



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

Projeto Orientado a Dados do Controlador PID
Adaptativo para Sistemas Não Lineares

Victor Marinho Espínola Freire

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Victor Marinho Espínola Freire, 14 de janeiro de 2025

Victor Marinho Espínola Freire

Projeto Orientado a Dados do Controlador PID Adaptativo para Sistemas Não Lineares

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenadoria de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Orientador: Péricles Rezende Barros, Ph.D.

Orientador: George Acioli Júnior, D.Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Victor Marinho Espínola Freire, 14 de janeiro de 2025

F866p

Freire, Victor Marinho Espínola.

Projeto orientado a dados do controlador PID adaptativo para sistemas não lineares / Victor Marinho Espínola Freire. – Campina Grande, 2024.

79 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro Engenharia Elétrica e Informática, 2024.

"Orientação: Prof. Dr. Péricles Rezende Barros, Prof. Dr. George Acioli Júnior".

Referências.

1. Controladores Industriais. 2. Controle Orientado a Dados (*Data-Driven Control* – DDC). 3. Controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) Adaptativo. 4. Projeto *Gain Scheduling* – Tipo *Lookup Table* (LUT). 5. Modelo de Referência – Métricas IAE, IAU e IAOE. 6. Técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT). I. Barros, Péricles Rezende. II. Acioli Júnior, George. III. Título.

CDU 621.37(043)

Victor Marinho Espínola Freire

Projeto Orientado a Dados do Controlador PID Adaptativo para
Sistemas Não Lineares

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenadoria de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Aprovado em 19/12/2024

Péricles Rezende Barros, Ph.D.

Orientador

George Acioli Júnior, D.Sc.

Orientador

Eisenhower de Moura Fernandes, D.Sc.

Avaliador

Thiago Antonio Melo Euzébio, D.Sc.

Avaliador

Anna Paula Virgolino de Andrade Aguiar, D.Sc.

Avaliadora

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Victor Marinho Espínola Freire, 14 de janeiro de 2025



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1 - ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM
19 DE DEZEMBRO DE 2024

(Nº 770)

CANDIDATO(A): **VICTOR MARINHO ESPÍNOLA FREIRE**. COMISSÃO EXAMINADORA: EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFCG - Presidente da Comissão e Examinador Interno, PÉRICLES REZENDE BARROS, Ph.D., UFCG - Orientador, GEORGE ACIOLI JUNIOR, D.Sc., UFCG - Orientador, THIAGO ANTONIO MELO EUZÉBIO, Dsc., UFOP - Examinador Externo, ANNA PAULA VIRGOLINO DE ANDRADE AGUIAR, D.Sc., UFCG - Examinador Externo. TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: PROJETO ORIENTADO A DADOS DO CONTROLADOR PID ADAPTATIVO PARA SISTEMAS NÃO LINEARES. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua dissertação, obtendo o conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, LEANDRO FERREIRA DE LIMA, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 19 de dezembro de 2024.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA

Secretário

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFCG

Presidente da Comissão e Examinador Interno

PÉRICLES REZENDE BARROS, Ph.D., UFCG

Orientador

GEORGE ACIOLI JUNIOR, D.Sc., UFCG

Examinador Externo

THIAGO ANTONIO MELO EUZÉBIO, Dsc., UFOP

Examinador Externo

ANNA PAULA VIRGOLINO DE ANDRADE AGUIAR, D.Sc., UFCG

Examinador Externo

VICTOR MARINHO ESPÍNOLA FREIRE

Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Dissertação de Mestrado da candidato **VICTOR MARINHO ESPÍNOLA FREIRE**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 20/12/2024, às 14:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Victor Marinho Espínola Freire, Usuário Externo**, em 15/01/2025, às 15:54, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **PERICLES REZENDE BARROS, PROFESSOR 3 GRAU**, em 22/01/2025, às 11:40, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 22/01/2025, às 11:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **GEORGE ACIOLI JUNIOR, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 22/01/2025, às 13:29, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Anna Paula Virgolino de Andrade Aguiar, Usuário Externo**, em 24/01/2025, às 09:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **5142412** e o código CRC **936E2C1C**.

Referência: Processo nº 23096.092226/2024-98

SEI nº 5142412

Caro Professor
Alexandre Jean René Serres
Coordenador do PPgEE/UFCEG

Eu, **THIAGO ANTONIO MELO EUZÉBIO, Dsc., UFOP**, na qualidade de examinador externo na comissão examinadora da defesa da dissertação de mestrado intitulada: PROJETO ORIENTADO A DADOS DO CONTROLADOR PID ADAPTATIVO PARA SISTEMAS NÃO LINEARES, de **VICTOR MARINHO ESPÍNOLA FREIRE**, da qual participei por videoconferência, no dia 19 de dezembro de 2024, declaro ter recebido cópia da ata, que consta nos autos do processo nº [23096.092226/2024-98](#), como documento nº [5142412](#), a qual li e, embora não tenha podido assinar, é para todos os efeitos como se eu tivesse, pois está em perfeita conformidade com o que foi deliberado pela comissão e, portanto, estou de pleno acordo com seus termos.

Documento assinado digitalmente
 **THIAGO ANTONIO MELO EUZEBIO**
Data: 22/01/2025 16:44:51-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

THIAGO ANTONIO MELO EUZÉBIO, Dsc., UFOP

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus que me capacitou e me ajudou a ter sabedoria e tranquilidade para enfrentar os desafios ao longo dessa jornada, assim assim como em toda minha vida.

Agradeço ao meu pai Eduardo e a minha mãe Jacileide, que sempre estiveram comigo, me orientando, me apoiando e me corrigindo. Tenho certeza que sem esse amor e dedicação, jamais teria conseguido chegar até aqui. Vocês sempre serão minhas inspirações e farei de tudo para criar meus futuros filhos da maneira que vocês criaram a mim e a minha irmã.

Agradeço a minha querida irmã Luiza por sempre estar ao meu lado me confortando e me aconselhando. E claro, por sempre me arrancar várias risadas. Você é meu orgulho e sempre estarei ao seu lado, precisando ou não.

Agradeço a minha noiva Marianna que há mais de 7 anos vem tornando meus dias mais alegres, carinhosos, divertidos e descontraídos. Superei vários desafios ao longo da graduação e do mestrado devido ao seu suporte e amor.

Agradeço aos meus orientadores, Prof. George e Prof. Péricles, pelo conhecimento compartilhado e pela confiança no meu desenvolvimento! Desde da graduação os senhores vêm me orientando nos projetos de pesquisa e por isso sou grato. Por fim, gostaria de fazer um agradecimento à Anna, que sempre se dispôs a me ajudar nas minhas pesquisas. Desejo sucesso a todos quem fazem parte do Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle (LIEC), para que possam alcançar objetivos cada vez mais altos.

Resumo

Métodos de controle orientado a dados (*Data-Driven Control* – DDC) têm ganhado destaque nas últimas décadas por não necessitarem do modelo paramétrico do processo para a sintonia de controladores industriais. Neste trabalho, a técnica de *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) é avaliada no projeto de *gain schedulers* do tipo *Lookup Table* (LUT) e polinomial, os quais são usados para ajustar continuamente os ganhos de controladores do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) adaptativo. O objetivo do controle é aplicar esses *gain schedulers* no controle de processos não lineares, de forma que o sistema em malha fechada siga uma dinâmica desejada, definida por um modelo de referência. Assim, também é objetivo desse trabalho apresentar uma metodologia para definir o modelo de referência linear, a partir de dados obtidos de um sistema não linear. A validação do desempenho dos *gain schedulers*, conforme a dinâmica do modelo de referência proposto, é realizada com base nas métricas IAE, IAU e IAOE. Os resultados evidenciam maior eficiência do controle de malha fechada com o controlador PID adaptativo e *gain schedulers*, em comparação ao controlador PID de ganhos fixos.

Palavras-chave: Controle Orientado a Dados; Controle PID Adaptativo; *Gain Scheduling*; *Virtual Reference Feedback Tuning*; Modelo de Referência.

Abstract

Data-Driven Control (DDC) methods have gained prominence in recent decades because they do not require the parametric process model to tune industrial controllers. In this work, the Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) technique is evaluated in the design of Lookup Table (LUT) and polynomial gain schedulers, which are used to continuously adjust the gains of adaptive Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers. The objective of the control is to apply these gain schedulers in the control of nonlinear processes, so that the closed-loop system follows a desired dynamic, defined by a reference model. Thus, it is also the objective of this work to present a methodology to define a linear reference model from data obtained of a nonlinear system. The performance validation of the *gain schedulers*, according to the dynamic of the proposed reference model, is performed based on the IAE, IAU and IAOE metrics. The results show greater efficiency of the closed-loop control with the adaptive PID controller and *gain schedulers* compared to the fixed-gain PID controller.

Keywords: Data-Driven Control; Adaptive PID Control; Gain Scheduling; Virtual Reference Feedback Tuning; Reference Model.

Sumário

Lista de símbolos e abreviaturas	v
Lista de Tabelas	vii
Lista de Figuras	ix
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Contextualização Histórica	3
1.3 Objetivos Gerais	6
1.4 Objetivos Específicos	6
1.5 Organização do Documento	7
2 Problema de Sintonia Orientada a Dados	8
2.1 Formulação do Problema de Controle por Modelo de Referência	8
2.2 <i>Virtual Reference Feedback Tuning</i> – VRFT	10
2.3 Conclusões	12
3 Controlador Proporcional-Integral-Derivativo – PID	13
3.1 As Três Ações do Controle PID	13
3.1.1 Ação Proporcional	14
3.1.2 Ação Integral	14
3.1.3 Ação Derivativa	15
3.2 Implementação Digital do Controlador PID	16
3.2.1 Algoritmo de Posição	16

3.2.2	Algoritmo de Velocidade	17
3.3	Conclusões	18
4	Projeto do <i>Gain Scheduler</i> do Controlador PID Adaptativo	19
4.1	<i>Gain Scheduler</i> do Controlador PID Adaptativo	19
4.1.1	<i>Gain Scheduler</i> do tipo <i>Lookup Table</i> – LUT	19
4.1.2	<i>Gain Scheduler</i> do tipo polinomial	21
4.2	Formulação do Problema de Controle por Modelo de Referência utilizando o Controlador PID Adaptativo	22
4.3	Expansão do VRFT para o Projeto do <i>Gain Scheduler</i> do tipo LUT – VRFT-LUT	23
4.4	Expansão do VRFT para o Projeto do <i>Gain Scheduler</i> do tipo polinomial – VRFT-POLY	26
4.5	Validação dos <i>Gain Schedulers</i> projetados pelos métodos VRFT-LUT e VRFT-POLY	26
4.6	Conclusões	27
5	Definição do Modelo de Referência	28
5.1	Experimento de Malha Aberta	28
5.2	Aproximação do Sistema Não Linear em Subprocessos Lineares	29
5.3	Metodologia de Identificação dos Subprocessos	30
5.4	Definição do Modelo de Referência	32
5.5	Conclusões	33
6	Estudos de Caso Simulados	34
6.1	Caso 1 – <i>Continuous Stirred Tank Reactor</i> (CSTR)	34
6.2	Caso 2 – <i>Stirred Tank Heater</i> (STH)	42
6.3	Caso 3 – Sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i>	49
6.4	Conclusões	56
7	Conclusões, Sugestões para Trabalhos Futuros e Publicação	58
7.1	Conclusões	58

7.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	59
7.3	Artigo Publicado durante o Período do Mestrado	60
	Referências bibliográficas	61

Lista de símbolos e abreviaturas

CbT	<i>Correlation-based Tuning</i>	4
CSTR	<i>Continuous Stirred Tank Reactor</i>	34
DDC	<i>Data-Driven Control</i>	2
FRIT	<i>Fictitious Reference Iterative Tuning</i>	4
IAE	<i>Integral of Absolute Error</i>	27
IAOE	<i>Integral of Absolute Output Error</i>	27
IAU	<i>Integral of Absolute Control Effort</i>	27
IFT	<i>Iterative Feedback Tuning</i>	3
LTI	<i>Linear-Time Invariant</i>	2
LUT	<i>Lookup Table</i>	3
LVP	<i>Linear Parameter Varying</i>	6
MBC	<i>Model-Based Control</i>	2
NCbT	<i>Non-Iterative Correlation-based Tuning</i>	4
OCI	<i>Optimal Controller Identification</i>	5
PID	Proporcional-Integral-Derivativo	1
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>	8
STH	<i>Stirred Tank Heater</i>	34
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>	4

Lista de Tabelas

6.1	Parâmetros do modelo não linear do CSTR em torno do ponto de operação adotado.	36
6.2	Parâmetros dos subprocessos identificados do CSTR.	37
6.3	Controladores PID sintonizados para os subprocessos do CSTR.	39
6.4	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> do tipo LUT para o CSTR.	39
6.5	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> do tipo LUT para o CSTR.	40
6.6	Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o CSTR.	41
6.7	Parâmetros do modelo não linear do STH em torno do ponto de operação adotado.	44
6.8	Parâmetros dos subprocessos identificados do STH.	45
6.9	Controladores PID sintonizados para os subprocessos do STH.	46
6.10	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> do tipo LUT para o STH.	46
6.11	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> polinomial para o STH.	47
6.12	Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o STH.	48
6.13	Parâmetros dos subprocessos identificados do sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i>	51
6.14	Controladores PID sintonizados para os subprocessos do sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i>	53
6.15	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> do tipo LUT para o sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i>	53
6.16	Parâmetros do <i>gain scheduler</i> polinomial para o sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i>	54

6.17 Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o modelo de <i>Hammerstein-Wiener</i>	55
--	----

Lista de Figuras

1.1	Linha do tempo das principais técnicas DDC.	5
2.1	Diagrama de blocos da malha fechada do problema de controle por Modelo de Referência.	9
2.2	Diagrama de blocos do método VRFT.	10
3.1	Diagrama de blocos do algoritmo PID em forma de velocidade.	17
4.1	Diagrama de blocos da malha fechada do problema de controle por Modelo de Referência utilizado o controlador PID adaptativo.	22
4.2	Representação do <i>gain scheduler</i> do PID adaptativo baseado em LUTs.	23
4.3	Exemplo de fluxograma para definição dos <i>gain schedulers</i> do tipo LUT para cada ganho PID com um sinal escada de 12 degraus.	25
5.1	Respostas ao degrau para caso de amortecimento de sistema de segunda ordem.	30
6.1	Representação do CSTR.	35
6.2	Entrada e saída de malha aberta no CSTR.	37
6.3	Identificação aproximada do CSTR para diferentes faixas de operação.	38
6.4	Entradas e saídas de malha fechada do CSTR com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados.	40
6.5	Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o <i>gain scheduler</i> do tipo LUT e polinomial para o CSTR.	42
6.6	Representação do STH.	43
6.7	Entrada e saída de malha aberta no STH.	44
6.8	Identificação aproximada do STH para diferentes faixas de operação.	45

6.9	Entradas e saídas de malha fechada do STH com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados.	47
6.10	Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o <i>gain scheduler</i> do tipo LUT e polinomial para o STH.	49
6.11	Modelo de <i>Hammerstein-Wiener</i>	49
6.12	Características não lineares estáticas do modelo <i>Hammerstein-Wiener</i>	50
6.13	Entrada e saída de malha aberta no modelo de <i>Hammerstein-Wiener</i>	51
6.14	Identificação aproximada do sistema de <i>Hammerstein-Wiener</i> para diferentes faixas de operação.	52
6.15	Entradas e saídas de malha fechada do modelo de <i>Hammerstein-Wiener</i> com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados	54
6.16	Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o <i>gain scheduler</i> do tipo LUT e polinomial para o modelo de <i>Hammerstein-Wiener</i>	56

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo é apresentado o problema de controle orientado a dados e uma contextualização histórica sobre os diferentes métodos que foram desenvolvidos para o ajuste de controladores industriais. Em seguida, são expostos os objetivos gerais e específicos desse trabalho. Por fim, detalha-se a organização do documento.

1.1 Motivação

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) oferece uma boa relação custo/benefício frente aos outros tipos de controladores na indústria. A alta aderência desse controlador está relacionada a sua alta eficácia e baixo custo de implementação e manutenção [1]. Nos sistemas de controle industriais, 90-95% das malhas de controle são do tipo PID, sendo predominantes em aplicações modernas, como carros autônomos, veículos aéreos não tripulados e robôs autônomos [2].

Esse tipo de controle utiliza uma ação proporcional, uma integral e outra derivativa para converter o erro de entrada da malha fechada em sinal de controle. O erro é calculado comparando o estado do sistema com a referência, definida pelo usuário. Na lógica PID, o erro é amplificado com ganho proporcional, acumulado com o ganho integral e derivado com o ganho derivativo. Ou seja, os ganhos proporcional, integral e derivativo são responsáveis por tratar o erro presente, passado e previsto, respectivamente [3].

Os ganhos do controlador PID geralmente são obtidos por meio da abordagem *Model-*

Based Control - MBC, em que um modelo linear invariante no tempo (*Linear-Time Invariant* - LTI) é identificado. Assim, o controlador PID é sintonizado a partir desse modelo. No entanto, a metodologia MBC pode não ser apropriada para alguns processos industriais, devido à alta complexidade e ao alto custo atrelado ao procedimento de identificação.

Para contornar o esforço da estimativa de um modelo do processo no problema de sintonia do controlador PID, métodos de controle baseado em dados vêm sendo estudados (*Data-Driven Control* - DDC). Por definição, DDC inclui todas as técnicas de ajuste de controladores que utilizam diretamente dados de entrada/saída do processo, adquiridos em malha aberta ou em malha fechada. A sintonia não depende explicitamente do modelo paramétrico do processo, e pode ser feita de modo *on-line* ou *off-line*. A estabilidade, convergência e robustez do sistema podem ser garantidas por meio de uma análise matemática rigorosa, sob certas suposições razoáveis [4]. Ainda, os métodos DDC visam sintonizar o controlador de acordo com uma dinâmica desejada, de tal forma que a malha fechada resultante seja equivalente a um modelo de referência definido pelo projetista.

De forma geral, o controlador PID com ganhos fixos, sintonizados pelas técnicas DDC, oferecem bom desempenho para sistemas lineares. No entanto, para sistemas não lineares, essa configuração do controlador pode comprometer o desempenho da malha de controle. Dessa forma, uma das abordagens mais populares para o controle de sistemas não lineares é o uso do controlador PID adaptativo, o qual possui um *gain-scheduler*, responsável por ajustar os ganhos do controlador PID continuamente. Esse ajuste é realizado de acordo com alguma variável observada do sistema, para manter o bom desempenho de controle da malha fechada [5].

A implementação de *gain schedulers* na forma de redes neurais [6] tem sido difícil, devido às limitações no custo computacional. Uma solução popular é a utilização de *Lookup Table* (LUT), principalmente no setor de controle automotivo [7] [8]. No entanto, para construir uma LUT eficaz no controle dos ganhos PID, é necessário adquirir uma quantidade razoável de dados do sistema não linear. Além disso, quando um valor de entrada não corresponde exatamente a um ponto da tabela, é necessária a interpolação, o que pode causar imprecisões, afetando o desempenho do controlador PID. A LUT também pode exigir muita memória e poder de processamento, especialmente em sistemas com várias variáveis de entrada ou muitos pontos de dados, o que pode ser problemático em sistemas embarcados. Por fim, a

extrapolação da LUT para valores fora de seus limites pode gerar resultados imprecisos ou instáveis, comprometendo o desempenho do controlador PID. Em [9], um *gain scheduler* do tipo polinomial de segunda ordem é utilizado para ajustar os ganhos do controlador PID adaptativo. A escolha por esse tipo de *gain scheduler* é interessante devido ao baixo custo de armazenamento e à sua capacidade de ajuste contínuo e suave dos ganhos do controlador PID ao longo do experimento, reduzindo a probabilidade de mudanças abruptas no sinal de controle gerado.

Portanto, o desafio de controle consiste em expandir a aplicabilidade das técnicas DDC no projeto de *gain schedulers* do controlador PID adaptativo, para sistemas não lineares. Além disso, surgem oportunidades de fazer estudos comparativos no uso de diferentes tipos de *gain schedulers* projetados pelos métodos DDC. Outrossim, há uma escassez na literatura sobre como definir um modelo de referência no problema de controle de processos não lineares.

