



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

**Desenvolvimento de um Sistema de
Controle Multivariável em uma
Plataforma Experimental**

Thamiles Rodrigues de Melo

Prof. José Sérgio da Rocha Neto, D.Sc.
Orientador

Prof. Jaidilson Jó da Silva, D.Sc.
Orientador

Campina Grande – PB
Julho de 2016



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Desenvolvimento de um Sistema de Controle Multivariável em uma Plataforma Experimental

Thamiles Rodrigues de Melo

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Prof. José Sérgio da Rocha Neto, D.Sc.
Prof. Jaidilson Jó da Silva, D.Sc.
Orientadores

Campina Grande – PB

Julho - 2016

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M528d Melo, Thamiles Rodrigues de.
Desenvolvimento de um sistema de controle multivariável em uma
plataforma experimental / Thamiles Rodrigues de Melo. – Campina
Grande, 2016.
82 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal
de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.

"Orientação: Prof. D. Sc. José Sérgio da Rocha Neto, Prof. D. Sc.
Jaidilson Jó da Silva".

Referências.

1. Controle Multivariável. 2. Plataforma Experimental. 3. LabVIEW.
I. Rocha Neto, José Sérgio da. II. Silva, Jaidilson Jó da. III. Título.

CDU 621.337.1(043)

**"DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL EM UMA
PLATAFORMA EXPERIMENTAL"**

THAMILES RODRIGUES DE MELO

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 22/07/2016



JOSÉ SÉRGIO DA ROCHA NETO, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



JAIDILSON JOÃO DA SILVA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



ANGELO PERKUSICH, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



SAULO OLIVEIRA DORNELLAS LUIZ, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela minha existência, por me proteger ao longo da minha caminhada e por me fortalecer na fé, para que eu pudesse superar todas as dificuldades encontradas nessa jornada.

Aos meus pais, Edmundo e Maria, e a minha irmã, Thamara, que estiveram ao meu lado em todos os momentos, fazendo dos meus objetivos a sua própria luta.

Aos Profs. José Sérgio e Jaidilson, pela orientação dada ao longo da graduação e do mestrado, fortalecendo ainda mais essa parceria profissional.

Ao Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle (LIEC), pela estrutura física necessária para a realização desse trabalho.

Aos ex-membros e atuais membros do LIEC, especialmente aos amigos Thiago Euzébio e Andrei Campos, por todo empenho e apoio na realização desse trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPgEE - COPELE) da UFCG, pelo suporte administrativo durante o período do mestrado.

Ao CNPq, pelo suporte financeiro ao desenvolvimento dessa dissertação.

E a todos os meus familiares, mestres e demais amigos que participaram dessa trajetória, colaborando para concretização desta etapa em minha vida.

“Ser feliz é reconhecer que vale a pena viver, apesar de todos os desafios e períodos de crise. Ser feliz é deixar de ser vítima dos problemas e se tornar um autor da própria história.”

—FERNANDO PESSOA

Resumo

Nesta Dissertação de Mestrado tem-se por objetivo o desenvolvimento de um sistema de controle multivariável em uma plataforma experimental, dedicada ao estudo do processo de formação de incrustação em tubos industriais. A estimação paramétrica e a validação de modelos matemáticos para a plataforma em estudo são realizadas por meio de métodos de identificação e medidas estatísticas, respectivamente. A estrutura de controle descentralizada e os critérios de emparelhamento de malha são selecionados para a escolha das melhores combinações entrada-saída da plataforma experimental. O projeto dos controladores descentralizados é feito a partir de técnicas de sintonia multivariável sem e com desacoplamento de malhas. Os controladores descentralizados obtidos são avaliados com base em índices de desempenho. A implementação do sistema de controle projetado é realizada por meio de um sistema supervisorio desenvolvido no *software* LabVIEW, para verificar o impacto da incrustação no comportamento vigente da plataforma experimental, e assim, possibilitar a realização de manutenção preditiva.

Palavras-chave: Controle multivariável, Plataforma experimental, LabVIEW.

Abstract

In the Master's Dissertation aims to develop a multivariable control system on an experimental platform, dedicated to the study of the fouling formation process in industrial tubes. The parametric estimation and validation of mathematical models for platform study is done by means of identification methods and statistical measures, respectively. The decentralized control structure and loop pairing criteria are selected for choosing the best input-output combinations of the experimental platform. The design of decentralized controllers is made by means of multivariable tuning techniques without and with decoupling of loops. The decentralized controllers obtained are evaluated based on performance index. The implementation of the designed control system is developed by means of a supervisory system developed in the LabVIEW software, to verify the impact of fouling on the current behavior of the experimental platform, and thus, to allow the accomplishment for predictive maintenance.

Keywords: Multivariable control, Experimental platform, LabVIEW.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivo Geral	2
1.2.1	Objetivos Específicos	2
1.3	Contribuição	3
1.4	Organização do Texto	3
2	Fundamentação Teórica	4
2.1	Processo de Formação de Incrustação	4
2.1.1	Definição	4
2.1.2	Etapas de Formação e Mecanismos Associados	5
2.1.3	Prevenção e Controle	6
2.2	Sistema de Controle Multivariável	8
2.2.1	Definição	8
2.2.2	Controle Descentralizado	10
2.2.3	Controle com Desacoplamento	12
2.2.4	Estabilidade em Malha Fechada	14
3	Plataforma Experimental	16
3.1	Descrição da Planta	16
3.1.1	Características Estruturais	16
3.1.2	Processamento da Informação	21
3.2	Estrutura de Controle Proposta	22
3.2.1	Classificação das Variáveis	22
3.2.2	Caracterização das Restrições de Controle	23
4	Modelagem do Sistema e Análise de Interação	24
4.1	Obtenção de Modelos do Sistema Multivariável	24
4.1.1	Testes Realizados	25
4.1.2	Identificação de Parâmetros dos Modelos	27

4.1.3	Validação dos Modelos	30
4.2	Critérios de Emparelhamento de Malha	32
4.2.1	Critérios Seleccionados	32
4.2.2	Cálculo dos Critérios	36
5	Projeto e Implementação do Sistema de Controle	37
5.1	Projeto dos Controladores e Análise de Desempenho	37
5.1.1	Técnicas de Sintonia Multivariável sem Desacoplamento	38
5.1.2	Técnicas de Sintonia Multivariável com Desacoplamento	41
5.1.3	Índices de Desempenho	44
5.1.4	Projeto e Simulação no <i>software</i> MATLAB	45
5.2	Implementação do Sistema de Controle Multivariável	45
5.2.1	Programação no <i>software</i> STEP 7-Micro/WIN	46
5.2.2	Programação no <i>software</i> LabVIEW	48
5.2.3	Procedimento Experimental	51
6	Resultados e Discussão	53
6.1	Identificação e Validação dos Modelos FOPDT	53
6.2	Cálculo das Matrizes RGA, RNGA, ERGA, RDG e do Número-RGA	57
6.3	Projeto e Análise dos Controladores Descentralizados	59
6.4	Simulação do Gabarito Temporal	60
6.5	Curvas Experimentais de Vazão, Pressão e Sinais de Comando	62
7	Considerações Finais	67
7.1	Conclusões	67
7.2	Trabalhos Futuros	68
	Referências Bibliográficas	73
	Apêndice A - Modelagem dos processos FOPDT da matriz da planta	74
	Apêndice B - Modelagem dos processos SOPDT da matriz da planta	79
	Apêndice C - Trabalhos submetidos/publicados em anais de congressos	81

Lista de Figuras

2.1	Ocorrência do fenômeno de incrustação:(a) representada em uma seção transversal de um tubo industrial (Adaptado de: Silva <i>et al.</i> [1]); (b) detectada em uma tubulação de transporte de água.	5
2.2	Representação em diagrama de blocos das etapas de formação da camada depositante em tubulações e de alguns fatores relacionados.	6
2.3	Fotografia cedida pela Petrobrás de um PIG instrumentado, para um tubo com diâmetro de 14" [2].	7
2.4	Representação em diagrama de blocos dos sistema SISO e MIMO.	9
2.5	Representação em diagrama de blocos da estrutura de controle de um sistema TITO com emparelhamento 1-1/2-2.	11
2.6	Representação em diagrama de blocos da estrutura de controle de um sistema TITO com emparelhamento 1-2/2-1.	11
2.7	Representação em diagrama de blocos de um sistema de controle TITO com desacoplamento.	13
2.8	Representação das bandas de Gershgorin de uma malha de controle genérica em um sistema MIMO (Adaptado de: Chen e Seborg [3]).	15
3.1	Plataforma experimental: (a) fotografia do sistema em estudo; (b) planta baixa.	17
3.2	Sensores utilizados na plataforma: (a) sensor de vazão por turbinas (<i>Signet</i> , mod. 2100) e o respectivo transmissor(<i>Signet</i> , mod. 8550-1); (b) sensor de pressão do tipo <i>Strain Gauge</i> (<i>Ashcroft</i> , mod. 2274 XAO); (c) sensor de temperatura do tipo semiconductor (<i>National Semiductor</i> , mod. LM35 TO-92).	19
3.3	Atuadores utilizados na plataforma: (a) válvula de controle completa (Belimo, mod. NVF24-MTF-E-US); (b) principais partes da válvula de controle <i>sliding-stem</i> tipo globo sede simples [4].	19
3.4	Atuadores utilizados na plataforma: (a) inversor de frequência (WEG, mod. CFW-08); (b) motor bomba (KSB, mod. P 500T).	20

3.5	Controle na plataforma: (a) representação do acionamento de uma lâmpada a partir da execução de um programa em linguagem <i>Ladder</i> (Adaptado de: Mecatrônica Atual [5]); (b) fotografia da CPU 226 e do módulo EM 235 (<i>Siemens</i> , mod. S7-200).	21
4.1	Representação em diagrama de blocos do teste com base na resposta ao degrau do sistema.	25
4.2	Representação em diagrama de blocos do teste com base no ponto crítico do sistema.	26
4.3	Representação em diagrama de blocos do método da resposta em frequência.	29
4.4	Curva referente à energia efetiva de $G_{p_{ij}}(j\omega)$, com a frequência de corte $\omega_{B,ij}$ indicada [6].	34
5.1	Margens de estabilidade: (a) linha reta r_n , ângulo α e distância ℓ ; (b) linha reta r_g , ângulo α_g e distância ℓ_g (Adaptado de: Euzébio [7]).	39
5.2	Representação em diagrama de blocos da equivalência entre um sistema MIMO de ordem $n \times n$ e os sistemas SISO baseados em EOPs.	41
5.3	Fluxograma do procedimento iterativo do método baseado em EOP (Adaptado de: Euzébio [7]).	42
5.4	Representação do programa principal desenvolvido na linguagem <i>Ladder</i> no CLP.	46
5.5	Sub-rotinas no CLP usando a linguagem <i>Ladder</i> : (a) monitoramento das entradas analógicas; (b) acionamento das saídas analógicas.	47
5.6	Diagrama de blocos da aba de controle multivariável (2×2) na IHM implementada no LabVIEW.	49
5.7	Parte removível do tubo principal:(a) tubo limpo; (b) tubo incrustado (nível 1);(c) tubo incrustado (nível 2).	51
5.8	Curva Pressão <i>versus</i> Vazão tomada como referência para investigação dos valores de referência no sistema multivariável.	52
6.1	Gráfico referente à resposta ao degrau do processo <i>Vazão-Tensão</i>	53
6.2	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido para esse processo, a partir do método dos mínimos quadrados.	54
6.3	Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos do processo <i>Vazão-Tensão</i>	54
6.4	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido para esse processo, a partir do método da resposta em frequência.	55
6.5	Análise do Número-RGA em uma faixa de frequência, a partir dos modelos FOPDT da matriz da planta com base no teste do ponto-crítico - relé-pulso.	58

6.6	Resposta ao degrau unitário no rastreamento de <i>set-point</i> para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PI.	60
6.7	Resposta ao degrau unitário no rastreamento de <i>set-point</i> para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PID (sem desacoplamento).	61
6.8	Resposta ao degrau unitário no rastreamento de <i>set-point</i> para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PID (com desacoplamento).	61
6.9	Tela da IHM implementada no <i>software</i> LabVIEW, durante a execução de um teste na aba de controle multivariável.	63
6.10	Vazão e pressão medidas - caso tubo limpo.	64
6.11	Vazão média e pressão média - caso tubo incrustado.	64
6.12	Sinal de comando corrente para diferentes níveis de incrustação no tubo pertencente ao sistema multivariável.	65
6.13	Sinal de comando tensão para diferentes níveis de incrustação no tubo pertencente ao sistema multivariável.	65
1	Gráfico referente à resposta ao degrau da malha <i>Vazão-Corrente</i>	74
2	Gráfico referente à resposta ao degrau da malha <i>Pressão-Tensão</i>	74
3	Gráfico referente à resposta ao degrau da malha <i>Pressão-Corrente</i>	75
4	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha <i>Vazão-Corrente</i>	75
5	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha <i>Pressão-Tensão</i>	75
6	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha <i>Pressão-Corrente</i>	76
7	Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha <i>Vazão-Corrente</i>	76
8	Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha <i>Pressão-Tensão</i>	76
9	Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha <i>Pressão-Corrente</i>	77
10	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha <i>Vazão-Corrente</i>	77
11	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha <i>Pressão-Tensão</i>	77
12	Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha <i>Pressão-Corrente</i>	78

Lista de Tabelas

4.1	Valores do Coeficiente de Theil e Decomposições.	31
5.1	Regras de Sintonia para o Método BLT.	38
5.2	Regras de Sintonia para o Método IMC Generalizado.	40
5.3	Regras de Sintonia para o Método de Chen e Seborg.	43
5.4	Regras de Sintonia para o Método NDT.	44
6.1	Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p11} (s) (<i>Vazão-Tensão</i>) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.	56
6.2	Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p12} (s) (<i>Vazão-Corrente</i>) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.	56
6.3	Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p21} (s) (<i>Pressão-Tensão</i>) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.	56
6.4	Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p22} (s) (<i>Pressão-Corrente</i>) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.	57
6.5	Parâmetros dos controladores PI descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (sem desacoplamento).	59
6.6	Parâmetros dos controladores PID descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (sem desacoplamento).	59
6.7	Parâmetros dos controladores PID descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (com desacoplamento).	59
1	Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p11} (s) (<i>Vazão-Tensão</i>) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.	79
2	Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p12} (s) (<i>Vazão-Corrente</i>) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.	79
3	Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p21} (s) (<i>Pressão-Tensão</i>) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.	80
4	Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p22} (s) (<i>Pressão-Corrente</i>) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.	80

Lista de Siglas

- BLT – *Biggest Log Modulus Tuning*
CLP – Controlador Lógico Programável
CPU – *Central Processing Unit*
EOP – *Effective Open-loop Process*
ERGA – *Effective Relative Gain Array*
FOPDT – *First Order Plus Dead Time*
GM – *Gain Margin*
IAE – *Integral Absolute Error*
IHM – *Interface Homem-Máquina*
IMC – *Internal Model Control*
ISE – *Integral Square Error*
LabVIEW – *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*
LED – *Light Emitting Diode*
LPM – Litros por Minuto
LSE – *Least-Squares Estimation*
MIMO – *Multi-Input Multi-Output*
OPC – *OLE for Process Control*
NA – Contato normalmente aberto na linguagem *Ladder*
NDT – *Non-Dimensional Tuning*
NF – Contato normalmente fechado na linguagem *Ladder*
PI – Proporcional-Integral
PID – Proporcional-Integral-Derivativo
PIG – *Pipeline Inspection Gauge*
PM – *Phase Margin*
RDG – *Relative Disturbance Gain*
RGA – *Relative Gain Array*
RNGA – *Relative Normalized Gain Array*
SISO – *Single-Input Single-Output*
SOPDT – *Second Order Plus Dead Time*

TITO – *Two-Input Two-Output*

ZN – *Ziegler-Nichols*

Lista de Símbolos

ω – Frequência angular

s – Frequência complexa ao aplicar-se a Transformada de Laplace

U – Coeficiente de Theil

U_b – Decomposição do coeficiente de Theil, referente ao desvio

U_v – Decomposição do coeficiente de Theil, referente à variância

U_c – Decomposição do coeficiente de Theil, referente à covariância

$u(t)$ – Sinal de entrada no domínio do tempo

$y(t)$ – Sinal de saída no domínio do tempo

$y_r(t)$ – Sinal de referência no domínio do tempo

$e(t)$ – Sinal de erro do controlador no domínio do tempo

$\mathbf{U}(s)$ – Vetor do sinal de entrada no domínio da frequência complexa

$\mathbf{Y}(s)$ – Vetor do sinal de saída no domínio da frequência complexa

$\mathbf{Y}_r(s)$ – Vetor do sinal de referência no domínio da frequência complexa

$\mathbf{E}(s)$ – Vetor do sinal de erro do controlador no domínio da frequência complexa

$V(s)$ – Sinal de tensão representado no domínio da frequência complexa

$I(s)$ – Sinal de corrente representado no domínio da frequência complexa

$Q(s)$ – Sinal de vazão representado no domínio da frequência complexa

$P(s)$ – Sinal de pressão representado no domínio da frequência complexa

$Q_r(s)$ – Sinal de referência de vazão representado no domínio da frequência complexa

$P_r(s)$ – Sinal de referência de pressão representado no domínio da frequência complexa

κ – Quociente de interação na matriz RGA de ordem 2×2

β_j – Ganho que compõe a matriz RDG

K_{C_i} – Ganho proporcional do controlador descentralizado

T_{I_i} – Constante de tempo integral do controlador descentralizado

T_{D_i} – Constante de tempo derivativo do controlador descentralizado

Λ – Matriz RGA

\mathbf{K} – Matriz de ganho de estado estacionário

\mathbf{K}_d – Matriz diagonal de ganho de estado estacionário

\mathbf{d} – Efeito do distúrbio

Φ – Matriz RNGA

\mathbf{K}_N – Matriz de ganho normalizado

Ψ – Matriz ERGA

\mathbf{E} – Matriz de ganho efetivo

Ω – Matriz de largura de banda

Λ_d – Matriz RDG

\mathbf{T}_{ar} – Matriz de tempo de residência médio

$\mathbf{G}_p(s)$ – Matriz da planta multivariável

$\mathbf{G}_c(s)$ – Matriz dos controladores descentralizados

$\mathbf{D}(s)$ – Matriz de desacoplamento

$\mathbf{T}(s)$ – Matriz da planta desacoplada

\mathbf{I} – Matriz identidade

K_{ij} – Ganho dos modelos FOPDT e SOPDT na posição ij na matriz da planta

L_{ij} – Atraso de transporte dos modelos FOPDT e SOPDT na posição ij na matriz da planta

τ_{ij} – Constante de tempo do modelo FOPDT na posição ij na matriz da planta

τ_{1ij} – Primeira constante de tempo do modelo SOPDT na posição ij na matriz da planta

τ_{2ij} – Segunda constante de tempo do modelo SOPDT na posição ij na matriz da planta

$\hat{\theta}_N^{LS}$ – Vetor de parâmetros do modelo a ser estimado pelo método LSE

$\varphi^T(t)$ – Vetor de regressores no método LSE

$V_N(\theta, Z^N)$ – Função de custo associada à estimação pelo método LSE

Capítulo 1

Introdução

Nesta dissertação de mestrado, vinculada à linha de pesquisa do Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Campina Grande, é apresentado o projeto e a implementação de um sistema de controle multivariável para uma plataforma experimental, aprofundando a investigação sobre as grandezas físicas relacionadas ao fenômeno de incrustação em processos industriais.

1.1 Motivação

Um grave problema presente em sistemas de transporte fluídico industriais é o acúmulo de materiais orgânicos e/ou inorgânicos em suspensão no fluido ao longo da superfície interna do tubo. Este processo de deposição de materiais indesejados, também denominado de *processo de formação de incrustação*, gera grandes preocupações para o operador quanto ao funcionamento e a vida útil da planta industrial. Com o tempo, essas incrustações vão diminuindo o diâmetro interno do tubo, que conseqüentemente, afetam a pressão interna da tubulação. Com isso, as ações periódicas de manutenção tornam-se necessárias, como trocas de tubos e abertura de equipamentos para limpeza [8–10].

Ao longo dos anos, as indústrias contabilizaram grandes perdas econômicas decorrentes de processos incrustantes, afetando os custos de produção por unidade, principalmente no que tange à operação e manutenção dos equipamentos e tubos. No caso da indústria petrolífera, os compostos constituintes do petróleo bruto, ao serem encontrados em concentrações superiores ao limite de solubilidade no fluido, causam por exemplo, obstrução no reservatório de óleo e no poço, prejudicando assim o fluxo do fluido [11, 12].

Os custos relacionados às incrustações de petróleo são elevados devido a provocarem drástico declínio nas linhas de produção e resultarem em graves riscos de segurança do processo industrial. Por isso, a preocupação com incrustações direcionou uma grande esforço de pesquisa e desenvolvimento para as indústrias, procurando-se desenvolver me-

didadas preditivas e preventivas por meio do conhecimento dos mecanismos e os fatores associados à incrustação, como variações na vazão, na pressão e na temperatura em tubos [11, 12].

Em 2013, a Petrobrás investiu na utilização de um equipamento magnético de fundo de poço para reduzir a necessidade de intervenções para remoção de incrustação no campo de Serraria, localizado no ativo de Produção do Alto do Rodrigues, da Unidade Operacional do Rio Grande do Norte e Ceará (UO-RNCE). Os resultados obtidos com este equipamento já trouxeram uma economia de cerca de 185 mil dólares para o ativo e sua aplicação no pré-sal está sendo estudada [13].

Os processos industriais, como por exemplo os sistemas petrolíferos, caracterizam-se por apresentar uma natureza multivariável, ou seja, são compostos por múltiplas entradas e múltiplas saídas que configuram sistemas do tipo *Multi-Input Multi-Output* (MIMO). Especificamente, se estes processos possuem duas entradas e duas saídas, então os mesmos podem ser denominados como sistemas *Two-Input Two-Output* (TITO). Além disso, muitos sistemas MIMO podem ser tratados como vários subsistemas TITO na prática [14].

Em geral, os sistemas multivariáveis são mais difíceis de controlar devido à existência de interações entre as variáveis de entrada e de saída em cada malha de controle. Então, muitos problemas associados ao controle multivariável são resolvidos por meio da aplicação da *teoria de controle descentralizado*.

Neste tipo de controle são utilizadas técnicas de projeto de sistemas *Single-Input Single-Output* (SISO) no emparelhamento de variáveis manipuladas (ou seja, sinais de entrada da planta sobre controle) e variáveis do processo (ou seja, sinais de saída da planta sobre controle). Esta abordagem apresenta vantagens no controle de processos industriais, tais como a flexibilidade na operação, a tolerância a falhas e o uso de poucos parâmetros para sintonizar os controladores [15, 16].

1.2 Objetivo Geral

Nesta dissertação tem-se como objetivo geral desenvolver um sistema de controle multivariável para uma plataforma experimental dedicada ao estudo do fenômeno de incrustação, de forma a monitorar e controlar as grandezas físicas vazão e pressão.

1.2.1 Objetivos Específicos

Com esta dissertação pretende-se:

- modelar, identificar e validar o sistema multivariável que caracteriza a plataforma experimental;
- estudar a estrutura de controle descentralizada para um sistema do tipo TITO;

- selecionar as principais estratégias de controle e técnicas de sintonia multivariável existentes;
- fazer o projeto e a análise de desempenho dos controladores descentralizados;
- implementar a estrutura de controle proposta para a plataforma experimental.

1.3 Contribuição

A principal contribuição nesta dissertação de mestrado é a utilização de uma abordagem multivariável no projeto e na implementação de um sistema de controle de vazão e de pressão, para verificar o impacto da incrustação no comportamento vigente da plataforma experimental, e assim, possibilitar a realização de manutenção preditiva.

1.4 Organização do Texto

Neste Capítulo foi realizada uma breve introdução e foram apresentados a motivação e o objetivo definido na dissertação. As principais características do processo de formação de incrustação e da estrutura de controle descentralizada para um sistema TITO estão apresentadas no Capítulo 2. A descrição da plataforma experimental e a formulação do problema de controle estão apresentadas no Capítulo 3. A modelagem do sistema TITO em estudo e os critérios de emparelhamento de malha escolhidos estão apresentados no Capítulo 4. O projeto dos controladores descentralizados e a implementação do sistema de controle proposto estão apresentados no Capítulo 5. Os resultados e as discussões, bem como as considerações finais nesta dissertação de mestrado estão apresentadas nos Capítulos 6 e 7, respectivamente.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Durante a elaboração desta dissertação de mestrado, foi realizada uma pesquisa bibliográfica sobre o fenômeno de incrustação em processos industriais, bem como uma revisão da literatura a respeito dos tipos de sistemas de controle multivariáveis propostos para esses processos.

2.1 Processo de Formação de Incrustação

A investigação sobre o processo de formação de incrustação é essencial na compreensão das limitações físicas dos sistemas de transporte fluídico industriais e na busca de melhores condições para o escoamento do fluido.

2.1.1 Definição

A deposição e o acúmulo de materiais indesejados, como produtos de corrosão, microorganismos, partículas inorgânicas e macromoléculas, na superfície interna das tubulações e dos equipamentos, caracterizam o fenômeno de incrustação [10].

Sais, como carbonato de cálcio (CaCO_3) e sulfato de bário (BaSO_4), podem precipitar nessa superfície em função de fatores químicos (como por exemplo, a concentração do soluto) ou fatores físicos (tais como variações nas grandezas físicas vazão, pressão e temperatura). Logo, a incrustação apresenta-se sob a forma de uma camada não uniforme de sais, óxidos e hidróxidos sobre a superfície metálica. Essa deposição irregular pode gerar o processo de corrosão devido à diferença de potencial eletroquímico ou pelo superaquecimento do metal [10].

Um esboço de uma seção transversal de um tubo industrial está ilustrado na Fig. 2.1(a), onde a incrustação refere-se ao aumento da camada depositante. Já na Fig. 2.1(b), é apresentada uma fotografia de uma tubulação de transporte de água.

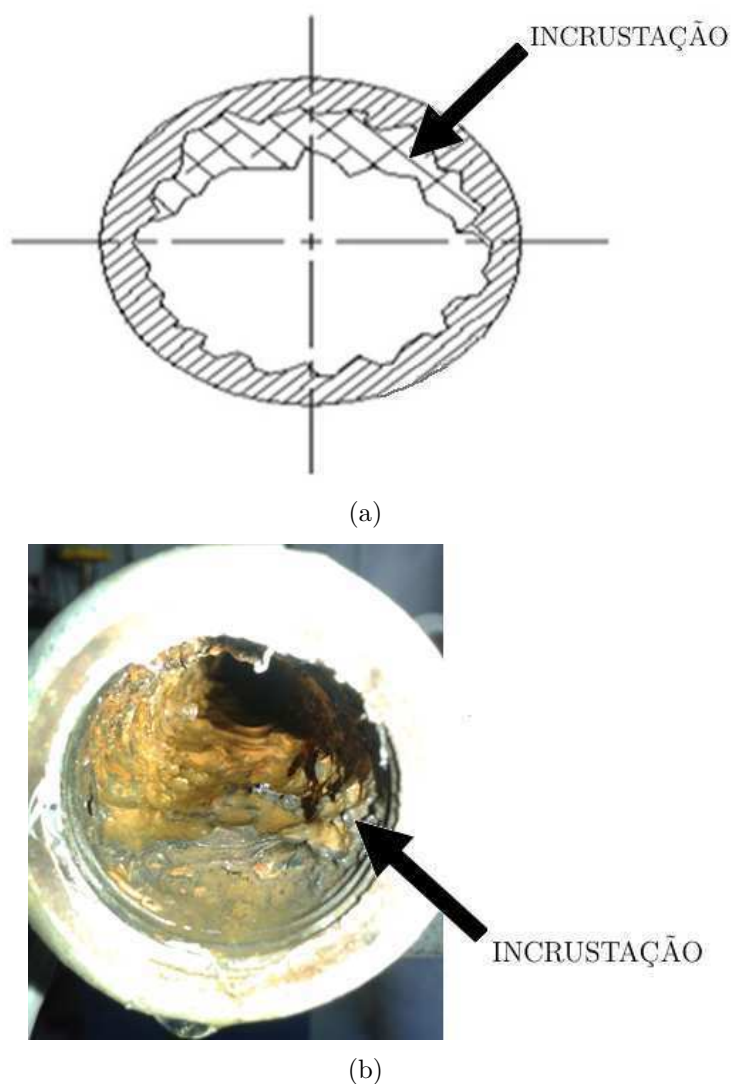


Figura 2.1 Ocorrência do fenômeno de incrustação:(a) representada em uma seção transversal de um tubo industrial (Adaptado de: Silva *et al.* [1]); (b) detectada em uma tubulação de transporte de água.

2.1.2 Etapas de Formação e Mecanismos Associados

Segundo Salvador [10], as etapas de formação da camada depositante em tubulações são dadas a seguir:

1. *íons em solução*: mudanças termodinâmicas na fase aquosa deslocam o equilíbrio químico no sentido de formação de sais inorgânicos insolúveis, podendo se formar no reservatório, no poço, nas linhas flexíveis e nos equipamentos.
2. *supersaturação da solução*: solução que contém a máxima quantidade de soluto dissolvido nas mesmas condições de temperatura, pressão, agitação, etc., além da contribuição de fatores como evaporação, concentração e mistura de águas incompatíveis (no caso, mistura da água de injeção com a água existente na formação em campos de petróleo).

3. *nucleação*: é a formação inicial da incrustação na ocorrência da precipitação de sais, causada por influência de paredes de tubos especialmente corroídas e presença de micro-organismos, bolhas de gás e partículas em suspensão.
4. *crescimento de cristais e adesão*: com a formação de um núcleo estável na etapa anterior, há a deposição de material sobre os íons, ocorrendo então o processo de crescimento de cristal.

