



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Ajuste de Controlador PID por Método de Autossintonia Baseado em Estimativa de Robustez

Luiz André Pontarolo

Orientador: Prof. Dr. Carlos Eduardo Trabuco Dórea

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M551
Natal, RN, julho de 2019

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação da Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Pontarolo, Luiz André.

Ajuste de controlador PID por método de autossintonia baseado em estimativa de robustez / Luiz André Pontarolo. - 2019

65f.: il.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2019.

Orientador: Dr. Carlos Eduardo Trabuco Dórea.

1. Autossintonia de controladores - Dissertação. 2. Controladores PID - Dissertação. 3. Robustez - Dissertação. 4. Experimento do relé - Dissertação. 5. CLP - Dissertação. I. Dórea, Carlos Eduardo Trabuco. II. Título.

RN/UF/BCZM

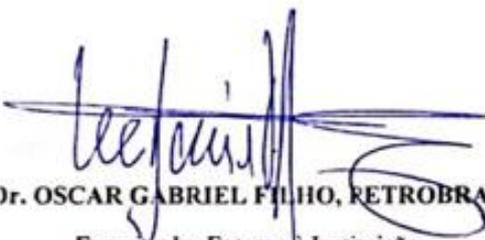
CDU 62-55



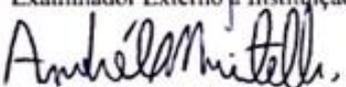
Universidade Federal do Rio Grande do Norte
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO

ATA Nº 551

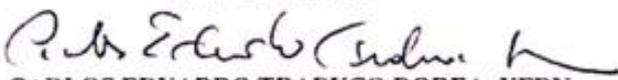
Ao quinto dia do mês de julho do ano de dois mil e dezenove, foi realizada a 551ª sessão de defesa de dissertação de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, na qual o mestrando Luiz André Pontarolo apresentou o trabalho que tem como título: Ajuste de Controlador PID por Método de Autossintonia Baseado em Estimativa de Robustez. A sessão teve início às 15h00min, tendo a banca examinadora sido constituída pelos seguintes participantes Carlos Eduardo Trabuco Dorea (Dr. UFRN, Presidente), André Laurindo Maitelli (Dr. UFRN, Examinador Interno ao Programa), Oscar Gabriel Filho (Dr. PETROBRAS, Examinador Externo à Instituição). Após a apresentação do trabalho e o exame pela banca, o mestrando foi considerado A P R O V A D O, tendo sido lavrada a presente ata, que vai assinada pelos examinadores e pelo mestrando. A versão final da dissertação deverá ser entregue ao programa, no prazo máximo de 60 dias, contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. Conforme o Artigo 49 da Resolução 197/2013 - CONSEPE, o candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.



Dr. OSCAR GABRIEL FILHO, PETROBRAS
Examinador Externo à Instituição



Dr. ANDRÉ LAURINDO MAITELLI, UFRN
Examinador Interno



Dr. CARLOS EDUARDO TRABUCO DOREA, UFRN
Presidente



LUIZ ANDRÉ PONTAROLO
Mestrando

Agradecimentos

Inicialmente, deixo meus sinceros agradecimentos aos meus pais, Marcos e Rozélia, por toda a dedicação, correção e incentivo que me ofereceram em todos os momentos.

À minha esposa Marianna, agradeço por todo o respeito, companheirismo e apoio, mesmo nos momentos em que a pesquisa nos limitou os períodos de convívio.

Ao meu orientador, prof. Trabuco, agradeço pelo tratamento cordial e respeitoso, pelos ensinamentos nas disciplinas do curso e pelas orientações.

Aos meus colegas de Laut, em especial ao Éverton, agradeço pelo apoio dado, pelo conhecimento compartilhado e pelo bom ambiente que proporcionaram para a elaboração deste trabalho.

Por fim, deixo meus agradecimentos aos professores e demais colaboradores que se dedicam para manter o Laut com uma ótima estrutura para pesquisa.

Resumo

Este trabalho propõe um método de autossintonia de controladores PID, de modo a garantir robustez ao sistema, sendo implementado em Controlador Lógico Programável (CLP) por meio de experimentos do relé, com a possibilidade de ser aplicado em controladores PI-D. O método de autossintonia proposto foi elaborado por meio da adaptação de métodos voltados para controladores PI já existentes, com o objetivo de utilizar poucas estruturas iterativas, permitindo a implementação em CLP, assim como melhorar o desempenho na resposta transitória do sistema. A robustez é obtida pela máxima sensibilidade do sistema, sendo estabelecida pelo usuário. Os experimentos do relé fornecem pontos de resposta em frequência que permitem o cálculo de parâmetros que modificam os termos originais do controlador, de modo a retirar os pontos do interior do círculo de máxima sensibilidade. Os resultados de aplicações em dois CLP, de sistemas didáticos distintos, permitiram a comparação com um método de ajuste de controlador PI existente e a demonstração da eficácia do método.

Palavras-chave: Autossintonia de Controladores, Controladores PID, Robustez, Experimento do Relé, CLP.

Abstract

This work proposes a autotuning method of PID controllers, in order to guarantee robustness to the system, being implemented in Programmable Logic Controller (PLC) through relay experiments, with the possibility of being applied in PI-D controllers. The autotuning method proposed was developed through the adaptation of methods directed to existing PI controllers, with the objective of using few iterative structures, allowing the implementation in PLC, as well as improving the performance in the transient response of the system. Robustness is obtained by the maximum sensitivity of the system. Relay experiments provide frequency response points that allow calculation of parameters that modify the original terms of the controller in order to remove the points from the interior of the maximum sensitivity circle. Results of two PLC applications of different didactic systems allowed comparison with an existing PI controller tuning method and the demonstration of the effectiveness of the method.

Keywords: Auto Tuning, PID Controller, Robustness, Relay Experiment, PLC.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Lista de Símbolos e Abreviaturas	vii
1 Introdução	1
1.1 Revisão Bibliográfica	1
1.2 Justificativa	2
1.3 Organização do texto	3
2 Fundamentos Teóricos	5
2.1 Sistemas de Controle	5
2.2 Controladores PID	7
2.3 Resposta em Frequência	8
2.4 Diagrama de Nyquist	8
2.5 Diagrama de Bode	8
2.6 Estabilidade em Sistemas de Controle	10
2.6.1 Margens de Fase e de Ganho	10
2.6.2 Função de sensibilidade	11
2.7 Experimento do Relé	13
2.7.1 Estimação da margem de fase	14
2.7.2 Estimação da margem de ganho	16
2.8 Modelo FOPDT	16
2.9 Controlador PI-D	17
2.10 Conclusão	18
3 Autossintonia de Controladores	19
3.1 Ressintonia de Controladores PID	19
3.2 Ressintonia de Controladores PI	23
3.2.1 Determinação do parâmetro α	25
3.2.2 Determinação do parâmetro β	26
3.3 Inclusão do termo derivativo	28
3.4 Determinação do valor de T_d	30

3.5	Resumo dos procedimentos	32
3.6	Conclusão	32
4	Exemplos de Ressonância	35
4.1	Exemplo 1	35
4.2	Exemplo 2	40
4.3	Exemplo 3	44
4.4	Conclusão	48
5	Resultados Experimentais	49
5.1	Implementação no sistema didático Training Box Duo	49
5.1.1	Resultados	49
5.2	Implementação na planta didática Authomathika PDH-1002	53
5.3	Ressonância da malha FIC-1001A	53
5.4	Ressonância da malha FIC-1001B	57
5.5	Conclusão	59
6	Conclusão	61
	Referências bibliográficas	62

Lista de Figuras

2.1	Sistema básico.	5
2.2	Sistema com controlador em malha aberta.	6
2.3	Sistema com controlador em malha fechada.	6
2.4	Sistema com controlador PID.	7
2.5	Diagrama de Nyquist.	9
2.6	Diagramas de Bode.	9
2.7	Margens de fase e de ganho no Diagrama de Nyquist.	11
2.8	Margens de fase e de ganho no Diagrama de Bode.	12
2.9	Círculo M_s no Diagrama de Nyquist.	13
2.10	Malha utilizada pelo método do relé.	13
2.11	Malha utilizada para estimativa de margem de fase no método do relé.	15
2.12	Malha simplificada de estimativa de margem de fase no método do relé.	15
2.13	Malha utilizada para estimativa de margem de ganho no método do relé.	16
2.14	Sistema com controlador PI-D em malha fechada.	18
3.1	Exemplo de Diagrama de Bode com tangência em ω_d	20
3.2	Exemplo de Diagrama de Nyquist com tangência em ω_d	20
3.3	Sistema utilizado para determinar $\angle G(s)$ e $ G(s) $	21
3.4	Composição de curva de Nyquist pelo método de Malladi e Yadaiah.	22
3.5	Variação de α	23
3.6	Variação de β	24
3.7	Pontos estimados $L(j\omega_u)$, $L(j\omega_i)$ e $L(j\omega_c)$ no Diagrama de Nyquist.	25
3.8	Deslocamento de $L(j\omega_i)$ com a variação de α	26
3.9	Deslocamento dos pontos estimados com a variação de β	27
3.10	Variação de T_d	30
3.11	Contribuição de T_d na variação de $L_2(j\omega_{i2})$	32
4.1	Exemplo 1 - Determinação dos pontos críticos.	36
4.2	Exemplo 1 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d	38
4.3	Exemplo 1 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.	39
4.4	Exemplo 1 - Resposta ao degrau.	39
4.5	Exemplo 2 - Determinação dos pontos críticos.	41
4.6	Exemplo 2 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d	42
4.7	Exemplo 2 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.	43
4.8	Exemplo 2 - Resposta ao Degrau.	43

4.9	Exemplo 3 - Determinação dos pontos críticos.	45
4.10	Exemplo 3 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d	46
4.11	Exemplo 3 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.	47
4.12	Exemplo 3 - Resposta ao degrau.	47
5.1	Bloco PIDA elaborado para o sistema didático Training Box Duo.	50
5.2	Variação dos pontos críticos da ressonância do sistema didático Training Box Duo com controlador PID.	51
5.3	Variação dos pontos críticos da ressonância do sistema didático Training Box Duo com controlador PI.	51
5.4	Resposta ao degrau da ressonância do sistema didático Training Box Duo.	52
5.5	Resposta à perturbação da ressonância do sistema didático Training Box Duo.	52
5.6	Bloco PIDA elaborado para a planta didática Authomathika PDH-1002.	54
5.7	Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001A com controlador PID.	55
5.8	Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001A com controlador PI.	55
5.9	Resposta transitória para a ressonância da malha FIC-1001A.	56
5.10	Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001B com controlador PID.	57
5.11	Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001B com controlador PI.	58
5.12	Resposta transitória para a ressonância da malha FIC-1001B.	59

Lista de Tabelas

4.1	Exemplo 1 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.	38
4.2	Exemplo 1 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.	40
4.3	Exemplo 2 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.	42
4.4	Exemplo 2 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.	44
4.5	Exemplo 3 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.	46
4.6	Exemplo 3 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.	48
5.1	Resultados da resposta ao degrau na ressonância da malha FIC-1001A. . .	56
5.2	Resultados da resposta ao degrau na ressonância da malha FIC-1001B. . .	58

Lista de Símbolos e Abreviaturas

α	Parâmetro de ajuste do controle integral
β	Parâmetro de ajuste do controle proporcional
ω_c	Frequência de cruzamento de ganho
ω_d	Frequência de tangência desejada
ω_i	Frequência intermediária entre ω_c e ω_u
ω_u	Frequência de cruzamento de fase
ω_{i2}	Frequência intermediária entre ω_u e ω_i
ω_{i3}	Frequência intermediária entre ω_i e ω_c
ϕ_m	Fase do sistema na frequência desejada
τ	Tempo Morto Normalizado
a	Amplitude de entrada do relé
$C(s)$	Função de transferência do controlador
$C_1(s)$	Função de transferência do controlador após a inclusão do parâmetro α
$C_2(s)$	Função de transferência do controlador após a inclusão dos parâmetro α e β
$C_3(s)$	Função de transferência do controlador após a inclusão dos parâmetros α e β e T_d
d	Amplitude de saída do relé
$G(s)$	Função de transferência do processo
K_p	Ganho proporcional
L	Tempo de atraso do modelo FOPDT
$L(s)$	Função de transferência de malha aberta
$L_1(s)$	Função de transferência de malha aberta após a inclusão do parâmetro α

$L_2(s)$	Função de transferência de malha aberta após a inclusão dos parâmetro α e β
$L_3(s)$	Função de transferência de malha aberta após a inclusão dos parâmetros α e β e T_d
M_s	Máxima sensibilidade
$S(s)$	Função de sensibilidade do sistema
sa	Termo derivativo de amplitude
sp	Termo derivativo de fase
T	Termo de primeira ordem do modelo FOPDT
$T(s)$	Função de transferência do sistema de malha fechada
T_d	Tempo derivativo
T_i	Tempo integral
BIBO	<i>Bounded-Input Bounded-Output</i>
CLP	Controlador Lógico Programável
CPU	Unidade Central de Processamento
FOPDT	<i>First Order Plus Dead Time</i>
FOPID	<i>Fractional Order PID</i>
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PIDA	PID Avançado
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
SOPDT	<i>Second Order Plus Dead Time</i>

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de controle, como são conhecidos atualmente, têm seu início com a chegada do século XX. De acordo com Bennett (1996), a história dos sistemas de controle pode ser dividida nos seguintes períodos:

- Controle antigo: antes de 1900
- Período pré-clássico: 1900-1940
- Período clássico: 1935-1960
- Controle moderno: a partir de 1955

No período pré-clássico foram difundidos os sistemas de comunicação. Lewis (1992) afirma que em virtude das pesquisas no domínio da frequência realizadas entre as décadas de 20 e 30, para solucionar problemas de amplificação de sinais, H.S. Black, em 1927, introduziu o conceito de realimentação negativa, a fim de realizar ajustes de fase em frequências específicas. Na sequência, H. Nyquist desenvolveu um critério de estabilidade baseado em gráficos polares de uma função complexa. Em 1938, H. W. Bode, por meio de gráficos de resposta em frequência para magnitude e fase investigou a estabilidade em malha fechada e criou os conceitos de margem de ganho e de fase.

Neste período, também houve um impulso de pesquisas voltadas às Grandes Guerras. O primeiro controle PID foi desenvolvido para o controle de direção de navios por Minorsky (1922). Já no período clássico, o trabalho mais destacado é o de Ziegler & Nichols (1942) que difundiram o controle PID por meio de um método de sintonia simples, onde, a partir de características dinâmicas do processo, é possível a determinação dos parâmetros de controle.

O período de controle moderno foi impulsionado pela crescente evolução dos sistemas computacionais, que permitem um processamento de informações elevado. Neste período surgiu o controle digital, lógicas mais complexas de algoritmos iterativos (essenciais para processos de otimização), técnicas de autossintonia, além de controles voltados à robustez.

1.1 Revisão Bibliográfica

A sintonia dos processos proposta por Ziegler & Nichols (1942) para estimar os parâmetros PID dá-se basicamente por dois métodos. O primeiro, conhecido como método

de resposta ao degrau, avalia o processo em malha aberta a partir de uma excitação por um sinal em degrau. No segundo, há uma excitação com um controlador proporcional em malha fechada e analisa-se a resposta oscilatória até apresentar amplitude constante. A partir desta resposta, determinam-se dois parâmetros, conhecidos como ganho crítico e período crítico, sendo respectivamente o ganho que provoca a oscilação e o período da oscilação. Com esses dois parâmetros, é possível, por meio de fórmulas simples, determinar valores adequados para os termos PID.

Outra forma de sintonia comumente utilizada é a técnica de sintonia automática utilizando o relé realimentado, apresentada por Aström & Hägglund (1984). O relé, agindo como o controlador, provoca oscilações na resposta de malha fechada, permitindo a determinação do período crítico e, associando a amplitude do relé com a da resposta, determinar o ganho crítico. Com esses dois valores críticos, é possível determinar os valores dos parâmetros do controlador PID.

A partir deste trabalho, os processos de sintonia com o uso de relé foram evoluindo, permitindo a determinação de novos parâmetros, como no trabalho de Longchamp & Pignet (1995), em que o teste do relé foi adaptado para determinar as margens de ganho e de fase.

Tan et al. (2000) propõem uma adaptação do método do relé para realizar a identificação dos parâmetros do sistema, considerando que o comportamento se aproxima de um sistema de primeira ordem com um atraso.

O uso do método do relé, combinado com processos de otimização voltados para a robustez do sistema, por meio de estruturas iterativas, foi utilizado em Chen & Moore (2005) e Malladi & Yadaiah (2013). Outros processos de otimização, como o PSO (Particle Swarm Optimization), foram usados para a determinação dos parâmetros do controlador PID em Solihin et al. (2011) e Mousakazemia & Ayoobian (2019). Algoritmos genéticos foram utilizados para obter a robustez para controladores PID em Qiao et al. (2016) e Jan et al. (2008).

Rego (2018) adaptou um método de autossintonia proposto por Barbosa (2015) para alterar os termos do controlador PI de forma a garantir robustez ao sistema, por meio da análise no domínio da frequência, utilizando o método do relé, com possibilidade de aplicação em CLP. O processo obtém pontos críticos da curva de Nyquist e a função aproximada do processo, e realiza operações simples para determinar os parâmetros do controlador PI utilizados para movimentar os pontos críticos, atendendo ao critério de robustez do sistema.

1.2 Justificativa

Um método de controle possível com o uso do CLP é o controle PID, presente na maioria dos sistemas de malha fechada dos processos industriais, mesmo que muitos outros procedimentos de controle já tenham sido desenvolvidos (Aström & Hägglund 1995). Eles são preferidos por possuírem estrutura simples, facilidade de implementação e compreensão.

Os parâmetros do controlador PID podem ser determinados por diversos métodos de sintonia. Mesmo com uma evolução acelerada das técnicas de controle, não existe um

método único que possibilite um padrão de sintonia ideal para qualquer tipo de sistema industrial existente. A sintonia do controlador depende da dinâmica do processo e dos objetivos a serem alcançados. Por isso, existem deficiências na sintonia de sistemas de controle atuais.

Bialkowsky (1993) realizou uma pesquisa em cerca de 2000 malhas de controle de indústrias de papel e celulose no Canadá e constatou que apenas 20% das malhas tinham funcionamento satisfatório, 30% tinham deficiência de ajuste de parâmetros e 20% possuíam problemas relacionados ao projeto do sistema de controle do processo. Já Ender (1993) afirma que 30% dos processos operam no modo manual, 20% usam ajustes de parâmetros de fábrica e 30% possuem baixo desempenho devido a sensores e atuadores deficientes. Neves (2009) cita que apenas 1/3 dos processos industriais apresenta desempenho satisfatório, 36% são utilizados com controladores em malha aberta e o restante são processos com baixo desempenho ou razoável. Boa parte das malhas industriais são sintonizadas seguindo padrões de fabricantes de controladores ou manualmente por operadores (Aström & Hägglund 1995).

É essencial para um bom funcionamento do processo determinar os objetivos em termos de desempenho e realizar uma sintonia no sistema de controle de forma a obter os resultados desejados. Dentro das técnicas atuais de sintonia, existe a autossintonia, onde se consegue determinar de forma automática os parâmetros do controlador para alcançar os objetivos de desempenho do processo, dispensando o ajuste manual por parte de operadores, sendo disponível em controladores PID desde os anos 80 (Aström & Hägglund 2006).

Propostas atuais de autossintonia para controladores PID voltados para a robustez do sistema envolvem estruturas iterativas para determinar os parâmetros do controlador e dificultam a aplicabilidade em CLP. O método proposto por Rego (2018) proporcionou o uso do controlador PI em CLP e garantiu a robustez do sistema utilizando pouco recurso computacional e expressões matemáticas simples.

Este trabalho busca adaptar este método com a inclusão do termo derivativo, possibilitando alcançar os critérios de robustez, assim como o método de Rego (2018), bem como permitindo o uso em CLP, com o benefício de proporcionar melhores resultados no domínio do tempo.

O uso do Experimento do Relé combinado com a obtenção de um modelo aproximado de primeira ordem do processo permite obter pontos da curva de Nyquist que podem ser movimentados de acordo com parâmetros calculados, de forma a retirar a curva de Nyquist de uma área circular que representa o pico da sensibilidade, de forma a garantir a sua robustez.

1.3 Organização do texto

O Capítulo 2 apresenta conceitos necessários para compreender os sistemas de controle utilizados, possibilitar a análise da resposta em frequência e determinar os elementos que garantem a robustez e estabilidade de um sistema. O Capítulo 3 descreve alguns trabalhos existentes que buscam a robustez do sistema por meio do processo de autossintonia de controladores, que sejam viáveis para uso em CLP, e, em seguida, apresenta a proposta de adaptação do trabalho de Rego (2018), visando a introdução do termo derivativo. O

Capítulo 4 apresenta exemplos de simulação do método de adaptação proposto, com resultados gráficos e numéricos que comprovam a viabilidade da proposta. Por fim, o Capítulo 5 apresenta a implementação do método em um CLP de um sistema didático, que contém um processo de segunda ordem simulado por circuitos eletrônicos, além do CLP de uma planta didática que reproduz um processo industrial de pequeno porte, com apresentação de resultados comparativos que mostram a efetividade do método.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Neste capítulo serão abordados os fundamentos teóricos que servem de base para a elaboração deste trabalho. Inicialmente, usando análise no domínio da frequência, serão descritos conceitos de sistemas de controle, com ênfase na análise do controlador PID, e suas ferramentas de visualização gráfica. Em seguida, serão descritos conceitos para garantir a estabilidade e robustez de um sistema. Na sequência, será apresentado o experimento do relé, mostrando a possibilidade de extração de pontos específicos e da margem de ganho e de fase do sistema. Por fim, é apresentado um modelo de obtenção da função de transferência do processo, assim como é apresentado o controlador PI-D, comparando-o ao controlador PID.

2.1 Sistemas de Controle

Os sistemas de controle podem ser representados de acordo com a Figura 2.1, onde o processo possui um sinal de entrada, denominado $u(t)$ e uma saída, denominada $y(t)$.

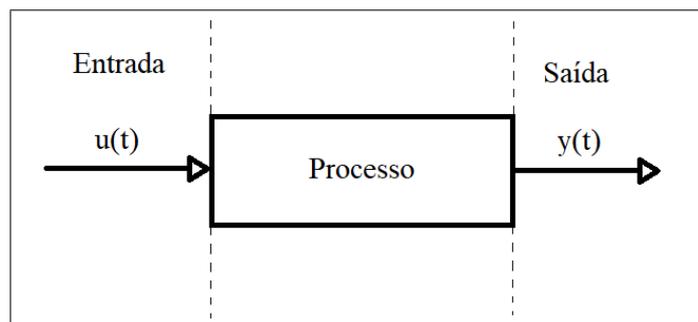


Figura 2.1: Sistema básico.

