

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTOS DE ENGENHARIA MECÂNICA, QUÍMICA E SISTEMAS
ELÉTRICOS DE AUTOMAÇÃO E ENERGIA
TRABALHO DE CONCLUSÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E
AUTOMAÇÃO

EMERSON CHRIST BOEIRA

**PROJETO DE CONTROLADORES DESCENTRALIZADOS EM
UM PROCESSO DE NÍVEL MULTIVARIÁVEL ATRAVÉS DO
MÉTODO DO PONTO CRÍTICO**

Porto Alegre
Junho de 2016

EMERSON CHRIST BOEIRA

**PROJETO DE CONTROLADORES DESCENTRALIZADOS EM
UM PROCESSO DE NÍVEL MULTIVARIÁVEL ATRAVÉS DO
MÉTODO DO PONTO CRÍTICO**

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

ORIENTADORA: Profa. Dra. Lucíola
Campestrini

Porto Alegre
Junho de 2016

EMERSON CHRIST BOEIRA

**PROJETO DE CONTROLADORES DESCENTRALIZADOS EM
UM PROCESSO DE NÍVEL MULTIVARIÁVEL ATRAVÉS DO
MÉTODO DO PONTO CRÍTICO**

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

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

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Alcy Rodolfo dos Santos Carrara, UFRGS
Doutor pela Universidade McMaster – Canadá

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

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

Porto Alegre
Junho de 2016

AGRADECIMENTOS

À professora Lucíola, pela excelente orientação, incentivo e amizade, desde o período em que fui seu bolsista até o presente trabalho.

Aos professores João Manoel Gomes da Silva Jr. e Alexandre Bazanella, por me concederem a oportunidade de ser bolsista de iniciação científica. Ao professor Diego Eckhard, por sempre se mostrar disponível e interessado a ajudar e solucionar dúvidas neste período.

Ao colega Gustavo Rodrigues, pelo ajuda nos experimentos remotos.

Aos meus colegas da Bomag Marini L.A., especialmente ao Eng. Flamarion, por todos os ensinamentos e experiências compartilhadas.

A todos os meus colegas e amigos, que participaram direta ou indiretamente da minha formação.

A minha família, em especial aos meus pais, pelo apoio incondicional e paciência durante a graduação.

RESUMO

O trabalho apresenta o projeto de controladores descentralizados do tipo Proporcional-Integral (PI) para um processo de nível multivariável. O processo de nível faz parte de uma planta piloto situada no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR) da UFRGS e conta com dispositivos tipicamente industriais como bombas, válvulas, sensores de nível, transdutores e um Sistema Digital de Controle Distribuído (SDCD). A metodologia de ajuste consiste em deslocar o ponto crítico do processo para outra posição no plano complexo. Assim, tal ponto é aproximado da origem, proporcionando certas margens de estabilidade. Para tanto, o ponto é identificado por meio de dois ensaios: um ensaio conhecido como *Descentralized Relay Feedback* (DRF), onde todas as malhas são fechadas com relés e a frequência crítica identificada; e um ensaio adicional, no qual o sistema é excitado na frequência crítica, possibilitando a identificação da resposta em frequência do processo neste ponto. Para uma identificação precisa, faz-se o uso da Transformada Rápida de Fourier (FFT), ferramenta poderosa na análise de sinais no domínio da frequência. Por fim, os controladores projetados são implementados no processo de nível e os resultados são analisados.

Palavras-Chave: Controle de nível, controle multivariável, controle PID, realimentação com relé, resposta em frequência, ensaio DRF, ponto crítico.

ABSTRACT

This work presents the design of decentralized PI controllers for a multivariable level process. The process belongs to a pilot plant, located at the Laboratory of Control, Automation and Robotics Systems and it possess pumps, valves, sensors, transducers and a Distributed Control System (DCS), which are typical industrial devices. The tuning technique consists on repositioning a point of the process frequency response to another place in the complex plane. The point is identified by two experiments: the Decentralized Relay Feedback, where the system operates in closed loop with relay feedback and the ultimate frequency is estimated; and an extra experiment, where the system is excited at its ultimate frequency, wich allows the identification of the process frequency response at this specific frequency. For more conveniently identification, the ultimate point is obtained with the help of the Fast Fourier Transform algorithm. Finally, the controllers are tested on the level process and the closed loop results are discussed.

Keywords: Level control, multivariable control, PID control, relay feedback, frequency response, Decentralized Relay Feedback, ultimate point.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS	ix
LISTA DE ABREVIATURAS	x
1 INTRODUÇÃO	1
2 O MÉTODO DO PONTO CRÍTICO MONOVARIÁVEL	3
2.1 Identificação do ponto crítico	4
2.2 Projeto de controladores	5
3 SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS	8
3.1 Controle PID descentralizado	8
3.2 Diagrama de Nyquist multivariável	9
3.3 Sintonia dos controladores: deslocando os lugares característicos	10
3.3.1 Método do ponto crítico para um lugar característico	11
3.3.2 Método do ponto crítico para ambos os lugares característicos	12
3.3.3 Calculando os parâmetros PI e PID	12
3.4 Identificação das grandezas críticas	13
4 A PLANTA PILOTO	15
4.1 Descrição do sistema	15
4.2 Topologia da rede e coleta de dados	18
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	19
5.1 A FFT na análise dos sinais	19
5.2 Experimento DRF	20
5.3 Experimento adicional - aplicação de uma entrada senoidal	22
5.4 Identificação das grandezas críticas da planta	24
5.5 Projeto dos controladores	25
5.6 Experimentos em malha fechada	26
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	28
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	29

APÊNDICE	32
A Parâmetros dos controladores PI	32
A.1 Movendo um lugar característico	32
A.2 Movendo os dois lugares característicos	33

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1:	Contorno de Nyquist Γ_s	3
Figura 2.2:	Exemplo de diagrama de Nyquist de um sistema monovariável.	4
Figura 2.3:	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com controlador <i>bang-bang</i>	4
Figura 3.1:	Diagrama de blocos do sistema MIMO em malha fechada.	9
Figura 3.2:	Exemplo de diagramas de Nyquist multivariável.	10
Figura 3.3:	Ensaio DRF (CAMPESTRINI, 2006).	13
Figura 4.1:	Diagrama esquemático da planta piloto, adaptado de SCHEID (2015).	15
Figura 4.2:	Principais componentes da válvula de controle (SCHMITT, 2015).	16
Figura 4.3:	Ensaio em malha aberta: sinais de entrada do processo.	17
Figura 4.4:	Ensaio em malha aberta: sinais de saída do processo.	17
Figura 4.5:	Arquitetura de rede da planta de nível.	18
Figura 5.1:	Ensaio DRF: sinais dos controladores <i>bang-bang</i>	20
Figura 5.2:	Ensaio DRF: sinais de saída do processo.	20
Figura 5.3:	Ensaio DRF: amplitudes do espectro de frequências dos sinais de controle.	21
Figura 5.4:	Ensaio DRF: amplitudes do espectro frequências dos sinais de saída.	21
Figura 5.5:	Ensaio adicional: entrada senoidal aplicada ao processo.	22
Figura 5.6:	Ensaio adicional: resposta do processo à entrada senoidal.	23
Figura 5.7:	Ensaio adicional: amplitudes do espectro de frequências da entrada senoidal.	23
Figura 5.8:	Ensaio adicional: amplitudes do espectro frequências dos sinais de saída.	24
Figura 5.9:	Ensaio em malha fechada: nível dos tanques.	26
Figura 5.10:	Ensaio em malha fechada: abertura das válvulas.	26

