

# Avaliação e Sintonia de Controladores PID nos Domínios do Tempo e Frequência

Lucas José da Silva Moreira

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

Área de Concentração: Instrumentação Eletrônica, Controle e  
Automação

Péricles Rezende Barros, Ph.D.

Orientador

George Acioli Júnior, D.Sc.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Lucas José da Silva Moreira, Agosto de 2018

M838a

Moreira, Lucas José da Silva.

Análise e sintonia de controladores PID nos domínios do tempo e frequência / Lucas José da Silva Moreira. – Campina Grande, 2018.  
79 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

"Orientação: Prof. Ph.D. Pérciles Rezende Barros, Prof. D.Sc. George Acioli Júnior".

Referências.

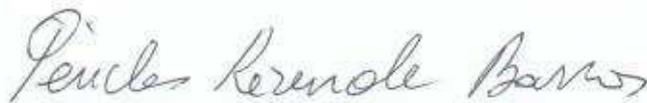
1. Sistemas de Controle - Avaliação. 2. Sintonia de Controladores PID. 3. Avaliação Automática de Desempenho. I. Barros, Pérciles Rezende. II. Acioli Júnior, George. III. Título.

CDU 681. 5(043)

**"AVALIAÇÃO E SINTONIA DE CONTROLADORES PID NOS DOMÍNIOS DO TEMPO E  
FREQUÊNCIA"**

**LUCAS JOSÉ DA SILVA MOREIRA**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 14/08/2018**



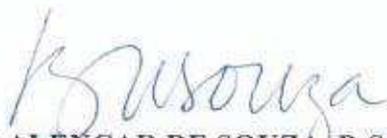
**PÉRICLES REZENDE BARROS, Ph.D., UFCG**  
Orientador(a)



**GEORGE ACIOLI JUNIOR, D.Sc., UFCG**  
Orientador(a)



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



**BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

# Avaliação e Sintonia de Controladores PID nos Domínios do Tempo e Frequência

Lucas José da Silva Moreira

*Dissertação de Mestrado apresentada em Agosto de 2018*

Péricles Rezende Barros, Ph.D.  
Orientador

George Acioli Júnior, D.Sc.  
Orientador

José Sérgio da Rocha Neto, D.Sc.  
Componente da Banca

Benemar Alencar de Souza, D.Sc.  
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Agosto de 2018

# Dedicatória

Aos meus familiares e amigos

## Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus pela oportunidade de estar nesse mundo e por todas as graças concedidas ao longo dessa jornada.

Agradeço aos meus pais, Marcos e Nadja, irmãos, Camila e Tiago, e toda a minha família por sempre acreditarem nos meus sonhos e motivarem para que alcance os mesmos durante toda a minha vida.

À minha noiva Layana, pelo companheirismo, amor e paciência.

Aos meus colegas do LIEC, Moisés, Clarisse, Anna, Renato, Antonio, Charles, Alequine e professor Rafael pelo excelente convívio que temos ao longo de todos esses anos de trabalho. Sem dúvida uma equipe admirável e vencedora.

Aos meus amigos Érico e Luciana pelas conversas e cafés na hora do almoço durante esses anos.

Um agradecimento especial aos professores Péricles Rezende Barros e George Acioli Júnior que me encaminharam durante essa dissertação, pelas críticas e sugestões na pesquisa desenvolvida, pela confiança depositada em mim para participar de outros projetos e trabalhos vinculados ao laboratório.

E a todos que um dia lerem essa dissertação.

## Resumo

Nesta dissertação, contribuições na área de avaliação de desempenho de sistemas de controle e sintonia de controladores PID SISO malha fechada são apresentadas. Propõe-se uma técnica de avaliação automática do desempenho baseada em índices que identificam características no domínio do tempo e da frequência, como oscilações e robustez, e as comparam com um dado modelo de referência escolhido. Estes índices são calculados experimentalmente a partir de dados gerados por um sinal de referência específico baseado em métodos de relé. Após o resultado da avaliação, os dados coletados no experimento são usados para calcular novos parâmetros para os controladores PID a partir de valores arbitrários estáveis de sintonia. Para resolver este problema, são apresentadas e discutidas três técnicas ótimas de ajuste em malha fechada. A primeira executa uma moldagem no tempo, a segunda adapta este procedimento para uma moldagem de tempo restringida por um dado de frequência. A última é um método de ajuste em malha fechada por moldagem do espectro de frequência. Versões iterativas desses métodos são apresentadas para melhorar os resultados. Essas técnicas não exigem uma identificação paramétrica completa do processo, apenas uma estimativa de atraso de tempo para a seleção do modelo de referência. Simulações e resultados experimentais são discutidos para validar as técnicas propostas.

# Abstract

In this dissertation, contributions are presented in performance evaluation of control systems and tuning of PID SISO controllers in closed-loop areas. It is proposed an automatic performance assessment technique based on indexes that identify characteristics in time and frequency domain, such as oscillations and robustness, and compare with a given reference model. These indexes are experimentally computed from data generated a specific reference signal based on relay methods. After the result of the evaluation, the data collected in the experiment are used to compute new parameters for the PID controllers from a given arbitrary stable tuning values. To solve this problem, three optimal closed-loop tuning techniques are presented and discussed. The first one performs a time shaping, the second adapts this procedure for a time shaping constrained by a frequency data. The last one is a closed-loop tuning method is presented by a frequency spectrum shaping. Iterative versions of those methods are presented to improve the results. Those techniques do not require a complete parametric process identification, only a time delay estimation for the reference model selection. Simulations and experimental results are discussed to validate the proposed techniques.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>3</b>
1.1	Motivação . . . . .	3
1.1.1	Definição do Problema . . . . .	5
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	6
1.2.1	Métodos de Avaliação de Sistemas de Controle . . . . .	6
1.2.2	Sintonia de Controladores PID por Dados . . . . .	7
1.3	Contribuições . . . . .	8
1.4	Estrutura do Documento . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Avaliação de Sistemas de Controle</b>	<b>10</b>
2.1	Índices de Desempenho no Domínio do Tempo . . . . .	10
2.1.1	Integral do Erro . . . . .	11
2.1.2	Integral do Erro Absoluto . . . . .	11
2.2	Índices de Desempenho no Domínio da Frequência . . . . .	12
2.2.1	Margem de Ganho . . . . .	12
2.2.2	Margem de Fase . . . . .	14
2.3	Escolha do Modelo de Referência . . . . .	15
2.4	Caracterização no Domínio de um IMC PI . . . . .	16
2.4.1	Domínio do Tempo . . . . .	16
2.4.2	Domínio da Frequência . . . . .	16
2.5	Experimento . . . . .	18
2.5.1	Definição . . . . .	18
2.5.2	Estimação do Atraso . . . . .	20
2.5.3	Análise Espectral . . . . .	20
2.6	Conclusão . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais</b>	<b>25</b>
3.1	Considerações Gerais . . . . .	25
3.2	Moldagem Temporal . . . . .	26

3.3	Moldagem Temporal Iterativo . . . . .	29
3.4	Resultado de Simulações . . . . .	30
3.4.1	Processo 1 . . . . .	31
3.4.2	Processo 2 . . . . .	35
3.5	Conclusão . . . . .	41
<b>4</b>	<b>Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais com Restrição</b>	
	<b>Frequencial</b>	<b>42</b>
4.1	Moldagem Temporal com Restrição Frequencial . . . . .	42
4.2	Moldagem Temporal com Restrição Frequencial Iterativa . . . . .	45
4.3	Resultados de Simulações . . . . .	45
4.3.1	Processo 1 . . . . .	45
4.3.2	Processo 2 . . . . .	47
4.4	Conclusão . . . . .	52
<b>5</b>	<b>Sintonia de Controladores PID por Dados Freqüenciais</b>	<b>53</b>
5.1	Considerações Gerais . . . . .	53
5.2	Moldagem Freqüencial . . . . .	54
5.3	Moldagem Freqüencial Iterativa . . . . .	56
5.4	Resultados de Simulações . . . . .	57
5.4.1	Processo 1 . . . . .	57
5.4.2	Processo 2 . . . . .	58
5.5	Conclusão . . . . .	61
<b>6</b>	<b>Comparação Entre as Técnicas de Sintonia</b>	<b>63</b>
6.1	Resultados de Simulações . . . . .	63
6.1.1	Sintonia PI . . . . .	63
6.1.2	Sintonia PID . . . . .	64
6.1.3	Sintonia Iterativa PID . . . . .	66
6.2	Resultados Experimentais . . . . .	67
6.2.1	Descrição da Plataforma Experimental . . . . .	68
6.2.2	Avaliação e Sintonia . . . . .	69
6.3	Conclusões . . . . .	72
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>74</b>
7.1	Conclusões . . . . .	74
7.2	Trabalhos Futuros . . . . .	75
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>76</b>

# Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros de simulação do exemplo . . . . .	23
3.1	Parâmetros de sintonia inicial PI - $G_1(s)$ . . . . .	31
3.2	Especificações para experimentos em $G_1(s)$ . . . . .	31
3.3	Estimativas de margens de ganho e fase - $G_1(s)$ . . . . .	31
3.4	IAE experimentais iniciais - $G_1(s)$ . . . . .	33
3.5	Parâmetros de sintonia final PI - $G_1(s)$ . . . . .	33
3.6	Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia - $G_1(s)$ . . . . .	34
3.7	IAE experimentais finais - $G_1(s)$ . . . . .	34
3.8	Parâmetros de sintonia inicial PID - $G_2(s)$ . . . . .	35
3.9	Estimativas de margens de ganho e fase - $G_2(s)$ . . . . .	36
3.10	IAE experimentais iniciais - $G_2(s)$ . . . . .	37
3.11	Parâmetros de sintonia final PID - $G_2(s)$ . . . . .	38
3.12	Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia - $G_2(s)$ . . . . .	38
3.13	IAE experimentais finais - $G_2(s)$ . . . . .	39
3.14	Parâmetros de sintonia iterativa PID - $G_2(s)$ . . . . .	39
3.15	Estimativa de margens para sintonia iterativa PID - $G_2(s)$ . . . . .	40
3.16	IAE para sintonia iterativa PID - $G_2(s)$ . . . . .	40
4.1	Parâmetros de sintonia final PI com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	45
4.2	Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	46
4.3	IAE experimentais finais para sintonia com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	46
4.4	Parâmetros de sintonia final PID e com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	48
4.5	Estimativas de margens de ganho, fase para nova sintonia com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	48
4.6	IAE experimentais finais - $G_2(s)$ . . . . .	48
4.7	Parâmetros de sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	50
4.8	Estimativa de margens para sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	50
4.9	IAE para sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	51

5.1	Parâmetros de sintonia final PI pela frequência - $G_1(s)$ . . . . .	57
5.2	Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia pela frequência - $G_1(s)$ . . . . .	57
5.3	IAE experimentais finais para sintonia pela frequência - $G_1(s)$ . . . . .	57
5.4	Parâmetros de sintonia final PID pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	59
5.5	Estimativas de margens de ganho, fase para nova sintonia pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	59
5.6	IAE experimentais finais para sintonia pela pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	60
5.7	Parâmetros de sintonia iterativa PID pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	60
5.8	Estimava de margens para sintonia iterativa PID pela frequência - $G_2(s)$ .	61
5.9	IAE para sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	61
6.1	Parâmetros de sintonia finais PI - $G_1(s)$ . . . . .	63
6.2	Índices de desempenho para sintonias finais PI - $G_1(s)$ . . . . .	64
6.3	Parâmetros de sintonia finais PID - $G_2(s)$ . . . . .	65
6.4	Índices de desempenho para sintonia finais PID - $G_2(s)$ . . . . .	66
6.5	Parâmetros de sintonias iterativas finais PID - $G_2(s)$ . . . . .	67
6.6	Índices de desempenho para sintonias iterativas finais PID - $G_2(s)$ . . . . .	67
6.7	Parâmetros utilizados no experimento . . . . .	70
6.8	Estimativas de margens de ganho e fase - malha de nível . . . . .	70
6.9	Ganhos dos novos controladores - malha de nível . . . . .	71
6.10	Índices de desempenho para os novos controladores - malha de nível . . . . .	71
6.11	IAE para as novas sintonias - malha de nível . . . . .	72

# Lista de Figuras

1.1	Malha Fechada SISO . . . . .	5
2.1	Malha fechada SISO com o ganho de malha . . . . .	12
2.2	Esquemático da malha fechada para o experimento do relé . . . . .	13
2.3	Função do relé simétrico . . . . .	13
2.4	Esquemático da malha fechada para o experimento do margem de fase . . .	15
2.5	Exemplo de comparação do desempenho para controladores PID com a sintonia IMC PI . . . . .	19
2.6	Exemplo do sinal de excitação proposto para avaliação do controlador . . .	19
2.7	Exemplo do espectro frequencial para o sinal de referência . . . . .	23
3.1	Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta - $G_1(s)$ . .	32
3.2	Gráfico das margens iniciais - $G_1(s)$ . . . . .	32
3.3	Respostas ao degrau inicial - $G_1(s)$ . . . . .	33
3.4	Gráfico das margens finais - $G_1(s)$ . . . . .	34
3.5	Respostas ao degrau para sintonia final - $G_1(s)$ . . . . .	35
3.6	Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta - $G_2(s)$ . .	36
3.7	Gráfico das margens iniciais - $G_2(s)$ . . . . .	37
3.8	Respostas ao degrau inicial - $G_2(s)$ . . . . .	37
3.9	Gráfico das margens finais - $G_2(s)$ . . . . .	38
3.10	Respostas ao degrau para sintonia final - $G_2(s)$ . . . . .	39
3.11	Gráfico das margens para sintonia iterativa PID - $G_2(s)$ . . . . .	40
3.12	Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID - $G_2(s)$ . . . . .	41
4.1	Gráfico das margens finais para sintonia com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	46
4.2	Respostas ao degrau para sintonia com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	47
4.3	Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição - $G_1(s)$ . . . . .	47
4.4	Gráfico das margens finais com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	49
4.5	Respostas ao degrau inicial - $G_2(s)$ . . . . .	49
4.6	Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição - $G_2(s)$ . . . . .	50

4.7	Gráfico das margens para sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . .	51
4.8	Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID com restrição - $G_2(s)$ . . .	51
4.9	Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição iterativa - $G_2(s)$ . . . . .	52
5.1	Gráfico das margens finais para sintonia pela frequência - $G_1(s)$ . . . . .	58
5.2	Respostas ao degrau para sintonia pela frequência - $G_1(s)$ . . . . .	58
5.3	Gráfico das margens finais pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	59
5.4	Respostas ao degrau para sintonia pela pela frequência - $G_2(s)$ . . . . .	60
5.5	Gráfico das margens para sintonia iterativa PID pela frequência - $G_2(s)$ . .	61
5.6	Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID pela frequência - $G_2(s)$ . .	62
6.1	Gráfico das margens finais para simulações - $G_1(s)$ . . . . .	64
6.2	Respostas ao degrau para sintonia final para simulações - $G_1(s)$ . . . . .	65
6.3	Gráfico das margens finais para simulações - $G_2(s)$ . . . . .	66
6.4	Respostas ao degrau para sintonias finais para simulações - $G_2(s)$ . . . . .	67
6.5	Gráfico das margens finais iterativas para simulações - $G_2(s)$ . . . . .	68
6.6	Respostas ao degrau para sintonias finais iterativas para simulações - $G_2(s)$	68
6.7	Plataforma Experimental - Quatro tanques acoplados . . . . .	69
6.8	Esquemático da malha de nível utilizada . . . . .	69
6.9	Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta - malha de nível . . . . .	70
6.10	Gráfico das margens para novas sintonias - malha de nível . . . . .	72
6.11	Resposta ao degrau - malha de nível . . . . .	73

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Os controladores do tipo Proporcional, Integrativo e Derivativo (PID) vêm sendo amplamente utilizados nos sistemas de automação nas últimas décadas (ÅSTRÖM; HÄGG-LUND, 1995, 2006; JELALI, 2012). Um levantamento de 2012 estima que cerca de 90% dos controladores em operação são do tipo PID, executados em várias formas como o tipo Proporcional e Integrativo (PI) (JELALI, 2012). As razões para essa grande aceitação são uma estrutura simples definida, clareza nos significados físicos dos parâmetros de configuração e o conhecimento prévio dos operadores (WAKITANI et al., 2013). Apesar dessa ampla aceitação, grande parte desses controladores não operam de maneira adequada, resultando num desempenho abaixo do desejado. Em vários estudos de caso, verificou-se que a maioria das malhas de controle sofre com algum tipo de mau funcionamento (TORRES et al., 2006; PAULONIS; COX, 2003; RUEL, 2002). De acordo com uma pesquisa realizada em 2016, a causa mais comum de mau funcionamento identificada em malhas de controle PID está relacionada com uma sintonia errada dos controladores (BAUER et al., 2016).

Baseado nesse problema recorrente, muitas técnicas para avaliação de desempenho de controle (*Control Performance Assessment* - CPA) ou monitoramento de desempenho de controle (*Control Performance Monitoring* - CPM) foram desenvolvidas pelos pesquisadores. Estas têm como objetivo detectar algum mau funcionamento a partir de dados operacionais coletados em malha fechada (GAO et al., 2016). Caso seja constatado que a malha de controle opere com desempenho não satisfatório, uma solução é sugerida para melhorar o funcionamento. Um exemplo seria o ajuste de novos parâmetros para os controladores PI/PID baseado nas informações obtidas pelo CPA e de acordo com outros critérios definidos pelos operadores (VERONESI; VISIOLI, 2010). A maneira mais comum de realizar o CPA consiste numa comparação entre o desempenho dos controladores

analisados e um modelo de custo pré-especificado, uma grande variação entre esses dois é indicativo de problema na malha (HARRIS, 1989).

Muitos pesquisadores vêm desenvolvendo várias técnicas de sintonia de controladores PID. Estas podem ser divididas em dois grandes grupos: Baseado em Modelo e Orientada por Dados. O primeiro grupo utiliza um modelo paramétrico de baixa ordem identificado experimentalmente, como primeira ou segunda ordem com atraso (*First Order Plus Time Delay* - FOPTD ou *Second Order Plus Time Delay* SOPTD) e indiretamente calcula os ganhos do controlador por regras de sintonia definidas (SKOGESTAD, 2003). Um resumo com as principais técnicas baseadas em modelo pode ser encontrado em (O'DWYER, 2009). Destaca-se a técnica do controle de modelo interno (*Internal Model Control* - IMC) que garante um modelo de malha fechada com ausência de sobressinal para uma mudança de referência degrau. Esta é pouco sensível a erros de modelagem e distúrbios, apresenta boa robustez e o usuário é capaz de especificar o tempo de resposta do sistema por um parâmetro de sintonia próprio (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986).

Entretanto, modelagem experimental é uma etapa custosa num projeto de engenharia, estima-se que cerca de 75% dos custos de projetos avançados estão relacionados a isso (GEVERS, 2005). Além disso, erros de modelagem podem surgir por redução de ordem em processos complexos, resultando em grandes diferenças de dinâmica entre o sistema real e o modelo experimental (GAO et al., 2017). Essas circunstâncias podem resultar em um desempenho distante do desejado inicialmente, malha fechada lenta ou conservadora.

O outro grupo de alternativa para ajuste dos ganhos de controladores PID são as técnicas de sintonia orientada por dados. Nestes, os parâmetros são determinados diretamente usando dados de operação ou coletados a partir de um experimento específico ao invés de um modelo paramétrico explícito (GAO et al., 2017). Na maioria dos casos, utiliza-se um modelo de referência para descrever o objetivo de controle em malha fechada e uma otimização é realizada para calcular os ganhos necessários para minimizar a diferença entre o processo e o modelo especificado para uma determinada função de custo.

Mudanças de referência do tipo degrau são geralmente utilizadas como excitação para análise do desempenho e reprojetado devido a sua simplicidade de geração. Entretanto, os dados resultantes por esses sinais podem não resultar em índices de desempenho confiáveis, principalmente no domínio da frequência. Em (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015) é descrito um sinal de excitação para referência capaz de avaliar uma malha de controle nos domínios do tempo e frequência utilizando uma combinação do método relé clássico descrito em (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1984) com o experimento para estimação de margem de fase proposto por (ARRUDA; BARROS, 2003). Além disso, obtém-se equações para uma curva de caracterização no domínio da frequência de um controlador IMC PI, relacionando constante de tempo, margens de ganho e fase, baseado

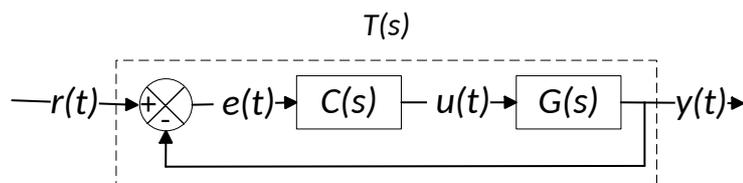


Figura 1.1: Malha Fechada SISO

nos resultados de (HO et al., 2001). Assim, pode-se comparar o desempenho de malhas de controle de acordo com a sintonia IMC PI.

Esse trabalho tem como objetivo geral propor um procedimento automático de avaliação de desempenho de malhas de controle monovariáveis (SISO - *single-input, single-output*) por meio de índices no domínio de tempo e frequência, calculados a partir de dados coletados de um experimento padrão baseado em relés de (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015). O desempenho é comparado com o modelo de referência da sintonia IMC PI escolhido. Para um resultado classificado como não satisfatório, calcula-se os novos ganhos para os controladores PI/PID por meio de técnicas de sintonia orientadas por dados temporais e frequenciais. Estes procedimentos de ajuste de ganhos devem resultar em um desempenho da malha fechada o mais próximo possível do modelo de referência estabelecido, de acordo com as limitações do processo e estrutura do controlador.

### 1.1.1 Definição do Problema

Considera-se um sistema de controle SISO  $T(s)$  com realimentação negativa da saída e operando com um controlador inicial PI/PID de parâmetros conhecidos como ilustrado na Figura 1.1. Sendo  $r(t)$  o sinal de referência,  $e(t)$  o erro,  $C(s)$  controlador em execução do processo,  $u(t)$  ação de controle executada,  $G(s)$  o processo a ser controlado e  $y(t)$  o sinal de saída.

O problema geral a ser tratado nessa dissertação é definido como: para uma malha fechada estável com controlador PI/PID de ganhos conhecidos e arbitrários, avaliar o desempenho dessa por meio de índices temporais e frequenciais. A partir dos índices de desempenho calculados, compara-se com uma dada malha fechada de referência,  $T_r(s)$ , do padrão IMC PI. Caso o desempenho não seja satisfatório, utiliza-se os dados coletados no domínio do tempo e/ou frequência para sintonizar um novo controlador PI/PID. Este tem como objetivo melhorar os índices de avaliação de desempenho sem a necessidade da aplicação de uma técnica de identificação paramétrica do modelo.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Na revisão bibliográfica dessa dissertação será abordada a evolução dos métodos de avaliação empregados e, em seguida, serão apresentadas as principais técnicas de sintonia de controladores por dados.

### 1.2.1 Métodos de Avaliação de Sistemas de Controle

As técnicas de avaliação de sistemas de controle são ferramentas essenciais para um desempenho de processos satisfatório. Essas técnicas visam quantificar a distância do desempenho atual de malhas de controle para uma determinada referência utilizada (*benchmark*) (JELALI, 2006). As métricas utilizadas geralmente relacionam grandes variações entre um valor desejado e o calculado. Esses são quantificados em um único número chamado de índice de desempenho (JELALI, 2012).

O primeiro índice de desempenho que começou a ter mais atenção dos pesquisadores foi o desenvolvido por (HARRIS, 1989) chamado de Índice MV (*Minimum Variance*) ou Índice de Harris. A grande vantagem desse método é o uso apenas de dados operacionais, não existindo a necessidade de se realizar um experimento adicional, requerendo apenas o conhecimento prévio do atraso. Esta técnica é baseada na comparação da variância medida na saída com um controlador ideal de variância mínima. Uma versão para sistemas multivariáveis foi desenvolvida por (ETTALIB et al., 1996).

Versões estendidas do índice de Harris foram desenvolvidas para incluir algumas outras especificações desejadas pelos operadores, como definição de tempos de subida, descida e acomodação. Esses são definidos como índices especificados pelos usuários (JELALI, 2012). Para esses índices, a referência é especificada quando a planta apresenta um desempenho considerado bom pelo operador, ao invés da comparação com o controlador de variância mínima (HUANG; SHAH, 1998). Outros índices de desempenho derivados do Índice de Harris requerem mais informações para serem calculados. Desses se destacam o método de comparação com o controlador de variância mínima generalizado (*Generalized Minimum Variance - GMV*) de (GRIMBLE, 2002) e o regulador linear gaussiano (LQG) de (HUANG; SHAH, 2012).

Outros autores propuseram índices que utilizam como referência baseados em modelos ou de estrutura restrita. Isso possibilita a comparação com controladores do tipo PID, como descrito em (KO; EDGAR, 1998), os quais calculam um limite inferior de variância restringido a ordem do PID, o que resulta em um índice alcançável pelo controlador. Uma comparação entre os principais métodos é discutida em (JELALI, 2006).

Existem ainda técnicas que detectam algumas causas específicas de mau funcionamento. Dessas, destacam-se os testes de verificação de não linearidades cujas principais

técnicas estão listadas em (HABER; KEVICZKY, 1999). Oscilações no comportamento da saída também podem ser detectadas por índices específicos como a Integral do Erro Absoluto (IAE) (HÄGGLUND, 1995). Uma outra causa específica que pode ser identificada por índices são sintonias conservadoras, para isso foram desenvolvidos Índices de Ociosidade (HÄGGLUND, 1995).

Mais detalhes sobre os métodos de avaliação de sistemas de controle podem ser encontrados no livro (JELALI, 2012).