Na Fig. 2.2 pode-se observar as etapas do processo de formação da camada depositante representadas em um diagrama de blocos [2].

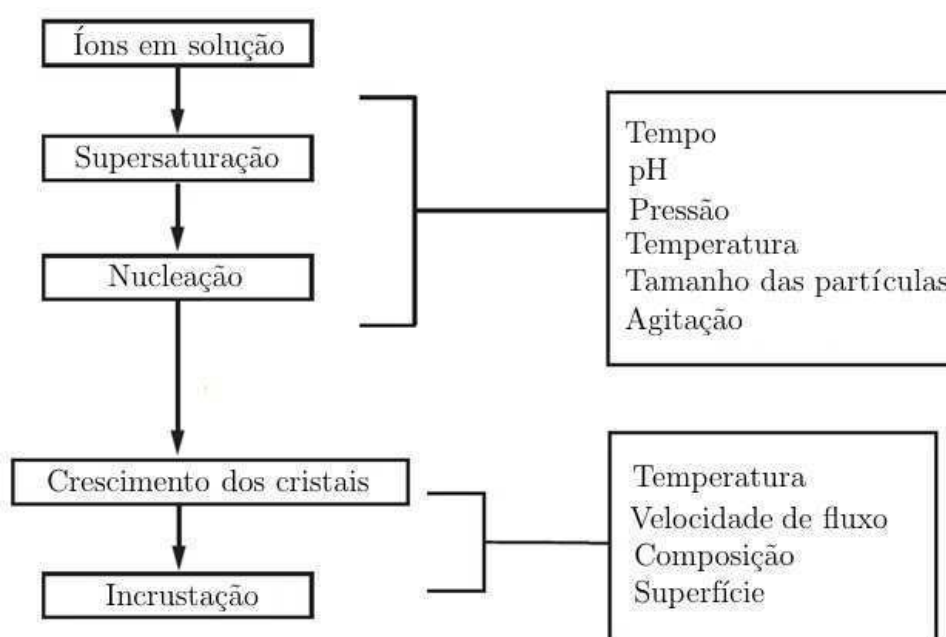


Figura 2.2 Representação em diagrama de blocos das etapas de formação da camada depositante em tubulações e de alguns fatores relacionados.

Quanto aos mecanismos associados, pode-se dar destaque à sedimentação de sólidos em suspensão, a cristalização/solidificação do material incrustante, o efeito da solubilidade, as reações químicas, o crescimento biológico de microorganismos e o efeito interfacial na superfície dos tubos.

2.1.3 Prevenção e Controle

A solução baseada na prevenção e no controle do fenômeno de incrustação analisa o potencial de adesão das partículas presentes no meio, bem como o comportamento das variáveis operacionais envolvidas no escoamento do fluido, tais como as composições de fluxo e as variações da vazão, pressão temperatura.

Segundo Salvador [10] e Mansoori [12], os procedimentos a serem adotados na prevenção e no controle do fenômeno de incrustação são: remoção de elementos poten-

cialmente incrustantes, aplicação de inibidores de incrustação, controle das condições termodinâmicas e controle do fluxo.

Remoção de elementos potencialmente incrustantes

Um dos dispositivos utilizados pela Petrobrás para a limpeza e inspeção interna dos tubos é denominado *Pipeline Inspection Gauge* (PIG) instrumentado [17], conforme a Fig. 2.3.



Figura 2.3 Fotografia cedida pela Petrobrás de um PIG instrumentado, para um tubo com diâmetro de 14" [2].

Quanto ao princípio de funcionamento do PIG instrumentado, um campo magnético é aplicado sobre a superfície do tubo de interesse. Os sensores, colocados na parte central deste campo, monitoram de forma contínua o fluxo magnético e detectam a fuga do magnetismo proveniente de discontinuidades volumétricas, especialmente devido à presença de incrustação. Este dispositivo se desloca no interior dos tubos de forma autônoma, impulsionados pelo próprio fluido. Além disso, ele é capaz de armazenar os registros da operação em curso para análise e avaliação posteriores [18].

Aplicação de inibidores de incrustação

Os inibidores são produtos químicos que interferem na formação de incrustação, podendo agir na precipitação e impedindo parcialmente ou completamente a extensão deste fenômeno. O mecanismo de atuação destes produtos é determinado pela natureza química, bem como pelas propriedades da solução a ser tratada.

As classes químicas dos inibidores mais utilizados na indústria do petróleo são os polímeros, fosfonatos, policarboxilato, poliácido e sulfonato. Segundo Rosa [19] duas famílias de inibidores de incrustação verdes, denominados de poliaminoácidos e polissacarídeos carboxilados, têm sido desenvolvidos para atender às demandas ambientais.

Controle das condições termodinâmicas

O desequilíbrio químico, que é provocado pelas mudanças termodinâmicas do fluido (por exemplo, pH, pressão, temperatura, agitação), e a mistura de poços, que apresenta diferentes composições de água produzida, fazem espécies insolúveis aparecerem, potencializando assim a precipitação. Desta forma, o controle da ocorrência de incrustações pode ser realizado, pois será possível identificar os poços mais críticos e aplicar os tratamentos corretivos e preventivos mais adequados.

Controle do fluxo

O fenômeno de incrustação e sua taxa de crescimento devem ser estudados para poder prever o período de tempo em que ocorre o bloqueio completo da tubulação para um certo material incrustante. Esta fase é função da natureza deste material e de outras variáveis, como pressão, temperatura, composição do fluxo e a velocidade do fluido, associada à vazão.

Logo, o monitoramento de um sistema de transporte fluídico baseado nas variáveis de processo de incrustação é uma das soluções consideradas para a redução e a prevenção deste fenômeno, de forma a entender e quantificar o papel das várias condições operacionais no sistema com incrustação [12].

Nesta dissertação, o controle do fluxo é o método adotado para a análise do fenômeno de incrustação em sistemas de transporte fluídico industriais. Por isso, uma breve abordagem sobre o controle de sistemas de natureza multivariável está apresentada na Seção 2.2.

2.2 Sistema de Controle Multivariável

Em geral, o controle de sistemas multivariáveis é considerado como uma atividade não-trivial devido ao acoplamento de malhas de controle, isto é, uma alteração no ponto de operação de uma malha resulta em um distúrbio nas demais malhas acopladas. Dessa forma, a seleção de uma estrutura de controle para este tipo de sistema, associada à aplicação de estratégias de controle adequadas, possibilita que a planta opere sob condições nominais, levando em consideração sua natureza multivariável.

2.2.1 Definição

Os sistemas multivariáveis, também denominados como sistemas MIMO, são sistemas que apresentam mais que uma variável de entrada e mais que uma variável de saída. A principal diferença entre um sistema SISO e um sistema MIMO é a presença de *combinações* (ou direções) no sistema.

As combinações são presentes em vetores e matrizes, que compõem os sistemas MIMO, mas não em escalares, que caracterizam os sistemas SISO (Fig. 2.4). No entanto, a maioria das ideias e técnicas apresentadas para sistemas monovariáveis podem ser estendidas para sistemas multivariáveis [20].

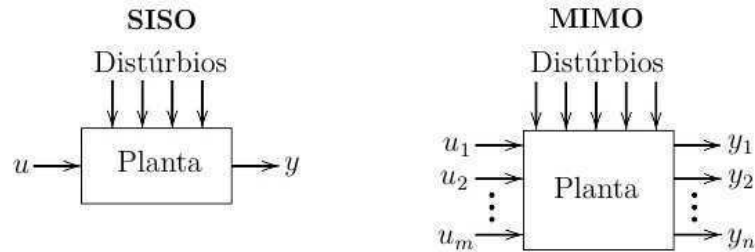


Figura 2.4 Representação em diagrama de blocos dos sistemas SISO e MIMO.

Assim, considere-se um sistema multivariável com m entradas e n saídas. A representação matricial deste sistema no domínio da frequência complexa s é dada de acordo com a Eq. (2.1).

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{G}_p(s)\mathbf{U}(s)$$

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{p11}(s) & G_{p12}(s) & \dots & G_{p1m}(s) \\ G_{p21}(s) & G_{p22}(s) & \dots & G_{p2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{pn1}(s) & G_{pn2}(s) & \dots & G_{pnm}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_m(s) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde: $\mathbf{Y}(s)$ é o vetor de saída que representa um conjunto de variáveis de processo $Y_1(s), Y_2(s), \dots, Y_n(s)$, com ordem $n \times 1$; $\mathbf{U}(s)$ é o vetor de entrada que representa um conjunto de variáveis manipuladas $U_1(s), U_2(s), \dots, U_m(s)$, com ordem $m \times 1$; e $\mathbf{G}_p(s)$ é a matriz de função de transferência da planta, com ordem $n \times m$.

No sistema multivariável, se for feita uma alteração em uma das entradas e esta afetar as demais saídas, então existe uma *interação* entre as entradas e as saídas do sistema. A interação determina o grau de acoplamento do sistema multivariável, sendo designada como:

- *fracamente acoplado ou sem acoplamento*, quando a entrada u_1 só afeta a saída y_1 ; u_2 só afeta y_2 , e assim por diante;
- *fortemente acoplado*, quando a alteração em uma entrada u_i , com $i = 1, \dots, m$, afeta todas as saídas do sistema, ou seja, y_1, y_2, \dots, y_n . Se o efeito da variável manipulada for maior do que os demais existentes na planta, então o acoplamento apresenta *dominância* no sistema [21].

Então, um *sistema de controle multivariável* pode ser tratado como um sistema de controle que envolve diversas variáveis manipuladas e variáveis de processo, no intuito de atenuar as interferências causadas pela interação entre as malhas de controle.

O controle multivariável tem as seguintes vantagens e desvantagens [22]:

- *vantagens*: a redução da variabilidade no processo, que proporciona energia e economia de matérias-primas, melhor qualidade e menos perdas de produção; a operação mais próxima de restrições, para atingir uma maior eficiência e rentabilidade da produção.
- *desvantagens*: dificuldade na implementação dos controladores e no controle de camadas reguladoras; susceptível às alterações do processo pelo operador e aos distúrbios.

Tipicamente, os problemas de controle multivariável são analisados a partir de três abordagens distintas [23]:

- *controle descentralizado*, que utiliza múltiplos controladores na estrutura de controle, um para cada variável a ser controlada na planta;
- *controle com desacoplamento*, baseado na inclusão de pré-compensadores na planta, a fim de neutralizar a interação entre as malhas de controle;
- *controle centralizado*, no qual o controlador trabalha como único bloco para controlar os diferentes sinais da planta.

Devido ao controle centralizado de sistemas multivariáveis ser uma tarefa complexa na área de controle de processos, o controle descentralizado e o controle com desacoplamento são as estratégias de controle mais adotadas na prática. Por isso, nesta dissertação esses dois tipos de controle multivariável foram escolhidos, conforme abordados nas Subseções 2.2.2 e 2.2.3, respectivamente.

2.2.2 Controle Descentralizado

Para simplificar a análise e a síntese dos controladores, os problemas associados ao controle multivariável são resolvidos a partir do controle descentralizado, que utiliza técnicas de projeto de sistemas do tipo SISO no emparelhamento de variáveis manipuladas e variáveis de processo [15].

Inicialmente, as configurações da estrutura de controle descentralizada para um sistema TITO são apresentadas, conforme observado nas Figs. 2.5 e 2.6. Em ambas configurações, a matriz dos controladores descentralizados $\mathbf{G}_c(s)$ produz a variável manipulada $\mathbf{U}(s) = [U_1(s) \ U_2(s)]^T$ para atuar na matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, com o objetivo de tornar a variável de processo $\mathbf{Y}(s) = [Y_1(s) \ Y_2(s)]^T$ igual à referência $\mathbf{Y}_r(s) = [Y_{r1}(s) \ Y_{r2}(s)]^T$.

Na Fig. 2.5, o controlador $\mathbf{G}_{c_1}(s)$ tem como entrada o erro $E_1(s) = Y_{r_1}(s) - Y_1(s)$, enquanto que o controlador $\mathbf{G}_{c_2}(s)$ tem como entrada o erro $E_2(s) = Y_{r_2}(s) - Y_2(s)$. Esta configuração pode ser referenciada como uma estrutura de controle com emparelhamento 1-1/2-2.

Se esta configuração provocar instabilidade em malha fechada ou dificultar a sintonia dos controladores descentralizados, então uma estratégia alternativa é fazer o controlador $\mathbf{G}_{c_1}(s)$ ter como entrada o erro $E_1(s) = Y_{r_2}(s) - Y_2(s)$ e o controlador $\mathbf{G}_{c_2}(s)$ ter como entrada o erro $E_2(s) = Y_{r_1}(s) - Y_1(s)$ [24].

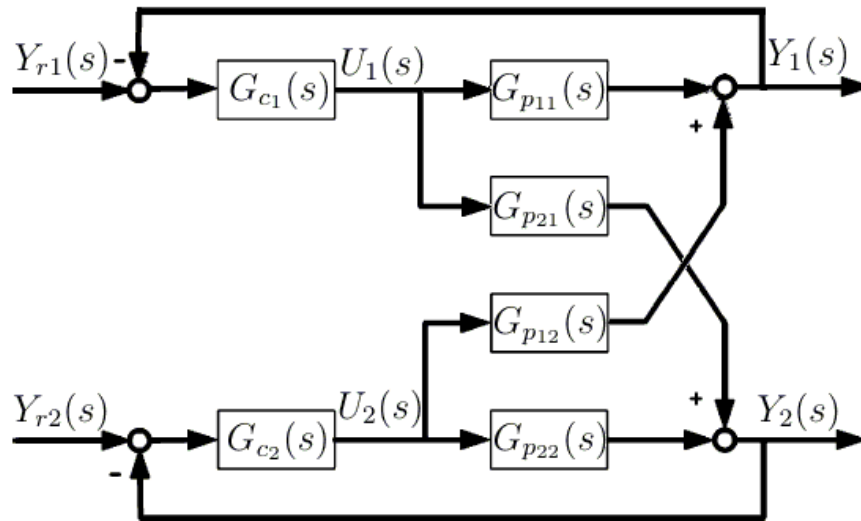


Figura 2.5 Representação em diagrama de blocos da estrutura de controle de um sistema TITO com emparelhamento 1-1/2-2.

Assim, a configuração presente na Fig. 2.6 pode ser referenciada como uma estrutura de controle com emparelhamento 1-2/2-1 [24].

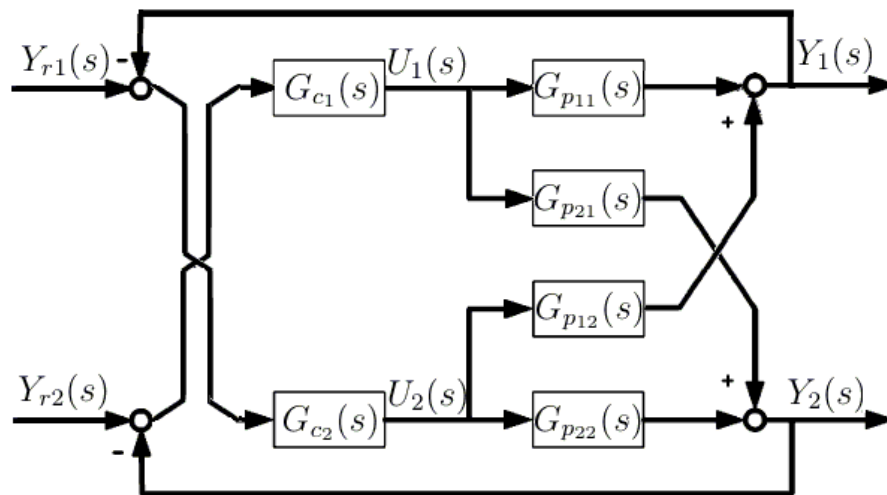


Figura 2.6 Representação em diagrama de blocos da estrutura de controle de um sistema TITO com emparelhamento 1-2/2-1.

De forma genérica, a matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$ pode ser expressa pela Eq. (2.2).

$$\mathbf{G}_p(s) = \begin{bmatrix} G_{p11}(s) & G_{p12}(s) \\ G_{p21}(s) & G_{p22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_1(s)}{U_1(s)} & \frac{Y_1(s)}{U_2(s)} \\ \frac{Y_2(s)}{U_1(s)} & \frac{Y_2(s)}{U_2(s)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

onde: $G_{p_{ij}}(s)$, com i, j variando de 1 a 2, é a função de transferência de cada processo SISO no domínio da frequência complexa, resultante das combinações entrada-saída possíveis em um sistema TITO.

Uma vez que a matriz dos controladores descentralizados $\mathbf{G}_c(s)$ tem ordem compatível com a matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, então ela pode ser expressa conforme a Eq. (2.3).

$$\mathbf{G}_c(s) = \begin{bmatrix} G_{c1}(s) & 0 \\ 0 & G_{c2}(s) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

onde: $G_{c_i}(s)$, com i variando de 1 a 2, é a função de transferência do controlador implementado na estrutura de controle descentralizada no domínio da frequência complexa.

2.2.3 Controle com Desacoplamento

Os problemas de sistemas MIMO podem ser modificados de modo que o controle descentralizado torne-se uma opção mais viável ou atraente. Por exemplo, pode-se usar pré-compensadores para tornarem o sistema resultante diagonal.

A utilização de desacopladores em um sistema de controle multivariável também permite a aplicação de técnicas de controle SISO. Em comparação com controles multivariáveis convencionais, o controle com desacoplamento tem a capacidade de reduzir as interações entre duas ou mais variáveis, principalmente quando os elementos fora da diagonal da matriz da planta são elevados [25].

A configuração de desacoplamento de um sistema TITO com controle descentralizado pode ser observado na Fig. 2.7. Nesta configuração, distingue-se a saída $\mathbf{C}(s)$ do controlador descentralizado da entrada $\mathbf{U}(s)$ da planta, a partir da concepção de uma matriz de desacopladores $\mathbf{D}(s)$, conforme representada na Eq. (2.4).

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(s) &= \mathbf{D}(s)\mathbf{C}(s) \\ \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Ao substituir a Eq. (2.4) na Eq. (2.1), considerando esta com ordem compatível ao sistema TITO, obtém-se no desacoplamento a matriz resultante $\mathbf{T}(s)$, conforme representada na Eq. (2.5).

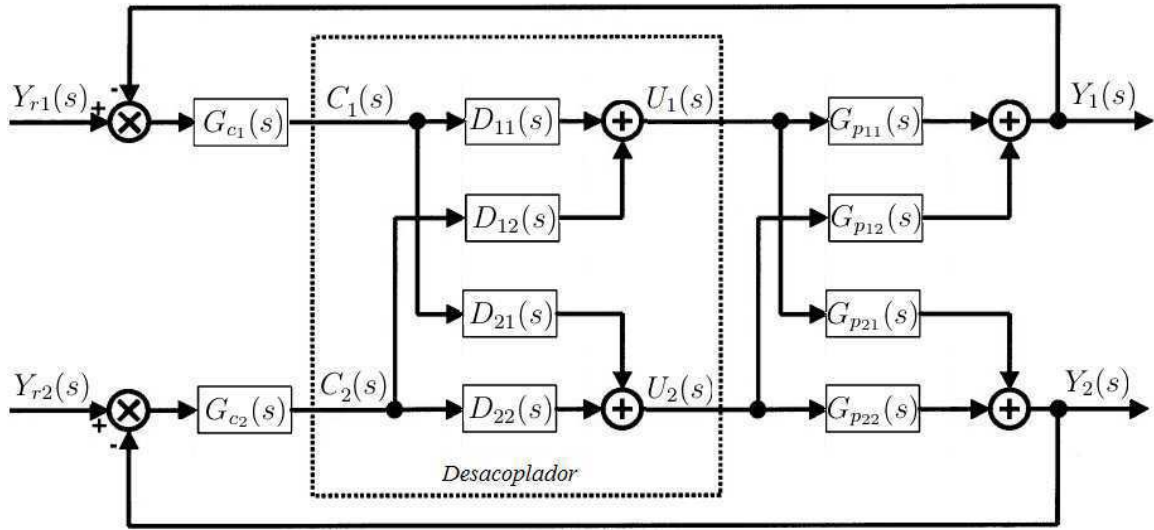


Figura 2.7 Representação em diagrama de blocos de um sistema de controle TITO com desacoplamento.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}(s) &= \mathbf{G}_p(s)\mathbf{U}(s) \\
 &= \mathbf{G}_p(s)\mathbf{D}(s)\mathbf{C}(s) \\
 &= \mathbf{T}(s)\mathbf{C}(s)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Neste caso, a matriz resultante sendo diagonal representa a dinâmica desejada para o sistema TITO desacoplado [26], de acordo com a Eq. (2.6).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}(s) &= \mathbf{G}_p(s)\mathbf{D}(s) \\
 \begin{bmatrix} T_{11}(s) & 0 \\ 0 & T_{22}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_{p11}(s) & G_{p12}(s) \\ G_{p21}(s) & G_{p22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Logo, a matriz de desacopladores $\mathbf{D}(s)$ pode ser obtida de acordo com a Eq. (2.7).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{D}(s) &= \mathbf{G}_p(s)^{-1}\mathbf{T}(s) \\
 &= \frac{1}{G_{p11}(s)G_{p22}(s) - G_{p12}(s)G_{p21}(s)} \cdot \begin{bmatrix} G_{p22}(s)T_{11}(s) & -G_{p12}(s)T_{22}(s) \\ -G_{p21}(s)T_{11}(s) & G_{p11}(s)T_{22}(s) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Durante o projeto simplificado de descoplamento, basicamente dois tipos de desacopladores podem ser utilizados [20]:

- *desacopladores estáticos*: que permitem a matriz resultante $\mathbf{T}(s)$ ser diagonal em regime permanente, ou seja, apenas em $s = j0$. No caso de um sistema TITO, a matriz de desacopladores estáticos pode ser dada conforme a Eq. (2.8).

$$\mathbf{D}_{estática}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{G_{p12}(j0)}{G_{p11}(j0)} \\ -\frac{G_{p21}(j0)}{G_{p22}(j0)} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

- *desacopladores dinâmicos*: que permitem cada saída do sistema desacoplado depender apenas de uma entrada, ou seja, a matriz resultante $\mathbf{T}(s)$ é diagonal para todo $s = j\omega$. No caso de um sistema TITO, a matriz de desacopladores dinâmica pode ser dada conforme a Eq. (2.9). Se este tipo de desacoplador for utilizado, o problema de controle é reduzido em separar malhas de controle SISO. Entretanto, é preciso verificar se nenhum pólo-zero instável é introduzido entre o controlador e a planta original.

$$\mathbf{D}_{dinâmica}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{G_{p12}(s)}{G_{p11}(s)} \\ -\frac{G_{p21}(s)}{G_{p22}(s)} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.2.4 Estabilidade em Malha Fechada

O teorema de Gershgorin estabelece que os autovalores de uma matriz estão contidos dentro de um conjunto de discos centralizados nos elementos diagonais dessa matriz. O raio de cada disco é igual à soma do módulo dos elementos não diagonais da correspondente linha ou coluna [27]. Em malha aberta, a curva de Nyquist $L_{ij}(j\omega_k)$, sobreposta por N círculos, tem os raios determinados pela Eq. (2.10).

$$R_j(\omega_k) = \sum_{i=1, i \neq j}^n |L_{ij}(j\omega_k)| = \sum_{i=1, i \neq j}^n |G_{c_i}(\omega_k)G_{p_{ij}}(\omega_k)|, \quad \text{com } k = 1, \dots, N \quad (2.10)$$

Toda banda composta por esses discos para toda frequência $\omega > 0$ é chamada de *banda de Gershgorin*. Essa banda cobre a região em que é traçada a curva do lugar característico. Logo, se todo o disco de Gershgorin exclui o ponto crítico -1, pode-se afirmar que a estabilidade em malha fechada é garantida ao se contar o número de voltas das bandas de Gershgorin em -1, dado que isso é o mesmo que o número de voltas do lugar característico [7].

Na Fig. 2.8 são apresentadas as bandas de Gershgorin sobrepostas às curvas de Nyquist de uma malha genérica. Como as bandas de Gershgorin não envolvem o ponto crítico, então o sistema multivariável é estável em malha fechada.

Essa análise de estabilidade representa apenas uma condição suficiente. Ou seja, se as bandas de Gershgorin contêm o ponto crítico, nada pode ser afirmado sobre a estabilidade ou instabilidade de um sistema multivariável em malha fechada [7].

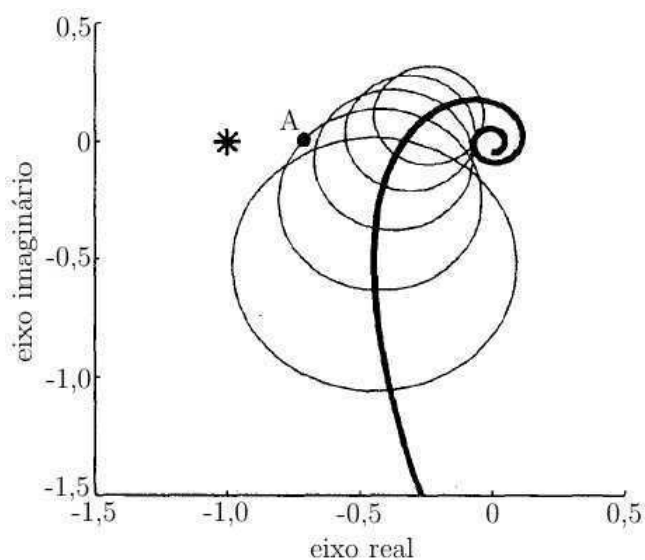


Figura 2.8 Representação das bandas de Gershgorin de uma malha de controle genérica em um sistema MIMO (Adaptado de: Chen e Seborg [3]).

Além das noções sobre o processo de formação de incrustação e dos conceitos básicos de sistema de controle multivariável, incluem-se nesta dissertação a descrição da planta em estudo e a formulação do problema de controle, que estão apresentados no Capítulo 3.

Capítulo 3

Plataforma Experimental

A instrumentação eletrônica é um componente essencial para a indústria, permitindo a medição e o controle das variáveis de processo por meio de transdutores. Por exemplo, um sistema de controle em malha fechada verifica a ocorrência de desvios por meio de sensores, que fornecem um sinal de realimentação ao mesmo. A diferença entre a variável de processo e o valor de referência é usada pelo controlador para determinar o sinal de comando, de modo que este ao ser aplicado nos atuadores, o sistema consiga manter as condições operacionais de referência definidas.

3.1 Descrição da Planta

Tendo em vista um estudo mais aprofundado sobre o impacto da incrustação em processos industriais no setor de petróleo, foi projetada e montada uma plataforma experimental no Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle, que está localizado na Universidade Federal de Campina Grande.

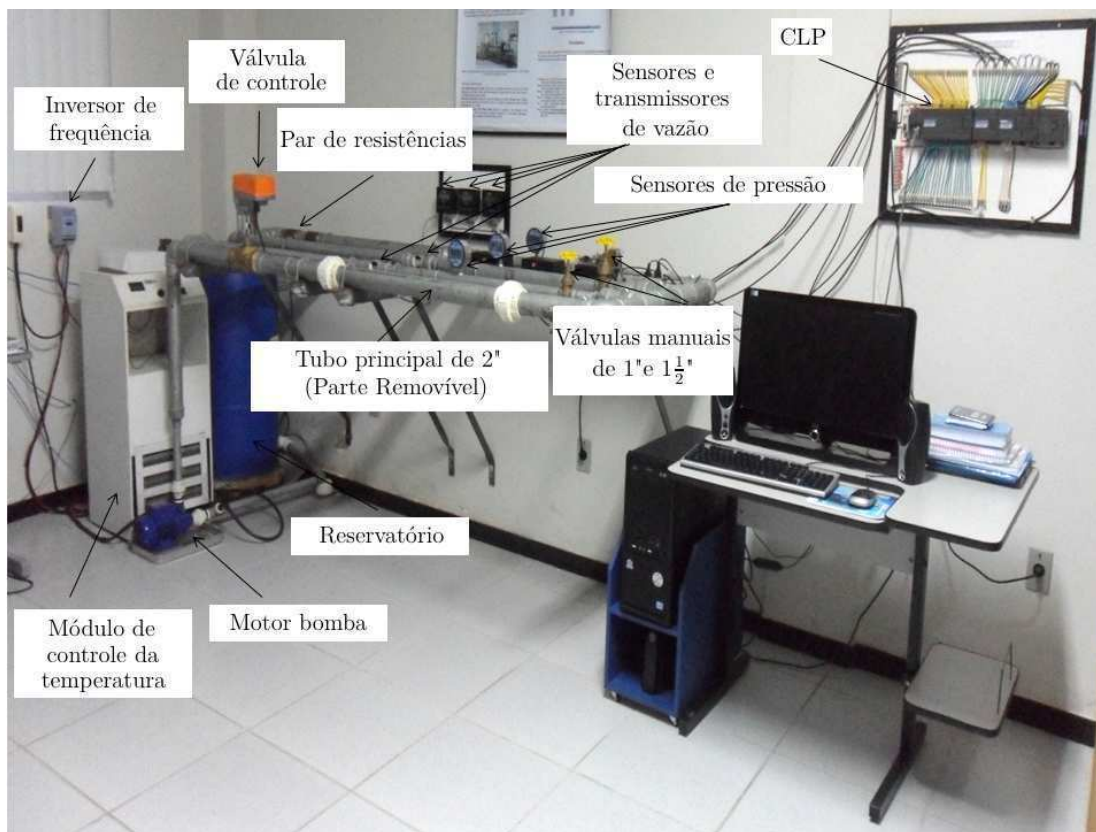
3.1.1 Características Estruturais

Como apresentado na Fig. 3.1(a), a plataforma experimental é um sistema de monitoramento distribuído composto por tubos de ferro galvanizado de diferentes diâmetros (1", $1\frac{1}{2}$ " e 2"). Os tubos de 2" são considerados os tubos principais do sistema, enquanto que os demais são utilizados para geração de distúrbios. Cada tubo contém um sensor de vazão e um sensor de pressão, para medir estas grandezas físicas no escoamento do fluido.

