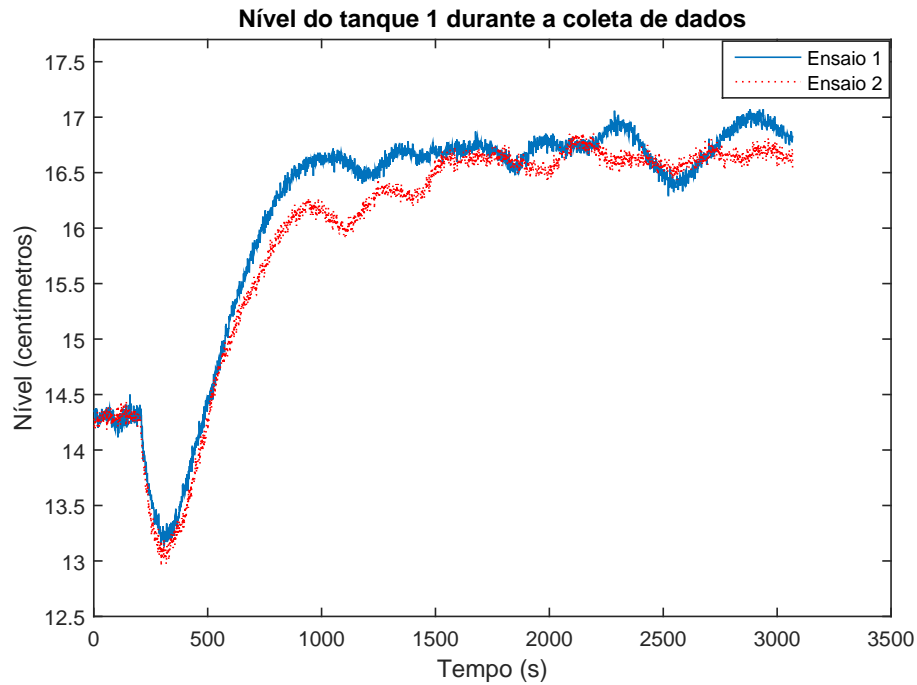


Figura 5.1: Resposta do nível do tanque 1 obtida nos experimentos para coleta dos dados.

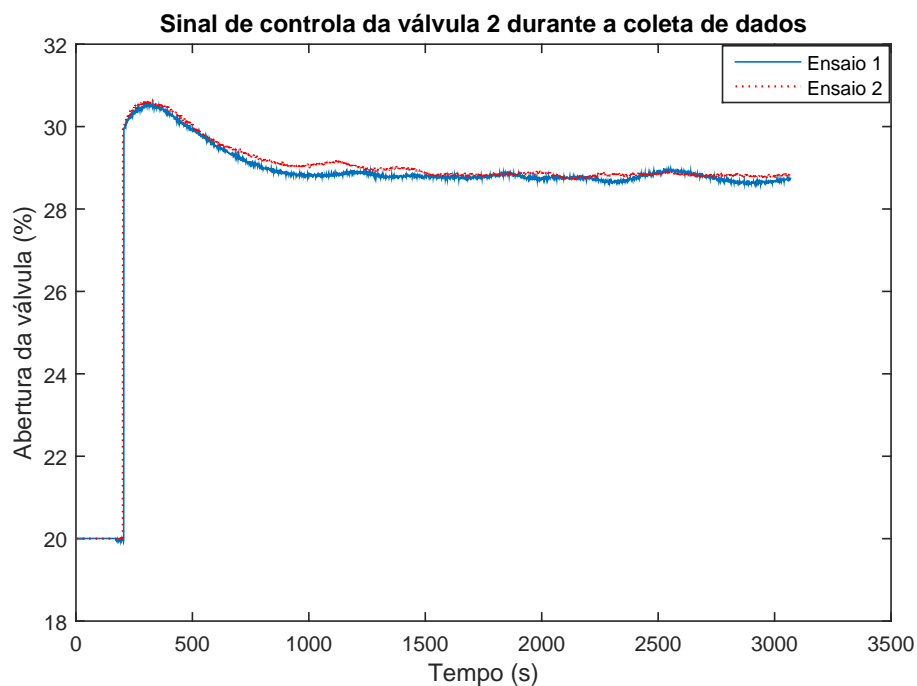


Figura 5.2: Sinal de controle da válvula 2 obtido nos experimentos para coleta dos dados.

Pela resposta do nível do tanque 1, apresentada na Figura 5.1, pode-se confirmar o comportamento esperado de sistemas de fase não-mínima gerado pelo controlador $C(z)$. Com um degrau positivo no sinal de controle, observado na Figura 5.2, o nível apresenta

uma resposta inversa inicial e posterior acomodação em um ponto estacionário superior ao primeiro.

Fica comprovada, portanto, a validade da configuração proposta em simulação. Ainda, com o segundo experimento realizado apresentando o mesmo comportamento do primeiro, é possível aproveitar os dados coletados para a utilização de variáveis instrumentais no projeto do controlador e consequente tratamento do ruído.

5.2 Projeto do Controlador

Com os dados coletados dos ensaios exibidos nas figuras 5.1 e 5.2, o próximo passo para o projeto do controlador é a definição dos requisitos de desempenho em malha fechada traduzidos pelo modelo de referência. Observando que o tempo de acomodação da planta com o controlador proporcional é de aproximadamente 22 minutos, é razoável propor inicialmente como critério de projeto o seguimento de referência do tipo salto e sobrepasso nulo com a mesma constante de tempo. Estas especificações devem garantir, ainda, que não ocorra saturação do sinal de controle das válvulas, permitindo a avaliação pura do comportamento do processo frente ao esperado no modelo de referência.

Este último, por sua vez, caso fosse aplicado no VRFT clássico com os mesmos critérios de desempenho especificados anteriormente e sem levar em consideração o zero de fase não-mínima do processo, poderia ser definido por

$$T_d(z)_{classico} = \frac{9 \cdot 10^{-6} z}{(z - 0,997)^2}. \quad (5.2)$$

Uma vez que o algoritmo com critério flexível ajusta os parâmetros do modelo de referência através da minimização da função custo, o numerador de $T_d(z)$ é deixado livre para a identificação do zero de fase não-mínima. O denominador, em contrapartida, tem os polos fixados em uma posição que proporciona a constante de tempo especificada, enquanto o ganho da função de transferência completa é ajustado para que se tenha seguimento de referência do tipo salto. Esta nova função de transferência é exibida abaixo

$$T_d(z) = [\eta_1 \quad \eta_2] \begin{bmatrix} \frac{z}{(z - 0,997)^2} \\ 1 \\ \frac{1}{(z - 0,997)^2} \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

onde os mesmos polos de (5.2) são utilizados. É importante ressaltar, também, que a classe de modelos de referência utilizada no projeto é a de menor ordem possível. Uma vez que o numerador inclui unicamente o zero de fase não-mínima, o denominador é definido como um polinômio de segundo grau para que seja mantida a causalidade da função de transferência. Em seguida, com o modelo de referência definido, é possível aplicar o algoritmo desenvolvido sobre os dados coletados da planta de nível para o ajuste de um controlador PID.