### 1.2.2 Sintonia de Controladores PID por Dados

Desde o trabalho de referência por (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), muitos pesquisadores da área de controle automático vem apresentando técnicas alternativas de sintonia de controladores PID motivados pelo baixo desempenho em malhas de controle. As técnicas de sintonia de controladores PID por dados são uma alternativa as tradicionais técnicas baseadas em modelos. Nesse caso, os parâmetros do controlador são calculados diretamente dos dados coletados em tempo real ou de experimentos já realizados mas sem nenhuma informação explícita do modelo matemático do processo a ser controlado (HOU; WANG, 2013). Esses métodos geralmente são baseados no paradigma do modelo de referência, na qual o desempenho desejado para a malha fechada é especificado por uma função de transferência desejada (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Dentre as técnicas dessa área, pode-se destacar a Sintonia de Realimentação Iterativa (*Iterative Feedback Tuning* - IFT) (HJALMARSSON; GUNNARSSON; GEVERS, 1994) (HJALMARSSON et al., 1998). Este método envolve uma otimização iterativa dos parâmetros de um controlador de estrutura fixa, como um PID, de acordo com um gradiente estimado de um critério de desempenho. A cada iteração, o estimador é calculado de um conjunto de dados obtidos da condição operacional da malha fechada e de um experimento específico.

Outra técnica por dados iterativa é Sintonia Baseada em Correlação (*Correlation based Tuning* - CbT) (KARIMI; MIŠKOVIĆ; BONVIN, 2002). Esta utiliza o conceito de correlação, popular em identificação de sistemas. Os parâmetros do controlador são sintonizados iterativamente para descorrelacionar o erro de saída em malha fechada entre os sistemas de malha fechada projetados e alcançados com o sinal de referência externo ou para reduzir essa correlação. Uma versão não iterativa foi desenvolvida em (KARIMI; HEUSDEN; BONVIN, 2007).

O Método de Sintonia Baseado em Referência Virtual (*Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT) (GUARDABASSI; SAVARESI, 2000) é uma alternativa as técnicas iterativas, visto que esta necessita apenas de um experimento para ser empregada. VRFT define o problema do ajuste de ganhos do controlador com uma identificação de parâ-

metros usando um sinal de referência virtual. Isso resulta numa minimização quadrática que pode ser resolvida com a aplicação do método dos mínimos quadrados. Uma outra abordagem que utiliza sinais virtuais e requer apenas um único experimento é Método de Sintonia por Referência Fictícia (*Fictitious Reference Iterative Tuning* FRIT) (SOMA; KANEKO; FUJII, 2004), que calcula os ganhos do controlador por uma otimização iterativa não linear.

Dados no domínio da frequência também podem ser utilizados para sintonia por dados. Em (KAMMER; BITMEAD; BARTLETT, 2000) é descrito o Método de Sintonia Baseado na Frequência (*Frequency based Tuning - FbT*). Por um processo iterativo, o desempenho da malha fechada é melhorado em relação ao ruído presente no sistema. Este utiliza uma função de custo que se baseia no espectro frequencial da planta e do controlador.

Em (GAO et al., 2017), propõe-se uma sintonia por dados em malha fechada diferente das anteriores. Esta se baseia na moldagem direta da resposta ao degrau do sistema em malha fechada, ao invés de minimizar a divergência entre o sinais experimentais e virtuais gerados pelo modelo de referência.

Mais detalhes sobre os métodos de sintonia por dados podem ser encontrados na revisão de (HOU; WANG, 2013) e no livro (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

### 1.3 Contribuições

Na parte de métodos de avaliação de sistemas, as contribuições são: análise do experimento proposto por (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015) para avaliação de processos simulados e plantas didáticas, usando os dados obtidos para cálculo de índices temporais e frequenciais.

Na sintonia de controladores PID por dados, são propostas extensões da técnica de moldagem temporal desenvolvida por (GAO et al., 2017). Uma utilizando uma restrição frequencial no problema de otimização temporal de modo a encontrar o melhor controlador para especificações de rastreamento e rejeição a distúrbios. Uma versão apenas com dados frequenciais é explorada visando uma moldagem frequencial. Versões iterativas dessas técnicas também são desenvolvidas e analisadas para obter melhores resultados.

Essa dissertação resultou em quatro publicações em anais de congressos no ano de 2018:

- Moreira, L. J. S., et al. "Evaluation of Time and Frequency Domain Data-driven PID Tuning Applied to Pilot Plants." Aceito para publicação em XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018, João Pessoa, Brasil.
- Moreira, L. J. S., et al. "Closed-loop Frequency Data-driven PID Retuning." Aceito

para publicação em 2nd IEEE Conference on Control Technology and Applications, 2018, Copenhagen, Dinamarca.

- Moreira, L. J. S., et al. "Time and Frequency Domain Data-driven PID Iterative Tuning." publicado em Preprints of 18th IFAC Symposium on System Identification, 2018, Estocolmo, Suécia.
- Moreira, L. J. S., et al. "IMC PI Control Loops Frequency and Time Domains Performance Assessment and Retuning." publicado em Preprints of 3rd IFAC Conference on Advances in Proportional-Integral-Derivative Control, 2018, Ghent, Bélgica.

## 1.4 Estrutura do Documento

No Capítulo 2 é apresentada uma visão geral da Avaliação de Sistema de Controle, destacando os índices temporais e frequenciais escolhidos nessa dissertação. Além disso, o projeto do experimento para estimar esses índices é detalhado. No Capítulo 3, uma técnica de Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais é demonstrada. No Capítulo 4, essa técnica é expandida para Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais com Restrição Frequencial. No Capítulo 5, apresenta-se um método de Sintonia de Controladores PID por Dados Frequentiais. Essas técnicas de sintonia são comparadas pelos métodos de avaliação apresentados em resultados de simulações e experimentais no Capítulo 6. Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e propostas de trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Avaliação de Sistemas de Controle

A verificação do funcionamento apropriado das malhas de controle é essencial para eficiência da produção e em aspectos econômicos (SEBORG et al., 2010). Por isso, é importante ter ferramentas que possam determinar de maneira automática o mau funcionamento do sistema e que seja possível sugerir um aperfeiçoamento do desempenho, como por exemplo uma ressonância dos parâmetros do controlador (VISIOLI, 2006).

Geralmente, a avaliação é feita com uma comparação entre índices de desempenho, calculados a partir de dados operacionais ou resultantes de experimentos particulares, com índices de referência que representam o desempenho desejado para o sistema de controle. Caso haja uma grande diferença entre esses, pode-se concluir que o controle implementado é considerado não satisfatório para os critérios de referência escolhidos. Dentre as métricas existentes na literatura, algumas avaliam causas de mal funcionamento específicas como oscilações no sinal de saída, estabilidade e robustez do sistema de malha fechada. Para isso, índices de desempenho específicos que utilizam dados temporais e frequenciais devem ser empregados (JELALI, 2006).

Nesse capítulo serão discutidos alguns índices comuns de avaliação de sistemas de controle que utilizam dados no domínio do tempo e da frequência. Baseado nisso, discute-se a escolha do modelo de referência a ser utilizado como padrão nesse trabalho. Além disso, o projeto de um sinal de excitação capaz de garantir as condições suficientes para estimação dos mesmos é tratado com sua análise espectral.

### 2.1 Índices de Desempenho no Domínio do Tempo

Coefficientes de desempenho temporais são bastante comuns em avaliação de sistemas de controle. Geralmente esses estão relacionados com o desempenho transitório da malha fechada como sobressinal, tempo de subida, tempo de descida, tempo de acomodação e atraso temporal (JELALI, 2006).

### 2.1.1 Integral do Erro

Um índice simples de avaliação de sistemas de controle no domínio do tempo é a integral do erro (IE). Este é quantifica o comportamento da soma do sinal de erro  $e(t)$ .

O IE é definido pela seguinte fórmula para tempo contínuo:

$$IE = \int_0^{\infty} e(t)dt \quad (2.1)$$

Para o tempo discreto, o cálculo do IE é dado pela seguinte fórmula:

$$IE = \sum_{t=0}^n e(t)T_s \quad (2.2)$$

Sendo  $n$ , o número total de amostras,  $T_s$ , o tempo de amostragem e  $e(t)$ , o erro entre o sinal de referência  $r(t)$  e a saída  $y(t)$  no instante de tempo  $t$ , ou seja:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.3)$$

Entretanto, esse índice não é usual pois erros positivos cancelam com erros negativos, podendo assim, mascarar respostas subamortecidas (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006).

### 2.1.2 Integral do Erro Absoluto

Um critério bastante popular utilizado para avaliar o desempenho de sintonia PID é a integral do erro absoluto (IAE). Este pode ser utilizado para detecção de comportamento oscilatório do sinal de saída para uma mudança de referência do tipo degrau (JELALI, 2012). Em muitos projetos de controladores, busca-se obter os parâmetros de sintonia que minimizem esse índice (VILANOVA; VISIOLI, 2012).

O IAE é definido pela seguinte fórmula para tempo contínuo:

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)|dt \quad (2.4)$$

Para o tempo discreto, o cálculo do IAE é dado pela seguinte fórmula:

$$IAE = \sum_{t=0}^n |e(t)|T_s \quad (2.5)$$

Sendo  $n$ , o número total de amostras,  $T_s$ , o tempo de amostragem e  $e(t)$ , o erro entre o sinal de referência  $r(t)$  e a saída  $y(t)$  no instante de tempo  $t$ .

Entretanto, como mostrado em (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015), em alguns casos, a análise isolada do valor IAE não leva a estimativas confiáveis para avaliar o desempenho dos controladores PID. Uma comparação entre duas malhas fechadas

com funcionamento diferentes podem ter valores de IAE bem parecidos. Sendo assim, recomenda-se o uso desse índice em conjunto com outros critérios para uma melhor interpretação do desempenho atual de um sistema de controle.

## 2.2 Índices de Desempenho no Domínio da Frequência

Características frequenciais são importantes em sistema de controle devido às suas relações com as estabilidade e robustez (OGATA, 2010). Desse modo, os conceitos de controle clássico de margens de ganho e fase podem ser utilizadas como índices de desempenho de sistemas de controle, pois quantificam o quanto pode ser a distância desse para o limiar de estabilidade (JENG; HUANG; LIN, 2006).

### 2.2.1 Margem de Ganho

Considerando a malha fechada ilustrada pela Figura 2.1, define-se  $L(s)$  como ganho de malha:

$$L(s) = C(s)G(s) \quad (2.6)$$

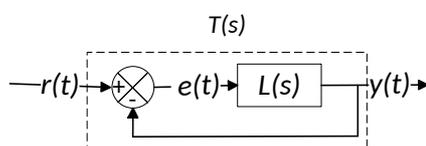


Figura 2.1: Malha fechada SISO com o ganho de malha

A margem de ganho  $A_m$  por definição é relacionada a magnitude de  $|L(s)|$  na frequência  $\omega_c$  cujo a fase seja  $-180^\circ$  da seguinte forma:

$$A_m = \frac{1}{|L(j\omega_c)|} \quad (2.7)$$

$$\angle L(j\omega_c) = -180^\circ \quad (2.8)$$

Esta pode ser interpretada como a medida do inverso da distância da instabilidade e como a máxima variação do ganho estático. Logo, quanto maior o valor de  $A_m$ , mais robusto é o sistema analisado. Em termos práticos, adota-se valores entre 2 e 5 (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). A estimação desse índice é feita pelo método do relé clássico proposto por (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1984). Uma breve descrição desse procedimento é comentada a seguir.

### Método do Relé Clássico

Neste experimento de identificação não paramétrica, o sistema de controle  $T(s)$  vai ser colocado em malha fechada com um relé, um controlador liga/desliga, como ilustrado na Figura 2.2.

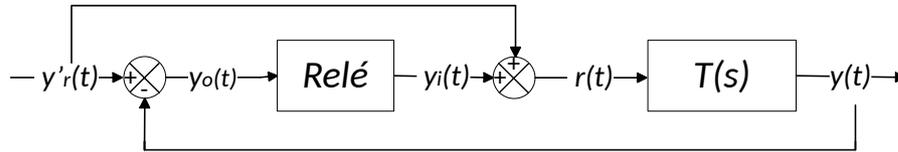


Figura 2.2: Esquemático da malha fechada para o experimento do relé

Sendo  $y'_r(t)$  o valor do ponto de operação,  $y_o(t)$  a diferença entre o sinal de saída e o ponto de operação,  $y_i(t)$  o valor da amplitude do relé a ser aplicado no sistema.

Este bloco é considerado como uma não linearidade estática, seu funcionamento para o caso simétrico é dado pela equação seguinte e é ilustrado pela Figura 2.3.

$$y_i(t) = \begin{cases} d & \text{se } y_o(t) > h_+ \text{ ou } y_o(t) \geq h_- \text{ e } y_i(t_-) = d \\ -d & \text{se } y_o(t) < h_- \text{ ou } y_o(t) \leq h_+ \text{ e } y_i(t_+) = -d \end{cases} \quad (2.9)$$

Onde  $d$  é a amplitude da saída empregada pelo relé,  $h_-$  e  $h_+$  indicam as histereses no sentido negativo e positivo do sistema respectivamente, com  $h_- < h_+$ .

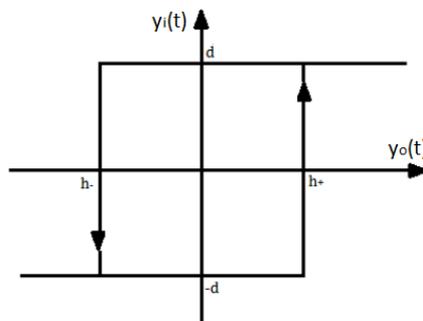


Figura 2.3: Função do relé simétrico

O estudo dessa estratégia se iniciou no trabalho (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1984) para uma sintonia automática dos parâmetros do controlador PID. Atualmente, o experimento de identificação do relé para estimar o ponto crítico é um dos mais populares em controle de processos (KEESMAN, 2011). Em (SCHEI, 1994), prova-se que sob este experimento numa malha fechada  $T(s)$ , o ciclo limite ocorre na frequência crítica de  $L(s)$ , assim uma estimativa  $\hat{\omega}_c$  pode ser obtida. A resposta do processo para a frequência crítica  $G(\hat{\omega}_c)$  pode ser obtida a partir das transformadas discretas de Fourier da saída  $Y(j\omega)$  e entrada  $U(j\omega)$  de um período de oscilação estável pela seguinte equação:

$$G(j\hat{\omega}_c) = \frac{Y(j\hat{\omega}_c)}{U(j\hat{\omega}_c)} \quad (2.10)$$

A resposta do ganho de malha para a frequência crítica  $L(\hat{\omega}_c)$  pode ser obtida a partir das transformadas discretas de Fourier da saída  $Y(j\omega)$  e referência  $R(j\omega)$  de um período de oscilação estável pela seguinte equação:

$$L(j\hat{\omega}_c) = \frac{Y(j\hat{\omega}_c)}{R(j\hat{\omega}_c)} \quad (2.11)$$

Com os parâmetros do controlador  $C(s)$  previamente conhecidos, a resposta  $C(j\hat{\omega}_c)$  é obtida e a margem de ganho pode ser estimada substituindo os resultados em na equação (2.7). Portanto, o valor estimado da margem de ganho  $\hat{A}_m$  é resultado da seguinte fórmula:

$$\hat{A}_m = \frac{1}{|G(j\hat{\omega}_c)C(j\hat{\omega}_c)|} \quad (2.12)$$

Uma outra maneira de se estimar a margem de ganho  $\hat{A}_m$  é aplicar diretamente o valor da resposta em frequência do ganho malha  $L(j\hat{\omega}_c)$ :

$$\hat{A}_m = \frac{1}{|L(j\hat{\omega}_c)|} \quad (2.13)$$

## 2.2.2 Margem de Fase

A margem de fase  $\phi_m$  é a quantidade adicional de fase na frequência de cruzamento  $\omega_g$  necessária para trazer o sistema ao limiar da instabilidade, ou seja:

$$\phi_m = 180^\circ + \angle L(j\omega_g) \quad (2.14)$$

$$|L(j\omega_g)| = 1 \quad (2.15)$$

Esse também pode ser interpretado como valor de atraso que o sistema pode suportar antes de se tornar instável. Em termos práticos, adota-se valores entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). A estimação desse índice é feita pelo método do relé margens proposto por (ARRUDA; BARROS, 2003). Uma breve descrição desse procedimento é descrita a seguir.

### Método do Relé Margens

Para obter uma estimativa à margem de fase, utiliza-se estrutura de (ARRUDA; BARROS, 2003), ilustrada pela Figura 2.4. Esta aplicada a uma malha fechada  $T(s)$ , resulta

num ciclo limite com valor absoluto aproximadamente 1 de ganho de malha. Logo, este vai acontecer na frequência de cruzamento  $\hat{\omega}_g$ , ou seja,  $|L(\hat{\omega}_g) \approx 1|$ .

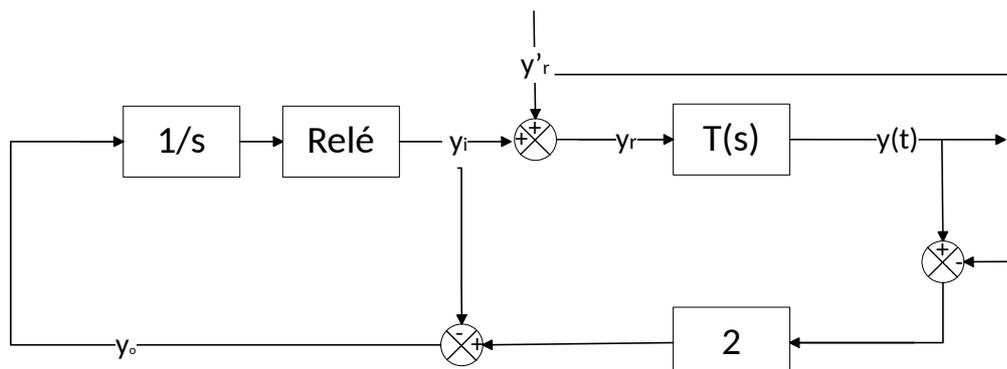


Figura 2.4: Esquemático da malha fechada para o experimento do margem de fase

As respostas do processo e ganho de malha para a frequência de cruzamento  $\hat{\omega}_g$  é obtida analogamente a margem de ganho pela seguinte equação e a resposta de  $C(j\omega_g)$ .

$$G(j\hat{\omega}_g) = \frac{Y(j\hat{\omega}_g)}{U(j\hat{\omega}_g)} \quad (2.16)$$

$$L(j\hat{\omega}_g) = \frac{Y(j\hat{\omega}_g)}{R(j\hat{\omega}_g)} \quad (2.17)$$

Com esses dados obtidos, a margem de fase pode ser estimada com equação (2.14). Portanto, o valor estimado da margem de fase  $\hat{\phi}_m$  é resultado da seguinte fórmula:

$$\hat{\phi}_m = 180^\circ + \angle[G(j\hat{\omega}_g)C(j\hat{\omega}_g)] = 180^\circ + \angle[L(j\hat{\omega}_g)] \quad (2.18)$$

## 2.3 Escolha do Modelo de Referência

Para avaliar o desempenho de sistemas de controle, necessita-se definir um modelo de referência  $T_r(s)$  de modo a ter índices de avaliação definidos. Dentre as inúmeras possibilidades, optou-se nesse trabalho por um modelo simples de primeira ordem com atraso (FOPTD - *First Order Plus Time Delay*) que é a função de transferência em malha fechada para um sintonia IMC PI (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986), dado pela seguinte equação:

$$T_r(s) = \frac{1}{\tau_c s + 1} e^{-\tau_d s} \quad (2.19)$$

Sendo  $\tau_c$  o parâmetro de sintonia IMC e  $\tau_d$  o atraso do sistema em malha aberta. Este modelo tem como característica a ausência de sobressinal para mudanças de referência do tipo degrau, permanece estável mesmo com mudanças consideráveis no processo. Além

disso, também é pouco sensível a erro de estimação de atraso e pode resultar em malhas lentas ou rápidas de acordo com o parâmetros  $\tau_c$  escolhido.

## 2.4 Caracterização no Domínio de um IMC PI

O modelo de malha fechada a sintonia IMC PI, equação (2.19), apresenta a característica de poder ser definido por especificações de margem de ganho  $A_m$ , margem de fase  $\phi_m$  ou estimação do atraso do sistema  $\hat{\tau}_d$ . Além disso apresenta uma fórmula simples cálculo do índice temporal IAE. Essas características serão mostradas na seções seguintes.

### 2.4.1 Domínio do Tempo

O índice de avaliação de desempenho temporal IAE pode ser definido por fórmulas analíticas para um modelo de referência IMC PI. Para mudanças de sinal de referência tipo degrau, calcula-se o índice IAE ( $IAE_{comp}$ ) pela seguinte equação (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015):

$$IAE_{Comp} = \sum_{i=0}^{N-1} \left[ R_i(\tau_d + \tau_c) + (-1)^i R_i \tau_c e^{-\frac{(T_{Ni} - \tau_d)}{\tau_c}} \right] + \sum_{i=0}^{N-2} \left[ \sum_{j=i+1}^{N-1} 2\alpha_j R_i \tau_c e^{-\frac{(T_{Ni} - \tau_d)}{\tau_c}} \right] \quad (2.20)$$

sendo  $N$  o número de transições do sinal de referência,  $R_i$  é a amplitude da variação do sinal de referência entre duas transições,  $T_{ab}$  é o intervalo de tempo entre instantes  $a$  e  $b$ , e  $\alpha_j$  é um índice definido por:

$$\alpha_j = \begin{cases} 1 & \text{se } |i - j| \text{ for ímpar} \\ -1 & \text{se } |i - j| \text{ for par} \end{cases} \quad (2.21)$$

Para o caso particular de uma mudança de sinal de referência com degrau unitário, a equação (2.20) é simplificada para

$$IAE_{Comp} = (\tau_d + \tau_c) \quad (2.22)$$

a qual corresponde exatamente a equação demonstrada por (VERONESI; VISIOLI, 2010).

### 2.4.2 Domínio da Frequência

Em (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015), a partir das equações de margem de ganho, (2.7) e (2.8), e fase, (2.14) e (2.15), com o procedimento desenvolvido em (HO et al., 2001) e (ACIOLI JÚNIOR; BARROS, 2011), é possível obter equações que

relacionam as margens com o parâmetro de sintonia do IMC PI  $\tau_c$  e o atraso do sistema  $\tau_d$  como descrito no Lema a seguir.

**Lema 1** *Considerando*

$$\tau_c = \beta\tau_d, \quad (2.23)$$

nas relações analíticas entre  $\tau_c$ ,  $A_m$ ,  $\phi_m$  e  $\omega_g$  apresentadas em (BARROSO; ACIOLI JÚNIOR; BARROS, 2015), pode-se relacionar  $A_m$ ,  $\phi_m$  e  $\beta$  diretamente pelas equações seguintes.

$$\beta = 2\frac{A_m}{\pi} - 1 \quad (2.24)$$

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (2.25)$$

$$A_m = \frac{\pi}{\pi - 2\phi_m} \quad (2.26)$$

**Prova.**

A partir da utilização do procedimento apresentado por (HO et al., 2001), define-se as seguintes relações entre  $\tau_c$ ,  $A_m$ ,  $\phi_m$  e  $\omega_g$  em (ACIOLI JÚNIOR; BARROS, 2011)

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} - \omega_g\tau_d \quad (2.27)$$

$$\omega_g = \frac{1}{\tau_c + \tau_d} \quad (2.28)$$

$$A_m = \omega_c(\tau_c + \tau_d) \quad (2.29)$$

$$0 = \frac{\pi}{2} - \omega_c\tau_d \quad (2.30)$$

Ao resolver a equação (2.30), resulta na constante  $\alpha$ :

$$\alpha = \omega_c\tau_d = \frac{\pi}{2} = 1,5708 \quad (2.31)$$

Substituindo a equação (2.23) nas equações (2.27), (2.28) e (2.29):

$$\omega_g\tau_d = \frac{1}{(1 + \beta)} \quad (2.32)$$

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{(1 + \beta)} \quad (2.33)$$

$$A_m = \alpha(1 + \beta) \quad (2.34)$$

A partir das equações (2.33) e (2.34), pode-se relacionar  $\beta$ , margens de ganho e fase para a sintonia IMC PI por:

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (2.35)$$

$$A_m = \frac{\pi}{\pi - 2\phi_m} \quad (2.36)$$

$$\beta = 2 \frac{A_m}{\pi} - 1 \quad (2.37)$$

■

A partir da equação (2.25), é possível traçar uma curva  $\phi_m(A_m)$  que relaciona as margens de fase e ganho para uma sintonia exata IMC PI. Então, estimando as margens de uma dada malha fechada, o desempenho do controlador monitorado pode ser comparado com a curva de referência e classificado em bom ou ruim de acordo com a distância, como ilustrado na Figura 2.5. Portanto, pode ser utilizado também como uma ferramenta de avaliação de desempenho no domínio da frequência, usando como critério a referência de uma malha fechada IMC PI.

## 2.5 Experimento

Para que seja possível aplicar a técnica de avaliação descrita com os índices de avaliação desempenho escolhidos, necessita-se um experimento completo que seja capaz de estimar margem de fase e ganho da malha fechada pelos métodos discutidos anteriormente.