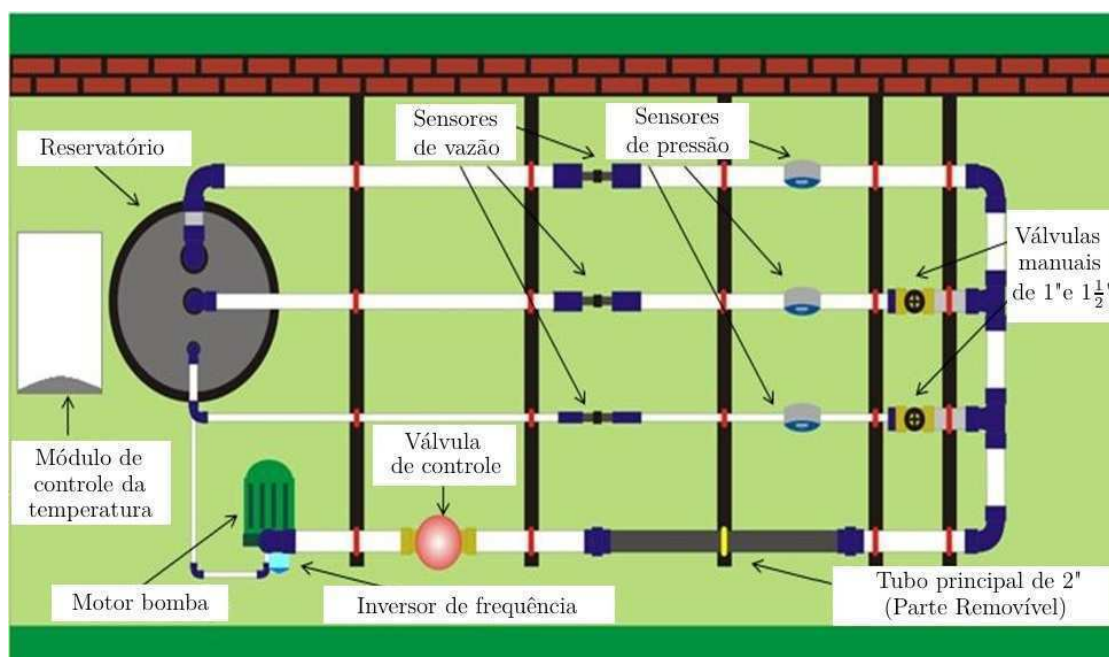
Todos esses elementos estão representados na planta baixa da plataforma experimental, conforme ilustrada na Fig. 3.1(b).

O fluido utilizado no processo (no caso, a água) é armazenado em um reservatório de 100 litros. A temperatura do fluido é medida por meio de um sensor de temperatura submerso. Há também um módulo de controle da temperatura associado ao par de resis-

tências e a malha de refrigeração interna do reservatório. Além de duas válvulas manuais e de uma válvula de controle, há um inversor de frequência que controla a velocidade de rotação do rotor do motor bomba.



(a)



(b)

Figura 3.1 Plataforma experimental: (a) fotografia do sistema em estudo; (b) planta baixa.

No tubo principal, há uma parte removível com 82 cm de comprimento, para realizar a troca por tubos obstruídos por causa de incrustação. Nesta dissertação, os resíduos foram gerados externamente por produtos derivados do petróleo (como por exemplo, massa betuminosa).

Sensores

A plataforma possui três tipos de sensores, cada um medindo uma grandeza física relacionada ao fenômeno de incrustação, que são o sensor de vazão, o sensor de pressão e o sensor de temperatura.

O sensor de vazão por turbinas, apresentado na Fig. 3.2(a), também conhecido como *turbine flow sensor*, mede a velocidade de escoamento do fluido através da frequência de pulsos gerados nos terminais do sensor de efeito *Hall*, devido à rotação das pás da hélice instaladas na direção da vazão [28]. O sensor de vazão apresenta um transmissor da medida e painel de visualização, que fornece leituras na escala de vazão de 0,8 a 10 gpm, com conversão métrica de 3 a 38 Litros por Minuto (LPM). Este transmissor, que possui três entradas para conexão de cabos do sensor e é alimentado por uma fonte de 24 V, converte a grandeza física medida em um sinal de corrente no padrão 4 - 20 mA [29].

O sensor de pressão do tipo *Strain Gauge*, apresentado na Fig. 3.2(b), baseia-se no princípio de variação da resistência, no qual a interligação das quatro tiras extensiométricas constituintes em um circuito tipo ponte de *Wheatstone*, ajustada e balanceada para condição inicial, permite medir a pressão por meio do desbalanceamento proporcional à mudança da resistência de cada tira [30]. O sensor de pressão oferece indicação digital em nove unidades de pressão: psi, mmHg, Pol Hg, ft, MPa, KPa, $\frac{kgf}{cm^2}$, mbar e bar, apresentando o fundo de escala igual a 2,5 bar. Além disso, também possui conexão direta para saída de corrente no padrão 4 - 20 mA [31].

Por fim, o sensor de temperatura LM35 de encapsulamento TO-92, apresentado na Fig. 3.2(c), é um sensor de precisão que apresenta uma saída de tensão linear relativa à temperatura em que ele se encontrar no momento. Esse sensor deve ser alimentado por uma fonte de tensão simples (4 - 20 V). Ou seja, a cada 10 mV equivale a 1 °C medido. Além disso, este sensor não necessita de qualquer calibração externa para fornecer suas medições, tendo valores de temperatura dentro da faixa de -55°C à 150°C [32].

Atuadores

A plataforma experimental apresenta dois tipos de atuadores associados ao controle da vazão e da pressão do sistema, que são a válvula de controle e o inversor de frequência.

A válvula de controle escolhida para o fechamento da malha de controle da plataforma de testes foi o modelo G250. Quanto ao corpo da válvula, esta pode ser especificada



Figura 3.2 Sensores utilizados na plataforma: (a) sensor de vazão por turbinas (*Signet*, mod. 2100) e o respetivo transmissor (*Signet*, mod. 8550-1); (b) sensor de pressão do tipo *Strain Gauge* (*Ashcroft*, mod. 2274 XAO); (c) sensor de temperatura do tipo semiconductor (*National Semiconductor*, mod. LM35 TO-92).

como uma válvula de globo de 2 vias com sede simples e diâmetro nominal de 2", conforme apresentada na Fig. 3.3(a). Por ser uma válvula tipo globo, esta pertence ao grande grupo das válvulas de controle com movimento linear ou *sliding-stem*, pois possui um obturador (*plug*) preso a uma haste que se desloca linearmente até a sede, variando a área de passagem do fluido [4], conforme a Fig. 3.3(b).

Já em relação ao atuador, o modelo escolhido foi o NVF24-MTF-E-US. Este tipo de atuador é classificado como um atuador elétrico, devido à conversão da energia elétrica fornecida pelo controlador na entrada (sinal em 4 - 20 mA) em energia mecânica, alterando a posição relativa entre o *plug* e a sede. Além disso, este atuador apresenta retorno por mola, movendo a haste em sentido oposto ao exercido pelo solenóide, e em condição de falha, assume a posição totalmente fechada, de forma a garantir a segurança do processo. Quanto à alimentação, utiliza-se uma fonte de 24 V AC ou DC, com potência de 5,5 W para operar normalmente.

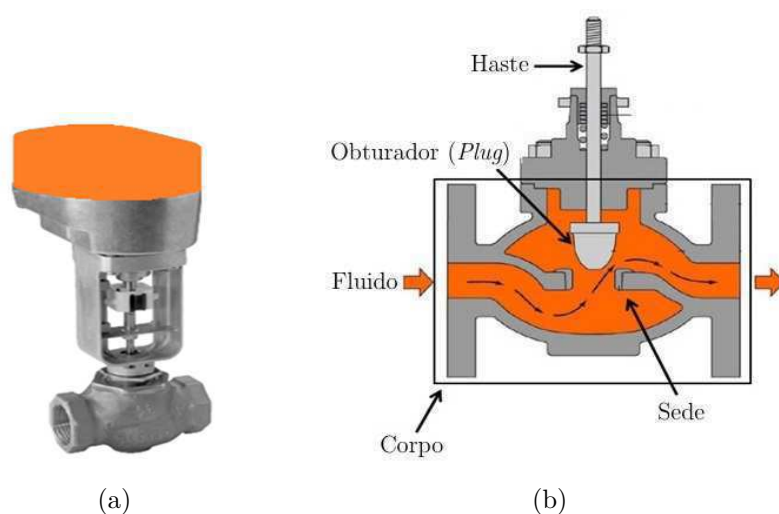


Figura 3.3 Atuadores utilizados na plataforma: (a) válvula de controle completa (*Belimo*, mod. NVF24-MTF-E-US); (b) principais partes da válvula de controle *sliding-stem* tipo globo sede simples [4].

O acionamento em velocidade variável de motores de indução tornou-se mais viável com o advento dos inversores de frequência. Com isso, o inversor de frequência escolhido para a plataforma em estudo foi o modelo CFW080026S2024PSZ.

O inversor de frequência da série CWF-08, como apresentado na Fig. 3.4(a), proporciona ao usuário as opções de controle vetorial ou escalar, ambas programáveis de acordo com a aplicação. O modo V/F (escalar) é recomendado para aplicações mais simples como o acionamento da maioria das bombas e ventiladores, ou quando mais de um motor é acionado por um inversor simultaneamente (no caso, aplicações multimotores) [33].

A versão utilizada do inversor é a padrão, com alimentação monofásica 200 - 240V e corrente de 2,6 A, potência de 0,5 CV, 4 pólos com saída trifásica em 220V. Além disso, apresenta 4 entradas digitais e 1 entrada analógica (0 - 10V, 0 - 20 mA ou 4 - 20 mA), e uma resolução de 0,01 Hz para frequências até 100 Hz. Além disso, possui uma *interface* local para configuração das funções e parâmetros de programação do dispositivo (P000 a P599), como também permite acesso remoto.

O motor acionado pelo inversor é uma bomba centrífuga modelo P 500 T *hydrobloc*, como apresentada na Fig. 3.4(b). Ela apresenta potência de 0,5 CV em 3500 rpm, 2 Pólos e alimentação trifásica com frequência típica de operação em 60 Hz [34].

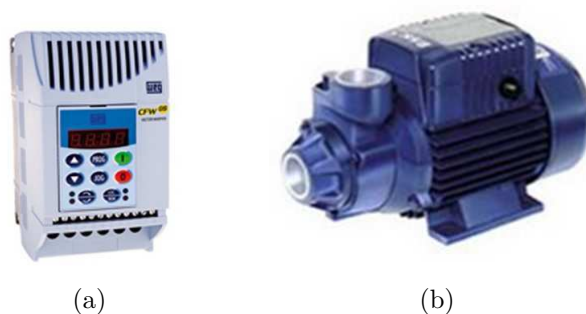


Figura 3.4 Atuadores utilizados na plataforma: (a) inversor de frequência (WEG, mod. CFW-08); (b) motor bomba (KSB, mod. P 500T).

Controlador Lógico Programável

Em automação industrial, a aplicação de Controladores Lógicos Programáveis (CLPs) no controle microprocessado de máquinas e processos industriais dá flexibilidade ao operador de definir instruções de interesse via *software*, utilizando uma linguagem de contatos, como por exemplo a linguagem *Ladder*, ao invés de utilizar relés e bobinas.

Quanto à comunicação, alguns CLPs utilizam o padrão 4 - 20 mA para a interconexão de dispositivos de campo (sensores e atuadores), no qual promove uma independência no que se refere ao comprimento dos cabos e também oferece uma boa imunidade ao ruído eletromagnético [35].

Dessa forma, para o processamento das informações dos sensores e ação de controle sobre os atuadores, utilizou-se um CLP modelo S7-200, que engloba um módulo

com a CPU 226, um microcomputador, o *software* STEP 7-Micro/WIN SP9 versão 4.0, optando-se pela linguagem de contatos *Ladder* como linguagem de programação, e um cabo de comunicação PC/PPI. Além disso, há um conjunto de módulos de expansão adicionais, sendo os módulos EM 231, EM 232 e EM 235 para leitura e acionamento das entradas/saídas analógicas e o módulo de comunicação ASI CP243-2 [36].

Ladder é uma linguagem gráfica baseada em símbolos semelhantes aos esquemas elétricos - contatos e bobinas, representados por contatos normalmente abertos (NA) e normalmente fechados (NF). Na Unidade Central de Processamento do CLP, do inglês *Central Processing Unit* (CPU), a execução dos passos da programação nessa linguagem habilita uma série de condições lógicas combinacionais e/ou sequenciais de entrada, que por sua vez habilitam as condições lógicas de saída, conforme a Fig. 3.5(a).

Uma imagem da CPU 226 e do módulo EM 235 do CLP utilizado é apresentada na Fig. 3.5(b).



(a)



(b)

Figura 3.5 Controle na plataforma: (a) representação do acionamento de uma lâmpada a partir da execução de um programa em linguagem *Ladder* (Adaptado de: Mecatrônica Atual [5]); (b) fotografia da CPU 226 e do módulo EM 235 (*Siemens*, mod. S7-200).

3.1.2 Processamento da Informação

No sistema de transporte fluídico em estudo tem-se que as medições realizadas pelos sensores de vazão, pressão e temperatura do tubo de 2" são enviadas às entradas do módulo EM 235 do CLP, por meio do padrão de comunicação 4 - 20 mA.

Cada medição realizada pelos sensores de vazão e pressão, presentes nos tubos de 1" e 1½", é condicionada em um sinal na faixa de 16 - 80 mV, que é admissível pelo módulo EM 231/TC do CLP quando os sensores interligados não são termopares.

Tais dados são processados pela CPU do CLP em um programa escrito em *Ladder* e visualizados no microcomputador através de uma *Interface* Homem Máquina (IHM), implementada no *software* LabVIEW e funcionando via padrão *OLE for Process Control* (OPC). Este padrão, através da relação cliente-servidor, permite que o LabVIEW (funcionando como cliente OPC) tenha pleno acesso às variáveis de interesse do código em *Ladder*, desde que o KEPServerEX (funcionando como servidor OPC) seja configurado corretamente com as especificações do CLP.

Quanto aos atuadores, a frequência de operação do motor bomba pode ser definida via IHM, enviando-se ao inversor de frequência um sinal na faixa de 0 - 10 V pela saída do módulo EM 232 do CLP, correspondente ao valor de frequência especificado.

Da mesma forma, o estado da válvula de controle pode ser alterado na IHM, aplicando-se no atuador um sinal na faixa de 4 - 20 mA por meio da saída do módulo EM 235 do CLP. Esta alteração também pode ser acompanhada na *interface*, já que o sinal de realimentação da válvula de controle, condicionado na escala de 1 - 5 V, é uma das entradas do módulo EM 235.

Com base no conhecimento dos princípios de funcionamento dos transdutores e do compartilhamento de dados com o equipamento destinado ao controle da plataforma, pode-se propor uma estrutura de controle para o sistema multivariável em estudo, conforme abordado na Seção 3.2.

3.2 Estrutura de Controle Proposta

Na definição da estrutura de controle para a plataforma experimental, realizou-se a classificação das variáveis deste sistema multivariável e a caracterização das restrições de controle.

3.2.1 Classificação das Variáveis

Devido à plataforma experimental apresentar duas entradas e duas saídas, esta pode ser modelada como um sistema multivariável (no caso, um sistema TITO). Logo, a seguinte classificação foi feita na estrutura de controle para este sistema:

- as variáveis manipuladas $U_1(s)$ e $U_2(s)$ representam o sinal de tensão $V(s)$ e o sinal de corrente $I(s)$ aplicados nos atuadores da plataforma experimental, ou seja, no inversor de frequência e na válvula de controle, respectivamente;

- as variáveis de processo $Y_1(s)$ e $Y_2(s)$ representam a vazão medida $Q(s)$ e a pressão medida $P(s)$ monitoradas por meio dos sensores de vazão e pressão, respectivamente, no tubo principal;
- as referências $Y_{r_1}(s)$ e $Y_{r_2}(s)$ representam os sinais de referência para a vazão medida $Q_r(s)$ e a pressão medida $P_r(s)$, que são definidos como condições de operação no tubo principal da plataforma experimental.

Uma estrutura de controle similar é definida para uma planta analisada em Nordfeldt e Hägglund [37], cujo objetivo é o transporte de celulose em tubos industriais para a reciclagem de papel. Neste caso, a vazão e a pressão no tubo principal desta planta também são controladas pelo mesmo tipo de atuadores da plataforma experimental.

3.2.2 Caracterização das Restrições de Controle

Após a implementação da estrutura de controle proposta na plataforma experimental, é necessário que:

- a planta opere na faixa percentual dos valores de referência, de forma a minimizar as intervenções não-planejadas decorrentes do fenômeno de incrustação;
- as condições do sistema de controle multivariável não excedam os limites operacionais da planta, como, por exemplo, as medições realizadas pelos sensores de vazão e pressão e as atuações realizadas pelo inversor de frequência e pela válvula de controle estejam na faixa de fundo de escala destes transdutores.

Nesse contexto, deu-se início a metodologia para o desenvolvimento de um sistema de controle multivariável na plataforma experimental, a partir da modelagem da planta e da análise de interação, que estão abordadas no Capítulo 4.

Capítulo 4

Modelagem do Sistema e Análise de Interação

A modelagem da planta é a etapa inicial da metodologia para o desenvolvimento de um sistema de controle multivariável, pois ao extrair as características importantes relacionadas à operação da planta, pode-se obter uma abstração da mesma. Quanto mais aproximado for o modelo obtido do comportamento real da planta, torna-se mais fácil a definição das especificações dos controladores a serem projetados.

4.1 Obtenção de Modelos do Sistema Multivariável

A matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$ na plataforma experimental é composta por quatro processos: $G_{p_{11}}(s)$ representando o processo *Vazão-Tensão*, $G_{p_{12}}(s)$ representando o processo *Vazão-Corrente*, $G_{p_{21}}(s)$ representando o processo *Pressão-Tensão* e $G_{p_{22}}(s)$ representando o processo *Pressão-Corrente*.

As funções de transferência $G_{p_{ij}}(s)$ dos processos são assumidas como modelos de primeira ordem com atraso, do inglês *First Order Plus Dead Time* (FOPDT), ou modelos de segunda ordem com atraso, do inglês *Second Order Plus Dead Time* (SOPDT), conforme representado nas Eqs. (4.1) e (4.2) respectivamente.

$$G_{p_{ij}(\text{FOPDT})}(s) = \frac{K_{ij}e^{-L_{ij}s}}{\tau_{ij}s + 1} \quad (4.1)$$

$$G_{p_{ij}(\text{SOPDT})}(s) = \frac{K_{ij}e^{-L_{ij}s}}{(\tau_{1ij}s + 1)(\tau_{2ij}s + 1)} \quad (4.2)$$

onde: K_{ij} é o ganho do sistema (*adimensional*), L_{ij} é o atraso de transporte (*segundos*), τ_{ij} é a constante de tempo do sistema com modelo FOPDT (*segundos*) e τ_{1ij} e τ_{2ij} são a primeira e a segunda constantes de tempo do sistema com modelo SOPDT (*segundos*), com i, j variando de 1 a 2.

Nesta dissertação, optou-se por modelos FOPDT devido apresentarem menor complexidade na sintonia dos controladores e representarem adequadamente a dinâmica de cada processo analisado na plataforma experimental.

4.1.1 Testes Realizados

Os modelos FOPDT e SOPDT da plataforma experimental foram obtidos a partir de testes realizados com base na resposta ao degrau e no ponto crítico do sistema.

Modelo baseado na Resposta ao Degrau

O primeiro tipo de teste realizado para a modelagem do sistema TITO foi baseado na resposta ao degrau do sistema. Como especificado pelo próprio nome, este teste consiste na aplicação de um degrau na entrada da planta (ou seja, na variável manipulada) e, em seguida, na coleta dos dados presentes na saída da planta (ou seja, na variável de processo) em malha aberta.

A representação em diagrama de blocos deste teste, considerando-se por exemplo, uma entrada do tipo degrau unitário, pode ser observada na Fig. 4.1.



Figura 4.1 Representação em diagrama de blocos do teste com base na resposta ao degrau do sistema.

Modelo baseado no Ponto Crítico

O segundo tipo de teste realizado foi baseado no ponto crítico - relé-pulso do sistema, que consiste na combinação do método do relé com o da resposta ao degrau.

Segundo Åström e Hägglund [38], o sistema em malha fechada no método do relé exibe um ciclo limite no ponto em que satisfaça a Eq. (4.3).

$$N(a)G(jw) = -1 \quad (4.3)$$

onde: $G(s)$ é a planta a ser identificada e $N(a)$ é a função descritiva do relé, como representado na Eq. (4.4).

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a} \quad (4.4)$$

onde: d é a amplitude do relé na entrada do sistema e a é a amplitude da oscilação na saída do sistema.

Logo, a intersecção da curva de *Nyquist* de $G(s)$ com $N(a)$ ocorre no ponto crítico da planta, de acordo com Arruda e Barros [39], pela Eq. (4.5).

$$G(jw_u) = -\frac{\pi a}{4d} \tag{4.5}$$

onde: w_u é a frequência crítica da planta.

No teste do relé-pulso, são verificados chaveamentos consecutivos na entrada da planta em função do relé, durante um período de tempo. Este tempo de chaveamento é obtido em termos da dinâmica da planta com relação à variável manipulada. No fim dos chaveamentos, aplica-se um degrau ascendente e um degrau descendente na entrada da planta, para avaliar a resposta desta ao estímulo gerado.

A representação em diagrama de blocos deste teste pode ser observada na Fig. 4.2.

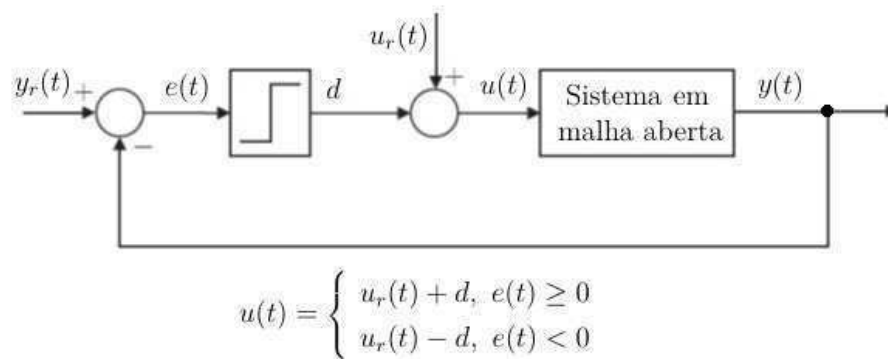


Figura 4.2 Representação em diagrama de blocos do teste com base no ponto crítico do sistema.

Nesta dissertação, optou-se por modelos obtidos com base no ponto crítico do sistema, pois a partir deste teste pode-se extrair mais componentes de frequência para modelar a dinâmica de cada processo da plataforma experimental.

Procedimento Experimental

A partir de cada teste realizado, dez experimentos foram executados para cada processo que caracteriza o sistema TITO em estudo, uma vez que esta quantidade foi suficiente para levantar os modelos FOPDT e SOPDT adotados. Todos os experimentos foram executados por meio de um *software* desenvolvido em C#, melhor descrito em Barros *et al.* [40], que possibilitou aplicar variações nas entradas dos processos e observar suas respectivas saídas.

No caso do teste baseado na resposta ao degrau, o tempo de execução do experimento para os processos associados ao sinal de tensão foi diferente do tempo definido

para aqueles associados ao sinal de corrente, uma vez que os atuadores da plataforma experimental apresentam dinâmicas distintas para a finalização do experimento.

Durante o experimento em que o sinal de tensão foi manipulado, a válvula de controle operou no estado totalmente aberta, para que esta não interferisse no diâmetro nominal do tubo principal. Por sua vez, ao longo do experimento em que o sinal de corrente foi manipulado, o inversor de frequência operou em uma frequência igual a 30 Hz, que permitia a plataforma experimental funcionar em regime turbulento de escoamento.

Dessa forma, aplicou-se um sinal de entrada com amplitude igual a 5 V, no intuito de alcançar o ponto de operação de interesse (equivalente à frequência de 30 Hz) nos processos *Vazão-Tensão* e *Pressão-Tensão*. Posteriormente, definiu-se um tempo de execução total de 4 minutos, procedendo com o inversor de frequência inicialmente em repouso (0 V), levando-o ao regime (5 V) e, em seguida, ao repouso novamente. Este tempo de execução foi escolhido com base na dinâmica do inversor de frequência.

Já nos processos *Vazão-Corrente* e *Pressão-Corrente*, a válvula de controle iniciou o teste com uma corrente igual a 4 mA (equivalente ao estado totalmente fechada). Em seguida, aplicou-se um sinal de entrada com amplitude igual a 12 mA (equivalente ao estado $\frac{1}{2}$ aberta), e retornou-se para a posição inicial desta. Neste caso, o tempo de execução foi igual a 5 minutos, no intuito que o valor de regime fosse alcançado na saída de cada processo atuado pela válvula de controle.

Em relação ao teste baseado no ponto crítico - relé-pulso, os atuadores da plataforma experimental já operavam inicialmente em regime, com o inversor de frequência operando em 30 Hz nos processos associados ao sinal de tensão, e a válvula de controle posicionada com $\frac{1}{8}$ de abertura (neste caso, para obter maior sensibilidade às variações de pressão) nos processos associados ao sinal de corrente.

Para todos os processos foram verificados quatro chaveamentos, com amplitude variando em torno de $\pm 0,83$ V (equivalente à amplitude d do relé variar ± 5 Hz em torno do valor de regime) para aqueles associados ao sinal de tensão, e ± 3 mA (equivalente à amplitude d do relé variar entre $\frac{1}{4}$ aberta e totalmente fechada em torno do valor de regime), para aqueles associados ao sinal de corrente. Em seguida, um degrau ascendente seguido de um degrau descendente foi aplicado com largura igual a três períodos de um intervalo de chaveamento, sendo este automaticamente ajustado à dinâmica da planta.

4.1.2 Identificação de Parâmetros dos Modelos

Os parâmetros dos modelos representativos para os quatro processos, que compõem a matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, são obtidos por meio de técnicas de identificação de sistemas, como o método dos mínimos quadrados e o método da resposta em frequência.

Método dos Mínimos Quadrados

Um método aplicável a uma grande variedade de problemas para estimação paramétrica é o método dos mínimos quadrados, também conhecido como método *Least-Squares Estimation* (LSE).

Inicialmente, considere-se a equação de diferenças linear expressa pela Eq. (4.6). Neste caso, ao ser aplicada uma entrada $u(t)$, a saída $y(t)$ do processo pode ser escrita de acordo com Ljung [41], pela Eq. (4.7).

$$y(t) + a_1y(t-1) + \dots + a_{n_a}y(t-n_a) = b_1u(t-1) + \dots + b_{n_b}u(t-n_b) + \epsilon(t) \quad (4.6)$$

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta + \epsilon(t) \quad (4.7)$$

onde: $\epsilon(t)$ é o erro de predição, $\varphi(t)$ é o vetor de regressores, expresso pela Eq. (4.8), e θ é o vetor com os parâmetros do modelo a serem estimados, conforme a Eq. (4.9).

$$\varphi(t) = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \dots \ \varphi_n]^T = [-y(t-1) \ -y(t-2) \dots -y(t-n_a) \ u(t-1) \ \dots \ u(t-n_b)]^T \quad (4.8)$$

$$\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_n]^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n_a} \ b_1 \ \dots \ b_{n_b}]^T \quad (4.9)$$

Se um conjunto de dados Z^N (com $t = 1, \dots, N$) foi coletado da planta, representado pela Eq. (4.10),

$$Z^N = [y(1), u(1), y(2), u(2), \dots, y(N), u(N)] \quad (4.10)$$

e o erro de predição obtido for representado pela Eq. (4.11),

$$\epsilon(t, \theta) = y(t) - \varphi^T(t)\theta \quad (4.11)$$

então a função de custo $V_N(\theta, Z^N)$ associada à estimação é calculada conforme a Eq. (4.12).

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \epsilon^2(t, \theta) \quad (4.12)$$

Logo, a estimação dos parâmetros neste método, dada pela Eq. (4.13), é feita para minimizar a função de custo, de acordo com Ljung [41].

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \arg \min V_N(\theta, Z^N) = \left[\sum_{t=1}^N \varphi(t)\varphi^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \varphi(t)y(t) \quad (4.13)$$

Método da Resposta em Frequência

Outro método utilizado para estimação paramétrica de modelos é o método da resposta em frequência. Neste método, avalia-se os dados da resposta em frequência do sistema SISO que se deseja modelar. Estes dados podem ser obtidos a partir da aplicação de um conjunto de ondas senoidais com frequências angulares $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ pré-definidas [42], conforme representado na Fig. 4.3.

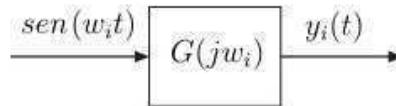


Figura 4.3 Representação em diagrama de blocos do método da resposta em frequência.

Em regime permanente, a resposta medida $y_i(t)$ ao sinal senoidal aplicado em cada frequência ω_i é representada pela Eq. (4.14).

$$y_i(t) = A \text{sen}(\omega_i t + B), i = 1, \dots, n \quad (4.14)$$

onde: A é a amplitude do sinal senoidal e B é a defasagem do sinal senoidal.

Então, a resposta em frequência complexa $G(j\omega_i)$ para cada frequência de entrada é conforme a Eq. (4.15).

$$G(j\omega_i) = A e^{jB}, i = 1, \dots, n \quad (4.15)$$

Esta resposta, traçada em um Diagrama de Bode, permite estimar os parâmetros da função de transferência que representa o processo por meio do formato das curvas de magnitude e de fase.