Observando a evolução da minimização da função custo, exibida na Tabela 5.1, é possível notar que com um número de 3 iterações o zero de fase não-mínima começa a ser identificado pelo algoritmo. Com 30 iterações, por sua vez, tem-se uma boa estimativa dos parâmetros do numerador tanto do modelo de referência quanto do controlador.

Ao final da rotina, a função de transferência em malha fechada identificada é a seguinte

Tabela 5.1: Evolução da minimização da função custo durante a sintonia do PID.

iteração	$\text{num}(T_d(z, \eta^{(i)}))$	$J^{VR}(\eta^{(i)}, \rho^{(i-1)})$	$\text{num}(C(z, \rho^{(i)}))$	$J^{VR}(\eta^{(i)}, \rho^{(i)})$
1	$3,9104 \cdot 10^{-4}(z - 0,977)$	64,6815	$304,1900(z - 0,9960)(z - 0,9960)$	134,4408
3	$-2,9567 \cdot 10^{-4}(z - 1,030)$	35,4182	$217,5300(z - 1,0065)(z - 0,9845)$	42,9842
10	$-1,8290 \cdot 10^{-3}(z - 1,005)$	1,6433	$43,6650(z - 0,9959)(z - 0,9767)$	1,7050
20	$-2,3468 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,1038	$-4,1174(z - 1,249)(z - 0,9962)$	0,1015
25	$-2,3743 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,1433	$-6,5216(z - 1,157)(z - 0,9962)$	0,0987
29	$-2,3801 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,1569	$-7,0218(z - 1,146)(z - 0,9962)$	0,0985
30	$-2,3807 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,1585	$-7,0787(z - 1,145)(z - 0,9962)$	0,0985

$$T_{d_{PID}}(z) = \frac{-2,3807 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)}{(z - 0,997)^2}, \quad (5.4)$$

onde é possível observar a eficaz identificação do zero de fase não-mínima em comparação ao obtido experimentalmente em (4.20), sendo a pequena diferença entre estes justificada pelas incertezas do método e pela característica não linear da planta de nível. Ainda, como desejado, o ganho estático do modelo de referência identificado é unitário, garantindo o seguimento de referência do tipo salto com erro nulo em regime permanente. O controlador PID ajustado, por sua vez, é dado por

$$C_{PID}(z) = \frac{-7,0787(z - 1,145)(z - 0,9962)}{z(z - 1)}. \quad (5.5)$$

A fim de comparação, um controlador PI é projetado através dos mesmos dados, do mesmo algoritmo e dos mesmos requisitos de desempenho em malha fechada especificados para o PID. A Tabela 5.2 exibe a evolução da minimização da função custo para este caso, onde o zero de fase não-mínima começa a ser identificado já na segunda iteração e os numeradores do modelo de referência e do controlador apresentam uma boa estimativa com 22 iterações. A função de transferência em malha fechada obtida no projeto do PI é a seguinte

$$T_{d_{PI}}(z) = \frac{-2,3347 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)}{(z - 0,997)^2}, \quad (5.6)$$

enquanto o controlador sintonizado é o mostrado abaixo

$$C_{PI}(z) = \frac{1,0101(z - 0,9961)}{(z - 1)}. \quad (5.7)$$

Tanto o projeto do PI quanto o do PID resultam em um modelo de referência e em um controlador cujos comportamentos são essencialmente iguais. Entretanto, motivos de ordem prática da planta de nível sugerem a utilização do PI em detrimento do PID para a execução dos experimentos em malha fechada: o ganho derivativo, na configuração original do sistema supervisorio, é aplicado diretamente na malha de realimentação de nível do controlador, diferentemente da formulação clássica do PID; a equação de controle dos instrumentos da planta não permitem livre alocação do polo de alta frequência, sendo este definido em função do ganho derivativo aplicado; o ganho derivativo tende a amplificar o ruído de medição coletado pelos sensores, provocando oscilações indesejadas na abertura das válvulas.

Dessa forma, como os requisitos de desempenho alcançáveis pelo sistema são similares com ambos controladores sintonizados e o PI apresenta algumas vantagens durante o

Tabela 5.2: Evolução da minimização da função custo durante a sintonia do PI.

iteração	$\text{num}(T_d(z, \eta^{(i)}))$	$J^{VR}(\eta^{(i)}, \rho^{(i-1)})$	$\text{num}(C(z, \rho^{(i)}))$	$J^{VR}(\eta^{(i)}, \rho^{(i)})$
1	$3,9104 \cdot 10^{-4}(z - 0,977)$	64,6815	$2,3414(z - 0,9979)$	73,2314
2	$-2,5274 \cdot 10^{-4}(z - 1,036)$	36,9911	$1,9528(z - 0,9976)$	38,8759
5	$-1,6919 \cdot 10^{-3}(z - 1,005)$	2,8880	$1,2376(z - 0,9967)$	3,5701
10	$-2,3093 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,0327	$1,0181(z - 0,9961)$	0,1092
20	$-2,3346 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,0664	$1,0101(z - 0,9961)$	0,0804
21	$-2,3346 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,0664	$1,0101(z - 0,9961)$	0,0804
22	$-2,3347 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)$	0,0665	$1,0101(z - 0,9961)$	0,0804

experimento em relação ao PID, o resultado obtido pelo algoritmo do VRFT com critério flexível exibido em (5.7) é utilizado nos ensaios em malha fechada.

Por fim, somente a título de verificação, um controlador PI é projetado sem o uso de variáveis instrumentais com o intuito de verificar o efeito destas na sintonia do controlador para a planta de nível. Para isso, aplicam-se os mesmos critérios de desempenho estabelecidos na sintonia de (5.5) e (5.7), utilizando agora, porém, somente os dados coletados do primeiro ensaio no algoritmo desenvolvido.

O modelo de referência identificado, então, é o seguinte

$$T_{d_{PI}}(z) = \frac{-2,3648 \cdot 10^{-3}(z - 1,004)}{(z - 0,997)^2}, \quad (5.8)$$

enquanto que o controlador obtido é o que segue

$$C_{PI}(z) = \frac{0,9947(z - 0,996)}{z - 1}. \quad (5.9)$$

Uma vez que as equações (5.8) e (5.9) apresentam praticamente os mesmos valores de (5.6) e (5.7), respectivamente, é possível inferir que a utilização de variáveis instrumentais, para este caso, não apresenta grande influência sobre o resultado do sistema em malha fechada. Conseqüentemente, é possível que o ruído dos dados coletados não seja puramente branco ou que parte das oscilações seja oriunda do próprio sistema, podendo ser causadas por uma má sintonia das válvulas de controle, por exemplo.

De qualquer forma, o uso de variáveis instrumentais tende a cancelar uma parcela de ruído presente nos dados coletados, seja ela relevante ou não. Assim, esses resultados não interferem na aplicação de (5.7) na planta de nível para a realização dos experimentos em malha fechada, mas servem de alerta e abrem a possibilidade da realização de trabalhos futuros com mais atenção nesse quesito.