### 2.5.1 Definição

Em (BARROSO; ACIOLI JUNIOR; BARROS, 2015), é proposto um sinal de excitação que combina os experimentos do relé, margens e pulsos sequencialmente, resultando em boas estimativas de ganho e fase. O sinal é dividido em quatro partes, como ilustrado pela Figura 2.6, inicialmente um pulso é aplicado de  $t = 0$  até  $t = T_1$ , nesse instante de tempo, a saída  $y(t)$  atinge 63% da referência aplicada. Durante esse intervalo, é possível estimar o atraso do sistema em malha fechada. Após isso, entre  $T_1$  e  $T_2$ , o experimento de

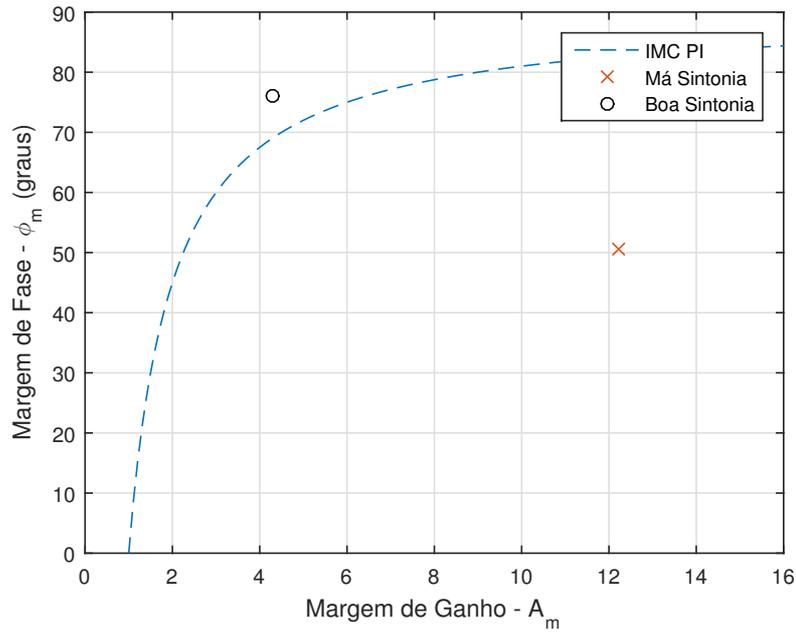


Figura 2.5: Exemplo de comparação do desempenho para controladores PID com a sintonia IMC PI

margem de fase é aplicado para um certo número de períodos. Em seguida, entre  $T_2$  e  $T_3$ , o experimento do relé é aplicado, também para um certo número de períodos suficiente para se obter o ciclo limite. Geralmente, a partir de 3 ou 4 oscilações, pode-se obter ciclos limites estáveis para os experimentos de margem de fase e relé. Por fim, após  $T_3$ , um pulso é aplicado para que a malha retorne ao ponto de operação original.

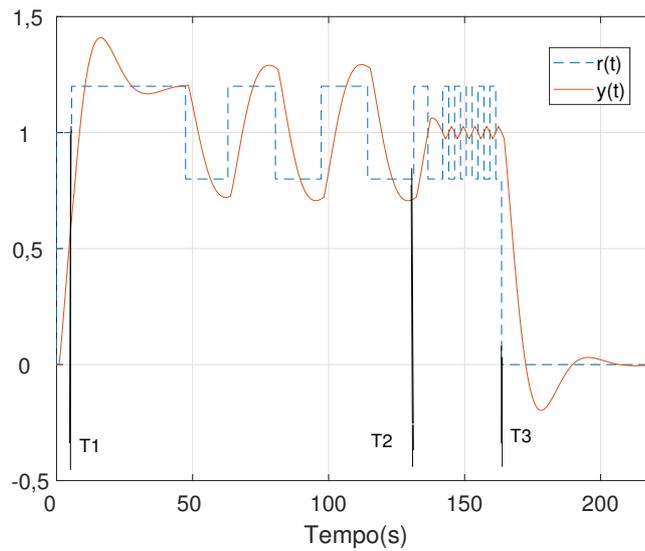


Figura 2.6: Exemplo do sinal de excitação proposto para avaliação do controlador

Baseado nos dados coletados, é possível calcular as frequências de oscilação  $\omega_g$  e  $\omega_c$ . Inicialmente, é necessário medir um período de um ciclo limite estável durante os intervalos

temporais  $[T_1; T_2]$  e  $[T_3; T_3]$  para obter as estimativas de  $\hat{\omega}_g$  e  $\hat{\omega}_c$  respectivamente. Então, cada resposta em frequência do ganho de malha  $L(\hat{\omega}_g)$  e  $L(\hat{\omega}_c)$  podem ser obtidas usando os dados da transformada discreta de Fourier escolhidos no ciclo limite estável. Logo, pode-se obter as margens de ganho  $\hat{A}_m$  e fase  $\hat{\phi}_m$ :

$$\hat{A}_m = \frac{1}{|L(\hat{\omega}_c)|} \quad (2.38)$$

$$\hat{\phi}_m = \pi + \angle L(\hat{\omega}_g) \quad (2.39)$$

Para aplicar esse experimento descrito, necessita-se que o operador defina algumas especificações. Inicialmente, a malha fechada deve conter um controlador que a estabilize e que esteja em um ponto de operação em regime permanente. A partir dessa condição, necessita-se definir uma amplitude do sinal degrau de referência a ser aplicado no sistema. Os experimentos que utilizam relés requerem uma definição de valores de amplitude e número de períodos de oscilação. Além disso, necessita-se também que o nível de ruído  $n_s$  presente no sistema seja medido. Isto é feito pelo cálculo da média dos valores de pico a pico do sinal de saída em regime permanente. A partir disso, pode-se calcular o valor de histerese  $h$  a ser aplicado pela seguinte fórmula:

$$h = 3 \times n_s \quad (2.40)$$

Um outro parâmetro a ser especificado é o tempo de amostragem, usado para estimar atraso, margens de ganho e fase.

## 2.5.2 Estimação do Atraso

O método da correlação cruzada é escolhido nesse trabalho para estimação do atraso. De acordo com (JELALI, 2006), esta técnica obtém estimativas confiáveis. Este método é feito pela análise dos sinais de saída  $y(t)$  e referência  $r(t)$  no intervalo de tempo  $[0; T_1]$ . Então, o atraso do processo  $\hat{\tau}_d$  é estimado pela seguinte equação:

$$\hat{\tau}_d = \max_{\tau_d} E \{y(k)r(k - \tau_d)\} \approx \max_{\tau_d} \sum_k y(k)r(k - \tau_d) \quad (2.41)$$

## 2.5.3 Análise Espectral

A fórmula analítica da resposta em frequência do sinal de excitação escolhido pode ser obtida aplicando a transformada contínua de Fourier em cada um dos intervalos. Inicialmente, o sinal  $r(t)$  pode ser escrito como a soma de outros três sinais  $r_1(t)$ ,  $r_2(t)$  e  $r_3(t)$ :

$$r(t) = r_1(t) + r_2(t) + r_3(t) \quad (2.42)$$

Aplicando a transformada contínua de Fourier:

$$R(j\omega) = R_1(j\omega) + R_2(j\omega) + R_3(j\omega) \quad (2.43)$$

onde  $R_1(j\omega)$  é o sinal degrau,  $R_2(j\omega)$  o experimento de margem de fase e  $R_3(j\omega)$  o experimento de margem de ganho.

Usando relações diretas da transformada contínua de Fourier retiradas de (ISERMANN; MÜNCHHOF, 2010), sabe-se que para o degrau com duração limitada se utiliza a fórmula do pulso retangular com amplitude  $R_0$ . Logo, obtém-se  $R_1(j\omega)$  por:

$$R_1(j\omega) = R_0 T_1 \left( \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2}\right)}{\frac{\omega T_1}{2}} \right) e^{-j\omega \frac{T_1}{2}} \quad (2.44)$$

Para o experimento de margem de fase, o sinal pode ser interpretado como uma soma de  $N_p$  ondas quadradas.

$$R_2(j\omega) = R_{21}(j\omega) + R_{22}(j\omega) + \dots + R_{2N_p}(j\omega) \quad (2.45)$$

Considerando que todas as ondas quadradas tem o mesmo período  $T_p$ , a representação no domínio da frequência pode ser interpretada como a soma de  $N_p$  sinais  $R_{21}(j\omega)$  atrasados por  $T_1 + T_p$ :

$$R_2(j\omega) = R_{21}(j\omega)e^{-jT_1\omega} + R_{21}(j\omega)e^{-j(T_1+T_p)\omega} + \dots + R_{21}(j\omega)e^{-j(T_1+(N_p-1)T_p)\omega} \quad (2.46)$$

Colocando em evidência o termo  $R_{21}(j\omega)e^{-jT_1\omega}$ , pode-se organizar a equação (2.46) com um somatório:

$$R_2(j\omega) = R_{21}(j\omega)e^{-jT_1\omega} [1 + e^{-jT_p\omega} + \dots + e^{-j(N_p-1)T_p\omega}] \quad (2.47)$$

$$R_2(j\omega) = R_{21}(j\omega)e^{-jT_1\omega} \left[ \sum_{k=0}^{N_p-1} e^{-jkT_p\omega} \right] \quad (2.48)$$

Resolvendo o somatório por uma progressão geométrica, tem-se a expressão de  $R_2(j\omega)$  em função de  $R_{21}(j\omega)$ :

$$R_2(j\omega) = R_{21}(j\omega)e^{-jT_1\omega} \left[ \frac{e^{-j(N_p-1)T_p\omega} - 1}{e^{-jT_p\omega} - 1} \right] \quad (2.49)$$

A expressão de  $R_{21}(j\omega)$  é desenvolvida assumindo que este sinal é um pulso retangular simétrico com amplitude  $A$  somado a um degrau de amplitude  $R_0$ . Logo, tem-se a expressão:

$$R_{21}(j\omega) = \left( R_0 + AT_p \left( \frac{\sin^2 \frac{\omega T_p}{4}}{\frac{\omega T_p}{4}} \right) e^{-j\frac{\omega T_p - \pi}{2}} \right) \quad (2.50)$$

Portanto a expressão geral para  $R_2(j\omega)$  é:

$$R_2(j\omega) = \left( R_0 + AT_p \left( \frac{\sin^2 \frac{\omega T_p}{4}}{\frac{\omega T_p}{4}} \right) e^{-j\frac{\omega T_p - \pi}{2}} \right) \left[ \frac{e^{-j(N_p-1)T_p\omega} - 1}{e^{-jT_p\omega} - 1} \right] e^{-jT_1\omega} \quad (2.51)$$

Analogamente, a expressão de  $R_3(j\omega)$  pode ser deduzida considerando a duração dos períodos  $T_c$  e o número de períodos  $N_c$ :

$$R_3(j\omega) = \left( R_0 + AT_c \left( \frac{\sin^2 \frac{\omega T_c}{4}}{\frac{\omega T_c}{4}} \right) e^{-j\frac{\omega T_c - \pi}{2}} \right) \left[ \frac{e^{-j(N_c-1)T_c\omega} - 1}{e^{-jT_c\omega} - 1} \right] e^{-j(T_1+N_pT_p)\omega} \quad (2.52)$$

Portanto a expressão geral para o sinal de excitação utilizado no experimento de malha fechada é:

$$\begin{aligned} R(j\omega) = & R_0T_1 \left( \frac{\sin \left( \frac{\omega T_1}{2} \right)}{\frac{\omega T_1}{2}} \right) e^{-j\omega \frac{T_1}{2}} \\ & + \left( R_0 + AT_p \left( \frac{\sin^2 \frac{\omega T_p}{4}}{\frac{\omega T_p}{4}} \right) e^{-j\frac{\omega T_p - \pi}{2}} \right) \left[ \frac{e^{-j(N_p-1)T_p\omega} - 1}{e^{-jT_p\omega} - 1} \right] e^{-jT_1\omega} \\ & + \left( R_0 + AT_c \left( \frac{\sin^2 \frac{\omega T_c}{4}}{\frac{\omega T_c}{4}} \right) e^{-j\frac{\omega T_c - \pi}{2}} \right) \left[ \frac{e^{-j(N_c-1)T_c\omega} - 1}{e^{-jT_c\omega} - 1} \right] e^{-j(T_1+N_pT_p)\omega} \end{aligned} \quad (2.53)$$

De modo a validar a fórmula da equação (2.53), um exemplo com resultados de simulação é analisado a seguir.

### Exemplo

Considera-se o sinal usado como exemplo ilustrado pela Figura 2.6 com os parâmetros necessários para aplicação da fórmula da equação (2.53) listados na Tabela 2.1. O espectro resultante está ilustrado pela Figura 2.7. Nesta, percebe-se que existem picos presentes em torno dos valores das frequência de corte  $\omega_c$  e cruzamento  $\omega_g$ . Os picos não estão exatamente nos respectivos por causa da frequência de amostragem escolhida e influência

Tabela 2.1: Parâmetros de simulação do exemplo

$R_0$	1
$A$	0,2
$T_p$	34,01 segundos
$T_c$	4,3 segundos
$T_1$	5,54 segundos
$N_c$	5
$N_p$	3
$\omega_g$	0,1847 rad/s
$\omega_c$	1,4612 rad/s

dos transitórios que são desconsiderados na fórmula. Portanto, considera-se a fórmula válida.

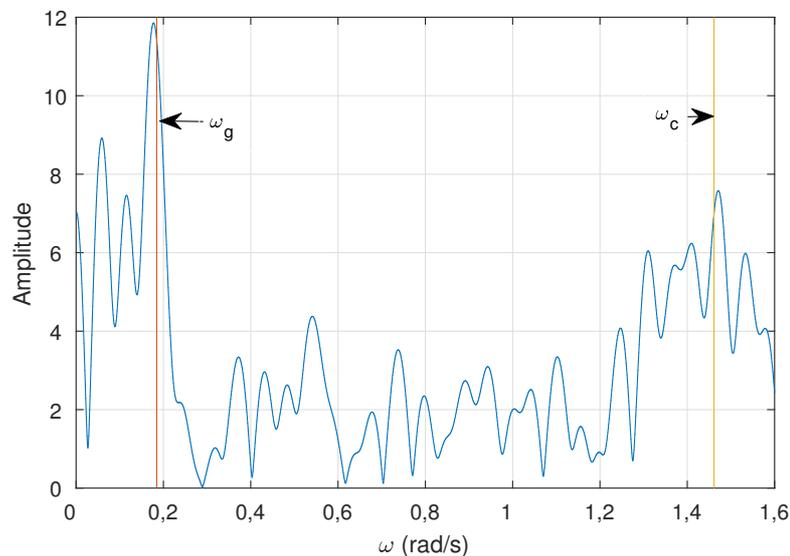


Figura 2.7: Exemplo do espectro frequencial para o sinal de referência

## 2.6 Conclusão

Nesse capítulo foram apresentados os conceitos dos índices para avaliação de desempenho de sistema de controle a serem utilizados no trabalho de dissertação. O coeficiente temporal IAE relaciona as características correspondentes a oscilação do sinal de saída, porém este deve ser utilizado em conjunto com outros índices de avaliação. No domínio da frequência, foram escolhidos a margem de ganho e fase para avaliação do grau de robustez e estabilidade do sistema de controle, assim como os experimentos apropriados para de estimar esses. Além disso, discute-se a escolha do modelo de referência apropriado a ser utilizado nesse trabalho. Opta-se pelo modelo em malha fechada da sintonia IMC PI,

demonstra-se como se obter os índices de desempenho escolhidos para esse modelo. Por fim, um sinal de referência é projetado e analisado na sua forma espectral para que seja possível realizar um experimento completo em malha fechada capaz de estimar os índices de desempenho escolhidos.

# Capítulo 3

## Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais

Nesse capítulo é descrita uma técnica de sintonia em malha fechada para controladores PID orientada somente por dados temporais. Inicialmente, as considerações gerais do problema a ser resolvido são estabelecidas e, em seguida, um método de ajuste de ganhos para controladores PID pro moldagem temporal é explicado. Este se baseia em um problema de otimização convexa que ao ser resolvido é capaz de calcular os incrementos ótimos nos ganhos iniciais do controlador de modo que esse tenha a resposta desejada. Resultados de simulações são discutidos de modo a validar a técnica explicada.

### 3.1 Considerações Gerais

Nas técnicas de sintonia de controladores PID orientadas por dados a serem apresentadas na subsequente e nos próximos capítulos, assume-se que o novo controlador sintonizado ou resintonizado,  $\bar{C}(s)$ , é descrito por:

$$\bar{C}(s) = (K_p + K_p^\Delta) + \frac{K_i + K_i^\Delta}{s} + (K_d + K_d^\Delta) \left( \frac{s}{T_f s + 1} \right) \quad (3.1)$$

ou

$$\bar{C}(s) = \left( 1 + \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \left( \frac{s}{T_f s + 1} \right) K_d^\Delta}{C(s)} \right) C(s) = (1 + \Delta(s))C(s) \quad (3.2)$$

onde  $K_p^\Delta$ ,  $K_i^\Delta$  e  $K_d^\Delta$  são os incrementos nos ganhos Proporcional, Integrativo e Derivativo respectivamente e  $T_f$  é a constante de tempo do filtro passa baixa adicionado para evitar problemas operacionais com a ação derivativa (VISIOLI, 2006). Além disso, define-se  $\Delta(s)$  como:

$$\Delta(s) = \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \frac{K_d^\Delta s}{T_f s + 1}}{K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1}} = \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \frac{K_d^\Delta s}{T_f s + 1}}{C(s)}. \quad (3.3)$$

Desse modo, pode-se relacionar o novo controlador sintonizado  $\overline{C}(s)$  em função do controlador sintonizado inicialmente  $C(s)$  e seus respectivos ganhos.

A função de transferência de malha fechada inicial  $T(s)$  do sinal de referência  $R(s)$  para a saída  $Y(s)$  é dado pela equação:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (3.4)$$

Para o projeto do controlador, costuma-se definir um modelo em malha fechada de referência  $T_r(s)$  que vai descrever a resposta temporal e frequencial desejada de acordo com as especificação de projeto definidas (JENG; FU, 2015) (YANG; XU; CHIU, 2010). A relação de  $T_r(s)$  com o sinal de referência  $R(s)$  e a saída  $Y(s)$  é definida por:

$$Y(s) = T_r(s)R(s) \quad (3.5)$$

Objetiva-se com a resintonia obter um novo controlador  $\overline{C}(s)$  que este seja capaz de gerar uma nova malha fechada  $\overline{T}(s)$  o mais próximo possível de  $T_r(s)$  de acordo com as limitações da estrutura do controlador.

## 3.2 Moldagem Temporal

No trabalho desenvolvido por (GAO et al., 2017), os incrementos ótimos nos ganhos do controlador PID são calculados por uma moldagem de dados temporais diretamente da resposta ao degrau em malha fechada como descrito no Lema a seguir.

**Lema 2** *Usando dados temporais coletados de um experimento de resposta ao degrau ou gerados em rotinas operacionais em malha fechada, pode-se obter o vetor de incrementos ótimo  $\theta_0 = [K_p^\Delta \quad K_i^\Delta \quad K_d^\Delta]^T$  que resolve o seguinte problema de otimização:*

$$\min_{\theta_0} J_1 = \|\Omega - \Phi\theta_0\|_2^2 \quad (3.6)$$

onde:

$$\Omega = \begin{bmatrix} H_r(T_s) - H_T(T_s) \\ H_r(2T_s) - H_T(2T_s) \\ \vdots \\ H_r(N \times T_s) - H_T(N \times T_s) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} H_{\Delta}^1(T_s) & H_{\Delta}^2(T_s) & H_{\Delta}^3(T_s) \\ H_{\Delta}^1(2T_s) & H_{\Delta}^2(2T_s) & H_{\Delta}^3(2T_s) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{\Delta}^1(N \times T_s) & H_{\Delta}^2(N \times T_s) & H_{\Delta}^3(N \times T_s) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Para  $H_r(k \times T_s)$  e  $H_T(k \times T_s)$  as respectivas amostras resultantes do experimento no instante  $k \times T_s$  de  $T_r(s)$  e  $T(s)$ , com  $T_s$  sendo o tempo de amostragem especificado. Além disso,  $H_{\Delta}^i(k \times T_s)$ , com  $i = 1, 2, 3$  são calculados simulando o produto das funções de transferências conhecidas  $S_r(s)\Delta_i(s)$  e com o vetor de dados  $H_T(k \times T_s)$  sendo a entrada.

O problema de otimização é resolvido pelos mínimos quadrados:

$$\theta_0 = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \Omega \quad (3.9)$$

### Prova.

A função de sensibilidade  $S(s)$  tem a relação com a função de transferência em malha fechada  $T(s)$  dada por (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006):

$$S(s) = 1 - T(s) = \frac{1}{1 + G(s)C(s)} \quad (3.10)$$

O desenvolvimento usa a relação de divergência entre  $T(s)$  e  $\bar{T}(s)$  pela divisão das respectivas funções de sensibilidade  $S(s)$  e  $\bar{S}(s)$ :

$$\frac{1 - T(s)}{1 - \bar{T}(s)} = \frac{S(s)}{\bar{S}(s)} = \frac{1 + G(s)C(s) + G(s)C(s)\Delta(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (3.11)$$

Simplificando a equação (3.11):

$$\frac{S(s)}{\bar{S}(s)} = 1 + T(s)\Delta(s) \quad (3.12)$$

Multiplicando a equação (3.12) pela função de sensibilidade do modelo de referência  $S_r(s)$ , tem-se:

$$\frac{S(s)}{\bar{S}(s)} S_r(s) = S_r(s) + T(s)S_r(s)\Delta(s) \quad (3.13)$$

Para uma resintonia ótima, há uma garantia  $\bar{S}(s)$  seja exatamente igual  $S_r(s)$ . Logo a equação (3.13) pode ser simplificada para:

$$S(s) = S_r(s) + T(s)S_r(s)\Delta(s) \quad (3.14)$$

A partir da formulação de  $\Delta(s)$  na equação (3.3), pode-se reescrever a equação (3.14) da seguinte forma:

$$S(s) = S_r(s) + S_r(s)T(s)[K_p^\Delta \Delta_1(s) + K_i^\Delta \Delta_2(s) + K_d^\Delta \Delta_3(s)] \quad (3.15)$$

Sendo:

$$\Delta_1(s) = \frac{1}{K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{s}{T_f s + 1}} \quad (3.16)$$

$$\Delta_2(s) = \frac{1/s}{K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{s}{T_f s + 1}} \quad (3.17)$$

$$\Delta_3(s) = \frac{\frac{s}{T_f s + 1}}{K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{s}{T_f s + 1}} \quad (3.18)$$

Passando todos os termos da equação (3.15) para o lado esquerdo:

$$S(s) - S_r(s) - S_r(s)T(s)[K_p^\Delta \Delta_1(s) + K_i^\Delta \Delta_2(s) + K_d^\Delta \Delta_3(s)] = 0 \quad (3.19)$$

Definindo o vetor de solução  $\theta_0 = [K_p^\Delta \quad K_i^\Delta \quad K_d^\Delta]^T$ , pode-se reescrever a equação (3.19) da seguinte forma:

$$S(s) - S_r(s) - S_r(s)T(s) \begin{bmatrix} \Delta_1(s) & \Delta_2(s) & \Delta_3(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p^\Delta \\ K_i^\Delta \\ K_d^\Delta \end{bmatrix} = 0 \quad (3.20)$$

Utilizando a definição de função de sensibilidade dada pela equação (3.10):

$$1 - T(s) - (1 - T_r(s)) - S_r(s)T(s) \begin{bmatrix} \Delta_1(s) & \Delta_2(s) & \Delta_3(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p^\Delta \\ K_i^\Delta \\ K_d^\Delta \end{bmatrix} = 0 \quad (3.21)$$

Simplificando a equação (3.21):

$$T_r(s) - T(s) - S_r(s)T(s) \begin{bmatrix} \Delta_1(s) & \Delta_2(s) & \Delta_3(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p^\Delta \\ K_i^\Delta \\ K_d^\Delta \end{bmatrix} = 0 \quad (3.22)$$

Coletando-se várias amostras temporais  $[T_s \quad \dots \quad N \times T_s]$  de resposta ao degrau de  $T(s)$  e  $T_r(s)$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} H_r(T_s) - H_T(T_s) \\ \vdots \\ H_r(N \times T_s) - H_T(N \times T_s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_{\Delta}^1(T_s) & H_{\Delta}^2(T_s) & H_{\Delta}^3(T_s) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{\Delta}^1(N \times T_s) & H_{\Delta}^2(N \times T_s) & H_{\Delta}^3(N \times T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p^{\Delta} \\ K_i^{\Delta} \\ K_d^{\Delta} \end{bmatrix} = 0 \quad (3.23)$$

Portanto,

$$\Omega - \Phi\theta_0 = 0 \quad (3.24)$$

Como as matrizes  $\Omega$  e  $\Phi$  são constantes, o problema de otimização fica convexo e pode ser resolvido pela estimação do mínimos quadrados segundo a equação (3.9).

■

Para uma sintonia em malha fechada de um controlador PI, o problema de otimização é modificado, a última coluna da matriz e  $\Phi$  são retiradas, resultando na seguinte matriz:

$$\Phi = \begin{bmatrix} H_{\Delta}^1(T_s) & H_{\Delta}^2(T_s) \\ H_{\Delta}^1(2T_s) & H_{\Delta}^2(2T_s) \\ \vdots & \vdots \\ H_{\Delta}^1(N \times T_s) & H_{\Delta}^2(N \times T_s) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

O problema de otimização descrito no Lema 2 pode ser ampliado para uma versão iterativa, visando resultados mais precisos.

### 3.3 Moldagem Temporal Iterativo

Técnicas de sintonia iterativas de controladores PID em malha fechada são muito atrativas para aplicações industriais. Isso se deve ao fato que estas não necessitam ou causam interrupções na produção. A iteratividade garante a segurança no processo, visto que os procedimentos operam em condições conhecidas. Além disso, possibilita a análise de sistemas instáveis em malha aberta e a realização de experimentos em condições de restrições operacionais.