Com o uso da transformada de Laplace, é obtida a função de entrada, no domínio da frequência, $U(s)$, e a função de saída, $Y(s)$. A função de transferência do processo no domínio da frequência denominada $G(s)$, mantidas as condições iniciais nulas, é obtida por:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.1)$$

Ao se inserir o controlador, o sistema passa a ser representado de acordo com a Figura 2.2.

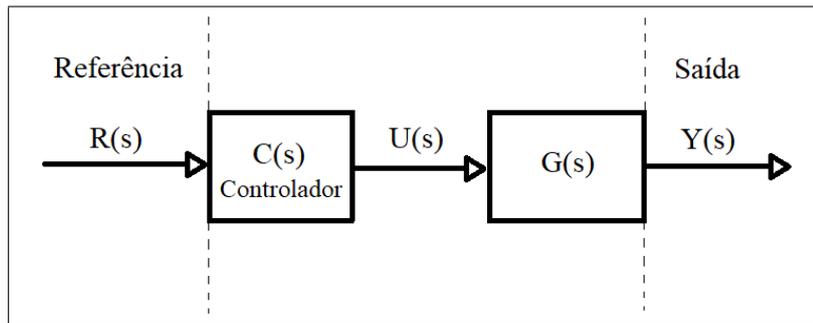


Figura 2.2: Sistema com controlador em malha aberta.

A entrada do sistema é uma referência, denominada $R(s)$, para o controlador. Baseado na referência, o controlador envia um sinal ao processo para buscar modificar a saída conforme se deseja. A Figura 2.2 representa um sistema de malha aberta, em que o controlador age sem o retorno do sinal de saída. A associação do controlador com o processo no domínio da frequência pode ser representada por um produto dado por:

$$L(s) = C(s)G(s) \quad (2.2)$$

No caso do sistema em malha fechada, representado pela Figura 2.3, há a introdução de um termo denominado $E(s)$, que corresponde ao sinal de erro resultante da comparação do sinal de saída com o sinal de referência.

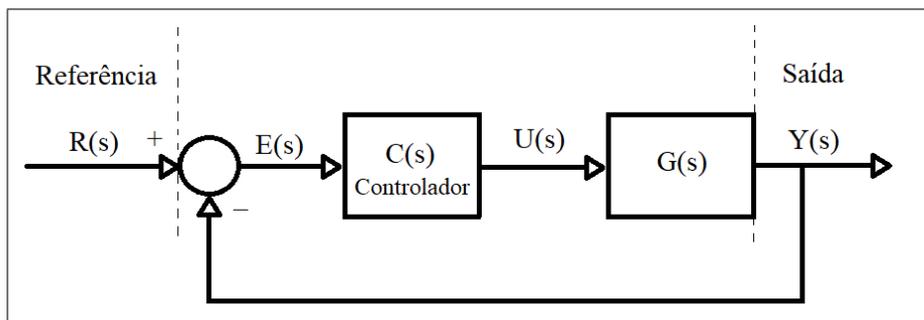


Figura 2.3: Sistema com controlador em malha fechada.

Portanto, a entrada do processo, dada por $U(s)$, corresponde ao produto entre o erro e o função dada pelo controlador, conforme representa a Equação 2.3.

$$U(s) = C(s)E(s) \quad (2.3)$$

2.2 Controladores PID

Os controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) possuem uma arquitetura simples e são ferramentas essenciais para o controle de processos, sendo utilizados por aproximadamente 90% dos controladores de malha fechada utilizados na indústria (Huang 2000). Com o uso do controlador PID ideal, obtém-se a relação entre $u(t)$ e $e(t)$, dada pela Equação 2.4, em que K_p representa o ganho proporcional, T_i representa a constante de tempo integral e T_d corresponde à constante de tempo derivativo.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.4)$$

Utilizando a transformada de Laplace, a relação entre $U(s)$ e $E(s)$ é representada por:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (2.5)$$

Portanto a representação do controlador PID ideal tem a seguinte forma:

$$C_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.6)$$

A Figura 2.4 mostra a utilização de um controlador PID ideal em um sistema de malha fechada, considerando o uso dos blocos $1/T_i s$, $T_d s$ e unitário. O uso exclusivo do bloco unitário, é o que se denomina de Controlador Proporcional (P). Adicionando-se o bloco $1/T_i s$ ao Controlador Proporcional, obtém-se o Controlador Proporcional-Integral (PI).

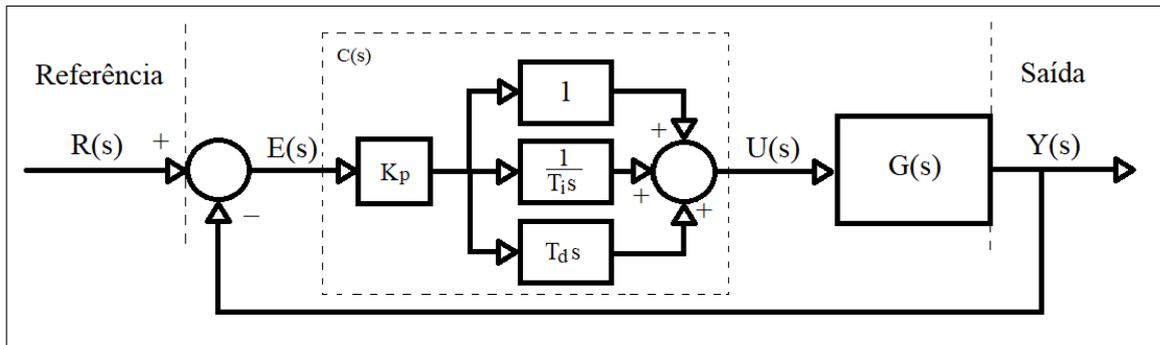


Figura 2.4: Sistema com controlador PID.

Cognigni (2008) descreve a funcionalidade dos parâmetros do controlador PID, utilizados de acordo com a complexidade e objetivos de resposta do processo, como:

- Termo Proporcional: o ganho proporcional K_p fornece uma ação de controle de amplitude proporcional à amplitude do sinal de erro.
- Termo Integral: equivale a um compensador de baixa frequência, buscando a eliminação do erro de estado estacionário em relação a um sinal de referência constante.

- Termo Derivativo: equivale a um elemento de predição, ao buscar uma antecipação da ação de controle, considerando-se a tendência de variação do sinal de erro. Melhora a resposta transitória através de uma compensação de alta frequência.

2.3 Resposta em Frequência

A resposta em frequência de um sistema é definida como o comportamento em regime permanente quando o sistema é alimentado por entradas senoidais (Dorf & Bishop 1998). A variação do sinal de saída em relação ao sinal de entrada, em um sistema linear, ocorre apenas em amplitude e ângulo de fase.

A transformada de Laplace da relação entrada-saída do sistema representado pela Figura 2.1 é dada por $Y(s) = G(s)U(s)$. Um sinal $u(t) = \sin(\omega t)$ aplicado no processo resulta na seguinte saída em regime permanente:

$$y(t) = |G(j\omega)|\sin(\omega t + \angle G(j\omega)), \quad j = \sqrt{-1} \quad (2.7)$$

Uma vantagem do método de resposta em frequência é a possibilidade de uso de sinais senoidais de teste para várias faixas de frequência e amplitude para a obtenção experimental de um modelo do sistema. Outra vantagem é que seu comportamento senoidal é descrito a partir da função de transferência, por meio da substituição de s por $j\omega$. Ou seja, o sistema pode ser representado por uma função complexa que permite a apresentação da fase e da amplitude para uma frequência específica ω . Com isso, é possível realizar representações gráficas baseadas em frequência, propiciando uma forma diferenciada para análise e projeto de sistemas de controle.

2.4 Diagrama de Nyquist

O Diagrama de Nyquist é uma representação gráfica da resposta em frequência $G(j\omega)$ em termos do módulo $|G(j\omega)|$ e da fase $\angle G(j\omega)$, com ω variando entre 0 e ∞ . Ou seja, representa, no plano complexo, o deslocamento do vetor dado pelo módulo e pela fase da função de transferência de acordo com a variação da frequência. Pode também ser utilizado para a função de malha aberta $L(j\omega)$, como, por exemplo, na Figura 2.5. As principais finalidades deste diagrama são a verificação da estabilidade e de critérios de robustez do sistema.

2.5 Diagrama de Bode

Os Diagramas de Bode são uma representação gráfica da resposta em frequência baseada em dois gráficos distintos. No gráfico superior é representado o módulo da resposta em frequência, em decibéis, em relação à frequência ω , representada em escala logarítmica. Já no gráfico inferior, a representação é dada pela fase da função de transferência em relação à frequência ω .

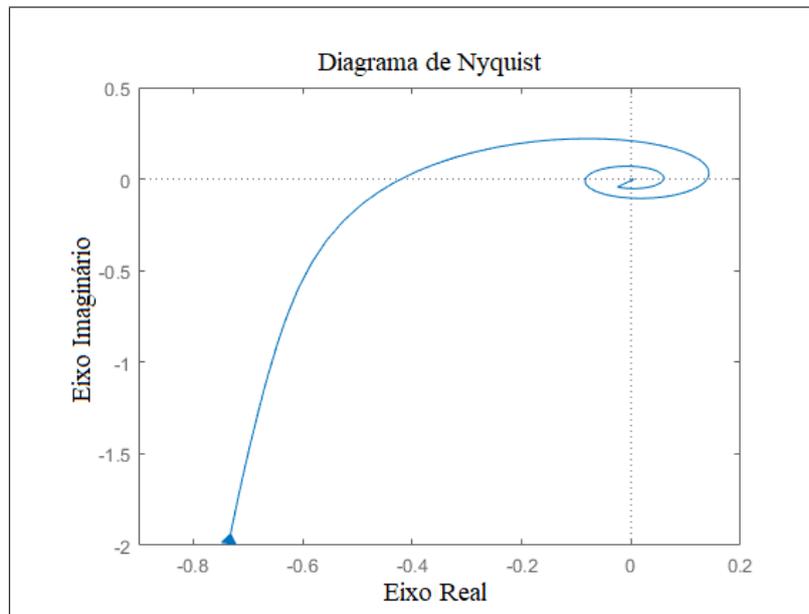


Figura 2.5: Diagrama de Nyquist.

A Figura 2.6 mostra um exemplo de Diagramas de Bode para uma função de malha aberta. Com estes diagramas, também é possível verificar com facilidade as margens de ganho e de fase do sistema.

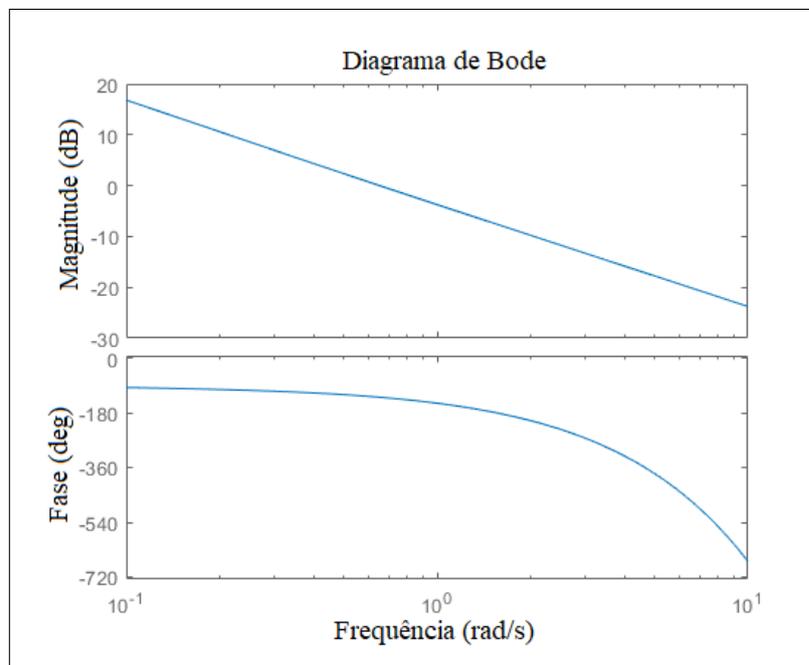


Figura 2.6: Diagramas de Bode.

2.6 Estabilidade em Sistemas de Controle

De acordo com Dorf & Bishop (1998), um sistema e sua correspondente função de transferência são ditos estáveis, no sentido de entrada limitada / saída limitada (BIBO-estável), quando a saída correspondente a um sinal de entrada limitado qualquer for também um sinal limitado.

Existem diversas ferramentas para se determinar a estabilidade de um sistema, como por exemplo o critério de Routh-Hurwitz, de Lyapunov e de Nyquist (Lin 2007).

A função de transferência de malha fechada, denominada $T(s)$, para o sistema representado pela Figura 2.3, é dada por:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (2.8)$$

em que,

$$L(s) = C(s)G(s) \quad (2.9)$$

O critério de Nyquist é estabelecido por uma relação entre Z , que representa o número de polos no semiplano direito do plano- s , determinados a partir da equação característica do sistema de malha fechada, dada por $1 + L(s)$, P , que indica número de polos no semiplano direito do plano- s do sistema de malha aberta dado por $L(s)$, e N , o número de envoltimentos no sentido horário do ponto -1 no sistema de malha aberta $L(s)$. A estabilidade é atingida quando $Z = 0$ na relação $Z = N + P$.

Portanto, a observação da resposta em frequência de $L(s)$ (malha aberta) é suficiente para deduzir a estabilidade de malha fechada. O número de voltas no sentido anti-horário em torno do ponto $(-1,0)$ do Diagrama de Nyquist deve ser igual ao número de polos de $L(s)$ no semiplano direito do plano- s .

Quando $L(j\omega) = -1$, há o limite da estabilidade para $|L(j\omega)| = 1$, $\angle L(j\omega) = \pi$. Neste caso, o sinal de saída oscila de forma constante. É possível verificar que se o sistema de malha aberta não possui polos com parte real positiva, o módulo de $L(j\omega)$ tende a sofrer uma redução no sistema de malha fechada e estabilizar. Então, o ideal para o sistema de malha aberta, sem polos positivos, é evitar a proximidade do ponto $(-1,0)$.

2.6.1 Margens de Fase e de Ganho

A margem de ganho representa o quanto se pode elevar o ganho do controlador, a fim de levar a curva de Nyquist para o limite da estabilidade em $\angle L(j\omega_u) = \pi$, sendo ω_u denominado como a frequência de cruzamento de fase. A equação que representa a margem de ganho é dada por:

$$MG = \frac{1}{|L(j\omega_u)|} \quad (2.10)$$

A margem de fase é dada pelo ângulo entre a curva de Nyquist e a fase $-\pi$ quando $|L(j\omega_c)| = 1$, considerando ω_c como sendo a frequência de cruzamento de ganho. Portanto:

$$MF = \pi + \angle L(j\omega_c) \quad (2.11)$$

A Figura 2.7 mostra um exemplo da visualização das margens de fase e de ganho no Diagrama de Nyquist. Já a Figura 2.8 mostra um exemplo no Diagrama de Bode.

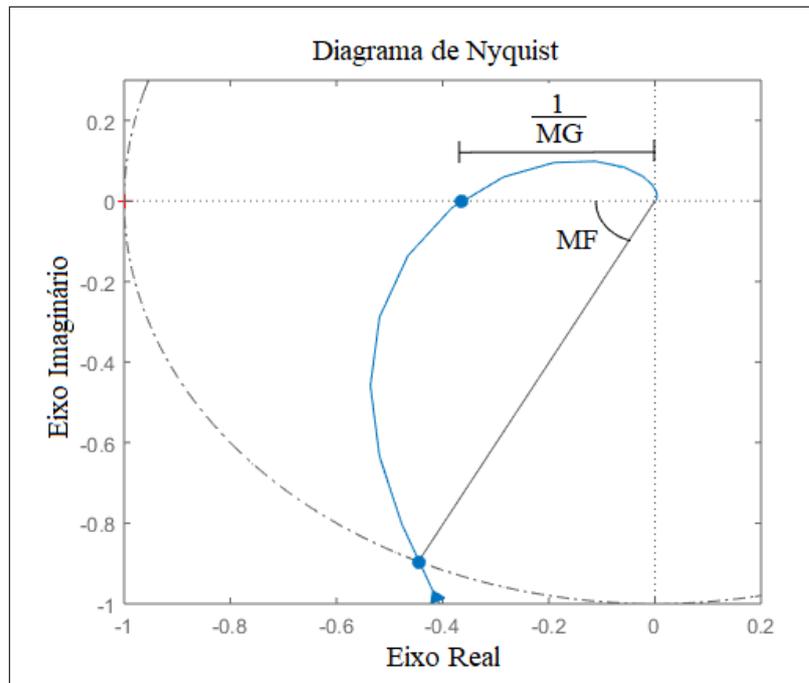


Figura 2.7: Margens de fase e de ganho no Diagrama de Nyquist.

2.6.2 Função de sensibilidade

De acordo com Skogestad & Postlethwaite (2005), a função de sensibilidade de um sistema é definida como a razão entre a mudança relativa na função de transferência de malha fechada e a mudança relativa da função de transferência da planta, para o sistema representado pela Figura 2.3, podendo ser representada por:

$$S(s) = \frac{\frac{\Delta T(s)}{T(s)}}{\frac{\Delta G(s)}{G(s)}} \quad (2.12)$$

Para pequenas variações, pode-se representar a sensibilidade por:

$$S(s) = \frac{\frac{\partial T(s)}{T(s)}}{\frac{\partial G(s)}{G(s)}} = \frac{\partial T(s)}{\partial G(s)} \frac{G(s)}{T(s)} \quad (2.13)$$

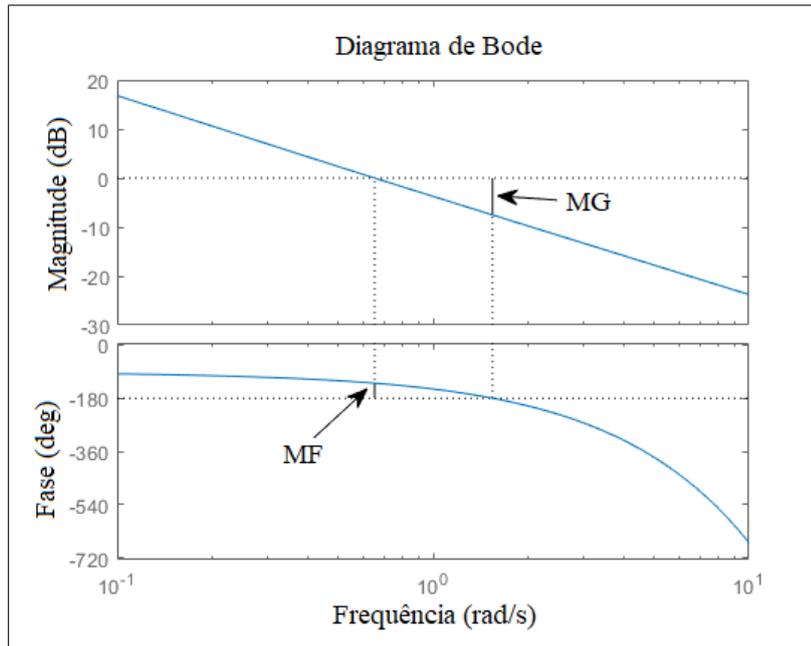


Figura 2.8: Margens de fase e de ganho no Diagrama de Bode.

Portanto, a função de sensibilidade resulta em:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (2.14)$$

Essa função, de acordo com Aström & Hägglund (2006), é relevante para a verificação da atenuação de distúrbios. Caso $|S(j\omega)| < 1$, a perturbação será atenuada, caso contrário, será amplificada. A frequência em que a perturbação mais prejudica o sistema, ou seja, onde há a maior sensibilidade, é dada por:

$$M_s = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right| \quad (2.15)$$

No Diagrama de Nyquist, a representação da sensibilidade máxima (M_s) é dada por um círculo com centro no ponto $(-1,0)$ e raio $\frac{1}{M_s}$, o qual será denominado por círculo M_s . A Figura 2.9 mostra o círculo M_s no Diagrama de Nyquist.

Deixar a curva de Nyquist da malha aberta do sistema fora do círculo M_s equivale a atender a um critério de robustez do sistema. Portanto, neste trabalho deve-se utilizar o controlador de forma a garantir que a curva de Nyquist permaneça fora do círculo M_s para qualquer frequência ω , pois isso garante uma margem de ganho e de fase que permite manter o sistema estável e minimize efeitos de perturbações.

Aström & Hägglund (2006) citam como valores aplicáveis para M_s os contidos entre 1,4 e 2 e estabelecem sua relação com as margens de fase e de ganho:

$$MG \geq \frac{M_s}{M_s - 1} \quad (2.16)$$

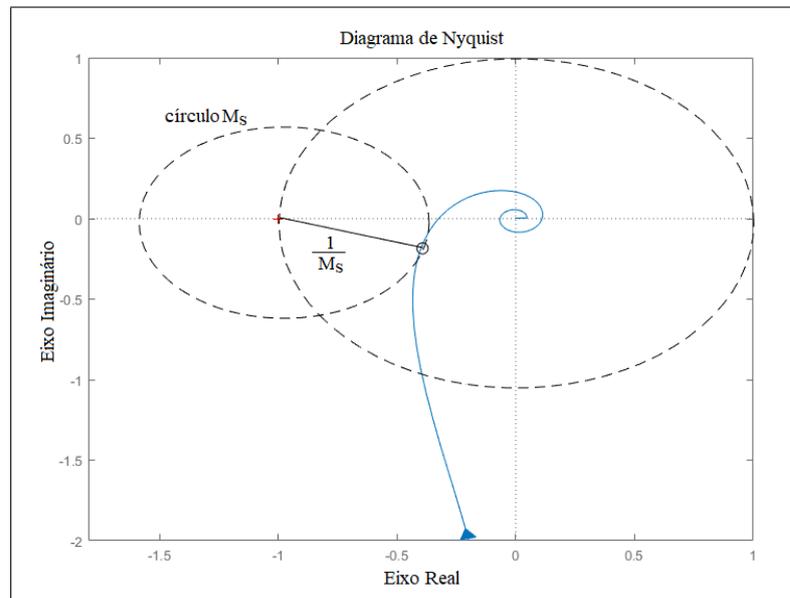


Figura 2.9: Círculo M_s no Diagrama de Nyquist.

$$MF \geq 2 \arcsin \left(\frac{1}{2M_s} \right) \quad (2.17)$$

Assim, um limite para o valor de M_s implica valores garantidos das margens de ganho e de fase.