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1:	Tabela de ajuste de Ziegler-Nichols para o método do ponto crítico.	5
Tabela 2.2:	Tabela de ajuste de Tyreus-Luyben para o método do ponto crítico.	5
Tabela 2.3:	Ponto ao qual é levado o ponto crítico: Ziegler-Nichols.	6
Tabela 2.4:	Ponto ao qual é levado o ponto crítico: Tyreus-Luyben.	6
Tabela 5.1:	Coefficientes complexos dos espectros na frequência crítica.	24
Tabela 5.2:	Critérios de desempenho: controladores descentralizados ZN.	27
Tabela 5.3:	Critérios de desempenho: controladores descentralizados TL.	27

LISTA DE ABREVIATURAS

DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DNA	<i>Direct Nyquist Array</i>
DRF	<i>Decentralized Relay Feedback</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
INA	<i>Inverse Nyquist Array</i>
IRF	<i>Independent Relay Feedback</i>
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
MIMO	<i>Multiple-Input-Multiple-Output</i>
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
SDCD	Sistema Digital de Controle Distribuído
SISO	<i>Single-Input-Single-Output</i>
SPD	Semi Plano Direito
SRF	<i>Sequential Relay Feedback</i>
TITO	<i>Two-Input-Two-Output</i>

1 INTRODUÇÃO

A origem de sistemas de controle com realimentação em processos industriais data do século 18, com o regulador de esferas de James Watt, construído com propósito de regular a velocidade de motores a vapor. Mais além, no início do século 20, os sistemas com realimentação passaram a ser amplamente utilizados, mas suas aplicações eram simples a ponto de não demandarem a compreensão da dinâmica dos sistemas. A teoria e prática de controle foram realmente alavancadas durante a Segunda Guerra Mundial, com a motivação de controlar sistemas de posicionamento de artilharia antiaérea, antenas de radares, mísseis de longo alcance, entre outros (BENNETT, 1996).

Atualmente, com o avanço da microeletrônica, dos dispositivos de medição e com o baixo custo de computadores digitais, o controle automático tem se tornado essencial na indústria de processos (OGATA, 1998). Indústrias de processo contínuo, como refinarias, siderúrgicas, indústrias cimenteiras e de celulose e papel geralmente apresentam uma grande quantidade de malhas de controle. Para gerar alta qualidade do produto e elevado valor agregado, as malhas devem ser bem sintonizadas. Contudo, grande parte dos processos apresenta uma característica que dificulta o ajuste: podem ser interdependentes, ou seja, uma variável exerce influência nas demais e, neste caso, os processos são denominados multivariáveis, ou MIMO.

Em se tratando destes sistemas, as técnicas clássicas de projeto são baseadas na teoria de espaço de estados. Porém, tais técnicas sofrem resistência no ambiente industrial, pois necessitam de modelos matemáticos precisos dos processos, que geralmente são de difícil obtenção. Em vista disso, surgiu a necessidade de desenvolver metodologias de projeto com base na resposta em frequência dos processos, uma vez que estas já eram amplamente conhecidas e utilizadas no meio industrial (BENNETT, 1996). Ainda, é mais evidente lidar com incertezas na abordagem de resposta em frequência. Isto se dá devido ao fato de que respostas em frequências similares apresentam comportamento parecido, enquanto incertezas paramétricas em modelos de espaço de estados podem resultar em respostas totalmente diferentes (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Apesar das vantagens mencionadas, os procedimentos tradicionais de sintonia fundamentados na resposta em frequência de sistemas MIMO, como o *Direct Nyquist Array* (DNA), o *Inverse Nyquist Array* (INA) e o método dos lugares característicos (MACIEJOWSKI, 1989), contam com desacopladores. Com o sistema desacoplado, então, o projeto é realizado de forma monovariável. O ponto negativo do desacoplamento é que este só pode ser alcançado se o modelo do processo estiver disponível. Outra inconveniência do uso dos desacopladores é que os mesmos são calculados através da matriz inversa dos modelos, logo, são implementáveis somente se $G^{-1}(s)$ for causal e estável (CAMPESTRINI, 2006).

Isto posto, na década de 90, vários trabalhos (HALEVI; PALMOR; EFRATI, 1997;

SIRISENA; HANG; VASNANI, 1992; LOH; VASNANI, 1994) foram elaborados descrevendo metodologias de ajuste de controladores PID baseadas no ponto crítico para processos MIMO. A grande vantagem desses métodos é que o ponto crítico pode ser identificado por simples experimentos com relés, eliminando a necessidade de modelagem e/ou identificação, que pode ser complexa, imprecisa e tomar muito tempo de projeto. Uma característica importante destes experimentos é que os mesmos são realizados em malha fechada, mantendo o processo dentro de uma faixa de controle. Outra característica que torna tais métodos atraentes é a possibilidade de implementação de algoritmos de auto-ajuste, visto que, após a identificação das grandezas críticas, são aplicadas fórmulas predefinidas como as de Ziegler-Nichols.

No entanto, de acordo com CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA (2009) os procedimentos propostos, apesar de reconhecerem e identificarem as grandezas MIMO dos processos, aplicam fórmulas monovariáveis para sintonia dos controladores. Por conseguinte, o sistema resultante em malha fechada não possui nenhuma garantia de estabilidade ou desempenho.

Nesse sentido, este trabalho propõe a aplicação da técnica desenvolvida em CAMPESTRINI (2006) e CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA (2009), a qual utiliza as grandezas críticas multivariáveis de forma a obter um critério mais coerente para projetar controladores PI/PID descentralizados em uma planta piloto. A principal contribuição do trabalho está em fornecer uma referência prática da metodologia, empregando-a em um processo real de nível *Two-Input-Two-Output* (TITO). Cabe destacar que o controle de nível é um dos mais importantes nas unidades industriais, pois é responsável em manter os balanços de massa e inventário das plantas (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006) e os processos TITO estão entre os mais comuns sistemas multivariáveis (TAVAKOLI; GRIFFIN; FLEMING, 2006).