5.3 Ensaios em Malha Fechada

Mais uma vez, devido ao comportamento de fase não-mínima apresentado pela configuração aplicada na planta de nível, o procedimento realizado durante a coleta de dados é repetido para o alcance de um nível inicial nos tanques através de uma abertura de 55% na válvula 1 e 20% na válvula 2. Com o supervisor configurado conforme a Figura 4.2, o controlador PI exibido em (5.7) é posto em malha fechada após a estabilização do sistema. Ainda, uma vez que a interface elaborada no supervisor recebe somente valores inteiros

para a referência, esta é alterada para 19 centímetros no tanque 1 após a estabilização em malha aberta, representando um salto de 9,66 centímetros.

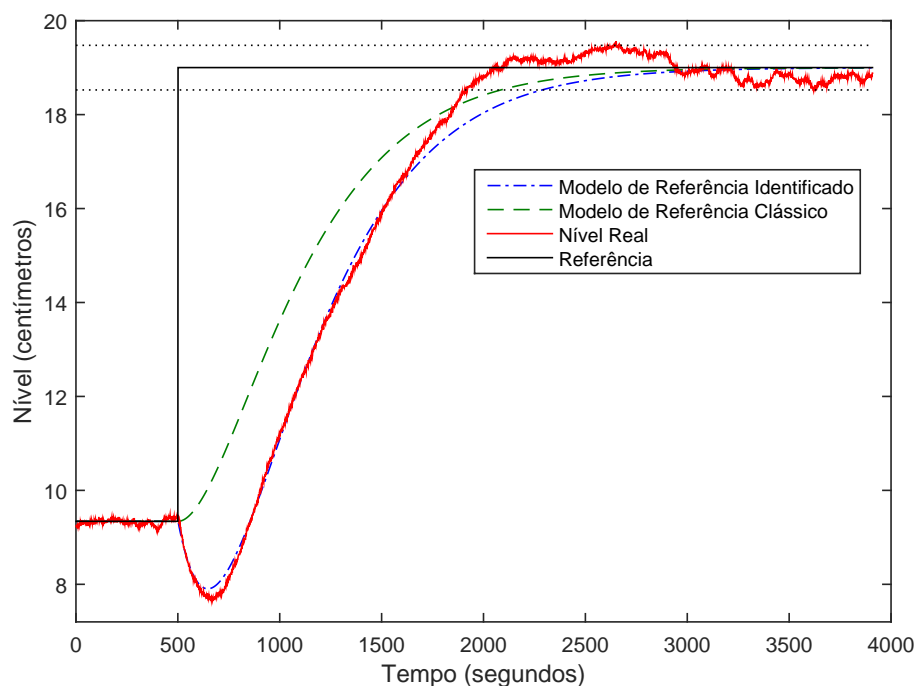


Figura 5.3: Comparação entre o sistema real em malha fechada e o modelo de referência.

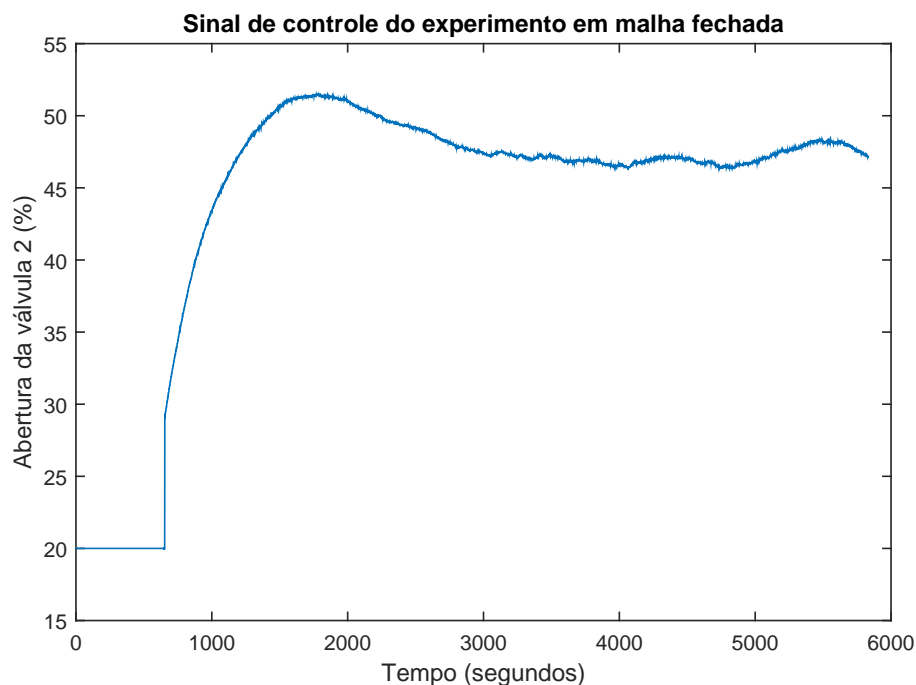


Figura 5.4: Sinal de controle do experimento em malha fechada com o controlador PI projetado com critério flexível.

O comportamento da planta em malha fechada é exibido na Figura 5.3, onde novamente os efeitos do zero de fase não-mínima inserido pelo controlador $C(z)$ se destacam durante o experimento com uma resposta inversa inicial. Nos requisitos de desempenho

em malha fechada especificados inicialmente, por sua vez, é possível observar que o seguimento de referência do tipo salto e sobrepasso nulo são atendidos satisfatoriamente, tendo apenas pequenos desvios causados pelo ruído de medição do processo. Já no âmbito do tempo de acomodação desejado, nota-se uma pequena diferença entre o modelo de referência e a resposta obtida pelo sistema real. Estas se devem em menor parte ao ruído e em maior parte à classe do controlador sintonizado, de forma semelhante ao ocorrido no sistema simulado em (3.28).

Ainda, é importante ressaltar que o tempo de acomodação obtido é de aproximadamente 35 minutos, diferente do especificado no momento do posicionamento dos pólos do modelo de referência. Este resultado se deve fundamentalmente à presença do zero de fase não-mínima, já que inicialmente não há nenhuma informação a respeito da posição deste e da influência que o mesmo exerce na resposta do sistema. Fora isso, o controlador projetado proporciona um desempenho bastante próximo ao modelo de referência.

Por fim, o sinal de controle do experimento em malha fechada é exibido na Figura 5.4, onde é possível verificar que de fato não há saturação na abertura da válvula 2 e que a resposta do nível do tanque 1 é unicamente oriunda da dinâmica do sistema.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Com o desenvolvimento do presente trabalho, resultados e conclusões pertinentes a respeito de controle baseado em dados e do VRFT com critério flexível, mais especificamente, podem ser inferidos. Ainda, a configuração proposta para a planta de nível do laboratório apresenta uma alternativa à disposição original do sistema que se mostra válida quando um comportamento de fase não-mínima é desejado.