Esses procedimentos se baseiam em otimizações realizadas para ajustar os ganhos do controlador PID a partir de modelos estimados ou diretamente dos dados coletados. A cada iteração, calcula-se novos valores de modo a melhorar o desempenho da malha fechada até que um critério de convergência seja alcançado (LIU; GAO, 2011). As principais técnicas de controle iterativo podem ser encontrada em (ALBERTOS; PIQUERAS, 2012).

Assim como as técnicas não iterativas, necessita-se que a malha fechada contenha um controlador PID com ganhos previamente conhecidos. Além disso, a malha fechada deve

ser estável para a realização dos experimentos. Logo, os procedimentos iterativos tem condições de ser realizados.

De modo a garantir resultados mais precisos, o Lema 2 pode ser aplicado de uma maneira iterativa pelo algoritmo a seguir:

**Algoritmo 3** *Sintonia iterativa de controladores PID orientada por dados temporais*

1. *Inicialização: A partir de um controlador estável com ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ . Define-se o modelo de referência  $T_r(s)$  e o limite de convergência  $\epsilon$ .*
2. *Experimento: Coletam-se os dados experimentais necessários para o problema de otimização.*
3. *Ressintonia: Utiliza-se a técnica de sintonia iterativa discutida na seção 3.2.*
4. *Avaliação: Caso os incrementos ótimos  $K_p^\Delta$ ,  $K_i^\Delta$  e  $K_d^\Delta$  forem maiores que a tolerância especificada  $\epsilon$ , necessita-se aplicar novamente os passos 2 e 3. Caso contrário, o procedimento de ressintonia iterativa está finalizado.*

## 3.4 Resultado de Simulações

De modo a validar os conceitos de avaliação de sistemas de controle e ressintonia de controladores PI/PID descritos, simulações foram realizadas com diferentes tipos de processos lineares. Como as técnicas de ressintonia necessitam de um controlador PI/PID inicial que estabilize o sistema, foram utilizadas quatro técnicas clássicas de sintonia aplicadas em modelos reduzidos dos sistemas de ordem superior: IAE Rovira, ITAE Rovira (ROVIRA; MURRILL; SMITH, 1970), IMC rápido ( $\tau_c = 1, 5\tau_d$ ) e IMC lento ( $\tau_c = 5\tau_d$ ).

De acordo com as equações de projeto para IMC PI (2.24 e 2.25), a função de transferência em malha fechada de referência  $T_r(s)$  varia de acordo com a estimação do atraso realizada. Para simplificar o procedimento, nesse trabalho se optou por utilizar estimação do atraso  $\hat{\tau}_d$  de uma sintonia arbitrária.

Em todas as simulações, definiu-se que a margem de ganho de referência seria  $A_{ref}$  igual a 3 e a margem de fase de referência seria de  $60^\circ$ , conseqüentemente pela equação (2.25). Além disso, para o caso iterativo, definiu-se a tolerância como sendo  $\epsilon$  igual a 0,01. A constante de tempo do filtro  $T_f$  é definido como 0,01 para todos os casos. Em todos os sinais de saídas das simulações foram adicionados um ruído gaussiano com variância de 0,001. Como o sinal de excitação a ser utilizado tem duração variável de acordo com a sintonia do PID aplicada, o índice de desempenho temporal IAE é calculado usando a resposta ao degrau unitário dado pela equação (2.22).

Tabela 3.1: Parâmetros de sintonia inicial PI -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	0,4593	0,3439	0,7059	0,2118
$K_i$	0,0712	0,0887	0,1307	0,0392

Tabela 3.2: Especificações para experimentos em  $G_1(s)$ 

Especificação	Valor
Amplitude degrau	1
Amplitude relé	0,1
Nº de períodos para margem de fase	5
Nº de períodos para margem de ganho	4
Tempo de amostragem	0,1 s

O sinal de excitação foi feito por um diagrama de blocos em *Simulink*<sup>®</sup> de modo gerar dados experimentais. A partir das respostas geradas, cálculos dos índices de desempenho e novos ganhos são obtidos por rotinas em *Matlab*<sup>®</sup>. Optou-se por essas ferramentas de simulação devido as facilidades operacionais disponíveis nestas.

### 3.4.1 Processo 1

O primeiro processo a ser analisado é dado pela seguinte equação

$$G_1(s) = \frac{-1,5s + 1}{(2s + 1)(s + 1)^3} e^{-1,5s}. \quad (3.26)$$

O modelo reduzido utilizado para a sintonia dos controladores PI iniciais é

$$G_{1red}(s) = \frac{1}{2,85s + 1} e^{-5,1s}. \quad (3.27)$$

Os parâmetros dos controladores PI estão listados na Tabela 3.1. O sinal de referência proposto é aplicado com as especificações listadas na Tabela 3.2. As margens de ganho e fase são estimadas ao aplicar o sinal de excitação proposto em cada sistema. As respectivas estimativas juntamente com as frequências críticas e de cruzamento estão listadas na Tabela 3.3 e as respostas temporais das saídas estão ilustradas na Figura 3.1.

Baseado nas margens estimadas listadas na Tabela 3.3, pode-se analisar o gráfico de

Tabela 3.3: Estimativas de margens de ganho e fase -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\widehat{A}_m$	2,5921	2,9457	1,7150	5,1277
$\widehat{\phi}_m$ (°)	90,6662	81,3893	83,7509	88,7808
$\widehat{\omega}_c$ (rad/s)	0,5063	0,4388	0,5180	0,3599
$\widehat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0586	0,0696	0,1052	0,0319

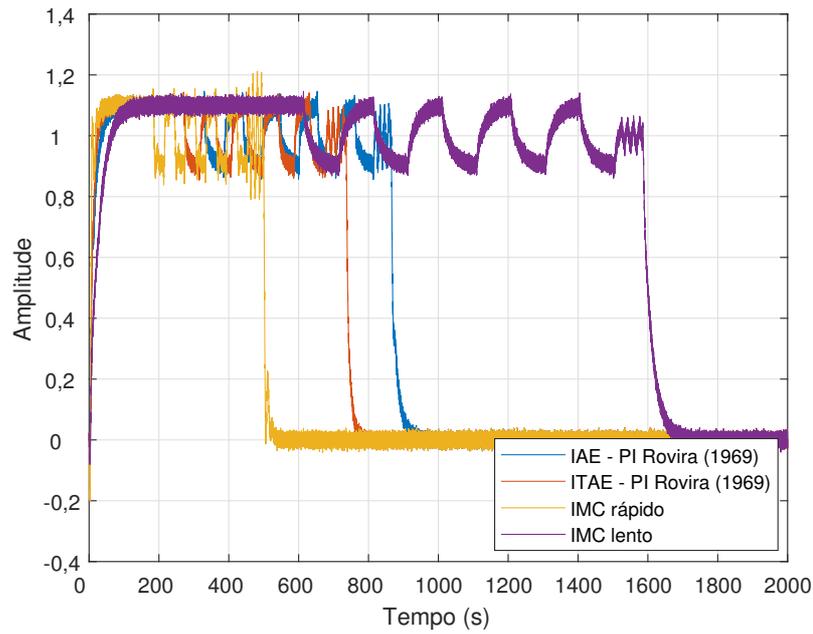


Figura 3.1: Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta -  $G_1(s)$

caracterização do desempenho do domínio da frequência do IMC PI, como ilustrado na Figura 3.2. Nota-se que os pontos de margem de ganho e fase estão espalhados pelo plano e nenhum deles coincide com os valores de referência escolhidos na curva IMC PI.

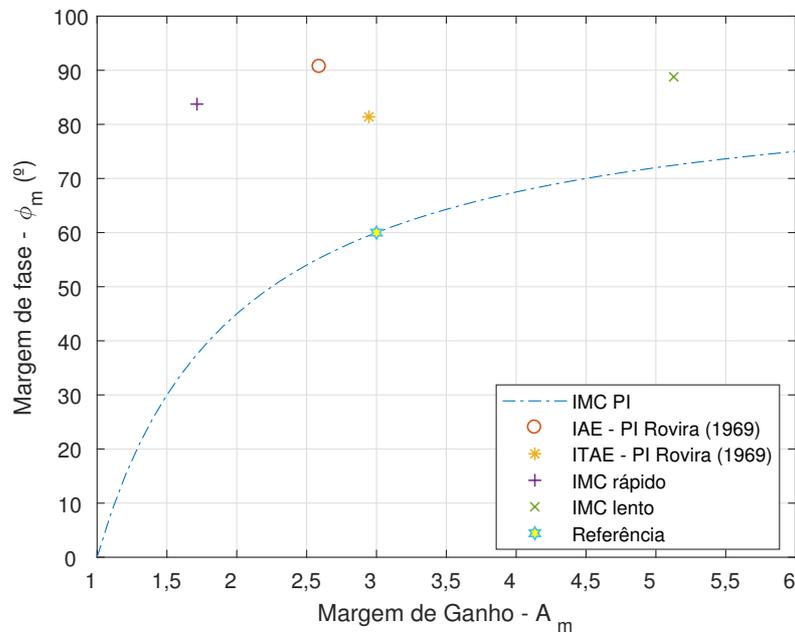


Figura 3.2: Gráfico das margens iniciais -  $G_1(s)$

O desempenho temporal é analisado pela comparação dos índices IAE calculados experimentalmente com o IAE do modelo de referência pela equação (2.22). Usando o

Tabela 3.4: IAE experimentais iniciais -  $G_1(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	14,0443	11,2849	7,8125	25,5050

Tabela 3.5: Parâmetros de sintonia final PI -  $G_1(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	0,2647	0,2553	0,2582	0,2455
$K_i$	0,1064	0,1064	0,1088	0,1050

atraso estimado para a sintonia IAE Rovira de 4,94 segundos, as equações (2.24) e (2.25), obtém-se o modelo de referência:

$$T_{r1}(s) = \frac{1}{4,495s + 1} e^{-4,94s}. \quad (3.28)$$

O índice IAE para  $T_{r1}(s)$  calculado pela equação (2.22) é de 9,435. Os resultados experimentais para cada sintonia estão listados na Tabela 3.4. As respectivas saídas temporais para a resposta ao degrau estão ilustradas na Figura 3.3. Assim como no domínio da frequência, os índices temporais não são próximos ao valor de referência e as respostas no tempo também apresentam comportamento diferente do modelo escolhido.

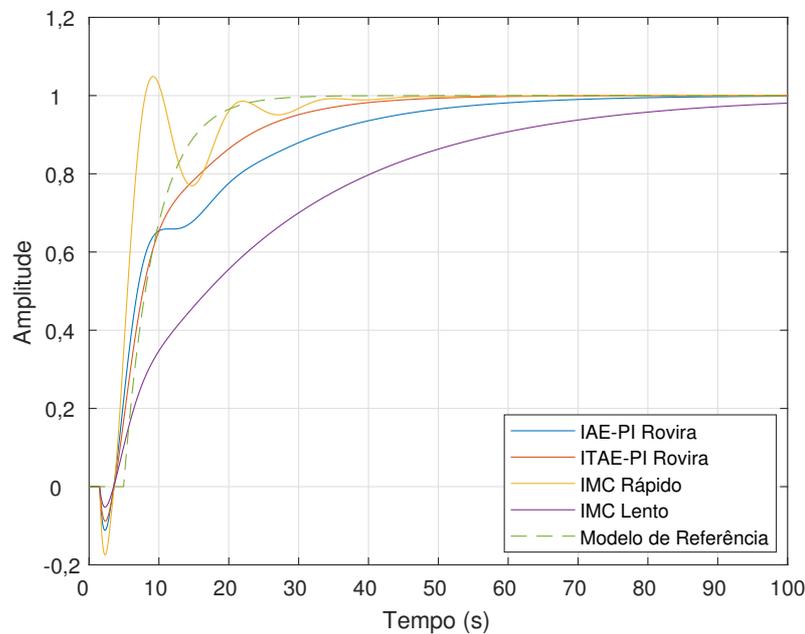


Figura 3.3: Respostas ao degrau inicial -  $G_1(s)$

Usando o modelo de referência definido na técnica de resintonia discutida, obtém-se os novos ganhos listados na Tabela 3.5. Percebe-se que independente da sintonia inicial, os ganhos convergem para valores parecidos.

Ao se aplicar o sinal de excitação proposto para cada novo controlador, as novas

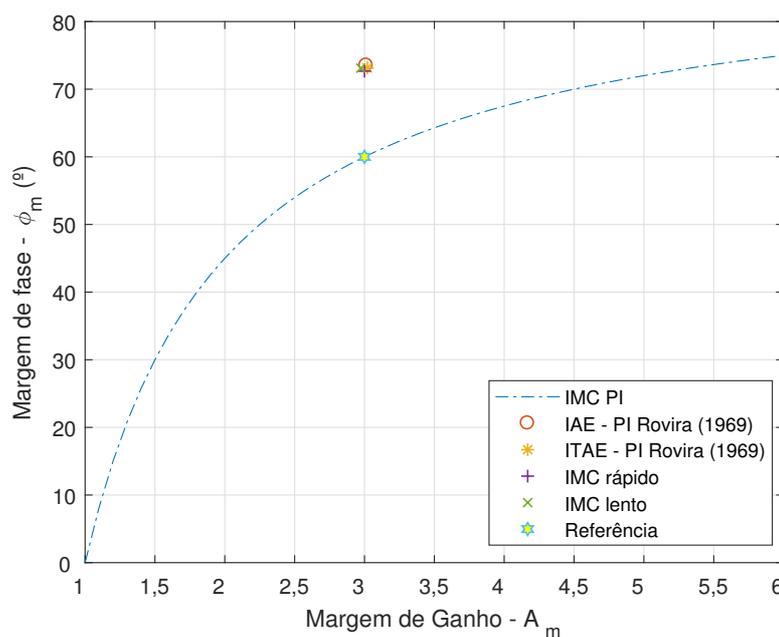
Tabela 3.6: Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\widehat{A}_m$	3,0130	3,0202	3,0002	2,9740
$\widehat{\phi}_m$ (°)	73,5146	73,1453	72,6657	73,1150
$\widehat{\omega}_c$ (rad/s)	0,3900	0,3707	0,3683	0,3512
$\widehat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0821	0,0820	0,0839	0,0803

 Tabela 3.7: IAE experimentais finais -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	9,4010	9,4064	9,1922	9,5259

margens de ganho, fase, frequências críticas e cruzamento são estimadas e listadas na Tabela 3.6. Baseado nesses valores, o gráfico do desempenho frequencial é traçado e ilustrado pela Figura 3.4. Percebe-se que nesse há uma convergência nos valores das novas margens e que estas estão mais próximas dos valores de referência escolhidos.


 Figura 3.4: Gráfico das margens finais -  $G_1(s)$ 

Aplicando o degrau unitário em cada nova malha fechada como ilustrado na Figura 3.5, pode-se calcular os novos índices IAE experimentais, como listados na Tabela 3.7. Assim como no domínio da frequência esses índices também convergiram para valores mais próximos ao da referência. Obteve-se também uma resposta temporal mais suave em todos os casos.

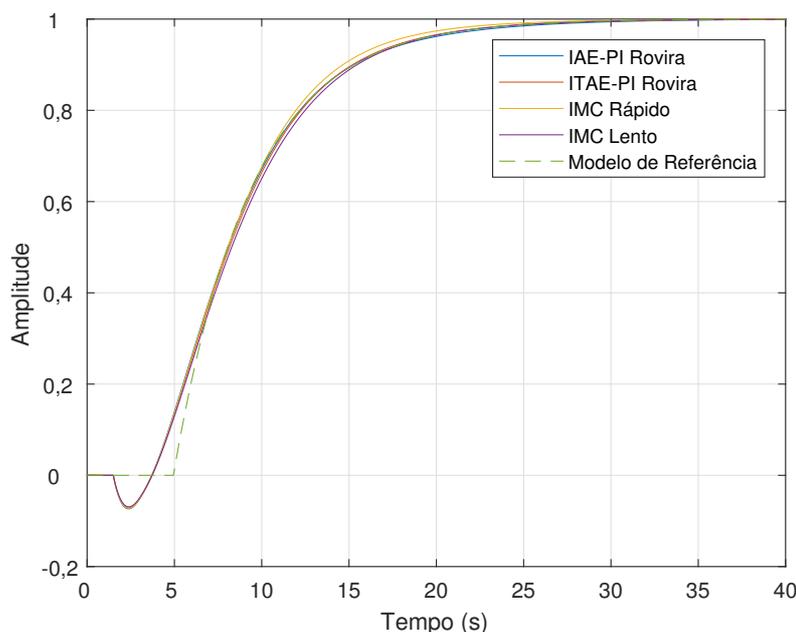

 Figura 3.5: Respostas ao degrau para sintonia final -  $G_1(s)$ 

 Tabela 3.8: Parâmetros de sintonia inicial PID -  $G_2(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	2,1164	1,8549	0,7785	0,2335
$K_i$	0,1380	0,1300	0,0686	0,0206
$K_d$	0,3700	0,2829	1,0191	0,3057

### 3.4.2 Processo 2

O segundo processo a ser analisado é

$$G_2(s) = \frac{1}{(s^2 + 10s + 1)(s + 1)^2} e^{-3s}. \quad (3.29)$$

Os controladores PID iniciais são sintonizados de acordo com o seguinte modelo reduzido

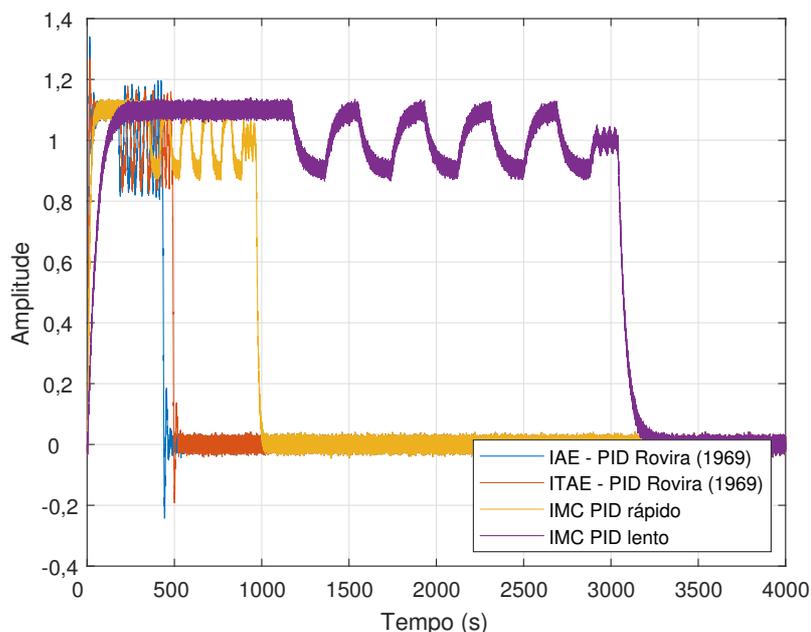
$$G_{2red}(s) = \frac{1}{(9,84s + 1)(1,51s + 1)^2} e^{-3,59s}. \quad (3.30)$$

Os parâmetros dos controladores PID estão listados na Tabela 3.8. O sinal de referência proposto é aplicado com as mesmas especificações do processo 1, listadas na Tabela 3.2. As respectivas estimativas de margem de ganho, fase, frequências críticas e cruzamento estão listadas na Tabela 3.9 e as respostas temporais das saídas estão ilustradas na Figura 3.6.

A partir das estimações de margens realizadas listadas na Tabela 3.9, traçou-se o gráfico de caracterização do desempenho do domínio da frequência do IMC PI, como

Tabela 3.9: Estimativas de margens de ganho e fase -  $G_2(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\widehat{A}_m$	1,7903	1,9860	5,1060	9,3031
$\widehat{\phi}_m$ (°)	52,7175	61,3295	77,2026	86,4345
$\widehat{\omega}_c$ (rad/s)	0,3283	0,3227	0,3034	0,1949
$\widehat{\omega}_g$ (rad/s)	0,1651	0,1322	0,0533	0,0166

Figura 3.6: Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta -  $G_2(s)$ 

ilustrado na Figura 3.7. Assim como no processo 1, os pontos de margem de ganho e fase não coincidem com os valores de referência escolhidos.

Utilizando a estimação do atraso temporal de 3,83 segundos dos dados experimentais da sintonia IAE PID Rovira, obteve-se o seguinte modelo de referência

$$T_{r2}(s) = \frac{1}{3,485s + 1} e^{-3,83s}. \quad (3.31)$$

Os resultados experimentais para cada sintonia do índice IAE estão listados na Tabela 3.10. As respectivas saídas temporais para a resposta ao degrau estão ilustradas na Figura 3.8. Ao comparar com o valor IAE calculado para o modelo de referência  $T_{r2}(s)$  (7,3150), percebe-se que assim como no domínio da frequência, os índices temporais não são próximos ao valor de referência e as respostas no tempo também apresentam comportamento diferente do modelo escolhido.

Ao aplicar a técnica de sintonia PID por dados temporais usando o modelo de referência  $T_{r2}(s)$ , resulta nos parâmetros listados na Tabela 3.11.

O desempenho frequencial dos novos controladores é analisado pelas novas margens de

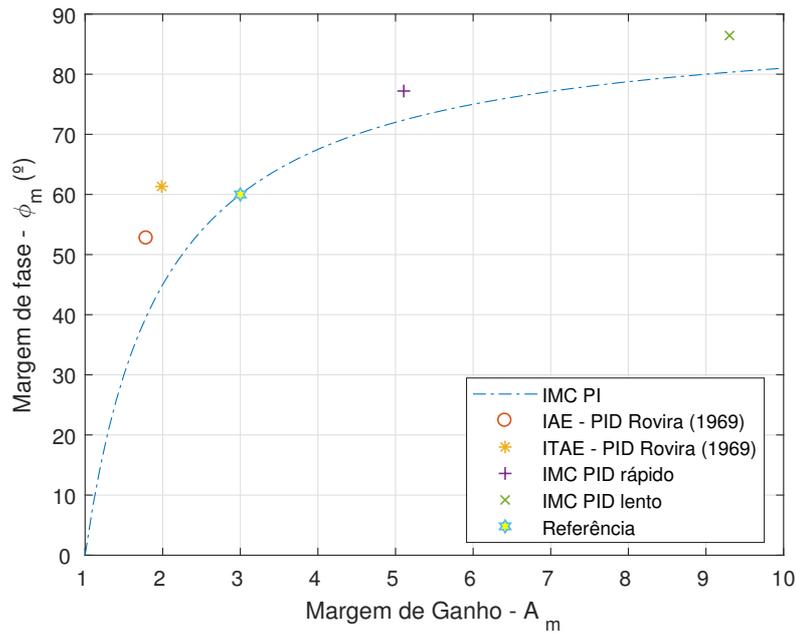


Figura 3.7: Gráfico das margens iniciais -  $G_2(s)$

Tabela 3.10: IAE experimentais iniciais -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	11,7668	10,8378	14,5850	48,6050

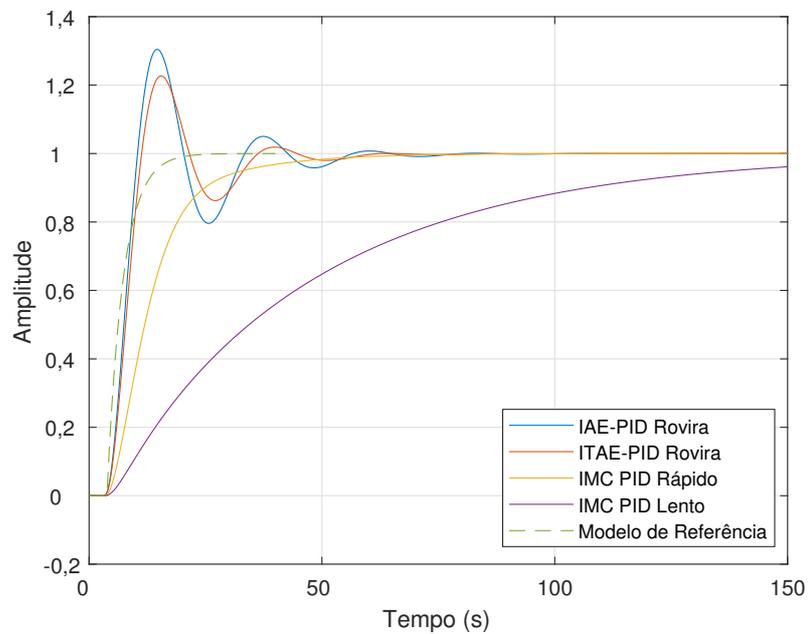


Figura 3.8: Respostas ao degrau inicial -  $G_2(s)$

ganho, fase, frequências críticas e cruzamento estimadas. Estas estão listadas na Tabela 3.12 e traçadas com a curva de caracterização do domínio IMC PI, ilustrada na Figura

Tabela 3.11: Parâmetros de sintonia final PID -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	1,6052	1,6082	1,6298	1,4089
$K_i$	0,0926	0,0982	0,1253	0,1261
$K_d$	0,1704	0,0963	0,7920	0,2528

Tabela 3.12: Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\hat{A}_m$	2,2517	2,2140	2,3087	2,3400
$\hat{\phi}_m$ (°)	80,8981	78,5256	67,7408	63,6889
$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	0.3186	0.3153	0.3309	0.3005
$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0853	0,0881	0,1043	0,1022

3.9. Percebe-se uma convergência no valor da margem de ganho e uma diferença na margem de fase. Isso se justifica pela pequena diferença no ganho derivativo para as sintonias iniciais mais agressivas. Logo, existem menos dados na otimização. A diferença da margem de ganho e a margem de referência é justificada pela dinâmica do próprio sistema e a estrutura do controlador PID que não possibilita uma aproximação maior.