Nesta dissertação, optou-se em fazer a identificação dos modelos por meio do método da resposta em frequência, pois os sinais de saída do processo e do respectivo modelo foram mais próximos quando comparados aos sinais obtidos com o método dos mínimos quadrados para a plataforma experimental.

Estimação Paramétrica

Após a realização dos experimentos na plataforma experimental, os parâmetros que constituem os modelos FOPDT e SOPDT propostos ao sistema TITO (ou seja, K_{ij} , L_{ij} , τ_{ij} , τ_{1ij} e τ_{2ij} , com i, j variando de 1 a 2) foram estimados por meio de um *software* desenvolvido em C#, melhor descrito em Barros *et al.* [40], que apresentava os métodos dos mínimos quadrados e da resposta em frequência já implementados.

No *software* utilizado, o arquivo de dados gerado durante cada experimento é inicialmente carregado e as variáveis de entrada e de saída do processo SISO em análise são

definidas. Posteriormente, o modelo do processo (do tipo FOPDT ou SOPDT) e o método de identificação desejado são selecionados. Os parâmetros obtidos são exibidos em indicadores numéricos, além da visualização das curvas experimental e estimada sobrepostas em um ambiente gráfico.

4.1.3 Validação dos Modelos

A acurácia dos modelos FOPDT e SOPDT obtidos foi avaliada por meio do coeficiente de Theil e decomposições.

Coeficiente de Theil e Decomposições

O coeficiente padrão U , proposto por Theil [43], consiste na soma dos erros de predição ao quadrado. Dessa forma, sendo o erro de predição a diferença entre os pares de valores observados (medidos) e previstos (estimados), tem-se o coeficiente U expresso pela Eq. (4.16).

$$U = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (\hat{y}(t) - y(t))^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \hat{y}^2(t) + \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y^2(t)}} \quad (4.16)$$

onde: \hat{y} é o valor estimado, y é o valor medido e N é o número de medições.

Este coeficiente pertence ao intervalo $[0,1]$, sendo o valor ideal $U = 0$.

Além disso, tal coeficiente pode ser decomposto em três proporções: U_b , U_v e U_c .

- Coeficiente U_b

O coeficiente U_b representa o desvio (polarização), ou seja, a diferença entre os valores médios, conforme a Eq. (4.17).

$$U_b = \frac{(\bar{\hat{y}} - \bar{y})^2}{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (\hat{y}(t) - y(t))^2} \quad (4.17)$$

onde: $\bar{\hat{y}}$ é o valor médio dos valores estimados e \bar{y} é o valor médio dos valores medidos.

Análogo ao coeficiente U , este também pertence ao intervalo $[0,1]$, com valor ideal $U_b = 0$.

- Coeficiente U_v

O coeficiente U_v representa a variância entre os valores estimados e medidos, conforme a Eq. (4.18).

$$U_v = \frac{(\sigma_{\hat{y}} - \sigma_y)^2}{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (\hat{y}(t) - y(t))^2} \quad (4.18)$$

onde: $\sigma_{\hat{y}}$ é o desvio padrão para os valores estimados e σ_y é o desvio padrão para os valores medidos.

Análogo aos coeficientes U e U_b , este também pertence ao intervalo $[0,1]$, com valor ideal $U_v = 0$.

- Coeficiente U_c

O coeficiente U_c representa a covariância entre os valores estimados e medidos, conforme a Eq. (4.19).

$$U_c = \frac{2(1 - \rho)\sigma_{\hat{y}}\sigma_y}{\frac{1}{N}\sum_{t=1}^N(\hat{y}(t) - y(t))^2} \quad (4.19)$$

onde: ρ é o coeficiente de correlação.

Análogo aos demais, o coeficiente U_c também pertence ao intervalo $[0,1]$, porém com valor ideal $U_c = 1$. Portanto, a soma dos coeficientes U_b , U_v e U_c é sempre igual a 1.

Cálculo dos Coeficientes

A validação dos modelos em estudo foi realizada por meio de um *software* desenvolvido em C#, contendo aperfeiçoamentos daquele descrito em Barros *et al.* [40], que apresentava as equações do coeficiente de Theil e decomposições já implementadas.

No *software* utilizado, os arquivos de dados referentes ao experimento e ao modelo obtido são inicialmente carregados. Em seguida, calcula-se os coeficientes U , U_b , U_v e U_c . A partir de um intervalo de confiança pré-especificado pelo fabricante do *software* e de um padrão de cores associado, pode-se verificar o valor de cada coeficiente obtido, conforme apresentado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 Valores do Coeficiente de Theil e Decomposições.

Parâmetro x	Intervalo	Cor do LED
U , U_b e U_v	$x \leq 0,055$	Verde
	$0,055 < x \leq 0,09$	Amarelo
	$x > 0,09$	Vermelho
U_c	$x \geq 0,9$	Verde
	$0,8 \leq x < 0,9$	Amarelo
	$x < 0,8$	Vermelho

No caso dos coeficientes U , U_b e U_v , quando os valores são menores ou iguais que 0,055, um *Light Emitting Diode* (LED) verde é acionado, indicando assim que se obteve um bom modelo. Já no caso do coeficiente U_c , um LED verde é acionado quando os valores obtidos são maiores ou iguais que 0,9. Se os LEDs amarelo ou vermelho forem acionados, há uma indicação de que o modelo obtido é aceitável ou ruim, respectivamente.

Além de adotar coeficientes para avaliar os modelos da plataforma experimental, nesta dissertação também foram selecionados critérios para avaliar a interação entre malhas de controle, que estão descritos na Seção 4.2.

4.2 Critérios de Emparelhamento de Malha

A próxima etapa no desenvolvimento de um sistema de controle multivariável é o uso de critérios para escolher o melhor *emparelhamento* de malha. Ou seja, selecionar as melhores combinações saída-entrada do sistema de controle, de forma a obter um menor esforço de controle ou evitar instabilidade em malha fechada, que foi causada pela existência de interação.

4.2.1 Critérios Selecionados

Os critérios de emparelhamento escolhidos para avaliar as combinações entrada-saída na plataforma experimental foram as matrizes *Relative Gain Array* (RGA), *Relative Normalized Gain Array* (RNGA), *Effective Relative Gain Array* (ERGA), *Relative Disturbance Gain* (RDG) e o Número-RGA, devido serem os critérios mais utilizados na literatura.

Matriz RGA

Como proposto por Bristol [44], o ganho relativo λ_{ij} entre a variável de processo y_i e a variável manipulada u_j é definido de acordo com a Eq. (4.20).

$$\lambda_{ij} = \frac{\left(\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right)_{u_k, k \neq j}}{\left(\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right)_{y_k, k \neq i}} = \frac{\text{ganho de malha aberta}}{\text{ganho de malha fechada}} \quad (4.20)$$

Dessa forma, a matriz RGA, representada por $\mathbf{\Lambda} = \{\lambda_{ij}\}_{i=1, \dots, n, j=1, \dots, n}$, pode ser escrita em termos dos ganhos de estado estacionários da planta; ou seja, $\mathbf{G}_p(j0) = \mathbf{K} = \{K_{ij}\}$ e a transposta da sua inversa $[\mathbf{K}^{-1}]^T = \{K'_{ij}\}$.

Logo, o comportamento em regime permanente (em 0 Hz) da planta pode ser analisado através da Eq. (4.21).

$$\mathbf{\Lambda} = \{K_{ij} \cdot K'_{ij}\}_{i=1, \dots, n, j=1, \dots, n} = \mathbf{K} \otimes [\mathbf{K}^{-1}]^T \quad (4.21)$$

onde: o símbolo \otimes denota a multiplicação elemento-por-elemento.

Para um sistema TITO, as matrizes \mathbf{K} e $\mathbf{\Lambda}$ são expressas pelas Eq. (4.22) e Eq. (4.23), respectivamente.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & 1 - \lambda_{11} \\ 1 - \lambda_{11} & \lambda_{11} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Neste caso, o elemento λ_{11} é obtido conforme a Eq. (4.24).

$$\lambda_{11} = \frac{1}{1 - \kappa} \quad (4.24)$$

onde: κ é o quociente de interação, que pode ser calculado de acordo com a Eq. (4.25).

$$\kappa = \frac{K_{12}K_{21}}{K_{11}K_{22}} \quad (4.25)$$

O melhor emparelhamento entrada-saída será aquele cujos ganhos relativos presentes na diagonal (principal ou secundária) da matriz RGA sejam mais próximos de 1, com valor positivo. Quando os ganhos relativos são muito elevados, o grau de interação aumenta consideravelmente, dificultando o controle de ambas as saídas independentemente. Além disso, se os ganhos relativos da diagonal apresentarem valor negativo, não é recomendável este emparelhamento, pois a malha fechada pode se tornar instável [24].

Matriz RNGA

O emparelhamento de malhas de controle também pode ser analisado em termos da dinâmica da planta, levando em consideração as constantes de tempo e atrasos inerentes. Esta análise pode ser feita por meio da matriz RGA.

Assim, o ganho normalizado $k_{N,ij}$ para uma dada função de transferência $G_{p_{ij}}(s)$ da planta é definido de acordo com He *et al.* [45], pela Eq. (4.26).

$$k_{N,ij} = \frac{G_{p_{ij}}(j0)}{\tau_{ar,ij}} \quad (4.26)$$

onde: $G_{p_{ij}}(j0)$ é o ganho de estado estacionário e $\tau_{ar,ij}$ é o tempo de residência médio, o qual é um indicador da velocidade da resposta do y_i dada a ação de u_j .

Estendendo para todos os elementos da matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, que pode ser obtido pela matriz de ganho normalizado $\mathbf{K}_N = [k_{N,ij}]_{i=1,\dots,n,j=1,\dots,n}$, conforme a Eq. (4.27).

$$\mathbf{K}_N = \mathbf{G}_p(j0) \odot \mathbf{T}_{ar} \quad (4.27)$$

onde: a matriz \mathbf{T}_{ar} é igual a $\{\tau_{ar,ij}\}_{i=1,\dots,n,j=1,\dots,n}$ e o símbolo \odot indica divisão elemento-por-elemento.

Quando os ganhos normalizados relativos são calculados para todas as combinações entrada-saída de um sistema multivariável, resulta-se na matriz RGA representada por $\Phi = [\phi_{ij}]_{i=1,\dots,n,j=1,\dots,n}$ e obtida através da Eq. (4.28).

$$\Phi = \mathbf{K}_N \otimes \mathbf{K}_N^{-T} \quad (4.28)$$

Análoga à análise da matriz RGA, o melhor emparelhamento entrada-saída será aquele cujos ganhos normalizados relativos presentes na diagonal (principal ou secundária) sejam mais próximos de 1, com valor positivo [45].

Matriz ERGA

Em um projeto de sistema de controle descentralizado, uma malha individual é sintonizada em torno de uma região de frequência denominada largura de banda do sistema de controle. A análise desta região é muito importante quando se considera o efeito de interações. Assim, o critério utilizado para analisá-la é a matriz ERGA [6].

A fim de usar o ganho de estado estacionário e informações de velocidade de resposta para medir a interação em malhas, Xiong *et al.* [6] definiram o ganho efetivo e_{ij} para uma função de transferência $G_{p_{ij}}(s)$ conforme a Eq. (4.29).

$$e_{ij} = G_{p_{ij}}(j0) \int_0^{\omega_{B,ij}} |G_{p_{ij}}(j\omega)| d\omega \quad (4.29)$$

onde: $|G_{p_{ij}}(j\omega)|$ é a magnitude da função de transferência $G_{p_{ij}}(j\omega)$ para várias frequências e $\omega_{B,ij}$ ($i, j = 1, 2, \dots, n$) é a frequência de corte associada, conforme observado na Fig. 4.4.

Considerando cada função de transferência $G_{p_{ij}}(s)$ como elemento da matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, a matriz de ganho efetivo \mathbf{E} é expressa pela Eq. (4.30).

$$\mathbf{E} = \mathbf{G}_p(j0) \otimes \mathbf{\Omega} \quad (4.30)$$

onde: $\mathbf{G}_p(j0)$ é a matriz de ganho de estado estacionário e $\mathbf{\Omega} = [w_{B,ij}]_{i=1,\dots,n,j=1,\dots,n}$ é a matriz de largura de banda.

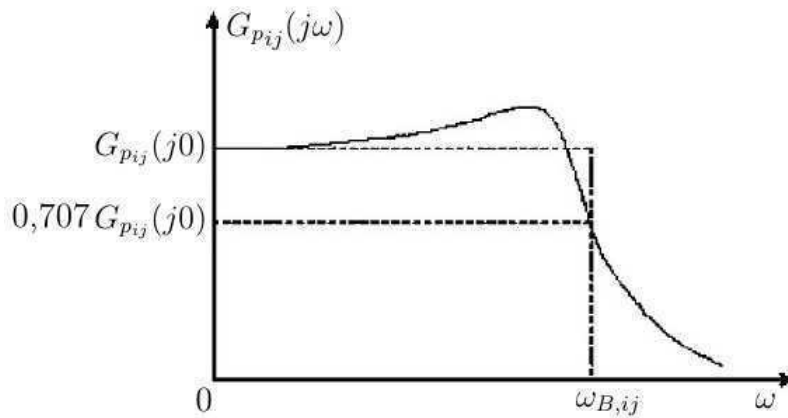


Figura 4.4 Curva referente à energia efetiva de $G_{p_{ij}}(j\omega)$, com a frequência de corte $\omega_{B,ij}$ indicada [6].

Sendo os ganhos relativos efetivos calculados para todas as combinações de entrada-saída de um sistema multivariável, obtém-se então a matriz ERGA, representada neste trabalho por $\Psi = [\psi_{ij}]_{i=1,\dots,n,j=1,\dots,n}$ e calculada de acordo com a Eq. (4.31).

$$\Psi = \mathbf{E} \otimes \mathbf{E}^{-T} \quad (4.31)$$

Análoga à análise das matrizes RGA e RNGA, o melhor emparelhamento entrada-saída será aquele cujos ganhos relativos efetivos presentes na diagonal (principal ou secundária) sejam mais próximos de 1, com valor positivo [6].

Matriz RDG

Os efeitos do distúrbio na interação entre malhas de um sistema multivariável também podem ser analisados por meio de critérios.

Para um distúrbio particular z , o ganho β_j é definido para cada variável manipulada u_j por Stanley *et al.* [46], conforme a Eq. (4.32).

$$\beta_j = \frac{\left(\frac{\partial u_j}{\partial z}\right)_{y_j}}{\left(\frac{\partial u_i}{\partial z}\right)_{y_i, u_j \neq i}} \quad (4.32)$$

Considerando uma possível amplificação ou atenuação do efeito do distúrbio $\mathbf{d} = \mathbf{g}_d z$ na saída da planta para um emparelhamento sugerido, o ganho β_j pode ser reescrito de acordo com Skogestad e Morari [47], pela Eq. (4.33).

$$\beta_j = \frac{(\mathbf{K}^{-1} \mathbf{d})_j}{((\mathbf{K}_{diag})^{-1} \mathbf{d})_j} \quad (4.33)$$

onde: \mathbf{K} e \mathbf{K}_{diag} representam a matriz cheia e a matriz diagonal de ganho de estado estacionário da planta, respectivamente.

Logo, o conjunto dos ganhos β_j 's compõe a matriz RDG. Para um sistema TITO, a matriz RDG é expressa pela Eq. (4.34).

$$\Lambda_d = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Segundo Albertos e Sala [21], valores de $|\beta_j| < 1$ indicam interação benéfica (ou seja, as malhas cooperam entre si) e valores $|\beta_j| \gg 1$ indicam que o fechamento de uma das malhas provoca o efeito do distúrbio na outra (em baixas frequências).

Número-RGA

A matriz RGA pode ser usada como uma medida de diagonal dominante por meio do Número-RGA, que é obtido conforme a Eq. (4.35).

$$\text{Número-RGA} = \sum_{\omega} \|\Lambda(\mathbf{G}_p(j\omega)) - \mathbf{I}\| \quad (4.35)$$

Quanto menor for o Número-RGA, menor é o impacto de interação no sistema e, conseqüentemente, mais controlável o sistema será.

Analisando o Número-RGA em uma faixa de frequência, pode-se obter uma frequência de cruzamento, isto é, uma frequência na qual a direção da interação muda. No caso do controle descentralizado, prefere-se o emparelhamento cujo o Número-RGA em torno da frequência de cruzamento seja próximo de 0 [20, 48].

4.2.2 Cálculo dos Critérios

As expressões matemáticas apresentadas na Subseção 4.2.1 foram aplicadas nos modelos obtidos para a plataforma experimental, por meio de rotinas implementadas no *software* MATLAB.

Nestas rotinas, os dados da matriz da planta modelada $\mathbf{G}_p(s)$ são inseridos. Os parâmetros (tais como ganho, atraso e constante de tempo) variam de acordo com a ordem do modelo escolhido, ou seja, modelo FOPDT ou modelo SOPDT. A partir destes parâmetros, as matrizes RGA e RNGA são calculadas.

Para o cálculo da matriz ERGA, a frequência de corte de cada processo SISO deve ser calculado *a priori*. Já no caso do número-RGA, a faixa de frequência de interesse deve ser informada, no intuito de analisar graficamente cada emparelhamento. Nesta dissertação, variou-se a frequência no intervalo de 10^{-5} radianos por segundo até 10^5 radianos por segundo, uma vez que essa faixa contemplava as possíveis frequências de operação do inversor de frequência (ou seja, de 0 a 60 Hz).

Em relação à matriz RDG, os efeitos dos distúrbios gerados através da abertura das válvulas de 1" e de 1 $\frac{1}{2}$ " são medidos na plataforma experimental. Posteriormente, estas medições também são informadas na rotina, para o cálculo de cada parâmetro β .

Por fim, os resultados obtidos são exibidos no *Command Window*, com a sugestão de emparelhamento informada.

Após o cumprimento dessas etapas no desenvolvimento do sistema de controle multivariável para a plataforma experimental, deu-se continuidade as próximas etapas da metodologia utilizada, que foram o projeto e a implementação do sistema de controle, conforme apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 5

Projeto e Implementação do Sistema de Controle

Em sistemas de controle manuais, a ação de controle baseia-se na observação no medidor pelo operador, para que seja realizada a ação manual de manter a variável do processo no valor desejado. Já em sistemas de controle automático, no qual o controlador pode ser um equipamento microprocessado, ações de controle mais robustas podem ser implementadas em cada malha de controle, como por exemplo, as ações Proporcional-Integral (PI) e Proporcional-Integral-Derivativa (PID).

5.1 Projeto dos Controladores e Análise de Desempenho

A formulação do controlador descentralizado $G_{C_i}(s)$ do tipo PID é expressa pela seguinte função de transferência:

$$G_{C_i}(s) = K_{C_i} \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_{D_i} s}{(1 + T_f s)} \right) \quad (5.1)$$

onde: K_{C_i} é o ganho proporcional do controlador descentralizado (*adimensional*); T_{I_i} é a constante de tempo integral do controlador descentralizado (*segundos*); T_{D_i} é a constante de tempo derivativa do controlador descentralizado (*segundos*) e T_f é a constante do filtro derivativo do controlador descentralizado (*segundos*).

Nesse contexto, as etapas seguintes no desenvolvimento do sistema de controle multivariável para a plataforma experimental foram a aplicação de técnicas de sintonia MIMO e o cálculo de índices de desempenho, na obtenção dos melhores parâmetros dos controladores descentralizados.

5.1.1 Técnicas de Sintonia Multivariável sem Desacoplamento

Dentre as técnicas de sintonia baseadas em modelos FOPDT sem desacoplamento, quatro técnicas foram escolhidas:

- método BLT, proposto por Luyben [49];
- método baseado nas Bandas de Gershgorin, proposto por Euzébio e Barros [50];
- método IMC Generalizado, proposto por Lee *et al.* [51];
- método baseado em EOP, proposto por Euzébio e Barros [50].

Método BLT

O método do Máximo Logaritmo do Módulo, amplamente conhecido pelo significado em inglês *Biggest Log Modulus Tuning* (BLT), pode ser visto como análogo ao método clássico de *Ziegler-Nichols* (ZN) de sistemas SISO para sintonia de sistemas de controle multivariável.

Neste método, o primeiro passo é o cálculo do ganho K_u e da frequência ω_u no limite de estabilidade para cada uma das plantas $G_{p_i}(s)$. Em seguida, é escolhido um fator de *detuning* F , com valor entre 2 e 5, de modo que os parâmetros do controlador PI sejam obtidos conforme a Tabela 5.1.

Tabela 5.1 Regras de Sintonia para o Método BLT.

$G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}
PI	$\frac{K_{ZN_i}}{F}$, com $K_{ZN_i} = \frac{K_{u_i}}{2,2}$	$F \cdot \tau_{ZN_i}$, com $\tau_{ZN_i} = \frac{2\pi}{1,2 \cdot \omega_{u_i}}$

No projeto do controlador, a escolha do fator F deve ter um compromisso razoável entre a estabilidade e o desempenho em sistemas multivariáveis [49].

Método baseado nas Bandas de Gershgorin

Euzébio e Barros [50] propuseram um método alternativo as técnicas de sintonia já existentes baseadas nas bandas de Gershgorin, no qual estende o método de sintonia Karimi-Kunze-Longchamp (K-K-L) para sistemas multivariáveis fracamente acoplados. Neste caso, uma nova restrição no problema de otimização é utilizada, no intuito de considerar também as interações de malha pelo uso das bandas de Gershgorin.

Neste método, as margens de estabilidade são definidas por meio dos parâmetros [7]:

- o ângulo α , obtido entre a linha reta r_n e o eixo real, cujo valor pertence ao intervalo entre 0° e 90° ; e a distância ℓ do ponto crítico, obtida no cruzamento da linha reta r_n (próxima à curva de Nyquist) com o eixo real negativo entre 0 e -1 (Fig. 5.1(a));
- o ângulo α_g , obtido entre a linha reta r_g e o eixo real, cujo valor pertence ao intervalo entre 0° e 90° ; e a distância ℓ_g do ponto crítico, obtida no cruzamento da linha reta r_g (próxima às bandas de Gershgorin) com o eixo real negativo entre 0 e -1 (Fig. 5.1(b)).

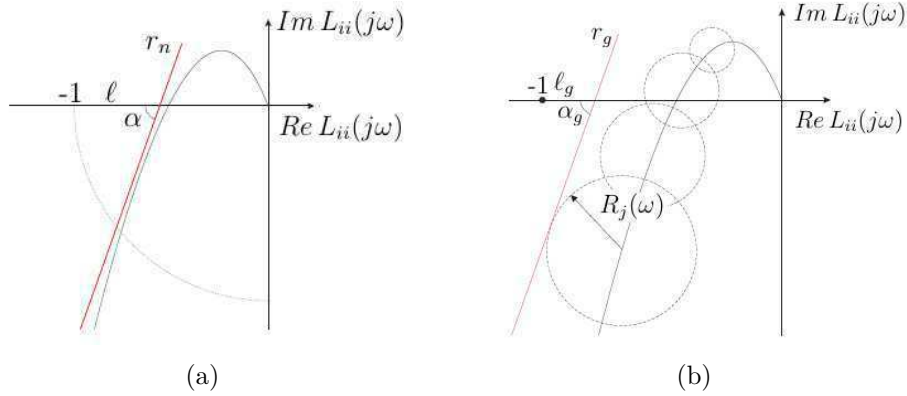


Figura 5.1 Margens de estabilidade: (a) linha reta r_n , ângulo α e distância ℓ ; (b) linha reta r_g , ângulo α_g e distância ℓ_g (Adaptado de: Euzébio [7]).

As margens de ganho e de fase, do inglês *Gain margin* (GM) e *Phase margin* (PM), são consideradas sobre as malhas referentes aos elementos diagonais da matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$ e sobre as bandas de Gershgorin destas.

Nessa técnica de sintonia, cada controlador descentralizado da matriz é dado conforme a Eq. (5.2).

$$G_{c_i}(s) = \rho_i^T \phi(s) \quad (5.2)$$

onde: $\rho_i^T = [K_{C_i} \ K_{I_i} \ K_{D_i}]$ e $\phi(s) = \left[1 \ \frac{1}{s} \ \frac{s}{T_f s + 1}\right]$.

Conforme discutido em Euzébio [7], o problema de otimização representado na Eq. (5.3) deve ser aplicado às n malhas de controle e sua solução é obtida por programação linear.

$$\begin{aligned}
 & \underset{\rho_i}{\text{maximizar}} && K_{I_i}(\rho_i) \\
 & \text{sujeito a} && \rho_i^T (\cot \alpha \Im_{ii}(\omega_k) - \Re_{ii}(\omega_k)) + \ell \geq 1 \ \forall \omega_k \\
 & && \rho_i^T (\cot(\alpha_g) \Im_{ii}(\omega_k) \\
 & && + \cot(\alpha_g) \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_g\right) \Delta(\omega_k)) \\
 & && - \rho_i^T (\Re_{ii}(\omega_k)) - \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_g\right) \Delta(\omega_k)) \\
 & && + \ell \geq 1 \ \forall \omega_k
 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Método IMC Generalizado

Lee *et al.* [51] sugeriram a generalização do método do Controle pelo Modelo Interno, do inglês *Internal Model Control* (IMC), para sistemas multivariáveis.

Assim, o controlador multivariável ideal $K_i(s)$ para a i -ésima malha no método IMC Generalizado é dado pela Eq. (5.4).

$$K_i(s) = \frac{C_{IMC_i}(s)}{1 - G_{p_{ii}}(s)C_i(s)} = \frac{[G_{ii-}(s)]^{-1}}{(\tau_{c_i} + 1)^{n_i} - G_{ii+}(s)} \quad (5.4)$$

onde: $C_{IMC_i}(s)$ é o controlador IMC da malha, $G_{ii-}(s)$ e $G_{ii+}(s)$ são parte mínima e não-mínima do processo $G_{p_{ii}}(s)$ que compõe a matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, respectivamente; τ_{c_i} é uma constante de sintonia relacionada à estabilidade e ao desempenho do sistema, e n_i é a ordem do filtro IMC.

Fazendo a expansão de Maclaurin $f_i(s)$ igual a $K_i(s) \cdot s$ e truncando os três primeiros termos em s , o controlador ideal é interpretado como um controlador PID padrão $G_{c_i}(s)$, conforme apresentado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 Regras de Sintonia para o Método IMC Generalizado.

Controlador	$G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	T_{D_i}
PID		$f'_i(0)$	$-\frac{[G'_{ii+}(0) - n_i \tau_{c_i}] K_{C_i}}{[G^{-1}(0)]_{ii}}$	$\frac{f''_i(0)}{2K_{C_i}}$

Método baseado em EOP

O projeto da matriz dos controladores descentralizados para sistemas multivariáveis fortemente acoplados pode ser feito aplicando-se o conceito de Processo em Malha Aberta Efetivo, do inglês *Effective Open-loop Process* (EOP) [52].

Este método permite a equivalência de um sistema MIMO em um conjunto de sistemas SISO obtidos pelas malhas efetivas, conforme apresentado na Fig. 5.2. Além disso, o método de sintonia baseado em EOP requer o conhecimento dos parâmetros do controlador inicial de cada malha desta.

Cada malha EOP pode ser descrita conforme a Eq. (5.5).

$$G_{p_{jj}}^{ef} = G_{p_{jj}}(s) - \sum_{i=1}^n \frac{G_{p_{ji}}(s)G_{c_i}(s)G_{p_{ij}}(s)}{1 + G_{p_{ii}}(s)G_{c_i}(s)} + \frac{G_{p_{jj}}(s)G_{c_j}(s)G_{p_{jj}}(s)}{1 + G_{p_{jj}}(s)G_{c_j}(s)} \quad (5.5)$$

Em um procedimento iterativo linear, o controlador de cada malha efetiva é projetado sequencialmente. Tal procedimento prossegue até não haver mais mudança significativa nos parâmetros do controlador PID entre dois reprojatos, ou até que as especificações de projeto sejam atendidas [7].

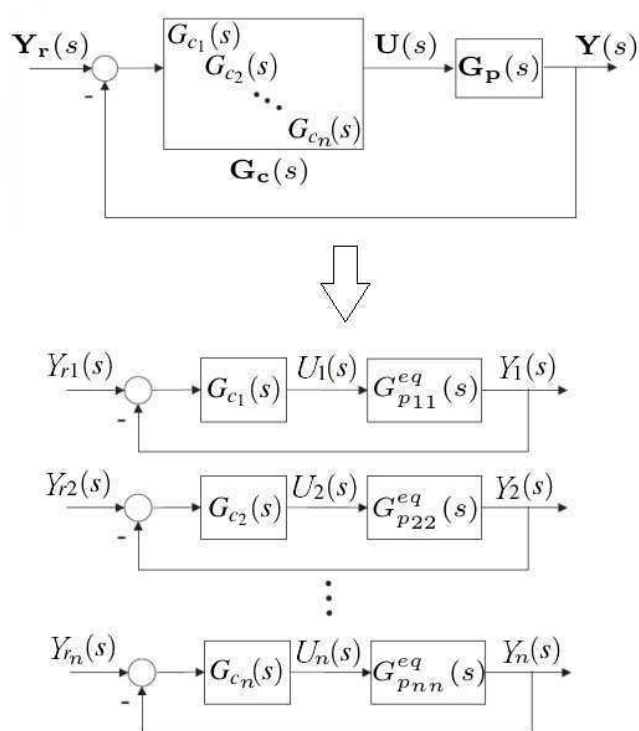


Figura 5.2 Representação em diagrama de blocos da equivalência entre um sistema MIMO de ordem $n \times n$ e os sistemas SISO baseados em EOPs.

Euzébio e Barros [50] propuseram um procedimento iterativo para sintonizar controladores PID descentralizados, onde as interações de malha são consideradas tanto por bandas de Gershgorin quanto por EOPs. Este método pode ser ilustrado em um fluxograma, conforme observado na Fig. 5.3.