2.7 Experimento do Relé

O Experimento do Relé foi proposto por Aström & Hägglund (1984) como alternativa à sintonia de controladores PID pelo método proposto por Ziegler & Nichols (1942) e tem como finalidade encontrar pontos críticos da resposta em frequência. Em vez de utilizar a variação do ganho do controlador para fazer a saída oscilar com amplitude constante, optou-se por inserir um relé no sistema de controle, conforme mostra a Figura 2.10.

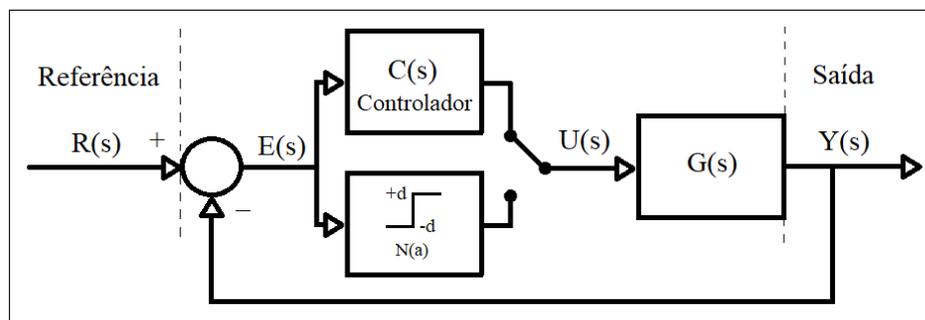


Figura 2.10: Malha utilizada pelo método do relé.

Considerando que o relé possui amplitude fixa d , a saída do bloco do relé $u(t)$ é dado por:

$$u(t) = \begin{cases} +d & \text{se } e(t) > 0 \\ -d & \text{se } e(t) \leq 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Percebe-se que o relé possui a característica de limitar o sinal de entrada e possibilita uma sintonia segura de forma a evitar uma eventual saturação da saída do sistema. Se o sinal de erro $E(s)$ possui forma senoidal, de período constante e amplitude a , a representação do relé de amplitude d pelo método da Função Descritiva $N(a)$ ¹, baseado na expansão em Série de Fourier, é dada pela seguinte expressão:

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.19)$$

O limite da estabilidade, ou seja, o momento em que haverá uma oscilação constante na saída do sistema $Y(s)$ ocorre quando:

$$N(a)G(j\omega_u) = -1 \quad (2.20)$$

Logo, a resposta em frequência do processo no ponto crítico na curva de Nyquist é representado por:

$$G(j\omega_u) = -\frac{\pi a}{4d} \quad (2.21)$$

Pode-se também afirmar que o ganho do controlador que leva a resposta em frequência ao ponto crítico da curva de Nyquist é:

$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.22)$$

A partir desse modelo de experimento do relé é possível realizar outras modelagens de sistemas para obter outros parâmetros importantes do sistema, como em Arruda & Barros (2003) e Tsytkin (1984). A seguir serão destacados dois modelos utilizados para a estimação da margem de fase e de ganho do sistema.

2.7.1 Estimação da margem de fase

O exemplo apresentado para o experimento do relé buscou substituir o controlador por um relé para determinar um ponto $G(j\omega)$ do Diagrama de Nyquist. A análise pode se estender considerando a manutenção do controlador no sistema e a inclusão de um relé para determinar pontos do sistema de malha aberta $L(s)$.

Longchamp & Piguet (1995) elaboraram um processo para determinar o ponto do Diagrama de Nyquist em que o sistema expressa a margem de fase baseando-se na malha representada pela Figura 2.11. A malha pode ser simplificada de acordo com a Figura 2.12.

¹Função Descritiva é um método de representação de não linearidades, que estabelece a relação complexa entre a primeira harmônica do sinal de saída e do sinal de entrada (Coelho & Coelho 2004)

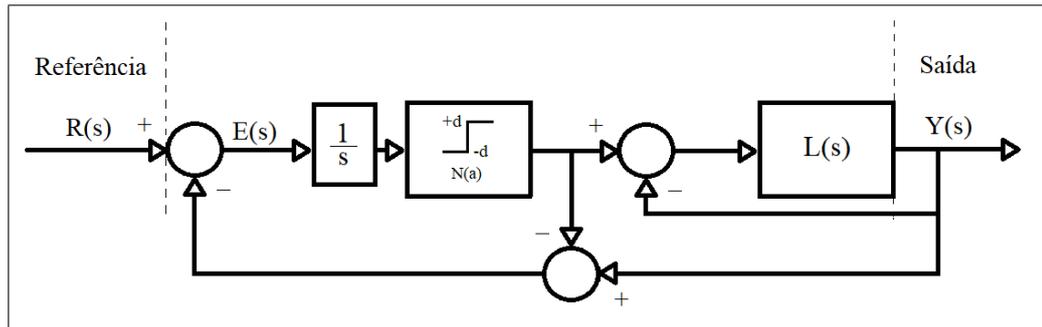


Figura 2.11: Malha utilizada para estimativa de margem de fase no método do relé.

Utilizando, em vez de $G(j\omega)$, o sistema da Figura 2.12 na Equação 2.20 e atribuindo ao relé a relação da Equação 2.19, obtém-se:

$$\left(\frac{4d}{\pi a}\right) \frac{1}{j\omega_c} \left(\frac{L(j\omega_c) - 1}{L(j\omega_c) + 1}\right) = -1 \quad (2.23)$$

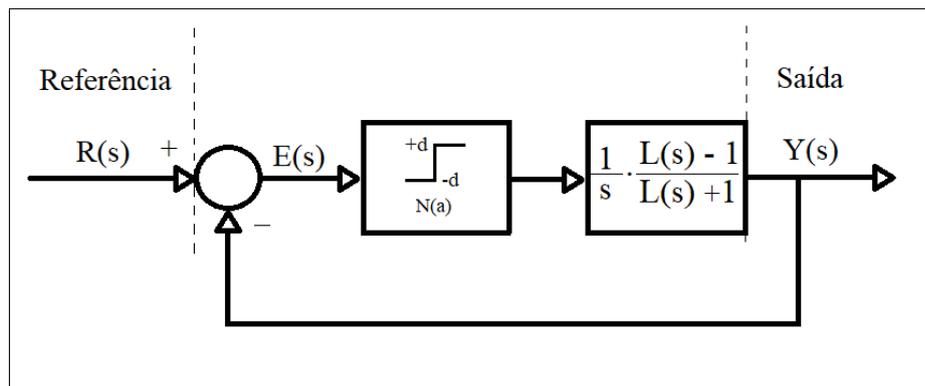


Figura 2.12: Malha simplificada de estimativa de margem de fase no método do relé.

Portanto, o ponto do Diagrama de Nyquist que indica a margem de fase é dado por:

$$L(j\omega_c) = \frac{1 - j\left(\frac{\omega_c a \pi}{4d}\right)}{1 + j\left(\frac{\omega_c a \pi}{4d}\right)} \quad (2.24)$$

Em termos de módulo e fase, o ponto é representado por:

$$|L(j\omega_c)| = 1 \quad (2.25)$$

$$\angle L(j\omega_c) = -2\arctan\left(\frac{\omega_c a \pi}{4d}\right) \quad (2.26)$$

Com a utilização das Equações 2.26 e 2.11, obtém-se:

$$MF = \pi - 2\arctan\left(\frac{\omega_c a \pi}{4d}\right) \quad (2.27)$$

2.7.2 Estimação da margem de ganho

Longchamp & Piguet (1995) também desenvolveram um sistema com o uso do relé, de acordo com a Figura 2.13, que permite a determinação do ponto da curva de Nyquist de malha aberta que cruza o eixo real, possibilitando assim, a estimativa da margem de ganho.

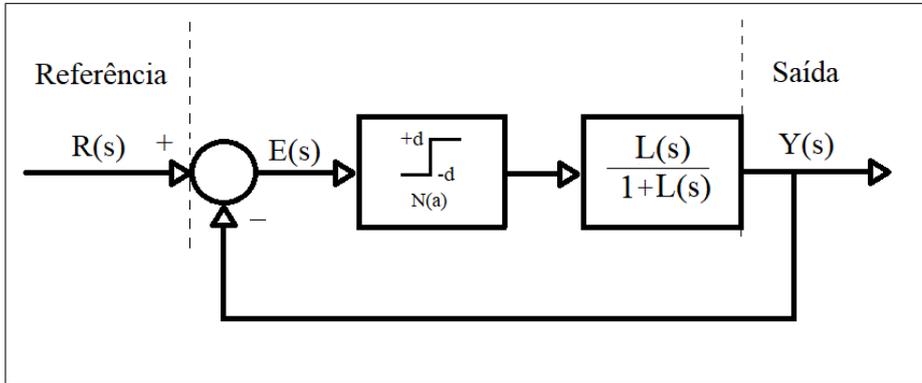


Figura 2.13: Malha utilizada para estimativa de margem de ganho no método do relé.

Da mesma forma que na Equação 2.23, será utilizada a estrutura da Figura 2.13:

$$\frac{4d}{\pi a} \left(\frac{L(j\omega_u)}{1+L(j\omega_u)} \right) = -1 \quad (2.28)$$

Portanto, o ponto de $L(s)$ que cruza o eixo real é dado por:

$$L(j\omega_u) = -\frac{a\pi}{4d + a\pi} \quad (2.29)$$

Aplicando a Equação 2.29 na Equação 2.10, obtem-se:

$$MG = \frac{1}{\left| \frac{a\pi}{4d + a\pi} \right|} \quad (2.30)$$

2.8 Modelo FOPDT

A maioria dos processos industriais são contínuos e podem ser descritos de forma razoável por modelos de funções de transferência de primeira ou segunda ordem com atraso.

O modelo de função de primeira ordem com tempo morto (FOPDT), de acordo com Seban et al. (2018), é usado por sistemas com dinâmica altamente amortecida e possui um polo dominante real e negativo, enquanto o modelo de função de segunda ordem com

tempo morto (SOPDT) é utilizado para sistemas com dinâmica pouco amortecida e possui dois polos dominantes podendo ser reais e negativos ou complexos conjugados com parte real negativa.

A ideia desses modelos é gerar uma aproximação simples de processos complexos, mantendo informações relevantes de dinâmica de processo e estado estacionário.

Aström & Hägglund (2006) descrevem o modelo FOPDT da seguinte forma:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-sL} \quad (2.31)$$

Considerando que $k = \frac{|G(j\omega_u)|}{G(0)}$, os valores de K , T e L são determinados a partir da frequência crítica ω_u por:

$$T = \frac{1}{\omega_u} \sqrt{k^{-2} - 1} \quad (2.32)$$

$$L = \frac{1}{\omega_u} (\pi - \arctan \sqrt{k^{-2} - 1}) \quad (2.33)$$

$$K = \frac{|G(j\omega_u)|}{k} \quad (2.34)$$

A variável τ , expressada pela Equação 2.35, é denominada de tempo morto normalizado e indica entre 0 e 1 a dificuldade de se controlar o processo. Quanto maior o valor de τ , maior a dificuldade de controle do processo.

$$\tau = \frac{L}{L + T} \quad (2.35)$$

2.9 Controlador PI-D

O controlador PI-D possui, de acordo com Ogata (2010), o sistema de malha fechada representada pela Figura 2.14. Este controlador é usado para evitar a derivação de variações bruscas no sinal de referência e possui possibilidade de uso em diversos modelos de CLP.

Neste sistema, a diferenciação ocorre apenas no sinal de realimentação. Com isso, a função de transferência de malha fechada resulta em:

$$T(s) = \frac{G(s)K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)}{1 + G(s)K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)} = \frac{L_{PI}(s)}{1 + L_{PID}(s)} \quad (2.36)$$

Apesar de a função de transferência com o uso do controlador PI-D diferir da função com o uso do controlador PID, a equação característica é a mesma com o uso de ambos os controladores. Logo a análise de estabilidade para os sistemas com controlador PI-D e PID não possui diferenças.

Com o uso da Equação 2.13, percebe-se que a função de sensibilidade também é a mesma com o uso dos dois controladores. Portanto, o mesmo método de autossintonia

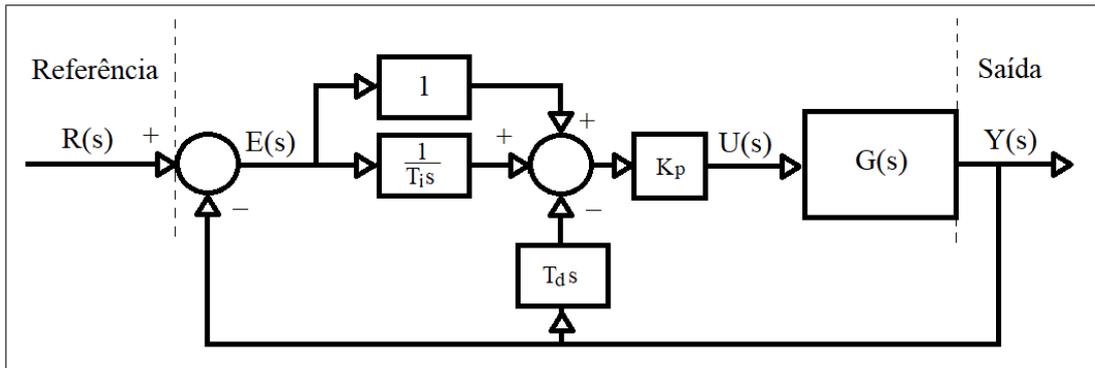


Figura 2.14: Sistema com controlador PI-D em malha fechada.

utilizado para o controlador PID pode ser utilizado para o controlador PI-D.

Aplicando-se os dois controladores a um mesmo sistema há uma diferença na resposta transitória, dado que o sistema com controlador PID tem efeito do termo derivativo nos zeros da função de transferência, ao contrário do sistema com controlador PI-D.

2.10 Conclusão

Este capítulo apresentou a base teórica necessária para o desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, destacou-se a representação de controladores PID, com ênfase no domínio da frequência, além dos Diagramas de Nyquist e de Bode, que são as ferramentas gráficas mais utilizadas para a visualização do sistema neste domínio. Posteriormente, foi apresentada a função de sensibilidade, cujo valor máximo é essencial para a garantia da robustez do sistema.

Em seguida, foi apresentado o experimento do relé, com modelos adaptados para obter pontos relevantes na curva de Nyquist, além de possibilitar a determinação das margens de ganho e de fase. Por fim, foi apresentado o modelo FOPDT, que possibilita uma aproximação da função de transferência do processo de forma simplificada, além do controlador PI-D, demonstrando que a análise de estabilidade e de sensibilidade não diferem se comparado ao controlador PID.

Capítulo 3

Autossintonia de Controladores

Este capítulo é iniciado com a apresentação de processos já existentes de autossintonia de controladores PI e PID envolvendo o uso do experimento do relé, com possibilidade de uso em um CLP e voltados para a melhoria da robustez do sistema. Posteriormente apresenta uma adaptação do método proposto por Rego (2018) ao incluir um termo derivativo no controlador PI projetado, de forma a manter especificações de robustez e obter melhorias de desempenho no tempo.

3.1 Ressintonia de Controladores PID

Um sistema de autossintonia de controlador PID utilizando o método do relé é dado por Chen & Moore (2005). O objetivo é manter a fase do sistema constante próximo da frequência em que a curva de Nyquist cruza pela primeira vez o círculo M_s , buscando fazer com que a curva apenas tangencie o círculo M_s neste ponto específico e mantenha o sistema robusto. As Figuras 3.1 e 3.2 ilustram a ideia deste processo. Denominando a frequência de tangência desejada de ω_d , a representação matemática é dada por:

$$\left. \frac{d\angle L(s)}{ds} \right|_{s=j\omega_d} = 0 \quad (3.1)$$

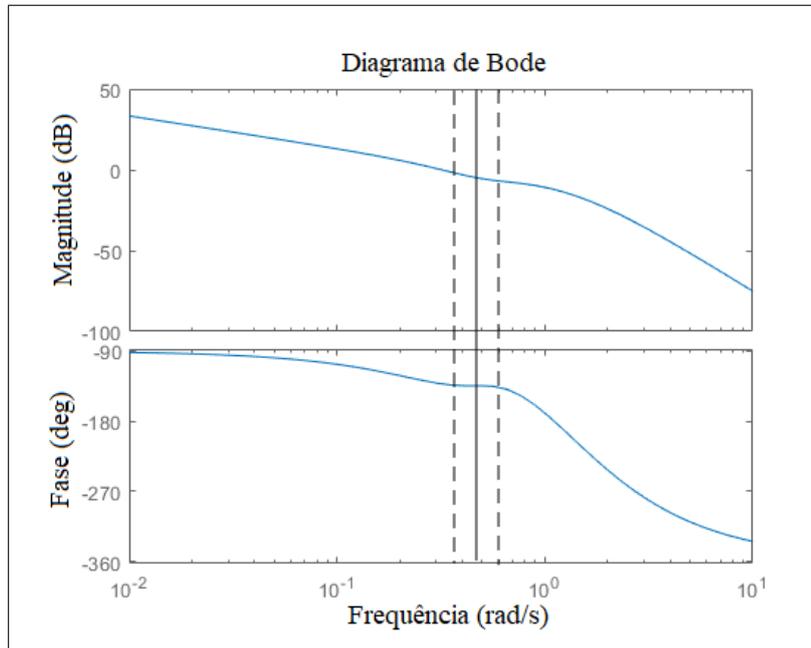
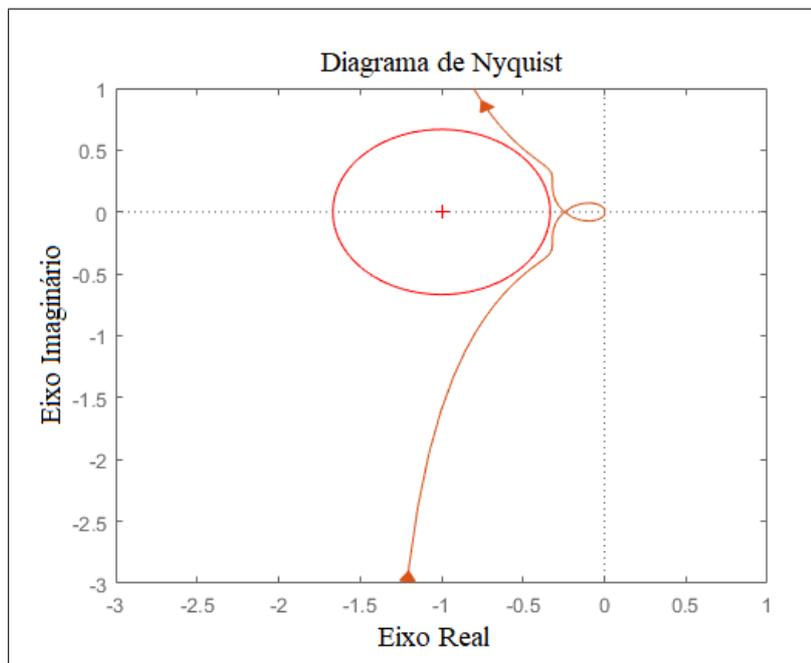
O método do relé é utilizado para obter o módulo e a fase da planta $G(s)$ na frequência desejada. Isso é possível utilizando um sistema representado pela Figura 3.3. Por meio de um processo iterativo, determina-se valor de θ que resulta em ω_d , e em seguida pode-se determinar $\angle G(j\omega_d)$ e $|G(j\omega_d)|$.

A variável sp , que é o termo derivativo da fase, é utilizada para determinar T_d e T_i e é dada por:

$$sp(\omega_d) = \omega_d \left. \frac{d\angle G(j\omega_d)}{d\omega_d} \right|_{\omega_d} \quad (3.2)$$

e aproximado por:

$$sp(\omega_d) \approx \angle G(j\omega_d) + \frac{2}{\pi} [\ln |G(0)| - \ln |G(j\omega_d)|] \quad (3.3)$$

Figura 3.1: Exemplo de Diagrama de Bode com tangência em ω_d .Figura 3.2: Exemplo de Diagrama de Nyquist com tangência em ω_d .

Adotando ϕ_m como a fase do sistema na frequência desejada, $\hat{\phi}$ dado por $\hat{\phi} = \phi_m - \angle G(j\omega_d)$, e Δ , dado por $\Delta = T_i^2 \omega_d^2 - 8sp(\omega_d)T_i\omega_d - 4T_i^2 \omega_d^2 sp^2(\omega_d)$, é possível determinar os parâmetros K_p , T_d e T_i , para determinar o controlador PID representado pela Equação 2.6.

$$K_p = \frac{\cos(\phi_m)}{|G(j\omega_d)\sqrt{1 + \tan^2(\phi_m - \angle G(j\omega_d))}|} \quad (3.4)$$

$$T_i = \frac{-2}{\omega_d[sp(\omega_d) + \hat{\phi} + \tan^2(\hat{\phi})sp(\omega_d)]} \quad (3.5)$$

$$T_d = \frac{-T_i\omega + 2sp(\omega_d) + \sqrt{\Delta}}{2sp(\omega_d)\omega_d^2 T_i} \quad (3.6)$$

A ideia deste método é desviar a curva de Nyquist tangenciando o círculo M_s . Com isso, é possível um ajuste ideal em termos de robustez, garantindo margem de ganho e de fase adequados, assim como melhor resposta transitória. Na prática, a curva ao invés de tangenciar o círculo M_s , pode ficar de forma conservadora mais fora do que se necessita. Com isso, pode-se aplicar um outro método que possibilite uma aproximação maior da curva de Nyquist ao círculo M_s .

Malladi & Yadaiah (2013) introduziram um ajuste no método de Chen & Moore (2005) por meio de uma ação coordenada com o método proposto por Karimi et al. (2003), que não possui foco em robustez de processo, deixando a curva de Nyquist dentro do círculo M_s . Então com um processo de relacionamento entre os parâmetros dos controladores dos dois métodos, é possível obter um terceiro que permita que o círculo M_s seja tangenciado pela curva de Nyquist. A Figura 3.4 ilustra um exemplo de utilização deste processo de composição.