Para empregar o procedimento de ajuste proposto, é necessário estimar a resposta em frequência do processo na frequência crítica. Para tanto, o trabalho apresenta a identificação do ponto crítico da planta de nível por meio de um experimento específico com relés e um ensaio adicional, onde é aplicada uma senoide em uma das entradas do sistema. A fim de analisar os ensaios e obter as grandezas críticas do processo de forma mais precisa, faz-se o uso da Transformada Rápida de Fourier. Por fim, são projetados controladores PI descentralizados com o objetivo de alcançar a estabilidade em malha fechada e um desempenho transitório satisfatório, com menor tempo de acomodação comparado ao de malha aberta.

A planta, utilizada em outros trabalhos (CAMPESTRINI et al., 2016; GONÇALVES DA SILVA, 2016; SCHEID, 2015), está localizada no LASCAR e possui equipamentos tipicamente industriais como tanques, bombas, um compressor, inversores de frequência, válvulas de controle, sensores de pressão para medir os níveis, transdutores, um SDCD (Sistema Digital de Controle Distribuído) e um computador, onde são configurados os experimentos.

O trabalho está organizado como segue. O Capítulo 2 descreve a metodologia de sintonia que desloca o ponto crítico monovariável, procedimento que serve de base para a técnica aplicada à planta. O Capítulo 3 apresenta definições importantes de sistemas multivariáveis, assim como uma descrição da metodologia de ajuste. A planta piloto e seus principais componentes são detalhados no Capítulo 4. No Capítulo 5 os resultados dos experimentos são exibidos e analisados. O Capítulo 6 encerra o trabalho com a conclusão e propostas de trabalhos futuros.

2 O MÉTODO DO PONTO CRÍTICO MONOVARIÁVEL

Este capítulo apresenta a técnica de projeto de controladores PI/PID via método do ponto crítico monovariável, procedimento que serve de inspiração para a sintonia dos controladores descentralizados na planta de nível.

Antes de estudar a definição do ponto crítico, é interessante relembrar o conceito de diagrama de Nyquist, também conhecido por gráfico polar de uma função de transferência. Tal diagrama é importante para análise de estabilidade e também pode ser usado para o projeto de controladores. O mesmo é o gráfico do módulo da função de transferência $G(s)$ versus seu ângulo de fase em coordenadas polares quando s percorre o contorno de Nyquist (Γ_s), exibido na Figura 2.1. Além disso, para exemplificar, a Figura 2.2 mostra o diagrama de Nyquist de um processo monovariável. A Figura 2.2 ainda destaca critérios de robustez do sistema: a margem de ganho (representada pela linha pontilhada na imagem) e a margem de fase (ângulo preenchido), definidos como:

$$MG = \frac{1}{|L(j\omega_\pi)|}, \quad MF = 180^\circ + \angle L(j\omega_o), \quad (2.1)$$

onde $L(\cdot)$ denota a função de laço, $\omega_\pi : \angle L(j\omega_\pi) = -180^\circ$ e $\omega_o : |L(j\omega_o)| = 1$. Geralmente, o projeto de controladores embasados na resposta em frequência tem estas margens como especificação, visto que quantificam a distância do sistema à região de instabilidade.

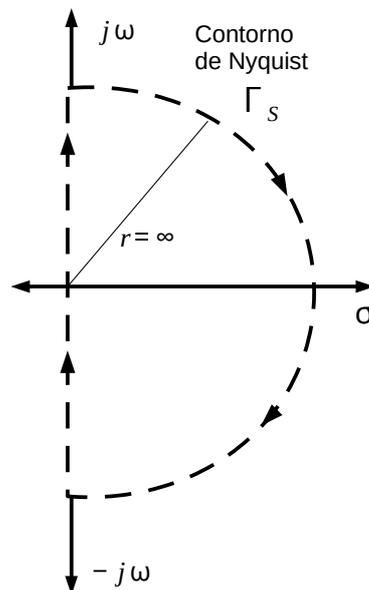


Figura 2.1: Contorno de Nyquist Γ_s .

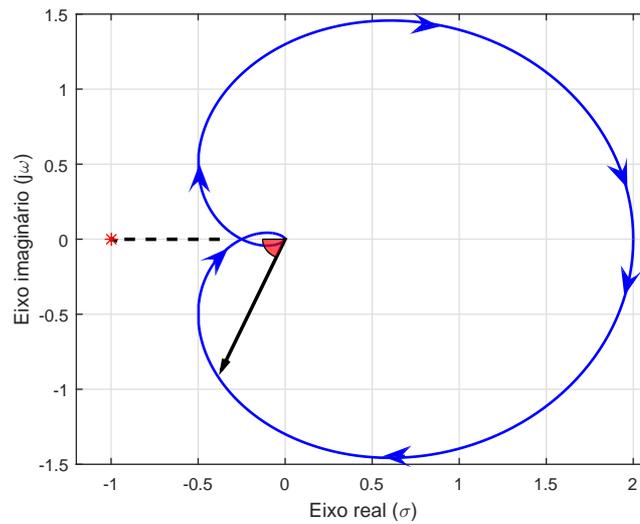


Figura 2.2: Exemplo de diagrama de Nyquist de um sistema monovariável.

2.1 Identificação do ponto crítico

O ponto crítico é uma característica intrínseca dos processos. Ele representa o ponto da resposta em frequência na qual a fase do sistema é -180° (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995). Nota-se que, ao adicionar um controlador proporcional no laço de realimentação, o ponto pode ser levado ao limiar da estabilidade. Neste caso, a saída do processo apresentará uma oscilação sustentada, com frequência igual a ω_c , denominada frequência crítica. O ganho do controlador proporcional, que leva o sistema a tal situação, é denominado K_c , ou ganho crítico. Isto pode ser traduzindo matematicamente, levando a uma importante expressão, explorada na sequência:

$$L(j\omega_c) = K_c G(j\omega_c) = -1. \quad (2.2)$$

Uma maneira mais prática para a determinação de K_c e ω_c é aumentar o ganho do controlador proporcional gradativamente até encontrar a oscilação sustentada. No entanto, este procedimento pode ser demorado e perigoso. Uma forma mais eficiente é o ensaio em malha fechada com o controlador *bang-bang* (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR., 2006), também conhecido como controlador relé, uma vez que chaveia entre um valor máximo e um mínimo. A Figura 2.3 exibe um diagrama de blocos de tal ensaio, onde $r(t)$ representa o sinal de referência, $e(t)$ o sinal de erro, $u(t)$ a ação de controle e $y(t)$ a saída do sistema.

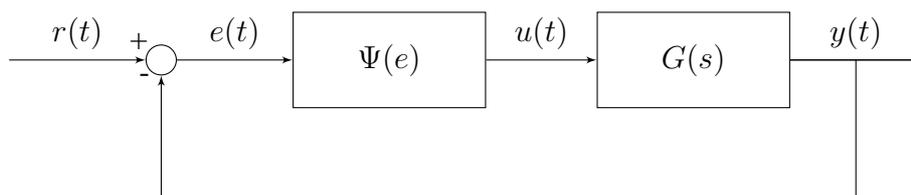


Figura 2.3: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com controlador *bang-bang*.