Inicialmente, os controladores são projetados com base no método baseado nas Bandas de Gershgorin, também proposto por Euzébio e Barros [50]. Caso as margens de estabilidade especificadas não sejam alcançadas, os controladores subsequentes são reprojatados em EOP, até que o problema de otimização seja solucionado.

Nesta dissertação, optou-se projetar os controladores descentralizados pelo método baseado em EOP, uma vez que este método conseguiu simultaneamente atenuar a interação entre malhas de controle e apresentar uma rápida resposta do sistema proposto para a plataforma experimental.

5.1.2 Técnicas de Sintonia Multivariável com Desacoplamento

Dentre as técnicas de sintonia baseadas em modelos FOPDT com desacoplamento, duas técnicas foram escolhidas:

- método baseado nas Bandas de Gershgorin, proposto por Chen e Seborg [3];
- método NDT, proposto por Tavakoli *et al.* [53].

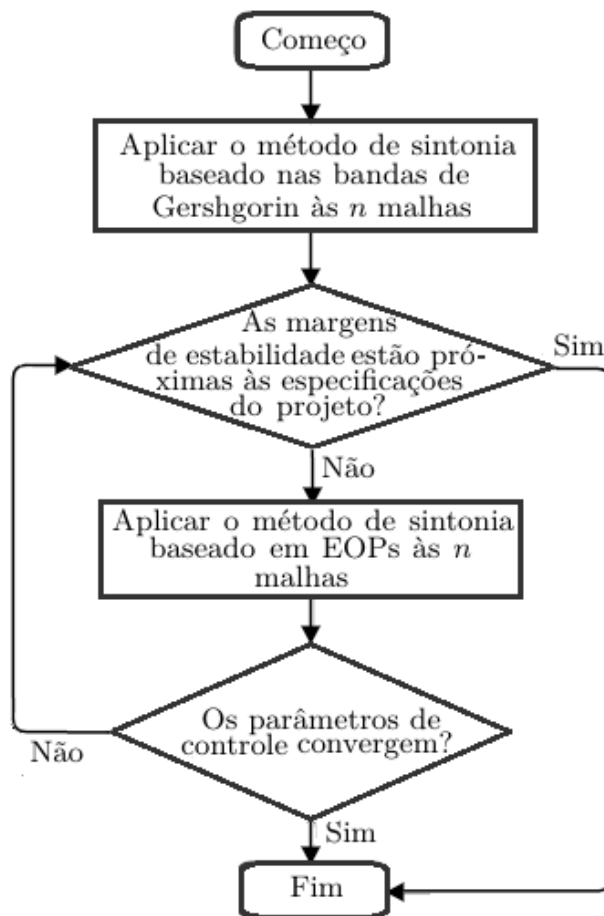


Figura 5.3 Fluxograma do procedimento iterativo do método baseado em EOP (Adaptado de: Euzébio [7]).

Método baseado nas Bandas de Gershgorin

Chen e Seborg [3] propuseram um método de projeto de controladores PID em sistemas de controle multivariáveis, a partir da análise de estabilidade. Neste método, não há limitação da ordem do modelo ou de qualquer outra forma específica do sistema MIMO. Apenas a resposta em frequência de cada combinação entrada-saída é necessária para determinar as informações de ponto crítico.

Tanto o ganho crítico como a frequência crítica são definidas para o sistema de controle multivariável com base em suas bandas de Gershgorin, melhor descritas na Subseção 2.2.4. Os parâmetros do controlador podem ser obtidos usando uma versão modificada do método de ZN, conforme apresentado na Tabela 5.3. A constante $f \geq 1$ presente nas regras é um fator de *detuning*. Para $f = 1$, as configurações originais do método de ZN são obtidas.

Para sistemas MIMO que não são diagonalmente dominantes, a aplicação de desacopladores estáticos é necessária, no intuito de alcançar a dominância na diagonal principal.

Tabela 5.3 Regras de Sintonia para o Método de Chen e Seborg.

Controlador	$G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	T_{D_i}
PI		$\frac{0,45K_{cu_i}}{f}$	$\frac{2\pi}{1,2\omega_{u_i}}f$	-
PID		$\frac{0,6K_{cu_i}}{f}$	$\frac{\pi}{\omega_{u_i}}f$	$\frac{\pi}{4\omega_{u_i}}f$

Método NDT

Tavakoli *et al.* [53] propuseram um método de sintonia PID descentralizado para sistemas TITO, no qual formularam o projeto da matriz dos controladores descentralizados como um problema de otimização. Neste caso, o método de Sintonia Adimensional, do inglês *Non-Dimensional Tuning* (NDT), deve satisfazer as especificações do projeto, como por exemplo, minimizar um índice de desempenho escolhido.

As interações de malha indesejáveis são atenuadas por meio de uma matriz de desacopladores $\mathbf{D}(s)$, dada conforme a Eq. (5.6),

$$\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} \vartheta_1(s) & D_{12}(s)\vartheta_2(s) \\ D_{21}(s)\vartheta_1(s) & \vartheta_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

de forma que os elementos dessa matriz são em função do atraso L_{ij} (com i, j variando de 1 a 2) do modelo FOPDT de cada processo que compõe a matriz da planta $\mathbf{G}_p(s)$, conforme representados nas Eqs. (5.7) a (5.10).

$$\vartheta_1(s) = \begin{cases} 1, L_{21} \geq L_{22} \\ e^{(L_{21}-L_{22})s}, L_{21} < L_{22} \end{cases} \quad (5.7)$$

$$\vartheta_2(s) = \begin{cases} 1, L_{12} \geq L_{11} \\ e^{(L_{12}-L_{11})s}, L_{12} < L_{11} \end{cases} \quad (5.8)$$

$$D_{12}(s) = \frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} e^{-(L_{12}-L_{11})s} \quad (5.9)$$

$$D_{21}(s) = \frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} e^{-(L_{21}-L_{22})s} \quad (5.10)$$

Assim, a matriz da planta desacoplada $\mathbf{T}(s)$ é obtida conforme a Eq. (5.11).

$$\mathbf{T}(s) = \mathbf{G}_p(s)\mathbf{D}(s) = \begin{bmatrix} T_1(s) & 0 \\ 0 & T_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Cada elemento dessa matriz pode ser aproximado por um modelo SOPDT, conforme representado na Eq. (5.12).

$$T_i(s) = \frac{K_i \omega_{n_i}^2 e^{-L_i s}}{(s^2 + 2\zeta_i \omega_{n_i} s + \omega_{n_i}^2)} \quad (5.12)$$

onde: K_i é o ganho do sistema (*adimensional*), L_i é o atraso de transporte (*segundos*), ω_{n_i} é a frequência natural (*radiano por segundo*) e ζ_i é o fator de amortecimento do modelo SOPDT, com $0 < \zeta \leq 1$.

Considerando este tipo de aproximação, os parâmetros do controlador PID são definidos com base nos parâmetros do modelo, conforme apresentado na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 Regras de Sintonia para o Método NDT.

Controlador	$G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	T_{D_i}
PID		$\frac{\zeta_i}{K_i L_i \omega_{n_i}}$	$\frac{2\zeta_i}{\omega_{n_i}}$	$\frac{1}{2\zeta_i \omega_{n_i}}$

5.1.3 Índices de Desempenho

Por definição, o índice de desempenho deve ser um número maior ou igual a zero, de forma que o melhor sistema projetado será aquele que apresente o menor valor que satisfaça essa condição.

Nesta dissertação, optou-se avaliar o desempenho dos sistemas de controle em malha fechada com os controladores propostos a partir dos índices IAE e ISE, devido estes critérios serem os mais utilizados na literatura para sistemas multivariáveis.

Índice IAE

Na avaliação do desempenho em malha fechada, pode-se considerar um degrau unitário para o sinal de referência do sistema.

Dessa forma, tem-se que o desempenho da saída pode ser dado pela Integral do Erro Absoluto, do inglês *Integral Absolute Error* (IAE), no qual se baseia no módulo do erro do sistema [54], de acordo com a Eq. (5.13).

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt \quad (5.13)$$

onde: $e(t)$ é o erro do sistema; T é um tempo finito escolhido de modo que a integral se aproxime de um valor de regime permanente. Usualmente, é conveniente escolher T igual ao tempo de estabelecimento t_s .

Quanto à aplicação, esse índice é particularmente útil para estudos de simulações computacionais.

Índice ISE

No intuito de aplicar ponderações no erro do sistema, o índice Integral do Erro Quadrático, do inglês *Integral Square Error* (ISE), é utilizado de acordo com a Eq. (5.14).

$$\text{ISE} = \int_0^T e^2(t)dt \quad (5.14)$$

Entretanto, o ISE apresenta baixa seletividade devido as variações no controlador corresponderem com pequenas variações nesse índice.

5.1.4 Projeto e Simulação no *software* MATLAB

O projeto da matriz dos controladores descentralizados para a plataforma experimental foi realizado em rotinas implementadas no *software* MATLAB. Os parâmetros de cada controlador descentralizado foram obtidos por meio do conjunto das técnicas de sintonia descritas nas Subseções 5.1.1 e 5.1.2.

No ambiente de simulação *Simulink*, a estrutura de controle apresentada na Subseção 2.2.2 foi utilizada para as técnicas que consideram a interação entre malhas. Já a estrutura de controle apresentada na Subseção 2.2.3 foi utilizada para as técnicas que aplicam desacopladores, no intuito de atenuar a interação entre malhas.

Para cada técnica selecionada, o gabarito temporal das saídas vazão e pressão foi simulado no sistema de controle em malha fechada, considerando um intervalo total de 5000 segundos dada uma variação por vez no sinal de referência, do tipo degrau unitário.

Os índices descritos na Subseção 5.1.3 foram aplicados para avaliação do desempenho dos controladores descentralizados propostos, de forma a selecionar o melhor projeto de controle.

Após essa seleção, a estrutura de controle descentralizada foi implementada fisicamente, conforme apresentado na Seção 5.2.

5.2 Implementação do Sistema de Controle Multivariável

O projeto dos controladores descentralizados pode ser validado a partir da implementação do sistema de controle multivariável. A plataforma experimental já dispõe de um CLP para o processamento da informação dos transdutores por meio de um código desenvolvido no *software* STEP 7-Micro/WIN. Além disso, a execução das ações de controle na planta é realizada por meio de um sistema supervisor, desenvolvido no *software* LabVIEW e aperfeiçoado para controle de sistemas multivariáveis.

5.2.1 Programação no *software* STEP 7-Micro/WIN

O programa desenvolvido na linguagem *Ladder* para o CLP da plataforma experimental foi dividido em duas partes: o programa principal e as sub-rotinas.

No programa principal, apresentado na Fig. 5.4, é definido um intervalo de tempo de 500 milisegundos no bloco temporizador T33 (valor +50 vezes a resolução de 10 milisegundos do T33). Este é habilitado pelo contato normalmente fechado M0.0 para a solicitação de duas sub-rotinas: uma referente ao monitoramento das entradas analógicas (*SBR_0*) e outra alusiva ao acionamento das saídas analógicas (*SBR_1*).

Na sub-rotina de monitoramento, a aquisição dos sinais obtidos no tubo principal (2") e nos tubos de geração de distúrbios (1" e 1½") é realizada por meio dos módulos EM 235 e EM 231/TC, respectivamente. Cada módulo deste define internamente as entradas e saídas analógicas como uma palavra em base decimal, variando na faixa de 0 a +32000₍₁₀₎, que é o fundo de escala dos módulos.

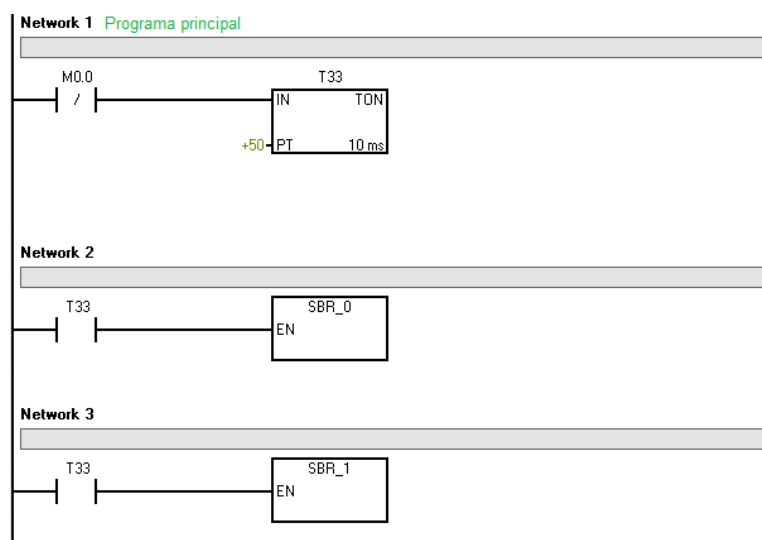
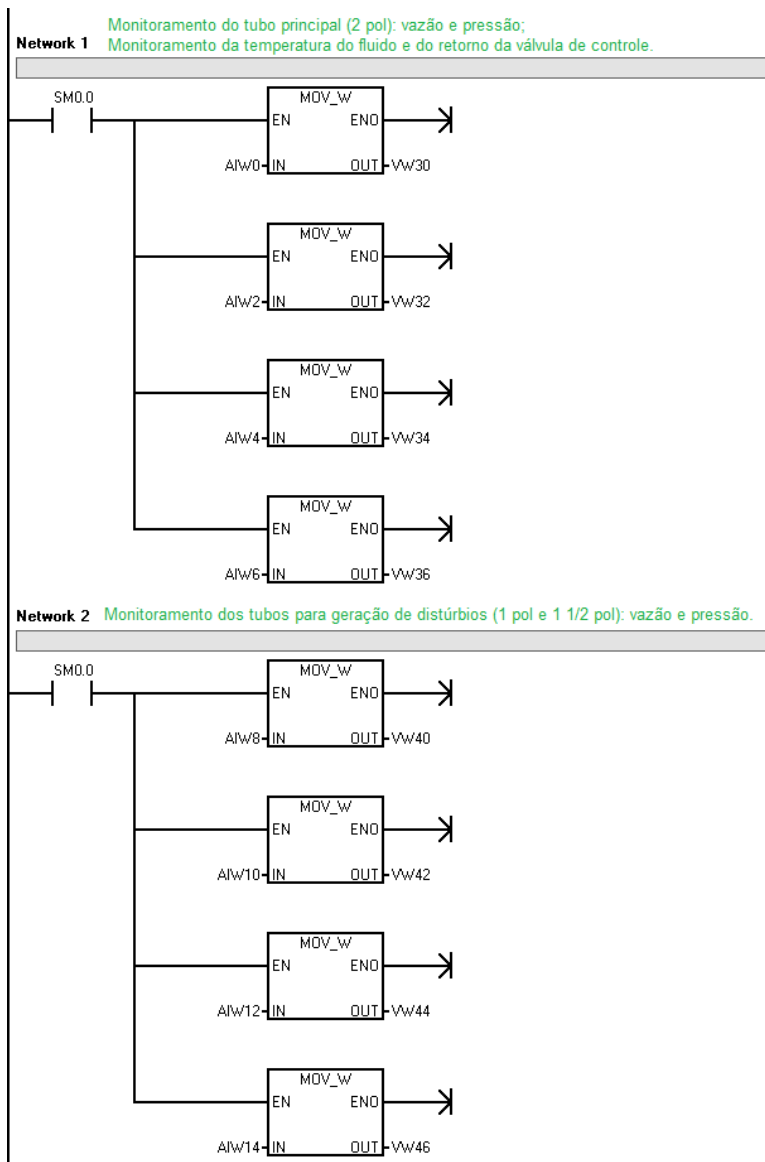


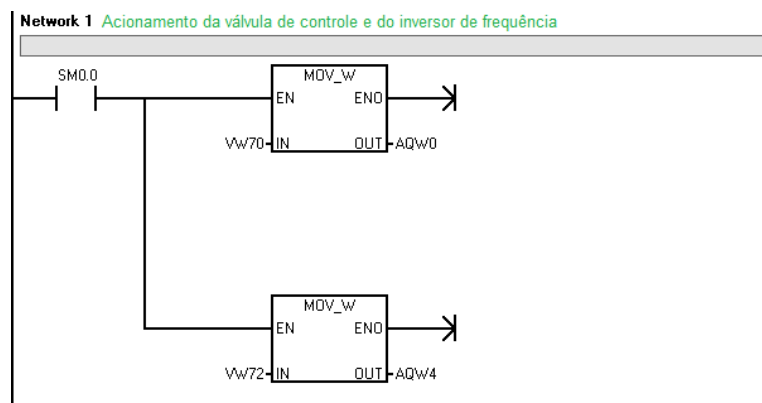
Figura 5.4 Representação do programa principal desenvolvido na linguagem *Ladder* no CLP.

Conforme apresentado na Fig. 5.5(a), os dados obtidos pelos sensores de vazão e de pressão no tubo principal, bem como pelo sensor de temperatura e pelo retorno da válvula de controle são mapeados nas variáveis do tipo entrada analógica AIW0, AIW2, AIW4 e AIW6 e tem seu valor definido nessa faixa. Este valor é armazenado nas variáveis do tipo *word* VW30, VW32, VW34 e VW36 como uma palavra de 2 *bytes* por meio do bloco MOV_W.

Nos tubos para geração de distúrbios, os dados obtidos pelos sensores de vazão e pressão são mapeados nas variáveis do tipo entrada analógica AIW8, AIW10, AIW12 e AIW14, também tendo seu valor definido nessa faixa. Este valor é armazenado nas variáveis do tipo *word* VW40, VW42, VW44 e VW46, também como uma palavra de 2 *bytes* por meio do bloco MOV_W.



(a)



(b)

Figura 5.5 Sub-rotinas no CLP usando a linguagem *Ladder*: (a) monitoramento das entradas analógicas; (b) acionamento das saídas analógicas.

Já na sub-rotina de acionamento, a aplicação dos sinais nos atuadores é realizada por meio dos módulos EM 235 e EM 232. Como observado na Fig. 5.5(b), os sinais de corrente e de tensão aplicados nas entradas da válvula e do inversor de frequência, respectivamente, são representados pelas variáveis do tipo saída analógica AQW0 e AQW4, assumindo valores de acordo com o tipo de controle ativado ou ponto de operação fixado.

5.2.2 Programação no *software* LabVIEW

No diagrama de blocos do sistema supervisor, duas abas foram propostas: uma para o controle manual e outra para o controle multivariável, considerando a planta com ordem 2×2 . No caso da aba referente ao controle manual, esta já foi implementada em Melo *et al.* [55] para sistemas de controle do tipo SISO.

Ambas as abas estão em estruturas *case* distintas, no interior de um laço *while*, sendo selecionadas de acordo com o interesse do operador, conforme ilustrado na Fig. 5.6, quadro (a).

Quando a aba do controle multivariável é selecionada, o valor de referência definido para cada malha de controle é condicionado em uma faixa de $\pm 5\%$ deste valor, considerando-se que os valores de vazão e de pressão estejam nessa faixa em regime permanente, conforme apresentado na Fig. 5.6, quadro (b).

Para representar a matriz de controladores descentralizados projetada, dois blocos *PID Advanced* foram utilizados. Este tipo de bloco faz a relação percentual do sinal de entrada (erro) aplicado e do sinal de saída (sinal de comando) gerado, com base no fundo de escala dos sensores (no caso, 38 LPM e 2500 mbar). Por isso, quatro blocos *Formula* foram utilizados para normalizar os valores de referência e as variáveis do processo, conforme ilustrado na Fig. 5.6, quadro (c).

Além disso, os controladores descentralizados projetados são especificados na IHM por meio de dois blocos *Converter PID Parameters*, com campos para os valores dos parâmetros PID e com a opção da unidade de medida a ser utilizada (por exemplo, adimensional e segundos). Um filtro derivativo de 0,1 segundos foi aplicado para atenuar o ruído obtido nos sinais de comando, também presente na Fig. 5.6, quadro (c).

Para condicionar os sinais de comando na faixa desejada, as relações de equivalência foram obtidas, conforme representadas nas Eqs. (5.15) e (5.16).

$$X_t = 107 \cdot V_{\%} + 21333 \quad (5.15)$$

$$X_c = 224 \cdot I_{\%} + 9600 \quad (5.16)$$

onde: X_t é a palavra na base decimal referente à tensão aplicada no inversor de frequência; $V_{\%}$ é a tensão aplicada pelo controlador em termos percentuais; X_c é a palavra na base



Figura 5.6 Diagrama de blocos da aba de controle multivariável (2 × 2) na IHM implementada no LabVIEW.

decimal referente à corrente aplicada na válvula de controle; e $I\%$ é a corrente aplicada pelo controlador em termos percentuais.

Essas palavras decimais passam por saturadores e são convertidas nas grandezas tensão e corrente, de forma que os sinais de comando não estropeiem o fundo de escala dos atuadores (no caso, 10 V para o inversor de frequência e 20 mA para a válvula de controle. Isto evita que os atuadores sejam danificados durante o funcionamento do sistema de controle projetado, conforme ilustrado na Fig. 5.6, quadro (e).

A posição da haste, correspondente ao nível de corrente aplicado na válvula de controle, associa proporcionalmente a posição com a palavra em decimal. Ou seja, do estado ‘Totalmente Fechada’ a ‘Totalmente Aberta’ da válvula de controle, a palavra varia no intervalo de $+6400_{(10)}$ a $+32000_{(10)}$, conforme ilustrado na Fig. 5.6, quadro (d).

Já a frequência, correspondente ao nível de tensão aplicado no inversor de frequência, obedece à relação descrita na Eq. (5.17).

$$F = \left(\frac{3}{1600} \right) \cdot X_f \quad (5.17)$$

onde: F é a frequência de operação (Hz) e X_f é a palavra em decimal para esta grandeza física, apresentado na Fig. 5.6, quadro (f).

A partir dos valores de tensão (0 a 10 V para o acionamento do inversor de frequência, e 1 a 5 V para o realimentação da válvula de controle) ou de corrente (4 a 20 mA para leitura dos sensores e acionamento da válvula) aplicados na entrada e/ou saída de cada módulo, obtém-se as relações de equivalência com as grandezas físicas vazão e pressão, conforme representado nas Eqs. (5.18) e (5.19).

$$Q = \left(X_q \cdot \frac{37}{25600} \right) - \frac{9343}{1000} \quad (5.18)$$

$$P = 1000 \cdot \left[\left(X_p \cdot \frac{3}{32000} \right) - \frac{63}{100} \right] \quad (5.19)$$

onde: Q é a vazão medida (LPM); X_q é a palavra na base decimal referente à vazão medida; P é a pressão medida (mbar); X_p é a palavra na base decimal referente à pressão medida, conforme apresentado na Fig. 5.6, quadro (h).

O gabarito temporal das grandezas físicas de interesse está sincronizado com a data e a hora do sistema operacional do computador central por meio do bloco *Get Date/Time in Seconds*. Os dados obtidos em ambas as abas são convertidos em caracteres para serem armazenados ao término da execução da IHM, disponibilizados em arquivo .txt para análise posterior, conforme ilustrado na Fig. 5.6, quadro (g).

No painel frontal da aba de controle multivariável, o controle descentralizado da planta é feito por meio dos controladores obtidos nas malhas com menor interação. Os pa-

râmetros K_C , T_I e T_D de cada controlador projetado são inseridos nos campos disponíveis na IHM, com a topologia PID escolhida (no caso, *Academic (standard)*).

Assim, os sinais de comandos são enviados para o inversor de frequência e para a válvula de controle, sendo visualizados pelos indicadores personalizados dos atuadores. Os sinais do processo são lidos pelos sensores de vazão e pressão, sendo visualizados pelo gráficos e indicadores numéricos.

Na IHM há também uma chave seletora do modo manual para o modo automático. A chave no modo manual garante condições de operação iniciais não nulas para o inversor de frequência e para a válvula de controle. Após a definição dos valores de referência de vazão e de pressão desejados, a chave é mudada para o modo automático, no intuito de verificar se a vazão e a pressão no tubo principal alcançaram os valores de referência definidos.

Caso o LED 'Erro' acenda, o botão 'PARAR' deve ser acionado pelo operador, conforme apresentado na Fig. 5.6, quadro (i). Neste caso, as outras opções disponíveis são alterar a chave para o modo manual ou retornar para a aba de controle manual.

5.2.3 Procedimento Experimental

A partir do sistema supervisório proposto, uma sequência de testes com o sistema de controle descentralizado foi realizada na plataforma experimental, considerando como referência a parte removível do tubo principal limpa.

Após essa sequência, outros testes foram realizados usando outra parte removível do tubo principal, com diferentes níveis de incrustação, denominados como nível 1 e nível 2. Em ambos os níveis, um dos lados do tubo removível teve seu diâmetro obstruído com a aplicação gradual de massa betuminosa, para avaliar o impacto da incrustação como distúrbio no sistema de controle proposto, conforme apresentado na Fig. 5.7.

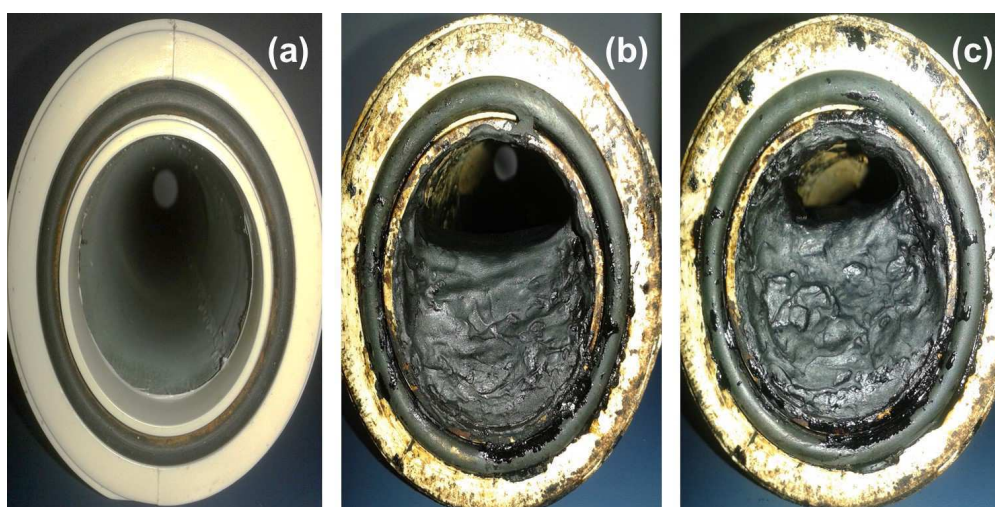


Figura 5.7 Parte removível do tubo principal:(a) tubo limpo; (b) tubo incrustado (nível 1);(c) tubo incrustado (nível 2).

Para diferenciar os níveis de incrustação, inicialmente foi despejado 0,5 litro de massa betuminosa no interior da parte removível do tubo principal. No nível 1, a incrustação foi determinada a partir da obtenção de uma variação significativa na vazão e na pressão em relação ao tubo limpo. Já no nível 2, a quantidade de massa betuminosa no mesmo tubo foi aumentada até que fosse detectada uma variação na vazão e na pressão maior do que aquela obtida no nível 1.

Os valores de referência de vazão e pressão foram baseados em um gráfico do *datasheet* do sensor de vazão, apresentado na Fig. 5.8, para obter os pares de vazão e pressão de acordo com o regime de escoamento do fluido.

As condições iniciais dos atuadores foram 6 mA, que corresponde a $\frac{1}{8}$ de abertura na válvula de controle e 6,67 V, que corresponde a 40 Hz no inversor de frequência. Essas condições foram compatíveis com a curva extraída e possibilitaram que o sistema operasse inicialmente em 18 LPM e 27 mbar. Tais valores são pertencentes ao intervalo de regime turbulento de escoamento da plataforma experimental, anteriormente analisado em Melo [55].

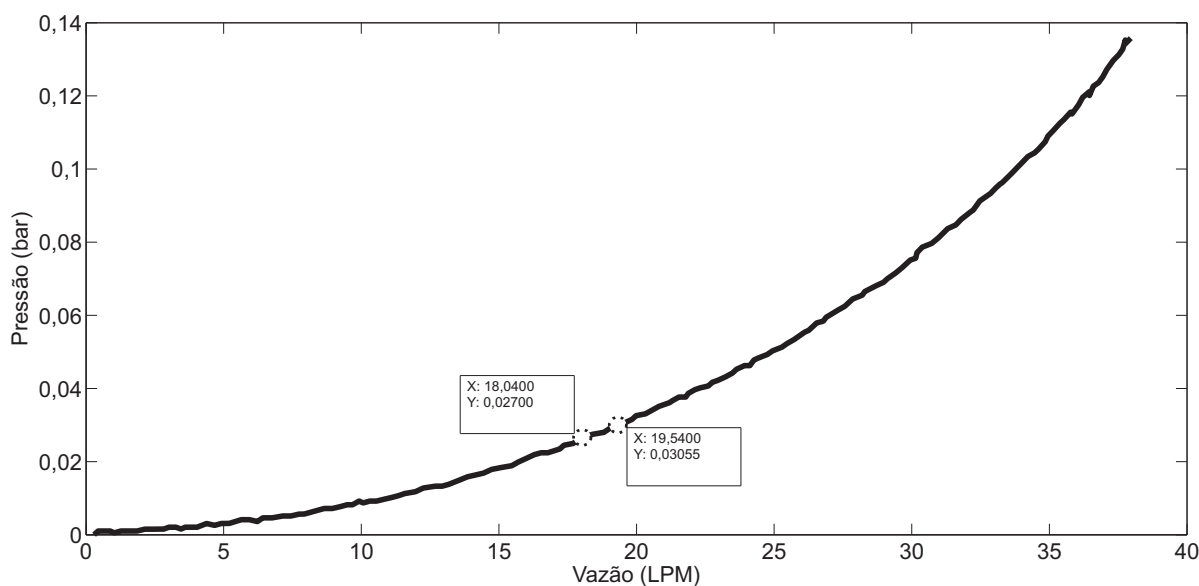


Figura 5.8 Curva Pressão *versus* Vazão tomada como referência para investigação dos valores de referência no sistema multivariável.