Uma vez que diversos processos industriais apresentam o referido comportamento, é natural que com o decorrer do tempo surjam novos métodos voltados à sintonia de controladores para sistemas com essa característica. Dessa forma, a configuração aplicada na planta de nível do LASCAR serve como referência para trabalhos futuros do grupo de pesquisa e se mostra bastante prática, visto que requer apenas uma reconfiguração do sistema multivariável no *software* supervisor e alguns cuidados para garantir a integridade dos equipamentos durante os experimentos.

Do ponto de vista de controle baseado em dados, a aplicação de um destes métodos na planta de nível permite a avaliação do desempenho do mesmo em um ambiente típico do meio industrial. Com a presença de ruído nas medições e de não-linearidades características do processo, o tratamento dos dados para o desenvolvimento do algoritmo se mostra eficiente e garante a sintonia adequada do controlador.

Por fim, a aplicação do VRFT com critério flexível, objetivo principal e motivação deste trabalho, permite a validação do método proposto em CAMPESTRINI (2010). Através das adequações realizadas no VRFT clássico, a sintonia do controlador PI proporciona um comportamento satisfatório em malha fechada, conforme exibido na Figura 5.3, atendendo os requisitos de seguimento de referência e sobrepasso nulo. O tempo de acomodação obtido, por sua vez, se difere do desejado inicialmente por se caracterizar somente como uma estimativa inicial no momento da definição do modelo de referência, já que não se tem o conhecimento da posição do zero de fase não-mínima.

Como sugestão para trabalhos futuros, algumas possibilidades podem ser destacadas. Uma vez que os conjuntos de dados coletados para o projeto do controlador são bastante distintos, é possível que o ruído presente nas medições de nível não seja branco. Consequentemente, a abordagem por variáveis instrumentais pode não ser a mais eficiente e seria de grande valia a aplicação de um método com outra forma de tratamento do ruído, de forma semelhante ao que é feito no OCI com estruturas do tipo *Box-Jenkins* (CAMPESTRINI, 2010). Para isso, entretanto, se faz necessário o desenvolvimento de um critério flexível para este método de forma semelhante ao desenvolvido para o VRFT.

Também, outro fator de grande impacto no projeto do controlador e que pode ser explorado é a definição do modelo de referência. Uma vez que para diferentes estruturas deste o resultado obtido pode ser bastante distinto, diversos ensaios podem ser realizados na planta de nível de forma a comparar as respostas obtidas. Visto que o princípio

de controle baseado em dados não utiliza simulações do sistema em malha fechada, por dispensar o modelo do processo, para cada conjunto de parâmetros obtidos se faz necessária a realização de um novo experimento. Embora custosa, esta tarefa permite uma melhor avaliação da dinâmica do sistema e dos requisitos de desempenho que podem ser alcançados pelos controladores em função dos limites físicos dos atuadores.

Por fim, a gama de trabalhos a serem desenvolvidos na área de controle baseado em dados se mostra bastante ampla. Uma vez que estes apresentam uma alternativa eficiente e de baixo custo para a sintonia de controladores, extensões como a apresentada para o VRFT garantem a aplicação dos mesmos em um número cada vez maior de processos e servem de inspiração para os demais métodos citados neste trabalho. Plantas piloto como a planta de nível utilizada, ainda, complementam o desenvolvimento teórico na medida em que permitem a avaliação destes métodos frente a situações encontradas em processos reais, validando-os e possibilitando aplicações futuras no ramo industrial.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas**: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais. Brasil: Editora UFMG, 2007.
- ASTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers**: theory, design, and tuning. USA: Instrument Society of America, 1995.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. **Data-driven Controller Design**: the H_2 approach. Netherlands: Springer, 2012.
- BAZANELLA, A. S.; GOMES DA SILVA JR., J. M. **Sistemas de controle**: princípios e métodos de projeto. Brasil: UFRGS Editora, 2006.
- CAMPESTRINI, L. **Contribuições para métodos de controle baseados em dados obtidos em apenas um experimento**. 2010. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D.; BAZANELLA, A. S.; GEVERS, M. Model Reference Control Design by Prediction Error Identification. In: IFAC SYMPOSIUM ON SYSTEM IDENTIFICATION, 16., 2012, Brussels, Belgium. **Anais...** IFAC, 2012. p.1478 – 1483.
- CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D.; CHÍA, L. A.; BOEIRA, E. **Unbiased MIMO VRFT with application to process control**. 2015.
- CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D.; GEVERS, M.; BAZANELLA, A. S. Virtual Reference Feedback Tuning for non-minimum phase plants. In: AUTOMATICA, 2011, USA. **Anais...** Elsevier, 2011. p.1778–1784.
- CAMPI, M.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. Virtual reference feedback tuning (VRFT): a direct method for the design of feedback controllers. In: AUTOMATICA, 2002, New York, USA. **Anais...** Pergamon, 2002. p.1337–1346.
- CAMPOS, M. C. M. M.; TEIXEIRA, H. C. G. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. Brasil: Blucher, 2006.
- ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BOEIRA, E.; SILVA JR., J. M. G. da. Aplicação de métodos de controle baseado em dados em um sistema de controle de nível industrial. In: XVI CONGRESSO LATINOAMERICANO DE CONTROLE AUTOMÁTICO, 2014, Cancún, México. **Anais...** AMCA, 2014. p.1410–1415.

GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. **Adaptive Filtering Prediction and Control**. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1984.

GUARDABASSI, G. O.; SAVARESI, S. M. Virtual reference direct design method: an off-line approach to data-based control system design. In: TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, 2000, USA. **Anais...** IEEE, 2000. p.954–959.

HJALMARSSON, H. Iterative feedback tuning: an overview. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, [S.l.], v.16, n.5, p.373–395, 2002.

HOAGG, J. B.; BERNSTEIN, D. S. Nonminimum-Phase Zeros - Much to do About Nothing - Classical Control - Revisited Part II. **IEEE Control Systems Magazine**, [S.l.], v.27, n.3, p.45 – 57, 2007.

IINOYA, K.; ALTPETER, R. J. Inverse Response in Process Control. **Industrial and Engineering Chemistry**, [S.l.], v.54, n.7, p.39 – 43, 1962.

KARIMI, A.; MISKOVIC, L.; BONVIN, D. Iterative correlation- based controller tuning. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, Sussex, v.18, n.8, p.645 – 664, 2004.

LECCHINI, A.; GEVERS, M. On iterative feedback tuning for non-minimum phase plants. In: IEEE CONFERENCE, 41., 2002, USA. **Proceedings...** IEEE, 2002. p.4658–4663.

LEE, M.; CHO, J. K.; LEE, J. H. Control of Nonminimum Phase Systems Using Neural Networks. In: EUROPEAN CONTROL CONFERENCE, 1999, Karlsruhe, Alemanha. **Anais...** ECC, 1999. p.4343 – 4348.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Brasil: LTC, 2000.

RODRIGUES, G.; CAMPESTRINI, L.; BAZANELLA, A. S. Automating the choice of the reference model for data-based control methods applied to PID controllers. In: XX CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2014, Belo Horizonte, Brasil. **Anais...** SBA, 2014. p.1088–1095.