O controlador *bang-bang* ($\Psi(e)$) é um elemento não linear inserido no sistema e pode ser descrito como:

$$\Psi(e) = \begin{cases} \bar{u}, & e(t) > 0 \\ \underline{u}, & e(t) < 0, \end{cases} \quad (2.3)$$

onde \bar{u} é o valor máximo estipulado para o sinal de controle e \underline{u} o valor mínimo.

Em um sistema com controle *bang-bang* a variável controlada oscila em torno da referência e a variável manipulada alterna periodicamente entre seus valores máximo e mínimo. Para encontrar o ponto crítico, a primeira característica a ser observada na oscilação, introduzida pelo controlador *bang-bang*, é sua simetria. Caso a oscilação seja simétrica em torno da referência, então seu período é igual ao período crítico e o ganho crítico calculado por (BAZANELLA; GOMES DA SILVA JR., 2006):

$$K_c = \frac{4(\bar{u} - \underline{u})}{\pi A}, \quad (2.4)$$

onde A é a amplitude pico a pico da oscilação verificada na saída. Outro critério, para avaliar a simetria da oscilação, é o tempo em que a variável manipulada alterna entre seu valor máximo e mínimo. Se os tempos forem iguais, então a oscilação é simétrica.

As afirmações feitas acima provém da análise pelo método de funções descritivas (KHALIL, 1996), usadas para detectar a existência de ciclos-limite e suas características em sistemas não lineares. Porém, é importante destacar que a utilização de tal método só é válida se o processo apresentar características de filtro passa-baixas, atenuando harmônicas de mais alta ordem.

2.2 Projeto de controladores

O objetivo do trabalho é projetar controladores do tipo PID representados pela seguinte função de transferência (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995)

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

Com base nas grandezas descritas e na interpretação do diagrama de Nyquist, destacam-se duas opções para o projeto: aplicar fórmulas predefinidas ou alocar o ponto crítico em um local desejado.

No contexto da primeira alternativa de projeto citada, as fórmulas mais conhecidas são as de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), exibidas na Tabela 2.1, e as de Tyreus-Luyben, consideradas mais conservadoras (LUYBEN, 1986), expostas na Tabela 2.2. As fórmulas são função do período crítico, calculado por $T_c = 2\pi/\omega_c$.

Tabela 2.1: Tabela de ajuste de Ziegler-Nichols para o método do ponto crítico.

Tipo de controlador	K	T_i	T_d
PI	$0.4K_c$	$0.8T_c$	-
PID	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$0.125T_c$

Tabela 2.2: Tabela de ajuste de Tyreus-Luyben para o método do ponto crítico.

Tipo de controlador	K	T_i	T_d
PI	$K_c/3.2$	$2.2T_c$	-
PID	$K_c/2.2$	$2.2T_c$	$T_c/6.3$

Uma interessante constatação pode ser feita ao se analisar o efeito do controlador PI, sintonizado por meio das fórmulas de Ziegler-Nichols, na frequência crítica:

$$C(j\omega_c) = K \left(1 + \frac{1}{j\omega_c T_i} \right) \quad (2.6)$$

$$C(j\omega_c) = 0.4K_c \left(1 - \frac{jT_c}{2\pi \cdot 0.8T_c} \right) = K_c(0.4 - j0.08). \quad (2.7)$$

Ainda, vale lembrar que, por (2.2), $G(j\omega_c) = -1/K_c$, levando à seguinte função de laço

$$L(j\omega_c) = G(j\omega_c)C(j\omega_c) = -0.4 + j0.08. \quad (2.8)$$

Interpretando o resultado exposto em (2.8), é possível concluir que o ponto crítico foi deslocado para o ponto $-0.4 + j0.08$, aproximando-o da origem do diagrama de Nyquist. Este raciocínio pode ser ampliado para controladores PID e para outras fórmulas, onde cada conjunto de diferentes parâmetros move a função de laço para um ponto diferente no diagrama. Dessa forma, as tabelas 2.3 e 2.4 resumem os pontos resultantes para cada controlador das tabelas 2.1 e 2.2.

Tabela 2.3: Ponto ao qual é levado o ponto crítico: Ziegler-Nichols.

Tipo de controlador	Ponto resultante
PI	$-0.4 + 0.08j$
PID	$-0.6 - 0.28j$

Tabela 2.4: Ponto ao qual é levado o ponto crítico: Tyreus-Luyben.

Tipo de controlador	Ponto resultante
PI	$-0.31 + 0.023j$
PID	$-0.45 - 0.42j$

A outra maneira de projetar os controladores é alocar o ponto crítico em um ponto desejado do plano complexo. Assim, podem ser obtidas novas formulações para a sintonia, conforme demonstrado em CAMPESTRINI; BAZANELLA (2006). Para isso, o primeiro passo é escolher a posição desejada, simbolizada por Λ_{ω_c} . Em seguida, definem-se os parâmetros do controlador PI em função das grandezas críticas:

$$\begin{aligned} K_p &= \mu K_c \\ T_i &= \gamma T_c. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Agora, ao aplicar este controlador na função de laço, chega-se à seguinte igualdade

$$\Lambda_{\omega_c} = L(j\omega_c) = C(j\omega_c)G(j\omega_c) = -\mu + j\frac{\mu}{2\pi\gamma}, \quad (2.10)$$

de onde são extraídas as equações para encontrar μ , γ , e conseqüentemente, os parâmetros do controlador:

$$\mu = -\Re\{\Lambda_{\omega_c}\} \quad (2.11)$$

$$\gamma = \frac{\mu}{2\pi\Im\{\Lambda_{\omega_c}\}}, \quad (2.12)$$

com $\Re\{\cdot\}$ denotando parte real e $\Im\{\cdot\}$ denotando parte imaginária.

Analisando-se as variáveis, percebe-se que este ajuste só é possível se o ponto escolhido pertencer ao segundo quadrante do plano complexo, caso contrário, os sinais dos parâmetros seriam incoerentes com suas unidades (K_p e T_i não podem ser negativos).

O procedimento também é válido para controladores PID, os quais deslocam o ponto para o terceiro quadrante. Neste caso, será preciso fixar uma relação entre T_d e T_i , onde a mais comum é $T_d = T_i/4$. Os parâmetros, então, são obtidos por (CAMPESTRINI; BAZANELLA, 2006)

$$\mu = -\Re\{\Lambda_{\omega_c}\} \quad (2.13)$$

$$(2\pi)^2\gamma^2 + \frac{8\pi\Im\{\Lambda_{\omega_c}\}}{\mu}\gamma - 4 = 0, \quad (2.14)$$

onde se deve escolher $\gamma > 0$.