Nesta dissertação, optou-se pela plataforma experimental operando em regime turbulento, pois o perfil de velocidade do fluido neste regime não interfere na medição do fluxo na tubulação principal. Por isso, os valores de referência escolhidos em regime permanente para a vazão e a pressão na tubulação principal foram 19,5 LPM e 31 mbar, respectivamente, pois estes valores garantiam o funcionamento adequado do sistema de controle projetado.

Os resultados obtidos durante o desenvolvimento do sistema de controle multivariável proposto estão apresentados no Capítulo 6.

Capítulo 6

Resultados e Discussão

Após a realização das etapas para o desenvolvimento do sistema de controle multi-variável na plataforma experimental, foram reunidos os resultados obtidos em simulação e nos testes experimentais, de modo que fosse avaliada a contribuição dada nesta dissertação de mestrado.

6.1 Identificação e Validação dos Modelos FOPDT

A partir dos testes e dos métodos de identificação abordados respectivamente nas Subseções 4.1.1 e 4.1.2, pode-se obter os parâmetros dos modelos do tipo FOPDT e SOPDT para a plataforma experimental.

Nas Figs. 6.1 e 6.2 pode-se observar a resposta ao degrau para o processo *Vazão-Tensão* e a curva estimada com o modelo FOPDT obtido pelo método dos mínimos quadrados, respectivamente.

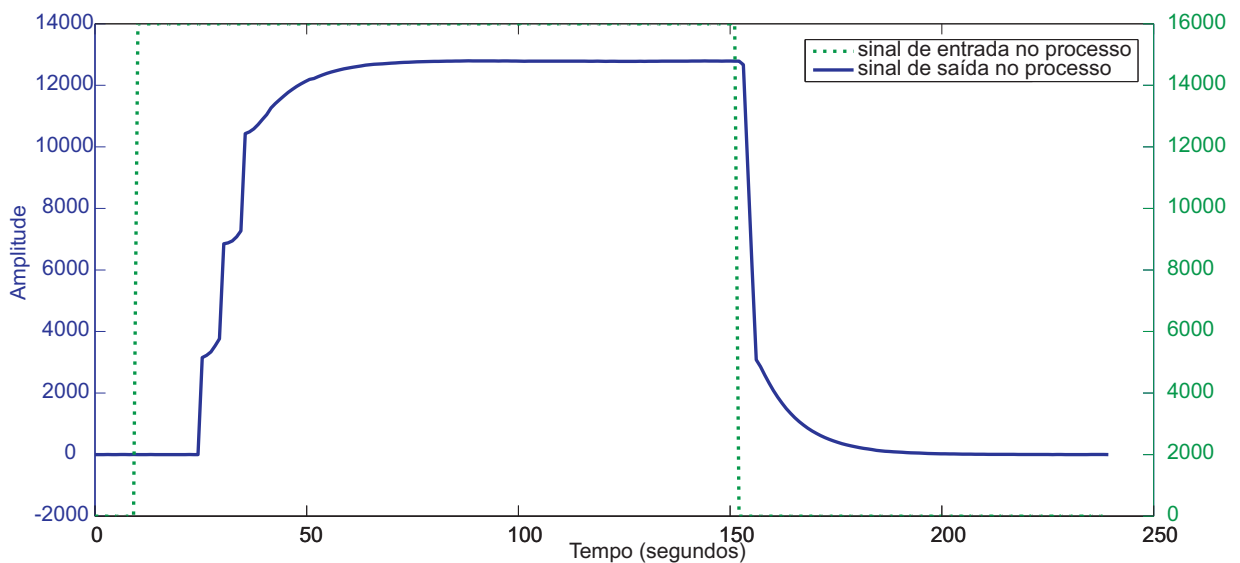


Figura 6.1 Gráfico referente à resposta ao degrau do processo *Vazão-Tensão*.

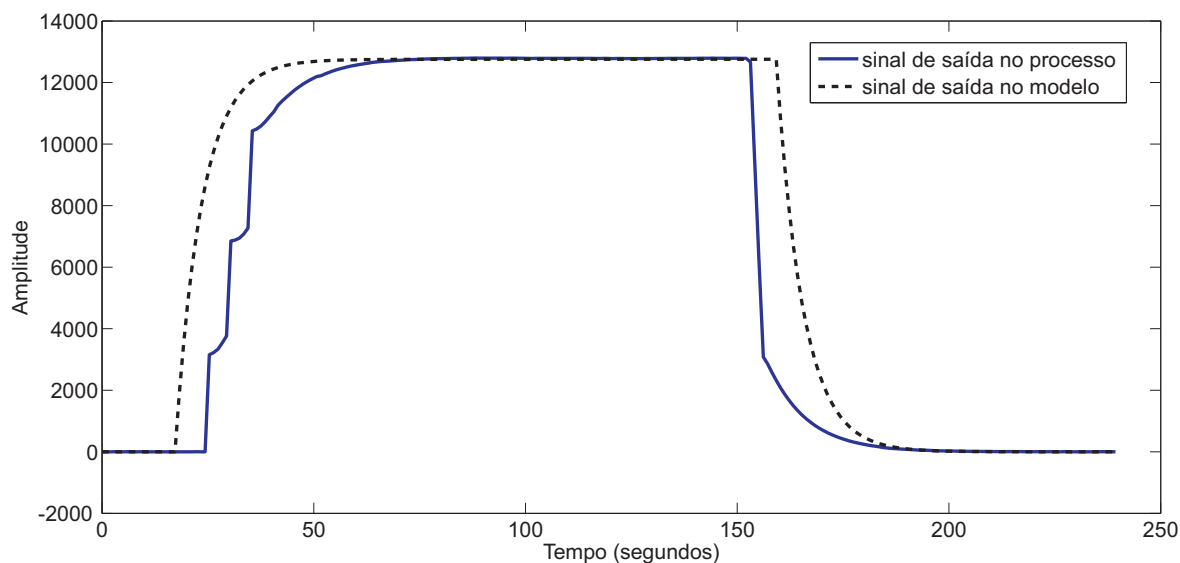


Figura 6.2 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido para esse processo, a partir do método dos mínimos quadrados.

Já nas Figs. 6.3 e 6.4 pode-se observar a resposta aos chaveamentos consecutivos para o processo *Vazão-Tensão* e a curva estimada com o modelo FOPDT obtido pelo método da resposta em frequência, respectivamente.

Os sinais de entrada e de saída nas Figs. 6.1 e 6.3 estão representadas como palavras em base decimal, que podem ser obtidos por meio das relações de equivalência descritas na Subseção 5.2.2.

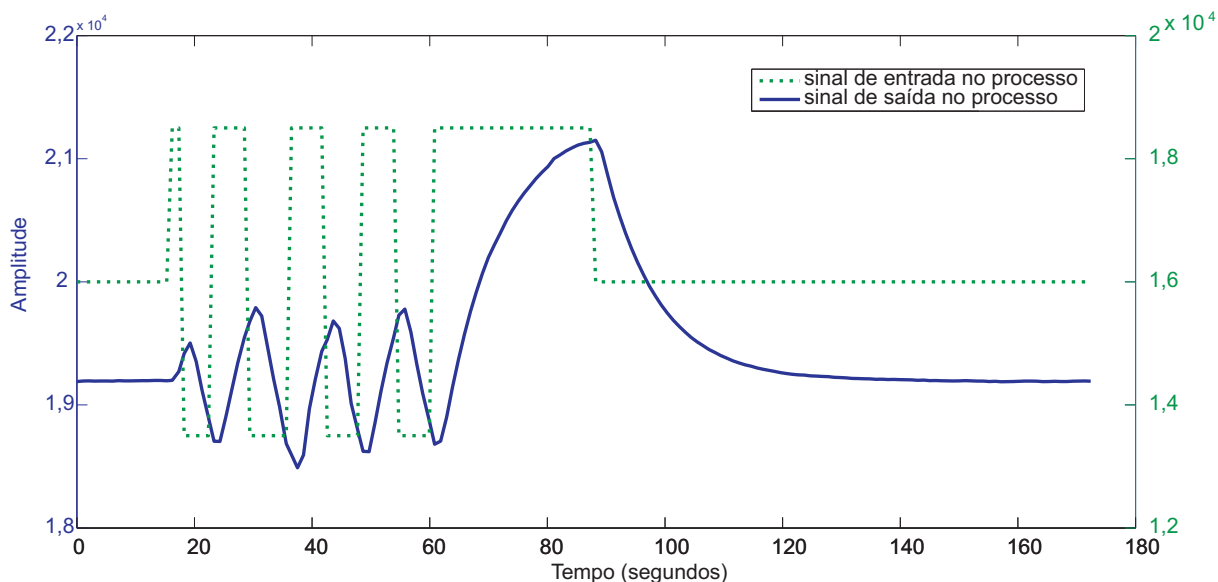


Figura 6.3 Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos do processo *Vazão-Tensão*.

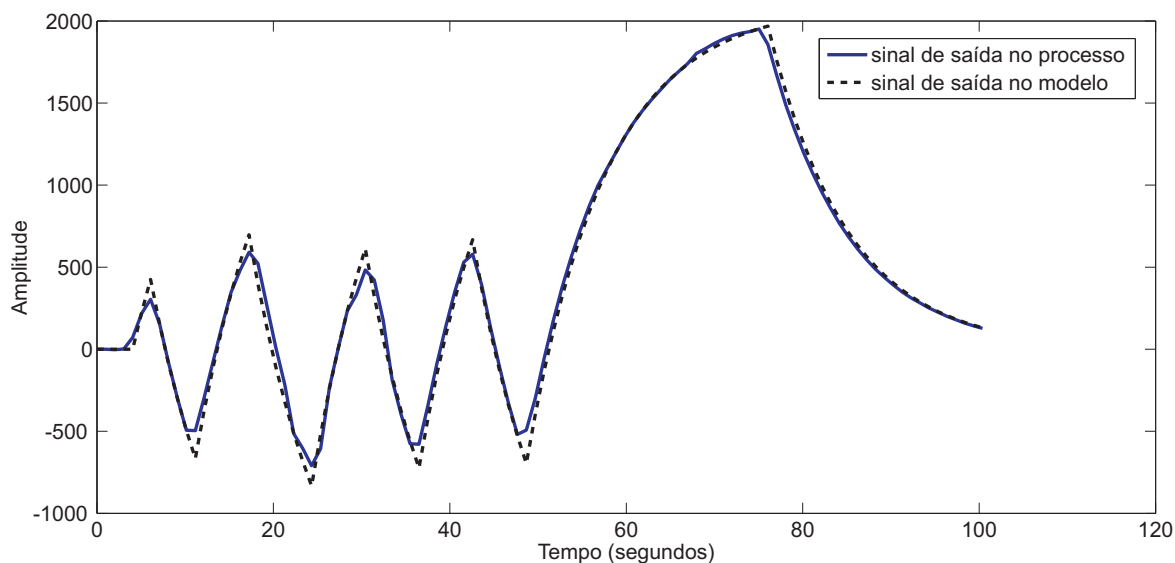


Figura 6.4 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido para esse processo, a partir do método da resposta em frequência.

As respostas ao degrau e aos chaveamentos consecutivos referentes aos demais processos da matriz da planta, bem como as curvas experimentais e estimadas via modelo FOPDT, podem ser observadas no Apêndice A.

A partir das curvas estimadas nas Figs. 6.2 e 6.4, pode-se observar o modelo FOPDT obtido com base no teste do ponto crítico representou adequadamente a dinâmica do processo do que aquele obtido a partir da resposta ao degrau. Uma das justificativas é o fato do sinal periódico $u(t)$, correspondente aos chaveamentos consecutivos aplicados na entrada da planta, apresentar a propriedade de excitação persistente.

Ou seja, um sinal periódico de período n obedece tal propriedade por meio da Eq. (6.1).

$$U_{PE} = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{k=1}^t (A(q)u(k))^2 = a^T C_n a > 0 \quad (6.1)$$

onde: U_{PE} é a ordem da excitação persistente, a é um vetor coluna com os coeficientes do polinômio $A(q)$, de ordem $n - 1$, e C_n é a matriz de covariância empírica da entrada.

Então, os parâmetros dos modelos FOPDT para os quatro processos da matriz da planta foram obtidos a partir do teste com base no ponto crítico - relé-pulso, aplicando-se o método da resposta em frequência, conforme as Tabelas 6.1 a 6.4. O coeficiente de Theil e decomposições, apresentados na Subseção 4.1.3, também foram calculados e os três melhores resultados por coeficiente foram destacados em negrito.

Tabela 6.1 Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p11} (s) (*Vazão-Tensão*) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,8402	9,4830	1,4290	0,0344	0,0319	0,1398	0,8283
02	1,1860	16,0700	1,7860	0,1469	0,1167	0,1299	0,7534
03	0,8220	8,7730	1,7800	0,0382	0,0133	0,1012	0,8856
04	0,8012	9,8170	1,7590	0,0618	0,0301	0,1596	0,8102
05	0,8328	8,9590	2,2170	0,0514	0,0232	0,1336	0,8432
06	0,8316	9,3390	1,3580	0,0523	0,0046	0,0014	0,9939
07	0,8213	10,1600	1,9350	0,0628	0,0291	0,1569	0,8140
08	0,8199	10,0800	2,3350	0,1257	0,0103	0,0361	0,9536
09	0,8480	9,4130	1,9050	0,0622	0,0242	0,1085	0,8673
10	0,8661	13,3400	1,0140	0,1037	0,0036	0,0310	0,9654

Tabela 6.2 Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p12} (s) (*Vazão-Corrente*) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	L	U	U_b	U_v	U_c
01	1,1380	9,1110	10,420	0,1882	$3,9852 \cdot 10^{-8}$	0,0307	0,9692
02	1,3450	23,7100	7,0980	0,2393	0,0105	0,1089	0,8806
03	1,2400	8,8140	12,6300	0,2327	$1,2968 \cdot 10^{-8}$	0,1432	0,8568
04	1,6030	36,0300	8,7180	0,4746	0,0582	0,5738	0,3680
05	1,1490	6,7120	14,6600	0,3148	$3,9255 \cdot 10^{-11}$	0,0700	0,9298
06	1,2510	19,6400	16,3200	0,6630	0,0100	0,2263	0,7637
07	1,5160	22,6600	12,5900	0,4621	0,0153	0,3988	0,5860
08	1,1930	11,0700	10,7900	0,1373	$2,3431 \cdot 10^{-7}$	0,0679	0,9321
09	1,0140	9,4730	11,9100	0,1824	$7,4821 \cdot 10^{-8}$	0,1483	0,8517
10	1,0430	12,7200	10,8700	0,1889	$1,0337 \cdot 10^{-5}$	0,2260	0,7740

Tabela 6.3 Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo G_{p21} (s) (*Pressão-Tensão*) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,0589	1,6940	1,2130	0,1161	$3,0599 \cdot 10^{-14}$	0,1912	0,8087
02	0,0660	3,2230	1,0590	0,2617	$1,4219 \cdot 10^{-7}$	0,0018	0,9982
03	0,0713	4,9150	2,8320	0,3608	$2,0384 \cdot 10^{-5}$	0,0360	0,9640
04	0,0839	4,2190	0,9445	0,2941	$1,8561 \cdot 10^{-5}$	0,03958	0,9604
05	0,0611	3,9660	1,0140	0,2599	0,0033	0,1748	0,8218
06	0,0530	3,0480	3,3260	0,5614	$2,1672 \cdot 10^{-6}$	0,0460	0,9540
07	0,0625	2,6970	2,0790	0,3208	$2,0499 \cdot 10^{-8}$	0,0007	0,9993
08	0,0761	4,0390	1,2750	0,2772	$1,9495 \cdot 10^{-5}$	$9,7387 \cdot 10^{-6}$	0,9999
09	0,0603	0,8454	2,0560	0,3314	$1,2479 \cdot 10^{-20}$	0,4938	0,5062
10	0,0747	5,0850	0,5256	0,2679	$3,7106 \cdot 10^{-5}$	0,0252	0,9747

Tabela 6.4 Parâmetros do modelo FOPDT obtidos para o processo $G_{p22}(s)$ (*Pressão-Corrente*) no teste com base no ponto crítico - relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,0528	9,3460	2,5280	0,1036	0,0006	0,0168	0,9826
02	0,0601	12,2200	2,9190	0,1188	0,0048	0,1997	0,7955
03	0,0499	7,3520	6,0120	0,2525	0,0005	0,0016	0,9979
04	0,0568	5,6860	5,3110	0,2554	8,0701	0,0445	0,9555
05	0,0555	13,2000	2,1460	0,1377	0,0062	0,0160	0,9778
06	0,0601	9,0470	3,8310	0,1131	0,0012	0,0063	0,9925
07	0,0485	8,1620	3,8470	0,1277	0,0010	0,0026	0,9964
08	0,0489	7,4630	3,8140	0,1300	0,0001	0,0851	0,9148
09	0,0864	9,5450	1,9360	0,3064	0,0038	0,7370	0,2592
10	0,0518	10,0200	3,9020	0,1417	0,0118	0,0250	0,9631

Por meio dos resultados apresentados nas Tabelas 6.1 a 6.4, pode-se notar que os coeficientes U , U_b , U_v e U_c não foram suficientes para a escolha do melhor modelo FOPDT, pois não houve convergência destes para um experimento específico em todos os quatro processos da planta modelada. Assim, por ordem de precedência desses coeficientes, os experimentos com menor U_b foram analisados pelos critérios de emparelhamento de malha abordados na Subseção 4.2.1.

No caso dos parâmetros dos modelos SOPDT presentes no Apêndice B, pode-se notar que as constantes de tempo na maioria dos experimentos foram pólos reais ou complexos. Por isso, os critérios de emparelhamento de malha para esse tipo de modelo não foram calculados.

6.2 Cálculo das Matrizes RGA, RNGA, ERGA, RDG e do Número-RGA

Após a pré-seleção dos parâmetros dos modelos FOPDT obtidos para cada processo, pode-se calcular as matrizes RGA, RNGA e ERGA, que foram expressas nas Eqs. (6.2), (6.3) e (6.4), respectivamente.

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} -1,5732 & 2,5732 \\ 2,5732 & -1,5732 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} -0,3058 & 1,3058 \\ 1,3058 & -0,3058 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} -0,0361 & 1,0361 \\ 1,0361 & -0,0361 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Já as matrizes RDG calculadas para as válvulas manuais como distúrbio foram expressas nas Eqs. (6.5) e (6.6).

$$\Lambda_{dVal. 1\frac{1}{2}pol} = \begin{bmatrix} 18,7000 \\ -1,3732 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\Lambda_{dVal. 1pol} = \begin{bmatrix} 19,1219 \\ -1,3772 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

A partir das matrizes RGA, RNGA e ERGA calculadas, pode-se notar que o emparelhamento de malha sugerido foi o **caso 1-2/2-1** (ou seja, vazão controlada por corrente e pressão controlada por tensão), uma vez que os elementos da diagonal secundária foram mais próximos de 1, com valor positivo. A sugestão de emparelhamento foi confirmada por meio da análise do Número-RGA, conforme ilustrado na Fig. 6.5.

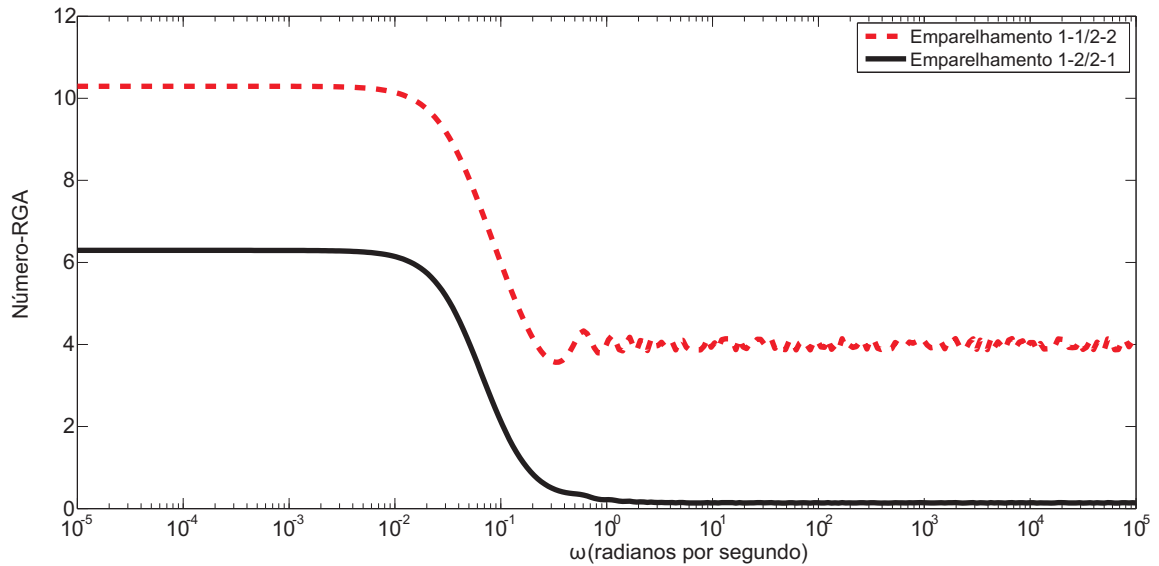


Figura 6.5 Análise do Número-RGA em uma faixa de frequência, a partir dos modelos FOPDT da matriz da planta com base no teste do ponto-crítico - relé-pulso.

Além disso, as matrizes RDG obtidas indicaram que a utilização das válvulas manuais no fechamento das malhas de controle provocam o efeito de distúrbio nas demais malhas.

Logo, as funções de transferência que representam os processos *Vazão-Corrente* e *Pressão-Tensão* são as malhas principais da plataforma experimental, sendo reposicionadas para a diagonal principal da matriz da planta definida, conforme a Eq. (6.7).

$$\mathbf{G}_p(s) = \begin{bmatrix} \frac{1,1490e^{-14,6600s}}{6,7120s+1} & \frac{0,8661e^{-1,0140s}}{13,3400s+1} \\ \frac{0,0489e^{-3,8140s}}{7,4630s+1} & \frac{0,0603e^{-2,0560s}}{0,8454s+1} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

6.3 Projeto e Análise dos Controladores Descentralizados

A partir das técnicas de sintonia sem desacoplamento e dos índices de desempenho apresentados respectivamente nas Subseções 5.1.1 e 5.1.3, pode-se realizar o projeto e a análise dos controladores descentralizados do tipo PI e PID, como observado nas Tabelas 6.5 e 6.6.

Tabela 6.5 Parâmetros dos controladores PI descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (sem desacoplamento).

Método de Sintonia	Controlador $G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	IAE	ISE
BLT (Luyben)	$G_{c_1}(s)$	0,1924	98,5000	505,5363	246,5499
	$G_{c_2}(s)$	3,5106	13,5500	3,8087	0,0982
Gershgorin (Euzébio e Barros)	$G_{c_1}(s)$	0,2752	9,6901	25,9639	17,5893
	$G_{c_2}(s)$	$2,575 \cdot 10^{-15}$	$3,0728 \cdot 10^{-15}$	1,1838	0,0400

Tabela 6.6 Parâmetros dos controladores PID descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (sem desacoplamento).

Método de Sintonia	Controlador $G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	T_{D_i}	IAE	ISE
IMC Generalizado (Lee <i>et al.</i>)	$G_{c_1}(s)$	0,3080	5,1626	1,9391	49,5089	26,9176
	$G_{c_2}(s)$	5,4834	0,6763	0,2549	0,3633	0,0106
EOP (Euzébio e Barros)	$G_{c_1}(s)$	0,4246	10,1314	4,7139	26,1277	17,5512
	$G_{c_2}(s)$	3,6195	11,1197	0,2639	3,0354	0,0785

Com base nas técnicas de sintonia com desacoplamento e nos índices de desempenho apresentados respectivamente nas Subseções 5.1.2 e 5.1.3, pode-se projetar os controladores descentralizados do tipo PID, como pode ser observado na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 Parâmetros dos controladores PID descentralizados e índices IAE e ISE obtidos (com desacoplamento).

Método de Sintonia	Controlador $G_{c_i}(s)$	K_{C_i}	T_{I_i}	T_{D_i}	IAE	ISE
Gershgorin (Chen e Seborg)	$G_{c_1}(s)$	0,5200	30,2250	3,3583	57,8070	27,1034
	$G_{c_2}(s)$	2,3600	34,8000	3,8667	14,5858	0,3886
NDT (Tavakoli <i>et al.</i>)	$G_{c_1}(s)$	-0,0150	-0,3820	-19,6203	58,1334	35,1349
	$G_{c_2}(s)$	$2,6219 \cdot 10^{-5}$	-0,0078	$-4,7451 \cdot 10^3$	$1,2129 \cdot 10^{18}$	$1,4889 \cdot 10^{32}$

A matriz de desacopladores calculada na técnica de Gershgorin (Chen e Seborg) foi do tipo estática, conforme representada na Eq. (6.8), enquanto que a matriz obtida na técnica NDT (Tavakoli *et al.*) foi do tipo dinâmica, de acordo com a Eq. (6.9).

$$\mathbf{D}_{estática}(s) = \begin{bmatrix} 0 & -0,7538 \\ -0,8111 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

$$\mathbf{D}_{dinâmica}(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-0,04134s-0,0489}{0,4499s+0,06029} e^{-1,76s} \\ \frac{-5,812s-0,8661}{15,33s+1,149} & e^{-13,6s} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Os índices IAE e ISE apresentados nas Tabelas 6.5 e 6.6 indicam a presença de interação no controle de ambas as variáveis de processo da matriz da planta. Por exemplo, no que se refere aos valores obtidos para o controlador $G_{c1}(s)$, o índice IAE variou de 505,54 na técnica BLT para 26,13 na técnica de Euzébio e Barros, enquanto que os valores obtidos para o controlador $G_{c2}(s)$ se mantiveram em torno de 3,00. O índice ISE também confirma essa interação, variando de 245,554 na técnica BLT para 17,55 na técnica Euzébio e Barros para o primeiro controlador da estrutura descentralizada.

Já na Tabela 6.7, os elevados índices IAE e ISE obtidos para a técnica NDT indicam que o desacoplamento dinâmico irá provocar instabilidade em malha fechada.

6.4 Simulação do Gabarito Temporal

Na simulação da estrutura de controle descentralizada descrita na Subseção 5.1.4, pode-se obter os gabaritos temporais com os controladores descentralizados sem desacoplamento do tipo PI e PID, conforme observados nas Figs. 6.6 e 6.7.

Já o gabarito temporal obtido com os controladores descentralizados com desacoplamento do tipo PID pode ser observado na Fig. 6.8.

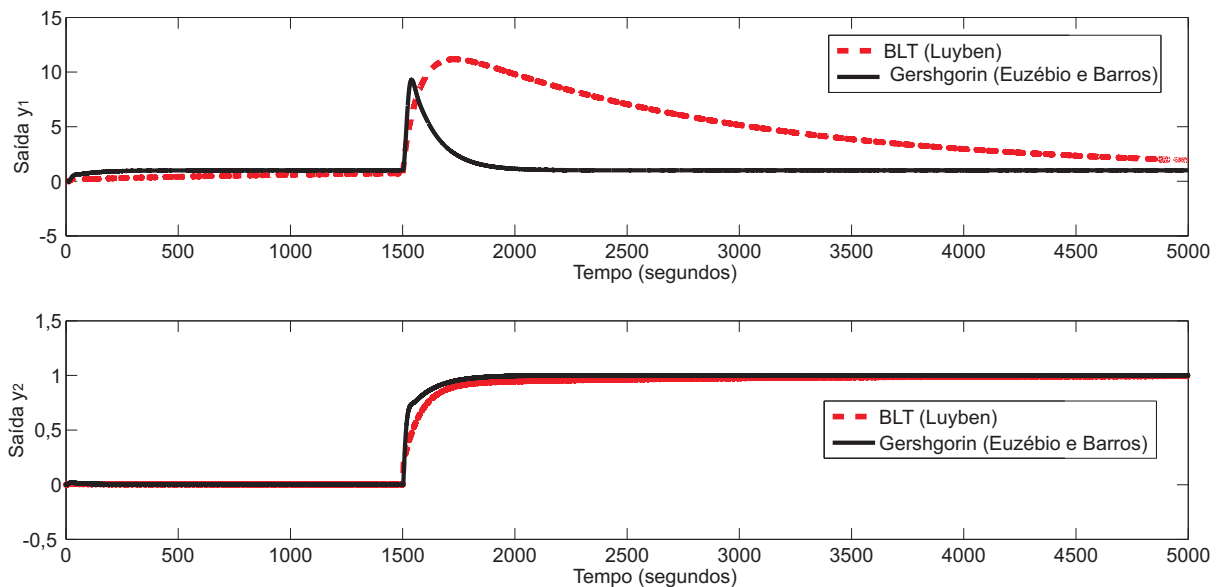


Figura 6.6 Resposta ao degrau unitário no rastreamento de *set-point* para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PI.