1.2 Contextualização Histórica

Desde a década de 1990, vêm se estudando técnicas orientada a dados para a sintonia de controladores industriais, tal que o modelo paramétrico do processo não é considerado no projeto. Uma linha do tempo das principais técnicas DDC desenvolvidas ao longo das últimas três décadas é disposta na Figura 1.1. A primeira a se popularizar na indústria foi a *Iterative Feedback Tuning* (IFT), introduzida em [10]. Esse método é empregado na resintonia de um controlador linear e de estrutura fixa, por meio de um processo iterativo de otimização, baseado na estimativa de um gradiente de um critério de desempenho que minimiza o erro quadrático médio entre a saída desejada e a obtida da malha fechada. Em cada iteração, a estimativa é construída a partir de dados obtidos parcialmente em condições normais de operação (experimento normal) e parcialmente em um experimento especial em que a saída do experimento normal é realimentada junto ao sinal de referência (experimento do gradiente). Desde 1994, o método IFT tem sido aplicado no projeto de controladores em diversos contextos, como no controle de uma placa suspensa [11], de um quadricóptero [12] e de velocidade e posição de um motor servo [13].

Outro método iterativo que ganhou destaque na engenharia de controle foi o *Correlation-based Tuning* (CbT), apresentado em [14] no ano de 2002. Nesse método, os parâmetros

de um controlador linear de estrutura fixa são ajustados iterativamente para reduzir ou eliminar a correlação entre o erro de saída em malha fechada – entre os sistemas de malha fechada desejado e alcançado – e o sinal de referência. Diferentemente do método IFT, o CbT utiliza apenas um experimento de malha fechada por iteração em seu processo de otimização. Em [15], um estudo comparativo entre essas duas técnicas foi feito para o controle de um módulo de temperatura. Além desse, o método CbT foi aplicado em outros estudos, como em controles de sistemas de suspensão [16] [17]. Apesar de eficazes, os métodos IFT e CbT apresentam alto custo experimental, o que limita suas aplicações.

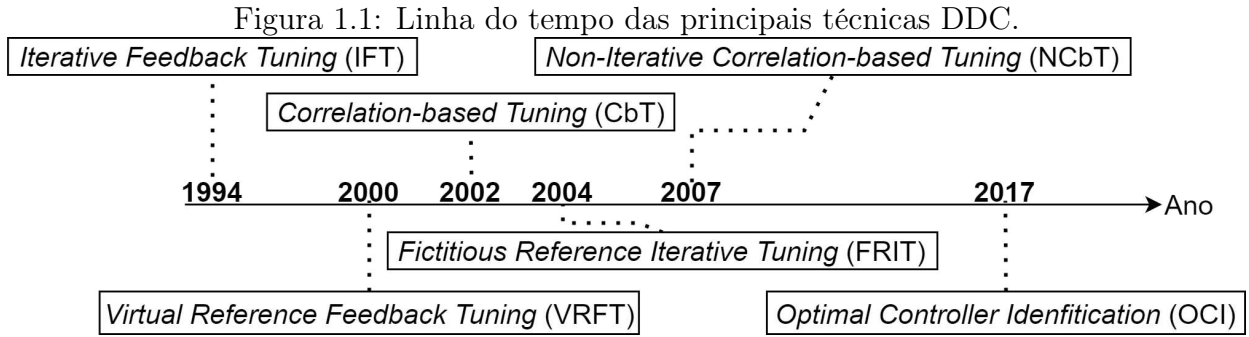
A técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT), proposta em [18] no ano 2000, oferece uma abordagem de sintonia de controladores com baixo custo experimental, necessitando apenas de um único conjunto de dados de entrada e de saída, obtidos em malha aberta ou fechada. Esse método reformula o problema de ajuste como uma tarefa de identificação dos parâmetros do controlador, a partir da computação de um sinal de referência virtual. Ademais, o VRFT utiliza o método dos mínimos quadrados para estimar os parâmetros ótimos do controlador. Aplicações do VRFT incluem o controle de articulações de joelhos em paraplégicos via estimulação elétrica funcional [19], o controle de velocidade de motores de corrente contínua com escovas [20] e a regulação da velocidade do rotor de turbinas eólicas pelo ajuste coletivo do ângulo das pás [21].

No ano de 2004, o método *Fictitious Reference Iterative Tuning* (FRIT) foi apresentado em [22]. Esse método utiliza um algoritmo de otimização iterativo e não linear, baseado na computação de um sinal de referência fictício, a partir de apenas um conjunto de dados adquirido em malha fechada. O FRIT foi aplicado em diversos estudos, incluindo no controle de posicionamento de um *cart* e na supressão de vibrações [23].

Em 2007, foi apresentada a extensão não iterativa do método CbT, denominada *Non-iterative Correlation-based Tuning* (NCbT) [24]. Assim como o VRFT, o NCbT utiliza apenas um conjunto de dados de malha aberta ou fechada para ajustar o controlador, mas mantém o objetivo de minimizar a correlação entre o erro de saída em malha fechada e o sinal de referência. O NCbT foi aplicado no controle de motores síncronos de ímã permanente lineares [25] e no controle de robôs, com garantia de estabilidade em malha fechada baseadas no teorema de ganho pequeno [26].

Mais recentemente, em 2017, foi proposta a técnica *Optimal Controller Identification*

(OCI) [27], que usa um algoritmo de erro de predição para identificar o inverso do controlador ótimo. O método OCI também requer apenas um conjunto de dados para a sintonia do controlador. Exemplos de aplicação incluem o controle de um módulo de temperatura [28] e de um módulo Peltier [29].



Fonte: Autoria própria.

Embora as técnicas de sintonia de controladores orientadas a dados (DDC) mencionadas acima sejam focadas em sistemas lineares, muitos sistemas industriais são não lineares e apresentam complexidade adicional. Isso gera a necessidade de adaptar essas técnicas para o controle de sistemas não lineares. Uma extensão do método VRFT para controladores não lineares foi proposta logo após sua versão original [30], e o IFT também foi adaptado para sistemas não lineares em [31]. No entanto, a implementação de um controlador não linear traz um desafio importante: ao definir uma classe de controladores parametrizados para aproximá-lo ao controlador ideal, é necessário considerar não apenas a ordem do controlador, mas também as características das não linearidades envolvidas [32].

Uma abordagem bem-sucedida para o controle de sistemas não lineares é o uso de controladores lineares com parâmetros variáveis no tempo, conhecidos como *Linear Parameter Varying* (LPV). Essa abordagem oferece diversas vantagens computacionais e conceituais, embora o controle obtido nem sempre atenda a todos os requisitos esperados [32]. Os controladores LPV, portanto, se apresentam como uma alternativa promissora para o projeto orientado a dados de controladores para sistemas não lineares. Nesse contexto, a técnica VRFT foi expandida para a sintonia de controladores LPV [33] [34] [35]. Em contrapartida, os métodos NCbT e OCI não podem ser aplicados a controladores LPV, pois esses métodos envolvem comutação entre o processo e o controlador na formulação e no processo de ajuste.

Esse tipo de comutação geralmente não se aplica a sistemas de parâmetros variáveis [35].

No contexto de controladores PID com ganhos adaptativos, as técnicas VRFT e FRIT foram utilizadas na sintonia e resintonia de *gain schedulers*, respectivamente [9] [36]. Para ambos o objetivo foi o controle de sistemas não lineares. Nesses trabalhos, os *gain schedulers* foram modelados por polinômios em função da variável observada do sistema, de tal forma que os ganhos PID são ajustados continuamente durante o controle da malha fechada. Portanto, os *gain schedulers* sintonizados pelos métodos VRFT e FRIT, permitem uma adaptação contínua dos ganhos do controlador PID, relativa à dinâmica do processo com características não lineares, garantindo um desempenho otimizado.

1.3 Objetivos Gerais

O objetivo geral deste trabalho é investigar a eficiência da técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) na sintonia de *gain schedulers* do tipo polinomial, utilizados para o ajuste contínuo dos ganhos de controladores PID adaptativos em sistemas não lineares. Além disso, propõe-se um método de projeto para *gain schedulers* do tipo *Lookup Table* (LUT), também baseado na técnica VRFT, com o propósito de comparar a eficiência entre os dois tipos de *gain schedulers*. Adicionalmente, é apresentada uma metodologia para a definição do modelo de referência, a ser utilizada no problema de otimização associado ao projeto desses *gain schedulers*.

1.4 Objetivos Específicos

Para a efetiva concretização dos objetivos gerais, são definidos os seguintes objetivos específicos:

1. Desenvolver uma metodologia para o projeto de *gain schedulers* do tipo *Lookup Table* (LUT) com base na técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT).
2. Propor uma metodologia para definição do modelo de referência linear para processos não lineares monovariáveis.

3. Avaliar o desempenho dos *gain schedulers* - LUT e polinomial - no ajuste dos ganhos de controladores PID adaptativos, utilizando a técnica VRFT. Essa avaliação é realizada por meio de estudos de caso simulados, considerando a metodologia proposta para a definição do modelo de referência.

1.5 Organização do Documento

No Capítulo 2 é apresentada a formulação do problema de controle da malha fechada relativa a um modelo de referência e como o método VRFT é utilizado para sintonizar um controlador de acordo com essa dinâmica desejada. No Capítulo 3, é revisada a teoria do controlador PID, e duas de suas principais formas de implementação digital. No Capítulo 4 são revistas as teorias de dois tipos de *gain schedulers* dos ganhos do controlador PID adaptativo, sendo eles: LUT e polinômio. Ainda, nesse capítulo, é revisada a expansão do método VRFT na sintonia do *gain scheduler* polinomial, assim como proposta uma expansão desse método DDC para o projeto do *gain scheduler* do tipo LUT. No Capítulo 5 é proposta uma metodologia de definição do modelo de referência linear para sistemas não lineares. No Capítulo 6 são apresentados três estudos de caso simulados, com o objetivo de comparar os dois tipos de *gain schedulers* no ajuste do controlador PID, referente ao modelo de referência proposto. Por fim, no Capítulo 7, são apresentadas as conclusões dessa pesquisa.

Capítulo 2

Problema de Sintonia Orientada a Dados

Neste Capítulo é discorrido o problema de controle da malha fechada que, de forma geral, os métodos DDC visam solucionar. Também é revisada a teoria do método *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) para a sintonia de controladores de estrutura fixa e linear. Para esse método, é requerido apenas um conjunto de dados de um experimento de malha aberta/fechada obtidos de um processo linear e invariante no tempo.

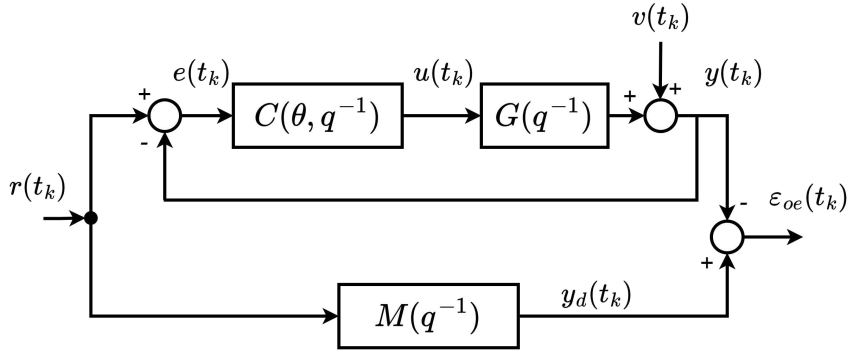
2.1 Formulação do Problema de Controle por Modelo de Referência

Considere a malha fechada mostrada na Figura 2.1, em que $G(q^{-1})$ é um sistema mono-variável (*Single-Input Single-Output* - SISO), linear e não conhecido. Os sinais de referência, de entrada e de saída do processo, o ruído e o erro de entrada são: $r(t_k)$, $u(t_k)$, $y(t_k)$, $v(t_k)$ e $e(t_k)$, respectivamente. k é o instante em que os sinais no tempo contínuo t são amostrados.

O controlador $C(\theta, q^{-1})$, linearmente parametrizado, é definido como:

$$C(\theta, q^{-1}) = \theta^T \Psi(q^{-1}), \quad (2.1)$$

Figura 2.1: Diagrama de blocos da malha fechada do problema de controle por Modelo de Referência.



Fonte: Adaptado de [4].

em que

$$\theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \cdots \quad \theta_{n_\theta}]^T \quad (2.2)$$

é o vetor de ganhos e

$$\Psi(q^{-1}) = [\Psi_1(q^{-1}) \quad \Psi_2(q^{-1}) \quad \cdots \quad \Psi_{n_\theta}(q^{-1})]^T \quad (2.3)$$

é vetor de estruturas do controlador, em função do operador de atraso q^{-1} . n_θ é a quantidade de parâmetros do controlador. O problema é sintonizar $C(\theta, q^{-1})$ para que a malha fechada apresentada na Figura 2.1 corresponda ao modelo de referência especificado $M(q^{-1})$. Portanto, o objetivo é fazer com que o erro de saída da malha fechada $\varepsilon_{oe}(t_k)$ tenda a zero, que equivale a minimização da função custo J_{MR} (2.4).

$$J_{MR}(\theta) = \left\| \frac{C(\theta, q^{-1})G(q^{-1})}{1 + C(\theta, q^{-1})G(q^{-1})} - M(q^{-1}) \right\|^2. \quad (2.4)$$

Caso o modelo do processo $G(q^{-1})$ fosse conhecido, o controlador ótimo poderia ser obtido por meio desse modelo e de $M(q^{-1})$:

$$C_d(q^{-1}) = \frac{1}{G(q^{-1})} \frac{M(q^{-1})}{1 - M(q^{-1})}. \quad (2.5)$$

No entanto, como o modelo do processo é desconhecido, as técnicas DDC minimizam outras funções custos que equivalem a minimização de J_{MR} .

2.2 Virtual Reference Feedback Tuning – VRFT

Proposto originalmente em [37], o VRFT é um método DDC que utiliza apenas um conjunto de dados de entrada/saída $D = \{u(t_k), y(t_k) : k = 1, \dots, N\}$, obtidos de um experimento em malha aberta ou fechada para o ajuste do controlador. Como o modelo do processo é desconhecido, se torna inviável minimizar J_{MR} (2.4). Assim essa técnica calcula um sinal de referência virtual, a partir da saída inicial $y(t_k)$:

$$\bar{r}(t_k) = M^{-1}(q^{-1})y(t_k). \quad (2.6)$$

O sinal de controle virtual $\bar{u}(t_k)$ é computado do sinal $\bar{r}(t_k)$:

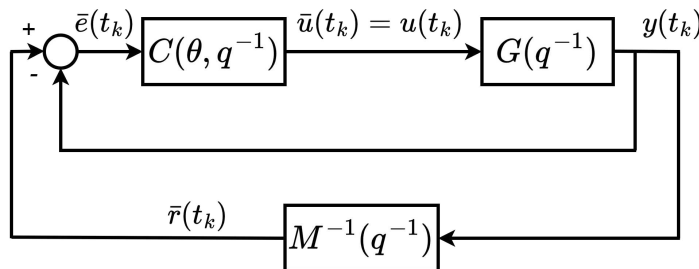
$$\bar{u}(t_k) = C(\theta, q^{-1}) (\bar{r}(t_k) - y(t_k)) = C(\theta, q^{-1})\bar{e}(t_k). \quad (2.7)$$

Quando $u(t_k) - \bar{u}(t_k) = 0$, a malha fechada com o controlador é equivalente ao modelo de referência $M(q^{-1})$. Portanto, o objetivo de controle se torna:

$$J_{VRFT}(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u(t_k) - \underbrace{C(\theta, q^{-1})\bar{e}(t_k)}_{\bar{u}(t_k)})^2. \quad (2.8)$$

O diagrama de blocos do método VRFT é mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2: Diagrama de blocos do método VRFT.



Fonte: Adaptado de [37].

Considerando o controlador linearmente parametrizado (2.1), tem-se:

$$J_{VRFT}(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u(t_k) - \theta^T \varphi(t_k))^2, \quad (2.9)$$

em que

$$\varphi(t_k) = \Psi(q^{-1})\bar{e}(t_k). \quad (2.10)$$

Portanto, os ganhos ótimos do controlador são estimados utilizando o método dos mínimos quadrados:

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(t_k)^T \varphi(t_k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi(t_k)^T u(t_k). \quad (2.11)$$

Quando o controlador ótimo não pertence a classe de controladores escolhida, é utilizado um filtro $L(q^{-1})$ em J_{VRFT} (2.9) para aproximá-la a J_{MR} (2.4) [38]:

$$J_{VRFT}(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (L(q^{-1})(u(t_k) - C(\theta, q^{-1})\bar{e}(t_k)))^2 \quad (2.12)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(L(q^{-1}) \left(u(t_k) - C(\theta, q^{-1}) \frac{1 - M(q^{-1})}{M(q^{-1})} y(t_k) \right) \right)^2. \quad (2.13)$$

Tomando $y(t_k) = G(q^{-1})u(t_k)$ e utilizando o Teorema de Parseval, quando $N \rightarrow \infty$:

$$J_{VRFT}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| L(e^{-j\omega})^2 \left(1 - C(\theta, e^{-j\omega}) \frac{1 - M(e^{-j\omega})}{M(e^{-j\omega})} G(e^{-j\omega}) \right) \right|^2 \Phi_u(\omega) d\omega \quad (2.14)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L(e^{-j\omega})|^2 \frac{|G(e^{-j\omega})|^2}{|M(e^{-j\omega})|^2} \left| \frac{M(e^{-j\omega})}{G(e^{-j\omega})} - C(\theta, e^{-j\omega}) (1 - M(e^{-j\omega})) \right|^2 \Phi_u(\omega) d\omega. \quad (2.15)$$

No entanto, a partir da equação (2.5), tem-se:

$$\frac{M(e^{-j\omega})}{G(e^{-j\omega})} = C_d(e^{-j\omega}) (1 - M(e^{-j\omega})). \quad (2.16)$$

Assim,

$$J_{VRFT}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L(e^{-j\omega})|^2 \frac{|G(e^{-j\omega})|^2}{|M(e^{-j\omega})|^2} |C_d(e^{-j\omega}) - C(\theta, e^{-j\omega})|^2 |1 - M(e^{-j\omega})|^2 \Phi_u(\omega) d\omega. \quad (2.17)$$

Analogamente, quando a função J_{MR} (2.4) é analisada no domínio da frequência, tem-se

$$J_{MR}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \frac{C(\theta, e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})}{1 + C(\theta, e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})} - \frac{C_d(e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})}{1 + C_d(e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})} \right|^2 \Phi_r(\omega) d\omega. \quad (2.18)$$

Equivalentemente,

$$J_{MR}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(e^{-j\omega})|^2 \frac{|C(\theta, e^{-j\omega}) - C_d(e^{-j\omega})|^2}{|1 + C(\theta, e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})|^2 |1 + C_d(e^{-j\omega})G(e^{-j\omega})|^2} \Phi_r(\omega) d\omega \quad (2.19)$$

em que $\Phi_u(\omega)$ e $\Phi_r(\omega)$ são os espectros de potências dos sinais $u(t)$ e $r(t)$, respectivamente. Assim, igualando (2.17) e (2.19):

$$|L(e^{-j\omega})|^2 = |1 - M(e^{-j\omega})|^2 |M(e^{-j\omega})|^2 \frac{\Phi_r(\omega)}{\Phi_u(\omega)}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi]. \quad (2.20)$$

Percebe-se que $L(q^{-1})$ é definido em função da aproximação

$$\frac{1}{|1 + C(\theta, e^{j\omega})G(q)|^2} \approx \frac{1}{|1 + C_d(e^{j\omega})G(e^{j\omega})|^2} = |1 - M(e^{j\omega})|^2. \quad (2.21)$$

Ademais, quando os dados são coletados em malha aberta e a referência a ser utilizada $r(t_k)$ é do mesmo tipo do sinal de entrada $u(t_k)$, então $\frac{\Phi_r}{\Phi_u} = 1$ e o filtro só depende do modelo de referência $M(q^{-1})$. Portanto, os parâmetros ótimos do controlador são estimados por:

$$\hat{\theta}_L = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_L(t_k)^T \varphi_L(t_k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_L(t_k)^T u_L(t_k). \quad (2.22)$$

em que, $u_L(t_k) = L(q^{-1})u(t_k)$ e $\varphi_L(t_k) = \Psi(q^{-1})\bar{e}_L(t_k)$, sendo $\bar{e}_L(t_k) = L(q^{-1})\bar{e}(t_k)$. Assim, com o uso desse filtro, a minimização de J_{VRFT} (2.9) será equivalente a de J_{MR} (2.4) e o controlador ótimo poderá ser estimado.