Por fim, conclui-se que ambas as metodologias de projeto, apresentadas nesta seção, buscam afastar o ponto crítico do ponto -1 no diagrama de Nyquist. Ainda, como se tem conhecimento somente da localização deste ponto da resposta em frequência, a expectativa é que os outros pontos também se mantenham suficientemente distantes de -1 (CAMPESTRINI; BAZANELLA, 2006). É importante ressaltar que, dessa forma, não é possível garantir estabilidade nem margens de robustez específicas.

3 SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS

Como o trabalho trata do ajuste de controladores para um processo multivariável $n \times n$, isto é, com n entradas e n saídas, este capítulo tem como finalidade descrever princípios fundamentais deste tipo de sistema. Sua representação usual é uma matriz de transferência, da forma

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ \vdots \\ y_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \dots & g_{1n}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \dots & g_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1}(s) & g_{n2}(s) & \dots & g_{nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \\ \vdots \\ u_n(s) \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

onde $u_j(s)$ representa a j -ésima entrada, $y_i(s)$ a i -ésima saída e $g_{ij}(s)$ é a função de transferência que relaciona a entrada j com a saída i .

A partir de (3.2), uma característica essencial dos processos MIMO pode ser observada: qualquer alteração na entrada $u_1(s)$ afetará todas as saídas do processo. Esta característica é conhecida como interação entre as malhas. Em um processo sem interações, a entrada $u_1(s)$ afeta somente a saída $y_1(s)$, a entrada $u_2(s)$ afeta somente $y_2(s)$ e assim por diante (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

3.1 Controle PID descentralizado

Um dos tipos de controladores mais comuns no ambiente industrial para sistemas multivariáveis é o controle PID descentralizado, devido à sua estrutura simples, fácil implementação e razoável desempenho (HALEVI; PALMOR; EFRATI, 1997). Entretanto, sintonizá-los não é tarefa simples, uma vez que a alteração em parâmetros de um controlador afeta o desempenho de outras malhas, podendo até levar o sistema, em casos extremos, à instabilidade (HALEVI; PALMOR; EFRATI, 1997; TAVAKOLI; GRIFFIN; FLEMING, 2006). Assim, uma prática recorrente no ambiente industrial é ajustar essa classe de controladores com margens de estabilidade excessivas, ou operar as plantas em modo manual, causando ineficiência, alto custo energético e redução de vida dos equipamentos (WANG; HUANG; GUO, 2000).

Por este motivo, são necessárias técnicas adequadas para a sintonia de tais controladores, como as apresentadas em CAMPESTRINI (2006); CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA (2009). Estas técnicas levam em conta a natureza multivariável do processo para obter um critério consistente de projeto.

A seguir, depois de justificado o uso dos controladores e a metodologia de projeto, é apresentada a estrutura do mesmo. Com a inclusão de um controlador, a malha fechada é representada pelo diagrama de blocos da Figura 3.1. Diferente da Figura 2.3, os sinais $r(t)$, $e(t)$, $u(t)$ e $y(t)$ agora representam vetores de dimensão n .

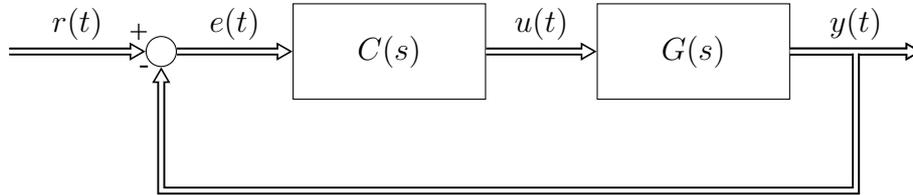


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema MIMO em malha fechada.

No caso do controle PID descentralizado, a ação de controle, no domínio da frequência, é escrita da forma:

$$U(s) = C(s)E(s) \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \\ \vdots \\ u_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11}(s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_{22}(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_{nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_2(s) \\ \vdots \\ e_n(s) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

onde cada componente na diagonal principal de $C(s)$ é um controlador PID, conforme (2.5).

3.2 Diagrama de Nyquist multivariável

Novamente, assim como no caso monovariável, o diagrama de Nyquist pode ser utilizado para a análise de estabilidade e para o projeto de controladores. No entanto, cabe salientar que seu desenho é desenvolvido de forma diferente: o diagrama de Nyquist MIMO é a soma dos n lugares característicos da função de laço (MACIEJOWSKI, 1989), simbolizados por $\lambda_i(s)$. Os lugares característicos, por sua vez, são definidos como os autovalores de $G(s)C(s)$ e seus traçados são obtidos pelos gráficos do módulo de $\lambda_i(s)$ versus seu ângulo de fase em coordenadas polares, quando s percorre o contorno de Nyquist (Γ_s). Para um maior detalhamento, bem como a dedução do traçado do diagrama e sua aplicação para a análise de estabilidade de sistemas multivariáveis, conhecida como *critério de Nyquist generalizado*, recomenda-se a consulta a MACIEJOWSKI (1989).

Para ilustrar um exemplo do traçado do diagrama, utiliza-se o processo (MACIEJOWSKI, 1989):

$$G(s) = \frac{1}{1.25(s+1)(s+2)} \begin{bmatrix} s-1 & s \\ -6 & s-2 \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

no qual foi adicionado o seguinte controlador proporcional

$$C(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Através do software MATLAB, foram calculados e desenhados os lugares característicos para tal situação, exibidos na Figura 3.2. Na imagem, também é destacado o ponto crítico, fundamental no projeto dos controladores.

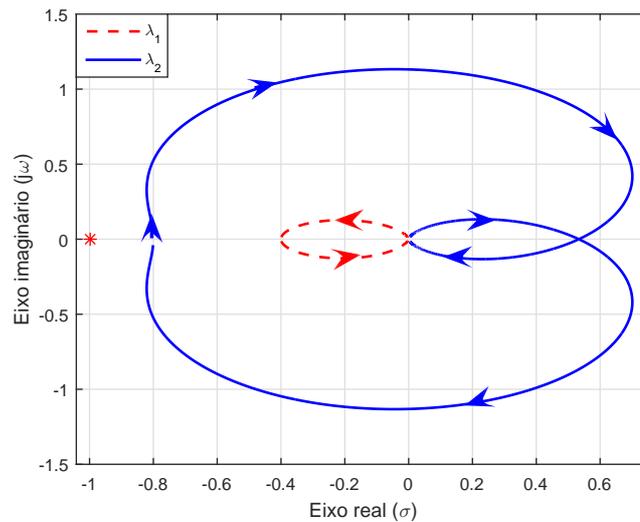


Figura 3.2: Exemplo de diagramas de Nyquist multivariável.