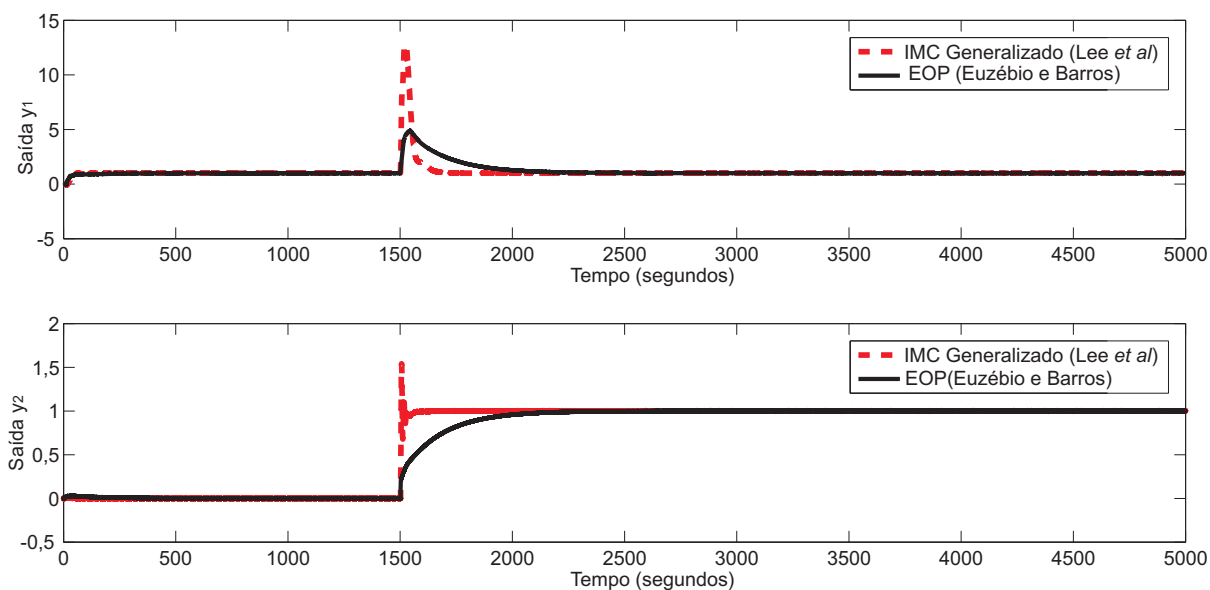


Figura 6.7 Resposta ao degrau unitário no rastreamento de *set-point* para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PID (sem desacoplamento).

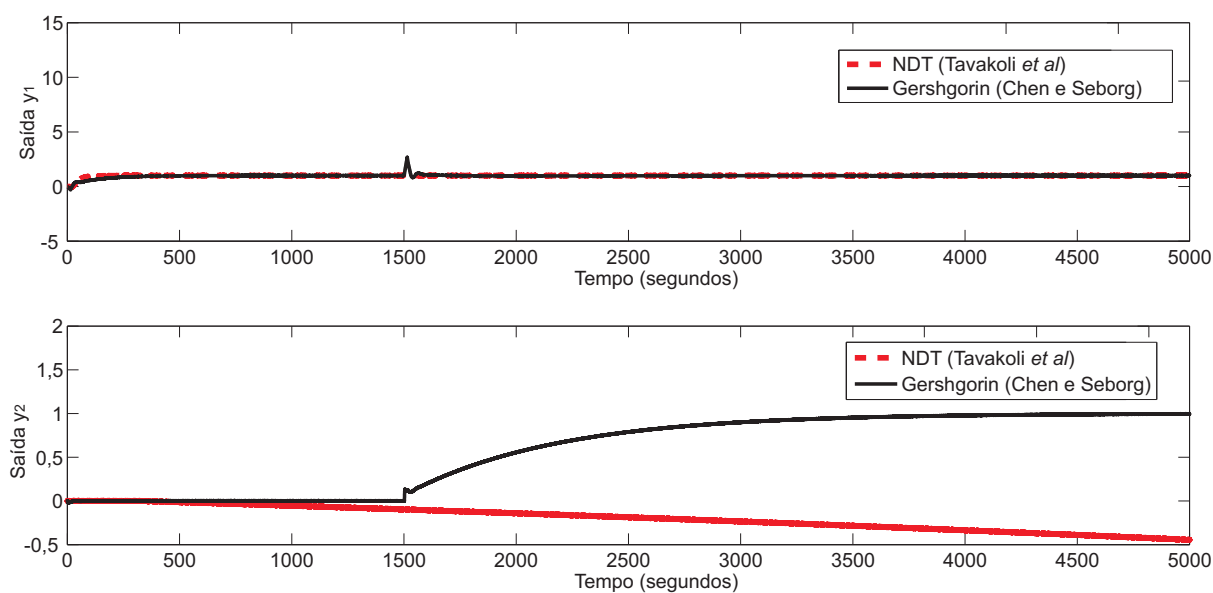


Figura 6.8 Resposta ao degrau unitário no rastreamento de *set-point* para a planta em estudo, aplicando-se técnicas de sintonia MIMO com controladores do tipo PID (com desacoplamento).

De acordo com o gabarito temporal observado nas Figs. 6.6 e 6.7, pode-se notar nas malhas de controle que o processo *Vazão-Tensão* é fortemente acoplada com o processo *Pressão-Tensão*, apresentando um pico significativo na saída y_1 (que representa a vazão) dado um degrau na saída y_2 (que representa a pressão). A amplitude desse pico varia com a técnica de sintonia aplicada, sendo assim, um indicativo para seleção dos controladores descentralizados projetados.

Nas técnicas BLT e IMC Generalizado (sem desacoplamento), as amplitudes alcançadas em $t=1500$ segundos foram 11,17 e 12,66, respectivamente; enquanto que na técnica Gershgorin proposta por Chen e Seborg (com desacoplamento estático), obteve-se o valor igual a 2,68. Já quando aplicada a técnica NDT (com desacoplamento dinâmico), não houve a ocorrência do pico na malha de vazão. Entretanto, este tipo de desacoplamento tornou a malha de pressão instável, inviabilizando a implementação dessa técnica.

Na técnica Euzébio e Barros, a vantagem de especificar os requisitos de robustez (malha de vazão: $GM = 3,00$ e $PM = 60,00^\circ$; malha de pressão: $GM = 6,00$ e $PM = 90,00^\circ$) é direcionar o procedimento iterativo a obter o máximo de desempenho para alcançá-los (malha de vazão: $GM = 2,90$ e $PM = 61,31^\circ$; malha de pressão: $GM = 6,22$ e $PM = 99,26^\circ$), e assim, proporcionar uma maior suavidade no gabarito temporal do sistema de controle.

6.5 Curvas Experimentais de Vazão, Pressão e Sinais de Comando

Dessa forma, a técnica escolhida para ser implementada no sistema supervisório descrito na Subseção 5.2.2 foi a técnica de Euzébio e Barros. Na Fig. 6.9 pode ser observado o painel frontal da aba de controle multivariável desenvolvida no *software* LabVIEW em funcionamento, com as variáveis de processo sobre controle.

Apesar do tempo de simulação ter sido igual a 5000 segundos, o tempo de execução definido para os testes via IHM foi igual a 2100 segundos (35 minutos), uma vez que esse intervalo garantia que ambas as variáveis de processo alcançassem o valor de regime permanente com a técnica implementada.

Conforme descrito na Subseção 5.2.3, as curvas de vazão e pressão obtidas com o uso de tubo limpo podem ser observadas na Fig. 6.10. Já as curvas de vazão média e pressão média resultantes dos níveis 1 e 2 no tubo incrustado podem ser observadas na Fig. 6.11.

A comparação entre as curvas obtidas do sinal de corrente com o uso de tubo limpo e do sinal da corrente média resultante dos níveis 1 e 2 no tubo incrustado pode ser observada na Fig. 6.12. De forma análoga, a comparação entre as curvas obtidas do sinal de tensão com o uso de tubo limpo e do sinal da tensão média resultante dos níveis 1 e 2 no tubo incrustado pode ser observada na Fig. 6.13.

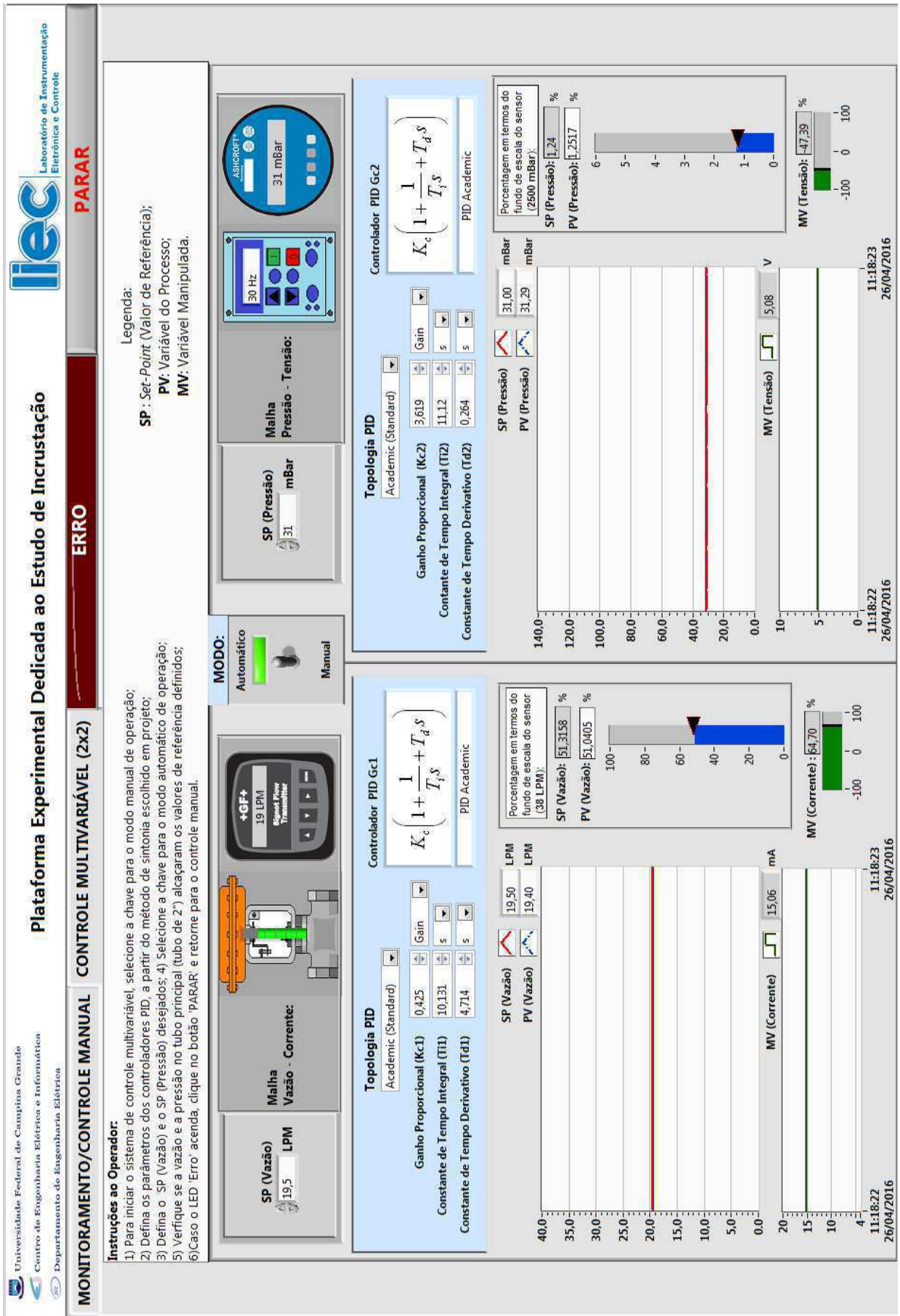


Figura 6.9 Tela da IHM implementada no software LabVIEW, durante a execução de um teste na aba de controle multivariável.

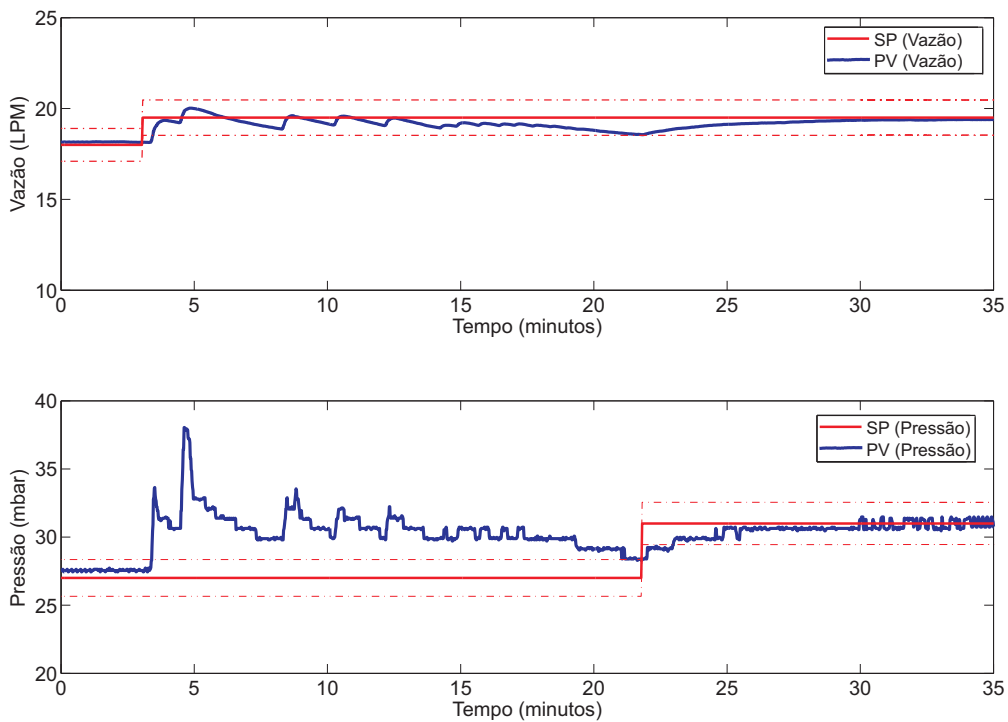


Figura 6.10 Vazão e pressão medidas - caso tubo limpo.

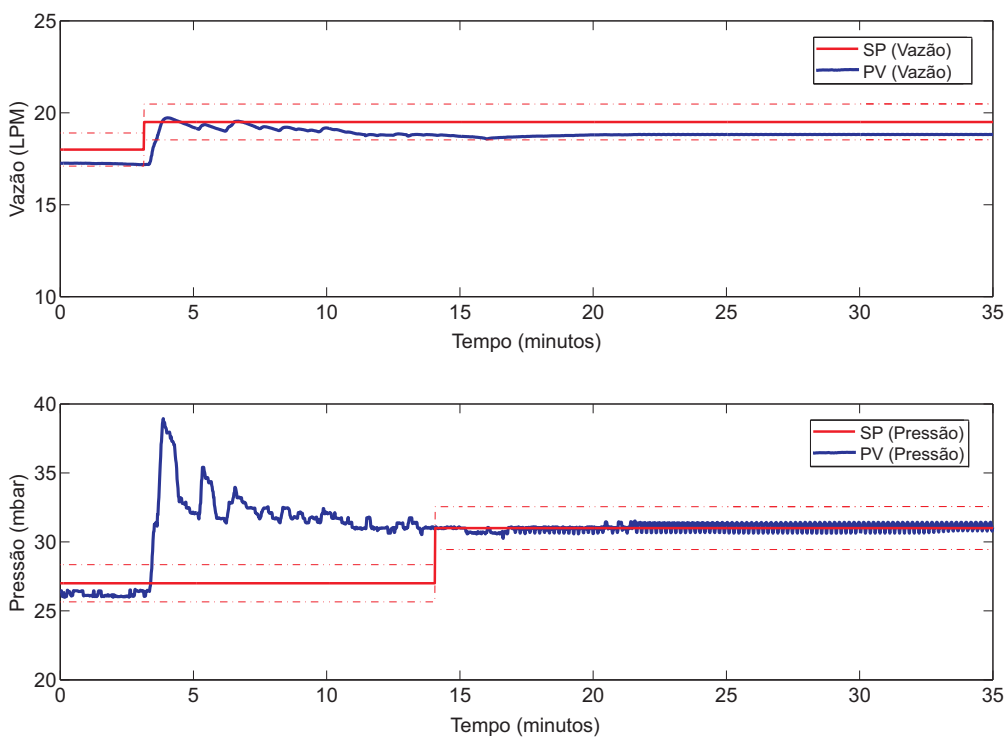


Figura 6.11 Vazão média e pressão média - caso tubo incrustado.

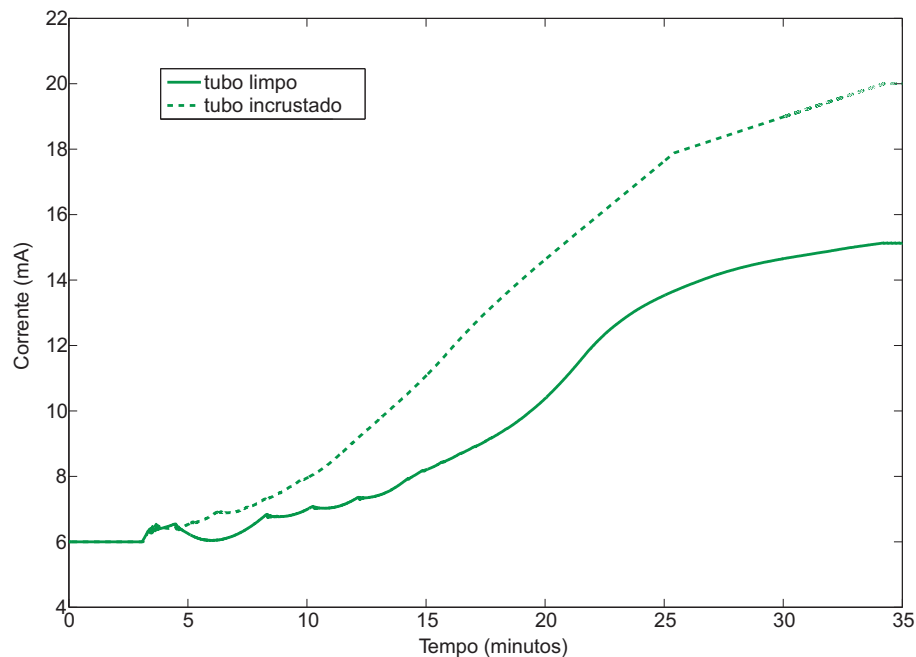


Figura 6.12 Sinal de comando corrente para diferentes níveis de incrustação no tubo pertencente ao sistema multivariável.

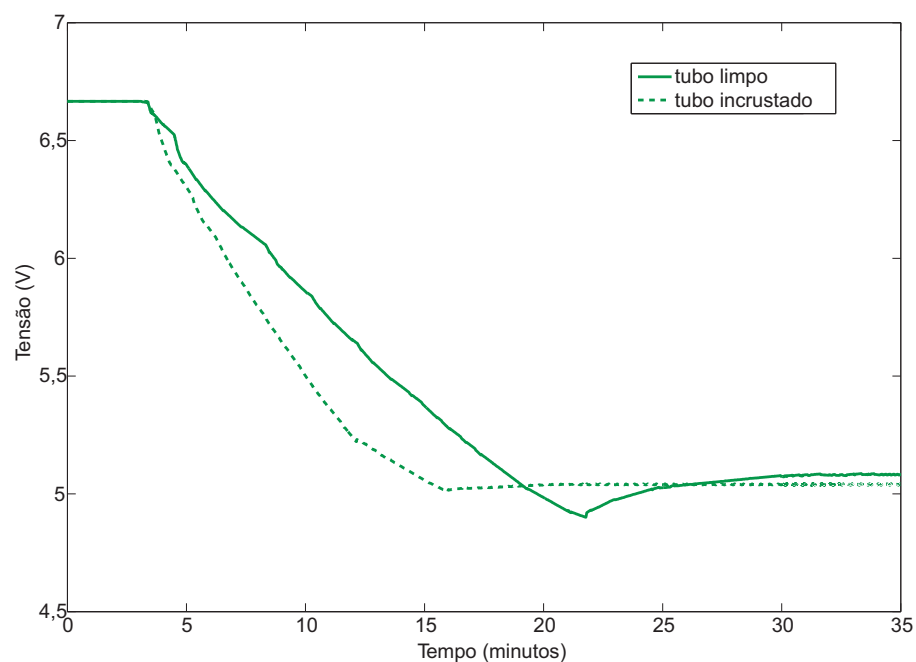


Figura 6.13 Sinal de comando tensão para diferentes níveis de incrustação no tubo pertencente ao sistema multivariável.

A partir das curvas de vazão e pressão obtidas nas Figs. 6.10 e 6.11, pode-se notar que os níveis de ambas as grandezas físicas iniciaram inferiores ao valor de referência nos testes com o tubo incrustado. Isso se deve ao fato de que o tubo incrustado funciona análogo a um tubo de Venturi. Ou seja, se o fluxo de um fluido é constante (neste caso, garantido pelo inversor de frequência), mas sua área de escoamento diminui, então necessariamente a velocidade aumenta e a pressão diminui.

Além disso, a interação no processo *Pressão-Corrente* foi do tipo fortemente acoplada durante os testes na plataforma experimental do que aquela obtida em simulação, assim como a interação no processo *Vazão-Tensão* foi do tipo fracamente acoplada do que observada na simulação. Isso se deve ao fato de que no *Simulink*, assumiu-se que a transição de estado da válvula ocorre em um intervalo muito curto (menor ou igual a 1 segundo), que não retrata a dinâmica real do atuador.

Nos testes com o tubo incrustado, pode-se notar que o instante para aplicar o valor de referência de pressão foi antecipado aproximadamente 8 minutos com relação aquele definido com o tubo limpo. O principal motivo seria que a diminuição da vazão inicial no tubo incrustado exige uma maior abertura da válvula, que por sua vez, está associada ao aumento da intensidade do sinal de corrente, conforme observado na Fig. 6.12. Neste caso, o intuito é permitir um maior escoamento do fluido para controlar esta variável de processo.

Conseqüentemente, para diminuir a interação com a malha de pressão, há uma redução da frequência do inversor de frequência, que está associada à atenuação da intensidade do sinal de tensão, conforme observado na Fig. 6.13. Com isso, há uma dificuldade maior de se manter a vazão próxima do valor de referência escolhido, sendo necessário antecipar o *set-point* de pressão.

Por fim, as considerações finais sobre esta dissertação de mestrado estão apresentadas no Capítulo 7.

Capítulo 7

Considerações Finais

Nesta dissertação de mestrado, o objetivo geral foi alcançado, uma vez que foi desenvolvido um sistema de controle multivariável para uma plataforma experimental dedicada ao estudo da incrustação, no qual pudesse monitorar e controlar as grandezas físicas vazão e pressão.

7.1 Conclusões

Na modelagem da plataforma experimental, a matriz da planta (ordem 2×2) foi composta por um conjunto de funções de transferências aproximadas por modelos FOPDT a partir do teste do relé-pulso, com parâmetros estimados por meio do método da resposta em frequência. Os coeficientes de Theil obtidos auxiliaram na pré-seleção dos parâmetros de cada modelo, que foram escolhidos em definitivo com os critérios de emparelhamento de malha.

No projeto dos controladores descentralizados, as técnicas de sintonia sem e com desacoplamento foram verificadas, sendo a técnica de Euzébio e Barros aquela que apresentou uma melhor resposta, tanto no gabarito temporal simulado para o sistema em malha fechada quanto nos índices de desempenho avaliados.

Com a implementação do sistema de controle proposto, observou-se uma interação do tipo fortemente acoplada entre as variáveis de processo, mas que não impediu que os valores de referência em regime permanente fossem alcançados no tubo limpo. Já com a presença de incrustação na parte removível do tubo principal, os níveis médios da vazão e da pressão foram reduzidos, que por sua vez foram compensados por alterações na intensidade dos sinais de comando aplicados nos atuadores.

Portanto, a contribuição dada nesta dissertação de mestrado foi que, a partir do sistema de controle de vazão e de pressão implementado, pode-se verificar o impacto da incrustação no comportamento vigente da plataforma experimental, que por sua vez, possibilitou a realização de manutenção preditiva (no caso, aumentar o tempo de disponibili-

dade dos equipamentos e reduzir as intervenções não-planejadas no sistema, ocasionadas pela presença de incrustação).

7.2 Trabalhos Futuros

As sugestões para trabalhos futuros nessa linha de pesquisa são:

- o uso de ferramentas computacionais para a simulação de dinâmica de fluidos, de forma a obter mais informações sobre o funcionamento da plataforma experimental;
- aperfeiçoamentos no sistema supervisor com controle descentralizado, no que se refere à variação no valor de referência de cada malha de controle;
- aplicação da teoria de controle centralizado, para verificar se a matriz de controladores cheia apresenta um melhor desempenho, quando comparado com aquele obtido na estrutura de controle descentralizada;
- aplicação da teoria de controle adaptativo, uma vez que o processo de formação de incrustação altera, ao longo do tempo, os parâmetros da planta; sendo assim, os controladores projetados podem ter os parâmetros atualizados em resposta às mudanças na dinâmica do sistema.

Referências Bibliográficas

- [1] J. J. Silva, A. M. N. Lima, e J. S. da Rocha Neto, “Fouling detection based on parameter estimation,” *Systems, Structure and Control*, pp. 129–148, 2008.
- [2] J. J. Silva, *Desenvolvimento de Técnicas de Detecção de Incrustação Utilizando Métodos Não-Invasivos*. Campina Grande, PB: Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, 2008, tese (Doutorado em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Informação).
- [3] D. Chen e D. E. Seborg, “Multiloop PI/PID controller design based on Gershgorin bands,” *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 149, no. I, pp. 769–786, 2002.
- [4] B. Aircontrols, “G2...(s) 2-way globe valve, bronze or stainless steel trim,” http://www.belimo.us/belimo/media/Technical_Documents/Globe_Valves/G2_S_AFB24_SR_X1.pdf?, 2011.
- [5] M. Atual, “Programação em linguagem Ladder para Basic Step M8 e M16 - Parte 1,” <http://www.mecatronicaatual.com.br/educacao/824-programao-em-linguagem-ladder-para-basic-step-m8-e-m16-parte-1>, 2013.
- [6] Q. Xiong, W.-J. Cai, e M.-J. He, “A practical loop pairing criterion for multivariable processes,” *Journal of Process Control*, vol. 15, pp. 741–747, 2005.
- [7] T. A. M. Euzébio, *Sintonia Ótima de Controlador PID Descentralizado para Processos MIMO*. Campina Grande, PB: Departamento de Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande, 2015, tese (Doutorado em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Informação).
- [8] L. C. Lemos Jr, J. M. R. S. Neto, J. J. Silva, e J. S. Rocha Neto, “Fouling detection using hammer impact test and wireless communication,” in *IEEE International Instrumentation Technology and Measurement Conference*, China 2011.

-
- [9] A. Martin, S. Mead, e B. O. Wade, “Materials containing natural radionuclides in enhanced concentrations,” EUR17625;Contract:no.B4-3070/95/00387/MAR/C3, 1996.
- [10] A. D. Salvador, A. A. T. M. da Silva, e E. G. de Medeiros, “Noções de corrosão e incrustação (Apostila de treinamento - Petrobrás),” <http://pt.scribd.com/doc/95878654/No-es-de-Corros-o-e-Incrusta-o-1>, 2010.
- [11] A. L. G. Rigobello, *Potencial de Incrustações Carbonáticas no Sistema de Produção de Petróleo*. Campinas, SP: Departamento de Engenharia Mecânica e Instituto de Geociências, Universidade Estadual de Campinas, 2013, dissertação (Mestrado em Ciências e Engenharia de Petróleo).
- [12] G. Mansoori, “Deposition and fouling of heavy organic oils and other compounds,” in *9th International Conference on Properties and Phases Equilibria for Product and Process Design*, Japão 2001.
- [13] Petrobrás, “Relatório de Tecnologia Petrobrás 2013,” <http://www.petrobras.com.br/lumis/portal/file/fileDownload.jsp?fileId=8A10550E494F558001499AFD21E2303E>, 2013.
- [14] T. Liu, W. Zhang, e G. Danying, “Analytical multiloop PI/PID controller design for two-by-two processes with time delays,” *Industrial & Engineering Chemistry*, vol. 44, pp. 1832–1841, 2005.
- [15] M. G. M. S. E. Silva, “Achievable performance bounds for tall mimo systems,” *IET Control Theory and Applications*, pp. 736–743, 2010.
- [16] I. K. Kookos e A. I. Lygeros, “An algorithmic method for control structure selection based on the rga and ria interaction measures,” *Trans IChemE*, vol. 76, pp. 458–464, 1998.
- [17] EngeMOVI, “Projetos da engenharia de controle de movimento, visão e instrumentação,” <http://engemovi.com.br/site/index.php/nossos-projetos/>, 2010.
- [18] C. H. F. Oliveira e C. S. Carmerini, “PIG instrumentado da Petrobrás - resultados e perspectivas,” in *XXI Congresso Nacional de Ensaio Não Destrutivos*, Agosto 2002.
- [19] K. R. S. A. Rosa, *Estudo de Produtos Não Agressivos ao Meio Ambiente para atuar como Inibidores de Incrustação*. Niterói, RJ: Departamento de Química Orgânica, Universidade Federal Fluminense, 2007, dissertação (Mestrado em Química Orgânica).
- [20] S. Skogestad e I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2001.