7 APÊNDICES

Algoritmo do VRFT com critério flexível aplicado em um sistema simulado

```

% Simulacao e teste do VRFT extendido a sistemas de fase nao minima
% Ricardo Scheid Filho

clear;
clc;

% SISTEMA SIMULADO %

z = tf('z',1);
G = ((z-1.2)*(z-0.7))/(z*(z-0.8)*(z-0.5));
rho_inic = [0.5 0 0];
numC = 0.5;
denC = 1;
vi = 1; % habilita o uso de variaveis instrumentais

% MODELO DE REFERENCIA %

% Polos do modelo de referencia desejado
p_um = 0.8;
p_dois = 0.8;

% Modelo utilizado no VRFT classico sem znm
z_um = 0;
z_dois = 0;
M_classico_sem_znm = zpk([z_um z_dois],[p_um p_dois 0],(1-p_um)*
    (1-p_dois)/((1-z_um)*(1-z_dois)),1);

% Modelo utilizado no VRFT classico com znm
z_nm = 1.2;
M_classico_com_znm = zpk([z_nm],[p_um p_dois],(1-p_um)*(1-p_dois)/
    (1-z_nm),1);

% Parametrizacao do modelo de referencia
F = [z^2/(z*(z-p_um)*(z-p_dois)); z/(z*(z-p_um)*(z-p_dois));
    1/(z*(z-p_um)*(z-p_dois))];

% SIMULACAO %

```

```

% Tempo de amostragem e vetor do tempo de simulacao
t_amost = 1;
t = t_sim;

% Primeiro ensaio para coleta de dados
u1 = u1_sim;
y1 = y1_sim;

% Segundo ensaio para utilizacao de variavel isntrumental
u2 = u2_sim;
y2 = y2_sim;

% PARAMETRIZACAO DO PID %
beta = [tf([1],[1],t_amost); tf([1 0],[1 -1],t_amost);
        tf([1 -1],[1 0],t_amost)];

% INICIALIZACAO DO FILTRO E DO VETOR RHO %
L = (1 - M_classico_sem_znm)*M_classico_sem_znm;
C = minreal(rho_inic*beta);

% VRFT EXTENDIDO %
for iter = 1:30

    if (vi == 1) % Ruído nos dados

        % Parametros do modelo de referencia
        aux = lsim(C,y1,t); % w=L(u+C*y)--> aux=C*y
        aux_vi = lsim(C,y2,t); % aux=C*yinstr
        phi_eta = lsim(F*L,u1+aux,t); % phi_eta=F*L(u+C*y)
        csi_eta = lsim(F*L,u2+aux_vi,t); % csi_eta=F*L(u+C*yinstr)
        y_aux = lsim(C*L,y1,t); % y2=C*L*y
        eta = inv(csi_eta(20:n,:)'*phi_eta(20:n,:))*csi_eta(20:n,:)'*
            y_aux(20:n,:);

        % Ganho para manter M_nm_calculado(1) = 1;
        zero_aux = roots(eta);
        gain = (1-p_um)*(1-p_dois)/((1-zero_aux(1))*(1-zero_aux(2))*
            eta(1));

        % Atualizacao do filtro
        M_nm_calculado = minreal(zpk(eta'*F*gain));
        L = (1 - M_nm_calculado)*M_nm_calculado;

        % Parametros do controlador
        phi_rho = lsim(beta*L*(1-M_nm_calculado),y1,t);
        csi_rho = lsim(beta*L*(1-M_nm_calculado),y2,t);
        u_aux = lsim(M_nm_calculado*L,u1,t); % u2=M*L*u
        rho = inv(csi_rho(60:n,:)'*phi_rho(60:n,:))*csi_rho(60:n,:)'*
            u_aux(60:n,:);
        C = minreal(zpk(rho'*beta));
        T_nm_calculado = feedback(C*G,1);

    else % Sem ruído nos dados

        % Parametros do modelo de referencia
        aux = lsim(C,y1,t); % w=L(u+C*y)--> aux=C*y
        phi_eta = lsim(F*L,u1+aux,t); % phi_eta=F*L(u+C*y)

```

```

y_aux = lsim(C*L,y1,t); % y2=C*L*y
eta = inv(phi_eta(20:n,:))'*phi_eta(20:n,:)'*
      y_aux(20:n,:);

% Ganho para manter M_nm_calculado(1) = 1;
zero_aux = roots(eta);
gain = (1-p_um)*(1-p_dois)/((1-zero_aux(1))*(1-zero_aux(2))*
      eta(1));

% Atualizacao do filtro
M_nm_calculado = minreal(zpk(eta'*F*gain));
L = (1 - M_nm_calculado)*M_nm_calculado;

% Parametros do controlador
phi_rho = lsim(beta*L*(1-M_nm_calculado),y1,t);
u_aux = lsim(M_nm_calculado*L,u1,t); % u2=M*L*u
rho = inv(csi_rho(60:n,:))'*phi_rho(60:n,:)'*
      u_aux(60:n,:);
C = minreal(zpk(rho'*beta));
T_nm_calculado = feedback(C*G,1);

end

```

```
end
```

8 ANEXOS

Válvula Pneumática da Planta de Nível

GE Energy

Technical Specifications
08/2012

Masoneilan Valves

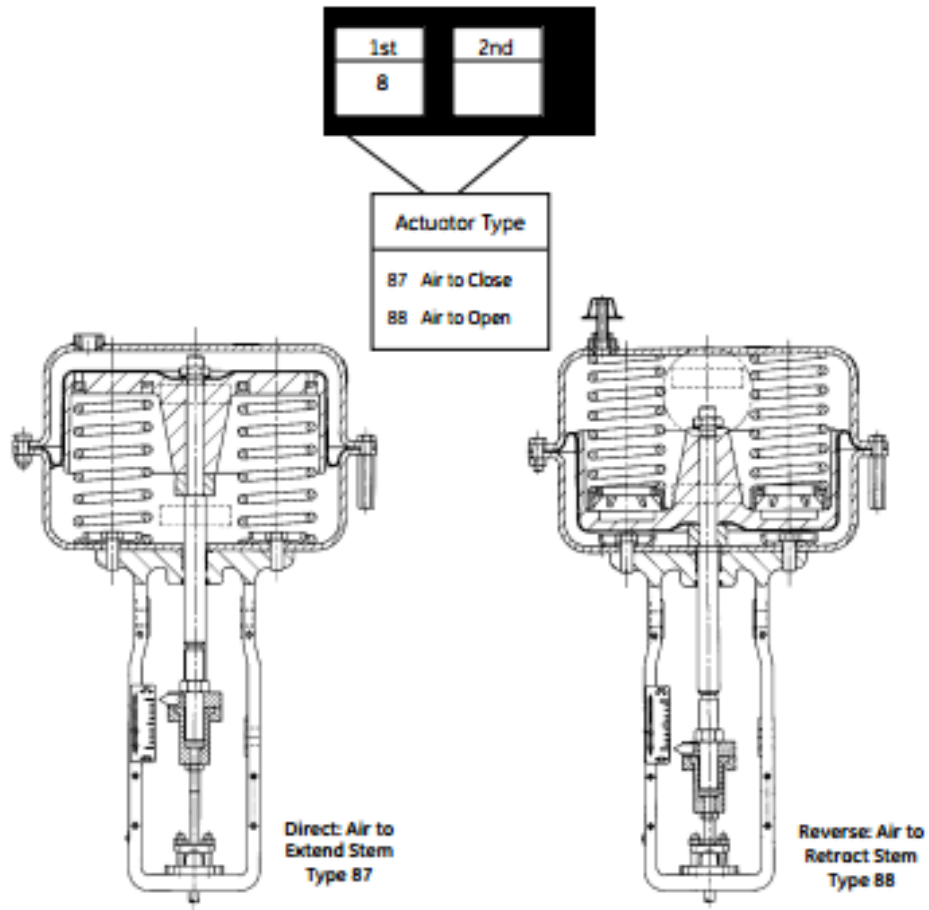
87/88 Pneumatic Multi-Spring Diaphragm Actuators