Um fato a ser comentado é que, ao variar a direção do vetor de ganhos do controlador $C(s)$, o diagrama perde sua proporcionalidade, ou seja, pode apresentar formatos diferentes. Isto tem uma importante implicação, discutida na seção subsequente.

3.3 Sintonia dos controladores: deslocando os lugares característicos

A definição de ponto crítico para o caso MIMO é similar a do caso SISO: é o ponto da resposta em frequência no qual um dos lugares característicos ($\lambda_i(s)$) apresenta fase de -180° . Quando for adicionado um controlador proporcional na malha, com a matriz de ganhos críticos, exibidos em (3.7), tal ponto pode ser levado à $-1 + j0$. Neste caso, assim como no caso SISO, suas saídas apresentarão oscilações sustentadas com frequência ω_c .

$$K_c = \begin{bmatrix} k_{c11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k_{c22} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & k_{cnn} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

As grandezas críticas são únicas ou pelo menos finitas no caso monovariável. No entanto, o comportamento multivariável é mais complexo. A matriz de ganhos K_c pode variar em infinitas direções no espaço de parâmetros. Assim sendo, para cada direção são encontrados diferentes formatos para o diagrama de Nyquist multivariável, e por conseguinte, diferentes K_c que levam o processo ao limiar da estabilidade. Para cada K_c diferente, surge uma frequência de oscilação ω_c diferente.

O conjunto dos diferentes ganhos críticos forma uma superfície de dimensão $n - 1$ no espaço de parâmetros. O fato de que não há como garantir que a superfície seja convexa, muito menos suave, inviabiliza uma técnica comum de ajuste: encontrar o ponto crítico e aplicar um ganho do tipo $K = \beta K_c$, com β suficientemente pequeno (CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA, 2009).

À vista disso, o projeto de controladores neste trabalho é embasado no método desenvolvido em CAMPESTRINI (2006); CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA (2009) e tem como objetivo deslocar o ponto crítico do processo de forma a distanciá-lo do ponto $-1 + j0$. Como no caso SISO, a metodologia não garante estabilidade nem margens de robustez específicas, mas apresenta um critério consistente com a natureza multivariável do processo. Ainda, exemplos de pontos desejados para os lugares característicos são aqueles definidos pelas fórmulas de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942) e Tyreus-Luyben (LUYBEN, 1986), apresentados nas tabelas 2.3 e 2.4.

O processo de nível, objeto de estudo, possui duas entradas e duas saídas e, portanto, a metodologia para este caso específico será abordada. O caso geral pode ser encontrado em CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA (2009).

O deslocamento do ponto crítico é realizado ao inserir um controlador PI ou PID descentralizado, resultando na equação de laço:

$$G(j\omega)C(j\omega) = \begin{bmatrix} g_{11}(j\omega) & g_{12}(j\omega) \\ g_{21}(j\omega) & g_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11}(j\omega) & 0 \\ 0 & c_{22}(j\omega) \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

sendo a função que define os lugares característicos para todas as frequências dada por (CAMPESTRINI, 2006)

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2}(j\omega) &= \frac{1}{2}g_{11}(j\omega)c_{11}(j\omega) + g_{22}(j\omega)c_{22}(j\omega) \\ &\pm \frac{1}{2}[g_{11}^2(j\omega)c_{11}^2(j\omega) - 2g_{11}(j\omega)c_{11}(j\omega)g_{22}(j\omega)c_{22}(j\omega) \\ &+ g_{22}^2(j\omega)c_{22}^2(j\omega) + 4g_{12}(j\omega)c_{11}(j\omega)g_{21}(j\omega)c_{22}(j\omega)]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Como no caso TITO, existem dois lugares característicos, e então se tem duas possibilidades para a sintonia, apresentadas nas seções que seguem: deslocar ambos os lugares característicos para o ponto desejado ou somente aquele que encontra-se sobre o ponto -1 .

3.3.1 Método do ponto crítico para um lugar característico

Esta técnica é utilizada quando se deseja mover um lugar característico a um ponto desejado, ou seja, mover o ponto que se encontra em $-1 + j0$ no diagrama de Nyquist. A dedução detalhada do equacionamento é exibida em CAMPESTRINI (2006).

Como no trabalho citado, decide-se por simplificar a notação omitindo a dependência de $(j\omega_c)$ e inserindo o subscrito (ω_c) . Manipulando (3.9), obtém-se:

$$\Lambda_{\omega_c}^2 - \Lambda_{\omega_c}[g_{11\omega_c}c_{11\omega_c} + g_{22\omega_c}c_{22\omega_c}] + [g_{12\omega_c}g_{21\omega_c} - g_{11\omega_c}g_{22\omega_c}]c_{11\omega_c}c_{22\omega_c} = 0, \quad (3.10)$$

onde Λ_{ω_c} é o ponto desejado para o lugar característico, $g_{ij\omega_c}$ e $c_{ii\omega_c}$ são as respostas em frequência do processo e dos controladores na frequência crítica. Visto que (3.10) possui duas incógnitas ($c_{11\omega_c}$ e $c_{22\omega_c}$), propõe-se o uso da seguinte relação (CAMPESTRINI, 2006):

$$c_{22\omega_c} = \alpha c_{11\omega_c}, \quad (3.11)$$

onde α é a constante definida por: $\alpha = g_{11}(0)/g_{22}(0)$, dando importância relativa igual às duas malhas. Por fim, substituindo tal relação em (3.10), chega-se em:

$$\alpha[g_{12\omega_c}g_{21\omega_c} - g_{11\omega_c}g_{22\omega_c}]c_{11\omega_c}^2 + [\Lambda_{\omega_c}g_{11\omega_c} + \Lambda_{\omega_c}\alpha g_{22\omega_c}]c_{11\omega_c} - \Lambda_{\omega_c}^2 = 0. \quad (3.12)$$

Uma vez que (3.12) possui duas soluções, utiliza-se, para o cálculo de parâmetros dos controladores, aquela que apresentar parte real com o mesmo sinal de $g_{11}(0)$ (CAMPESTRINI, 2006). Esta proposta é feita pois, como o controlador é descentralizado, espera-se que o mesmo tenha mais influência nas componentes da diagonal principal $g_{ii}(s)$ da matriz de transferência do processo. Dessa forma, é importante que K_{pii} apresente o mesmo sinal de $g_{ii}(s)$.