2.3 Conclusões

Nesse Capítulo foi apresentado o problema de sintonia de um controlador linear e de estrutura fixa, relativo a uma dinâmica desejada $M(q^{-1})$. Os parâmetros desse controlador poderiam ser obtidos a partir da minimização da função custo J_{MR} . No entanto, com o intuito de evitar a identificação do processo linear $G(q^{-1})$, o método VRFT minimiza a função custo J_{VRFT} na busca pelo parâmetros ótimos do controlador.

Capítulo 3

Controlador

Proporcional-Integral-Derivativo – PID

Neste Capítulo, é revisada a teoria do controlador PID, assim como a dos seus principais algoritmos de implementação digital: forma de posição e de velocidade. Também são discutidas as vantagens da utilização do algoritmo de velocidade em relação ao de posição, quando os ganhos do controlador PID variam com o tempo.

3.1 As Três Ações do Controle PID

O controlador PID é o algoritmo mais comum utilizado no controle de processos industriais [39]. A maioria das malhas de controle implementam algum tipo de variação do algoritmo do PID. O comportamento desse tipo de controle pode ser descrito como:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.1)$$

em que u é a variável de controle e e é o erro de controle ($e = r - y$). A variável de controle é, portanto, uma soma de três ações: a ação proporcional, a ação integral e a ação derivativa. Os parâmetros do controlador são portanto, o ganho proporcional K_p , o ganho integral K_i e o ganho derivativo K_d .

3.1.1 Ação Proporcional

A ação de controle proporcional é proporcional ao erro de controle atual, conforme expressão:

$$u(t) = K_p e(t) = K_p (r(t) - y(t)), \quad (3.2)$$

em que K_p é o ganho proporcional. Seu significado é direto, pois implementa a operação típica de aumento da variável de controle quando o erro de controle é grande. A função de transferência de um controlador proporcional pode ser derivada trivialmente como

$$C_p(s) = K_p \quad (3.3)$$

A principal desvantagem do uso de um controlador proporcional puro é que ele produz um erro em estado estacionário. Isso motiva a adição do termo u_b [40], tal que:

$$u(t) = K_p e(t) + u_b. \quad (3.4)$$

O valor de u_b pode ser fixado em um nível constante (geralmente em $(u_{max} + u_{min})/2$) ou pode ser ajustado manualmente até que o erro em estado estacionário seja reduzido a zero.

3.1.2 Ação Integral

A ação integral é proporcional à integral do erro de controle, ou seja:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (3.5)$$

em que K_i é o ganho integral. A ação integral está relacionada aos valores passados do erro de controle. A função de transferência correspondente é:

$$C_i(s) = \frac{K_i}{s}. \quad (3.6)$$

A presença de um polo na origem do plano complexo permite a redução a zero do erro em estado estacionário. Em outras palavras, a ação integral é capaz de definir automaticamente o valor correto de u_b em (3.4) de modo que o erro em estado estacionário seja zero [40].

Assim, a lei de controle de um controlador Proporcional-Integral (PI) é:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (3.7)$$

Portanto, a utilização de uma ação proporcional em conjunto com uma ação integral, ou seja, de um controlador PI, resolve os principais problema do erro em regime permanente associado a um controlador Proporcional puro.

3.1.3 Ação Derivativa

Enquanto a ação proporcional é baseada no valor atual do erro de controle e a ação integral é baseada nos valores passados do erro de controle, a ação derivativa é baseada nos valores futuros previstos do erro de controle [40]. A lei de controle derivativa é:

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.8)$$

em que K_d é o ganho derivativo. A função de transferência do controlador correspondente é

$$C_d(s) = K_d s. \quad (3.9)$$

Para entender melhor o significado da ação derivativa, vale considerar os dois primeiros termos da expansão em série de Taylor do erro de controle no tempo T_d adiante:

$$e(t + T_d) \simeq e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (3.10)$$

Se uma lei de controle proporcional a esta expressão for considerada, ou seja,

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.11)$$

isso resulta naturalmente em um controlador Proporcional-Derivativo (PD). A variável de controle no tempo t é, portanto, baseada no valor previsto do erro de controle no tempo $t + T_d$ [40]. Assim, a ação derivativa tem um grande potencial para melhorar o desempenho do controle, pois pode antecipar uma tendência incorreta do erro de controle e neutralizá-la.

3.2 Implementação Digital do Controlador PID

Para a implementação digital do controlador PID é necessária uma discretização das leis de controles (3.5) e (3.8). Duas das mais famosas formas de implementação de controle PID digital são: a **forma de posição** e a **forma de velocidade**.

3.2.1 Algoritmo de Posição

Considerando um período de amostragem Δt , o termo integral em (3.5) pode ser aproximado utilizando método das diferenças finitas:

$$\int_0^{t_k} e(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^k e(t_i) \Delta t, \quad (3.12)$$

em que $e(t_i)$ é o erro do sistema de tempo contínuo no i -ésimo instante de amostragem. Ao aplicar o método das diferenças finitas também ao termo derivativo (3.8), resulta:

$$\frac{de(t_k)}{dt} = \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{\Delta t}. \quad (3.13)$$

Então, a lei de controle de tempo discreto torna-se:

$$u(t_k) = K_p e(t_k) + K_i \Delta t \sum_{i=1}^k e(t_i) + \frac{K_d}{\Delta t} (e(t_k) - e(t_{k-1})). \quad (3.14)$$

Quando o controlador PID é projetado diretamente no domínio discreto, o valor do período de amostragem é ponderado nos ganhos obtidos de K_i e K_d , simplificando a lei de controle em:

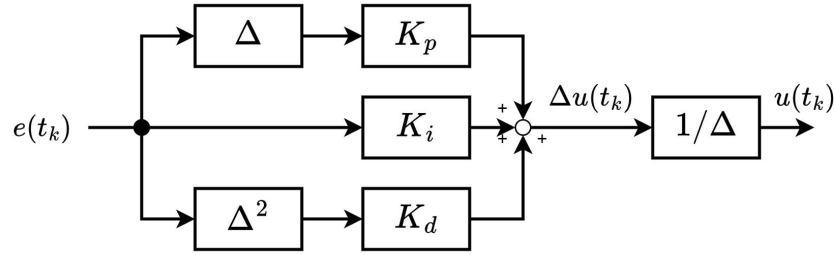
$$u(t_k) = K_p e(t_k) + K_i \sum_{i=1}^k e(t_i) + K_d (e(t_k) - e(t_{k-1})). \quad (3.15)$$

Esse algoritmo de controle é conhecido como **algoritmo de posição**, uma vez que o valor absoluto da variável de controle é determinado diretamente. Ou seja, esse algoritmo determina a próxima “posição” ou valor do sinal de controle, sem considerar explicitamente as mudanças incrementais no sinal de controle.

3.2.2 Algoritmo de Velocidade

Em certos casos, o sistema de controle é disposto de tal forma que o sinal de controle é acionado diretamente por um integrador, por exemplo, um motor. É então natural organizar o algoritmo de tal forma que ele forneça a velocidade da variável de controle [39]. A variável de controle é então obtida integrando sua velocidade (Figura 3.1),

Figura 3.1: Diagrama de blocos do algoritmo PID em forma de velocidade.



Fonte: Adaptado de [36].

em que $\Delta = 1 - q^{-1}$ é o operador diferença, ou seja:

$$\Delta u(t_k) = (1 - q^{-1}) u(t_k) = u(t_k) - u(t_{k-1}). \quad (3.16)$$

Portanto, para esse algoritmo, o objetivo é calcular a variável de controle no instante de tempo t_k baseado no seu valor no instante de tempo anterior $u(t_{k-1})$ [40]. Ao subtrair a expressão de $u(t_{k-1})$ de $u(t_k)$, tem-se:

$$u(t_k) = u(t_{k-1}) + \underbrace{(K_p + K_i + K_d) e(t_k) - (K_p + 2K_d) e(t_{k-1}) + K_d e(t_{k-2}))}_{\Delta u(t_k)}. \quad (3.17)$$

Esse algoritmo é conhecido como **algoritmo de velocidade** ou incremental, uma vez que a saída de controle é determinada por meio da computação da variação do sinal de controle em relação ao instante anterior. Perceba que no algoritmo na forma de velocidade (3.17) o sinal de controle não muda abruptamente, mesmo quando os ganhos do controlador mudam rapidamente. No entanto, na forma de posição (3.15), como o ganho proporcional atua diretamente no erro, qualquer erro no ponto em que os ganhos mudam causa um aumento na saída proporcional à diferença entre os ganhos proporcionais.

Portanto, uma das grandes vantagens do algoritmo na forma de velocidade é a imple-

mentação do controlador PID com ganhos adaptativos. Implementar ganhos adaptativos significa ajustar dinamicamente os valores dos ganhos proporcional (K_p), integral (K_i) e derivativo (K_d) durante o controle do processo. Essa configuração do controlador PID é frequentemente preferida no controle de processos que apresentam características não lineares, em que os ganhos precisam ser ajustados para compensar essas não linearidades.

3.3 Conclusões

Neste Capítulo, foi revisada a teoria do controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID), amplamente utilizado na indústria de controle de processos e, por isso, adotado como foco deste trabalho. Foram exploradas as duas principais formas de implementação digital do controlador PID: o algoritmo de posição e o de velocidade. Também foi visto que o algoritmo de velocidade é mais adequado quando se utiliza uma lógica de orquestração para variar os ganhos do controlador PID adaptativo, ao longo do experimento em malha fechada. Esse ajuste dinâmico dos ganhos do PID é especialmente útil no controle de sistemas não lineares, pois ajuda a compensar as não linearidades do sistema.

Capítulo 4

Projeto do *Gain Scheduler* do Controlador PID Adaptativo

Neste Capítulo, são apresentados dois tipos de *gain schedulers* utilizados para o ajuste contínuo dos ganhos do controlador PID adaptativo, sendo eles: *Lookup Table* (LUT) e polinomial. Também é apresentado o problema de controle por modelo de referência considerando os *gain schedulers* na malha fechada. Ainda, é revisada a expansão do método VRFT para sintonia do *gain scheduler* polinomial, e apresentada a expansão desse método DDC para o projeto do *gain scheduler* do tipo LUT. Por fim, é proposto o método de validação para esses *gain schedulers* no controle da malha fechada.

4.1 *Gain Scheduler* do Controlador PID Adaptativo

O controlador PID adaptativo possui um *gain scheduler*, responsável por ajustar o vetor ($\theta = [K_p \ K_i \ K_d]$) ao longo do controle do processo. Esse ajuste é feito a cada instante de tempo de acordo com o valor de alguma variável observada do sistema. Duas formas de *gain schedulers* são estudadas nesse trabalho: a *Lookup Table* (LUT) e o polinômio.

4.1.1 *Gain Scheduler* do tipo *Lookup Table* – LUT

A *Lookup Table* (LUT), ou tabela de consulta, é uma técnica computacional amplamente utilizada para reduzir o tempo de processamento de cálculos complexos. A LUT armazena

previamente os resultados de uma função para um conjunto limitado de entradas. Quando uma nova entrada é fornecida, o sistema consulta a tabela para obter o resultado correspondente, tornando o processo muito mais eficiente, com uma redução significativa no tempo de processamento [7].

A teoria das LUTs é baseada no conceito de discretização de uma função $f(x)$. Ao invés de recalcular $f(x)$ para cada novo valor de x , os valores de $f(x)$ são pré-calculados e armazenados para pontos discretos de x . Portanto, a precisão da LUT depende da densidade dos pontos armazenados: quanto mais pontos, mais precisa será a aproximação da função contínua.

Quando a entrada não coincide com os pontos armazenados, mas está dentro do intervalo de x , utiliza-se o método de interpolação para estimar a saída respectiva a essa nova entrada [7]. Para uma tabela unidimensional (1D), a interpolação linear é a mais comum, estimando o valor de saída com base nos dois pontos mais próximos. Se a entrada estiver fora dos limites da tabela, usa-se a extrapolação linear, que ajusta uma linha entre os primeiros ou últimos pares de pontos. Na orquestração dos ganhos PID, três LUTs precisam ser definidas (uma para cada ganho), tal que suas estruturas são definidas por:

- Vetor de entradas: Corresponde aos pontos de operação x_k nos quais um conjunto de controladores PID foram sintonizados.
- Vetor de saídas: Contém os ganhos P, I ou D sintonizados para cada ponto de operação x_k .

Portanto, se o valor da variável observada x coincidir com algum ponto de operação armazenado x_k da LUT, os ganhos PID serão diretamente obtidos como $f(x_k) = K_\gamma$, com $\gamma = p, i, d$. Se x estiver entre dois valores mapeados da LUT, como x_k e x_{k+1} , o valor é interpolado linearmente por:

$$K_\gamma = K_{\gamma_k} + \frac{(x - x_k)}{(x_{k+1} - x_k)} \cdot (K_{\gamma_{k+1}} - K_{\gamma_k}) \quad \text{para } \gamma = p, i, d \quad (4.1)$$

Ademais, se a variável observada do sistema x estiver fora dos limites dos pontos de operação armazenados, utiliza-se a extrapolação linear, que segue o mesmo princípio de (4.1). A diferença é que, em vez de usar pontos internos x_k e x_{k+1} , a extrapolação considera

o primeiro ou o último par de pontos, dependendo se x for menor que o menor x_k ou maior que o maior x_{k+1} .

Para cada ganho do controlador PID, há um *gain scheduler* do tipo LUT para ajustar o seu valor de acordo com o ponto de operação observado. Quanto mais pontos de operação do sistema forem mapeados na LUT, maior será a precisão na estimativa (por consulta, interpolação ou extrapolação) dos ganhos PID. No entanto, uma LUT mais exata exige mais espaço de memória disponível, pois é necessário armazenar mais dados para garantir um controle eficaz em diferentes condições do processo. Por outro lado, ao definir uma LUT com poucos dados, aumenta-se a imprecisão dos ganhos PID obtidos, aumentando também o risco de flutuações abruptas nos ganhos PID gerados, o que pode provocar variações rápidas no sinal de controle e elevar o risco de instabilidade no controle do sistema.

4.1.2 Gain Scheduler do tipo polinomial

Em [9], o *gain scheduler* na forma de polinômio foi apresentado na forma:

$$K_\gamma = (w^{K_\gamma})^T X \quad \text{com} \quad \gamma = p, i, d \quad (4.2)$$

em que,

$$w^{K_\gamma} = \begin{bmatrix} w_1^{K_\gamma} & w_2^{K_\gamma} & \cdots & w_{n_p+1}^{K_\gamma} \end{bmatrix}^T, \quad (4.3)$$

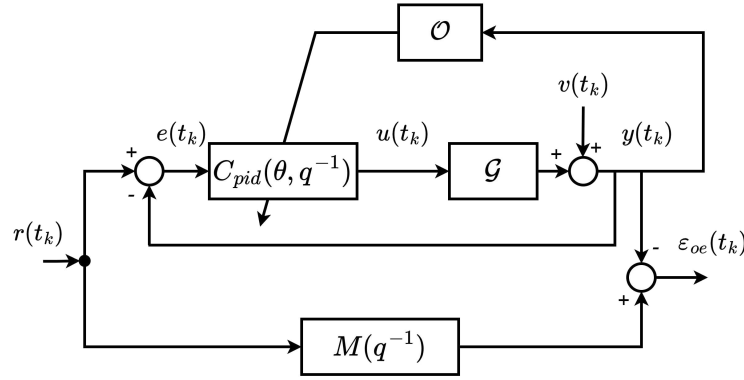
$$X(x(t_k)) = \begin{bmatrix} 1 & x(t_k) & x(t_k)^2 & \cdots & x(t_k)^{n_p+1} \end{bmatrix}^T, \quad (4.4)$$

sendo n_p a ordem do polinômio, w o vetor de coeficientes de ponderação para cada ganho PID (4.6) e $x(t_k)$ o parâmetro de escalonamento que varia no tempo. Usualmente esse parâmetro é a variável de estado do sistema controlado. Portanto, o *gain scheduler* polinomial ajusta os ganhos do controlador continuamente, havendo menos probabilidade de mudanças abruptas no sinal de controle gerado. Perceba que adotar uma ordem de polinômio n_p muito baixa pode ser insuficiente para que o *gain scheduler* seja capaz de lidar adequadamente com as não linearidades do processo. Por outro lado, optar por uma ordem muito alta pode levar ao sobreajuste do *gain scheduler* aos dados utilizados no projeto, o que pode comprometer a estabilidade do controle.

4.2 Formulação do Problema de Controle por Modelo de Referência utilizando o Controlador PID Adaptativo

Considere a malha fechada mostrada na Figura 4.1. O processo $\mathcal{G}$ se trata de um sistema SISO, não linear e não conhecido.

Figura 4.1: Diagrama de blocos da malha fechada do problema de controle por Modelo de Referência utilizando o controlador PID adaptativo.



Fonte: Adaptado de [9].

O controlador $C_{pid}(\theta, q^{-1})$ do tipo PID é definido em função do operador de atraso q^{-1} :

$$C_{pid}(\theta, q^{-1}) = \theta_{pid}^T \Psi_{pid}(q^{-1}), \quad (4.5)$$

em que

$$\theta_{pid} = [K_p \quad K_i \quad K_d]^T, \quad (4.6)$$

é o vetor de ganhos do controlador PID e

$$\Psi_{pid}(q^{-1}) = [\Psi_p \quad \Psi_i \quad \Psi_d]^T = [\Delta \quad 1 \quad \Delta^2]^T. \quad (4.7)$$

é vetor de estruturas do controlador PID na sua forma de velocidade (Figura 3.1). Por sua vez, o *gain scheduler* $\mathcal{O}$ é responsável por computar os ganhos (4.6) do controlador PID a cada instante de tempo, para compensar as não linearidades de $\mathcal{G}$.

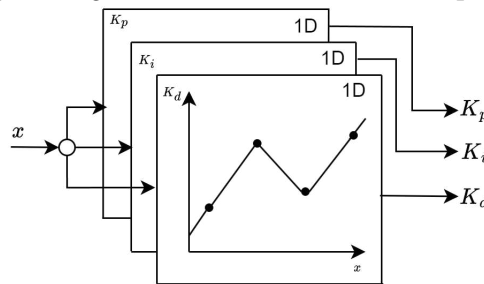
O problema é sintonizar $\mathcal{O}$ para que ele ajuste os parâmetros do controlador PID continuamente, tal que a malha fechada apresentada na Figura 4.1 corresponda ao modelo de referência especificado $M(q^{-1})$. Ou seja, analogamente ao problema de controle linear, o

objetivo é fazer com que o erro de saída da malha fechada $\varepsilon_{oe}(t)$ tenda a zero.

4.3 Expansão do VRFT para o Projeto do *Gain Scheduler* do tipo LUT – VRFT-LUT

Neste trabalho é proposta uma extensão do método VRFT para o projeto de um *gain scheduler* formado por LUTs. Aqui, um conjunto de controladores PID são sintonizados por meio do método VRFT, para diferentes pontos de operação. Três LUTs unidimensionais (1D) são definidas, uma para cada ganho PID (Figura 4.2). O vetor de entradas das LUTs representa os pontos de operação considerados no ajuste, enquanto suas saídas correspondem aos respectivos ganhos PID calculados.

Figura 4.2: Representação do *gain scheduler* do PID adaptativo baseado em LUTs.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 4.3 é apresentado um fluxograma para definição das LUTs. O primeiro passo consiste em realizar um experimento em malha aberta, aplicando um sinal escada para excitar o sistema não linear, capturando diferentes dinâmicas lineares em vários pontos de operação diferentes. Detalhes sobre o sinal escada são discutidos no Capítulo 5.