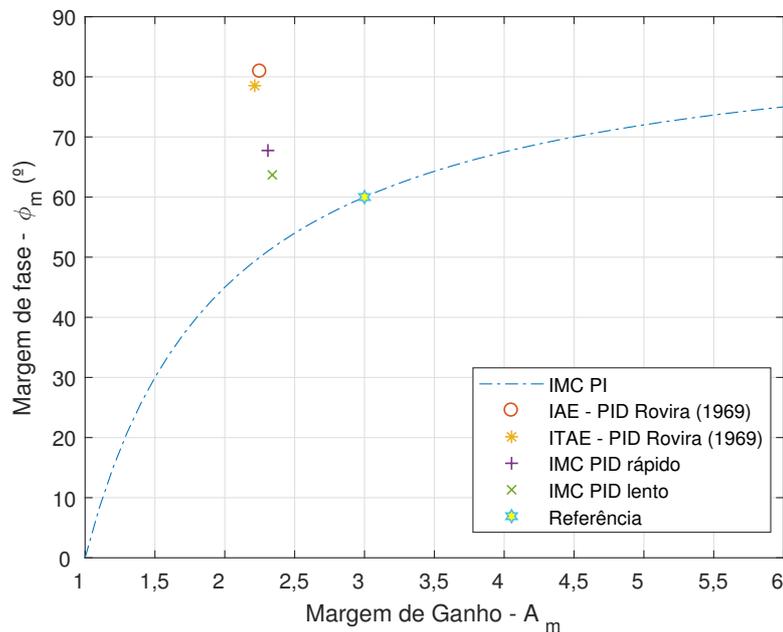


Figura 3.9: Gráfico das margens finais -  $G_2(s)$

O novo desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 3.13. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura 3.10. Percebe-se que assim como as novas margens estimadas, existe uma convergência no valor do índices, porém há uma diferença em relação a referência. Isso é justificado pela estrutura limitada do controlador PID que não é capaz de aproximar a dinâmica do

Tabela 3.13: IAE experimentais finais -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	11,3101	10,9444	10,3958	10,3736

Tabela 3.14: Parâmetros de sintonia iterativa PID -  $G_2(s)$

Iteração	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Inicial	2,1164	0,1380	0,3700
1	1,6076	0,0928	0,1650
2	1,6246	0,1103	0,0400
3	1,6039	0,1047	0,0049

sistema em malha fechada próxima do modelo de referência escolhido. Entretanto, esses desempenhos são os mais próximos possíveis com a estrutura de controlador escolhida.

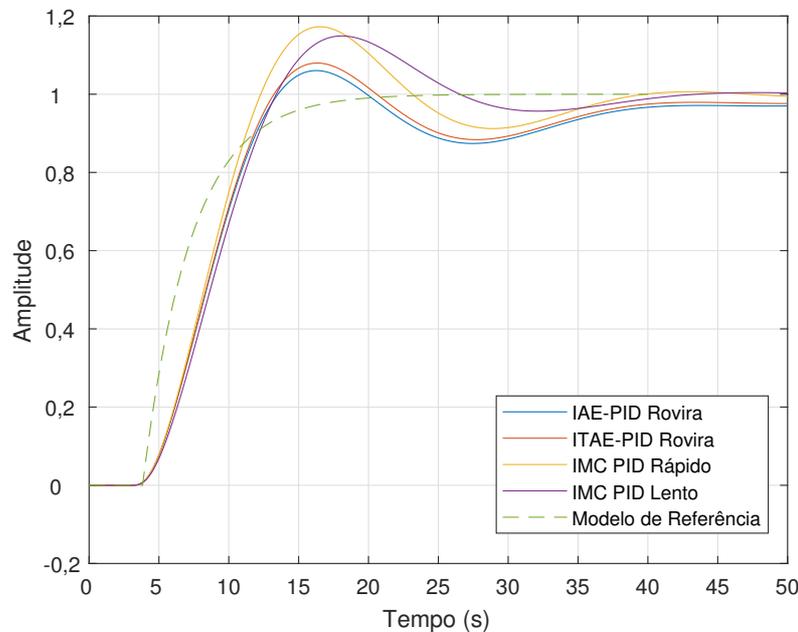


Figura 3.10: Respostas ao degrau para sintonia final -  $G_2(s)$

### Sintonia Iterativa

Utilizando a técnica de sintonia iterativa para caso da sintonia inicial IAE Rovira se obtém os ganhos listados na Tabela 3.14. Percebe-se que o ajuste dos ganhos leva a um controlador com parte derivativa muito menor do que a integrativa e proporcional. Sendo assim, pode-se concluir que a técnica foi capaz de ressintonizar um PID para um PI. Isso é justificado pela escolha do modelo de referência que é para um IMC PI.

As estimativas de margem de ganho e fase para cada iteração estão listadas na Tabela 3.15 e a curva de caracterização é ilustrada na Figura 3.11. Nestes, percebe-se que também

Tabela 3.15: Estimava de margens para sintonia iterativa PID -  $G_2(s)$

Iteração	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m(^{\circ})$	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)
Inicial	1,7910	53,24650	0,3283	0,1651
1	2,2504	81,1389	0,3216	0,0855
2	2,1053	73,0734	0,3077	0,0963
3	2,1490	75,5433	0,3065	0,0915

Tabela 3.16: IAE para sintonia iterativa PID -  $G_2(s)$

Iteração	IAE
Inicial	11,7671
1	11,1494
2	10,4445
3	10,6397

há uma convergência nas margens e o valor final corresponde ao valor ótimo em que ganho e fase estão os mais próximos possível do ponto de referência.

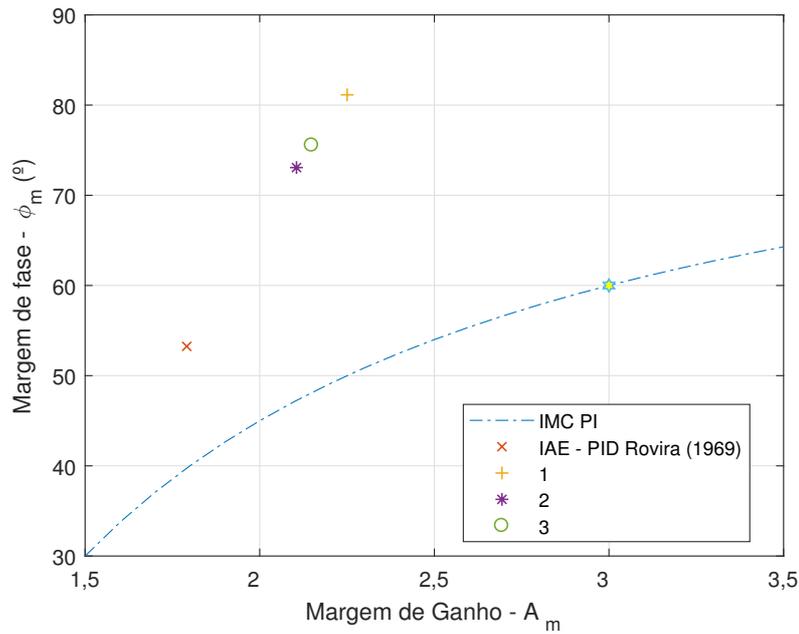
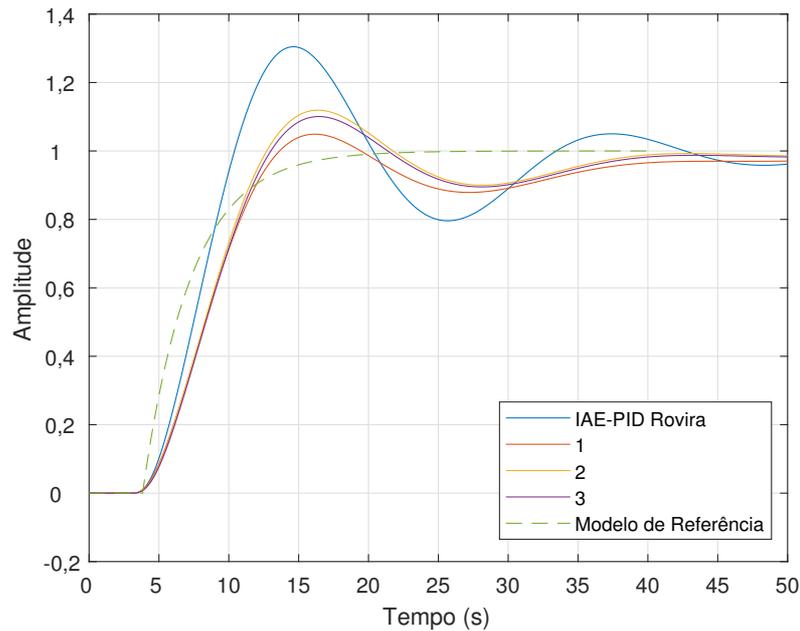


Figura 3.11: Gráfico das margens para sintonia iterativa PID -  $G_2(s)$

O desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 3.16. Estes também são restringidos pela estrutura do controlador e especificações do sistema. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura 3.12.

Figura 3.12: Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID -  $G_2(s)$ 

### 3.5 Conclusão

Nesse capítulo, definiu-se as condições gerais do novo controlador sintonizado por dados. Além disso, apresentou-se uma técnica de sintonia de controladores PID em malha fechada orientada por dados temporais. A partir de dados de resposta ao degrau, realiza-se uma otimização convexa que resulta nos incrementos ótimos dos ganhos. Um algoritmo iterativo desse método é descrito visando obter resultados mais precisos. Por fim, resultados de simulações são discutidos.

Baseado nos resultados obtidos, conclui-se que o método de sintonia baseado em dados pode ser utilizado para ajustar os ganhos de processos lineares de alta ordem. O método apresenta resultados próximos independente da sintonia inicial. O método iterativo pode ser utilizado para obter resultados mais precisos e ter um ajuste mais próximo do modelo de referência escolhido.

## Capítulo 4

# Sintonia de Controladores PID por Dados Temporais com Restrição Freqüencial

Nesse capítulo é apresentado um método de sintonia de controladores PID orientada por dados temporais e restringido por um dado freqüencial. Este se baseia em uma otimização convexa que calcula os incrementos ótimos para o controlador inicial, de modo que a malha fechada resultante fique o mais próximo possível da referência. Uma versão iterativa desse método é discutida também. Por fim, resultados de simulações são apresentados e discutidos.

### 4.1 Moldagem Temporal com Restrição Freqüencial

A partir das condições gerais apresentadas no capítulo 3.1, o problema de otimização descrito no Lema 2 pode ser estendido de forma a garantir algumas condições no domínio da freqüência. Esses requisitos são importantes de modo a melhorar as características de robustez e estabilidade do sistema em malha fechada como margem de ganho e fase. O Lema a seguir postula as condições necessárias para melhorar e expandir a técnica de sintonia de (GAO et al., 2017) de modo a restringir a resposta em freqüência do sistema em malha fechada.

**Lema 4** *Usando dados temporais e freqüenciais coletados de um experimento em malha fechada ou gerado por procedimentos operacionais, pode-se obter o vetor de incrementos ótimos  $\theta = [K_p^\Delta \quad K_i^\Delta \quad K_d^\Delta]^T$  que é solução do problema de otimização com restrição:*

$$\begin{aligned} \min_{\theta} J_2 &= \|\Omega - \Phi\theta\|_2^2 \\ \text{sujeito à } \mathbf{A}\theta - \mathbf{b} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Como o problema de otimização (4.1) é convexo e as matrizes são constantes, o vetor solução  $\theta$  pode ser obtido pela fórmula analítica da estimação dos mínimos quadrados com restrição:

$$\theta = \theta_0 - (\Phi^T \Phi)^{-1} \mathbf{A}^T [\mathbf{A}(\Phi^T \Phi)^{-1} \mathbf{A}^T]^{-1} [\mathbf{A}\theta_0 - \mathbf{b}] \quad (4.2)$$

onde  $\theta_0$  é a solução do problema de mínimos quadrados sem restrição.

**Prova.**

As equações de restrição são obtidas a partir da comparação dos ganhos de malha resultante  $\bar{L}(s)$  e de referência  $L_r(s)$ :

$$\bar{L}(s) = \bar{C}(s)G(s) = L_r(s) \quad (4.3)$$

Isolando o novo controlador sintonizado  $\bar{C}(s)$  na equação (4.3):

$$\bar{C}(s) = \frac{L_r(s)}{G(s)} \quad (4.4)$$

Usando a equação (3.2) em (4.4):

$$\left( 1 + \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \frac{s}{T_f s + 1} K_d^\Delta}{C(s)} \right) C(s) = \frac{L_r(s)}{G(s)} \quad (4.5)$$

Simplificando a equação (4.5):

$$C(s) + K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \frac{s}{T_f s + 1} K_d^\Delta = \frac{L_r(s)}{G(s)} \quad (4.6)$$

Isolando os incrementos dos ganhos e usando a definição ganho de malha:

$$K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + \frac{s}{T_f s + 1} K_d^\Delta = \frac{L_r(s) - L(s)}{G(s)} \quad (4.7)$$

Mudando o domínio de Laplace para a frequência, usando  $s \rightarrow j\omega$ :

$$K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{j\omega} + \frac{j\omega}{j\omega T_f + 1} K_d^\Delta = \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \quad (4.8)$$

Separando a equação (4.8) em real e imaginária:

$$\left( K_p^\Delta + \frac{T_f \omega^2 K_d^\Delta}{1 + (T_f \omega)^2} \right) + j \left( -\frac{K_i^\Delta}{\omega} + \frac{\omega K_d^\Delta}{1 + (T_f \omega)^2} \right) = \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \quad (4.9)$$

Organizando a equação (4.9) em matrizes, é obtida:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{T_f \omega^2}{1 + (T_f \omega)^2} \\ 0 & -\frac{1}{\omega} & \frac{\omega}{1 + (T_f \omega)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p^\Delta \\ K_i^\Delta \\ K_d^\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re \left( \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \right) \\ \Im \left( \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \right) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Define-se as matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{b}$ :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{T_f \omega^2}{1 + (T_f \omega)^2} \\ 0 & -\frac{1}{\omega} & \frac{\omega}{1 + (T_f \omega)^2} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{b} = \left[ \Re \left( \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \right) \quad \Im \left( \frac{L_r(j\omega) - L(j\omega)}{G(j\omega)} \right) \right]^T \quad (4.12)$$

As matrizes  $\Omega$  e  $\Phi$  são as mesmas definidas pelo Lema 2.

Como todas as matrizes são constantes e o problema de otimização com restrição é convexo, o vetor solução ótimo é obtido pela fórmula dos mínimos quadrados com restrição.

■

Portanto, pode-se obter os ganhos do controlador que molda o modelo de referência restringido por um determinado ponto de frequência especificado. Para uma sintonia em malha fechada de um controlador PI, o problema de otimização é modificado, as últimas colunas das matrizes  $\mathbf{A}$  and  $\Phi$  são retiradas, resultando nas seguintes matrizes:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\omega} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} H_\Delta^1(T_s) & H_\Delta^2(T_s) \\ H_\Delta^1(2T_s) & H_\Delta^2(2T_s) \\ \vdots & \vdots \\ H_\Delta^1(N \times T_s) & H_\Delta^2(N \times T_s) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Tabela 4.1: Parâmetros de sintonia final PI com restrição -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	0,2449	0,2423	0,2438	0,2531
$K_i$	0,1060	0,1060	0,1062	0,1059

## 4.2 Moldagem Temporal com Restrição Freqüencial Iterativa

O problema de otimização apresentado no Lema 4 pode ser incluído num algoritmo para uma técnica de sintonia iterativa de controladores PID por dados. Esta visa ter resultados mais precisos e o procedimento completo é descrito a seguir:

**Algoritmo 5** *Sintonia iterativa de controladores PID orientada por dados temporais restringindo por dados freqüenciais.*

1. *Inicialização:* A partir de um controlador estável com ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ . Define-se o modelo de referência  $T_r(s)$  e o limite de convergência  $\epsilon$ .
2. *Experimento:* Coletam-se os dados experimentais necessários para o problema de otimização.
3. *Ressintonia:* Utiliza-se a técnica de sintonia iterativa discutida na seção 4.1.
4. *Avaliação:* Caso os incrementos ótimos  $K_p^\Delta$ ,  $K_i^\Delta$  e  $K_d^\Delta$  forem maiores que a tolerância especificada  $\epsilon$ , necessita-se aplicar novamente os passos 2 e 3. Caso contrário, o procedimento de ressintonia iterativa está finalizado.

## 4.3 Resultados de Simulações

A técnica de ressintonia apresentada nesse capítulo é validada com resultados de simulações. Nestes são utilizados as mesmas condições, processos e sintonias iniciais discutidas na seção 3.4.

### 4.3.1 Processo 1

O método de ressintonia é aplicado nos dados temporais e freqüenciais coletados nos experimentos realizados com os controladores iniciais da seção 3.4. A freqüência escolhida para realizar os cálculos dos novos ganhos é a freqüência de cruzamento. Os novos parâmetros estão listados na Tabela 4.1.

Tabela 4.2: Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia com restrição -  $G_1(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\widehat{A}_m$	2,9635	3,0145	3,0188	2,9613
$\widehat{\phi}_m$ (°)	72,7780	72,7050	72,7020	73,1758
$\widehat{\omega}_c$ (rad/s)	0,3417	0,3487	0,3479	0,3487
$\widehat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0818	0,0817	0,0819	0,0817

Tabela 4.3: IAE experimentais finais para sintonia com restrição -  $G_1(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	9,4347	9,4385	9,4170	9,4488

As estimações das novas margens de ganho e fase, frequência crítica e de corte estão listadas na Tabela 4.2 e o gráfico de desempenho freqüencial é ilustrado na Figura 4.1. Percebe-se que nesse há uma convergência nos valores das novas margens e que estas estão mais próximas dos valores de referência escolhidos.

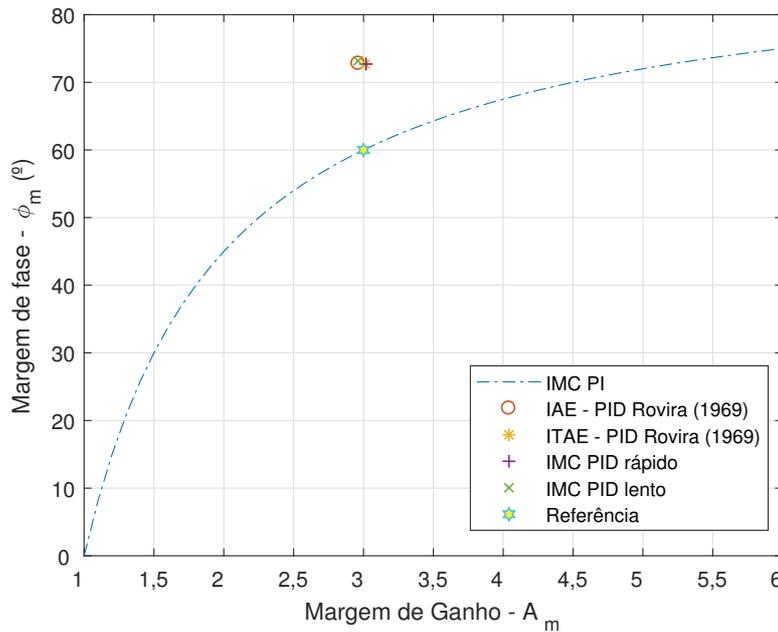


Figura 4.1: Gráfico das margens finais para sintonia com restrição -  $G_1(s)$

Os respectivos índices experimentais IAE para as novas malhas fechadas estão listados na Tabela 4.3 e as respostas ao degrau unitário estão ilustradas na Figura 4.2. Assim como no domínio da frequência esses índices também convergiram para valores mais próximos ao da referência (9,435). Obteve-se também uma resposta temporal mais suave em todos os casos.

Ao analisar o diagrama de Nyquist ilustrado na Figura 4.3, pode-se verificar o efeito da restrição freqüencial. Nota-se que as curvas das ressonâncias se aproximam do modelo

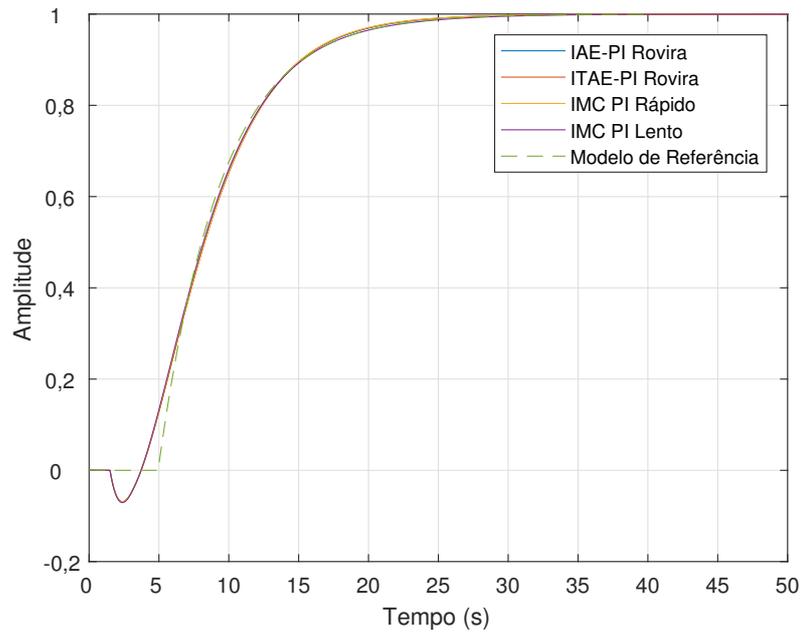


Figura 4.2: Respostas ao degrau para sintonia com restrição -  $G_1(s)$

de referência nos pontos escolhidos como restrição.

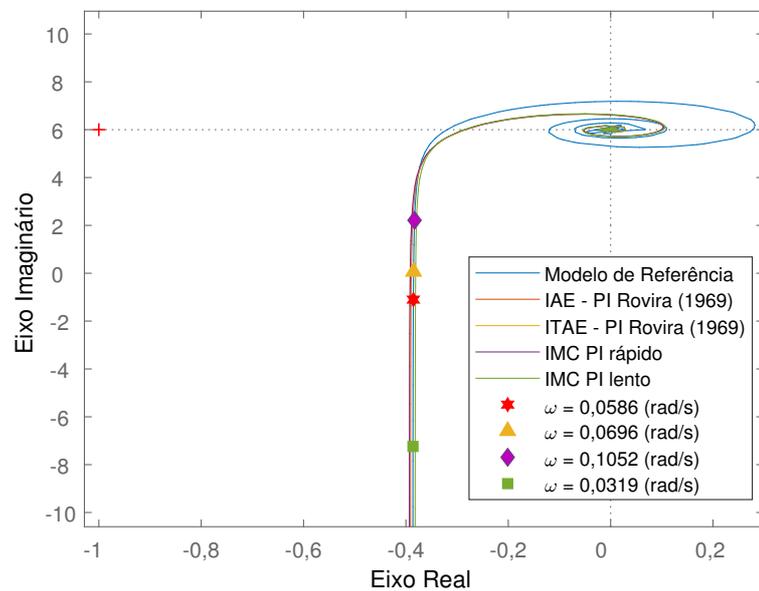


Figura 4.3: Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição -  $G_1(s)$

### 4.3.2 Processo 2

O método de resintonia temporal com restrição na freqüência é aplicado no processo  $G_2(s)$  com dados temporais e freqüenciais coletados nos experimentos realizados com os

Tabela 4.4: Parâmetros de sintonia final PID e com restrição -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	1,6319	1,6498	1,7001	1,6721
$K_i$	0,0544	0,0826	0,1288	0,1357
$K_d$	0,2168	0,0972	0,7809	0,2380

Tabela 4.5: Estimativas de margens de ganho, fase para nova sintonia com restrição -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\hat{A}_m$	2,3447	2,2227	2,2231	2,0691
$\hat{\phi}_m$ (°)	99,0349	85,6342	66,5945	60,2356
$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	0,3389	0,3169	0,3286	0,3086
$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0708	0,0824	0,1099	0,1233

controladores iniciais da seção 3.4. A frequência escolhida para realizar os cálculos dos novos ganhos é a frequência de cruzamento. Os novos parâmetros estão listados na Tabela 4.4.

O desempenho freqüencial dos novos controladores é analisado pelas novas margens de ganho e fase, frequências críticas e cruzamento estimadas. Estas estão listadas na Tabela 4.5 e traçadas com a curva de caracterização do domínio IMC PI, ilustrada na Figura 4.4. Percebe-se uma convergência no valor da margem de ganho e uma diferença na margem de fase. Isso se justifica pela pequena diferença no ganho derivativo para as sintonias iniciais mais agressivas. Estas utilizam coletam menos dados nos experimentos e conseqüentemente realizam o cálculo dos novos ganhos com menos informações. Portanto, estão sujeitas a resultados menos precisos. A diferença da margem de ganho e a margem de referência é justificada pela dinâmica do próprio sistema e a estrutura do controlador PID que não possibilita uma aproximação maior.

O novo desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 4.6. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura 4.5. Assim como os índices no domínio da frequência, não há uma convergência em todos para todas as sintonias iniciais. Isso se deve pela estrutura limitada do controlador PID e da dinâmica do próprio sistema que não permite uma aproximação melhor do modelo de referência.