3.3.2 Método do ponto crítico para ambos os lugares característicos

Outra opção é mover ambos os lugares característicos ao local desejado e com isto, garantir distância do ponto $-1 + j0$. Para tanto, escolhendo o ponto Λ_{ω_c} , têm-se a equação característica:

$$\lambda^2 - 2\Lambda_{\omega_c}\lambda + \Lambda_{\omega_c}^2 = 0. \quad (3.13)$$

Igualando (3.13) a (3.9), encontram-se as seguintes relações:

$$\frac{g_{11\omega_c}c_{11\omega_c}^2}{g_{22\omega_c}} - \frac{2\Lambda_{\omega_c}c_{11\omega_c}}{g_{22\omega_c}} + \frac{\Lambda_{\omega_c}^2}{g_{11\omega_c}g_{22\omega_c} - g_{12\omega_c}g_{21\omega_c}} = 0 \quad (3.14)$$

$$c_{22\omega_c} = \frac{2\Lambda_{\omega_c}}{g_{22\omega_c}} - \frac{g_{11\omega_c}c_{11\omega_c}}{g_{22\omega_c}} \quad (3.15)$$

Visto que (3.14), também possui duas soluções possíveis, os parâmetros devem ser obtidos da solução que apresentar parte real com mesmo sinal de $g_{11}(0)$.

3.3.3 Calculando os parâmetros PI e PID

Após o cálculo de $c_{11}(j\omega_c)$ e $c_{22}(j\omega_c)$, ainda é necessário relacionar estas variáveis aos parâmetros de controladores PI e PID, para sua aplicação no processo. Primeiramente, sabe-se que tais variáveis são números complexos, logo é possível escrever:

$$c_{ii}(j\omega_c) = a_{ii} + jb_{ii}, \quad \forall i = 1, 2. \quad (3.16)$$

Agora, tomando a equação de controladores PI, aplicada a frequência crítica (2.6) e igualando-a a (3.16), chega-se às seguintes equações:

$$\begin{aligned} K_{pii} &= a_{ii} \\ T_{iii} &= -\frac{K_{pii}}{b_{ii}\omega_c}, \quad \forall i = 1, 2. \end{aligned} \quad (3.17)$$

De forma análoga, pode-se encontrar as equações para controladores PID. Neste caso, há um grau de liberdade e, para solucioná-lo, escolhe-se $T_{dii} = T_{iii}/4$ (CAMPESTRINI, 2006), fórmula padrão para este tipo de ajuste. Logo, conclui-se que:

$$\begin{aligned} K_{pii} &= a_{ii} \\ K_{pii}\omega_c^2(T_{iii})^2 + 4b_{ii}\omega_c T_{iii} - 4K_{pii} &= 0, \quad \forall i = 1, 2. \end{aligned} \quad (3.18)$$

A equação de segundo grau para o cálculo de T_{iii} irá resultar em duas soluções, das quais a escolhida será aquela que apresentar $T_{iii} > 0$.

3.4 Identificação das grandezas críticas

Para projetar os controladores são necessárias as respostas em frequência de cada componente da matriz $G(s)$ na frequência crítica. Em função disso, o primeiro passo é identificar um dos pontos críticos multivariáveis. Assim como no caso monovariável, o procedimento adotado para a identificação do ponto crítico é o experimento com relés.

Na literatura, diversos tipos de ensaios com relés multivariáveis foram propostos. No entanto, alguns dos experimentos não têm como objetivo encontrar o ponto crítico, mas sim sintonizar controladores diretamente após o ensaio. Este é o caso do *Independent Relay Feedback* (IRF), apresentado em LUYBEN (1986) e do *Sequential Relay Feedback* (SRF), introduzido por LOH et al. (1993). Tais procedimentos são inadequados para o projeto, a medida que as malhas são fechadas uma de cada vez, identificando somente características monovariáveis.

Por outro lado, o experimento proposto em PALMOR; HALEVI; KRASNEY (1995), conhecido como *Decentralized Relay Feedback* (DRF), limita-se a apenas um experimento, onde são fechadas todas as malhas com relés simultaneamente. São observados todos os pares entrada-saída, captando a interação e, por conseguinte, a natureza MIMO do processo. Destaca-se que, se o acoplamento for significativo, todas as malhas irão oscilar na mesma frequência (ω_c), tornando possível a identificação do ponto crítico multivariável. A Figura 3.3 exibe um desenho esquemático do ensaio DRF.

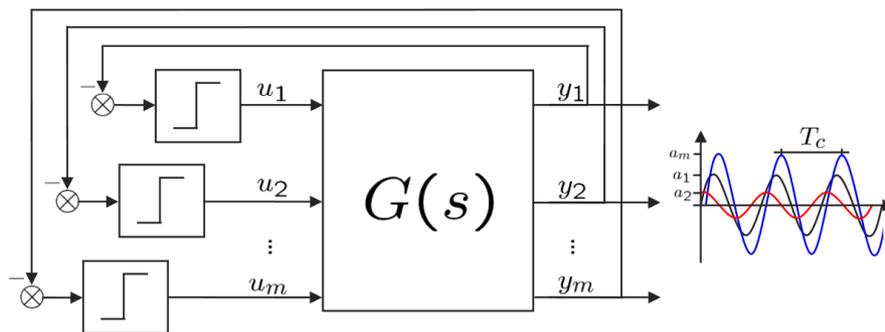


Figura 3.3: Ensaio DRF (CAMPESTRINI, 2006).

Após a coleta de dados do ensaio DRF, os sinais obtidos são analisados:

$$\begin{cases} y_{1r}(j\omega_c) = g_{11}(j\omega_c)u_{1r}(j\omega_c) + g_{12}(j\omega_c)u_{2r}(j\omega_c) \\ y_{2r}(j\omega_c) = g_{21}(j\omega_c)u_{1r}(j\omega_c) + g_{22}(j\omega_c)u_{2r}(j\omega_c), \end{cases} \quad (3.19)$$

onde $y_{1r}(j\omega_c)$, $y_{2r}(j\omega_c)$, $u_{1r}(j\omega_c)$ e $u_{2r}(j\omega_c)$ são os coeficientes complexos do espectro de frequências nas primeiras harmônicas dos sinais de saída e entrada, respectivamente. O conjunto de equações exibidos em (3.19) é insuficiente para solucionar o problema. Por esta razão, são recomendadas duas alternativas. A primeira consiste em aplicar uma entrada senoidal no processo, resultando em duas novas equações:

$$\begin{cases} y_{1s}(j\omega_c) = g_{12}(j\omega_c)u_{2s}(j\omega_c) \\ y_{2s}(j\omega_c) = g_{22}(j\omega_c)u_{2s}(j\omega_c). \end{cases} \quad (3.20)$$