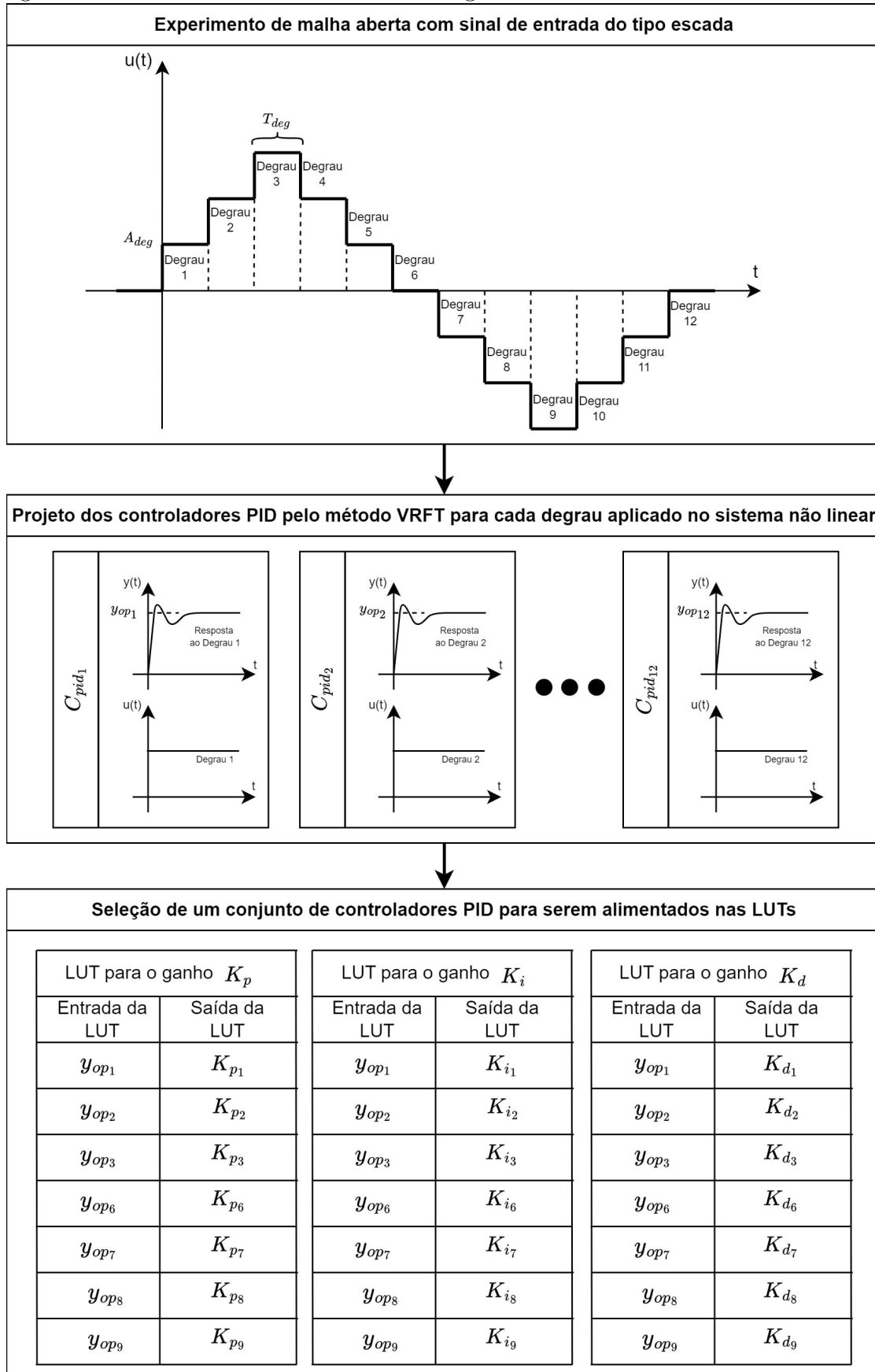
No segundo passo, é identificado um controlador PID pelo método VRFT para cada resposta ao degrau do sinal escada, associando cada conjunto de ganhos PID a um ponto de operação. Perceba que a resposta de um sistema não linear ao sinal do tipo escada pode resultar em dinâmicas de subida e de descida semelhantes ou distintas para um mesmo ponto de operação, a depender da característica não linear desse sistema.

No terceiro e último passo, é selecionado um conjunto de ganhos PID daqueles projetados no passo dois, uma vez que diferentes controladores PID são sintonizados para pontos de

operação semelhantes. Para sistemas não lineares e simétricos, em que a não linearidade da dinâmica de subida é semelhante à de descida em um mesmo ponto de operação, os ganhos PID obtidos pelo método VRFT tendem a ser praticamente iguais. Nesse caso, é selecionado apenas um desses conjuntos de ganhos PID relativo a esse ponto de operação comum. Por outro lado, em sistemas não lineares e não simétricos, onde a dinâmica de subida difere da de descida, os ganhos PID obtidos tendem a ser diferentes. Nessa situação, a escolha entre dois conjuntos distintos de ganhos PID para o mesmo ponto de operação dependerá da prioridade do projetista em controlar uma das dinâmicas de forma mais precisa. Para sistemas não simétricos, optou-se por priorizar o controle da dinâmica de subida (Figura 4.3).

Nesse trabalho, a expansão do VRFT para o projeto do *gain scheduler* do tipo LUT é referenciada como VRFT-LUT.

Figura 4.3: Exemplo de fluxograma para definição dos *gain schedulers* do tipo LUT para cada ganho PID com um sinal escada de 12 degraus.



Fonte: Autoria própria.

4.4 Expansão do VRFT para o Projeto do *Gain Scheduler* do tipo polinomial – VRFT-POLY

Em [9], o método VRFT é expandido para a sintonia do *gain scheduler* do tipo polinomial, utilizado no ajuste nos ganhos do controlador PID com ganhos adaptativos. Assim, é derivada uma nova função custo para obter os valores ótimos para os coeficientes desse *gain scheduler*:

$$J_{VRFT}(w_{pid}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\Delta u_L(t_k) - w_{pid}^T \xi_L(t_k))^2, \quad (4.8)$$

em que

$$\Delta u_L(t_k) = L(q^{-1})\Delta u(t_k) \quad (4.9)$$

$$w_{pid} = [w^{K_p} \quad w^{K_i} \quad w^{K_d}]^T, \quad (4.10)$$

$$\xi_L(t_k) = \chi \bar{e}_L(t_k), \quad (4.11)$$

sendo

$$\chi = [X\Psi_p \quad X\Psi_i \quad X\Psi_d]. \quad (4.12)$$

Portanto, como a função de custo é linear em relação ao vetor de parâmetros de controle w_{pid} , a solução ótima pode ser obtida pelo método dos mínimos quadrados:

$$\hat{w}_{pid} = \left[\sum_{k=1}^N \xi_L(t_k)^T \xi_L(t_k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \xi_L(t_k)^T \Delta u_L(t_k). \quad (4.13)$$

Nesse trabalho, a expansão do VRFT para o projeto do *gain scheduler* do tipo polinomial é referenciada como VRFT-POLY.

4.5 Validação dos *Gain Schedulers* projetados pelos métodos VRFT-LUT e VRFT-POLY

Na etapa de validação dos *gain schedulers* do tipo LUT e polinomial, optou-se pelo uso de métricas que são comumente usadas para avaliar o controle da malha fechada, sendo elas: *Integral of Absolute Error* (IAE) e *Integral of Absolute Control Effort* (IAU), e cujas

fórmulas estão expressas nas equações (4.14) e (4.15), respectivamente.

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |r(t) - y(t)| dt \quad (4.14)$$

$$\text{IAU} = \int_0^{\infty} |u(t)| dt \quad (4.15)$$

A métrica IAE oferece uma medida equilibrada do erro total entre o sinal de referência e a saída do sistema em malha fechada, sem penalizar desproporcionalmente os erros maiores. Simples de implementar, ela é eficaz tanto para avaliar erros em regime transitório quanto no regime permanente. Por outro lado, a métrica IAU é útil quando é de interesse avaliar o esforço de controle. Essa métrica mede o esforço total do controlador, evitando penalizar excessivamente grandes entradas de controle, o que é importante para analisar a eficiência energética e a vida útil dos atuadores. Ainda, neste trabalho, é importante avaliar o quanto a resposta da malha fechada se aproxima da dinâmica desejada, definida pelo modelo de referência. Para isso, define-se a métrica *Integral of Absolute Output Error* (IAOE), que calcula o erro absoluto acumulado entre a saída da malha fechada e a saída desejada, conforme:

$$\text{IAOE} = \int_0^{\infty} |y_d(t) - y(t)| dt \quad (4.16)$$

4.6 Conclusões

Neste Capítulo foi revisada a teoria de dois tipos de *gain schedulers* utilizados para o ajuste dos ganhos do controlador PID adaptativo. Outrossim, foi revisada a expansão da técnica VRFT para sintonizar o *gain scheduler* polinomial e desenvolvida uma metodologia para definir o *gain scheduler* do tipo LUT, também baseada no método VRFT. Por fim, foram apresentadas métricas de validação que são utilizadas para avaliar e comparar os *gain schedulers* no controle de sistemas não lineares.

Capítulo 5

Definição do Modelo de Referência

Neste Capítulo é proposta a metodologia de definição do modelo de referência linear para um sistema não linear. Esse modelo representa a dinâmica desejada da malha fechada. O objetivo é projetar os *gain schedulers* de maneira que a malha fechada projetada seja a mais próximo possível da desejada.

5.1 Experimento de Malha Aberta

Para definir o modelo de referência, é fundamental ter um conhecimento mínimo do processo a ser controlado [38]. Caso contrário, se o modelo de referência exigir um desempenho muito além do que o sistema pode alcançar, a malha fechada com o controlador obtido pode não corresponder à resposta desejada, podendo até resultar em uma malha fechada instável.

A fim de adquirir informações de um processo não linear, é proposto um experimento de malha aberta com um sinal de entrada do tipo escada (Figura 4.3). Esse tipo de sinal é caracterizado por apresentar saltos em seu valor a cada intervalo, mantendo-se constante até o próximo passo. Formalmente, o sinal escada pode ser descrito como uma série de funções degrau que se somam, para formar um padrão de escada:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N_{deg}} A_{deg} \cdot U(t - nT_{deg}), \quad (5.1)$$

em que A_{deg} é a amplitude do degrau no instante nT_{deg} , $U(t - nT_{deg})$ é a função degrau

unitário deslocada, T_{deg} é o intervalo entre os degraus e N_{deg} é a quantidade de sinais degrau que compõe o sinal escada.

Cada degrau representa uma mudança no valor do sinal, e esse comportamento é utilizado frequentemente em testes e simulações para obter as características do sistema em diferentes pontos de operação.

5.2 Aproximação do Sistema Não Linear em Subprocessos Lineares

Para cada resposta ao degrau que compõe o sinal escada, é proposta a identificação de um subprocesso de segunda ordem com atraso da forma (5.2). O objetivo é aproximar o sistema não linear em diversos sistemas lineares, para obter informações - como constantes de tempo e atraso do processo - em diferentes pontos de operação considerados no experimento de malha aberta.

$$G(s) = \frac{k}{(s - p_1)(s - p_2)} e^{-\tau_d s} \quad (5.2)$$

em que, k é o ganho, p_1 e p_2 são os polos (reais ou complexos) e τ_d é o atraso do subprocesso, respectivamente. É considerado que o processo não linear é estável para todos os pontos de operação relativos aos degraus aplicados. Assim, o objetivo é fazer uma identificação aproximada de um processo não linear, em N_{deg} subprocessos lineares de segunda ordem com atraso.

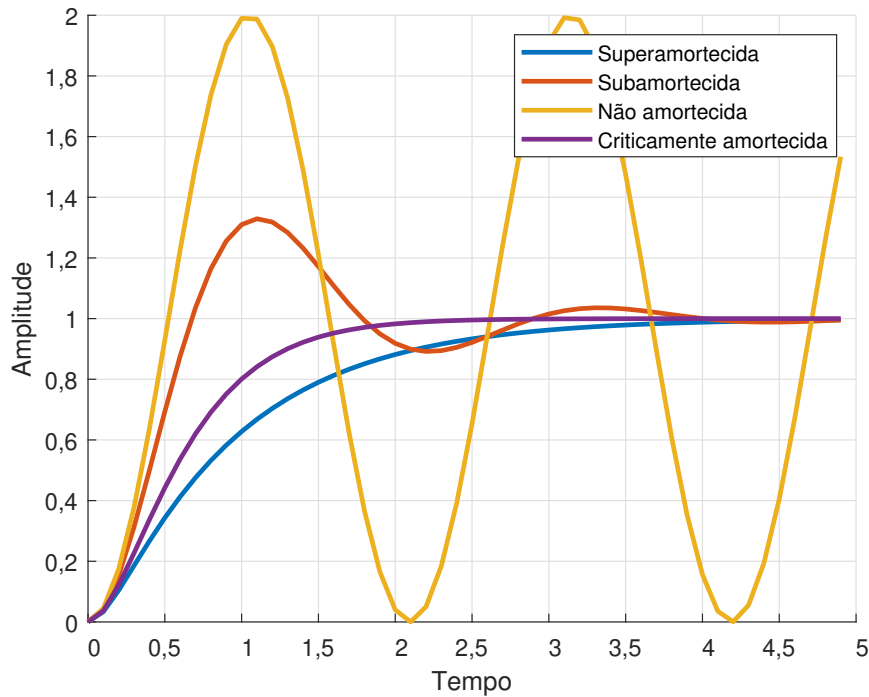
Em sistemas de segunda ordem, as constantes de tempo, que definem o decaimento exponencial do processo, são dadas pelo inverso das partes reais dos polos do sistema (p_1 e p_2) [41]. A parte imaginária dos polos, por sua vez, está associada à frequência real da senoide do processo, conhecida como frequência de oscilação amortecida ω_d . Dessa forma, a posição dos polos no plano s define as características transitórias da resposta natural do sistema, que podem ser do tipo:

- Superamortecida: quando o sistema tem dois polos reais e distintos.
- Subamortecida: quando o sistema possui dois polos complexos conjugados.

- Não amortecida: quando os polos são puramente imaginários
- Criticamente amortecida: quando o sistema apresenta dois polos reais idênticos.

As respostas ao degrau para cada um desses casos de amortecimento estão apresentadas na Figura 5.1. Observe que um sistema de segunda ordem com característica não amortecida é marginalmente estável, ou seja, não diverge, mas também não converge para um valor fixo. Assim, as oscilações se mantêm constantes ao longo do tempo. Já as respostas subamortecida, criticamente amortecida e superamortecida convergem para um valor estacionário. Portanto, é suposto que a resposta de cada subprocesso do sistema não linear resulta em uma dessas três dinâmicas lineares estáveis e convergentes.

Figura 5.1: Respostas ao degrau para caso de amortecimento de sistema de segunda ordem.



Fonte: Adaptado de [41].

5.3 Metodologia de Identificação dos Subprocessos

É utilizada a função `tfest` presente no software MATLAB [42] para a identificação dos subprocessos - de segunda ordem com atraso (5.2) - relativos aos degraus aplicados em

malha aberta ao sistema não linear. Por padrão, essa função utiliza uma estimativa baseada em variáveis instrumentais para inicializar os coeficientes da função de transferência. Em seguida, esses coeficientes são usados em um processo de otimização não linear por mínimos quadrados, que busca minimizar iterativamente o erro de predição entre a saída do processo e a saída estimada pelo modelo [43].

A estimativa de cada subprocesso consiste em um outro procedimento iterativo, em que o número de polos é fixo e igual a 2, mas o atraso é ajustado em incrementos de Δt , variando de 0 até $10\Delta t$. Para cada iteração, o percentual de ajuste (Fit%) - em função do erro quadrático médio normalizado (*Normalised Mean Square Error* - NMSE) (5.3) - é calculado, de tal forma que o modelo que apresenta maior valor de Fit% é de fato aquele adotado para o subprocesso.

$$\text{Fit\%} = 100 \left(1 - \frac{\|y - \hat{y}\|}{\|y - \bar{y}\|} \right), \quad (5.3)$$

em que y é a saída medida, $\hat{y}$ é a saída predita do modelo e $\bar{y}$ é a média da saída medida. A métrica Fit% varia entre $-\infty$ (ajuste ruim) a 100 (ajuste perfeito). O procedimento utilizado para a identificação de cada subprocesso é resumido no Algoritmo 1.

Algoritmo 1: Processo de identificação do subprocesso do sistema não linear

Entradas: y_{deg_i} - Resposta ao degrau i
 u_{deg_i} - Degrão aplicado i
 Δt - Período de amostragem

Procedimento:

$data_{deg_i} = \text{iddata}(y_{deg_i}, u_{deg_i}, \Delta t)$ - Objeto de dados do MATLAB

$n_p = 2$ - Número de pólos

$n_z = 0$ - Número de zeros

for $\tau_{deg_i} = 0 : \Delta t : 10\Delta t$ **do**

$sub_{temp} = \text{tfest}(data_{deg_i}, n_p, n_z, \text{'IoDelay'}, \tau_{deg_i})$

if $\tau_{deg_i} == 0$ **then**

$sub_{deg_i} = sub_{temp}$

else

if $\text{Fit\%}(sub_{temp}) > \text{Fit\%}(sub_{deg_i})$ **then**

$sub_{deg_i} = sub_{temp}$

end

end

end

Saída: sub_{deg_i} - Modelo do subprocesso relativo ao degrão i

Por fim, para cada subprocesso identificado, são calculadas as constantes de tempo respectivas aos polos identificados, por meio de (5.4):

$$\tau_{c_1} = \frac{-1}{\text{real}(p_1)} \quad \text{e} \quad \tau_{c_2} = \frac{-1}{\text{real}(p_2)}, \quad (5.4)$$

assim como o ganho estático (K) dos subprocessos, matematicamente definido por:

$$K = \lim_{s \rightarrow 0} G(s). \quad (5.5)$$

5.4 Definição do Modelo de Referência

O modelo de referência (5.6) é definido a partir de uma ponderação entre a dinâmica mais lenta observada dos subprocessos identificados e do ganho de velocidade desejado ϵ da malha fechada em relação a malha aberta.

$$M(s) = \frac{1}{(\tau_{c_{1M}}s + 1)(\tau_{c_{2M}}s + 1)} e^{-\tau_{d_M}s}, \quad (5.6)$$

em que as constantes de tempo do modelo de referência são

$$\tau_{c_{1M}} = \frac{1}{\epsilon} (\max(\tau_{c_1}) + \max(\tau_d)), \quad (5.7)$$

$$\tau_{c_{2M}} = \frac{1}{\epsilon} (\max(\tau_{c_2}) + \max(\tau_d)), \quad (5.8)$$

e o atraso é

$$\tau_{d_M} = \max(\tau_d). \quad (5.9)$$

Em aplicações industriais o valor de $\epsilon = 2$, ou seja, a velocidade da malha fechada duas vezes mais rápida que a de malha aberta já é considerado uma resposta adequada [44]. Por fim, o modelo de referência é discretizado por meio do método *Zero-Order Hold* (ZOH) para ser utilizado pelas expansões VRFT-LUT e VRFT-POLY.

Portanto, resumidamente, o modelo de referência linear para um processo não linear é definido de acordo com seguinte passo a passo:

1. Realização de um experimento em malha aberta com um sinal de entrada do tipo

escada (Figura 4.3).

2. Identificação aproximada do sistema não linear em subsistemas lineares de segunda ordem com atraso, relativos a cada resposta degrau que compõe o sinal escada (Algoritmo 1)
3. Definição de um modelo de referência de segunda ordem com atraso (5.6), de acordo com uma ponderação entre a dinâmica da malha aberta mais lenta identificada e do ganho de velocidade desejado da malha fechada em relação a malha aberta.

5.5 Conclusões

Neste Capítulo foi proposta uma metodologia para definir um modelo de referência linear para um sistema não linear. A definição começa com um experimento em malha aberta, para que o sistema não linear seja aproximado por vários subsistemas de segunda ordem com atraso. O modelo de referência é então definido, considerando a dinâmica mais lenta observada desses subprocessos e o ganho de velocidade desejado para a malha fechada em relação à malha aberta.