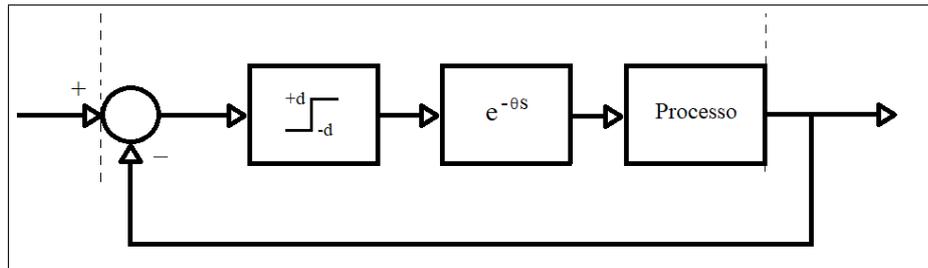


Figura 3.3: Sistema utilizado para determinar $\angle G(s)$ e $|G(s)|$.

O método de Karimi et al. (2003) usa a variável sa , que é um termo derivativo da amplitude, dada por:

$$sa(\omega_d) = \omega_d \left. \frac{d \ln|G(j\omega_d)|}{d\omega_d} \right|_{\omega_d} \quad (3.7)$$

$$sa(\omega_d) \approx \frac{2}{\pi} \angle G(j\omega_d) \quad (3.8)$$

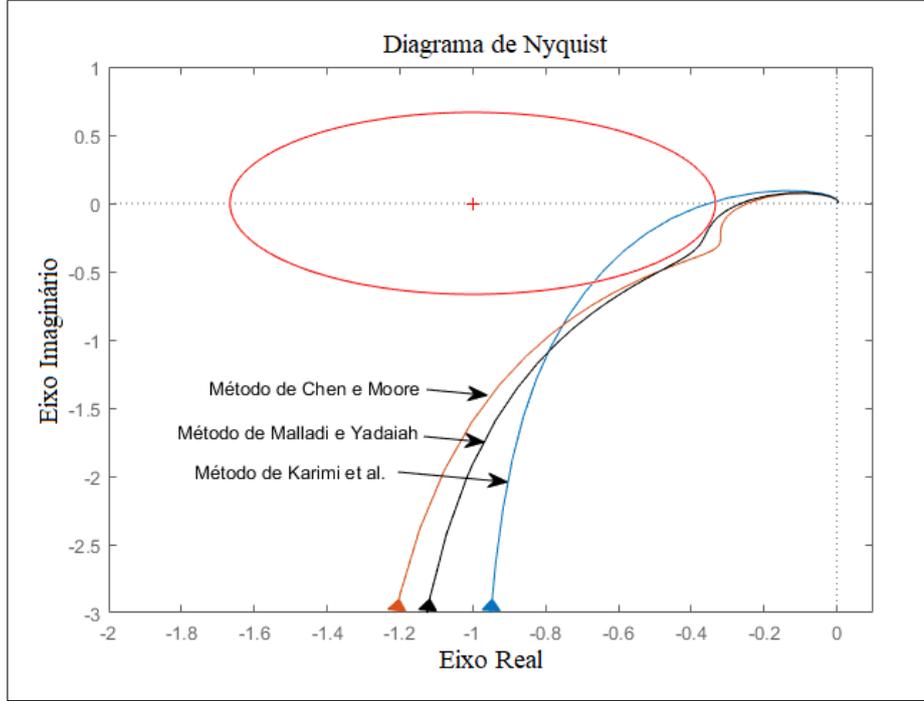


Figura 3.4: Composição de curva de Nyquist pelo método de Malladi e Yadaiah.

Também utiliza-se a variável ψ , dada por:

$$\psi = \left. \frac{d|L(j\omega_d)|}{d\omega_d} \right|_{\omega_d} \quad (3.9)$$

Os parâmetros do controlador são dados por:

$$K_p = \frac{|\cos(\hat{\phi})|}{|G(j\omega_d)|} \quad (3.10)$$

$$T_d = \frac{1}{2\omega_d} [(s_a(\omega_d) - s_p(\omega_d)\tan(\hat{\phi}))\tan(\psi - \angle G(j\omega_d)) + (1 - s_a(\omega_d))\tan(\hat{\phi}) - s_p(\omega_d)] \quad (3.11)$$

$$T_i = \frac{1}{\omega_d(T_d\omega_d - \tan(\hat{\phi}))} \quad (3.12)$$

A composição dos parâmetros do controlador de Malladi & Yadaiah (2013), são obtidos por:

$$K_p = \mu K_{pCHEN} + (1 - \mu)K_{pKARIMI} \quad (3.13)$$

$$T_i = \mu T_{iCHEN} + (1 - \mu)T_{iKARIMI} \quad (3.14)$$

$$T_d = \mu T_{dCHEN} + (1 - \mu)T_{dKARIMI} \quad (3.15)$$

A variável μ varia entre 0 e 1 e é determinada por um processo de otimização com uso de algoritmo genético.

Como o foco neste trabalho é estabelecer um método voltado para uso em CLP, apesar destes métodos nas simulações realizadas apresentarem bons resultados, optou-se inicialmente por não utilizá-los em virtude da quantidade de iterações necessárias para se determinar o valor de μ e da dificuldade para se obter a frequência ω_d em um processo pelo método do relé.

3.2 Ressonância de Controladores PI

Um método de autossintonia de controlador PI foi proposto por Barbosa (2015). O trabalho teve como objetivo encontrar parâmetros α e β que modificam os valores de K_p e T_i do controlador PI da seguinte forma:

$$C_{PI}(s) = \frac{K_p}{\beta} \left(1 + \frac{1}{sT_i\alpha} \right) \quad (3.16)$$

Os valores de α e β devem ser positivos. Entre 0 e 1, o valor de α faz a curva de Nyquist se deslocar para a esquerda e $\alpha > 1$ faz com que a curva se desloque para a direita. No caso de β , valores entre 0 e 1 realizam uma expansão na curva de Nyquist e $\beta > 1$ provoca a contração da curva em relação à origem do plano complexo. As Figuras 3.5 e 3.6 ilustram a variação destes parâmetros, destacando o posicionamento em três diferentes frequências.

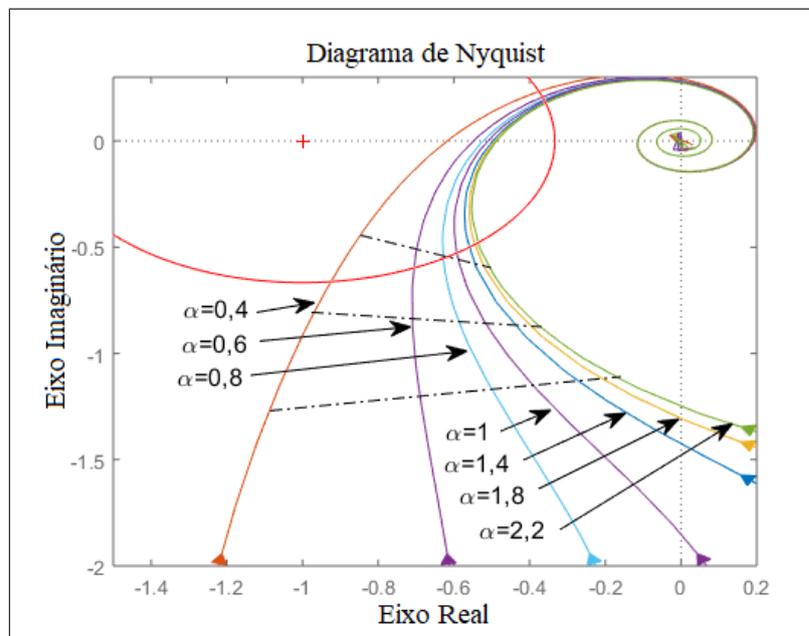
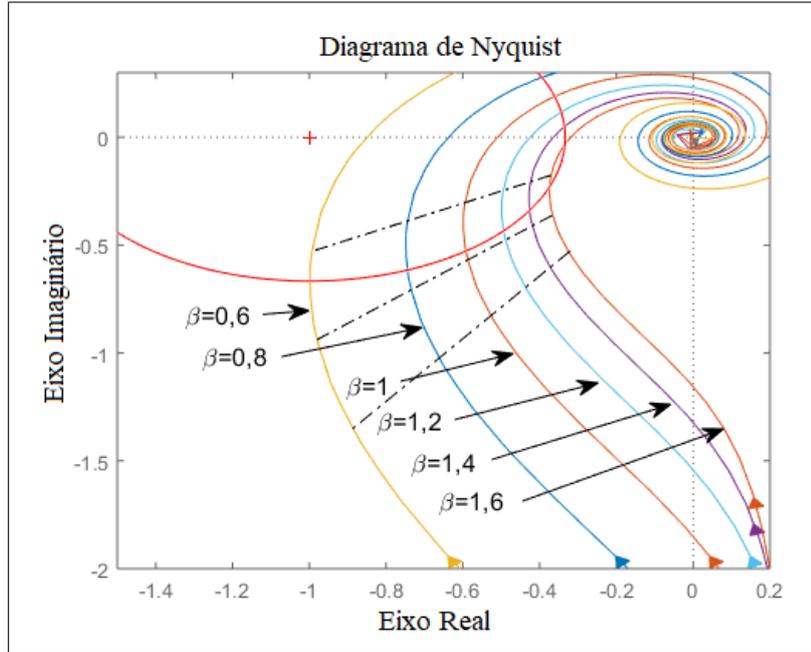


Figura 3.5: Variação de α .

Figura 3.6: Variação de β .

A partir da Equação 3.16, substituindo-se s por $j\omega$, pode-se extrair o módulo de acordo com a Equação 3.17 e a fase de acordo com a Equação 3.18, cuja representação indica uma limitação de controle em termos de fase dada pela Equação 3.19.

$$|C_{PI}(j\omega)| = \sqrt{\left(\frac{K_p}{\beta}\right)^2 + \left(-\frac{K_p}{\omega T_i \alpha \beta}\right)^2} \quad (3.17)$$

$$\angle C_{PI}(j\omega) = \arctan\left(-\frac{1}{\omega T_i \alpha}\right) \quad (3.18)$$

$$-\frac{\pi}{2} \leq \angle C_{PI}(j\omega) \leq 0 \quad (3.19)$$

O método de Barbosa (2015) necessita de um processo iterativo para a obtenção do parâmetro α , o que dificulta a viabilidade para o desenvolvimento em um CLP. Rego (2018) adaptou o método de Barbosa (2015), elaborando um processo mais simples para a obtenção do parâmetro α e mantendo o processo para a obtenção do parâmetro β .

O que se deseja no método com o ajuste de α e β para garantir a robustez do sistema é que os pontos $L(j\omega_u)$, $L(j\omega_c)$ e $L(j\omega_i)$ estejam fora do círculo M_s , em que ω_i representa um ponto intermediário entre ω_c e ω_u , dado por:

$$\omega_i = \sqrt{\omega_u \omega_c} \quad (3.20)$$

Os pontos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ são obtidos pelo método do relé, enquanto o ponto $L(j\omega_i)$ é estimado a partir do modelo FOPDT do processo e do controlador dado pela Equação

3.16, ainda sem os parâmetros α e β . Com isso, para a frequência ω_i , obtém-se:

$$L(j\omega_i) = C(j\omega_i)G(j\omega_i) \quad (3.21)$$

Para obter o modelo FOPDT, é necessário conhecer a resposta em frequência do processo na frequência crítica ω_u , dada por:

$$G(j\omega_u) = \frac{L(j\omega_u)}{C(j\omega_u)} \quad (3.22)$$

A Figura 3.7 ilustra o posicionamento dos pontos no Diagrama de Nyquist. Como os pontos são estimados, podem não coincidir com a curva de Nyquist do sistema.

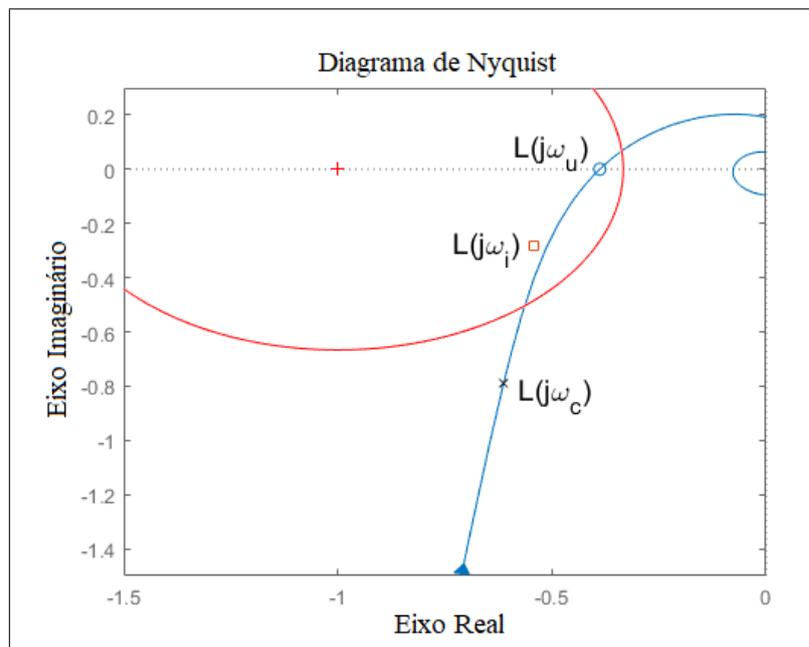


Figura 3.7: Pontos estimados $L(j\omega_u)$, $L(j\omega_i)$ e $L(j\omega_c)$ no Diagrama de Nyquist.

3.2.1 Determinação do parâmetro α

O parâmetro α , de acordo com a Equação 3.18, tem a finalidade de variar a fase do controlador PI, permitindo assim, o ajuste de fase dos pontos da curva de Nyquist de malha aberta.

Rego (2018) elaborou um método para determinar o valor de α que permite o deslocamento do ponto $L(j\omega_i)$ até realizar a interseção com o círculo M_s , conforme a Figura 3.8. Denominando-se $C_1(j\omega_i)$ como a fase do controlador ajustado após o deslocamento do ponto $L(j\omega_i)$, o parâmetro α é determinado por:

$$\alpha = -\frac{1}{\tan(\angle C_1(j\omega_i))\omega_i T_i} \quad (3.23)$$

em que,

$$\angle C_1(j\omega_i) = \Delta(\angle L(j\omega_i)) + \arctan\left(-\frac{1}{T_i\omega_i}\right) \quad (3.24)$$

e,

$$\Delta(\angle L(j\omega_i)) = \angle L_1(j\omega_i) - \angle L(j\omega_i) \quad (3.25)$$

$$\angle(L_1(j\omega_i)) = \arctan\left(\sqrt{\left(\frac{|L(j\omega_i)|}{\Re(L_1(j\omega_i))}\right)^2 - 1}\right) - \pi \quad (3.26)$$

$$\Re(L_1(j\omega_i)) = \frac{\left(\frac{1}{M_s}\right)^2 - (|L(j\omega_i)|)^2 - 1}{2} \quad (3.27)$$

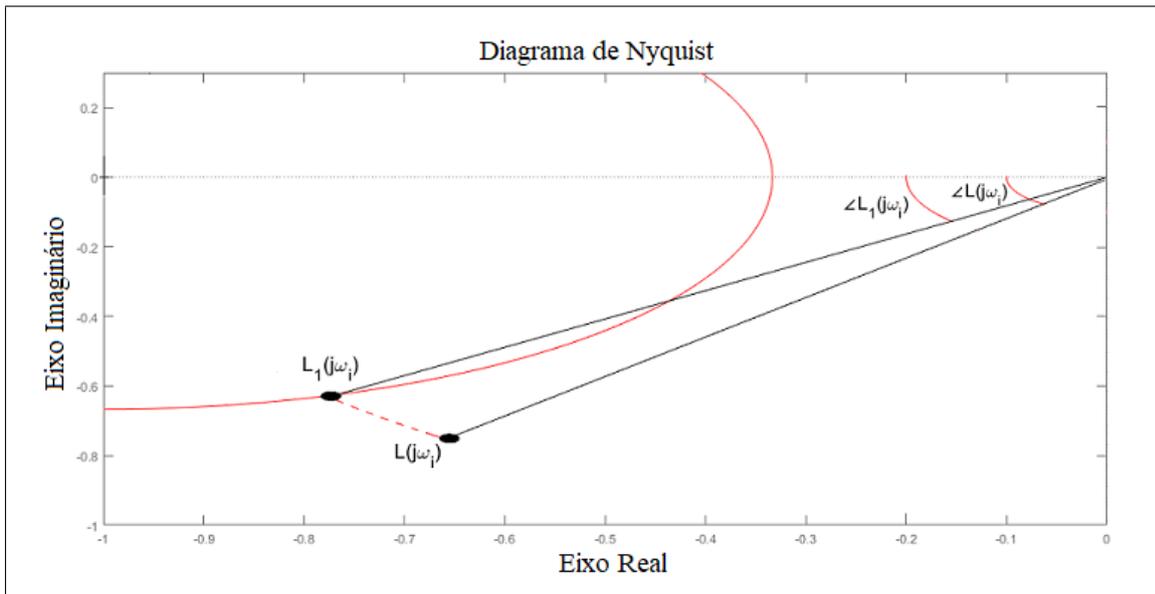


Figura 3.8: Deslocamento de $L(j\omega_i)$ com a variação de α .

O valor de α só poderá ser utilizado caso $C_1(j\omega_i)$ esteja de acordo com os limites da Equação 3.19. Se a variação de $L(j\omega_i)$ não resultar em um valor de fase de controlador válido, realiza-se o mesmo processo para $L(j\omega_c)$. Caso ainda não se consiga um valor de $C_1(j\omega_i)$ dentro dos limites, utiliza-se $\alpha = 1$, mantendo-se o controlador original.

3.2.2 Determinação do parâmetro β

O parâmetro β tem a finalidade de mover os pontos de curva de Nyquist radialmente, expandindo-a ou contraindo-a.

Como a curva do processo possivelmente terá um ou mais dos três pontos estimados analisados dentro do círculo M_s , é necessária uma contração, utilizando $\beta > 1$. Caso os três pontos estejam fora do círculo, basta adotar $\beta = 1$.

Adotando o ponto $L_1(j\omega_u)$ como sendo o ponto de $L(j\omega_u)$ deslocado com o uso do parâmetro α , e o ponto $L_{circ}(j\omega_u)$ como sendo o ponto $L_1(j\omega_u)$ deslocado para a borda do círculo M_s , o valor de β será determinado por:

$$\beta = \frac{|L_1(j\omega_u)|}{|L_{circ}(j\omega_u)|} \quad (3.28)$$

em que,

$$|L_{circ}(j\omega_u)| = \left| \frac{-1 + \sqrt{-\left(\frac{\Im(L_1(j\omega_u))}{\Re(L_1(j\omega_u))}\right)^2 + \left(\frac{1}{M_s}\right)^2 + \left(\frac{\Im(L_1(j\omega_u))}{M_s \Re(L_1(j\omega_u))}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{\Im(L_1(j\omega_u))}{\Re(L_1(j\omega_u))}\right)^2 + 1}} \right| \quad (3.29)$$

O mesmo procedimento pode ser efetuado para determinar os valores de β que levam os pontos $L_1(j\omega_i)$ e $L_1(j\omega_c)$ ao encontro do círculo M_s . Então com os três valores de β calculados, escolhe-se o maior para garantir que os três pontos estejam fora do círculo M_s . Caso o ponto já esteja fora do círculo M_s , ou seja, possua a partir do ponto $(-1,0)$ distância maior do que $1/M_s$, deve ser desconsiderado. A Figura 3.9 exemplifica a contribuição de β .

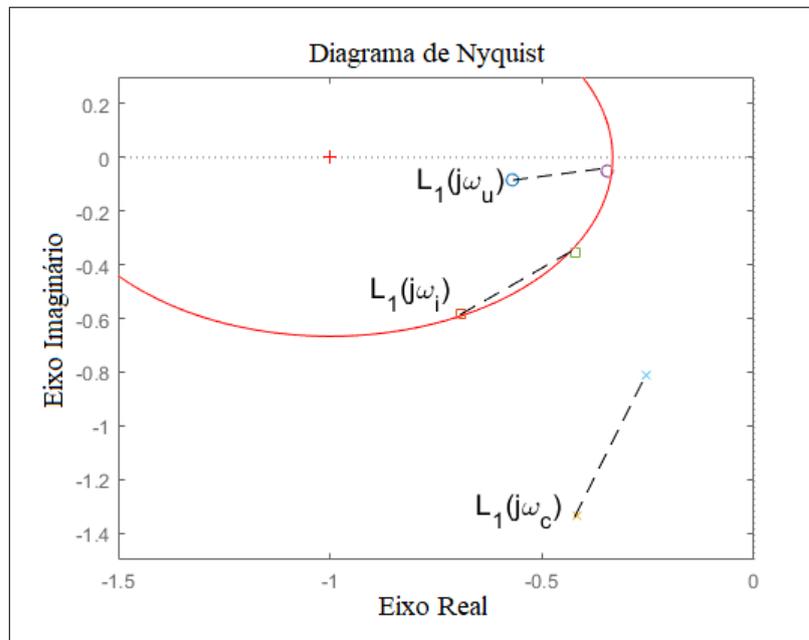


Figura 3.9: Deslocamento dos pontos estimados com a variação de β .

3.3 Inclusão do termo derivativo

Como contribuição deste trabalho, os métodos de resintonia de controladores PI de Barbosa (2015) e Rego (2018) foram adaptados com a inclusão do termo derivativo, com o intuito de manter as mesmas especificações de robustez do método de resintonia de controladores PI e obter uma melhoria de resposta transitória para variações na referência e para a introdução de perturbações.

Um sistema baseado em uma função de transferência $G(s)$ que possui um controlador $C(s)$ pode ser representado em malha aberta pela equação:

$$L_{PID}(s) = G(s)C_{PID}(s) \quad (3.30)$$

O controlador PID, utilizando os valores α e β propostos por Barbosa (2015) e Rego (2018), possui a seguinte forma:

$$C_{PID}(s) = \frac{K_p}{\beta} \left(1 + \frac{1}{T_i \alpha s} + T_d s \right) \quad (3.31)$$

O controlador em um determinado valor de frequência ω , possui o módulo e a fase dados por:

$$|C_{PID}(j\omega)| = \sqrt{\left(\frac{K_p}{\beta}\right)^2 + \left(-\frac{K_p}{\omega T_i \alpha \beta} + \frac{K_p T_d \omega}{\beta}\right)^2} \quad (3.32)$$

$$\angle C_{PID}(j\omega) = \arctan\left(-\frac{1}{\omega T_i \alpha} + T_d \omega\right) \quad (3.33)$$

Percebe-se que há influência do termo derivativo tanto no módulo quanto na fase do controlador. O termo derivativo proporciona um aumento no ganho e uma correção positiva na fase do controlador. A fase do controlador PID possui os seguintes limites:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \angle C_{PID}(j\omega) \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.34)$$

Em relação ao controlador PI, percebe-se uma maior capacidade de correção de fase do sistema, já que o termo integral possibilita a redução da fase e o termo derivativo permite o incremento da fase.