Ao analisar eficácia da restrição pelo diagrama de Nyquist ilustrado na Figura 4.6, nota-se que todas as curvas das resintonias se aproximam o modelo de referência no

Tabela 4.6: IAE experimentais finais -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	18,3945	12,2826	9,3499	10,1977

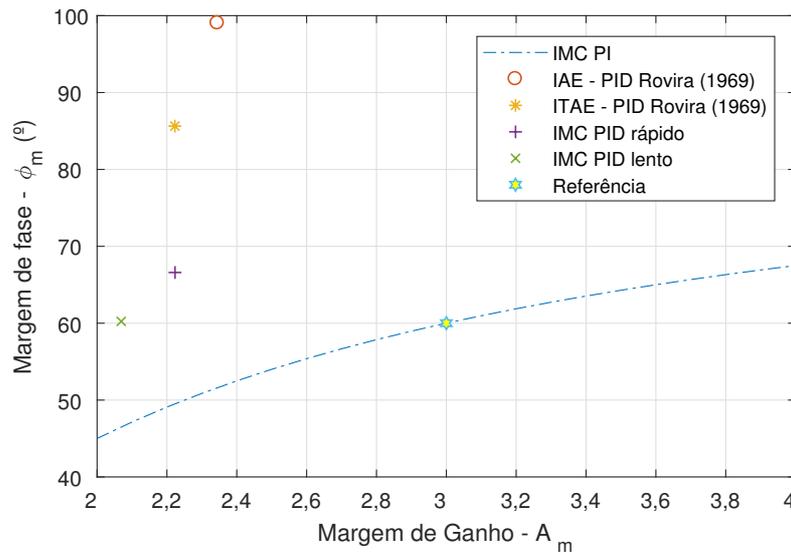


Figura 4.4: Gráfico das margens finais com restrição -  $G_2(s)$

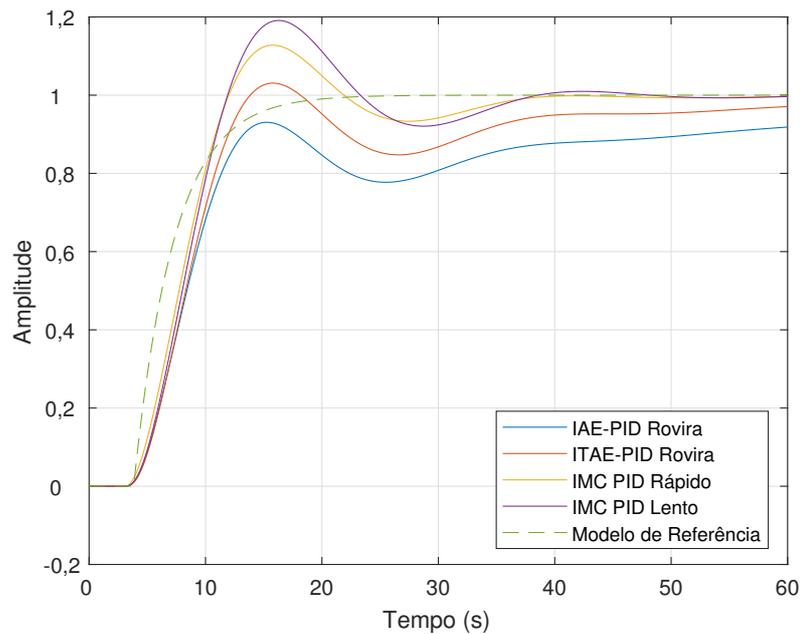


Figura 4.5: Respostas ao degrau inicial -  $G_2(s)$

ponto escolhido. Portanto, conclui-se que os reprojotos respeitam as restrições escolhidas de acordo com as limitações da estrutura do controlador e dinâmica do sistema.

### Sintonia Iterativa

Os ganhos do controlador PID para o caso IAE Roriva são ajustados com o procedimento iterativo. Os resultados estão listados na Tabela 4.7. Como o modelo de referência é um IMC PI, os ganhos convergiram para uma configuração onde o ganho derivativo é quase

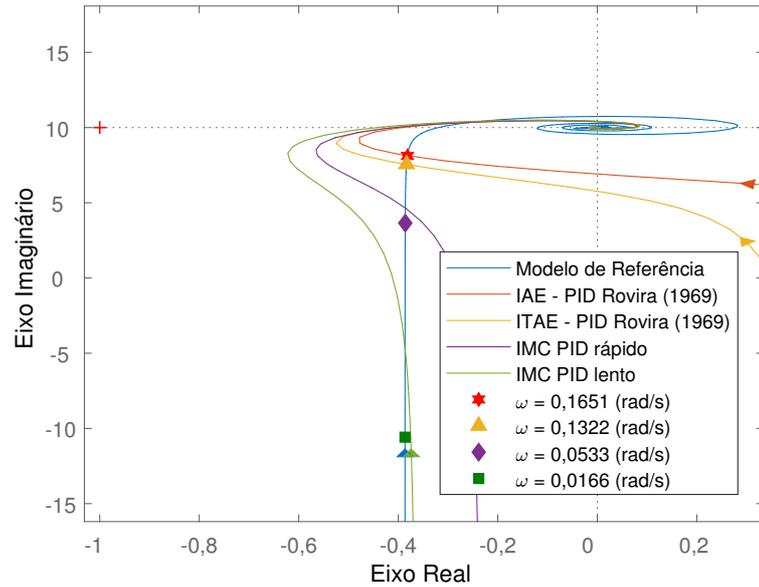

 Figura 4.6: Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição -  $G_2(s)$ 

 Tabela 4.7: Parâmetros de sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$ 

Iteração	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Inicial	2,1164	0,1380	0,3700
1	1,6633	0,0524	0,2093
2	1,6735	0,1205	0,0839
3	1,6631	0,0997	0,0062

nulo.

As estimativas de margem de ganho e fase, frequências crítica e cruzamento para cada iteração estão listadas na Tabela 4.8 e a curva de caracterização é ilustrada na Figura 4.7. Nestes, percebe-se que também há uma convergência nas margens e o valor final corresponde ao valor ótimo em que ganho e fase estão os mais próximos possível do ponto de referência.

O desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 4.9. Estes também são restringidos pela estrutura do controlador e especificações do sistema. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura

 Tabela 4.8: Estimativa de margens para sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$ 

Iteração	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)
Inicial	1,7910	53,24650	0,3283	0,1651
1	2,3050	100,5933	0,3302	0,0714
2	2,0629	68,4640	0,3091	0,1066
3	2,1276	78,3197	0,3129	0,0900

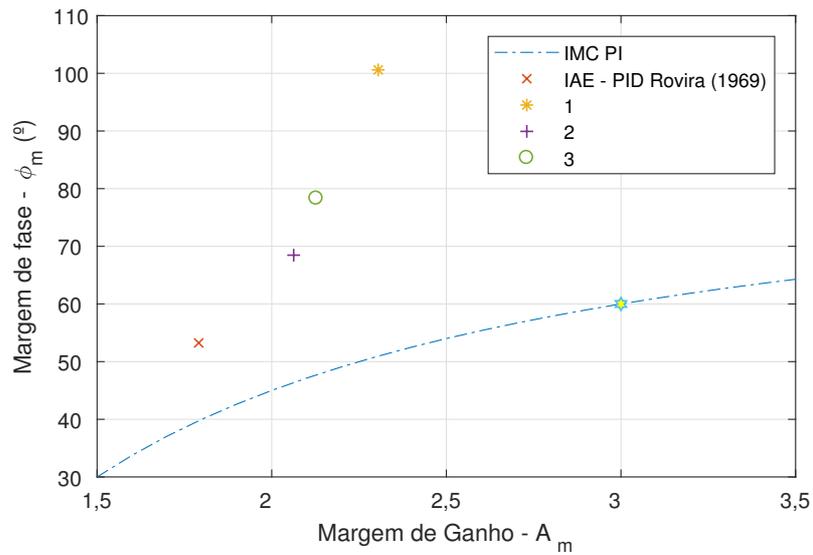


Figura 4.7: Gráfico das margens para sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$

Tabela 4.9: IAE para sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$

Iteração	IAE
Inicial	10,9691
1	19,1066
2	10,2994
3	10,9751

4.8.

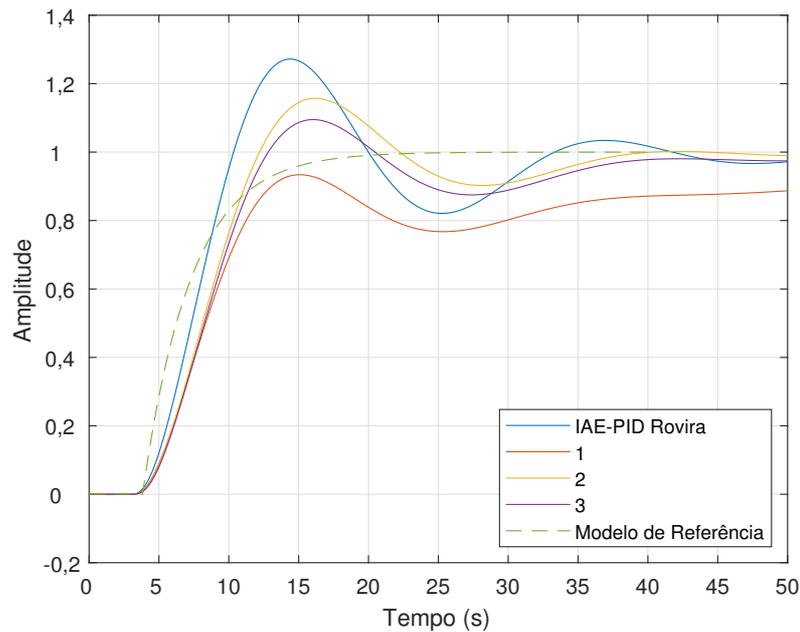


Figura 4.8: Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$

O diagrama de Nyquist ilustrado na Figura 4.9 apresenta as curvas de resposta em freqüência para cada iteração. Percebe-se que em todos os casos, as curvas se aproximam da referência e da restrição escolhida.

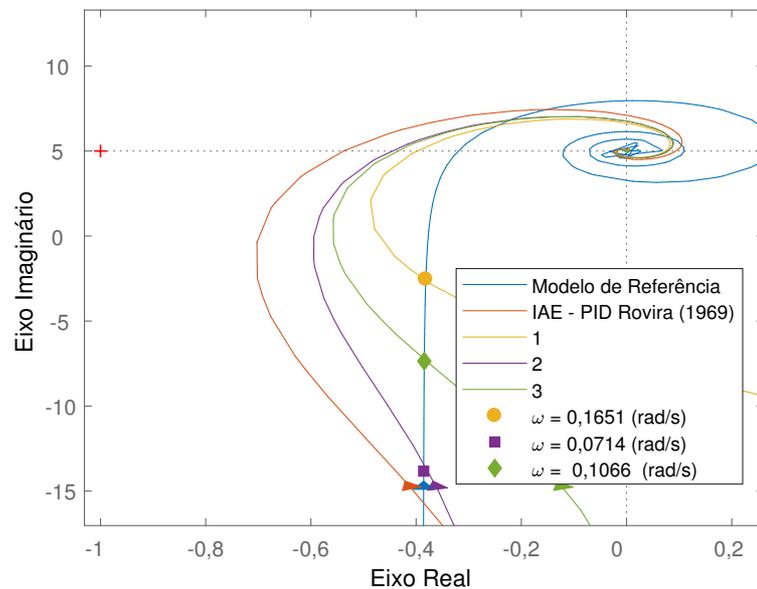


Figura 4.9: Diagrama de Nyquist para sintonia com restrição iterativa -  $G_2(s)$

## 4.4 Conclusão

Nesse capítulo, definiu-se as condições gerais do novo controlador sintonizado por dados. Além disso, apresentou-se uma técnica de sintonia de controladores PID em malha fechada orientada por dados temporais restringido por um dado freqüencial. A partir de dados coletados, realiza-se uma otimização convexa que resulta nos incrementos ótimos dos ganhos. Um algoritmo iterativo desse método é descrito visando obter resultados mais precisos.

Baseado nos resultados obtidos nas ressintonias, conclui-se que os métodos podem ser aplicados em processos lineares de alta ordem com sintonias iniciais arbitrárias. Isso é justificado pela convergência dos ganhos calculados e dos índices de avaliação escolhidos. A restrição no domínio da freqüência molda o diagrama de Nyquist de modo que este tem uma resposta muito próxima ao ponto escolhido. O método iterativo pode ser utilizado para obter resultados mais precisos e ter um ajuste mais próximo do modelo de referência escolhido.

# Capítulo 5

## Sintonia de Controladores PID por Dados Frequenciais

Nesse capítulo é apresentado um método de sintonia de controladores PID orientada somente por dados frequenciais. Este se baseia em dois problemas de otimização convexas que calculam os incrementos ótimos para o controlador inicial, de modo que a malha fechada resultante fique o mais próximo possível da referência. Uma versão iterativa desse método é discutida também. Por fim, resultados de simulações são apresentados e discutidos.

### 5.1 Considerações Gerais

Para esta técnica de sintonia, considera-se que o valor da constante de tempo do filtro utilizado no controlador PID é muito menor do que o ganho derivativo,  $T_f \ll K_d$ . Portanto o novo controlador fica:

$$\bar{C}(s) = (K_p + K_p^\Delta) + \frac{K_i + K_i^\Delta}{s} + (K_d + K_d^\Delta)s \quad (5.1)$$

ou

$$\bar{C}(s) = \left( 1 + \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + K_d^\Delta s}{C(s)} \right) C(s) = C(s)(1 + \Delta(s)) \quad (5.2)$$

Além disso, redefine-se  $\Delta(s)$  como:

$$\Delta(s) = \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + K_d^\Delta s}{K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s} = \frac{K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + K_d^\Delta s}{C(s)} \quad (5.3)$$

## 5.2 Moldagem Freqüencial

Dados freqüenciais podem também ser usados para realizar uma sintonia em malha fechada orientada por dados. O Lema 2 pode ter sua função de custo adaptada de modo a utilizar apenas dados no domínio da freqüência para calcular os novos ganhos do controlador PID. Sendo assim, os ganhos do controlador PID podem ser ajustados de modo a realizar uma moldagem da resposta em malha fechada no domínio da freqüência. O procedimento está descrito no Lema a seguir.

**Lema 6** *A partir de dados de resposta em freqüência coletados usando uma coleção de freqüências definidas:  $\omega = [\omega_1 \ \omega_2 \ \dots \ \omega_n]$ , pode-se calcular os incrementos ótimos resolvendo os dois problemas de otimização seguintes:*

$$\min_{K_p^\Delta} J_{3r} = \|\Omega_r - \Phi_r K_p^\Delta\|_2^2 \quad (5.4)$$

$$\min_{K_i^\Delta, K_d^\Delta} J_{3i} = \|\Omega_i - \Phi_i \begin{bmatrix} K_i^\Delta & K_d^\Delta \end{bmatrix}^T\|_2^2 \quad (5.5)$$

Os vetores de soluções  $\theta_3 = [K_p^\Delta]$  e  $\theta_4 = [K_i^\Delta \ K_d^\Delta]^T$  são obtidos usando a fórmula dos mínimos quadrados:

$$\theta_3 = (\Phi_r^T \Phi_r)^{-1} \Phi_r^T \Omega_r \quad (5.6)$$

$$\theta_4 = (\Phi_i^T \Phi_i)^{-1} \Phi_i^T \Omega_i \quad (5.7)$$

### Prova.

As funções de sensibilidade inicial e referência,  $S(s)$  e  $S_r(s)$  respectivamente, a malha fechada  $T(s)$  e os ganhos do controlador PID podem ser relacionados pela equação apresentada por (GAO et al., 2017). Além disso, considera-se  $T_f \ll K_d$  para simplificação das matrizes e possibilitar a otimização convexa. Logo, a equação é definida por:

$$S(s) = S_r(s) + \frac{S_r(s)T(s)}{C(s)} \left[ K_p^\Delta + \frac{K_i^\Delta}{s} + sK_d^\Delta \right] \quad (5.8)$$

Usando  $s \rightarrow j\omega$  na equação (5.8), pode-se analisar o domínio da freqüência como:

$$S(j\omega) = S_r(j\omega) + \frac{S_r(j\omega)T(j\omega)}{C(j\omega)} \left[ K_p^\Delta + -j\frac{K_i^\Delta}{\omega} + j\omega K_d^\Delta \right] \quad (5.9)$$

Organiza-se a equação (5.9) para isolar os incrementos nos ganhos do controlador e as partes real e imaginária desse:

$$[S(j\omega) - S_r(j\omega)] \frac{C(j\omega)}{S_r(j\omega)T(j\omega)} = \left[ K_p^\Delta + j \left( -\frac{K_i^\Delta}{\omega} + \omega K_d^\Delta \right) \right] \quad (5.10)$$

Divide-se partes real e imaginária a equação (5.10):

$$\Re \left[ [S(j\omega) - S_r(j\omega)] \frac{C(j\omega)}{S_r(j\omega)T(j\omega)} \right] = K_p^\Delta \quad (5.11)$$

$$\Im \left[ [S(j\omega) - S_r(j\omega)] \frac{C(j\omega)}{S_r(j\omega)T(j\omega)} \right] = \left( -\frac{K_i^\Delta}{\omega} + \omega K_d^\Delta \right) \quad (5.12)$$

Para uma coleção de frequências  $\omega = [\omega_1 \ \omega_2 \ \dots \ \omega_n]$  coletadas de um experimento em malha fechada de tamanho  $n$ , pode-se organizar as equações (5.11) e (5.12) nas seguintes matrizes:

$$\Omega_r = \begin{bmatrix} \Re \left( [S(j\omega_1) - S_r(j\omega_1)] \frac{C(j\omega_1)}{S_r(j\omega_1)T(j\omega_1)} \right) \\ \Re \left( [S(j\omega_2) - S_r(j\omega_2)] \frac{C(j\omega_2)}{S_r(j\omega_2)T(j\omega_2)} \right) \\ \vdots \\ \Re \left( [S(j\omega_n) - S_r(j\omega_n)] \frac{C(j\omega_n)}{S_r(j\omega_n)T(j\omega_n)} \right) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$\Phi_r = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{1 \times n} \quad (5.14)$$

$$\Omega_i = \begin{bmatrix} \Im \left( [S(j\omega_1) - S_r(j\omega_1)] \frac{C(j\omega_1)}{S_r(j\omega_1)T(j\omega_1)} \right) \\ \Im \left( [S(j\omega_2) - S_r(j\omega_2)] \frac{C(j\omega_2)}{S_r(j\omega_2)T(j\omega_2)} \right) \\ \vdots \\ \Im \left( [S(j\omega_n) - S_r(j\omega_n)] \frac{C(j\omega_n)}{S_r(j\omega_n)T(j\omega_n)} \right) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} -1/\omega_1 & \omega_1 \\ -1/\omega_2 & \omega_2 \\ \vdots & \vdots \\ -1/\omega_n & \omega_n \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Como os problemas de otimização (5.4) e (5.5) são convexas e as matrizes apresentadas tem termos constantes, os vetores de soluções  $\theta_3 = [K_p^\Delta]$  e  $\theta_4 = [K_i^\Delta \ K_d^\Delta]^T$  são obtidos usando a fórmula dos mínimos quadrados:

$$\theta_3 = (\Phi_r^T \Phi_r)^{-1} \Phi_r^T \Omega_r \quad (5.17)$$

$$\theta_4 = (\Phi_i^T \Phi_i)^{-1} \Phi_i^T \Omega_i \quad (5.18)$$

■

Devido as construções das matrizes, para a resintonia PID é necessária pelo menos dois pontos de frequência para resolver os problemas de otimização. Embora, mais pontos de frequência podem ser utilizados de modo a melhorar os resultados de acordo com os requerimentos do usuário.

Para controladores PI, uma estrutura mais simples do Lema 6 é aplicada para realizar a resintonia. A parte derivativa é desconsiderada no problema de otimização (5.5), resultando no vetor de solução  $\theta_2 = K_i^\Delta$ . Além disso, a matriz  $\Phi_i$  é adaptada desconsiderando a última coluna dessa:

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} -1/\omega_1 \\ -1/\omega_2 \\ \vdots \\ -1/\omega_n \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Por essa nova construção, necessita-se apenas de um ponto de resposta em frequência no mínimo para obter os novos ganhos ótimos.

### 5.3 Moldagem Freqüencial Iterativa

O problema de otimização apresentado no Lema 6 pode ser incluído num algoritmo para uma técnica de sintonia iterativa de controladores PID por dados. Esta visa ter resultados mais precisos e o procedimento completo é descrito a seguir:

**Algoritmo 7** *Sintonia iterativa de controladores PID orientada por dados temporais restringindo por dados freqüenciais.*

1. *Inicialização:* A partir de um controlador estável com ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ . Define-se o modelo de referência  $T_r(s)$  e o limite de convergência  $\epsilon$ .
2. *Experimento:* Coletam-se os dados experimentais necessários para o problema de otimização.
3. *Ressintonia:* Utiliza-se a técnica de sintonia iterativa discutida na seção 5.2.
4. *Avaliação:* Caso os incrementos ótimos  $K_p^\Delta$ ,  $K_i^\Delta$  e  $K_d^\Delta$  forem maiores que a tolerância especificada  $\epsilon$ , necessita-se aplicar novamente os passos 2 e 3. Caso contrário, o procedimento de resintonia iterativa está finalizado.

Tabela 5.1: Parâmetros de sintonia final PI pela frequência -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	0,2473	0,2414	0,2492	0,2519
$K_i$	0,1064	0,1064	0,1077	0,1060

Tabela 5.2: Estimativas de margens de ganho e fase para nova sintonia pela frequência -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\hat{A}_m$	2,9941	2,9975	2,9568	2,9783
$\hat{\phi}_m$ (°)	72,7346	72,4942	72,4999	73,0088
$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	0,3588	0,3479	0,3504	0,3584
$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	0,0821	0,0820	0,0829	0,0819

## 5.4 Resultados de Simulações

A técnica de resintonia apresentada nesse capítulo é validada com resultados de simulações. Nestes são utilizados as mesmas condições, processos e sintonias iniciais discutidas na seção 3.4. Para todos os casos são utilizadas as frequências de cruzamento e crítica nos problemas de otimização.

### 5.4.1 Processo 1

Obtém-se os novos parâmetros de sintonia ao aplicar o método de sintonia por moldagem frequencial listados na Tabela 5.1 para os dados coletados e controladores iniciais da seção 3.4.

As novas estimações das margens de ganho e fase, frequência crítica e de corte estão listadas na Tabela 5.2 e o gráfico de desempenho frequencial é ilustrado na Figura 5.1. Assim como os valores dos ganhos, houve uma convergência em ambos valores de margens e estes são próximos dos valores de referência.

Os índices de avaliação temporal IAE para as novas malhas fechadas estão listados na Tabela 5.3 e as respostas ao degrau unitário estão ilustradas na Figura 5.2. Assim como no domínio da frequência, esses índices também convergiram para valores mais próximos ao da referência (9,435).

Tabela 5.3: IAE experimentais finais para sintonia pela frequência -  $G_1(s)$ 

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	9,4019	9,4058	9,2912	9,4343

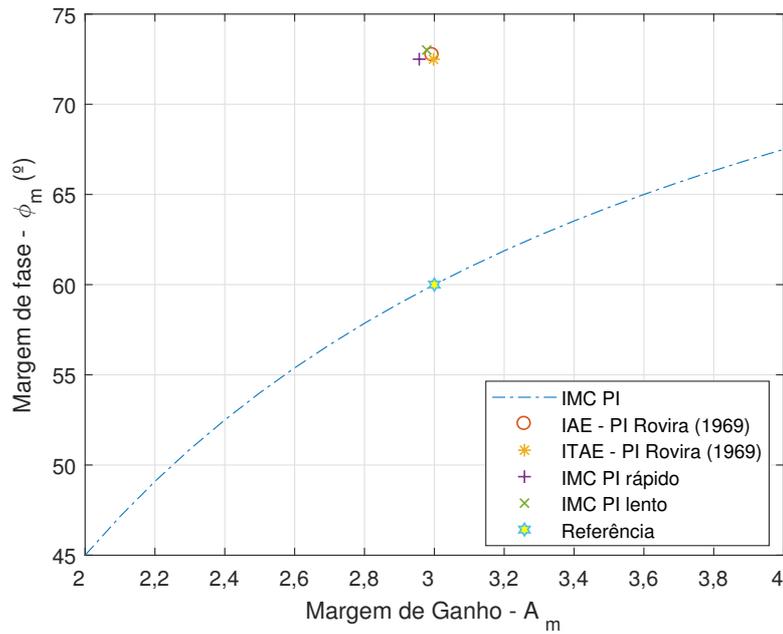


Figura 5.1: Gráfico das margens finais para sintonia pela frequência -  $G_1(s)$

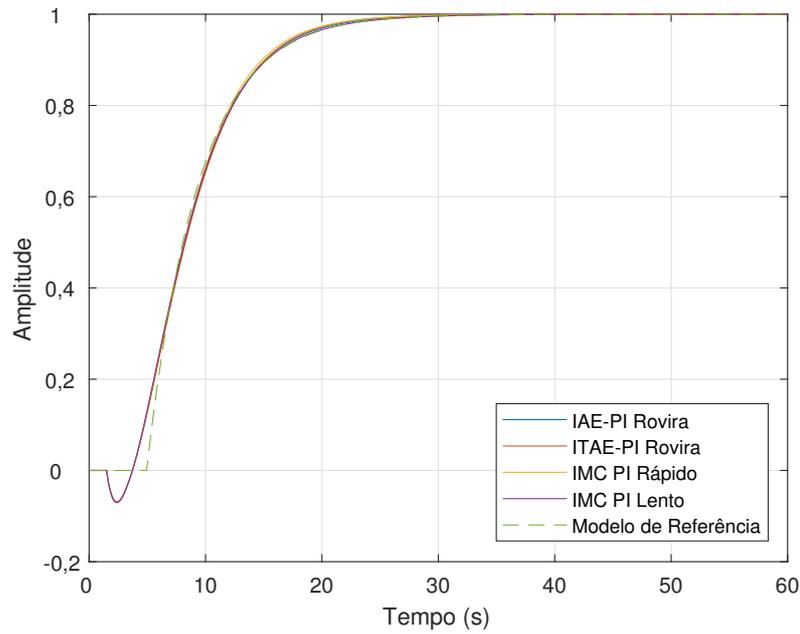


Figura 5.2: Respostas ao degrau para sintonia pela frequência -  $G_1(s)$

### 5.4.2 Processo 2

Os novos parâmetros calculados para os dados freqüenciais coletados na seção 3.4.2 estão listados na Tabela 5.4.