Capítulo 6

Estudos de Caso Simulados

Neste Capítulo, três processos não lineares simulados são utilizados para avaliar *gain schedulers* dos tipos LUT e polinomial, projetados pelos métodos VRFT-LUT e VRFT-POLY, respectivamente. Para comparação, também são testados controladores PID de ganhos fixos, sintonizados pela técnica VRFT. Todos eles são sintonizados de acordo com o modelo de referência proposto nesse trabalho. O primeiro estudo de caso é o reator contínuo com tanque agitado (*Continuous Stirred Tank Reactor* - CSTR), o segundo, um aquecedor com tanque agitado (*Stirred Tank Heater* - STH) e o terceiro um sistema não linear do tipo *Hammerstein-Wiener*.

6.1 Caso 1 – *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR)

No reator adiabático conhecido como *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR), ocorre uma única reação exotérmica e irreversível ($A \longrightarrow B$) [45]. Esse reator é representado na Figura 6.1. As entradas do CSTR são:

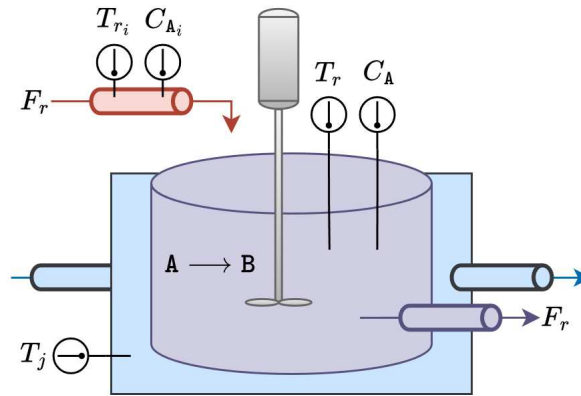
- C_{A_i} – Concentração de A na entrada do reator;
- T_{r_i} – Temperatura na entrada do reator;
- T_j – Temperatura na jaqueta.

Já os estados do CSTR são:

- C_A – Concentração de A no reator;

- T_r – Temperatura no reator.

Figura 6.1: Representação do CSTR.



Fonte: Autoria própria.

Nesse estudo algumas suposições são consideradas, sendo elas: 1. O fluxo de entrada do reagente A entra no tanque a uma taxa volumétrica constante; 2. O fluxo do produto B sai continuamente na mesma taxa volumétrica e a densidade do líquido é constante. Portanto, o volume do líquido reagente é constante dentro do tanque. Assim, a dinâmica da alteração da concentração de A no reator por unidade de tempo é modelada como:

$$\frac{dC_A}{dt} = \frac{F_r}{V_r} (C_{A_i}(t) - C_A(t)) - \mathcal{R}(t), \quad (6.1)$$

em que V_r é o volume do reator e F_r é a vazão volumétrica do reator. A taxa de reação por unidade de volume $\mathcal{R}$ é descrita pela lei de Arrhenius:

$$\mathcal{R}(t) = k_0 e^{\frac{-E}{RT_r(t)}} C_A(t), \quad (6.2)$$

sendo E a energia de ativação, R a constante do gás ideal de Boltzmann e k_0 uma constante, denominada como fator não térmico pré-exponencial. Já a mudança de temperatura no reator é modelada como:

$$\frac{dT_r(t)}{dt} = \frac{F_r}{V_r} (T_{r_i}(t) - T_r(t)) - \frac{\Delta H}{\rho_r C_{p_r}} \mathcal{R}(t) - \frac{U_{rj} A_{rj}}{\rho_r C_{p_r} V_r} (T_r(t) - T_j(t)), \quad (6.3)$$

em que ΔH é o calor da reação, C_{p_r} é o coeficiente de capacidade térmica do reator, ρ_r é o coeficiente de densidade no reator, U_{rj} é o coeficiente de transferência de calor entre o

reator e a jaqueta e A_{rj} é a área de troca de calor entre o reator e a jaqueta.

No ponto de operação em que as entradas são: $C_{A_{iss}} = 10 \text{ kmol/m}^3$, $T_{r_{iss}} = 300 \text{ K}$ e $T_{j_{ss}} = 292 \text{ K}$, os estados do sistema são: $C_{A_{ss}} = 8,57 \text{ kmol/m}^3$, $T_{r_{ss}} = 311,26 \text{ K}$. Já os parâmetros do sistema não linear em torno desse ponto de equilíbrio são apresentados na Tabela 6.1.

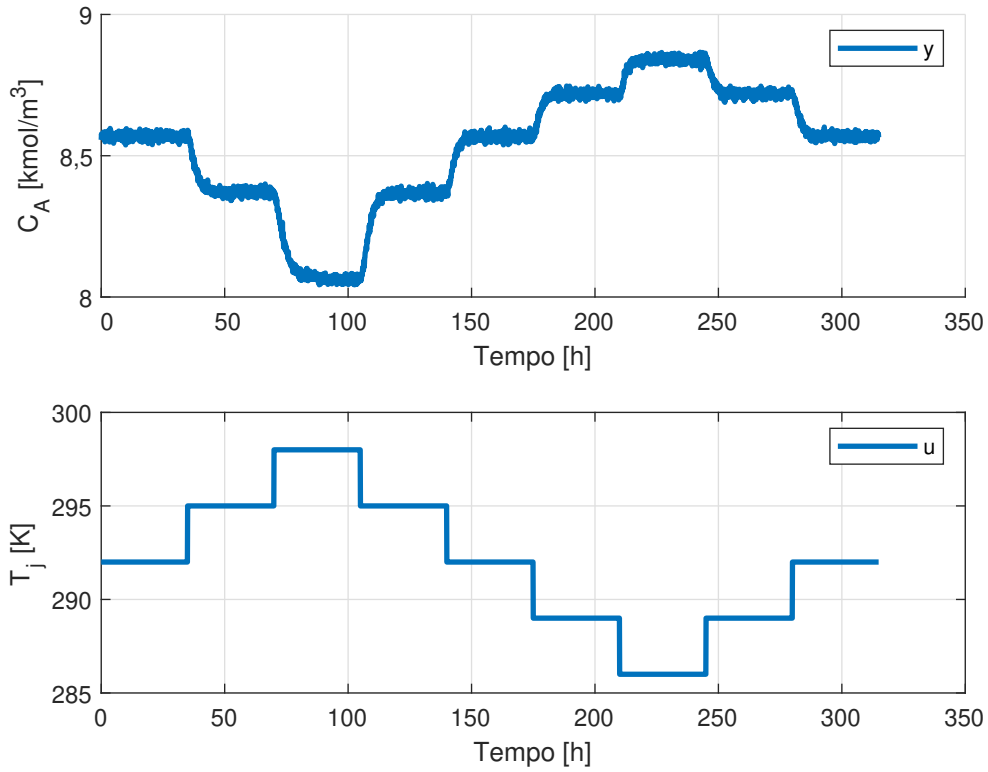
Tabela 6.1: Parâmetros do modelo não linear do CSTR em torno do ponto de operação adotado.

Parâmetro	Valor	Unidade
F_r	1	m^3/h
V_r	1	m^3
R	1,985875	$\text{kcal}/(\text{kmol} \cdot \text{K})$
ΔH	-5.960	kcal/kmol
E	11.843	K
k_0	34.930.800	$1/\text{h}$
$\rho_r C_{p_r}$	500	$\text{kcal}/(\text{m}^3 \cdot \text{K})$
$U_{rj} A_{rj}$	150	$\text{kcal}/(\text{K} \cdot \text{h})$

Fonte: [46].

O objetivo é manipular a temperatura na jaqueta ($u = T_j$), para controlar a concentração de A no reator ($y = C_A$). Assim, um experimento de malha aberta é simulado, em que as entradas (T_{r_i} e C_{A_i}) e saídas do sistema (T_r e C_A) são perturbadas por ruídos brancos independentes de variância 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-3} e 10^{-4} , respectivamente (Figura 6.2). O tempo de amostragem é $\Delta t = 0,1 \text{ h}$.

Figura 6.2: Entrada e saída de malha aberta no CSTR.



Fonte: Autoria própria.

Para definir o modelo de referência, foram identificados subprocessos de segunda ordem com atraso para cada degrau aplicado (Figura 6.3). Os parâmetros desses modelos estão dispostos na Tabela 6.2.

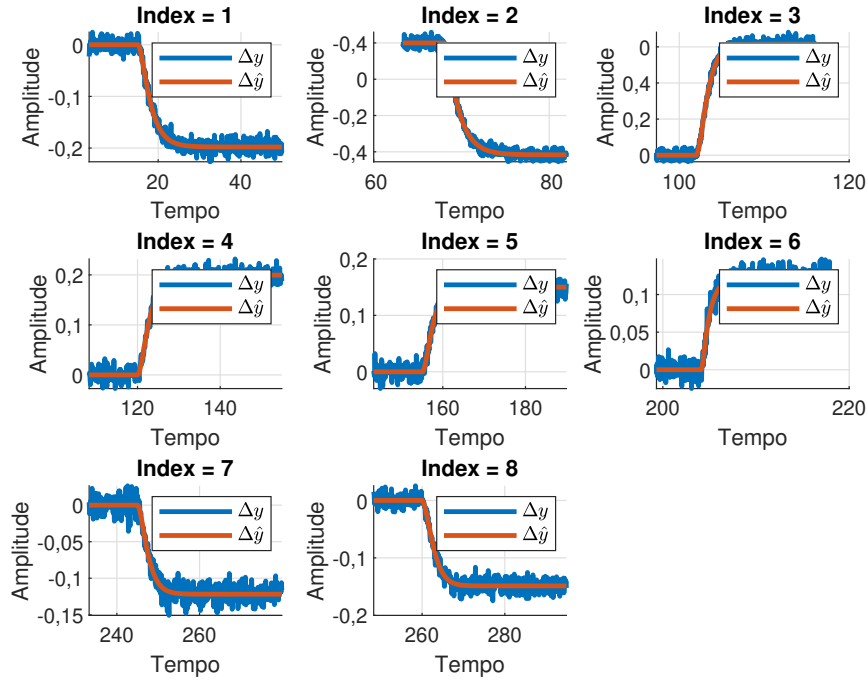
Tabela 6.2: Parâmetros dos subprocessos identificados do CSTR.

Index	K	p_1	p_2	τ_{c1}	τ_{c2}	τ_d	Fit%
1	-0,065968	-1,0839+0i	-0,41809+0i	0,92259	2,3918	0,1	87,813
2	-0,10276	-1,0777+0i	-0,28604+0i	0,92788	3,496	0	92,095
3	-0,10248	-0,54418-0,063598i	-0,54418+0,063598i	1,8376	1,8376	0	92,288
4	-0,066518	-0,6312-0,090631i	-0,6312+0,090631i	1,5843	1,5843	0	87,416
5	-0,04999	-1,0706+0i	-0,54928+0i	0,93406	1,8206	0,1	84,117
6	-0,040643	-2,6028+0i	-0,50159+0i	0,38421	1,9937	0,3	81,062
7	-0,040621	-0,90682+0i	-0,59143+0i	1,1028	1,6908	0	80,293
8	-0,049567	-0,62463-0,17462i	-0,62463+0,17462i	1,601	1,601	0	84,814

Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, considerou-se um ganho desejado de velocidade da malha fechada $\epsilon = 2$, que corresponde a uma resposta 100% mais rápida em relação à malha aberta. Contudo,

Figura 6.3: Identificação aproximada do CSTR para diferentes faixas de operação.



Fonte: Autoria própria.

verificou-se que as respostas em malha fechada apresentaram *overshoots* indesejados tanto nos degraus de subida do sinal de referência, quanto nos de descida. Para mitigar esse problema, adotou-se um ganho de $\epsilon = 1,5$, o que corresponde a uma resposta 50% mais rápida em relação à malha aberta. O modelo de referência foi, então, definido conforme (5.6):

$$M(q^{-1}) = \frac{0,001337q^{-1} + 0,001289q^{-2}}{1 - 1,893q^{-1} + 0,8961q^{-2}}q^{-3}. \quad (6.4)$$

Por meio do método VRFT, o controlador PID com ganhos fixos foi sintonizado: $\theta_{VRFT} = [0,1536; -0,3336; -0,0205]$. Para o *gain scheduler* do tipo LUT, foram sintonizados 8 controladores do tipo PID - um para cada subprocesso apresentado na Figura 6.3. Os ganhos PID desses controladores então dispostos na Tabela 6.3. No entanto, apenas um subconjunto foi adotado para ser utilizado pelo *gain scheduler* - como explicado na Seção 4.3. As entradas (pontos de operação - y_{op}) e as saídas (ganhos PID - K_p, K_i, K_d) do *gain scheduler* estão dispostos na Tabela 6.4.

Tabela 6.3: Controladores PID sintonizados para os subprocessos do CSTR.

Index	y_{op}	K_p	K_i	K_d
1	8,3581	0,193	-0,3468	-0,039
2	8,0487	0,0514	-0,24	0,0134
3	8,3569	-0,0152	-0,2201	0,0437
4	8,5565	0,1802	-0,3388	-0,0333
5	8,7066	0,3081	-0,4444	-0,0752
6	8,8274	0,447	-0,5481	-0,1381
7	8,7052	0,4477	-0,537	-0,1339
8	8,5564	0,304	-0,4395	-0,0772

Fonte: Autoria própria.

Tabela 6.4: Parâmetros do *gain scheduler* do tipo LUT para o CSTR.

Entradas	Saídas		
y_{op}	K_p	K_i	K_d
8,0000	0,0514	-0,2400	0,0134
8,4000	0,1930	-0,3468	-0,0390
8,6000	0,1802	-0,3388	-0,0333
8,7000	0,3081	-0,4444	-0,0752
8,8000	0,4470	-0,5481	-0,1381

Fonte: Autoria própria.

Para o *gain scheduler* do tipo polinomial, optou-se por utilizar um polinômio de segundo grau em função de $y(t_{k-1})$. Essa escolha foi fundamentada em análises realizadas durante os processos de simulação, que evidenciaram comportamentos distintos para diferentes ordens do polinômio. Quando a ordem do *gain scheduler* foi maior que dois, observou-se que o sistema tornou-se instável, devido à sobreajuste do *gain scheduler* em relação aos dados obtidos da malha aberta. O método VRFT não garante estabilidade. Por outro lado, ao considerar uma ordem igual a um, o desempenho do sistema em malha fechada não foi satisfatório, resultando em um controle não otimizado. Assim, a ordem dois (6.5) representou um equilíbrio adequado entre estabilidade e desempenho do sistema.

$$X(x(t_k)) = X(y(t_{k-1})) = [1 \quad y(t_{k-1}) \quad y^2(t_{k-1})]. \quad (6.5)$$

Dessa forma, utilizando o método VRFT-POLY, os pesos para cada um dos parâmetros do *gain scheduler* foram estimados e apresentados na Tabela 6.5.

Os *gain schedulers* obtidos dos métodos VRFT-LUT e VRFT-POLY foram comparados com o controlador PID com ganhos fixos, a partir da avaliação das respostas em malha

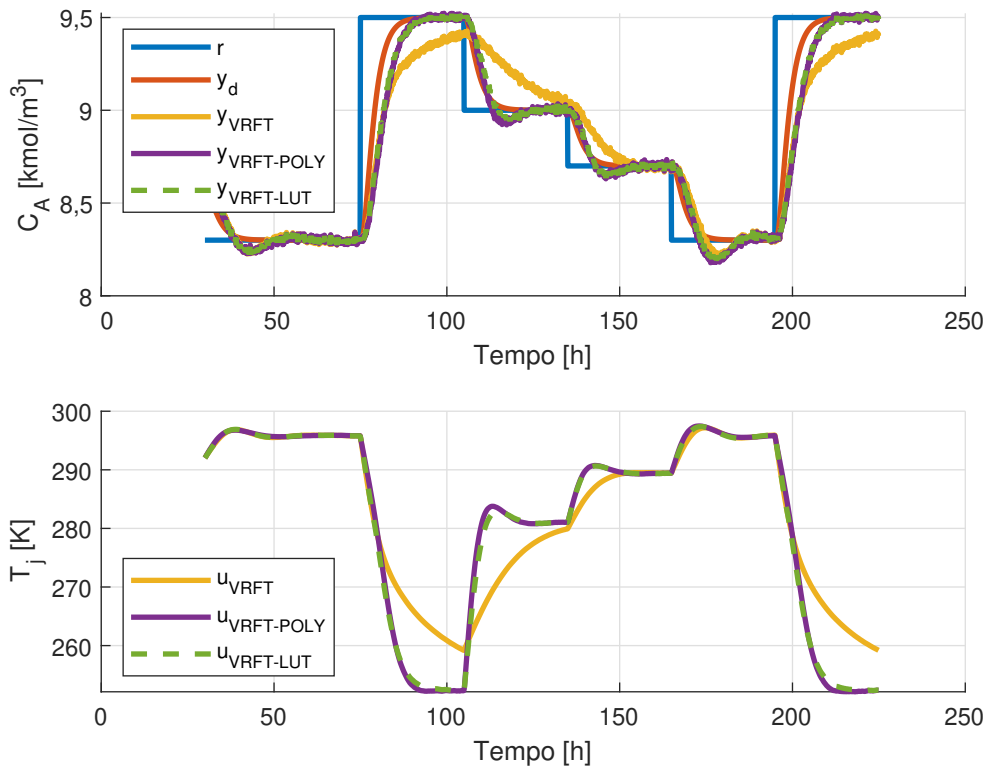
Tabela 6.5: Parâmetros do *gain scheduler* do tipo LUT para o CSTR.

$w_j^{K_\gamma}$	γ		
j	p	i	d
1	46,3145	-42,7711	-18,4687
2	-11,6711	10,5345	4,6557
3	0,7341	-0,6521	-0,2923

Fonte: Autoria própria.

fechada com o uso de cada um deles (Figura 6.4). As métricas IAE, IAOE e IAU foram calculadas (Tabela 6.6).

Figura 6.4: Entradas e saídas de malha fechada do CSTR com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados.



Fonte: Autoria própria.

A partir da Figura 6.4, percebe-se que os *gain schedulers* obtiveram desempenhos superiores no rastreo da dinâmica do modelo de referência, em comparação ao controlador PID com ganhos fixos. De fato, como apresentado na Tabela 6.6, o valor do erro IAOE medido da malha fechada com o controlador PID com ganhos fixos foi aproximadamente o dobro daqueles obtidos com os *gain schedulers*. Analisando a métrica IAE, também percebe-se que

Tabela 6.6: Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o CSTR.

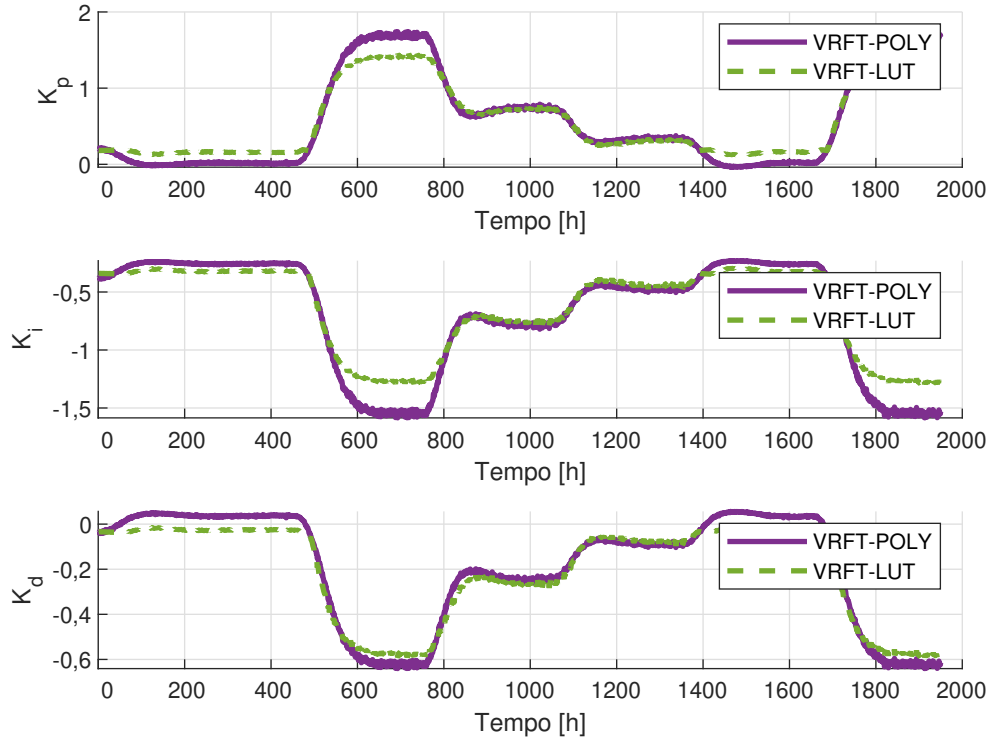
Método	IAE	IAOE	IAU
VRFT	36,333	20,177	55125
VRFT-LUT	26,034	10,121	54888
VRFT-POLY	26,287	10,626	54915

Fonte: Autoria própria.

os *gain schedulers* foram mais eficazes no rastreo do sinal de referência, quando comparados ao controlador de ganhos fixos. Os esforços de controle foram equivalentes para os três métodos de controle. Portanto, os *gain schedulers* foram mais eficientes no controle do CSTR. Ainda da Figura 6.4, observa-se que os *gain schedulers* foram suficientes para compensar as não linearidades do CSTR para os degraus de subida do sinal de referência. Todavia, para os degraus de descida, os *gain schedulers* não alcançaram os mesmos desempenhos, pois foram observados *overshoots* indesejados.