É possível, a partir da Equação 3.31, separar a contribuição do controlador PI e a adicionada pela inclusão do termo T_d .

$$C_{PID}(s) = \frac{K_p}{\beta} \left(1 + \frac{1}{T_i \alpha s} \right) + \frac{K_p}{\beta} T_d s \quad (3.35)$$

$$C_{PID}(s) = C_{PI}(s) + \frac{K_p}{\beta} T_d s \quad (3.36)$$

Combinando as Equações 3.30 e 3.36 obtêm-se:

$$L_{PID}(s) = G(s) \left(C_{PI}(s) + \frac{K_p}{\beta} T_d s \right) \quad (3.37)$$

$$L_{PID}(s) = G(s)C_{PI}(s) + G(s)\frac{K_p}{\beta}T_d s \quad (3.38)$$

$$L_{PID}(s) = L_{PI}(s) + G(s)\frac{K_p}{\beta}T_d s \quad (3.39)$$

Portanto, é possível verificar que a contribuição dada por T_d em sistema de malha aberta é $G(s)\frac{K_p}{\beta}T_d s$. Substituindo neste termo s por $j\omega$ e considerando que $G(j\omega) = a + jb$ pode-se verificar a contribuição de T_d no eixo real e imaginário no diagrama de Nyquist:

$$G(j\omega)\frac{K_p}{\beta}T_d j\omega = (a + jb)\frac{K_p}{\beta}T_d j\omega \quad (3.40)$$

$$(a + jb)\frac{K_p}{\beta}T_d j\omega = j \left(a\frac{K_p}{\beta}T_d \omega \right) - b\frac{K_p}{\beta}T_d \omega \quad (3.41)$$

Percebe-se pela Equação 3.41 que o uso de T_d provoca em uma frequência específica ω um incremento de $b\frac{K_p}{\beta}T_d \omega$ no eixo real e um decremento de $a\frac{K_p}{\beta}T_d \omega$ no eixo imaginário do sistema de malha aberta, desde que $G(s)$ nesta determinada frequência tenha componentes real e imaginária negativas. Essa característica é comum para frequências próximas a ω_i e ω_u . A fim de exemplificar esses conceitos, será introduzido o termo derivativo no sistema abaixo:

$$G(s) = \frac{10}{4.63s + 1} e^{-1.01s} \quad (3.42)$$

$$C(s) = 0.3 \left(1 + \frac{1}{4.28s} \right) \quad (3.43)$$

Com a técnica utilizada em Rego (2018) foram obtidos os parâmetros $\alpha = 1.427$ e $\beta = 1.25$. A Figura 3.10 ilustra o diagrama de Nyquist para T_d variando de 0 a 0,5, destacando as frequências $\omega_u = 1.5476 \text{ rad/s}$ e $\omega_i = 0.8906 \text{ rad/s}$. É possível verificar a tendência de redução do componente imaginário e o aumento do componente real do sistema de malha aberta com o incremento de T_d para as duas frequências destacadas. Percebe-se também que para maiores valores de T_d o ganho para frequências mais altas tende a aproximar o sistema ao círculo de raio $1/M_s$, e isto além de afetar a sua robustez, tende a levar à instabilidade. Logo, o ideal é que o valor de T_d seja incrementado somente o suficiente para deslocar a curva do sistema de malha aberta para fora do círculo de raio $1/M_s$.

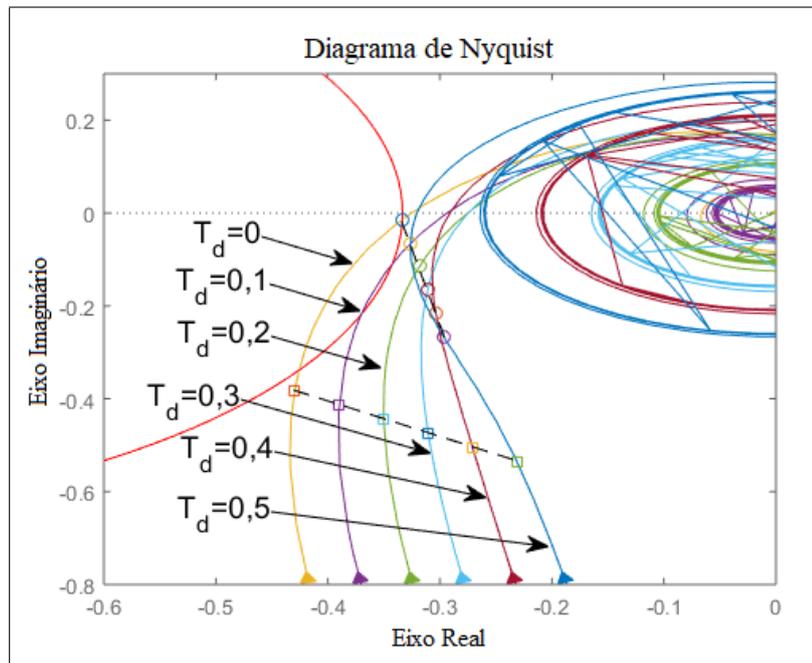


Figura 3.10: Variação de T_d .

3.4 Determinação do valor de T_d

Na Seção 3.2 foi apresentado o processo de cálculo dos parâmetros α e β , baseado em um valor M_s estabelecido. Para a autossintonia com o uso do controlador PID, o cálculo dos parâmetros α e β deve ser realizado para um círculo M_s reduzido, com um acréscimo inicial no valor de M_s .

Essa redução inicial do círculo M_s foi estipulada com o intuito de proporcionar a atuação do termo derivativo no controlador para retirar a curva de Nyquist do círculo M_s de objetivo, e em consequência, aproveitar o seu benefício no desempenho no tempo. Como apresentado na Seção 3.3, o uso excessivo do termo derivativo deve ser evitado, pois o sistema pode tornar-se instável.

Com a finalidade de manter o sistema seguro em relação à robustez e à instabilidade, optou-se por utilizar um incremento inicial em M_s de 0,2. Como este método de autossintonia é utilizado em processos variados, este incremento em M_s foi determinado empiricamente a partir da obtenção de resultados em simulações, com variações de funções de transferência do processo e do controlador, além de variações do valor M_s , de forma a evitar que o valor de T_d possa resultar em um valor que provoque na curva de Nyquist, para os diversos tipos de processo, o retorno em altas frequências ao círculo M_s de objetivo e não resulte na robustez desejada.

Na Figura 3.10 é possível verificar que entre os pontos críticos estabelecidos, após a determinação de α e β , o sistema pode permanecer em uma determinada faixa de frequência no interior do círculo M_s . A fim de buscar o ponto mais sensível da curva de Nyquist a ser utilizado para o cálculo de T_d , ou seja, o mais próximo do ponto $(-1,0)$, mais dois pon-

tos devem ser calculados. O primeiro, denominado $L(j\omega_{i2})$, estabelece um ponto entre $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_i)$, sendo a frequência ω_{i2} dada por:

$$\omega_{i2} = \sqrt{\omega_u \omega_i} \quad (3.44)$$

O outro ponto a ser calculado, denominado de $L(j\omega_{i3})$, representa um ponto entre $L(j\omega_i)$ e $L(j\omega_c)$, cuja frequência ω_{i3} é dada por:

$$\omega_{i3} = \sqrt{\omega_i \omega_c} \quad (3.45)$$

Portanto, há cinco pontos possíveis de escolha para realizar o cálculo de T_d : $L_2(j\omega_u)$, $L_2(j\omega_i)$ e $L_2(j\omega_c)$, determinados após o cálculo de α e β para o círculo M_s reduzido, além dos pontos $L_2(j\omega_{i2})$ e $L_2(j\omega_{i3})$, calculados posteriormente.

Em um processo semelhante ao utilizado para determinar o valor de α é possível calcular o valor de T_d . Neste processo, o valor de M_s deve retornar ao originalmente determinado. Considerando $L_2(j\omega_{i2})$ como o ponto de ω_{i2} após a inclusão de α e β e $L_3(j\omega_{i2})$ o ponto, após o a inclusão de T_d , deslocado para o círculo M_s de objetivo, pode-se determinar a parte real de $L_3(j\omega_{i2})$ por:

$$\Re(L_3(j\omega_{i2})) = \frac{\left(\frac{1}{M_s}\right)^2 - (|L_2(j\omega_{i2})|)^2 - 1}{2} \quad (3.46)$$

e a fase $\angle(L_3(j\omega_{i2}))$ por:

$$\angle(L_3(j\omega_{i2})) = \arctan\left(\sqrt{\left(\frac{|L_2(j\omega_{i2})|}{\Re(L_3(j\omega_{i2}))}\right)^2 - 1}\right) - \pi \quad (3.47)$$

Com isso, a contribuição de fase dada pelo controlador após a inclusão de T_d é dada por:

$$\angle C_3(j\omega_{i2}) = \Delta(\angle L(j\omega_{i2})) + \arctan\left(-\frac{1}{T_i \alpha \omega_{i2}}\right) \quad (3.48)$$

em que,

$$\Delta(\angle L(j\omega_{i2})) = \angle L_3(j\omega_{i2}) - \angle L_2(j\omega_{i2}) \quad (3.49)$$

portanto,

$$T_d = \frac{\tan(\angle C_3(j\omega_{i2})) + \left(\frac{1}{T_i \alpha \omega_{i2}}\right)}{\omega_{i2}} \quad (3.50)$$

A Figura 3.11 ilustra a variação da posição do ponto $L_2(j\omega_{i2})$ com a variação de T_d . É necessário que $C_3(j\omega_{i2})$ esteja dentro do limite previsto na Equação 3.34 para que se possa utilizar o parâmetro T_d .

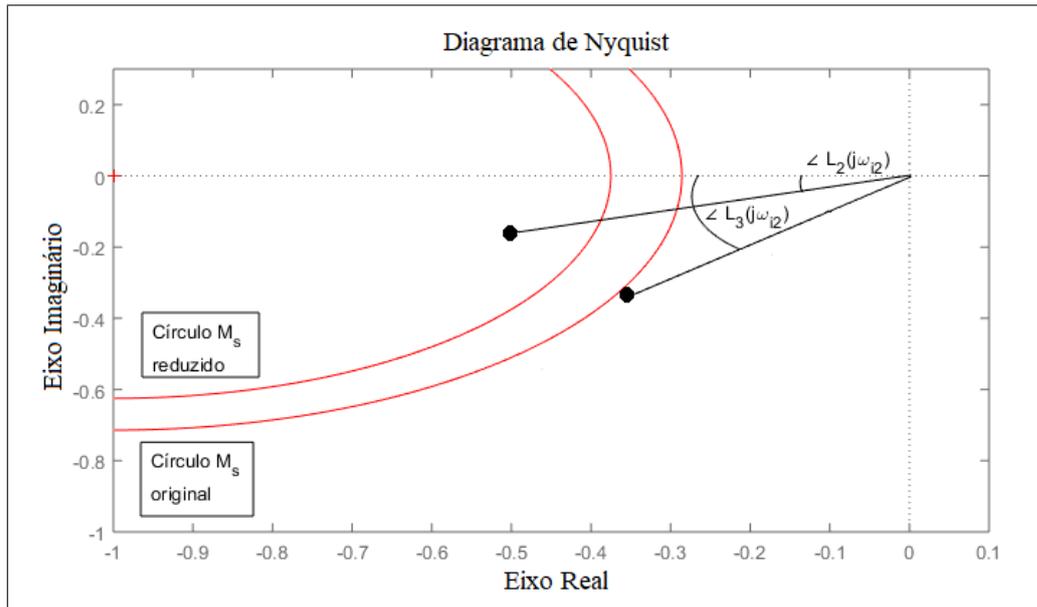


Figura 3.11: Contribuição de T_d na variação de $L_2(j\omega_{i2})$

3.5 Resumo dos procedimentos

Abaixo, são apresentados os passos necessários para efetuar a resintonia do controlador PID. Devido ao uso de cálculos simples e à restrição de estruturas iterativas, estes passos podem ser implementados em CLP.

1. Determinar os pontos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ e as margens de fase e de ganho por meio do experimento do relé, de acordo com as Seções 2.7.1 e 2.7.2.
2. Estimar o ponto intermediário $L(j\omega_i)$, baseando-se na função de transferência obtida pelo modelo FOPDT.
3. Com M_s acrescido em 0,2 do objetivado, alterar o termo integrativo com a inclusão do parâmetro α , conforme descrito na Seção 3.2.1.
4. Caso pelo menos um dos três pontos críticos estejam dentro do círculo M_s reduzido, determinar o parâmetro β para ajustar o termo proporcional utilizando o procedimento da Seção 3.2.2.;
5. Calcular $L(j\omega_{i2})$ e $L(j\omega_{i3})$ e determinar qual dos cinco pontos está mais próximo do ponto $(-1,0)$;
6. Calcular T_d para deslocar o ponto para o círculo M_s de objetivo, de acordo com a descrição da Seção 3.4;
7. Atualizar os parâmetros do controlador PID;

3.6 Conclusão

Este capítulo foi iniciado descrevendo procedimentos já existentes para a autossintonia de controladores PI e PID, destacando a sequência das etapas necessárias para a

obtenção do modelo do controlador e expectativas de resultados a serem obtidos. Também foi realizada uma análise do ganho e da fase do controlador PI, mostrando os limites de controle existentes.

Na sequência foi realizada a mesma análise para os controladores PID e PI-D, destacando a vantagem de possibilidade de maior uso de fase dos controladores. Foi detalhada a inclusão de um termo derivativo ao controlador PI desenvolvido por Rego (2018) e apresentado um resumo dos passos necessários para realizar a autossintonia do controlador.

Capítulo 4

Exemplos de Ressonância

Este capítulo apresenta três exemplos de simulações do método proposto para a autossintonia de controladores PID que possam se adequar ao uso em CLP.

A sequência de procedimentos necessários para se determinarem os parâmetros do controlador é descrita, e os resultados obtidos são apresentados com representação por meio de gráficos e tabelas, possibilitando com isso, a comparação dos resultados do processo do método de Rego (2018) com a adaptação proposta neste trabalho.

4.1 Exemplo 1

Considerando-se que o processo possui a função de transferência dada por:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^4} \quad (4.1)$$

e que o controlador possui a seguinte função de transferência:

$$C(s) = 1.0728 \left(1 + \frac{1}{3.9052s} \right) \quad (4.2)$$

O passo inicial do método é determinar os pontos críticos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ e as margens de fase e de ganho, de acordo com o processo detalhado nas Seções 2.7.1 e 2.7.2. Por meio da simulação foram encontrados os seguintes pontos:

$$L(j\omega_u) = 0,365 \angle -180^\circ, \text{ com } \omega_u = 0,866 \text{ rad/s} \quad (4.3)$$

$$L(j\omega_c) = 1 \angle -116,42^\circ, \text{ com } \omega_c = 0,374 \text{ rad/s} \quad (4.4)$$

As margens correspondentes são $MF = 63,5^\circ$ e $MG = 8,74 \text{ dB}$. Em seguida é necessário estabelecer o modelo FOPDT, que permite a estimativa dos demais pontos de análise. A partir do procedimento demonstrado na Seção 2.8, encontra-se o seguinte modelo:

$$G(s) = \frac{1}{1 + 3,342s} e^{-2,2s} \quad (4.5)$$

Associando-se as Equações 3.20 e 3.21, obtém-se o seguinte ponto:

$$L(j\omega_i) = 0,5474 \angle -158,16^\circ, \text{ com } \omega_i = 0,5691 \text{ rad/s} \quad (4.6)$$

A Figura 4.1 mostra as curvas de Nyquist do sistema de malha aberta obtidas com o uso da função de transferência do processo original e com o processo obtido pelo modelo FOPDT, além dos pontos críticos estimados.

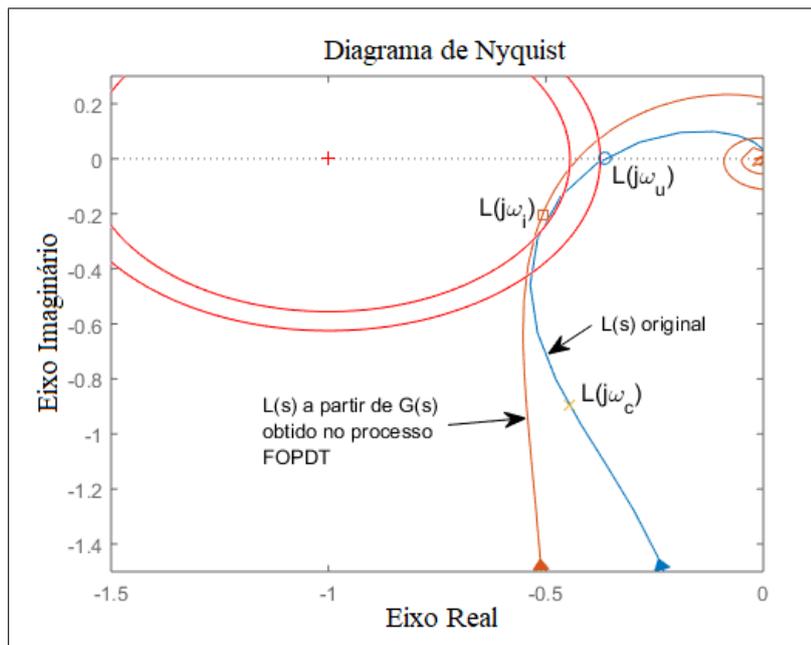


Figura 4.1: Exemplo 1 - Determinação dos pontos críticos.

O próximo passo é a determinação do parâmetro α . Seguindo os procedimentos da Seção 3.2.1, considerando que M_s de objetivo é de 1,5 e que é necessário um incremento inicial de 0,2, determinou-se que:

$$\angle C_1(j\omega_i) = -20,90^\circ, e \quad \alpha = 1,178 \quad (4.7)$$

As posições de $L(j\omega_i)$, $L(j\omega_c)$ e $L(j\omega_u)$ podem ser atualizadas pela seguinte equação:

$$L_1(j\omega) = L(j\omega) \frac{C_1(j\omega)}{C(j\omega)} \quad (4.8)$$

que corresponde a:

$$L_1(j\omega) = L(j\omega) \frac{1 - j \left(\frac{1}{\alpha T_i \omega} \right)}{1 - j \left(\frac{1}{T_i \omega} \right)} \quad (4.9)$$

podendo ser escrito em termos de módulo e fase por:

$$|L_1(j\omega)| = |L(j\omega)| \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\alpha T_i \omega}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{T_i \omega}\right)^2}} \quad (4.10)$$

$$\angle L_1(j\omega) = \angle L(j\omega) - \arctan\left(-\frac{1}{T_i \omega}\right) + \arctan\left(-\frac{1}{\alpha T_i \omega}\right) \quad (4.11)$$

Com isso, as novas posições são dadas por:

$$L_1(j\omega_c) = 0,9551\angle - 112,19^\circ \quad (4.12)$$

$$L_1(j\omega_i) = 0,5344\angle - 154,85^\circ \quad (4.13)$$

$$L_1(j\omega_u) = 0,3612\angle - 177,66^\circ \quad (4.14)$$

O próximo passo é determinar o valor de β que desloca os pontos críticos para fora do círculo M_s , de acordo com a Seção 3.2.2. É possível verificar que a distância dos 3 pontos para o ponto (-1,0) é maior do que $1/M_s$, logo $\beta = 1$ e os 3 pontos se mantêm na mesma posição. Portanto:

$$L_2(j\omega_c) = 0,9551\angle - 112,19^\circ \quad (4.15)$$

$$L_2(j\omega_i) = 0,5344\angle - 154,85^\circ \quad (4.16)$$

$$L_2(j\omega_u) = 0,3612\angle - 177,66^\circ \quad (4.17)$$

Na sequência, é necessário determinar os pontos $L_2(j\omega_{i2})$ e $L_2(j\omega_{i3})$, utilizando as Equações 3.44 e 3.45 associado com o controlador após o uso dos parâmetros α e β , denominado de C_2 , e o processo obtido pelo modelo FOPDT, resultando nas seguintes equações:

$$L_2(j\omega_{i2}) = G(j\omega_{i2})C_2(j\omega_{i2}) \quad (4.18)$$

$$L_2(j\omega_{i3}) = G(j\omega_{i3})C_2(j\omega_{i3}) \quad (4.19)$$

Obteve-se, portanto, os seguintes pontos:

$$L_2(j\omega_{i2}) = 0,4403\angle - 172,53^\circ, \text{ com } \omega_{i2} = 0,702 \text{ rad/s} \quad (4.20)$$

$$L_2(j\omega_{i3}) = 0,6453\angle - 140,37^\circ, \text{ com } \omega_{i3} = 0,461 \text{ rad/s} \quad (4.21)$$

O próximo passo é selecionar entre os cinco pontos $L_2(j\omega)$ o mais próximo do ponto (-1,0), sendo este o ponto $L_2(j\omega_i)$. Para o cálculo de T_d o valor M_s utilizado é o originalmente determinado de 1,5. A partir das equações contidas na Seção 3.4, é possível obter o valor de T_d , resultando em:

$$\angle C_3(j\omega_{i2}) = -12,922^\circ, e \quad T_d = 0,2681 \quad (4.22)$$

Os pontos do sistema de malha aberta após a determinação de α , β e T_d , denominados

de $L_3(j\omega)$ são dados por:

$$L_3(j\omega) = G(j\omega)C_3(j\omega) \quad (4.23)$$

em que C_3 é o controlador dado pela Equação 3.31.

A Figura 4.2 ilustra a posição dos pontos críticos após o processo de determinação de α , β e T_d .