As novas estimativas das margens de ganho e fase, freqüências críticas e cruzamento para cada novo controlador estão listadas na Tabela 5.5. A partir desses valores, traçou-

Tabela 5.4: Parâmetros de sintonia final PID pela frequência -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$K_p$	1,5961	1,5901	1,7247	1,6239
$K_i$	0,1436	0,1410	0,1372	0,1366
$K_d$	3,4843	3,4334	3,2011	3,4461

Tabela 5.5: Estimativas de margens de ganho, fase para nova sintonia pela frequência -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
$\hat{A}_m$	2,6961	2,6607	2,5442	2,6994
$\hat{\phi}_m$ (°)	71,1520	71,8108	73,7070	73,8432
$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	0,4447	0,4540	0,4277	0,4553
$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	0,1045	0,1033	0,1066	0,1022

se a curva de caracterização do domínio IMC PI, ilustrada na Figura 5.3. Analisando os novos índices e gráfico, nota-se também que houve uma convergência dos valores e que estes estão próximos dos valores de referência.

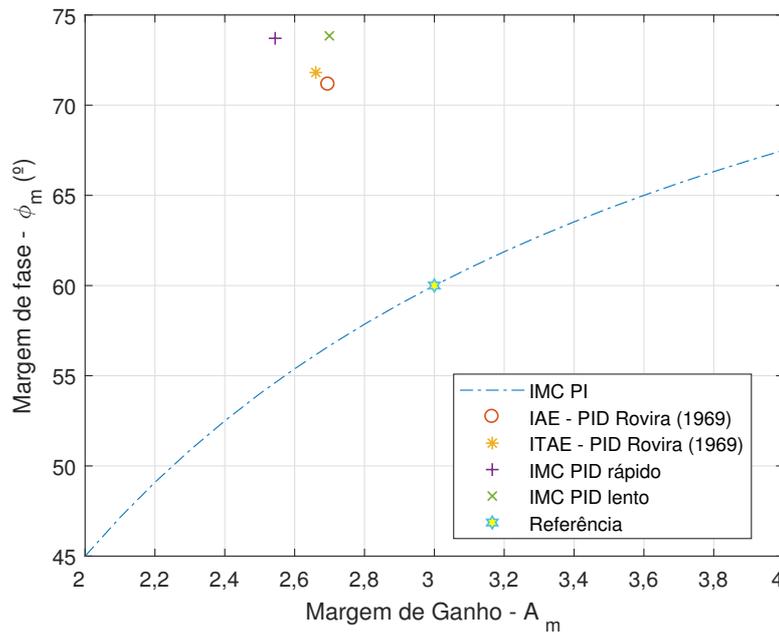


Figura 5.3: Gráfico das margens finais pela frequência -  $G_2(s)$

O novo desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 5.6. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura 5.4. Assim como os índices no domínio da frequência, os desempenhos convergiram para valores próximos a referência (7,3150).

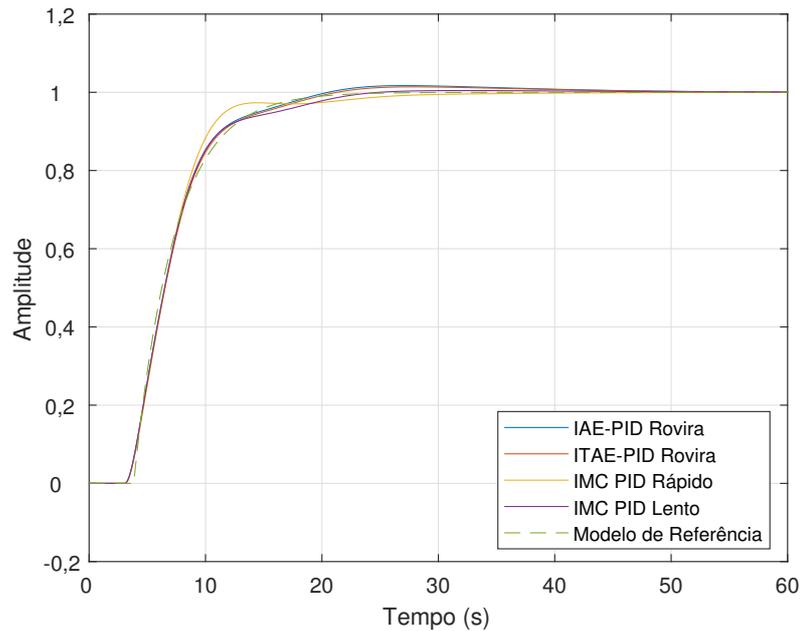


Figura 5.4: Respostas ao degrau para sintonia pela pela frequência -  $G_2(s)$

Tabela 5.6: IAE experimentais finais para sintonia pela pela frequência -  $G_2(s)$

	IAE Rovira	ITAE Rovira	IMC Rápido	IMC Lento
IAE	7,5931	7,6134	7,2947	7,5091

### Sintonia Iterativa

Os ganhos do controlador PID para o caso IAE Roriva são ajustados com o procedimento iterativo. Os resultados estão listados na Tabela 5.7.

As estimativas de margem de ganho e fase, frequências crítica e cruzamento para cada iteração estão listadas na Tabela 5.8 e a curva de caracterização é ilustrada na Figura 5.5. Nestes, percebe-se que também há uma convergência nas margens e o valor final corresponde ao valor ótimo em que ganho e fase estão os mais próximos possível do ponto de referência.

O desempenho temporal também apresenta uma convergência nos índices IAE, listados na Tabela 5.9. Diferentemente dos índices frequenciais, a convergência do IAE não é o mais próximo do valor de referência (7,3150). Isso se deve pela otimização utilizar apenas

Tabela 5.7: Parâmetros de sintonia iterativa PID pela frequência -  $G_2(s)$

Iteração	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Inicial	2,1164	0,1380	0,3700
1	1,5962	0,1437	3,4850
2	1,4870	0,1404	3,5677
3	1,4582	0,1405	3,5239

Tabela 5.8: Estimava de margens para sintonia iterativa PID pela freqüência -  $G_2(s)$

Iteração	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)
Inicial	1,7910	53,24650	0,3283	0,1651
1	2.6929	71.1311	0.4447	0.1045
2	2.8043	71.2055	0.4644	0.0997
3	2.9417	70.6289	0.4830	0.0990

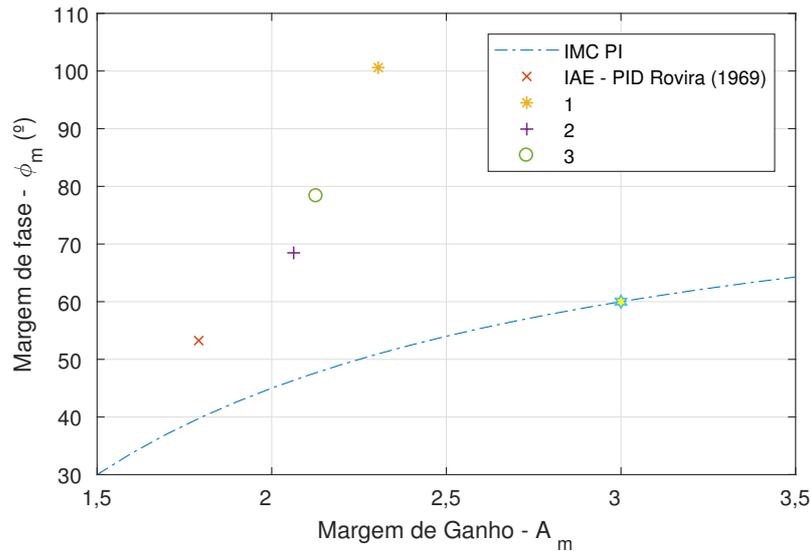


Figura 5.5: Gráfico das margens para sintonia iterativa PID pela freqüência -  $G_2(s)$

dados freqüenciais, portanto o desempenho é projetado para otimizar apenas índices desse tipo. As respectivas respostas ao degrau estão ilustradas na Figura 5.6.

## 5.5 Conclusão

Nesse capítulo, definiu-se as condições gerais do novo controlador sintonizado por dados. Além disso, apresentou-se uma técnica de sintonia de controladores PID em malha fechada orientada por dados freqüenciais. A partir de dados coletados, realiza-se uma otimização convexa que resulta nos incrementos ótimos dos ganhos. Um algoritmo iterativo desse método é descrito visando obter resultados mais precisos.

Baseado nos resultados obtidos nas resintonias por simulações, conclui-se que os mé-

Tabela 5.9: IAE para sintonia iterativa PID com restrição -  $G_2(s)$

Iteração	IAE
Inicial	10,9691
1	7.5931
2	8.1343
3	8.2768

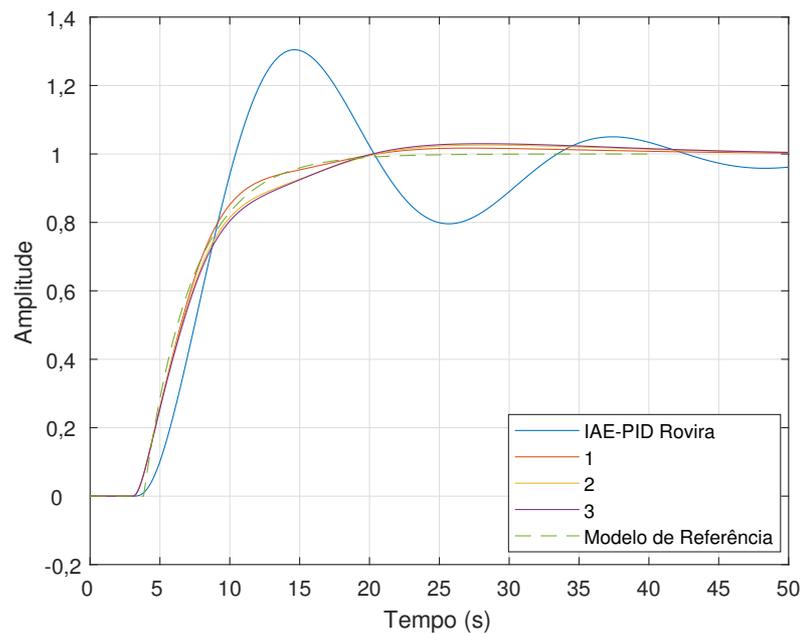


Figura 5.6: Resposta ao degrau para sintonia iterativa PID pela frequência -  $G_2(s)$

todos podem ser aplicados em processos lineares de alta ordem com sintonias iniciais arbitrárias. Isso é justificado pela convergência dos ganhos calculados e dos índices de avaliação escolhidos. Como são utilizados apenas dados no domínio da frequência, os respectivos índices escolhidos de desempenho frequencial são otimizados. O método iterativo pode ser utilizado para obter resultados mais precisos e ter um ajuste mais próximo do modelo de referência escolhido.

# Capítulo 6

## Comparação Entre as Técnicas de Sintonia

Nesse capítulo os resultados das simulações apresentadas nos capítulos 3, 4 e 5 são discutidos. Estes são comparados e avaliados com o objetivo de analisar as condições de melhor aproveitamento desses. Inicialmente, compara-se os resultados obtidos para os índices de avaliação no caso da sintonia PI. Em seguida, discute-se as informações para a sintonia PID e por fim a versão iterativa da sintonia PID.

Além disso, busca-se validar os métodos de avaliação e sintonia em malha fechada por dados apresentados. Estes são aplicados numa malha de nível disponível em uma planta didática. Inicialmente, a plataforma utilizada é descrita e em seguida os resultados são discutidos.

### 6.1 Resultados de Simulações

#### 6.1.1 Sintonia PI

Ao analisar os novos ganhos calculados a partir da sintonia IAE Rovira, listados na Tabela 6.1. Percebe-se que houve uma convergência entre os valores, independentemente da técnica de sintonia inicial e método de sintonia por dados em malha fechada.

Os respectivos índices de desempenho no domínio do tempo e frequência para cada

Tabela 6.1: Parâmetros de sintonia finais PI -  $G_1(s)$

	$K_p$	$K_i$
Controlador Inicial	0,4593	0,1064
Mold. Temp.	0,2414	0,1064
Mold. Temp. Rest. Fre.	0,2492	0,1077
Mold. Freq.	0,2519	0,1060

Tabela 6.2: Índices de desempenho para sintonias finais PI -  $G_1(s)$

	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	IAE
Controlador Inicial	2,5921	90,6662	0,5063	0,0586	14,0433
Mold. Temp.	3,0130	73,5146	0,3900	0,2277	9,4010
Mold. Temp. Rest. Fre.	2,9635	72,7780	0,3417	0,2708	9,4347
Mold. Freq.	2,9941	72,7346	0,3588	0,2193	9,4019
Referência	3	60	0,4171	0,1076	9,4350

uma das sintonias estão listados na Tabela 6.2. Os gráficos de desempenho frequencial e a resposta ao degrau estão ilustrados pelas Figuras 6.1 e 6.2 respectivamente. Para essa sintonia e para as outras testadas nos capítulos anteriores, nota-se que há uma convergência para todas as técnicas de resintonia aplicadas. Isso é verificado não somente nos ganhos obtidos mas nos índices de desempenho no domínio da frequência e tempo. Esses se aproximam dos valores de referência escolhidos.

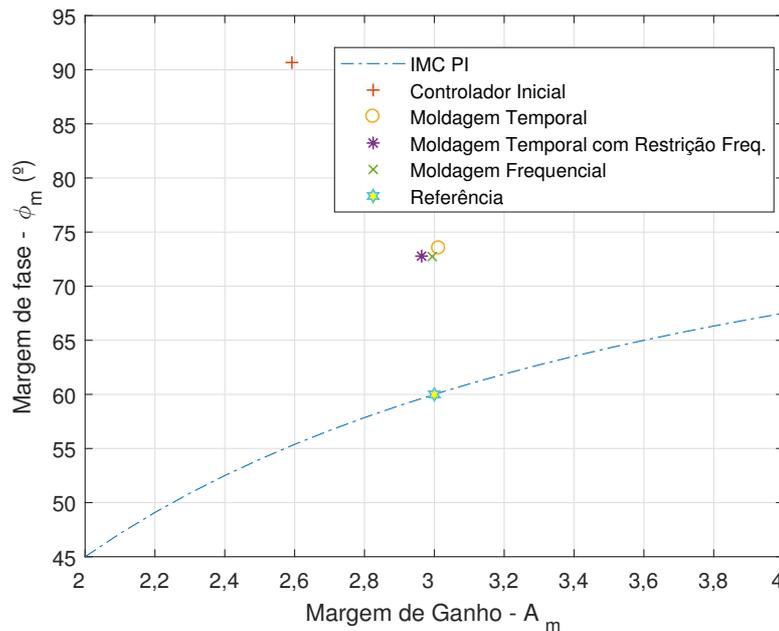


Figura 6.1: Gráfico das margens finais para simulações -  $G_1(s)$

### 6.1.2 Sintonia PID

Para o processo  $G_2(s)$ , usando como sintonia inicial IMC rápido, obteve-se os ganhos de controlador listados na Tabela 6.3. Nota-se uma convergência dos ganhos proporcionais e integrativos, a parte derivativa para a sintonia por moldagem frequencial apresenta um valor muito maior do os ganhos calculados obtidos pelas outras técnicas. Isso é justificado pelo método de otimização empregado que resolve os problemas propostos por soluções

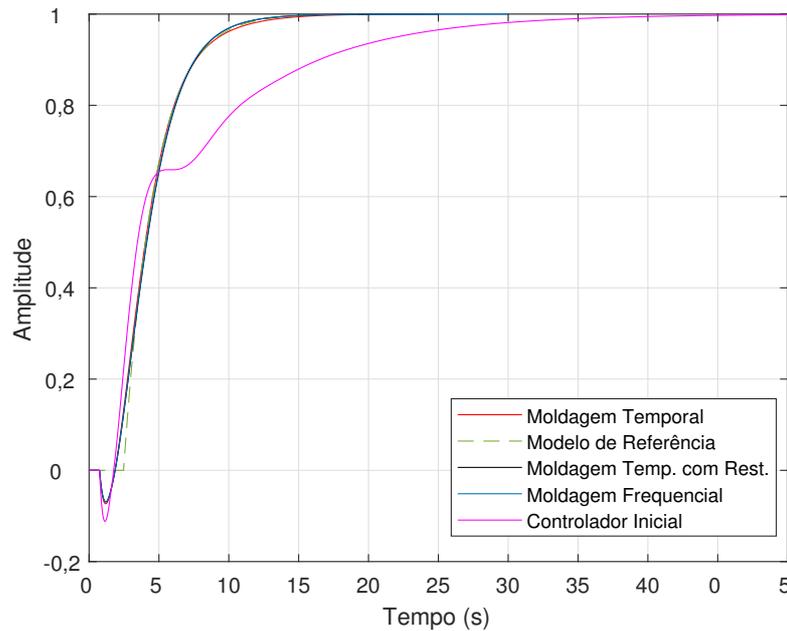


Figura 6.2: Respostas ao degrau para sintonia final para simulações -  $G_1(s)$

Tabela 6.3: Parâmetros de sintonia finais PID -  $G_2(s)$

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Controlador Inicial	0,7785	0,0686	1,0191
Mold. Temp.	1,6298	0,1253	0,7920
Mold. Temp. Rest. Fre.	1,7001	0,1288	0,7809
Mold. Freq.	1,7247	0,1372	3,2011

de mínimos locais. Logo, cada convergência por ser interpretada como mínimos locais de cada problema de otimização.

A convergência nos ganhos também reflete nos índices de desempenho no domínio do tempo e frequência associado a cada resintonia, listados na Tabela 6.3. Os gráficos de desempenho frequencial e a resposta ao degrau estão ilustrados pelas Figuras 6.3 e 6.4 respectivamente. As técnicas por moldagem temporal e temporal com restrição frequencial obtiveram resultados parecidos. Enquanto a moldagem frequencial resulta num desempenho temporal muito mais próximo do modelo de referência, porém uma margem de fase mais distante do que as outras sintonias. Esses resultados são justificados pela existência de mínimos locais, como explicado anteriormente. Além disso, a dinâmica do processo  $G_2(s)$  é mais complexa do que  $G_1(s)$ . Logo, uma malha fechada controlada por um PID não é suficiente para reproduzir com mais precisão um modelo FOPTD como especificado no projeto. Porém, estes ganhos resultam nos melhores desempenhos possíveis para esse caso.

Tabela 6.4: Índices de desempenho para sintonia finais PID -  $G_2(s)$

	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	IAE
Controlador Inicial	5,1060	77,2026	0,5063	0,0586	14,5850
Mold. Temp.	2,3087	67,7408	0,3034	0,0533	10,3958
Mold. Temp. Rest. Fre.	2,2231	66,5945	0,3479	0,0819	9,3499
Mold. Freq.	2,5442	73,7070	0,4277	0,1066	7,2947
Referência	3	60	0.5380	0.1388	7.3150

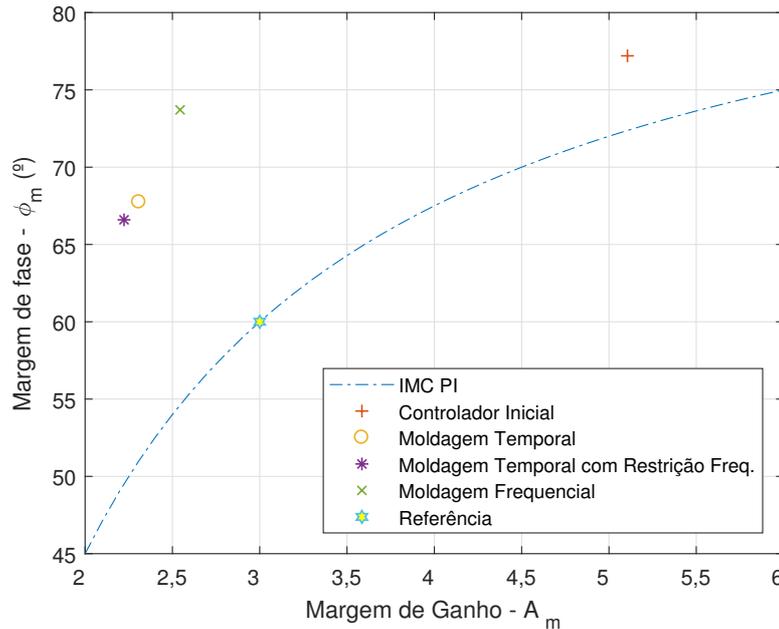


Figura 6.3: Gráfico das margens finais para simulações -  $G_2(s)$

### 6.1.3 Sintonia Iterativa PID

Para as técnicas de sintonia PID iterativas aplicadas no processo  $G_2(s)$ , resultam nos ganhos listados na Tabela 6.5. Os gráficos de desempenho frequencial e a resposta ao degrau estão ilustrados pelas Figuras 6.5 e 6.6 respectivamente. Para todos os casos, os ganhos convergiram em 3 iterações. Assim como a sintonia PID não iterativa, as técnicas por moldagem temporal e temporal com restrição frequencial resultaram em ganhos parecidos e com parte derivativa praticamente nula. Enquanto que para a sintonia por moldagem frequencial calculou os parâmetros com valores um pouco diferentes dos outros resultados. Isso reforça a justificativa que existem mínimos locais nos problemas de otimização.

Os índices de desempenho para esses controladores iterativos estão listados 6.6. Nesses, pode-se interpretar o que representam a convergência nos valores dos ganhos obtidos. Em todos os casos, as estimativas melhoraram o desempenho inicial de forma geral. A técnica de sintonia por moldagem frequencial obteve o desempenho mais próximo da referência escolhida.

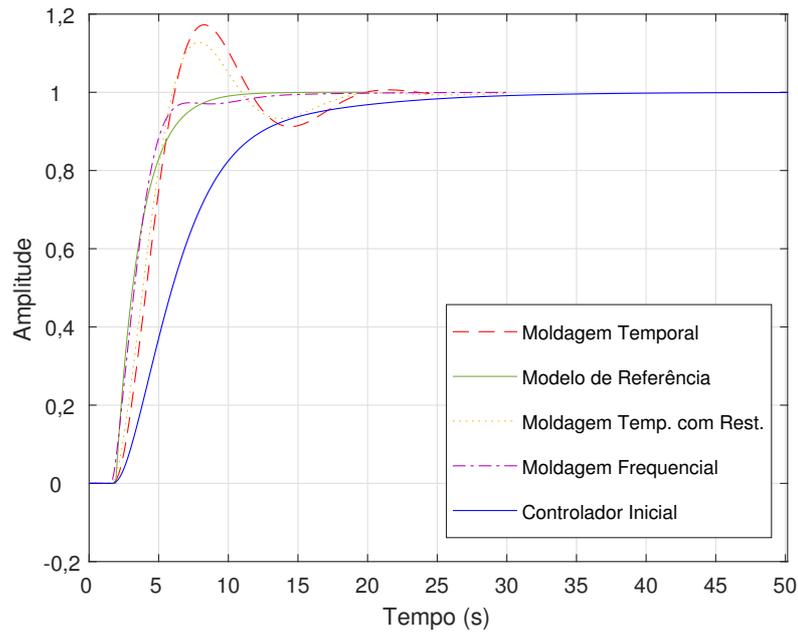


Figura 6.4: Respostas ao degrau para sintonias finais para simulações -  $G_2(s)$

Tabela 6.5: Parâmetros de sintonias iterativas finais PID -  $G_2(s)$

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Controlador Inicial	0,7785	0,0686	1,0191
Mold. Temp.	1,6039	0,1047	0,0049
Mold. Temp. Rest. Fre.	1,6631	0,0997	0,0062
Mold. Freq.	1,4582	0,1405	3,5239

## 6.2 Resultados Experimentais

Anteriormente, resultados de simulações foram analisados e discutidos para validar os métodos apresentados. Dessa forma, nesse seção, o objetivo é verificar a validade prática das técnicas de avaliação e sintonia apresentadas. Inicialmente, a plataforma experimental utilizada para obtenção de dados é descrita e uma malha SISO é escolhida para aplicar as técnicas. Em seguida, os resultados experimentais são discutidos.