Na Figura 6.5 é possível observar as evoluções dos ganhos do controlador PID adaptativo com os *gain schedulers* do tipo LUT e polinomial, em relação ao controle da malha fechada apresentada na Figura 6.4. Percebe-se que a dinâmica promovida no ajuste contínuo dos ganhos PID pelo *gain scheduler* do tipo LUT foi semelhante ao do *gain scheduler* do tipo polinomial (Figura 6.5). No entanto, as magnitudes dos ganhos PID gerados pelo *gain scheduler* do tipo LUT foram menores que as do *gain scheduler* polinomial, indicando um menor esforço de controle. Essa conclusão também pode ser obtida pela comparação da métrica IAU entre os dois *gain schedulers* (Tabela 6.6).

Figura 6.5: Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o *gain scheduler* do tipo LUT e polinomial para o CSTR.



Fonte: Autoria própria.

6.2 Caso 2 – *Stirred Tank Heater* (STH)

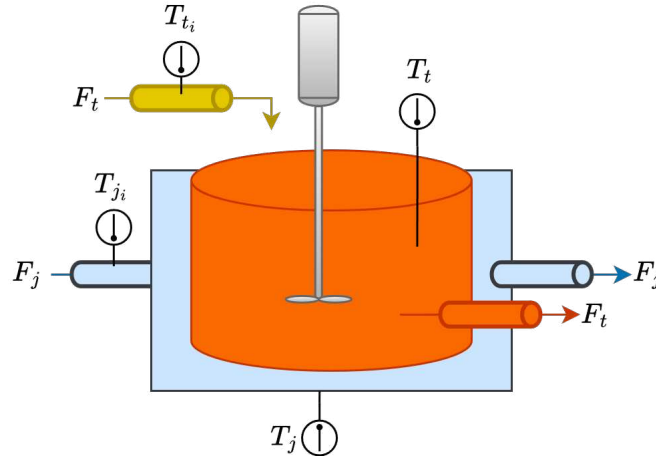
No tanque conhecido como *Stirred Tank Heater* (STH) é considerado que uma mistura de fluidos deve ocorrer a uma certa temperatura. A jaqueta que envolve o tanque contém um fluido que o aquece/resfria por meio de troca de calor [45]. Esse reator é representado na Figura 6.6. As entradas do STH são:

- F_t – Fluxo de entrada/saída tanque;
- F_j – Fluxo de entrada/saída da jaqueta;
- T_{t_i} – Temperatura na entrada do tanque;
- T_{j_i} – Temperatura na entrada da jaqueta.

Já os estados do STH são:

- T_t – Temperatura no tanque;
- T_j – Temperatura na jaqueta.

Figura 6.6: Representação do STH.



Fonte: Autoria própria.

As variações dos estados do STH são descritas pelas equações abaixo:

$$\frac{dT_t}{dt} = \frac{F_t}{V_t} (T_{t_i} - T_t) + \frac{U_{tj} A_{tj} (T_j - T_t)}{V_t \rho_t C_{p_t}}, \quad (6.6)$$

$$\frac{dT_j}{dt} = \frac{F_j}{V_j} (T_{j_i} - T_j) - \frac{U_{tj} A_{tj} (T_j - T_t)}{V_j \rho_j C_{p_j}}, \quad (6.7)$$

sendo A_{tj} a área de transferência de calor entre o tanque e a jaqueta, U_{tj} o coeficiente de transferência de calor entre o tanque e a jaqueta, C_{p_t} capacidade térmica do tanque, C_{p_j} capacidade térmica da jaqueta, ρ_t a densidade do fluido do tanque, ρ_j a densidade do fluido da jaqueta, V_t é o volume do tanque e V_j é o volume da jaqueta.

Em torno do ponto de operação, em que as entradas são: $F_{t_{ss}} = F_{j_{ss}} = 1 \text{ ft}^3/\text{min}$, $T_{t_{ss}} = 50 \text{ }^\circ\text{F}$ e $T_{j_{ss}} = 200 \text{ }^\circ\text{F}$, os estados do sistema são: $T_{t_{ss}} = 125 \text{ }^\circ\text{F}$ e $T_{j_{ss}} = 150 \text{ }^\circ\text{F}$. Já os parâmetros do sistema não linear em torno desse ponto de equilíbrio são apresentados na Tabela 6.7.

O objetivo é controlar a temperatura do tanque ($y = T_t$), manipulando o fluxo de entrada/saída da jaqueta ($u = F_j$). Assim, inicialmente é realizada uma simulação de um experimento de malha aberta, em que as entradas (F_t , T_{t_i} e T_{j_i}) e saídas (T_t e T_j) do

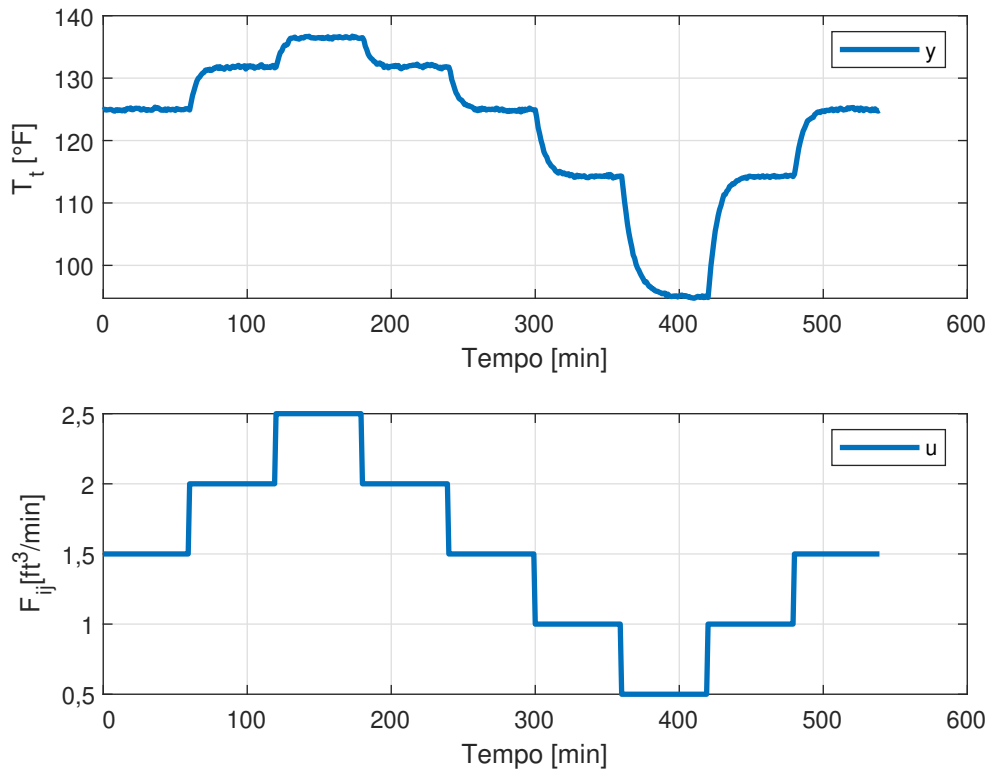
Tabela 6.7: Parâmetros do modelo não linear do STH em torno do ponto de operação adotado.

Parâmetro	Valor	Unidade
$\rho_t C_{p_t}$	61,3	$\frac{B}{^\circ F \, ft^3}$
$\rho_j C_{p_j}$	61,3	$\frac{B}{^\circ F \, ft^3}$
V_t	10	ft^3
V_j	1	ft^3

Fonte: Autoria própria.

sistema são perturbadas por ruídos brancos independentes de variância 10^{-4} , 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-2} e 10^{-2} , respectivamente (Figura 6.7). O tempo de amostragem é $\Delta t = 0,1 \, min$.

Figura 6.7: Entrada e saída de malha aberta no STH.

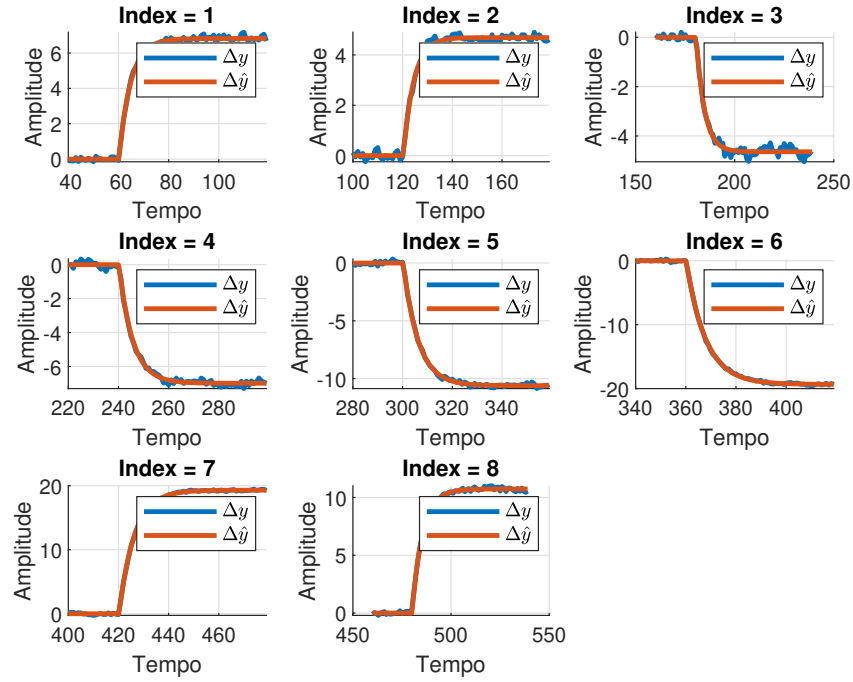


Fonte: Autoria própria.

Novamente, para definir o modelo de referência, foram identificados subprocessos de segunda ordem com atraso para cada degrau aplicado (Figura 6.8). Os parâmetros desses modelos estão dispostos na Tabela 6.8.

Assim, o modelo de referência foi adotado de acordo com (5.6), considerando um ganho de velocidade de malha fechada $\epsilon = 2$ em relação a malha aberta.

Figura 6.8: Identificação aproximada do STH para diferentes faixas de operação.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 6.8: Parâmetros dos subprocessos identificados do STH.

Index	K	p_1	p_2	τ_{c1}	τ_{c2}	τ_d	Fit%
1	13,64	-5,9325	-0,21535	0,16856	4,6436	0	95,45
2	9,3776	-2,9421	-0,24145	0,33989	4,1416	0	93,057
3	9,2814	-1,6841	-0,24282	0,59378	4,1182	0	92,369
4	13,974	-5,4466	-0,18398	0,1836	5,4355	0	94,949
5	21,22	-3,1673	-0,16804	0,31572	5,951	0	97,045
6	38,673	-6,205	-0,12931	0,16116	7,7333	0	98,483
7	38,627	-4,614	-0,1638	0,21673	6,1049	0	98,607
8	21,476	-14,664	-0,18374	0,068196	5,4425	0	97,016

Fonte: Autoria própria.

$$M(q^{-1}) = \frac{0,1665q^{-1} + 0,0535q^{-2}}{1 - 0,8066q^{-1} + 0,0266q^{-2}}. \quad (6.8)$$

Por meio do método VRFT, o controlador PID com ganhos fixos foi sintonizado: $\theta_{VRFT} = [0,0403; 0,0066; -0,0158]$. Para o *gain scheduler* do tipo LUT, foram sintonizados 8 controladores do tipo PID (Tabela 6.9), um para cada subprocesso apresentado na Figura 6.8. Novamente, um subconjunto desses controladores foi adotado para ser utilizado pelo *gain*

scheduler. As entradas (pontos de operação - y_{op}) e as saídas (ganhos PID - K_p, K_i, K_d) do *gain scheduler* estão dispostos na Tabela 6.10.

Tabela 6.9: Controladores PID sintonizados para os subprocessos do STH.

Index	y_{op}	K_p	K_i	K_d
1	131,83	0,0419	0,0115	-0,0187
2	136,52	0,042	0,0154	-0,0206
3	131,88	0,0442	0,0123	-0,0189
4	124,85	0,0522	0,0104	-0,0241
5	114,28	0,0445	0,0077	-0,0187
6	94,98	0,0376	0,0042	-0,0137
7	114,27	0,0301	0,0046	-0,009
8	124,99	0,0414	0,0083	-0,0191

Fonte: Autoria própria.

Tabela 6.10: Parâmetros do *gain scheduler* do tipo LUT para o STH.

Entradas	Saídas		
y_{op}	K_p	K_i	K_d
95	0,0376	0,0042	-0,0137
114	0,0445	0,0077	-0,0187
125	0,0522	0,0104	-0,0241
132	0,0419	0,0115	-0,0187
137	0,0420	0,0154	-0,0206

Fonte: Autoria própria.

Para o STH, inicialmente foi considerado o uso de um polinômio de segunda ordem, tal qual o estudo de caso do CSTR (6.5). No entanto, durante as análises realizadas durante o processo de simulação, observou-se que o peso associado ao termo de segunda ordem apresentava uma magnitude insignificante em comparação aos termos de ordem zero e de primeira ordem. Essa constatação indicou que a inclusão do termo quadrático não contribuía de forma significativa para o controle do processo. Diante disso, optou-se por simplificar a estrutura do polinômio, adotando apenas os termos de ordem zero e de primeira ordem, resultando em um polinômio de primeiro grau (6.9) para o estudo de caso do STH.

$$X(x(t_k)) = X(y(t_{k-1})) = [1 \quad y(t_{k-1})]. \quad (6.9)$$

Assim, utilizando o método VRFT-POLY, os pesos para cada um dos parâmetros do *gain scheduler* polinomial foram estimados e apresentados na Tabela 6.11.

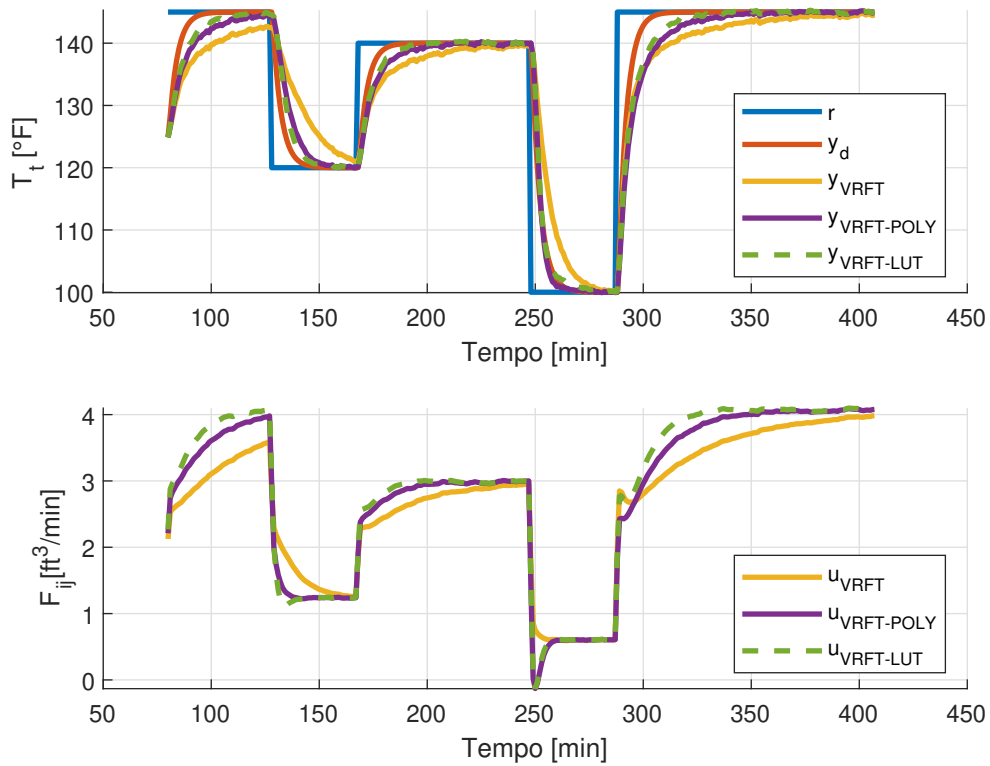
Tabela 6.11: Parâmetros do *gain scheduler* polinomial para o STH.

$w_j^{K_\gamma}$	γ		
j	p	i	d
1	-0,0083	-0,0216	0,0229
2	0,0004	0,0003	-0,0003

Fonte: Autoria própria.

Dessa forma, os *gain schedulers* obtidos dos métodos VRFT-LUT e VRFT-POLY foram comparados com o controlador PID com ganhos fixos, a partir da avaliação das respostas em malha fechada com o uso de cada um deles (Figura 6.9).

Figura 6.9: Entradas e saídas de malha fechada do STH com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados.



Fonte: Autoria própria.

Mais uma vez, observando os erros IAE e IAOE - apresentados na Tabela 6.12 - percebe-se que os *gain schedulers* obtiveram desempenhos melhores no rastreo da dinâmica desejada, em comparação ao controlador PID com ganhos fixos. Nesse segundo estudo de caso, observa-se que a malha fechada com *gain scheduler* do tipo LUT resultou na dinâmica mais

Tabela 6.12: Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o STH.

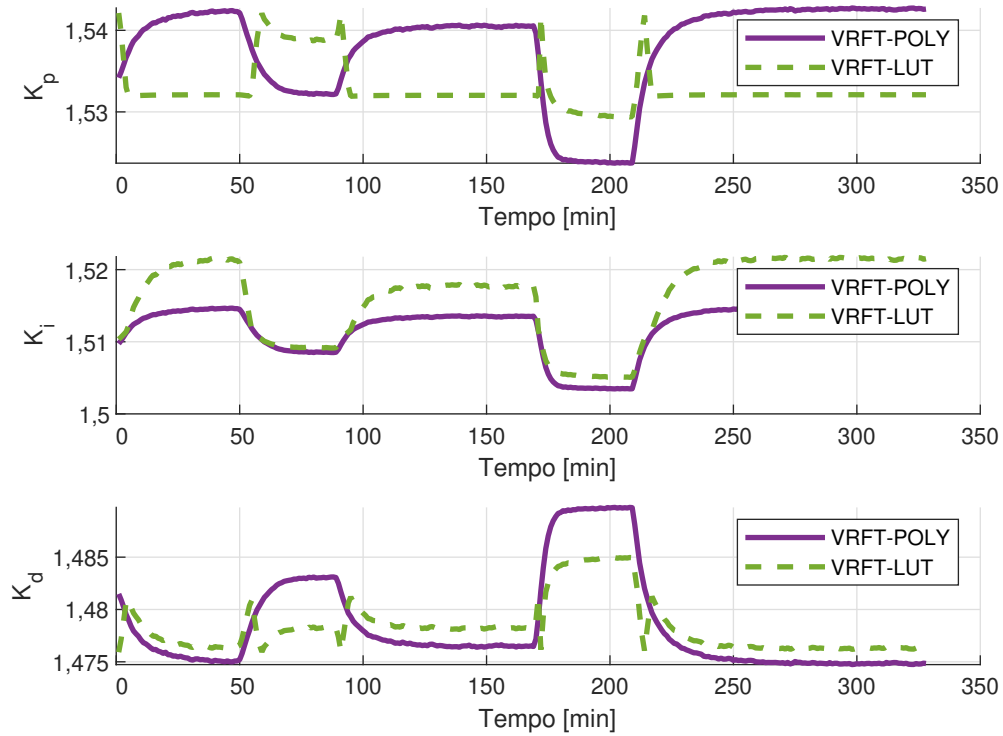
Método	IAE	IAOE	IAU
VRFT	1738,2	1056,1	877,39
VRFT-LUT	1056,9	369,35	947,92
VRFT-POLY	1182,2	516,27	923,1

Fonte: Autoria própria.

próxima do modelo de referência. Também nota-se que houve maiores esforços de controle com o uso desse *gain scheduler* (Tabela 6.12). Ainda, diferentemente do estudo de caso do CSTR, ambos os *gain schedulers* foram suficientes para compensar a não linearidade do STH, tanto para os degraus de subida do sinal de referência, quanto para os degraus de descida (Figura 6.9).