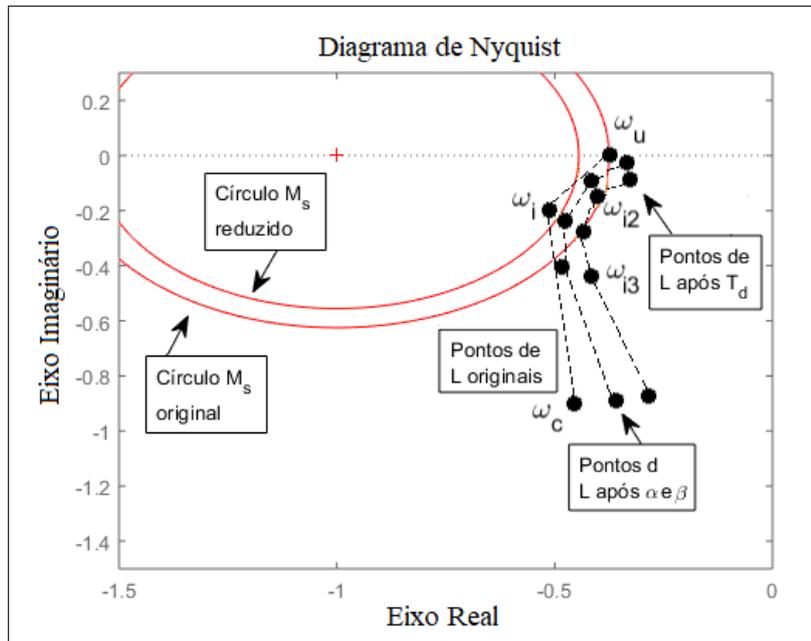


Figura 4.2: Exemplo 1 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d .

Já a Figura 4.3 mostra as curvas de Nyquist obtidas com a inserção dos parâmetros, lembrando que, pelo fato de $\beta=1$, as curvas $L_1(s)$ e $L_2(s)$ são iguais.

A Tabela 4.1 mostra os valores de margem de ganho e de fase para cada sistema obtido, assim como indica o percentual de elevação em comparação ao sistema original.

	MG	MF	% aumento MG	% aumento MF
Original	8,74 dB	63,5 °	-	-
PID	12 dB	77 °	37,29	21,25

Tabela 4.1: Exemplo 1 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.

A Figura 4.4 mostra a resposta ao degrau dos sistemas obtidos. Para os controladores PID e PI-D os parâmetros α , β e T_d são os mesmos. Para o controle PI, o método elaborado por Rego (2018) foi reproduzido para possibilitar a comparação dos processos de autossintonia, resultando em $\alpha=2,082$ e $\beta=1$. No sistema original há um *overshoot*, que foi eliminado com a ressonância, tanto para os controladores PID e PI-D, quanto para o controlador PI. Os sistemas com controladores PID e PI-D apresentaram tempos de acomodação e de subida semelhantes, porém comparando com o sistema controlado por

PI, apresentaram tempos consideravelmente menores. A Tabela 4.2 mostra os valores de tempo de acomodação e de *overshoot* obtidos.

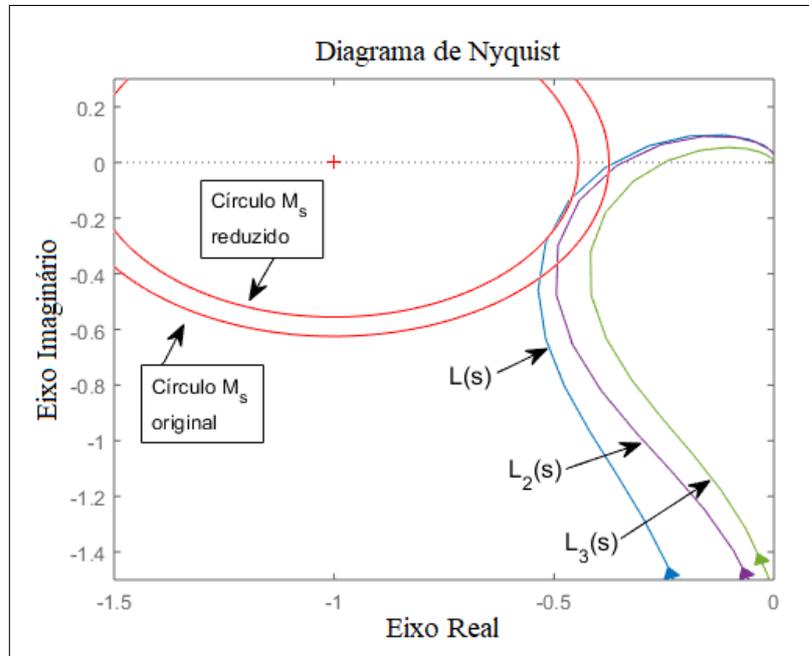


Figura 4.3: Exemplo 1 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.

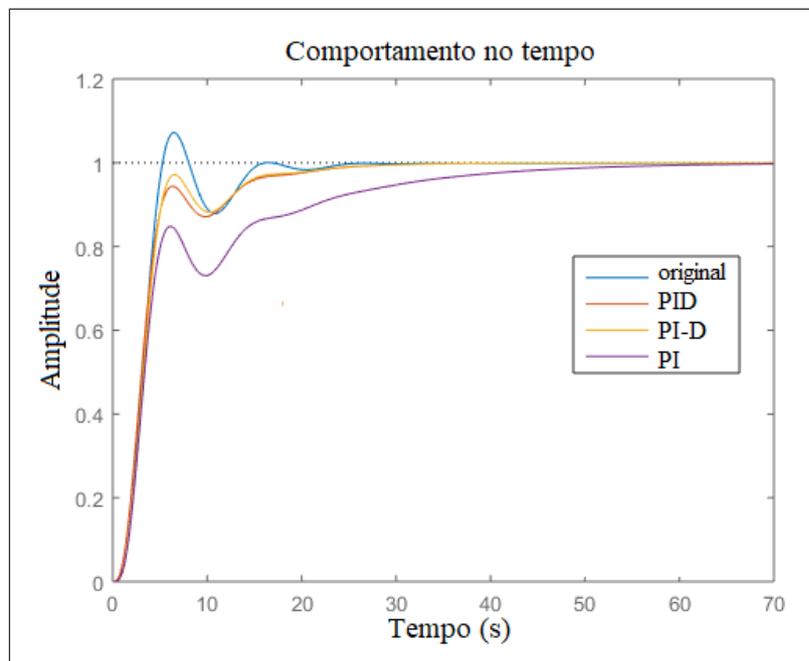


Figura 4.4: Exemplo 1 - Resposta ao degrau.

	$T_{acom.}$	T_{subida}	Overshoot (%)
Original	14,6s	3,02s	7,19
PID	21,25s	3,51s	-
PI-D	20,85s	3,51s	-
PI	43,3s	19,8s	-

Tabela 4.2: Exemplo 1 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.

4.2 Exemplo 2

Considerando-se que o processo possui a função de transferência dada por:

$$G(s) = \frac{6}{s^2 + 7s + 4.5} e^{-0,2s} \quad (4.24)$$

e que o controlador possui a seguinte função de transferência:

$$C(s) = 3 \left(1 + \frac{1}{1,6s} \right) \quad (4.25)$$

O passo inicial do método é determinar os pontos críticos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ e as margens de fase e de ganho, de acordo com o processo detalhado nas Seções 2.7.1 e 2.7.2. Por meio da simulação foram encontrados os seguintes pontos:

$$L(j\omega_u) = 0,4839\angle -180^\circ, \text{ com } \omega_u = 4,72 \text{ rad/s} \quad (4.26)$$

$$L(j\omega_c) = 1\angle -140,78^\circ, \text{ com } \omega_c = 2,62 \text{ rad/s} \quad (4.27)$$

As margens correspondentes são $MF = 39,2^\circ$ e $MG = 6,32 \text{ dB}$. Em seguida é necessário estabelecer o modelo FOPDT, que permite a estimativa dos demais pontos de análise. A partir do procedimento demonstrado na Seção 2.8, encontra-se o seguinte modelo:

$$G(s) = \frac{1,333}{1 + 1,754s} e^{-0,358s} \quad (4.28)$$

Associando-se as Equações 3.20 e 3.21, obtém-se o seguinte ponto:

$$L(j\omega_i) = 0,6503\angle -163,05^\circ, \text{ com } \omega_i = 3,516 \text{ rad/s} \quad (4.29)$$

A Figura 4.5 mostra as curvas de Nyquist do sistema de malha aberta obtidas com o uso da função de transferência do processo original e com o processo obtido pelo modelo FOPDT, além dos pontos críticos estimados.

O próximo passo é a determinação do parâmetro α . O valor de M_s determinado como de objetivo é 1,5. Logo, para os cálculos de α e β utiliza-se o valor $M_s=1,7$. Seguindo os procedimentos da Seção 3.2.1, verificou-se que para o deslocamento do ponto $L(j\omega_i)$ ao encontro do círculo M_s reduzido, a condição exigida pela Equação 3.19 não é atingida. Para o deslocamento do ponto $L(j\omega_c)$, determinou-se que:

$$\angle C_1(j\omega_c) = -15,09^\circ, e \quad \alpha = 0,884 \quad (4.30)$$

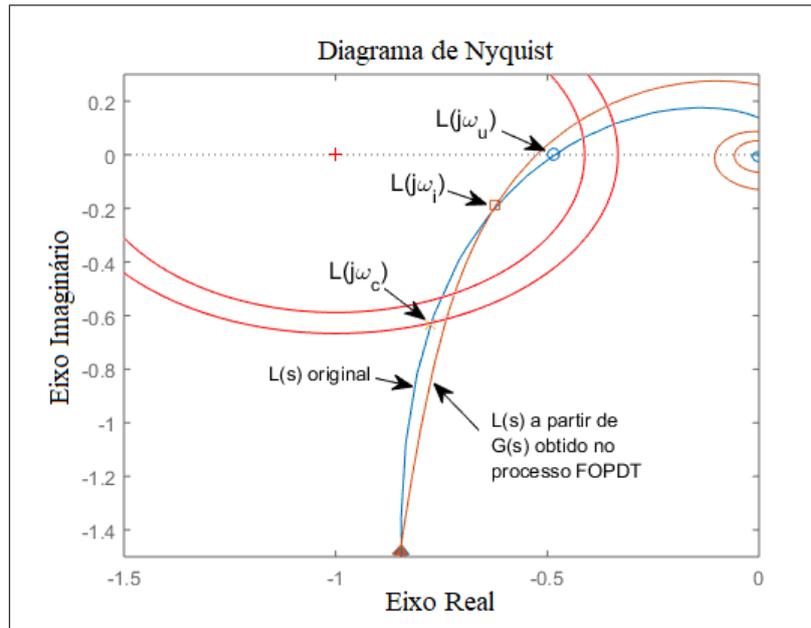


Figura 4.5: Exemplo 2 - Determinação dos pontos críticos.

Por meio do uso das Equações 4.9, 4.10 e 4.11, as novas posições obtidas são dadas por:

$$L_1(j\omega_c) = 1,0082\angle -142,46^\circ \quad (4.31)$$

$$L_1(j\omega_i) = 0,6530\angle -164,34^\circ \quad (4.32)$$

$$L_1(j\omega_u) = 0,4851\angle 179,11^\circ \quad (4.33)$$

O próximo passo é determinar o valor de β que desloca os pontos críticos para fora do círculo M_s reduzido, de acordo com a Seção 3.2.2. Foi obtido o valor $\beta=1,483$, sendo os novos pontos dados por:

$$L_2(j\omega_c) = 0,6797\angle -142,46^\circ \quad (4.34)$$

$$L_2(j\omega_i) = 0,4402\angle -164,34^\circ \quad (4.35)$$

$$L_2(j\omega_u) = 0,3270\angle 179,11^\circ \quad (4.36)$$

Utilizando as Equações 3.44, 3.45, 4.18 e 4.19, os pontos $L_2(j\omega_{i2})$ e $L_2(j\omega_{i3})$ resultam em:

$$L_2(j\omega_{i2}) = 0,3794\angle -175,50^\circ, \text{ com } \omega_{i2} = 4,074 \text{ rad/s} \quad (4.37)$$

$$L_2(j\omega_{i3}) = 0,5112\angle -154,77^\circ, \text{ com } \omega_{i3} = 3,035 \text{ rad/s} \quad (4.38)$$

O próximo passo é determinar dentre os cinco pontos $L_2(j\omega)$ o mais próximo do ponto $(-1,0)$, sendo este o ponto $L_2(j\omega_{i3})$, e realizar os cálculos contidos na Seção 3.4 para obter o valor de T_d , baseando-se no valor M_s originalmente determinado de 1,5.

Com isso, obtém-se:

$$\angle C_3(j\omega_{i3}) = -1,3663^\circ, e \quad T_d = 0,0688 \quad (4.39)$$

O pontos do sistema após a determinação de α , β e T_d , são dados pela Equação 4.23. A Figura 4.6 ilustra a posição dos pontos críticos após o processo de determinação de α , β e T_d .

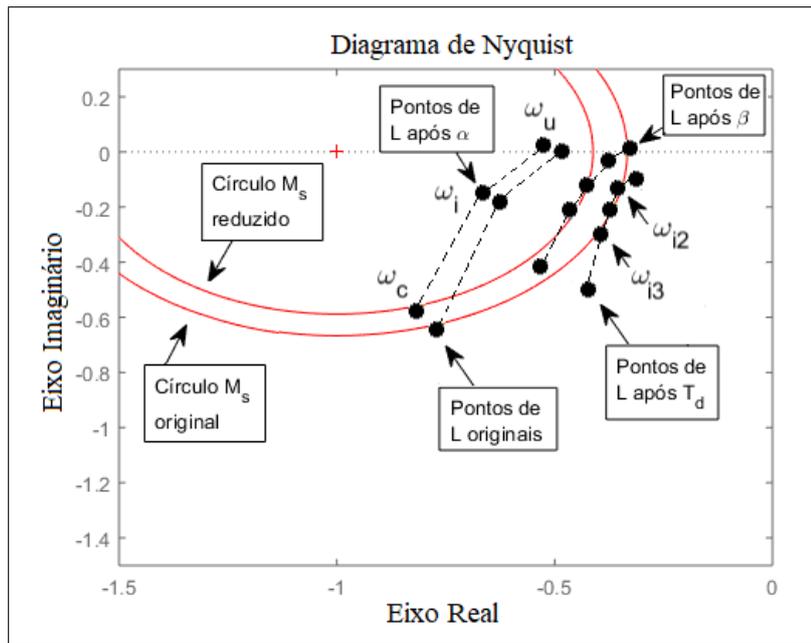


Figura 4.6: Exemplo 2 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d .

A Figura 4.7 mostra as curvas de Nyquist obtidas com a inserção dos parâmetros.

A Tabela 4.3 mostra os valores de margem de ganho e de fase para cada sistema obtido, assim como indica o percentual de elevação em comparação ao sistema original.

	MG	MF	% aumento MG	% aumento MF
Original	6,32 dB	39,2°	-	-
PID	12,5 dB	60,2°	97,78	53,57

Tabela 4.3: Exemplo 2 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.

A Figura 4.8 mostra a resposta ao degrau do sistema original, além dos sistemas PID e PI-D obtidos com o método de ressonância apresentado e do sistema PI, realizado por meio da execução do método proposto por Rego (2018), que resultou em $\alpha = 1,304$ e $\beta = 1,771$. No sistema original há um considerável *overshoot*, que foi reduzido com o uso dos controladores PID e PI-D, e eliminados com o uso do controlador PI. Porém os tempos de subida e de acomodação mostraram melhores resultados para os controladores

PID e PI-D, se comparados ao controlador PI. A Tabela 4.4 mostra os valores de tempo de acomodação, tempo de subida e *overshoot* obtidos.

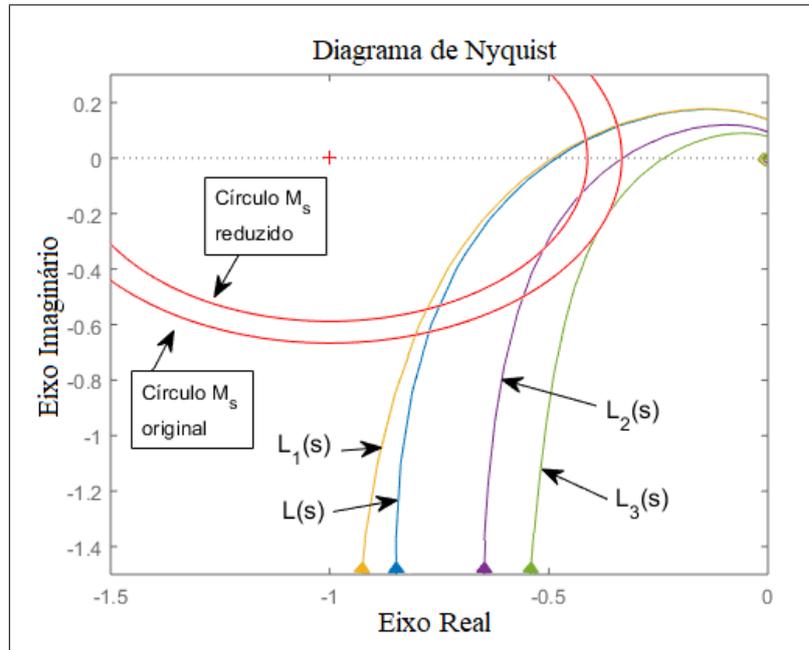


Figura 4.7: Exemplo 2 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.

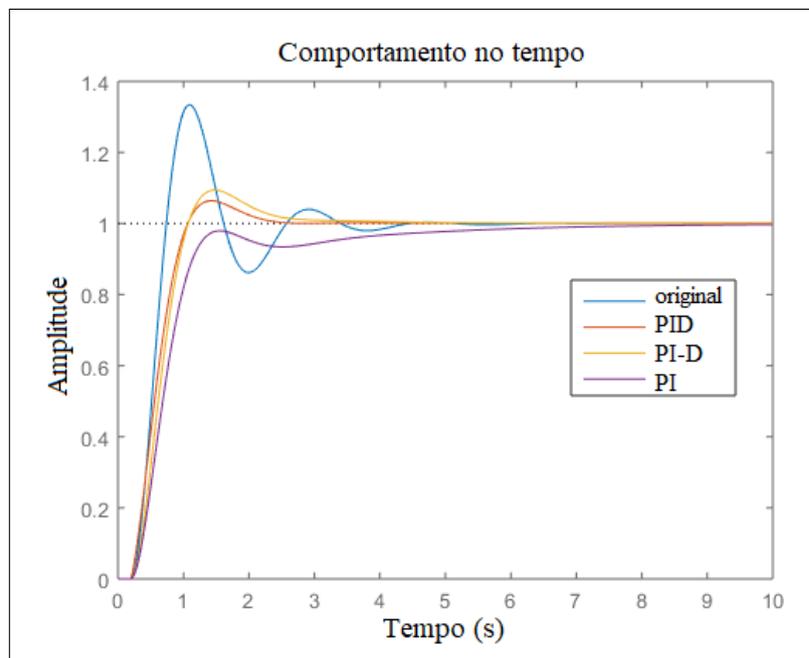


Figura 4.8: Exemplo 2 - Resposta ao Degrau.

	$T_{acom.}$	T_{subida}	Overshoot (%)
Original	3,84s	0,370s	33,4
PID	2,06s	0,605s	6,40
PI-D	2,43s	0,585s	9,41
PI	5,28s	0,774s	-

Tabela 4.4: Exemplo 2 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.

4.3 Exemplo 3

Considera-se neste exemplo que o processo possui a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{1}{s+0,7} e^{-0,7s} \quad (4.40)$$

e que o controlador possui a função de transferência dada por:

$$C(s) = 1,5 \left(1 + \frac{1}{2,5s} \right). \quad (4.41)$$

Os pontos críticos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ obtidos pelo método do relé, foram, de forma simulada, determinados por:

$$L(j\omega_u) = 0,6059\angle -180^\circ, \text{ com } \omega_u = 2,41 \text{ rad/s} \quad (4.42)$$

$$L(j\omega_c) = 1\angle -135,07^\circ, \text{ com } \omega_c = 1,39 \text{ rad/s} \quad (4.43)$$

As margens correspondentes são $MF = 44,7^\circ$ e $MG = 4,36 \text{ dB}$. Em seguida o modelo FOPDT foi obtido com a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{1,429}{1+1,429s} e^{-0,769s} \quad (4.44)$$

Com a associação das Equações 3.20 e 3.21 é obtido o ponto $L(j\omega_i)$ dado por:

$$L(j\omega_i) = 0,7835\angle -162,05^\circ, \text{ com } \omega_i = 1,83 \text{ rad/s} \quad (4.45)$$

A Figura 4.9 mostra os pontos críticos estimados a partir das curvas de Nyquist do sistema, obtidas com o uso da função de transferência do processo original e com o processo obtido pelo modelo FOPDT.

Em seguida determinou-se o parâmetro α . O valor M_s de objetivo para este exemplo é 1,6. Da mesma forma que no exemplo anterior, o ponto $L(j\omega_i)$ não pode ser movimentado até o círculo M_s reduzido pela limitação de fase do controlador. Logo, o ponto $L(j\omega_c)$ foi movimentado, resultando em:

$$\angle C_1(j\omega_c) = -25,04^\circ, e \quad \alpha = 0,616 \quad (4.46)$$

As posições de $L(j\omega_i)$, $L(j\omega_c)$ e $L(j\omega_u)$, atualizadas de acordo com as Equações 4.8, 4.9, 4.10 e 4.11, resultam em:

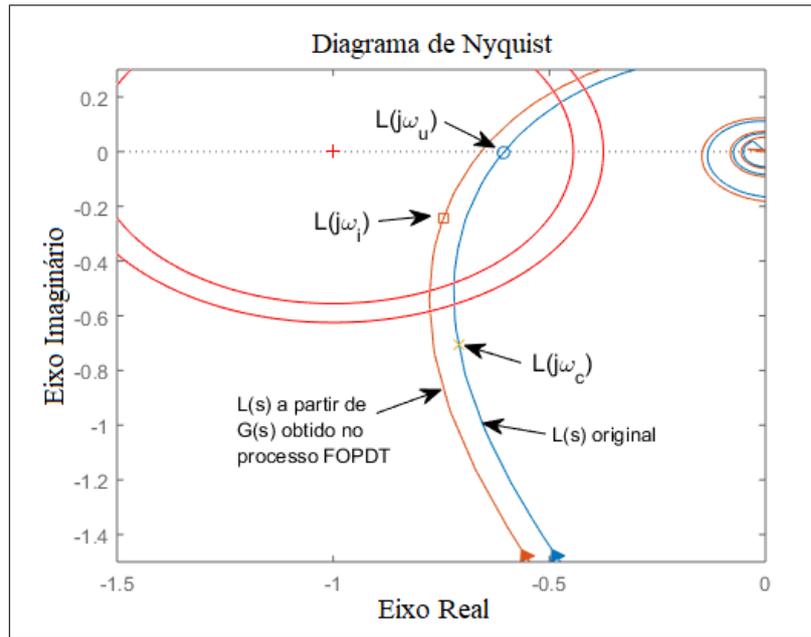


Figura 4.9: Exemplo 3 - Determinação dos pontos críticos.

$$L_1(j\omega_c) = 1,0639 \angle -144,07^\circ \quad (4.47)$$

$$L_1(j\omega_i) = 0,8123 \angle -169,26^\circ \quad (4.48)$$

$$L_1(j\omega_u) = 0.6190 \angle 174,45^\circ \quad (4.49)$$

Em seguida determina-se o valor de β que desloca os pontos críticos para fora do círculo M_s reduzido, de acordo com a Seção 3.2.2. Com o procedimento determinou-se que $\beta=1,7692$ e os pontos críticos resultaram em:

$$L_1(j\omega_c) = 0,6013 \angle -144,07^\circ \quad (4.50)$$

$$L_1(j\omega_i) = 0,4591 \angle -169,26^\circ \quad (4.51)$$

$$L_1(j\omega_u) = 0.3499 \angle 174,45^\circ \quad (4.52)$$

Em seguida, determinam-se $L_2(j\omega_{i2})$ e $L_2(j\omega_{i3})$, utilizando as Equações 3.44, 3.45, 4.18 e 4.19, resultando nos seguintes pontos:

$$L_2(j\omega_{i2}) = 0,4009 \angle 178,70^\circ, \text{ com } \omega_{i2} = 2,10 \text{ rad/s} \quad (4.53)$$

$$L_2(j\omega_{i3}) = 0,5256 \angle -158.75^\circ, \text{ com } \omega_{i3} = 1,59 \text{ rad/s} \quad (4.54)$$

Utilizando-se as equações contidas na Seção 3.4, é possível obter o valor de T_d , resultando em:

$$\angle C_3(j\omega_{i3}) = -10,81^\circ, \text{ e } T_d = 0,135 \quad (4.55)$$

A Figura 4.10 ilustra a posição dos pontos críticos após o processo de determinação de α , formados por $L_1(j\omega)$, β , formados por $L_2(j\omega)$ e T_d , formados por $L_3(j\omega)$.