-
- [21] P. Albertos e A. Sala, *Multivariable Control Systems: An Engineering Approach*. Springer, 2004.
- [22] S. Obermann, “Process automation: Measuring multivariable controller performance,” <https://www.isa.org/intech/20150602/>, 2015.
- [23] L. A. G. Chía, *Aplicação e Melhorias do Método de Controle VRFT para Sistemas Multivariáveis*. Porto Alegre, RS: Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2015, dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica).
- [24] D. E. Seborg, T. F. Edgar, e D. A. Mellichamp, *Process Dynamics and Control*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [25] P. Chen e W. Zhang, “Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes,” *ISA Transactions*, vol. 46, pp. 199–210, 2007.
- [26] E. Gagnon, A. Pomerleau, e A. Desbiens, “Simplified, ideal or inverted decoupling?” *ISA Transactions*, vol. 37, pp. 265–276, 1998.
- [27] R. S. Varga, “Gersgorin and his circles,” *Springer series in computational mathematics*, vol. 36, pp. x+226 pp, 2004.
- [28] U. F. Monitors, “Turbine flowmeters,” <http://www.flowmeters.com/ufm/index.cfm?task=turbine>, 2003.
- [29] G. F. Signet, “Signet 8550-1 flow transmitter,” <http://50.244.15.10/techlib/Signet/Signet%20Flow%20Transmitter%208550-1%20.pdf?>, 2011.
- [30] J. Wilson, “Pressure measurement: Principles and practice,” <http://www.sensorsmag.com/sensors/pressure/pressure-measurement-principles-and-practice-969>, 2003.
- [31] Ashcroft, “Ashcroft digital industrial gauge operating instructions,” http://www.ashcroft.com/products/digital_pressure_gauges/upload/AshDIG.pdf, 2006.
- [32] N. Semiconductor, “LM35 precision centigrade temperature sensors,” <http://www.national.com/ds/LM/LM35.pdf>, 2000.
- [33] WEG, “CFW-08 User’s Guide,” <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cfw-08-a-frequency-inverter-manual-0899.5242-manual-english.pdf?>, 2009.
- [34] KSB, “KSB - Pumps, Valves and Service,” <http://www.ksb.com/>, 1991.
- [35] J. A. N. Neto, “Padrão 4-20 mA e Protocolo HART,” <http://www.dee.ufcg.edu.br/~alves/4-20texto.pdf>, 2011.

-
- [36] A. Siemens, “SIMATIC S7200 Programmable Controller,” <http://w3.siemens.com/mcms/programmable-logic-controller/en/simatic-s7-controller/s7-200/cpu/Pages/Default.aspx?>, 2000.
- [37] P. Nordfeldt e T. Häggglund, “Decoupler and pid controller desing of tito systems,” *Journal of Process Control*, vol. 16, pp. 923–936, 2006.
- [38] K. J. Åström e T. Häggglund, “Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins,” *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 645–651, 1984.
- [39] G. H. M. de Arruda e P. R. Barros, “Estimação da função de sensibilidade baseada em experimento com relé em malha fechada,” *Sba Controle & Automação*, vol. 14, no. 3, 2003.
- [40] P. R. Barros, M. C. de Campos, G. A. Júnior, R. C. d’A. de Carvalho, e J. B. M. dos Santos, “Application of computer software for system identification and PID control loop tuning to a petrochemical plant,” *Computer Aided Chemical Engineering*, vol. 27, pp. 693–698, 2009.
- [41] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall, 1987.
- [42] T. MathWorks, “Models with fixed coefficients: Frequency response data (frd) models,” <http://www.mathworks.com/help/control/ug/models-with-fixed-coefficients.html#bsuyvex>, 2015.
- [43] H. Theil, “Economic forecasts and policy,” *Amsterdam, North-Holland Publishing Co.*, vol. 64, no. 2, pp. 32–35, 1961.
- [44] E. Bristol, “On a new measure of interaction for multivariable process control,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 76, pp. 133–134, 1965.
- [45] M.-J. He, W.-J. Cai, W. Ni, e L.-H. Xie, “Rnga based control system configuration for multivariable processes,” *Journal of Process Control*, vol. 19, pp. 1036–1042, 2009.
- [46] G. Stanley, M. Marino-Galarraga, e T. J. McAvoy, “Shortcut operability analysis 1, the relative disturbance gain,” *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 24, no. 4, pp. 1181–1188, 1985.
- [47] S. Skogestad e M. Morari, “Effect of disturbance directions on closed-loop performance,” *Industrial & Engineering Chemistry*, no. 26, pp. 2029–2035, 1987.
- [48] A. Shahmansoorian e S. Jamebozorg, “The relationship between the condition number, rga and interaction in multivariable systems,” *Applied and Computational Mathematics*, vol. 3, no. 4, pp. 121–124, 2014.

-
- [49] W. L. Luyben, “Simple method for tuning siso controllers in multivariable systems,” *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 25, pp. 654–660, 1986.
- [50] T. A. M. Euzébio e P. R. Barros, “Interactive procedure for tuning decentralized PID controllers,” in *International Symposium on Advanced Control of Chemical Processes (ADCHEM)*, 2015.
- [51] M. Lee, K. Lee, C. Kim, e J. Lee, “Analytical design of multiloop PID controllers for desired closed-loop responses,” *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 50, no. 7, pp. 1631–1635, 2004.
- [52] H. P. Huang, J. C. Jeng, C. H. Chiang, e W. Pan, “A direct method for multi-loop PI/PID controller design,” *Journal of Process Control*, vol. 13, pp. 769–786, 2003.
- [53] S. Tavakoli, I. Griffin, e P. J. Fleming, “Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes,” *Control Engineering Practice*, no. 14, pp. 1069–1080, 2006.
- [54] S. Skogestad, “Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning,” *Journal of Process Control*, vol. 13, pp. 291–309, 2003.
- [55] T. R. Melo, *Projeto e Implementação de Sistemas de Controle em Malha Fechada para uma Plataforma de Detecção de Incrustação*. Campina Grande, PB: Departamento de Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande, 2014, trabalho de conclusão de curso (Graduação em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica).

Apêndice A - Modelagem dos processos FOPDT da matriz da planta

A.1 Curvas experimentais (sinal de entrada e de saída no processo) obtidas a partir do teste com base na resposta ao degrau:

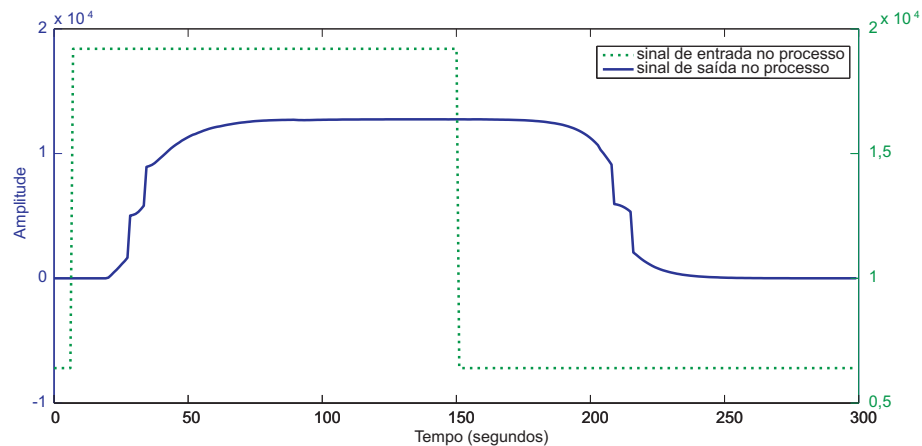


Figura 1 Gráfico referente à resposta ao degrau da malha *Vazão-Corrente*.

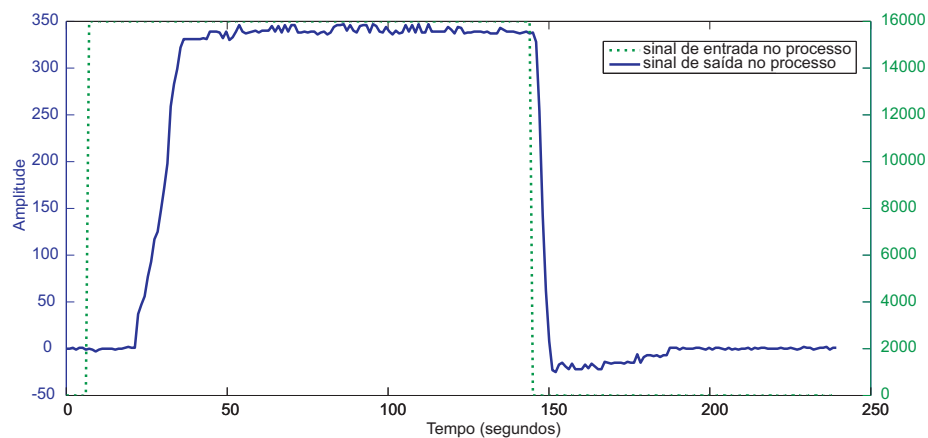


Figura 2 Gráfico referente à resposta ao degrau da malha *Pressão-Tensão*.

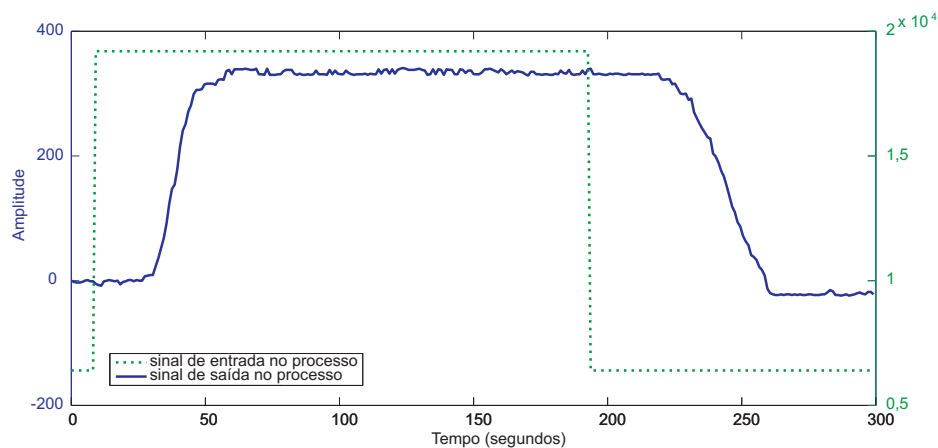


Figura 3 Gráfico referente à resposta ao degrau da malha *Pressão-Corrente*.

A.2 Curva estimada (sinal de saída no modelo) a partir do método dos mínimos quadrados:

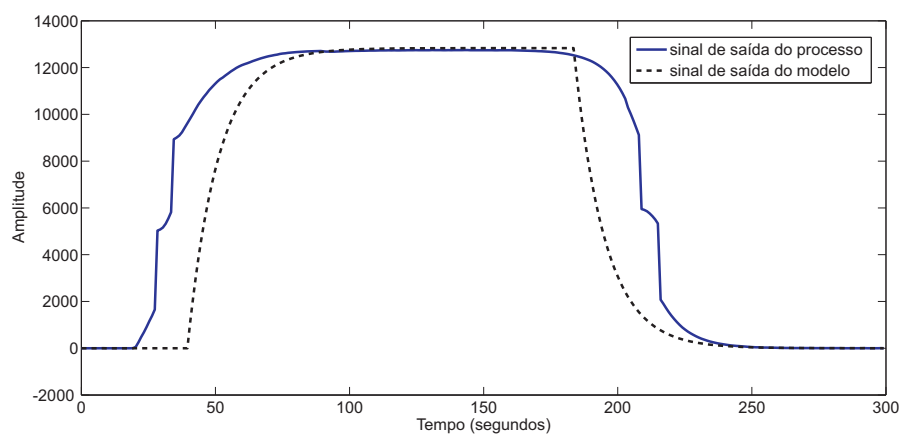


Figura 4 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha *Vazão-Corrente*.

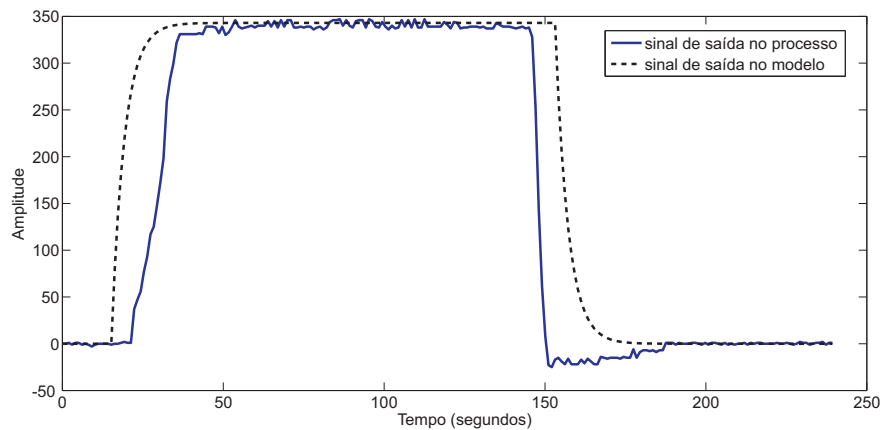


Figura 5 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha *Pressão-Tensão*.

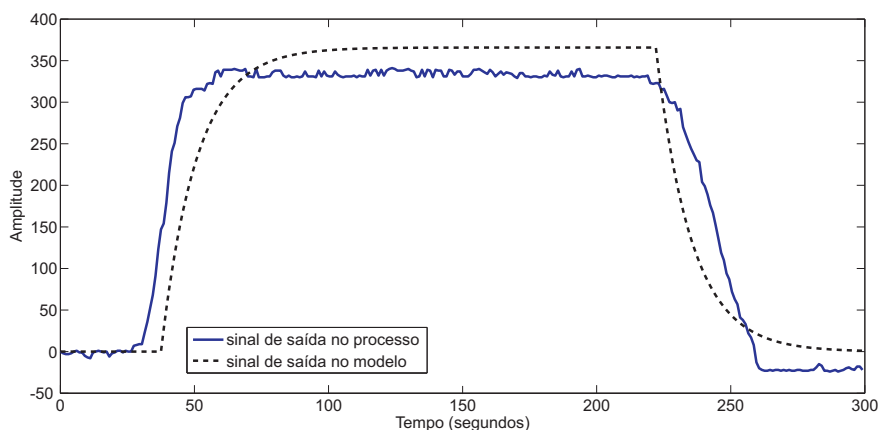


Figura 6 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método dos mínimos quadrados na malha *Pressão-Corrente*.

A.3 Curvas experimentais (sinal de entrada e de saída no processo) obtidas a partir do teste com base no ponto crítico - relé-pulso:

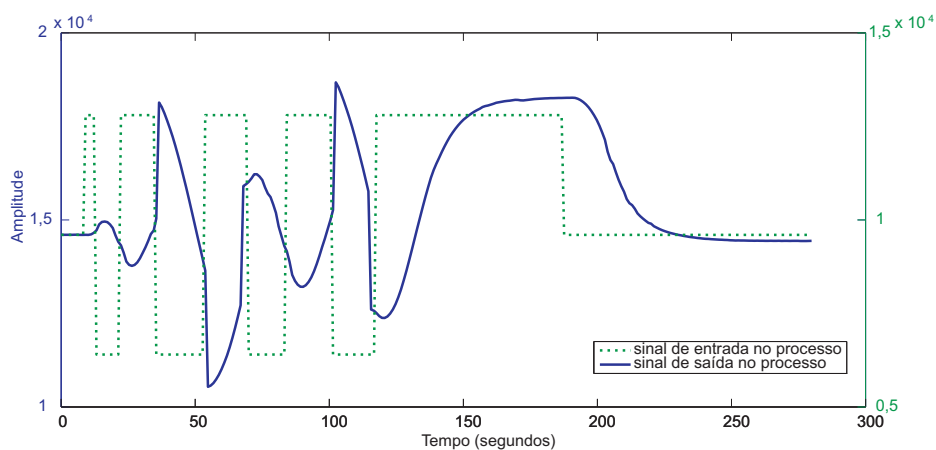


Figura 7 Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha *Vazão-Corrente*.

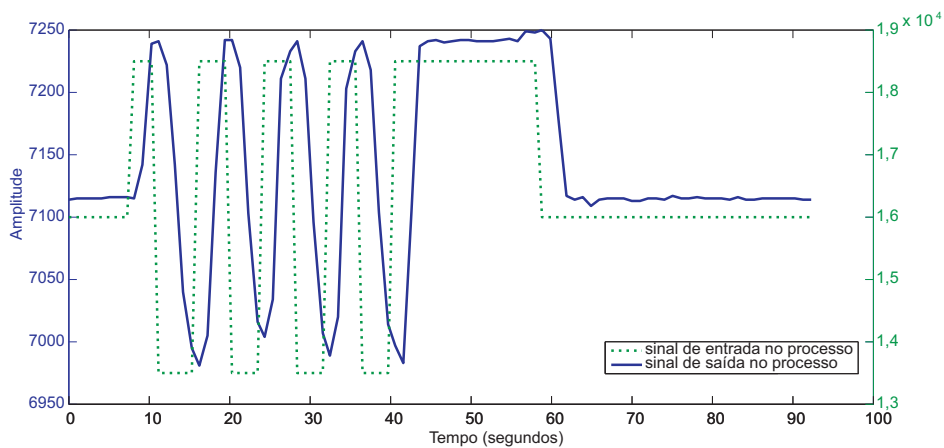


Figura 8 Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha *Pressão-Tensão*.

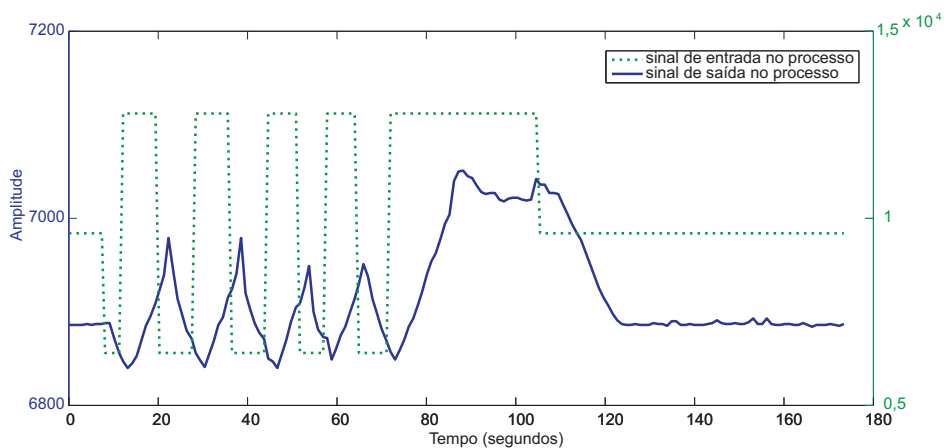


Figura 9 Gráfico referente à resposta aos chaveamentos consecutivos da malha *Pressão-Corrente*.

A.4 Curva estimada (sinal de saída no modelo) a partir do método da resposta em frequência:

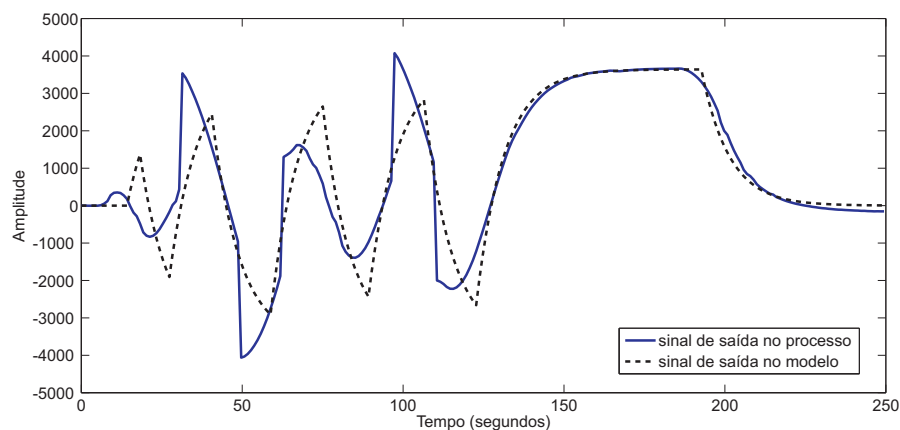


Figura 10 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha *Vazão-Corrente*.

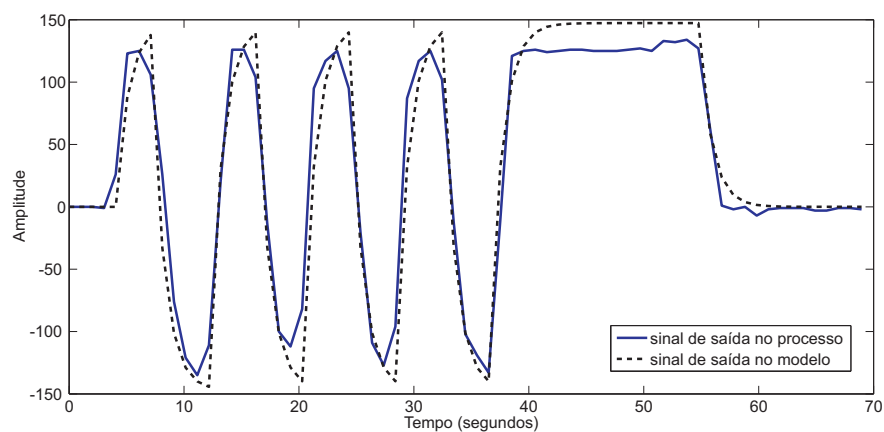


Figura 11 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha *Pressão-Tensão*.

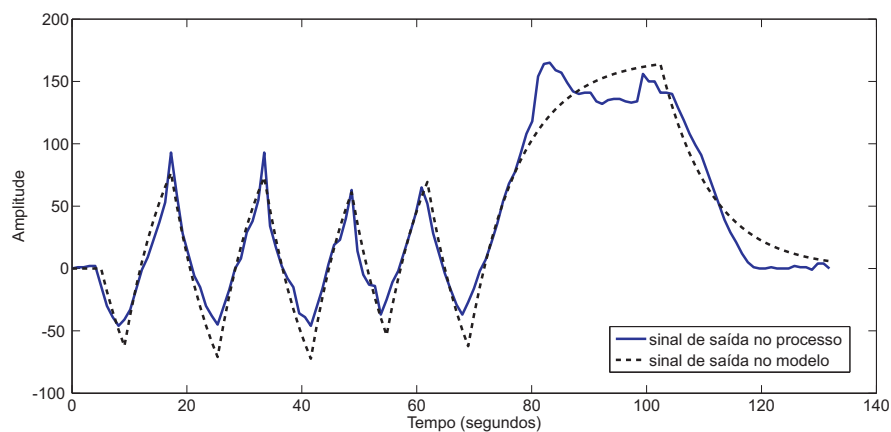


Figura 12 Gráfico referente à resposta do modelo FOPDT obtido a partir do método da resposta em frequência na malha *Pressão-Corrente*.

Apêndice B - Modelagem dos processos SOPDT da matriz da planta

B.1 Parâmetros obtidos a partir do método da resposta em frequência:

Tabela 1 Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p11} (s) (*Vazão-Tensão*) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	τ_2	$\frac{1}{\omega_n}$	ζ	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,8402	8,9080	1,0890	3,1146	1,6049	0,0000	0,0291	0,0540	0,0310	0,9150
02	1,1860	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,3745	0,6255	-
03	0,8220	8,0920	1,1210	3,0118	1,5295	0,0000	0,0275	0,0284	0,0277	0,9438
04	0,8012	9,8160	0,03885	0,6175	7,9792	0,0000	-	-	-	-
05	0,8328	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,3272	0,6728	-
06	0,8316	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,2980	0,7020	-
07	0,8213	9,8590	0,5613	2,3524	2,2148	0,0000	0,0868	0,0192	0,1343	0,8464
08	0,8199	8,9040	1,3910	3,5193	1,4626	0,0000	0,0846	0,0160	0,1038	0,8802
09	0,8480	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,3221	0,6779	-
10	0,7793	2,9418+ j3,9621	2,9418- j3,9621	4,934	0,5962	0,0000	0,1907	0,0002	0,1308	0,8690

Tabela 2 Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p12} (s) (*Vazão-Corrente*) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	τ_2	$\frac{1}{\omega_n}$	ζ	L	U	U_b	U_v	U_c
01	1,1380	8,1120	3,0780	4,9969	1,1197	6,0840	0,1613	2,4955 · 10⁻⁰⁸	0,1038	0,8962
02	1,1890	5,1195+ j5,5110	5,1195- j5,5110	7,5220	0,6806	5,0700	0,1660	5,5626 · 10 ⁻⁸	0,0499	0,9500
03	1,2400	6,6015+ j6,0848	6,6015- j6,0848	8,9780	0,7353	3,0420	0,1371	1,7692 · 10 ⁻⁷	0,0629	0,9371
04	1,6030	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,0393	0,9606	-
05	1,1490	5,9192+ j6,0947	5,9192- j6,0947	8,4960	0,6967	3,0420	0,1683	7,7846 · 10 ⁻⁷	0,0013	0,9987
06	1,2510	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,0200	0,9800	-
07	1,5160	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,0210	0,9790	-
08	1,1930	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,2367	0,7633	-
09	1,1400	6,5698+ j5,0164	6,5698- j5,0164	8,2660	0,7948	3,0420	0,1158	1,0525 · 10⁻⁸	0,0892	0,9108
10	1,4300	7,7957+ j3,0933	7,7957- j3,0933	8,3870	0,9295	4,0560	0,1538	4,8242 · 10⁻⁸	0,1874	0,8126

Tabela 3 Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p21} (s) (*Pressão-Tensão*) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	τ_2	$\frac{1}{\omega_n}$	ζ	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,0589	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1302	0,8698	-
02	0,0660	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1725	0,8275	-
03	0,0713	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1332	0,8668	-
04	0,0839	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1656	0,8344	-
05	0,0566	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1216	0,8784	-
06	0,0530	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,0898	0,9102	-
07	0,0625	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1475	0,8525	-
08	0,0761	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1287	0,8713	-
09	0,0603	0,8476+ j0,7534	0,8476- j0,7534	1,1340	0,7474	0,0000	0,1726	$1,266 \cdot 10^{-12}$	0,1636	0,8364
10	0,0747	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,1792	0,8208	-

Tabela 4 Parâmetros do modelo SOPDT obtidos para o processo G_{p22} (s) (*Pressão-Corrente*) no teste com base no ponto crítico- relé-pulso.

Experimento	K	τ_1	τ_2	$\frac{1}{\omega_n}$	ζ	L	U	U_b	U_v	U_c
01	0,0582	6,2130	3,6390	4,7549	1,0360	0,0000	0,0931	$8,0187 \cdot 10^{-5}$	0,0058	0,9941
02	0,0601	6,0514+ j0,2097	6,0514- j0,2097	6,0550	0,9994	0,0000	0,1228	0,0004	0,2684	0,7312
03	0,0499	3,7097+ j3,9967	3,7097- j3,9967	5,4530	0,6803	0,0000	0,0895	0,0046	0,0182	0,9772
04	0,0568	3,3558+ j1,3681	3,3558- j1,3681	3,6240	0,9260	2,0280	0,1696	$4,8271 \cdot 10^{-8}$	0,0153	0,9846
05	0,5552	13,2000	5,0890	4,3478	1,1157	2,1460	0,1377	0,0062	0,0160	0,9778
06	0,0601	6,3840	2,9610	8,1960	1,0747	1,0140	0,0824	0,0004	0,0059	0,9937
07	0,0485	3,9679+ j2,1836	3,9679- j2,1836	4,5290	0,8761	1,0140	0,1044	$1,6794 \cdot 10^{-5}$	0,0002	0,9998
08	0,0489	5,9150	2,1780	3,5893	1,1274	0,0000	0,1395	$2,1703 \cdot 10^{-5}$	0,0360	0,9640
09	0,0864	0,0000	0,0000	0,0000	-	0,0000	1,0000	0,3252	0,6748	-
10	0,0518	4,5370+ j3,5745	4,5370- j3,5745	5,7760	0,7855	0	0,0972	0,0009	0,0007	0,9983

Apêndice C - Trabalhos submetidos/publicados em anais de congressos

C.1 Lista dos trabalhos submetidos em congressos nacionais/internacionais durante o período do mestrado:

1. MELO, T. R.; EUZÉBIO, T. A. M.; SILVA, J. J. ; BARROS, P. R.; ROCHA NETO, J. S. . Análise Comparativa de Técnicas de Sintonia de Controlador PID Descentralizado para uma Plataforma Experimental. In: Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2016, Vitória-ES.

C.2 Lista dos trabalhos publicados em congressos nacionais/internacionais durante o período do mestrado:

1. MELO, T. R.; SILVA, J. J. ; ROCHA NETO, J. S. . Development of a Multi-variable Control System on an Experimental Platform dedicated to the Study of Fouling Phenomena. In: IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference - I2MTC, 2015, Pisa. Proceedings of the 2015 IEEE I2MTC, 2015.
2. MELO, T. R.; SILVA, L. C. ; PERKUSICH, A. ; SILVA, J. J. ; ROCHA NETO, J. S. . Software Environments as Learning Tools for Modeling Engineering Systems: A Case Study on Decentralized Multi-loop Control System. In: 7th Internacional Conference on Computer Supported Education - CSEDU, 2015, Lisboa. Proceedings of the CSEDU 2015, 2015.
3. RODRIGUES, L. M. ; MELO, T. R. ; SILVA, J. J. ; PERKUSICH, A. ; ROCHA NETO, J. S. . Analysis and Modeling of a Platform with Cantilever Beam using SMA actuator: Experimental tests based on computer supported education. In: 7th Internacional Conference on Computer Supported Education - CSEDU, 2015, Lisboa. Proceedings of the CSEDU 2015, 2015.

4. CAMPOS, A. H. P. ; MELO, T. R. ; SILVA, J. J. ; ROCHA NETO, J. S. . A Instrumentação Virtual como Ferramenta de Aprendizagem sobre Sistemas de Controle Multivariáveis. In: XI Congresso Internacional de Metrologia Elétrica - SEMETRO, 2015, Bento Gonçalves-RS. Anais do 8º Congresso Brasileiro de Metrologia, 2015.
5. MELO, T. R.; LUIZ, S. O. D. ; SILVA, J. J. ; NEVES, B. H. M. . Experimental Platform for Power Measurements of Computer Systems. In: 4th IEEE International Conference on Consumer Electronics, 2014, Berlin. Proceedings of the IEEE 2014 ICCE-Berlin, 2014.
6. LUIZ, S. O. D. ; SILVA, A. V. N. ; SANTOS, D. R. ; MELO, T. R. . Increasing Power Models Accuracy by means of Synchronized Measurements. In: 4th IEEE International Conference on Consumer Electronics, 2014, Berlin. Proceedings of the IEEE 2014 ICCE-Berlin, 2014.