Na Figura 6.10, observam-se as evoluções dos ganhos do controlador PID adaptativo com os *gain schedulers* do tipo LUT e polinomial, em relação ao controle da malha fechada mostrada na Figura 6.9. A dinâmica de ajuste dos ganhos pelo *gain scheduler* do tipo LUT foi mais agressiva do que a do *gain scheduler* polinomial. Apesar disso, as respostas da malha fechada foram semelhantes para ambos.

Figura 6.10: Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o *gain scheduler* do tipo LUT e polinomial para o STH.

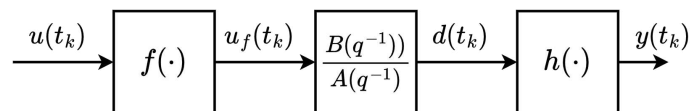


Fonte: Autoria própria.

6.3 Caso 3 – Sistema de *Hammerstein-Wiener*

A estrutura de *Hammerstein-Wiener* é comumente utilizada para descrever vários processos, por exemplo: o músculo humano [47], reator de tanque agitado contínuo [48] e até mesmo gerenciamento em tempo de execução do desempenho da qualidade do serviço e provisionamento de recursos em ambientes de *software* de recursos compartilhados [49]. O diagrama de blocos de um sistema de *Hammerstein-Wiener* pode ser observado na Figura 6.11.

Figura 6.11: Modelo de *Hammerstein-Wiener*.



Fonte: Autoria própria.

O modelo de *Hammerstein-Wiener*, apresentado em [50], é caracterizado por um processo LTI dado por:

$$\frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{0,5q^{-1} + 0,25q^{-2}}{1 - 1,5q^{-1} + 0,7q^{-2}} \quad (6.10)$$

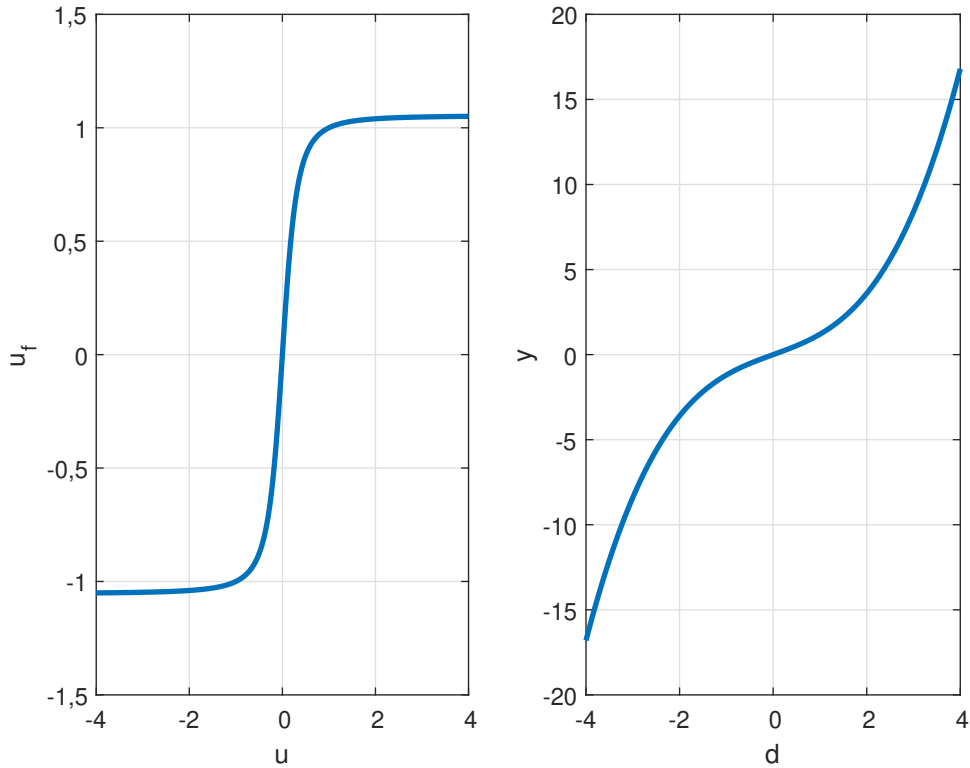
e duas funções não lineares e estáticas $f(\cdot)$ e $h(\cdot)$, dadas por:

$$f(u) = \frac{u(t_k)}{\sqrt{0,1 + 0,9u^2(t_k)}} \quad (6.11)$$

$$h(d) = d(t_k) + 0,2d^3(t_k) \quad (6.12)$$

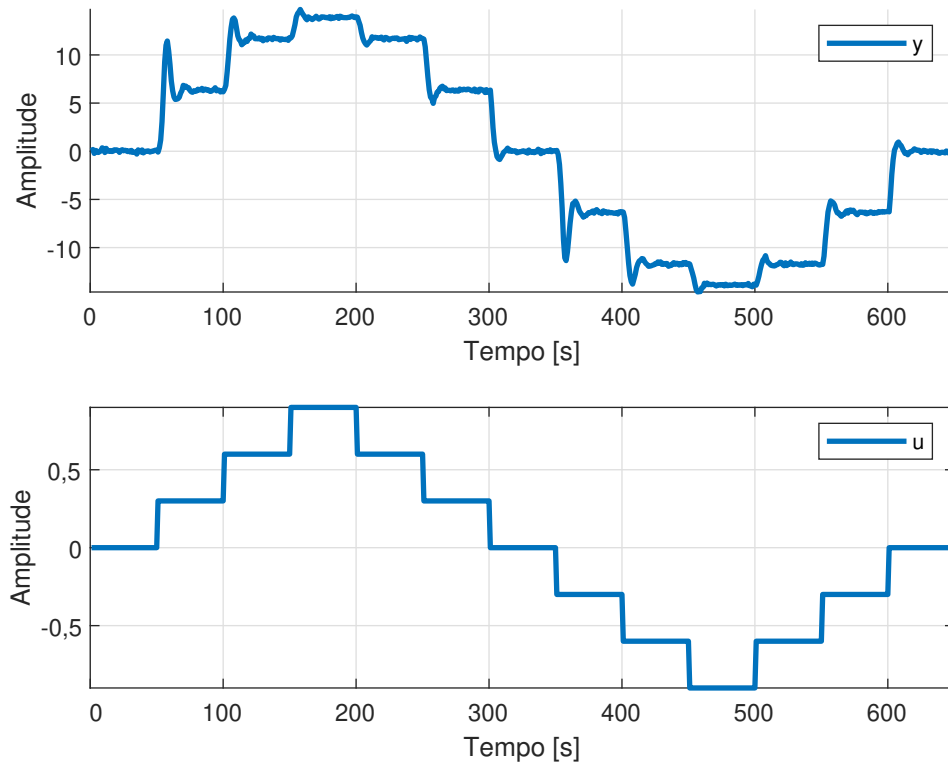
O tempo de amostragem é $\Delta t = 1s$. Na Figura 6.12 é possível observar as características não lineares estáticas desse sistema.

Figura 6.12: Características não lineares estáticas do modelo *Hammerstein-Wiener*.



Fonte: Autoria própria.

Inicialmente foi simulado um experimento de malha aberta no ambiente do MATLAB. Também foi considerado um ruído branco aditivo de variância 10^{-2} na saída do processo (Figura 6.13).

Figura 6.13: Entrada e saída de malha aberta no modelo de *Hammerstein-Wiener*.

Fonte: Autoria própria.

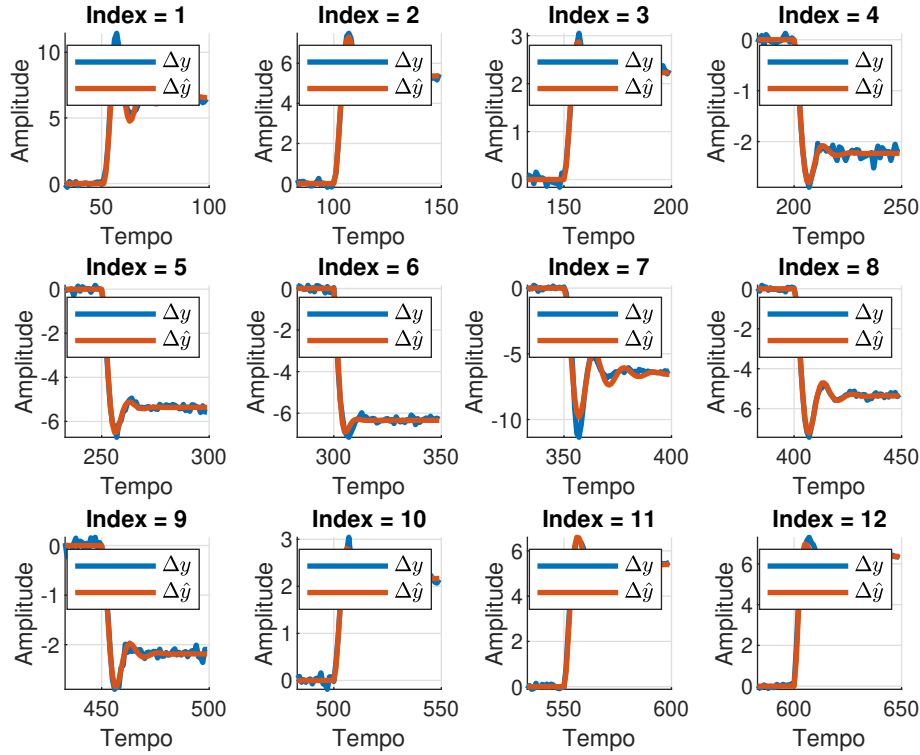
Para cada degrau aplicado, foi identificado um subprocesso de segunda ordem com atraso (Figura 6.14). Os parâmetros desses modelos estão dispostos na Tabela 6.13.

Tabela 6.13: Parâmetros dos subprocessos identificados do sistema de *Hammerstein-Wiener*.

Index	K	p_1	p_2	τ_{c1}	τ_{c2}	τ_d	Fit%
1	21,895	-0,10478-0,51478i	-0,10478+0,51478i	9,5443	9,5443	1	85,752
2	17,884	-0,14815-0,46193i	-0,14815+0,46193i	6,7501	6,7501	0	95,171
3	7,4324	-0,18604-0,47406i	-0,18604+0,47406i	5,3751	5,3751	0	91,277
4	7,4369	-0,20153-0,47313i	-0,20153+0,47313i	4,9621	4,9621	0	91,707
5	17,88	-0,23885-0,49113i	-0,23885+0,49113i	4,1867	4,1867	0	95,112
6	21,154	-0,44062-0,57994i	-0,44062+0,57994i	2,2695	2,2695	0	94,206
7	21,685	-0,096156-0,45055i	-0,096156+0,45055i	10,4	10,4	0	86,493
8	17,864	-0,15447-0,46581i	-0,15447+0,46581i	6,4738	6,4738	0	96,489
9	7,2854	-0,17875-0,47906i	-0,17875+0,47906i	5,5945	5,5945	0	91,281
10	7,2223	-0,19114-0,49764i	-0,19114+0,49764i	5,2319	5,2319	0	91,134
11	17,978	-0,22978-0,49035i	-0,22978+0,49035i	4,352	4,352	0	95,371
12	21,227	-0,43624-0,58902i	-0,43624+0,58902i	2,2923	2,2923	0	93,341

Fonte: Autoria própria.

Figura 6.14: Identificação aproximada do sistema de *Hammerstein-Wiener* para diferentes faixas de operação.



Fonte: Autoria própria.

Para este estudo de caso, inicialmente também foi considerado um ganho de velocidade da malha fechada $\epsilon = 2$, correspondente a uma resposta duas vezes mais rápida em relação à malha aberta. No entanto, observou-se que as respostas em malha fechada permaneceram suaves e estáveis, o que permitiu explorar uma dinâmica mais agressiva. Assim, optou-se por adotar $\epsilon = 3$, representando uma malha fechada três vezes mais rápida que a malha aberta. O modelo de referência foi, então, definido de acordo com (5.6):

$$M(q^{-1}) = \frac{0,02911q^{-1} + 0,02443q^{-2}}{1 - 1,537q^{-1} + 0,5908q^{-2}}q^{-1}. \quad (6.13)$$

Assim, utilizando o método VRFT, o controlador PID com ganhos fixos foi sintonizado: $\theta_{VRFT} = [-0,0028; 0,0046; 0,0043]$. Para o *gain scheduler* do tipo LUT, foram sintonizados 12 controladores do tipo PID - um para cada subprocesso apresentado na Figura 6.14. Os ganhos PID desses controladores então dispostos na Tabela 6.14. No entanto, apenas um

subconjunto foi adotado para ser utilizado pelo *gain scheduler*. As entradas (pontos de operação - y_{op}) e as saídas (ganhos PID - K_p, K_i, K_d) do *gain scheduler* estão dispostos na Tabela 6.15.

Tabela 6.14: Controladores PID sintonizados para os subprocessos do sistema de *Hammerstein-Wiener*

Index	y_{op}	K_p	K_i	K_d
1	6,3397	-0,0017	0,0034	0,0063
2	11,673	-0,0022	0,0047	0,0034
3	13,921	-0,0067	0,0114	0,0034
4	11,686	-0,0068	0,012	0,0031
5	6,3059	-0,0032	0,0052	0,0012
6	0,0014	-0,0047	0,0048	0,0009
7	-6,3573	-0,0018	0,0034	0,0065
8	-11,707	-0,0024	0,0048	0,0039
9	-13,877	-0,0073	0,0114	0,0029
10	-11,718	-0,0082	0,0121	0,0036
11	-6,343	-0,0032	0,0052	0,0015
12	-0,0613	-0,0046	0,0046	0,0008

Fonte: Autoria própria.

Tabela 6.15: Parâmetros do *gain scheduler* do tipo LUT para o sistema de *Hammerstein-Wiener*.

Entradas	Saídas		
y_{op}	K_p	K_i	K_d
-14	-0,0073	0,0114	0,0029
-12	-0,0024	0,0048	0,0039
-6	-0,0018	0,0034	0,0065
0	-0,0047	0,0048	0,0009
6	-0,0017	0,0034	0,0063
12	-0,0022	0,0047	0,0034
14	-0,0067	0,0114	0,0034

Fonte: Autoria própria.

O mesmo polinômio de segundo grau apresentado no estudo de caso do CSTR (6.5) foi adotado para o *gain scheduler* polinomial no sistema de *Hammerstein-Wiener*. Similarmente ao estudo de caso do CSTR, observou-se que o uso de uma ordem superior para o polinômio levou à instabilidade no controle da malha fechada, enquanto uma ordem inferior resultou em desempenho insatisfatório. Dessa forma, utilizando o método VRFT-POLY, os pesos para cada um dos parâmetros do *gain scheduler* polinomial foram estimados e apresentados

na Tabela 6.16.

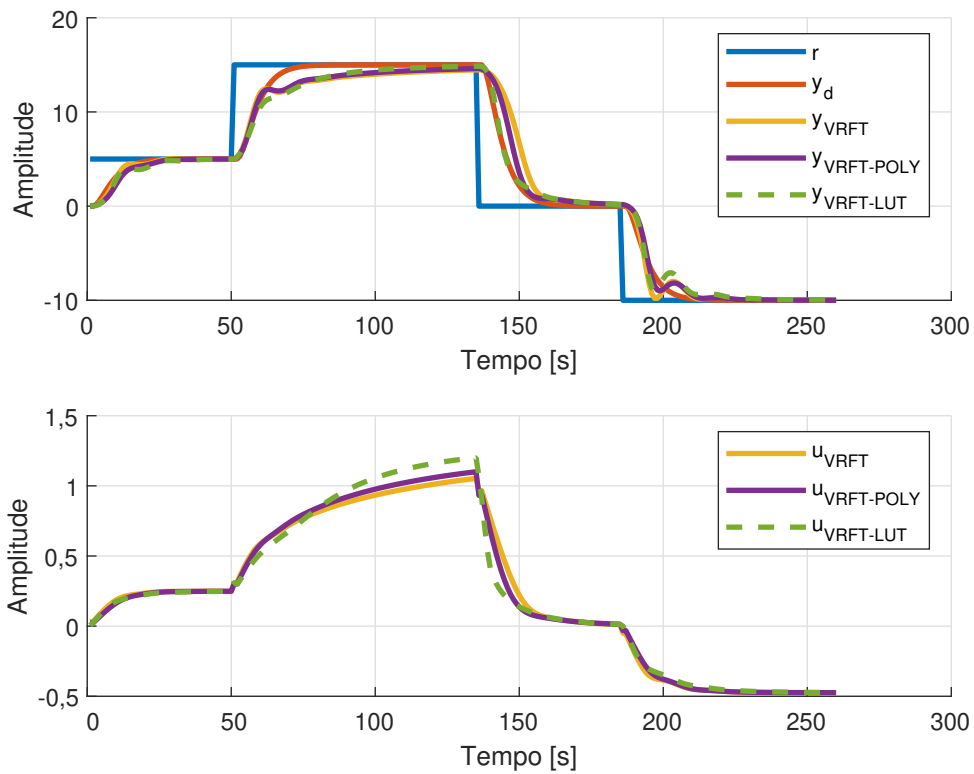
Tabela 6.16: Parâmetros do *gain scheduler* polinomial para o sistema de *Hammerstein-Wiener*.

$w_j^{K_\gamma}$	γ		
j	p	i	d
1	-0,00357	0,0039	0,0040
2	$6,1334 \cdot 10^{-6}$	$-3,0911 \cdot 10^{-6}$	$-1,019 \cdot 10^{-5}$
3	$1,1915 \cdot 10^{-5}$	$1,044 \cdot 10^{-5}$	$1,1071 \cdot 10^{-5}$

Fonte: Autoria própria.

Para avaliar e comparar os *gain schedulers* e controlador sintonizados, foram realizadas simulações das malhas fechadas com os respectivos (Figura 6.15). Também foram calculados os desempenhos desses controladores por meio das métricas IAE, IAOE e IAU. Os valores relativos a essas métricas estão dispostos na Tabela 6.17.

Figura 6.15: Entradas e saídas de malha fechada do modelo de *Hammerstein-Wiener* com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados



Fonte: Autoria própria.

Doravante da Figura 6.15, nota-se que tanto o controlador com ganhos fixos, quanto os

Tabela 6.17: Métricas de desempenho avaliadas para o controlador PID de ganhos fixos e ganhos adaptativos para o modelo de *Hammerstein-Wiener*.