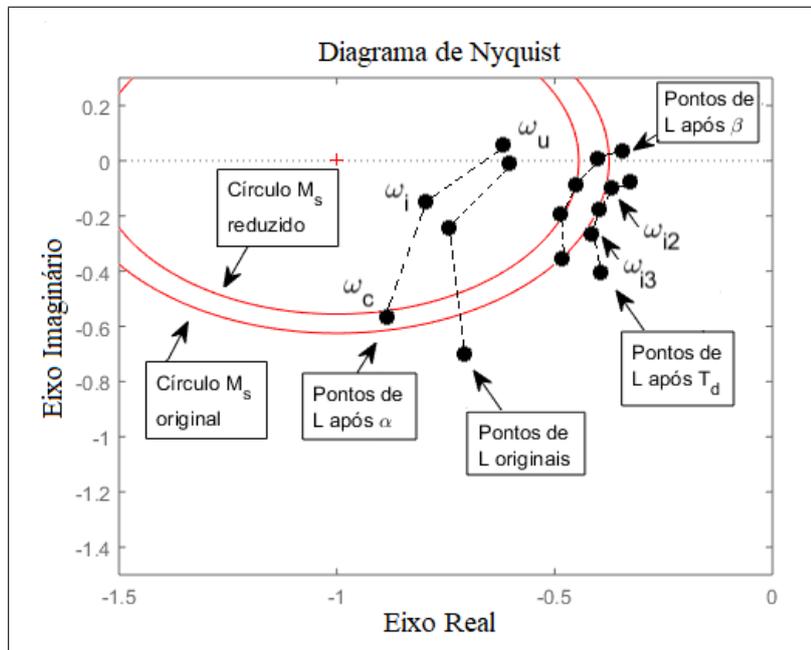


Figura 4.10: Exemplo 3 - Posição dos pontos críticos após a determinação dos parâmetros α , β e T_d .

As curvas de Nyquist obtidas com a inserção dos parâmetros são apresentadas na Figura 4.11.

Na Tabela 4.5 são mostrados os valores de margem de ganho e de fase para cada sistema obtido, assim como indica-se o percentual de elevação em comparação ao sistema original.

	MG	MF	% aumento MG	% aumento MF
Original	4,36 dB	44,7 °	-	-
PID	10,6 dB	64,6 °	143,12	44,52

Tabela 4.5: Exemplo 3 - Margens de ganho e de fase após determinação de parâmetros.

A Figura 4.12 mostra a resposta ao degrau dos sistemas obtidos, incluindo o método proposto por Rego (2018) para o controlador PI, que resultou em $\alpha = 0,754$ e $\beta = 2,021$. De forma semelhante ao exemplo anterior, com o uso dos controladores PID e PI-D, houve uma redução significativa do *overshoot*, enquanto com o controlador PI o *overshoot* foi anulado. Em compensação, os tempos de acomodação e de subida foram menores para os controladores PID e PI-D em relação ao controlador PI. A Tabela 4.6 mostra os valores de tempo de acomodação, tempo de subida e *overshoot* obtidos.

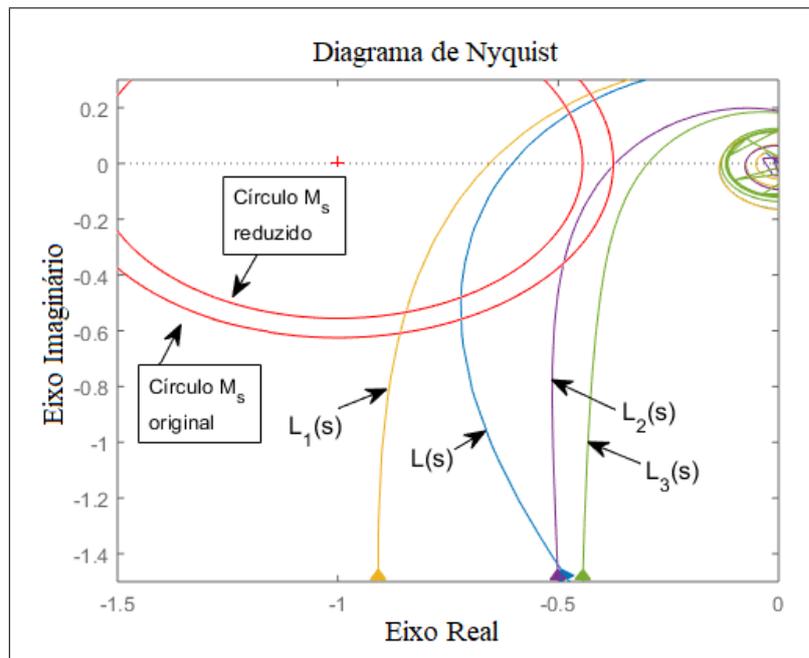


Figura 4.11: Exemplo 3 - Curvas de Nyquist após inserção de parâmetros.

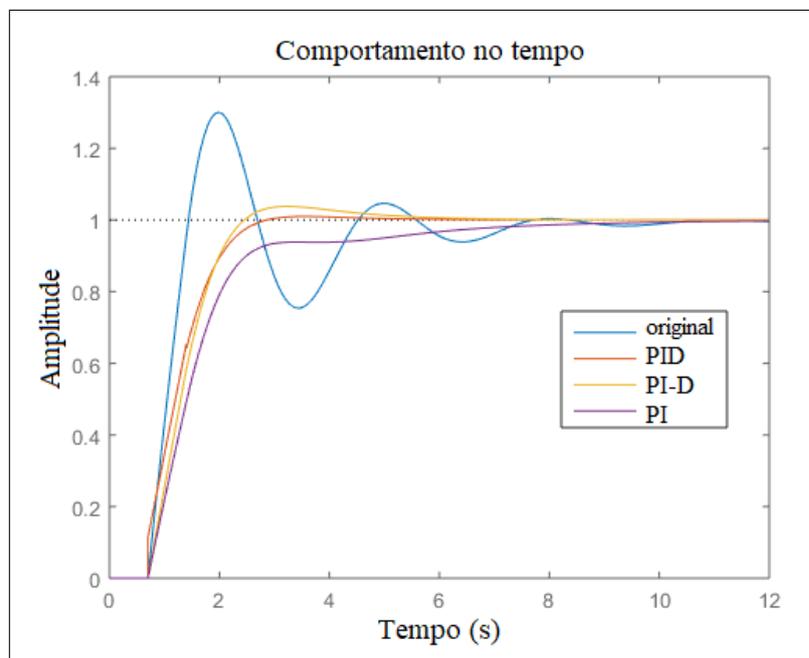


Figura 4.12: Exemplo 3 - Resposta ao degrau.

	$T_{acom.}$	T_{subida}	Overshoot (%)
Original	7,27s	0,588s	30,1
PID	2,53s	1,32s	1,32
PI-D	4,49s	1,18s	0,98
PI	7,09s	1,65s	-

Tabela 4.6: Exemplo 3 - Tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot.

4.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas três simulações de controladores sintonizados pelo método de autossintonia proposto, aplicável em CLP. Foi possível verificar que a inclusão do termo derivativo possibilitou a movimentação da curva de Nyquist do círculo M_s reduzido para o círculo M_s original sem provocar instabilidade no sistema, garantindo a máxima sensibilidade proposta.

Além disso, comparou-se a resposta ao degrau dos sistemas com controladores PID, PI-D e PI, este resintonizado de acordo com o método proposto por Rego (2018). Com a inclusão do termo derivativo os tempos de subida e de acomodação foram menores do que com o uso do controlador PI. O controlador PI possibilitou a anulação do *overshoot* proporcionado pelo controlador original nos três exemplos, apresentando melhores resultados do que com o uso dos controladores PID e PI-D, que reduziram significativamente o *overshoot* em dois exemplos, e o anularam em outro.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento em CLP do método de autossintonia para um sistema didático que permite o controle de processos de segunda ordem simulados por circuitos internos, e para duas malhas de controle de vazão de uma planta didática que realiza a reprodução de um processo industrial. Após a apresentação dos processos didáticos e de seus controladores, as modificações nos blocos de controle são descritas e os resultados da implementação são apresentados.

5.1 Implementação no sistema didático Training Box Duo

A primeira implementação do método foi realizada na Training Box Duo TB131, da Altus (Altus 2016). Trata-se de um sistema didático que possui componentes necessários para a simulação de processos industriais, incluindo um CLP, que foi utilizado para controlar um processo de segunda ordem gerado por circuitos internos.

A programação do CLP foi desenvolvida no software MasterTool IEC, fornecido pela fabricante do sistema didático. Um bloco básico PID é disponibilizado para realizar a sintonia do controlador, sem a opção de utilização do controlador PI-D. A partir deste bloco, outros parâmetros foram incluídos por Rego (2018) para permitir a implementação do método para o controlador PI, sendo denominado de PID avançado (PIDA), representado pela Figura 5.1.

Além das entradas e saídas padrões, foram inseridas as variáveis RETUNE (entrada booleana que inicializa o método), N_PERIOD_RELE (número de ciclos que o experimento de relé é executado), H (valor percentual da amplitude do relé em relação à diferença de máximo e mínimo da saída do sistema), MS (máxima sensibilidade), BETA (valor calculado de β) e ALPHA (valor calculado de α). Neste trabalho, o bloco PIDA foi modificado com a inclusão de procedimentos que realizam o cálculo do termo derivativo, sendo que o valor T_d calculado modifica a entrada TV.

5.1.1 Resultados

O controlador foi inicialmente sintonizado com $K_p=2$ e $T_i=3$ para controlar um processo simulado na Training Box Duo. A ressintonia foi iniciada quando a saída do sistema estava aproximadamente constante no valor de referência estipulado ($SP=5V$). O valor M_s

de objetivo escolhido foi 1,8, e para a determinação dos parâmetros α e β , foi acrescido em 0,2.

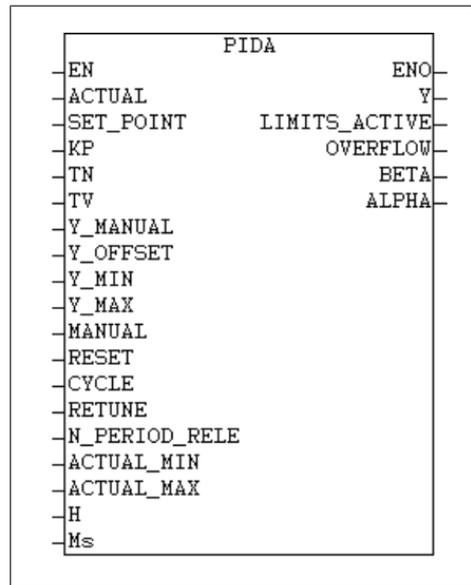


Figura 5.1: Bloco PIDA elaborado para o sistema didático Training Box Duo.

O relé gerou oscilações em torno do valor de referência e o sistema reagiu, gerando os pontos $L(j\omega_u)$ e $L(j\omega_c)$ apresentados na Figura 5.2. Em seguida o ponto $L(j\omega_i)$ foi determinado baseado no modelo FOPDT, e como estava dentro do círculo M_s , os três pontos são deslocados por meio do parâmetro α , que resultou em $\alpha=3,19$. O ponto $L(j\omega_u)$ permaneceu dentro do círculo M_s , sendo necessário o cálculo do parâmetro β para alterar o termo proporcional, resultando em $\beta=1,04$. Na sequência os pontos $L(j\omega_{i2})$ e $L(j\omega_{i3})$ foram determinados, e dentre os cinco pontos foi determinado o ponto mais próximo do ponto $(-1,0)$, sendo este o ponto $L(j\omega_u)$. O próximo passo foi utilizar o valor M_s original de 1,8 e determinar o termo derivativo, resultando em $T_d=0,22$. Os pontos resultantes são apresentados na Figura 5.2.

Outra opção para a ressonância do sistema é realizada de acordo com Rego (2018). Neste caso o controlador é mantido como PI, alterando os parâmetros α e β por meios dos passos 1 a 4, considerando no passo 3 o valor M_s originalmente determinado e desconsiderando os passos 5 e 6. Neste caso os parâmetros calculados resultaram em $\alpha=5,39$ e $\beta=1,12$ com os pontos resultantes apresentados na Figura 5.3.

A Figura 5.4 mostra o comportamento transitório da resposta do sistema, antes e depois da aplicação da ressonância PID e da ressonância PI, para uma entrada do tipo degrau. O tempo de acomodação do sistema original foi de 27s, enquanto com a ressonância PID foi de 31s e com a ressonância PI foi de 48s. O overshoot nas duas ressonâncias foi eliminado. A Figura 5.5 apresenta a resposta do sistema a uma perturbação do tipo degrau de 1V. A resposta com a ressonância PID acomodou-se em 12s, enquanto com a ressonância PI acomodou-se em 15s e com a sintonia original acomodou-se em 22s.

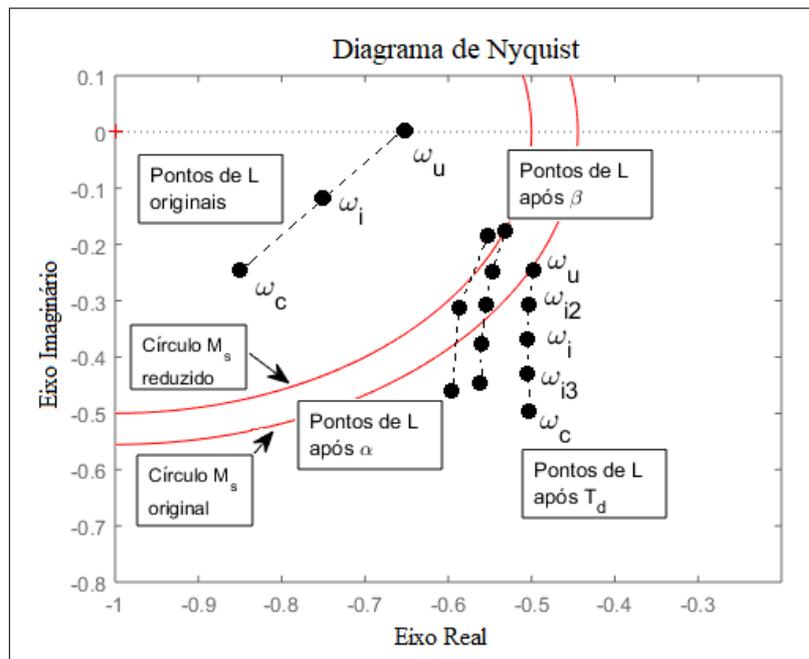


Figura 5.2: Variação dos pontos críticos da ressonância do sistema didático Training Box Duo com controlador PID.

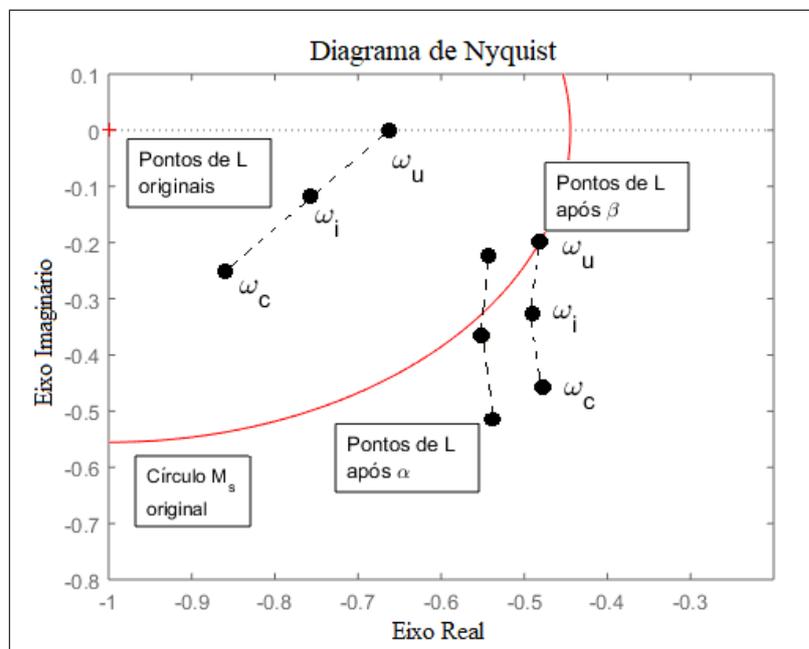


Figura 5.3: Variação dos pontos críticos da ressonância do sistema didático Training Box Duo com controlador PI.

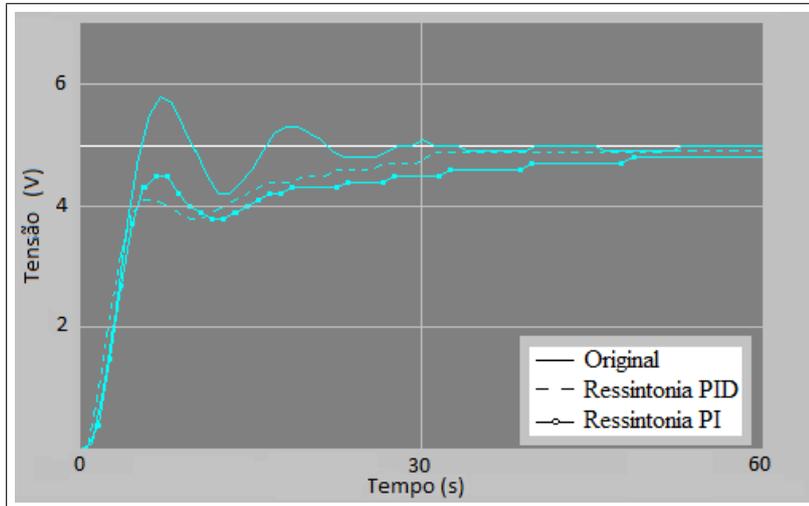


Figura 5.4: Resposta ao degrau da ressonância do sistema didático Training Box Duo.

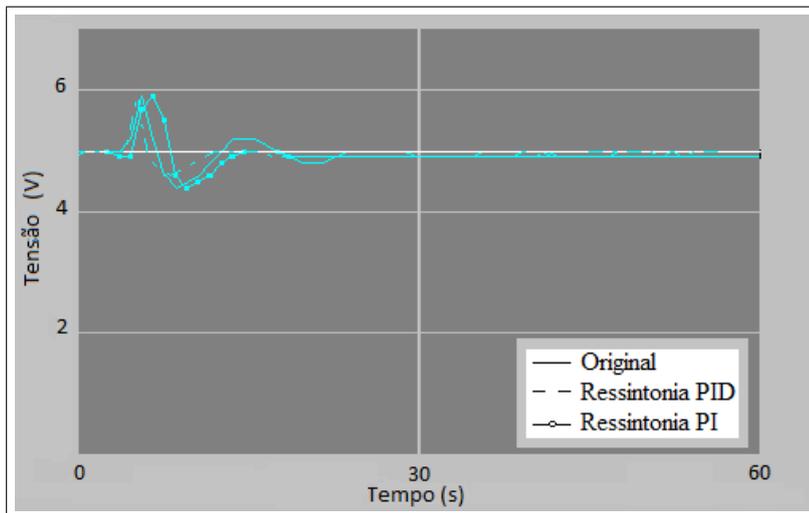


Figura 5.5: Resposta à perturbação da ressonância do sistema didático Training Box Duo.

5.2 Implementação na planta didática Authomathika PDH-1002

Após a implementação em um processo simulado no sistema didático Training Box Duo, o mesmo método foi aplicado na planta didática Authomathika PDH-1002, que possui a possibilidade de elaboração de sintonia de controles de nível, vazão, pressão e temperatura, em um sistema que possui um tanque alimentado por duas bombas elétricas e vazão de saída regulada manualmente ou por duas válvulas pneumáticas.

Neste trabalho foram implementados os controles de vazão de entrada do tanque, cujas malhas são denominadas de FIC-1001A e FIC-1001B, sendo a vazão das bombas elétricas reguladas por dois inversores de frequência que estão conectados ao CLP. A Unidade Central de Processamento (CPU) do CLP é o modelo NX3004 da família NexTo, da fabricante Altus. Trata-se de um equipamento elaborado para sistemas de pequeno porte que não exijam uma complexa estrutura de automação.

O software de programação, fornecida pela fabricante do CLP, é o MasterTool IEC XE, que é o padrão para controladores da série NexTo. O software possui um bloco PID padrão que permite a opção de derivar o erro (PID) ou somente a variável do processo (PI-D). Assim como na implementação anterior, o bloco foi modificado por Rego (2018), para efetuar a ressintonia para um controlador PI. A Figura 5.6 ilustra o bloco modificado, com os mesmos parâmetros inseridos pela implementação anterior. Neste trabalho, o bloco foi modificado com a inclusão de procedimentos que realizam o cálculo do termo derivativo, resultando na modificação da entrada T_d pelo valor calculado.