Actuator air action can be changed in the field for increased flexibility and reduced inventory.

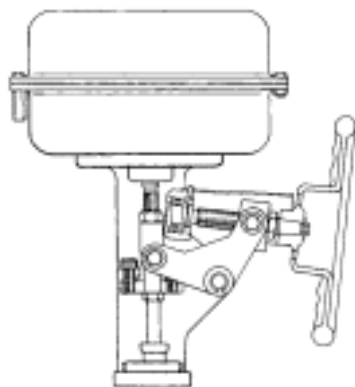


Figura 8.1: Folha de dados da válvula fornecida pelo fabricante.

Numbering System



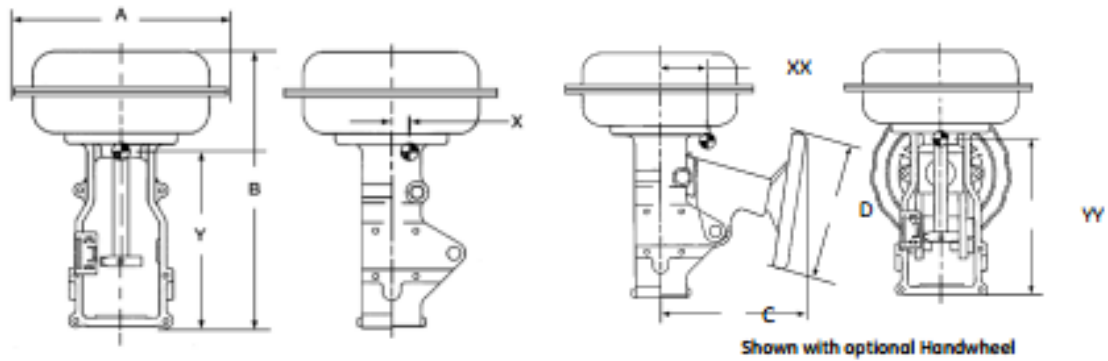
Handwheel



Actuator Size	Maximum Travel		Equivalent Air Supply		Number of Turns
	Inches	mm	psi	(bar)	
6	0.8	20	60	4.1	5
10	1.5	38	60	4.1	9
16	2.5	63	60	4.1	17
23	2.5	63	60	4.1	25

Figura 8.2: Esquemático da válvula fornecido pelo fabricante.

Dimensions and Weights (Metric)



Dimensions and Weights

Actuator Size	Actuator Dimensions (mm)				Weights (kg)	
	A	B (Model 88)	C	D	Standard	w/Hand-wheel
6	302	395 (445)	254	229	20	27
10	373	497 (547)	277	305	39	48
16	476	717 (782)	356	457	95	111
23	549	780 (845)	406	457	120	145

Actuator Removal Clearance = 127 MM

Center of Gravity (mm)
Without Handwheel

Size	X	Y
6	5	248
10	0	327
16	3	470
23	2	537

With Handwheel

Size	XX	YY
6	32	232
10	22	305
16	35	425
23	35	483

Limit Stops (mm)

Up Stop

Size	Model	Overall Height B
6	87	494
10		646
16		925
23		987
6	88	487
10		636
16		901
23		982

Down Stop

Size	Model	Overall Height B
6	87	503
10		660
16		945
23		1014
6	88	501
10		657
16		952
23		1024

Figura 8.3: Dimensões da válvula fornecidas pelo fabricante.