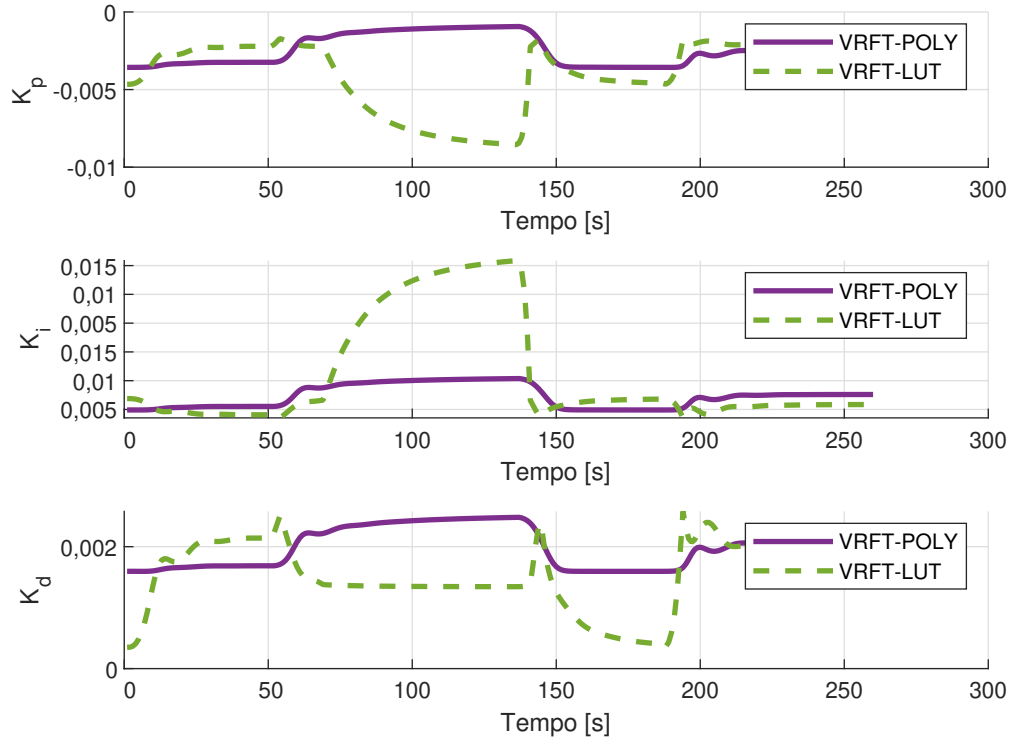
Método	IAE	IAOE	IAU
VRFT	521,24	197,57	124,16
VRFT-LUT	488,56	143,32	125,23
VRFT-POLY	502,47	154,92	124,18

Fonte: Autoria própria.

controladores com ganhos adaptativos, conseguiram ser eficazes no rastreio da dinâmica do modelo de referência. Ademais, a partir dos resultados apresentados na Tabela 6.17, observa-se pouca melhoria de desempenho no uso dos *gain schedulers* em relação ao controlador com ganhos fixos, uma vez que os valores de IAE e IAOE foram consideravelmente próximos. Os esforços de controle também foram similares. Ainda assim, percebe-se que o *gain scheduler* do tipo LUT entregou uma malha fechada mais próxima a dinâmica do modelo de referência.

Já na Figura 6.16 é possível observar as evoluções dos ganhos do controlador PID adaptativo com os *gain schedulers* do tipo LUT e polinomial, em relação ao controle da malha fechada apresentada na Figura 6.15. Conclui-se que os ganhos dos controladores variaram para os diferentes pontos de operação do processo de *Hammerstein-Wiener* (Figura 6.16). Também notou-se que o *gain scheduler* polinomial variou os ganhos PID de forma mais suave. No entanto, para esse estudo de caso, essa variação mais agressiva do *gain scheduler* do tipo LUT não impactou de forma negativa no controle do processo.

Figura 6.16: Evolução dos ganhos do controlador PID adaptativo utilizando o *gain scheduler* do tipo LUT e polinomial para o modelo de *Hammerstein-Wiener*



Fonte: Autoria própria.

6.4 Conclusões

Neste Capítulo foram apresentados três estudos de caso simulados para avaliar a eficiência e a eficácia do uso de *gain schedulers* do controlador PID adaptativo, comparando-o com o controlador PID de ganhos fixos. Em todos os estudos, utilizou-se a metodologia de definição do modelo de referência proposta neste trabalho para sintonizá-los de acordo com o método VRFT e suas expansões.

Verificou-se que tanto os *gain schedulers* quanto o controlador de ganhos fixos foram eficazes em acompanhar as dinâmicas definidas pelos modelos de referência. Nos dois primeiros estudos de caso - em que os sistemas não lineares possuem uma dinâmica semelhante a sistemas LPV de primeira ordem - os *gain schedulers* apresentaram um desempenho significativamente melhor que o controlador de ganhos fixos no controle da malha fechada. No

entanto, no terceiro estudo - em que o sistema não linear possui uma dinâmica semelhante a um sistema LPV de segunda ordem - não houve uma melhoria significativa no controle da malha fechada ao usar os *gain schedulers* em comparação com o controlador de ganhos fixos.

Ao contrastar os dois tipos de *gain schedulers* utilizados — LUT e polinomial — observou-se que ambos apresentaram desempenhos semelhantes nos três estudos de caso. Contudo, o *gain scheduler* do tipo LUT requer um número maior de parâmetros armazenados para controlar o processo. Por exemplo, no caso do STH, o *gain scheduler* polinomial precisa de apenas 6 parâmetros, enquanto o LUT necessitou de 20. Além disso, em termos de custo computacional, o *gain scheduler* polinomial é mais vantajoso, pois exige apenas operações de multiplicação para gerar os ganhos PID, enquanto o tipo LUT frequentemente recorre a métodos de interpolação e extrapolação.

Por fim, a metodologia apresentada para definir o modelo de referência, a partir de um experimento de malha aberta, se mostrou válida para ser utilizada. Ainda, com esse mesmo experimento foi possível sintonizar os *gain schedulers* por meio das expansões do método VRFT, reduzindo um possível custo experimental para realização da sintonia.

Capítulo 7

Conclusões, Sugestões para Trabalhos Futuros e Publicação

7.1 Conclusões

Neste trabalho, foi revisada a técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT), que utiliza um conjunto de dados adquiridos de um sistema linear para a sintonia de controladores lineares, sem a necessidade do modelo paramétrico do sistema no processo de sintonia. Por ser amplamente utilizado na indústria de processos, o controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) foi escolhido como foco deste estudo. Além disso, foram revisadas as duas principais formas de implementação do controlador PID, com ênfase no algoritmo de velocidade, ideal para a aplicação do controlador PID com ganhos adaptativos.

Ademais, foi revisada a expansão da técnica VRFT para sintonizar o *gain scheduler* do tipo polinomial, que é utilizado para computar continuamente os ganhos do controlador PID adaptativo, visando sua aplicação em sistemas não lineares. Com o mesmo objetivo, foi proposta uma metodologia para definir um *gain scheduler* do tipo *Lookup Table* (LUT), também projetado pelo método VRFT. Observou-se que ambos os tipos de *gain schedulers* são eficazes no controle de sistemas não lineares, demonstrando melhor desempenho em comparação ao controlador PID de ganhos fixos. Em particular, o *gain scheduler* do tipo polinomial mostrou-se mais interessante que o do tipo LUT, pela simplicidade no seu processo de sintonia e pelo baixo custoso computacional atrelado ao ajuste contínuo dos

ganhos PID durante o controle do processo.

Também foi proposta uma metodologia para definir o modelo de referência linear, utilizado no projeto dos *gain schedulers* polinomial e do tipo LUT. Essa metodologia mostrou-se vantajosa, pois permite ao usuário definir o modelo de referência e ajustar os *gain schedulers* com apenas um experimento em malha aberta. Outrossim, o tipo de sinal empregado nesse experimento é simples, consistindo em uma sequência de degraus, o que facilita sua aplicação na indústria. Ademais, o modelo de referência é especificado em termos do domínio do tempo contínuo, facilitando o entendimento das metas desejadas para o controle em malha fechada.

Por fim, a escolha de *gain schedulers* para o controlador PID adaptativo mostra-se atraente para aplicações industriais, onde sistemas não lineares são comuns. A metodologia apresentada para definir o modelo de referência também é viável de ser utilizada na indústria, o que facilita a adoção da estratégia de controle proposta.

7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

No tocante às futuras direções para pesquisa, é sugerido investigar

- Estudo de estabilidade das expansões do método VRFT, na sintonia dos *gain schedulers* do tipo polinomial e LUT.
- Investigar a escolha ótima da ordem do *gain scheduler* polinomial.
- Investigar a escolha ótima dos dados de entrada/saída que a LUT necessita para manter o controle da malha fechada adequado.
- Aplicação experimental dos *gain schedulers* sintonizados de acordo com metodologia do modelo de referência adotado.
- Investigar o controle de processos não lineares com zeros de fase não mínima e como expandir a metodologia de definição do modelo de referência para esse tipo de processo.

7.3 Artigo Publicado durante o Período do Mestrado

FREIRE, Victor Marinho Espinola; JÚNIOR, George Acioli; BARROS, Péricles Rezende. Projeto orientado a dados do orquestrador polinomial dos ganhos do controlador pid adaptativo para sistemas nao lineares. Congresso Brasileiro de Automática-CBA, SBA, Brazil, 2024.

Referências bibliográficas

- 1 ÅSTRÖM, Karl Johan; HÄGGLUND, Tore. The future of pid control. *Control engineering practice*, Elsevier, v. 9, n. 11, p. 1163–1175, 2001.
- 2 DÍAZ-RODRÍGUEZ, Iván D; HAN, Sangjin; BHATTACHARYYA, Shankar P. *Analytical design of PID controllers*. Germany: Springer, 2019.
- 3 MANGE, J; PACE, S; DUNN, A. Optimization of pid controller parameters for automated ground vehicle control on dynamic terrain. In: THE STEERING COMMITTEE OF THE WORLD CONGRESS IN COMPUTER SCIENCE, COMPUTER. *Proceedings of the International Conference on Scientific Computing (CSC)*. USA, 2015. p. 3.
- 4 HOU, Zhong-Sheng; WANG, Zhuo. From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective. *Information Sciences*, Elsevier, v. 235, p. 3–35, 2013.
- 5 ÅSTRÖM, Karl Johan; HÄGGLUND, Tore; HANG, Chang C; HO, Weng K. Automatic tuning and adaptation for pid controllers-a survey. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 1, n. 4, p. 699–714, 1993.
- 6 ZRIBI, Ali; CHTOUROU, Mohamed; DJEMEL, Mohamed. A new pid neural network controller design for nonlinear processes. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, World Scientific, v. 27, n. 04, p. 1850065, 2018.
- 7 GUARDIOLA, Carlos; PLA, Benjamin; BLANCO-RODRIGUEZ, David; CABRERA, P. A learning algorithm concept for updating look-up tables for automotive applications. *Mathematical and Computer Modelling*, Elsevier, v. 57, n. 7-8, p. 1979–1989, 2013.
- 8 YAHAGI, Shuichi; KAJIWARA, Itsuro. Direct data-driven tuning of look-up tables for feedback control systems. *IEEE Control Systems Letters*, IEEE, v. 6, p. 2966–2971, 2022.
- 9 YAHAGI, Shuichi; KAJIWARA, Itsuro. Direct tuning of gain-scheduled controller for electro-pneumatic clutch position control. *Advances in Mechanical Engineering*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 13, n. 8, p. 16878140211036017, 2021.
- 10 HJALMARSSON, Håkan; GUNNARSSON, Svante; GEVERS, Michel. A convergent iterative restricted complexity control design scheme. In: IEEE. *Proceedings of 1994 33rd IEEE Conference on Decision and Control*. USA, 1994. v. 2, p. 1735–1740.
- 11 MOLENAAR, David-Pieter. *Model Free Data Driven Optimal Tuning of Controller Parameters: A Practical Guide with Application Examples*. Sweden: Linköping University, 1995.

- 12 RICHTER, Maurício Spiazzi. Aplicação do método ift (iterative feedback tuning) a um quadricóptero. 2015.
- 13 KISSLING, S; BLANC, Ph; MYSZKOROWSKI, P; VACLAVIK, I. Application of iterative feedback tuning (ift) to speed and position control of a servo drive. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 17, n. 7, p. 834–840, 2009.
- 14 KARIMI, Alireza; MIŠKOVIĆ, L; BONVIN, Dominique. Convergence analysis of an iterative correlation-based controller tuning method. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 35, n. 1, p. 413–418, 2002.
- 15 FREIRE, Victor Marinho Espínola; AGUIAR, Anna Paula V de A; JÚNIOR, George Acioli; FORMIGA, Vinícius B de Sá; BARROS, Péricles Rezende. Projeto de controle pi baseado em dados aplicado a um módulo didático com interface web. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. Brazil: SBA, 2020. v. 2, n. 1.
- 16 KARIMI, A; MIŠKOVIĆ, L; BONVIN, D. Iterative correlation-based controller tuning with application to a magnetic suspension system. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 11, n. 9, p. 1069–1078, 2003.
- 17 MIŠKOVIĆ, L; KARIMI, Alireza; BONVIN, Dominique. Correlation-based tuning of a restricted-complexity controller for an active suspension system. *European journal of control*, Elsevier, v. 9, n. 1, p. 77–83, 2003.
- 18 GUARDABASSI, Guido O; SAVARESI, Sergio M. Virtual reference direct design method: an off-line approach to data-based control system design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 45, n. 5, p. 954–959, 2000.
- 19 PREVIDI, Fabio; SCHAUER, Thomas; SAVARESI, Sergio M; HUNT, Kenneth J. Data-driven control design for neuroprostheses: a virtual reference feedback tuning (vrft) approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 12, n. 1, p. 176–182, 2004.
- 20 PREVIDI, Fabio; FICO, F; BELLOLI, Damiano; SAVARESI, Sergio M; PESENTI, Ivan; SPELTA, Cristiano. Virtual reference feedback tuning (vrft) of velocity controller in self-balancing industrial manual manipulators. In: IEEE. *Proceedings of the 2010 American Control Conference*. USA, 2010. p. 1956–1961.
- 21 LOURENCENA, Maurício O; FLORES, Jeferson Vieira; CAMPESTRINI, Lucíola. Projeto de controle baseado em dados para a regulação de velocidade do rotor em turbinas eólicas. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. Brazil: SBA, 2022. v. 3, n. 1.
- 22 SOMA, Shotaro; KANEKO, Osamu; FUJII, Takao. A new method of controller parameter tuning based on input-output data–fictitious reference iterative tuning (frit)–. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 37, n. 12, p. 789–794, 2004.
- 23 IKEDA, Hidehiro; AJISHI, Hideki; HANAMOTO, Tsuyoshi. Application of fictitious reference iterative tuning to vibration suppression controller for 2-inertia resonance system. In: IEEE. *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Japan, 2015. p. 001825–001830.

- 24 KARIMI, Alireza; HEUSDEN, Klaske Van; BONVIN, Dominique. Non-iterative data-driven controller tuning using the correlation approach. In: IEEE. *2007 European control conference (ECC)*. Greece, 2007. p. 5189–5195.
- 25 KARIMI, Alireza; BUTCHER, Mark; LONGCHAMP, Roland. Model-free precompensator tuning based on the correlation approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 16, n. 5, p. 1013–1020, 2008.
- 26 HEUSDEN, Klaske van; KARIMI, Alireza; BONVIN, Dominique; HAMER, Arjen den; STEINBUCH, Maarten. Non-iterative data-driven controller tuning with guaranteed stability: Application to direct-drive pick-and-place robot. In: IEEE. *2010 IEEE International Conference on Control Applications*. Japan, 2010. p. 1005–1010.
- 27 CAMPESTRINI, Lucíola; ECKHARD, Diego; BAZANELLA, Alexandre Sanfelice; GEVERS, Michel. Data-driven model reference control design by prediction error identification. *Journal of the Franklin Institute*, Elsevier, v. 354, n. 6, p. 2628–2647, 2017.
- 28 FREIRE, Victor Marinho Espínola; AGUIAR, Anna Paula V de A; JÚNIOR, George Acioli; FORMIGA, Vinícius B de Sá; RAMOS, Egydio Tadeu Gomes; BARROS, Péricles Rezende. Projeto nao iterativo de controlador pi baseado em dados aplicado a um módulo didático com interface web. *Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente-SBAI*, SBA, Brazil, v. 1, n. 1, 2021.
- 29 FREIRE, Victor Marinho Espínola; AGUIAR, Anna Paula V de A; JÚNIOR, George Acioli; BARROS, Péricles Rezende. Estratégias de projeto do controlador pi multivariável baseadas em dados aplicadas a um processo termoeletrico. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. Brazil: SBA, 2022. v. 3, n. 1.
- 30 CAMPI, Marco C; SAVARESI, Sergio M. Direct nonlinear control design: The virtual reference feedback tuning (vrft) approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 51, n. 1, p. 14–27, 2006.
- 31 HJALMARSSON, Håkan. Control of nonlinear systems using iterative feedback tuning. In: IEEE. *Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 98CH36207)*. USA, 1998. v. 4, p. 2083–2087.
- 32 BAZANELLA, Alexandre Sanfelice; CAMPESTRINI, Lucíola; ECKHARD, Diego. The data-driven approach to classical control theory. *Annual Reviews in Control*, Elsevier, v. 56, p. 100906, 2023.
- 33 FORMENTIN, Simone; SAVARESI, Sergio M. Virtual reference feedback tuning for linear parameter-varying systems. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 44, n. 1, p. 10219–10224, 2011.
- 34 FORMENTIN, Simone; PANZANI, Giulio; SAVARESI, Sergio M. Vrft for lpv systems: Theory and braking control application. *Robust Control and Linear Parameter Varying Approaches: Application to Vehicle Dynamics*, Springer, p. 289–309, 2013.
- 35 FORMENTIN, Simone; PIGA, Dario; TÓTH, Roland; SAVARESI, Sergio M. Direct learning of lpv controllers from data. *Automatica*, Elsevier, v. 65, p. 98–110, 2016.

- 36 YAHAGI, Shuichi; KAJIWARA, Itsuro. Noniterative data-driven gain-scheduled controller design based on fictitious reference signal. *IEEE Access*, IEEE, 2023.
- 37 CAMPI, Marco C; LECCHINI, Andrea; SAVARESI, Sergio M. Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, Elsevier, v. 38, n. 8, p. 1337–1346, 2002.
- 38 BAZANELLA, Alexandre Sanfelice; CAMPESTRINI, Lucíola; ECKHARD, Diego. *Data-driven controller design: the H2 approach*. Netherlands: Springer Science & Business Media, 2011.
- 39 ASTROM, Karl J. Pid controllers: theory, design, and tuning. *The international society of measurement and control*, 1995.
- 40 VISIOLI, Antonio. *Practical PID control*. USA: Springer Science & Business Media, 2006.
- 41 NISE, Norman S. Control system engineering, John Wiley & Sons. Inc, New York, 2011.
- 42 INC., The MathWorks. *System Identification Toolbox Version 9.12 (R2020a)*. Natick, Massachusetts, United States: The MathWorks Inc., 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com>>.
- 43 INC., The MathWorks. *Estimate transfer function model (tfest)*. Natick, Massachusetts, United States: The MathWorks Inc., 2024. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/ident/ref/tfest.html>>.
- 44 RODRIGUES, Gustavo; CAMPESTRINI, Lucíola; BAZANELLA, Alexandre S; ARANHA, Avenida Osvaldo. Automating the choice of the reference model for data-based control methods applied to pid controllers. In: *Proceedings of XX Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1088–1095.
- 45 BEQUETTE, B Wayne. Process dynamics: modeling, analysis, and simulation. (*No Title*), 1998.
- 46 INC., The MathWorks. *CSTR Model*. Natick, Massachusetts, United States: The MathWorks Inc., 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/mpc/gs/cstr-model.html>>.
- 47 ABBASI-ASL, Reza; KHORSANDI, Rahman; FARZAMPOUR, Shahrokh; ZAHEDI, Edmond. Estimation of muscle force with emg signals using hammerstein-wiener model. In: SPRINGER. *5th Kuala Lumpur International Conference on Biomedical Engineering 2011: (BIOMED 2011) 20-23 June 2011, Kuala Lumpur, Malaysia*. Germany, 2011. p. 157–160.
- 48 HONG, Man; CHENG, Shao. Hammerstein-wiener model predictive control of continuous stirred tank reactor. In: SPRINGER. *Electronics and Signal Processing: Selected Papers from the 2011 International Conference on Electric and Electronics (EEIC 2011) in Nanchang, China on June 20–22, 2011, Volume 1*. Germany, 2011. p. 235–242.

- 49 PATIKIRIKORALA, Tharindu; WANG, Liuping; COLMAN, Alan; HAN, Jun. Hammerstein–wiener nonlinear model based predictive control for relative qos performance and resource management of software systems. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 20, n. 1, p. 49–61, 2012.
- 50 ŁAWRYŃCZUK, Maciej. Nonlinear predictive control for hammerstein–wiener systems. *ISA transactions*, Elsevier, v. 55, p. 49–62, 2015.