Tabela 6.6: Índices de desempenho para sintonias iterativas finais PID -  $G_2(s)$

	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)	IAE
Controlador Inicial	5,1060	77,2026	0,5063	0,0586	14,5850
Mold. Temp.	2,1490	75,5433	0,3065	0,0915	10,6397
Mold. Temp. Rest. Fre.	2,1276	78,3197	0,3129	0,0900	10,9751
Mold. Freq.	2,9417	70,6289	0,4830	0,0990	8,2768
Referência	3	60	0,5380	0,1388	7,3150

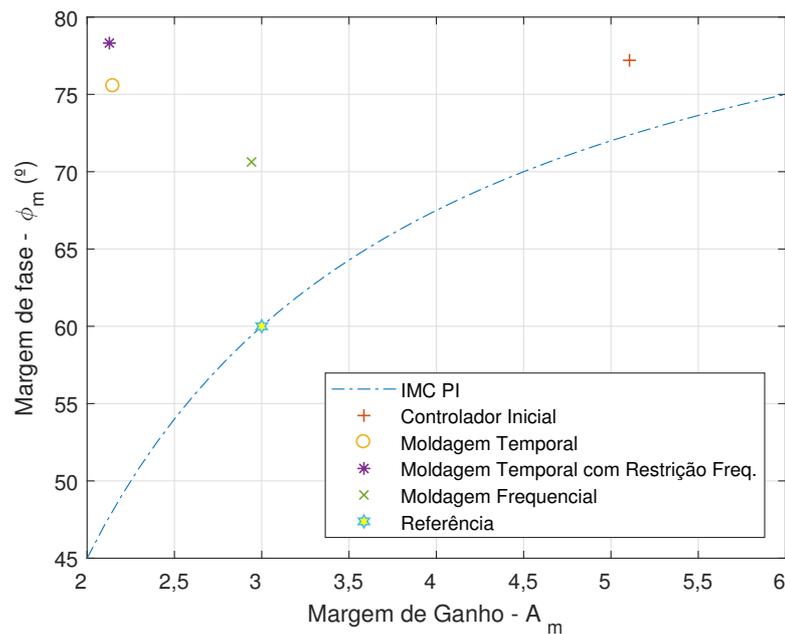


Figura 6.5: Gráfico das margens finais iterativas para simulações -  $G_2(s)$

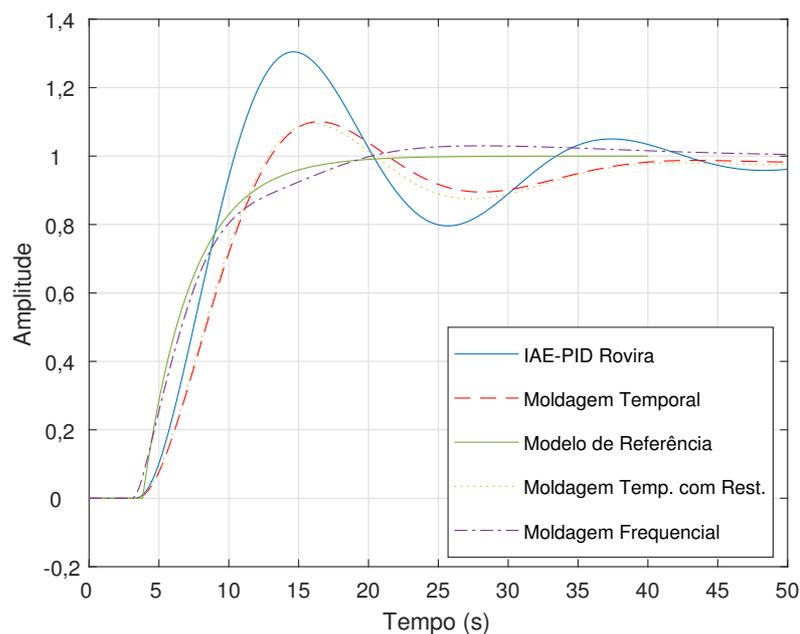


Figura 6.6: Respostas ao degrau para sintonias finais iterativas para simulações -  $G_2(s)$

### 6.2.1 Descrição da Plataforma Experimental

A plataforma experimental de quatro tanques acoplados foi escolhida para aplicação, ilustrada pela Figura 6.7. A planta é composta por quatro tanques de mesmo tamanho, duas bombas hidráulicas, dois inversores de frequência, seis transmissores de pressão diferencial, duas válvulas elétricas, um controlador lógico programável (CLP) e um computador

com um sistema de supervisão e aquisição de dados (SCADA).



Figura 6.7: Plataforma Experimental - Quatro tanques acoplados

Dentre as possibilidades de malhas disponíveis, optou-se por uma malha de nível composta de um transmissor de pressão diferencial com medições no topo e fundo do tanque escolhido. Uma das válvulas elétricas permanecia parcialmente aberta (50%) e uma bomba centrífuga trifásica controlada por um inversor era responsável por injetar mais líquido vindo de um reservatório no tanque. O esquemático dessa configuração está ilustrado na Figura 6.8.

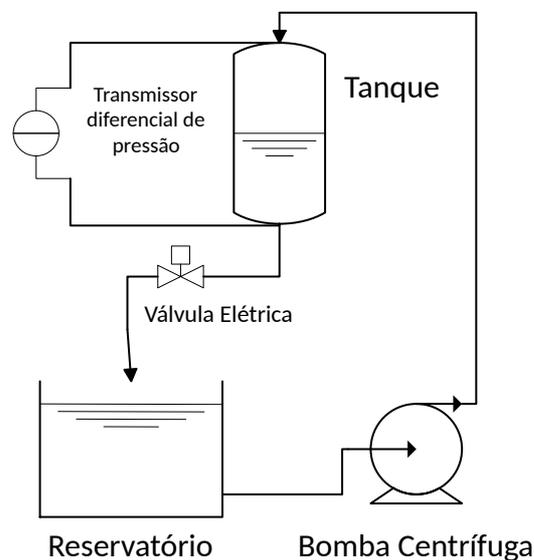


Figura 6.8: Esquemático da malha de nível utilizada

### 6.2.2 Avaliação e Sintonia

O controlador PID inicialmente estava sintonizado com os seguintes valores de ganhos:

Tabela 6.7: Parâmetros utilizados no experimento

Parâmetro	Valor
Referência inicial	60,8029 °C
Amplitude do degrau	1
Amplitude dos relés	0,2
Nº de períodos dos relés	3
Tempo de amostragem	0,1 s

Tabela 6.8: Estimativas de margens de ganho e fase - malha de nível

$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)
4,1112	66,1267	1,0134	0,1492

$$C(s) = 1,93 + \frac{0,0877}{s} + \frac{3,629s}{0,1s + 1} \quad (6.1)$$

Ao aplicar o sinal de excitação proposto para avaliação e coleta de dados temporais e frequenciais nas condições listadas na Tabela 6.7, estimou-se as margens de ganho e fase, além das frequências críticas e de cruzamento. Estas estão listadas na Tabela 6.8 e os sinais de saída e referência estão ilustrados na Figura 6.9.

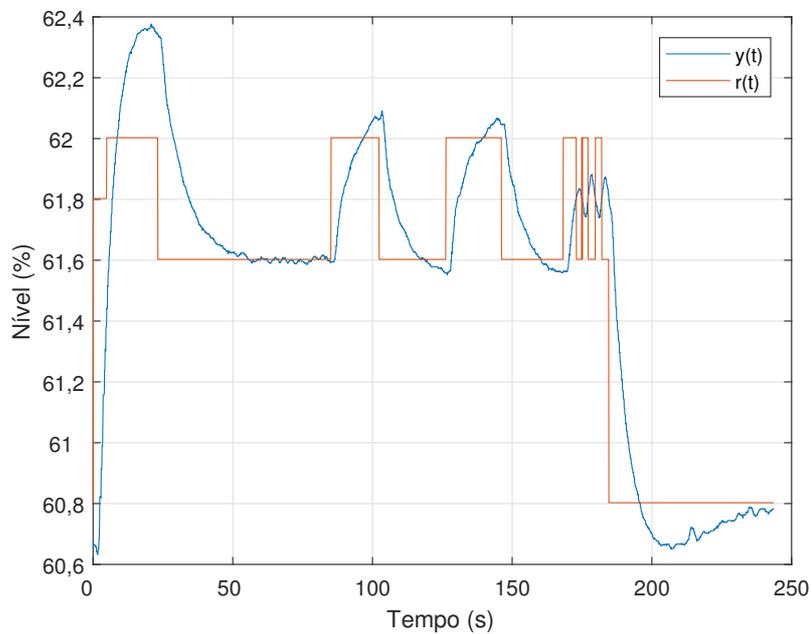


Figura 6.9: Resposta temporal para os sinais de saída à excitação proposta - malha de nível

Assim como nas simulações, o modelo de referência escolhido é FOPTD com sintonia IMC PI. Ao estimar o atraso do processo em 1,8 segundos e definir a margem de ganho de referência de 3 e a de fase de 60°, tem-se o seguinte modelo de referência:

Tabela 6.9: Ganhos dos novos controladores - malha de nível

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Moldagem Temporal	3,8082	0,1767	6,1748
Moldagem Temporal com Restrição Freqüencial	3,8731	0,1471	3,0591
Moldagem Freqüencial	4,0413	0,0044	2,9353

Tabela 6.10: Índices de desempenho para os novos controladores - malha de nível

	$\hat{A}_m$	$\hat{\phi}_m$ (°)	$\hat{\omega}_c$ (rad/s)	$\hat{\omega}_g$ (rad/s)
Moldagem Temporal	2,6032	68,5077	1,2823	0,2277
Moldagem Temp. com Rest. Freqüencial	2,5019	65,4926	1,0833	0,2708
Moldagem Freqüencial	2,4833	69,9938	1,0472	0,2193
Referência	3	60	1,1448	0,2953

$$T_r(s) = \frac{1}{1,638s + 1} e^{-1,8s} \quad (6.2)$$

Os métodos de sintonia da moldagem temporal, moldagem temporal com restrição freqüencial e moldagem freqüencial foram aplicados nos dados coletados. Os respectivos ganhos dos novos controladores estão listados na Tabela 6.9. Para o método da moldagem temporal com restrição foi utilizado a freqüência crítica.

Para cada novo controlador o sinal de referência proposto foi aplicado e as respectivas margens de ganho e fase estão listadas na Tabela 6.10. O gráfico das margens iniciais está ilustrado na Figura 6.10. Ao analisar o desempenho freqüencial, percebe-se que para todas as ressonâncias, os novos índices apresentaram uma convergência para valores próximos dos valores de referência escolhidos para comparação. Destaca-se o desempenho da sintonia por moldagem temporal com restrição na freqüência crítica que obteve a estimativa mais próxima para esse índice.

O desempenho temporal é analisado pelo índice de desempenho IAE para uma resposta ao degrau unitário, listados na Tabela 6.11. Nota-se que esses não correspondem ao valor de referência, entretanto, as respostas temporais são mais rápidas do que a sintonia inicial. Logo, as ressonâncias se aproximam do modelo de referência escolhido. A técnica de sintonia por moldagem freqüencial resultou num índice maior IAE do que o inicial. Isso se deve ao baixo ganho integrativo resultante, fazendo que a resposta ao degrau tenha um erro de regime.

Baseado nos índices experimentais calculados, pode-se concluir que todas as ressonâncias melhoraram o desempenho do sistema de controle analisado. A técnica que obteve mais êxito foi a moldagem temporal com restrição freqüencial, os coeficientes de avaliação no tempo e na freqüência mais se aproximaram das referências escolhidas. As outras técnicas convergiram para valores de ganhos de controlador parecidos. Portanto, podem ser utilizadas para melhorar o desempenho do sistema de controle.

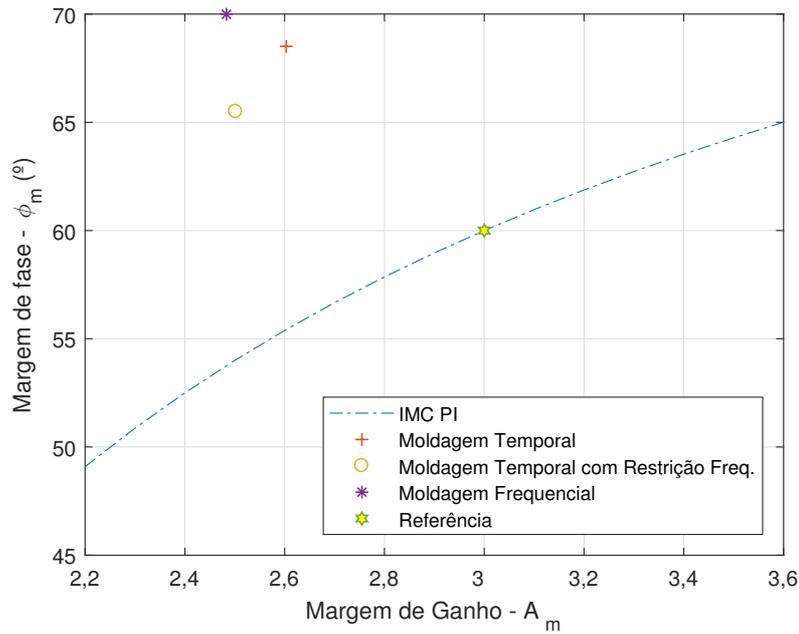


Figura 6.10: Gráfico das margens para novas sintonias - malha de nível

Tabela 6.11: IAE para as novas sintonias - malha de nível

	IAE
Controlador Inicial	9,8304
Moldagem Temporal	7,9380
Moldagem Temp. com Rest. Freqüencial	7,2260
Moldagem Freqüencial	10,6451
Referência	3,4830

### 6.3 Conclusões

Nesse capítulo, buscou-se validar os métodos de avaliação e sintonia de controladores PID em malha fechada por meio da interpretação dos resultados das simulações e experimentais. Baseado nos novos ganhos calculados, aplicou-se o sinal de excitação proposto novamente em cada um desses controladores resintonizados. Com os novos índices de desempenho calculados, conclui-se que os métodos de sintonias baseado em dados analisados nos capítulos anteriores são capazes de melhorar o desempenho do sistema para controladores PI e PID em aspectos temporais e freqüenciais.

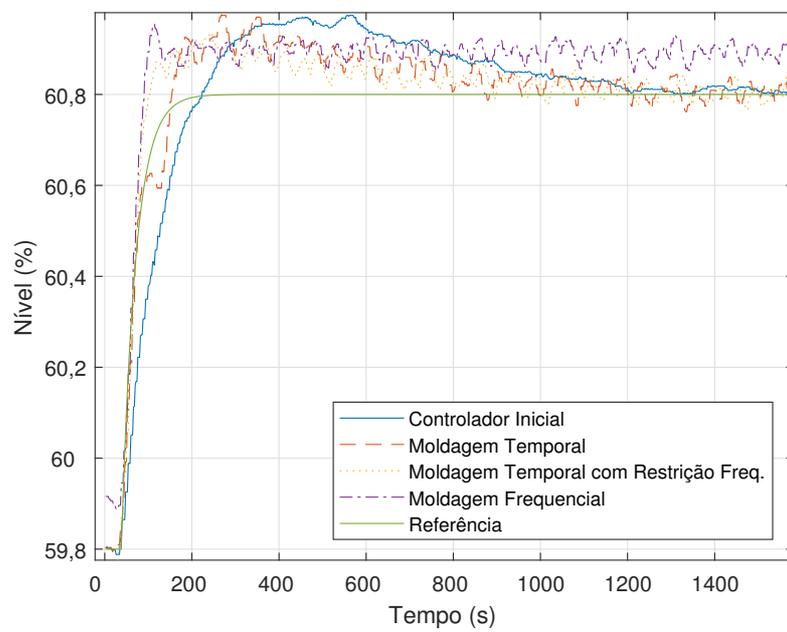


Figura 6.11: Resposta ao degrau - malha de nível

# Capítulo 7

## Conclusões e Trabalhos Futuros

### 7.1 Conclusões

Nessa dissertação foram apresentados resultados nas áreas de Avaliação de Sistemas de Controle e Sintonia de Controladores PID por Dados. Na área de Avaliação de Sistemas de Controle, abordou-se a análise do sinal de referência de modo que os dados gerados fossem capazes de estimar índices de desempenho no domínio do tempo e frequência.

Definiu-se que a análise temporal seria baseado no IAE para uma resposta ao degrau, pois esse é capaz de identificar comportamentos oscilatórios no sinal de saída. A robustez e estabilidade do sistema a ser avaliado seriam mensurados pelas margens de ganho e fase desse. Os respectivos métodos para o cálculo desses índices se baseiam em experimentos do relé. Portanto, montou-se um sinal de referência que aplica cada experimento sequencialmente. A relação das margens de ganho e fase para a sintonia IMC PI foi analisada e se optou por utilizar essa sintonia como modelo de referência nesse trabalho. Uma análise espectral para o todo o sinal foi desenvolvida e validada com resultados de simulação.

Na área de Sintonia de Controladores PID por Dados, buscou-se utilizar as informações coletadas no experimento de avaliação do sistema de modo a ajustar os ganhos do controlador inicial e melhorar o desempenho temporal e frequencial da malha fechada analisada. Analisou-se uma técnica que utiliza dados temporais coletados de resposta ao degrau e resolve um problema de otimização por mínimos quadrados capaz de calcular os incrementos necessários para ajustar o controlador. Para calcular resultados mais precisos, desenvolveu-se um algoritmo para aplicar essa técnica de forma iterativa. Resultados de simulações foram apresentados e analisados para diferentes processos com sintonias iniciais arbitrárias PI e PID.

A técnica temporal foi expandida para possibilitar melhorar condições específicas no domínio da frequência. Logo, desenvolveu-se um critério de restrição para um ponto frequencial e se adicionou no problema de otimização temporal. Portanto, os ganhos

resultantes são capazes de moldar a resposta temporal do modelo de referência escolhido limitados por uma especificação frequencial determinada. Assim como a técnica temporal, desenvolveu-se um algoritmo para aplicar essa técnica de forma iterativa. Além disso, resultados de simulações foram apresentados e analisados para diferentes processos com sintonias iniciais arbitrárias PI e PID.

Por fim, desenvolveu-se uma técnica de sintonia de controladores PID por dados via moldagem frequencial. Esta se baseia na resolução de dois problemas de otimização convexa. Os ganhos do controlador resultante são os mais apropriados para fazer com que o espectro da nova malha fechada fique o mais próximo possível do modelo de referência. Assim como as outras técnicas apresentadas, desenvolveu-se um algoritmo para aplicar esse método de forma iterativa, apresentou-se e analisou-se resultados de simulações para sintonias iniciais arbitrárias PI e PID em diferentes tipos de processos.

O desempenho dos resultados simulados foram comparados para sintonias iniciais específicas nos processos escolhidos. Além disso, aplicou-se os métodos desenvolvidos de avaliação e sintonia numa malha de nível disponível em uma planta didática. Baseado nos resultados discutidos, conclui-se que todas as técnicas avaliadas são capazes de melhorar o desempenho do sistema de controle limitadas pela dinâmica do processo e escolha do modelo de referência apropriado.

## 7.2 Trabalhos Futuros

Sugere-se como trabalhos futuros:

- Extensão dos índices de avaliação calculados pelo sinal de referência proposto de modo a possibilitar uma interpretação mais completa do desempenho do sistema;
- Estudo para escolha do modelo de referência apropriado para resintonia para que haja um melhor ajuste dos parâmetros do controlador;
- Extensão das técnicas de sintonia para processos multivariáveis de modo que seja possível uma sintonia completa em processos complexos;
- Estudo da estabilidade dos sistemas resintonizados para que haja mais garantias da robustez dos métodos desenvolvidos.

# Referências Bibliográficas

ACIOLI JÚNIOR, G.; BARROS, P. R. Closed-loop evaluation and PI controller redesign satisfying classical robustness measures. In: IEEE. *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2011. p. 504–509.

ALBERTOS, P.; PIQUERAS, A. S. *Iterative Identification and Control: Advances in Theory and Applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.

ARRUDA, G. H. de; BARROS, P. R. Relay-based gain and phase margins PI controller design. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 52, n. 5, p. 1548–1553, 2003.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, Elsevier, v. 20, n. 5, p. 645–651, 1984.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *PID controllers: theory, design, and tuning*. [S.l.]: Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *Advanced PID control*. [S.l.]: ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.

BARROSO, H. C.; ACIOLI JUNIOR, G.; BARROS, P. R. Time and frequency performance assessment of IMC PI control loops. *IFAC-PapersOnLine*, Elsevier, v. 48, n. 8, p. 391–396, 2015.

BAUER, M. et al. The current state of control loop performance monitoring—a survey of application in industry. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 38, p. 1–10, 2016.

BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. *Data-driven controller design: the H2 approach*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.

ETTALEB, L. et al. Monitoring oscillations in a multiloop system. In: IEEE. *Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*. [S.l.], 1996. p. 859–863.

GAO, X. et al. A review of control loop monitoring and diagnosis: Prospects of controller maintenance in big data era. *Chinese Journal of Chemical Engineering*, Elsevier, v. 24, n. 8, p. 952–962, 2016.

GAO, X. et al. A novel data-driven method for simultaneous performance assessment and retuning of PID controllers. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, ACS Publications, v. 56, n. 8, p. 2127–2139, 2017.

- GEVERS, M. Identification for control: From the early achievements to the revival of experiment design. *European journal of control*, Elsevier, v. 11, n. 4-5, p. 335–352, 2005.
- GRIMBLE, M. J. Controller performance benchmarking and tuning using generalised minimum variance control. *Automatica*, Elsevier, v. 38, n. 12, p. 2111–2119, 2002.
- GUARDABASSI, G. O.; SAVARESI, S. 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.
- HABER, R.; KEVICZKY, L. Nonlinear system identification-input-output modeling approach. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- HÄGGLUND, T. A control-loop performance monitor. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 3, n. 11, p. 1543–1551, 1995.
- HARRIS, T. J. Assessment of control loop performance. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, Wiley Online Library, v. 67, n. 5, p. 856–861, 1989.
- HJALMARSSON, H. et al. Iterative feedback tuning: theory and applications. *IEEE control systems*, IEEE, v. 18, n. 4, p. 26–41, 1998.
- HJALMARSSON, H.; GUNNARSSON, S.; GEVERS, M. A convergent iterative restricted complexity control design scheme. In: IEEE. *Decision and Control, 1994., Proceedings of the 33rd IEEE Conference on*. [S.l.], 1994. v. 2, p. 1735–1740.
- HO, W. K. et al. Self-tuning IMC-PID control with interval gain and phase margins assignment. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 535–541, 2001.
- HOU, Z.-S.; WANG, Z. From model-based control to data-driven control: survey, classification and perspective. *Information Sciences*, Elsevier, v. 235, p. 3–35, 2013.
- HUANG, B.; SHAH, S. L. Practical issues in multivariable feedback control performance assessment. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 8, n. 5-6, p. 421–430, 1998.
- HUANG, B.; SHAH, S. L. *Performance assessment of control loops: theory and applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- ISERMANN, R.; MÜNCHHOF, M. *Identification of dynamic systems: an introduction with applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.
- JELALI, M. An overview of control performance assessment technology and industrial applications. *Control engineering practice*, Elsevier, v. 14, n. 5, p. 441–466, 2006.
- JELALI, M. *Control performance management in industrial automation: assessment, diagnosis and improvement of control loop performance*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- JENG, J.-C.; FU, E.-P. Closed-loop tuning of set-point-weighted proportional–integral–derivative controllers for stable, integrating, and unstable processes: A unified data-based method. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, ACS Publications, v. 54, n. 3, p. 1041–1058, 2015.

- JENG, J.-C.; HUANG, H.-P.; LIN, F.-Y. Modified relay feedback approach for controller tuning based on assessment of gain and phase margins. *Industrial & engineering chemistry research*, ACS Publications, v. 45, n. 12, p. 4043–4051, 2006.
- KAMMER, L. C.; BITMEAD, R. R.; BARTLETT, P. L. Direct iterative tuning via spectral analysis. *Automatica*, Elsevier, v. 36, n. 9, p. 1301–1307, 2000.
- KARIMI, A.; HEUSDEN, K. V.; BONVIN, D. Non-iterative data-driven controller tuning using the correlation approach. In: IEEE. *Control Conference (ECC), 2007 European*. [S.l.], 2007. p. 5189–5195.
- KARIMI, A.; MIŠKOVIĆ, L.; BONVIN, D. Convergence analysis of an iterative correlation-based controller tuning method. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 35, n. 1, p. 413–418, 2002.
- KEESMAN, K. J. *System identification: an introduction*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- KO, B.-S.; EDGAR, T. F. Assessment of achievable pi control performance for linear processes with dead time. In: IEEE. *American Control Conference, 1998. Proceedings of the 1998*. [S.l.], 1998. v. 3, p. 1548–1552.
- LIU, T.; GAO, F. *Industrial process identification and control design: step-test and relay-experiment-based methods*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. [S.l.]: World Scientific, 2009.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5. ed. [S.l.]: Prentice Hal, 2010. ISBN 978-0136156734.
- PAULONIS, M. A.; COX, J. W. A practical approach for large-scale controller performance assessment, diagnosis, and improvement. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 13, n. 2, p. 155–168, 2003.
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: PID controller design. *Industrial & engineering chemistry process design and development*, ACS Publications, v. 25, n. 1, p. 252–265, 1986.
- ROVIRA, A. A.; MURRILL, P. W.; SMITH, C. L. *TUNING CONTROLLERS FOR SET POINT CHANGES*. [S.l.], 1970.
- RUEL, M. Learn how to assess and improve control loop performance. *TECHNICAL PAPERS-ISA*, ISA TRAINING AND PUBLICATIONS SERVICES, v. 423, p. 351–356, 2002.
- SCHEI, T. S. Automatic tuning of PID controllers based on transfer function estimation. *Automatica*, Elsevier, v. 30, n. 12, p. 1983–1989, 1994.
- SEBORG, D. E. et al. *Process dynamics and control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of process control*, Elsevier, v. 13, n. 4, p. 291–309, 2003.

SOMA, S.; KANEKO, O.; FUJII, T. 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.

TORRES, B. S. et al. Performance assessment of control loops–case studies. *Proc IFAC ADCHEM, Gramado, Brasil*, 2006.

VERONESI, M.; VISIOLI, A. An industrial application of a performance assessment and retuning technique for PI controllers. *ISA transactions*, Elsevier, v. 49, n. 2, p. 244–248, 2010.

VILANOVA, R.; VISIOLI, A. *PID control in the third millennium*. [S.l.]: Springer, 2012.

VISIOLI, A. *Practical PID control*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.

WAKITANI, S. et al. Design of a data-driven PID controller using operating data. *IFAC Proceedings Volumes*, Elsevier, v. 46, n. 11, p. 587–592, 2013.

YANG, X.; XU, B.; CHIU, M.-S. Pid controller design directly from plant data. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, ACS Publications, v. 50, n. 3, p. 1352–1359, 2010.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *trans. ASME*, v. 64, n. 11, 1942.