Posicionador das Válvulas Pneumáticas

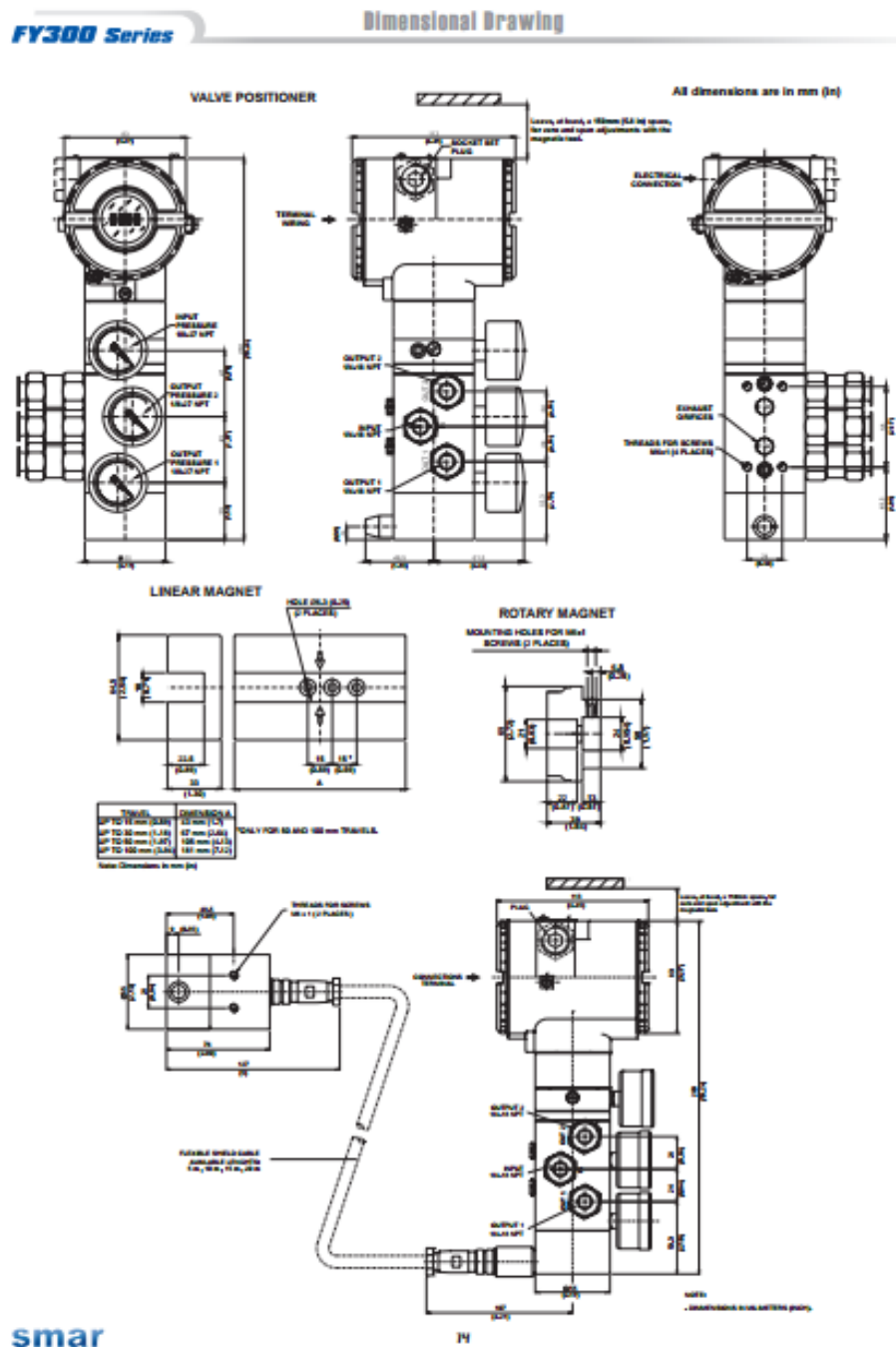


Figura 8.4: Esquemático do posicionador pneumático fornecido pelo fabricante.

Section 5

TECHNICAL CHARACTERISTICS

Functional Specifications

Travel

Linear Motion: 3 - 100 mm.

Rotary Motion: 30 - 120°

Input Signal

Digital only. Fieldbus, 31.25 Kbits/s voltage mode with bus power.

Output

Output to actuator 0 - 100% supply air pressure. Single or double-action.

Power Supply

Bus powered: 9-32 Vdc.

Output impedance (@ 7.8 kHz to 39 kHz):

- Intrinsic safety: $\geq 400 \Omega$ (with IS barrier in the power supply);
- Non-intrinsic safety: $\geq 3 k\Omega$.

Pressure Supply

1.4 - 7 bar (20-100 psi) free of oil, dust and water.

Indication

Optional 4 ½ - digit numerical and 5-character alphanumeric LCD indicator.

Hazardous Location Certification

Explosion proof, weather proof and intrinsically safe CEPEL, FM, CSA, NEMKO and DMT standards (pending).

Temperature Limits

Operation: -40 to 85°C (-40 to 185°F).

Storage: -40 to 90°C (-40 to 194°F).

Display: -10 to 75°C (14 to 167°F) operation.

-40 to 85°C (-40 to 185°F) without damage.

Remote Hall

Operation: -40 to 105°C (-40 to 221°F).

Humidity Limits

0 to 100% RH.

Turn-on Time

Approximately 10 seconds.

Update Time

Approximately 0.5 second.

Flow Characterization

Linear, equal percentage, quick opening or customer configuration through fieldbus communication from e.g., a PC or by the local adjustment switches.

Gain

Through software. Locally adjustable.

Travel Time

Through software. Locally adjustable.

Actual Position Sensing

Magnet (Non-contact) via Hall Effect.

Figura 8.5: Informações técnicas do posicionador fornecidas pelo fabricante.

Performance Specifications

Resolution

≤ 0.1% F.S.

Repeatability

≤ 0.1% F.S.

Hysteresis

≤ 0.1% F.S.

Consumption

0.35 Nm³/h (0.20 SCFM) at 1.4 bar (20 psi) supply.

1.10 Nm³/h (1.65 SCFM) at 5.6 bar (80 psi) supply.

Output Capacity

13.6 Nm³/h (8 SCFM) at 5.6 (80 psi) supply.

Ambient Temperature Effect

0.8%/20 °C of span

Supply Pressure Effect

Negligible

Vibration Effect

±0.3%/g of span during the following conditions:

5-15 Hz at 4 mm constant displacement.

15-150 Hz at 2g.

150-2000 Hz at 1g.

Reference SAMA PMC 31.1 - 1980, Sec. 5.3, Condition 3, Steady State.

Electro-Magnetic Interference Effect

Designed to comply with IEC 801 and European Standards EN50081 and EN50082.

Physical Specifications

Electrical Connection

1/2 - 14 NPT, Pg 13.5 or M20 x 1.5.

Pneumatic Connections

Supply and output: 1/4 - 18 NPT

Gage: 1/8 - 27 NPT

Material of Construction

Injected low copper aluminum with polyester painting or 316 Stainless Steel housing, with Buna-N O-rings on cover (NEMA 4X, IP66).

Weight

Without display and mounting bracket: 2.7 kg. (Aluminum)

5.8 Kg. (Stainless Steel)

Add for digital display: 0.1 kg.

Remote Sensor: 550g.

Cable: 100g. (Connectors) plus 45g/m.

Figura 8.6: Informações de performance do posicionador fornecidas pelo fabricante.

Sensores de Pressão da Planta de Nível

Seção 2

OPERAÇÃO

Descrição Funcional do Sensor

O sensor de pressão utilizado pelos transmissores inteligentes de pressão série LD302, é do tipo capacitivo (célula capacitiva), mostrado esquematicamente na Figura 2.1.

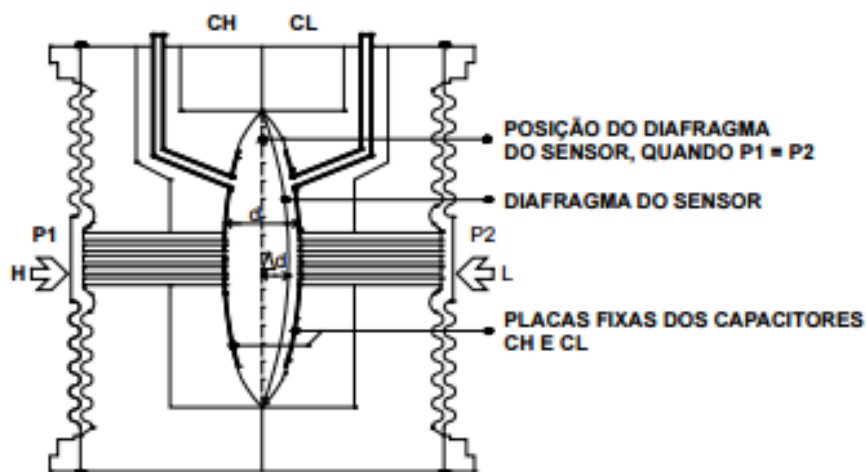


Figura 2.1 – Célula Capacitiva

Onde:

P_1 e P_2 são as pressões aplicadas nas câmaras H e L.

CH = capacitância medida entre a placa fixa do lado de P_1 e o diafragma sensor.

CL = capacitância medida entre a placa fixa do lado de P_2 e o diafragma sensor.

d = distância entre as placas fixas de CH e CL.