5.3 Ressintonia da malha FIC-1001A

Para realizar a ressintonia desta malha, nas variáveis "MS", "H" e "N_PERIOD_RELE" foram inseridos, respectivamente, os valores 1,6, 1,5 e 7. O período de amostragem foi de 100ms. O controlador foi inicialmente sintonizado com os parâmetros $K_p=0,02$ e $T_i=0,334$.

Para iniciar o método, é preciso que a variável de saída esteja estabilizada em torno do *set-point* escolhido, que, neste caso, foi de 500L/h. Para inicializar a ressintonia, a variável "RETUNE" deve ser ativada. Com isso, o método do relé é executado para obter a função aproximada do processo e para determinar os pontos críticos $L(j\omega_u)$, $L(j\omega_i)$ e $L(j\omega_c)$. A apresentação dos pontos é realizada na Figura 5.7.

Como o ponto $L(j\omega_i)$ ficou dentro do círculo M_s reduzido, a curva foi deslocada para a direita com o uso de α , que resultou em 1,61. Na sequência, como o ponto $L(j\omega_u)$ permaneceu dentro do círculo M_s reduzido, foi realizado o cálculo de β , resultando em 1,43. Com isso, a curva de Nyquist foi contraída. No próximo passo, os pontos $L(j\omega_{i2})$ e $L(j\omega_{i3})$ foram calculados, e o ponto mais próximo do ponto (-1,0) foi utilizado para se determinar o termo derivativo e deslocar a curva para fora do círculo M_s de objetivo, resultando em $T_d=0,209$.

Para realizar a comparação com o método de ressintonia de controlador PI proposto por Rego (2018), com os mesmos parâmetros iniciais, este método foi reproduzido. Ba-

sicamente é necessário desconsiderar os passos 5, 6 e 7, mantendo o controlador PI e utilizando no passo 3 o valor M_s de objetivo. Os pontos com a execução deste método são apresentados na Figura 5.8. Por meio da determinação de $\alpha=1,93$, o ponto $L(j\omega_i)$ foi movimentado para a borda do círculo M_s . Na sequência, pelo fato de o ponto $L(j\omega_u)$ estar dentro do círculo M_s , o valor de $\beta=1,54$ foi calculado para movimentar os pontos, contraindo a curva de Nyquist.

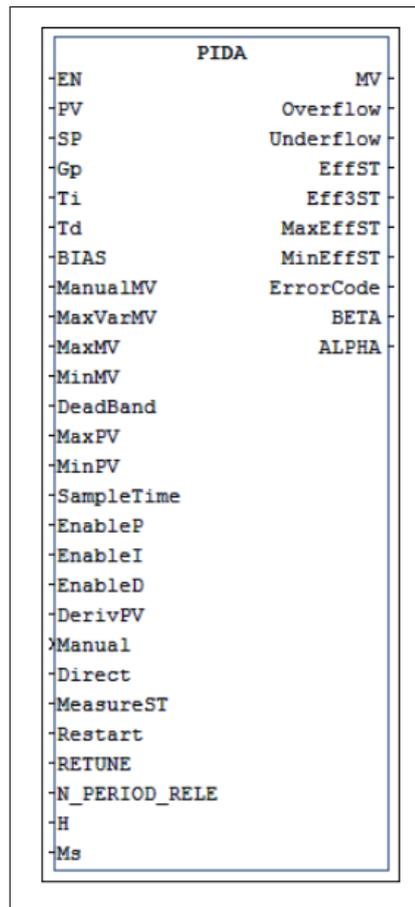


Figura 5.6: Bloco PIDA elaborado para a planta didática Authomathika PDH-1002.

O comportamento transitório a um degrau de 200L/h e para uma perturbação de 50L/h com o uso do controlador original, além dos controladores PID, PI-D e PI ajustados com os parâmetros calculados, é apresentado na Figura 5.9.

A Tabela 5.1 apresenta os tempos de subida e de acomodação pelo critério de 2% para a resposta ao degrau. Com o uso dos três controladores resintonizados, houve a eliminação do *overshoot*. Considerando o mesmo intervalo de acomodação da resposta ao degrau, após a introdução da perturbação o sistema original se acomodou em 6,75s, o sistema PID em 5,7s, o sistema PI-D em 6,15s e o sistema PI ajustado em 6,8s.

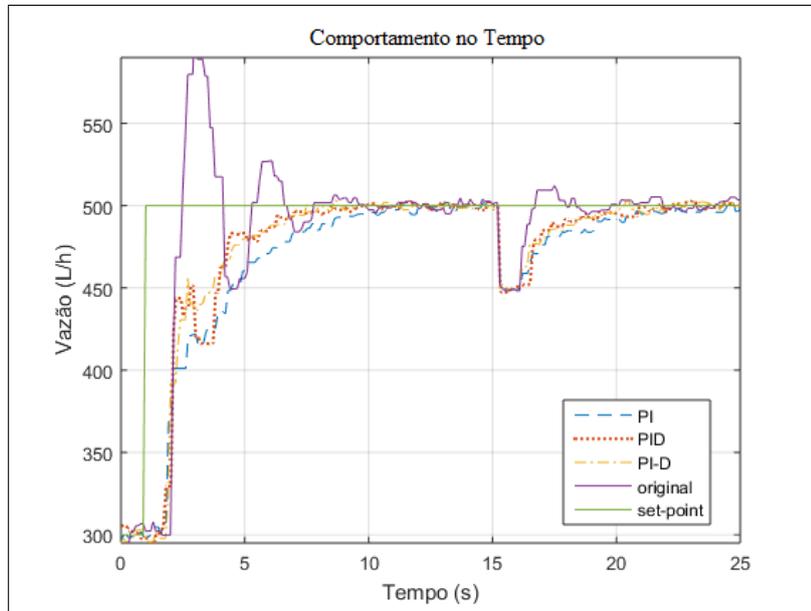


Figura 5.9: Resposta transitória para a ressintonia da malha FIC-1001A.

Controlador	Tempo de Subida	Tempo de Acomod. a 2%
Original	1,5s	8,6s
PID	3,4s	6s
PI-D	4s	6,1s
PI	5,9s	10,9s

Tabela 5.1: Resultados da resposta ao degrau na ressintonia da malha FIC-1001A.

5.4 Ressonância da malha FIC-1001B

Nesta malha, o controlador foi inicialmente sintonizado com $K_p = 0,083$ e $T_i = 2,87$. Assim como na ressonância anterior as variáveis "MS", "H" e "N_PERIOD_RELE" foram inseridas, respectivamente com os valores 1,6, 0,5 e 7, e o período de amostragem utilizado foi de 100ms.

Antes de inicializar o método é necessário que o sistema esteja estável no *set-point*, determinado nesta aplicação em 350L/h. Com o sistema estável, a variável "RETUNE" foi ativada para dar início à autossintonia. Após a determinação dos pontos iniciais na curva de Nyquist e da função aproximada pelo modelo FOPDT, o parâmetro α foi calculado, resultando em 0,629. Com isso, a curva foi deslocada para a esquerda.

Na sequência, β foi calculado para deslocar o ponto $L(j\omega_u)$, que ficou dentro do círculo M_s reduzido, resultando em 1,63. Com isso, a curva foi contraída. Neste caso, o ponto $L(j\omega_i)$, que estava fora do círculo M_s reduzido, acabou voltando para o interior do círculo. Os dois outros pontos intermediários foram determinados e o termo derivativo foi calculado para deslocar o ponto mais próximo de (-1,0) para fora do círculo M_s de objetivo, resultando em 0,354. Os pontos da curva de Nyquist após a determinação de cada parâmetro são apresentados na Figura 5.10.

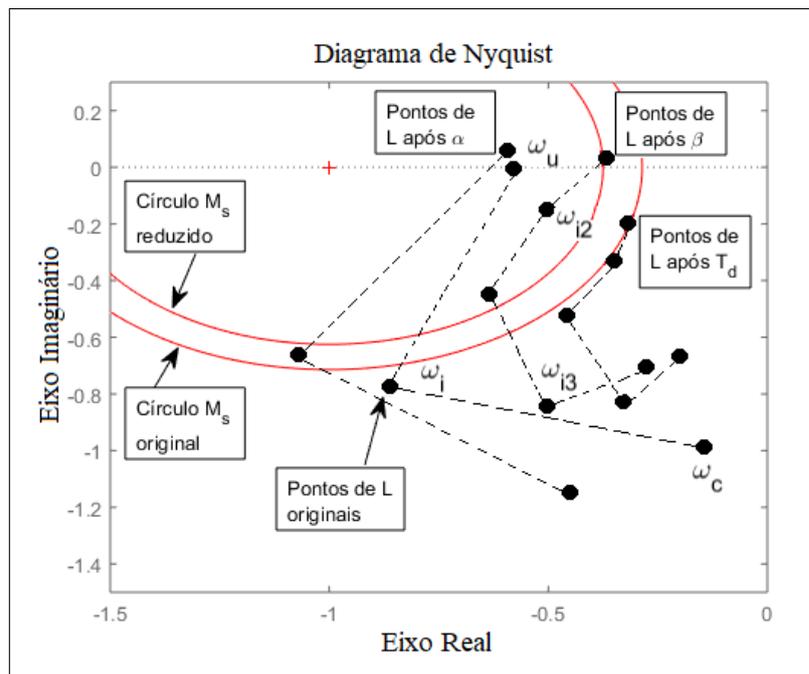


Figura 5.10: Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001B com controlador PID.

Assim como no processo de ressonância da malha anterior, o método elaborado por Rego (2018) de ressonância de controlador PI foi reproduzido para permitir a comparação com o método proposto neste trabalho. Os pontos críticos obtidos são apresentados na Figura 5.11. O valor $\alpha=0,975$ obtido provocou a movimentação da curva para a esquerda,

em virtude de o ponto $L(j\omega_i)$ estar fora do círculo M_s . Em seguida, o valor de $\beta=2,01$ foi obtido em virtude da necessidade de movimentação do ponto $L(j\omega_u)$ para fora do círculo M_s e provocou a contração da curva de Nyquist.

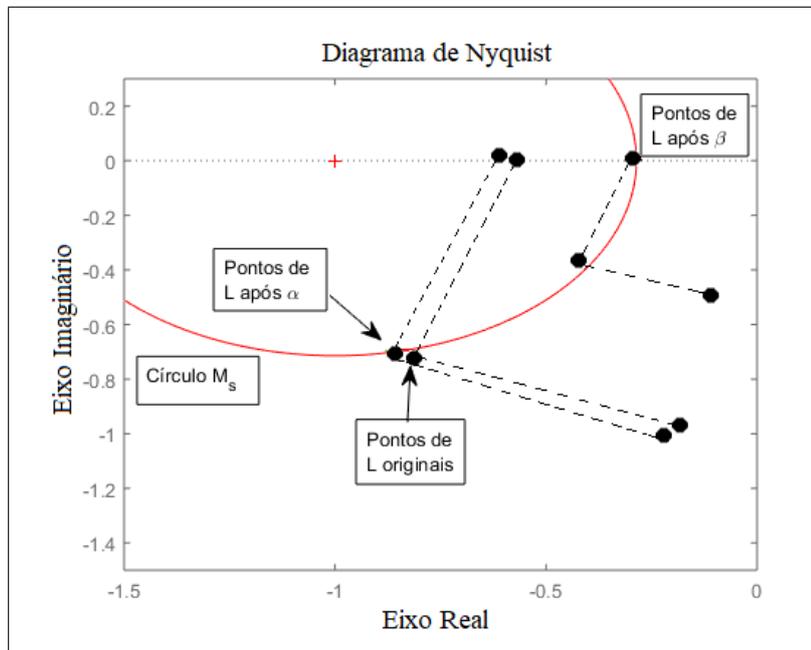


Figura 5.11: Variação dos pontos críticos da ressonância da malha FIC-1001B com controlador PI.

A Figura 5.12 apresenta o comportamento transitório a um degrau de 50L/h e para uma perturbação de 25L/h com o uso do controlador original e os controladores PID e PI-D ajustados com os parâmetros calculados. O método proposto por Rego (2018) também foi elaborado e apresentado para permitir a comparação.

O tempo de subida, o tempo de acomodação pelo critério de 5% e a redução do *overshoot* em relação ao controlador original, para a resposta ao degrau, são apresentadas na Tabela 5.2. Considerando o mesmo intervalo de acomodação da resposta ao degrau, após a introdução da perturbação o sistema original se acomodou em 4,75s, o sistema PID em 2,75s, o sistema PI-D em 4s e o sistema PI ajustado em 5s.

Controlador	Tempo de Subida	Tempo de Acomod. a 5%	Red. do <i>overshoot</i>
Original	0,9s	6,8s	—
PID	2,5s	3,9s	33,3%
PI-D	1,4s	7s	66,6%
PI	6s	9,2s	100%

Tabela 5.2: Resultados da resposta ao degrau na ressonância da malha FIC-1001B.

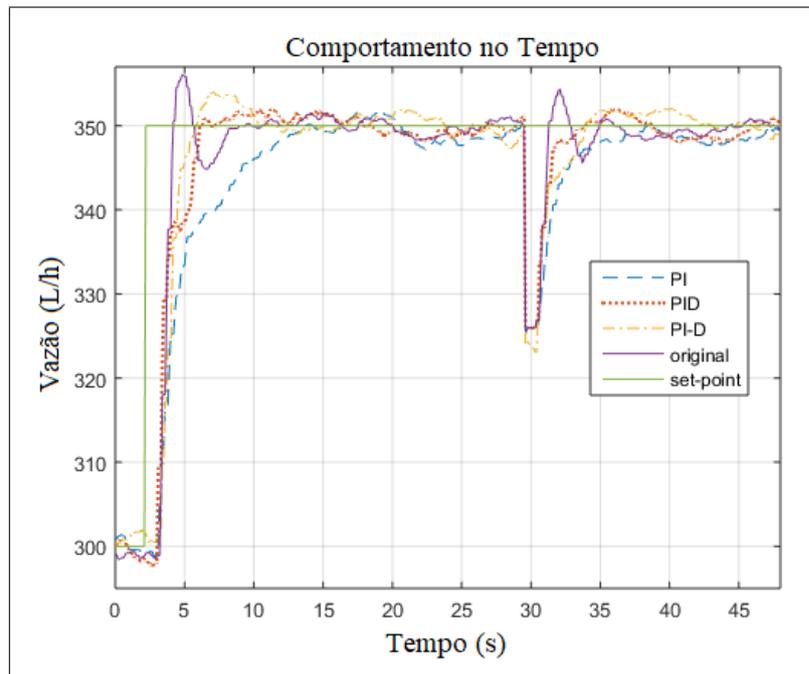


Figura 5.12: Resposta transitória para a resintonia da malha FIC-1001B.

5.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a implementação do método em dois CLP distintos, presentes no sistema didático Training Box Duo e na planta didática Authomathika PDH-1002. Com o uso de uma programação com poucos processos iterativos e cálculos simples, em ambos os CLP foi possível a implementação do método proposto, sendo apresentados os pontos críticos obtidos e os parâmetros calculados para modificar o controlador original.

Assim como nos sistemas simulados no Capítulo 4, a introdução do termo derivativo proporcionou tempos de subida e de acomodação melhores que em relação ao controlador PI resintonizado, mantendo as mesmas restrições de máxima sensibilidade.

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho, um método de autossintonia de controlador PID foi proposto, com o objetivo de garantir a robustez do sistema e ser implementável em CLP. Foram realizados experimentos de forma simulada e em dois CLP, de forma a constatar que foi possível deslocar as curvas de Nyquist dos sistemas para fora do círculo de máxima sensibilidade, a partir de pontos determinados com o Experimento do Relé e com a obtenção de um modelo aproximado de primeira ordem dos processos.

Foi possível nos sistemas analisados comparar os resultados de desempenho no domínio do tempo entre controladores PID e PI-D, obtidos com o método proposto neste trabalho, e o controlador PI, proposto por Rego (2018), demonstrando que a inserção do termo derivativo proporcionou menores tempos de subida e de acomodação. Da mesma forma que ocorreu neste trabalho, acredita-se que seja possível obter melhores resultados com a aplicação de um novo método, ou a adaptação deste método com a introdução de novos procedimentos ou uso de outros parâmetros possíveis em um controlador PID, como, por exemplo, os controladores FOPID (*Fractional Order PID*).

O *overshoot* apresentou um nível menor do que o controlador original em todos os experimentos, sendo até eliminado em alguns deles. Entretanto, não houve neste trabalho um objetivo de garantir que o *overshoot* ficasse restrito a algum percentual ou fosse eliminado. Como em alguns sistemas há restrições no nível máximo da variável de controle, acredita-se que este trabalho pode ser adaptado para incluir um limite de *overshoot*.

Foi possível obter os parâmetros de ajuste do controlador original, utilizando cálculos simples e pouco iterativos, que sugerem uma possibilidade de aplicação em CLP com capacidade limitada de processamento. Os resultados apresentados, principalmente nos experimentos realizados nos CLP, demonstram que este método possui capacidade de ser implementado em sistemas industriais reais, garantindo a robustez em caso de variações do sinal de referência, assim como em caso de perturbações, distúrbios e incertezas no modelo.

Referências Bibliográficas

- Altus (2016), Training Box Duo. Disponível em: <http://www.altus.com.br/suporte#suportedownload>. Acesso em: 10 Mar. 2018.
- Arruda, Gustavo H. M. & Péricles R. Barros (2003), ‘Estimação da Função de Sensibilidade Baseada em Experimento com Relé em Malha Fechada’, *Revista Controle e Automação* **14**(3), 233–244.
- Aström, Karl Johan & Tore Hägglund (1984), ‘Automatic Tuning of Simple Controllers with Specification on Phase and Amplitude Margins’, *Automatica* **20**(5), 645–651.
- Aström, Karl Johan & Tore Hägglund (1995), *PID Controllers: theory, design and tuning*, ISA -Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Aström, Karl Johan & Tore Hägglund (2006), *Advanced PID Control*, ISA - Instrumentation, Systems and Automation Society, Research Triangle Park, North Carolina.
- Barbosa, André L. S. (2015), Avaliação e Reprojetado de Controladores PI/PID Baseados em Especificações de Desempenho, Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, PB.
- Bennett, S. (1996), ‘A Brief History of Automatic Control’, *IEEE Control Systems Magazine* **16**, 17–25.
- Bialkowsky, W.L. (1993), ‘Dream Versus Reality: A View from Both Sides of the Gap’, *Pulp and Paper Canada* **94**, 19.
- Chen, YangQuan & Kevin L. Moore (2005), ‘Relay Feedback Tuning of Robust PID Controllers With Iso-Damping Property’, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics* **35**(1), 23–31.
- Coelho, Antônio Augusto Rodrigues & Leandro Santos Coelho (2004), *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*, Editora da UFSC.
- Cogni, Mario Andrei (2008), Estudo e Avaliação de Metodologias de Auto-Sintonia de Controladores PID Visando um Implementação em Controlador Industrial, Dissertação de mestrado, Universidade Federal Santa Catarina, Florianópolis, SC.
- Dorf, Richard C. & Robert H. Bishop (1998), *Modern Control Systems*, Addison Wesley Longman.

- Ender, D.B. (1993), 'Process Control Performance: Not as Good as You Think', *Control Engineering* **40**, 180.
- Huang, J.J. (2000), 'Automatic Tuning of the PID Controller for Servo Based on Relay Feedback', *IEEE Industrial Electronics Society* **2**, 1145–1450.
- Jan, Rong-Maw, Chung-Shi Tseng & Ren-Jun Liu (2008), 'Robust PID Control Design for Permanent Magnet Synchronous Motor: A Genetic Approach', *Electric Power Systems Research* **78**, 1161–1168.
- Karimi, Alireza, Daniel Garcia & Roland Longchamp (2003), 'PID Controller Tuning Using Bode Integrals', *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **11**(6), 812–821.
- Lewis, F.L. (1992), *Applied Optimal Control and Estimation: Digital Design and Implementation*, Prentice-Hall, New Jersey.
- Lin, Feng (2007), *Robust Control Design: An Optimal Control Approach*, John Wiley Sons.
- Longchamp, Roland & Yves Piguet (1995), Closed-loop Estimation of Robustness Margins by the Relay Method, *em* 'American Control Conference, Proceedings of the 1995', IEEE, pp. 2687–2691.
- Malladi, Srikanth & N. Yadaiah (2013), 'Co-ordinate Tuning of PID Parameters for Dynamical Systems', *IEEE International Conference on Control Applications (CCA)* pp. 1281–1286.
- Minorsky, N. (1922), 'Directional Stability and Automatically Steered Bodies', *J.Am.Soc.Nav.Eng.* **34**, 280.
- Mousakazemia, Seyed Mohammad Hossein & Navid Ayoobian (2019), 'Robust Tuned PID Controller with PSO Based on Two-point Kinetic Model and Adaptive Disturbance Rejection for a PWR-type Reactor', *Progress in Nuclear Energy* **111**, 183–194.
- Neves, Marco G. S. (2009), Auto-tuning de Controladores PID pelo Método Relay, Dissertação de mestrado, Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal.
- Ogata, Katsuhiko (2010), *Engenharia de Controle Moderno*, Prentice Hall.
- Qiao, Xinghong, Fei Luo & Yuge Xu (2016), 'Robust PID Controller Design Using Genetic Algorithm for Wastewater Treatment Process', *IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IM-CEC)* pp. 1081–1086.
- Rego, Everton J. C. (2018), Ajuste de Controlador PI Embarcado em CLP Baseado em Estimativa de Robustez, Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN.

- Seban, Lalu, Namita Boruah & Binoy K. Roy (2018), 'Development of FOPDT and SOPDT Model from Arbitrary Process Identification Data Using the Properties of Orthonormal Basis Function', *International Journal of Engineering Technology* **7**, 77–83.
- Skogestad, Sigurd & Ian Postlethwaite (2005), *Multivariable Feedback Control*, John Wiley Sons.
- Solihin, Mahmud Iwan, Lee Fook Tack & Moey Leap Kean (2011), 'Tuning of PID Controller Using Particle Swarm Optimization (PSO)', *Proceeding of the International Conference on Advanced Science, Engineering and Information Technology* pp. 458–461.
- Tan, K.K., T.H. Lee & X. Jiang (2000), 'Robust On-line Relay Automatic Tuning of PID Control Systems', *ISA Transactions* **39**, 219–232.
- Tsytkin, Ya. Z. (1984), *Relay Control Systems*, Cambridge University Press, Melbourne, Australia.
- Ziegler, J. B. & N. B. Nichols (1942), 'Optimum Settings for Automatic Controls', *Transactions ASME* **64**, 759–768.