Δd = deflexão sofrida pelo diafragma sensor devido à aplicação da pressão diferencial $\Delta P = P_1 - P_2$.

Sabe-se que a capacitância de um capacitor de placas planas de mesma área e paralelas pode ser expressa em função da área (A) das placas e da distância (d) que as separa como:

$$C = \frac{\epsilon \times A}{d}$$

Onde,

ϵ = constante dielétrica do meio existente entre as placas do capacitor.

Se considerar CH e CL como capacitâncias de placas planas de mesma área e paralelas, quando $P_1 > P_2$ tem-se:

$$CH = \frac{\epsilon \times A}{\left(\frac{d}{2}\right) + \Delta d} \quad \text{and} \quad \frac{\epsilon \times A}{\left(\frac{d}{2}\right) - \Delta d} = CL$$

Figura 8.7: Descrição do sensor de pressão fornecida pelo fabricante.

Por outro lado, se a pressão diferencial (P) aplicada à célula capacitiva, não dejetar o diafragma sensor além de $d/4$, podemos admitir P proporcional a d ou seja:

$$\Delta P \propto \Delta d$$

Se desenvolvermos a expressão $(CL - CH) / (CL + CH)$, obteremos:

$$\frac{CL - CH}{CL + CH} = \frac{2\Delta d}{d}$$

como a distância (d) entre as placas fixas de CH e CL é constante, percebe-se que a expressão $(CL - CH) / (CL + CH)$ é proporcional a d e, portanto, à pressão diferencial que se deseja medir.

Conclui-se que, a célula capacitiva é um sensor de pressão constituído por dois capacitores de capacitâncias variáveis, conforme a pressão diferencial aplicada.

Descrição Funcional do Circuito

Refira ao diagrama de blocos da Figura 2.2. A função de cada bloco é descrita abaixo.

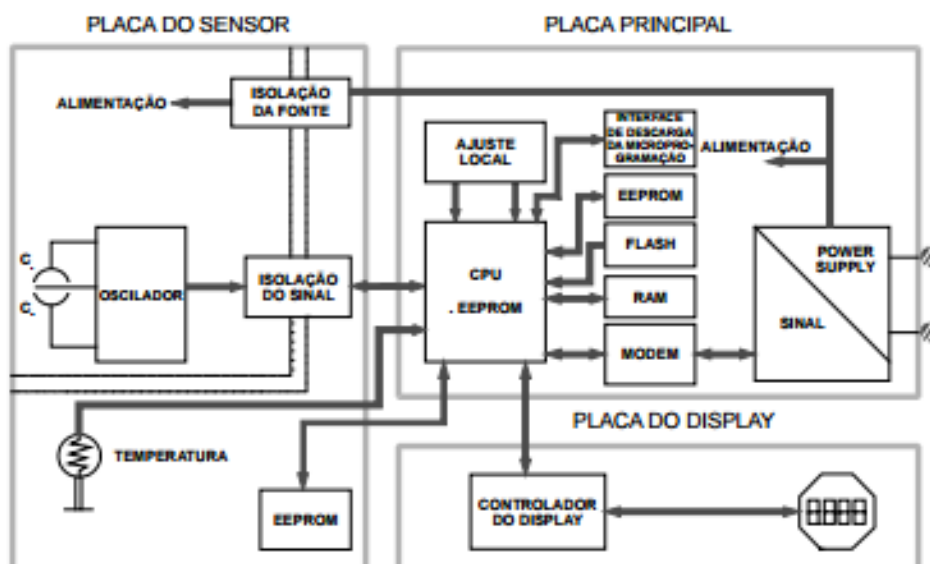


Figura 2.2 – Diagrama de Blocos do Circuito do LD302

Oscilador

Este oscilador gera uma frequência, que é função da capacitância do sensor.

Isolador de Sinais

O sinal de controle da CPU e o sinal do oscilador são isolados para evitar aterramento das malhas.

Unidade Central de Processamento (CPU), RAM, FLASH E EEPROM

A unidade central de processamento (CPU) é a parte inteligente do transmissor, responsável pelo gerenciamento e operação de medida, execução de bloco, auto-diagnose e comunicação.

O programa é armazenado em uma memória FLASH externa. Para armazenamento temporário de dados, a CPU tem uma RAM interna. Caso falte energia, estes dados armazenados na RAM são perdidos.

Figura 8.8: Descrição do circuito do sensor de pressão fornecida pelo fabricante.

Operação

A CPU possui uma memória interna não volátil (EEPROM) onde dados que devem ser retidos são armazenados. Exemplos de tais dados são: calibração, configuração e dados de identificação.

A EEPROM permite 10.000 gravações na mesma posição de memória.

EEPROM

A outra EEPROM está localizada na placa do sensor. Ela contém dados pertencentes às características do sensor para diferentes pressões e temperaturas. Como cada sensor é caracterizado na fábrica os dados gravados são específicos de cada sensor.

A EEPROM no circuito principal retém os parâmetros de configuração.

Modem

O modem monitora a atividade da linha, modula e demodula os sinais de comunicação, insere e apaga o início e o fim dos delimitadores.

Fonte de Alimentação

É obtida da linha da malha para alimentar o circuito do transmissor.

Isolação da Fonte

Somente o sinal da seção de entrada deve ser isolada. A isolação é conseguida convertendo a fonte DC numa fonte AC de alta frequência e separada galvanicamente usando um transformador.

Controlador do Display

Recebe os dados da CPU informando que segmentos do Display de Cristal líquido devem ser ligados.

Ajuste Local

Dois sensores que são ativados magneticamente. Eles podem ser ativados pela chave magnética sem contato mecânico ou elétrico.

Display

O display de cristal líquido pode mostrar uma ou duas variáveis que são selecionáveis pelo usuário. Quando duas variáveis são escolhidas, o display alternará a mostragem entre as duas com um intervalo de 3 segundos.

O display de cristal líquido é constituído por um campo de 4 ½ dígitos numéricos, um campo de 5 dígitos alfanuméricos e um campo de informações, conforme mostrados na Figura 2.3.

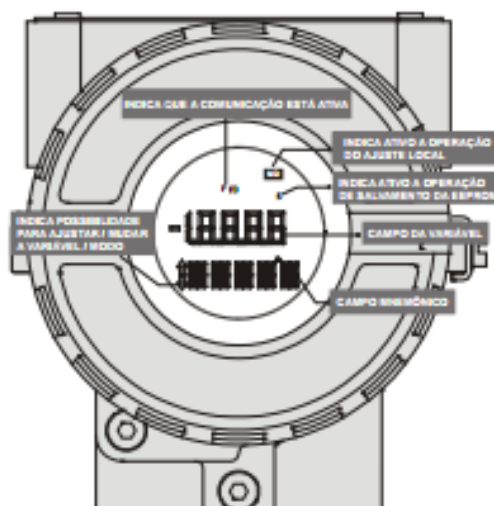


Figura 2.3 – Display

Figura 8.9: Informações do *display* do sensor de pressão fornecidas pelo fabricante.