A segunda proposta trata de realizar um segundo experimento DRF, já que o ensaio com curvas senoidais pode ser inviável em algumas situações práticas. O segundo ensaio DRF deve ser executado com o objetivo de encontrar diferentes amplitudes para os relés na mesma frequência de oscilação do primeiro experimento, possibilitando a obtenção de um novo conjunto de equações. No entanto, esta situação é difícil de alcançar. Portanto, é aceitável uma pequena diferença na frequência dos dois experimentos (CAMPESTRINI; STEVANATTO FILHO; BAZANELLA, 2009). Tal diferença irá resultar em um erro na estimativa de $G(j\omega_c)$, mas espera-se que o mesmo seja pequeno, de forma a não prejudicar a identificação das grandezas (CAMPESTRINI, 2006). Assim, o conjunto de equações resultantes é dado por:

$$\begin{cases} y_{1r}^I(j\omega_c) = g_{11}(j\omega_c)u_{1r}^I(j\omega_c) + g_{12}(j\omega_c)u_{2r}^I(j\omega_c) \\ y_{2r}^I(j\omega_c) = g_{21}(j\omega_c)u_{1r}^I(j\omega_c) + g_{22}(j\omega_c)u_{2r}^I(j\omega_c) \\ y_{1r}^{II}(j\omega_c) = g_{11}(j\omega_c)u_{1r}^{II}(j\omega_c) + g_{12}(j\omega_c)u_{2r}^{II}(j\omega_c) \\ y_{2r}^{II}(j\omega_c) = g_{21}(j\omega_c)u_{1r}^{II}(j\omega_c) + g_{22}(j\omega_c)u_{2r}^{II}(j\omega_c), \end{cases} \quad (3.21)$$

onde I e II denotam os diferentes ensaios DRF.

4 A PLANTA PILOTO

Neste capítulo são descritos tanto o funcionamento da planta de nível, assim como sua característica multivariável. Também, é apresentada a arquitetura de rede, com os diferentes protocolos de comunicação e a forma de coleta de dados.

4.1 Descrição do sistema

A planta de nível, está localizada no LASCAR (Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica) e é utilizada para testes e validação de métodos de controle e identificação de processos, principalmente porque tem características e equipamentos típicos de sistemas industriais. A Figura 4.1 exibe um diagrama esquemático da planta de nível, com seus principais componentes.

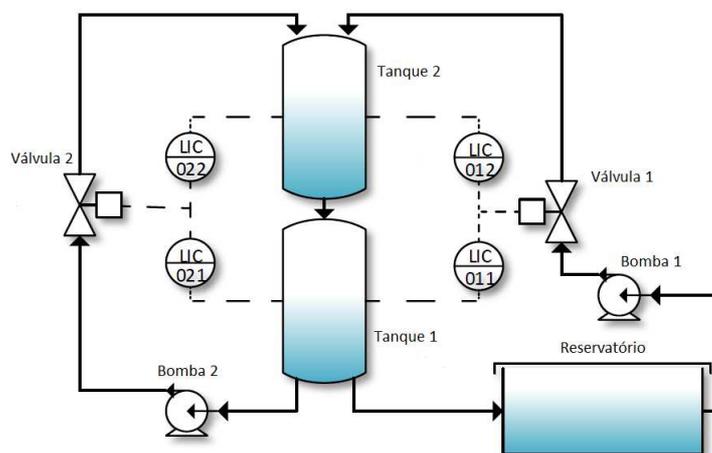


Figura 4.1: Diagrama esquemático da planta piloto, adaptado de SCHEID (2015).

Para adicionar energia ao fluido (água) e conseqüentemente deslocá-lo entre os tanques, a planta possui duas bombas acopladas a motores de indução trifásicos de 0.25 kW. Os motores são acionados por meio de inversores de frequência Toshiba VF-S7. As bombas podem ser utilizadas para controlar a vazão de fluido, porém neste trabalho os motores são acionados em uma frequência fixa, ou seja, têm como função somente o deslocamento da água, sendo o controle de vazão dado pelas válvulas da planta piloto.

As válvulas de controle 1 e 2 são do tipo globo, do fabricante Masoneilan, série 87 (MASONEILAN, 2012). A Figura 4.2 exibe um desenho típico deste tipo de válvula.

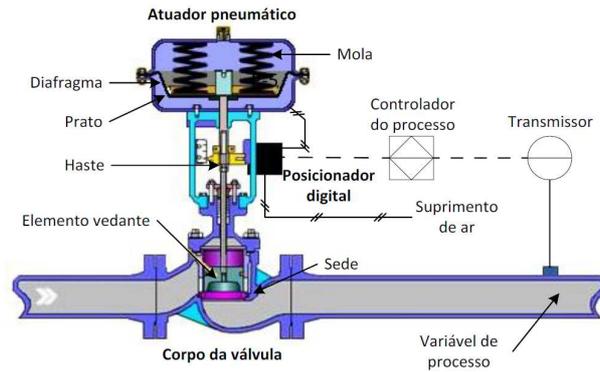


Figura 4.2: Principais componentes da válvula de controle (SCHMITT, 2015).

Para regular a vazão de fluido, as válvulas possuem um sistema de posicionamento digital, o FY302 (SMAR, 2015). Os posicionadores recebem os sinais dos controladores do processo, executam os cálculos em um microprocessador e têm sua saída dada em pressão para o atuador diafragma-mola (Figura 4.2). Ainda, para alimentar este sistema, a planta possui um compressor, que mantém uma pressão de suprimento de 1.4 MPa.

Quanto aos tanques do processo, ambos possuem geometria cilíndrica e volume de 70 litros. Para armazenar a água dos experimentos, a planta conta com um reservatório de 250 litros. Já para a medição das variáveis de nível, a planta conta com sensores de pressão, modelo Smar LD302 (SMAR, 2014a). Os sensores foram instalados para medir a pressão no fundo dos tanques e calibrados de forma a informarem o valor dos níveis em centímetros.

Para o processo estudado neste trabalho, as entradas são as aberturas percentuais das válvulas 1 e 2, denotadas como u_1 e u_2 . As saídas, por sua vez, são os níveis dos tanques, em centímetros, simbolizados por y_1 e y_2 . Pela Figura 4.1 pode-se verificar que ambas as saídas sofrem influência tanto da entrada u_1 , quanto de u_2 . Assim, este sistema pode ser classificado como multivariável. Além disso, com forte interação, onde a função de transferência do processo tem a forma:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Uma vez que o objetivo do trabalho é sintonizar e implementar controladores do tipo descentralizado somente são utilizados os componentes $LIC011$ ($C_{11}(s)$) e $LIC022$ ($C_{22}(s)$), exibidos na Figura 4.1.

Com a finalidade de demonstrar a característica da interação das variáveis e para futuros desenvolvimentos, um ensaio em malha aberta foi realizado no processo. A partir dos dados do ensaio, uma característica importante para a sintonia pode ser observada, a constante α , definida na Seção 3.3.1. Para isso, são calculados os ganhos estáticos:

$$g_{11}(0) = \frac{\Delta y_1}{\Delta u_1} = \frac{17.21 - 23.66}{65 - 75} = 0.645 \quad (4.2)$$

$$g_{22}(0) = \frac{\Delta y_2}{\Delta u_2} = \frac{18.26 - 22.04}{35 - 25} = 0.378, \quad (4.3)$$

resultando em:

$$\alpha = \frac{0.645}{0.378} = 1.7 \quad (4.4)$$

Os dados de entrada e saída são ilustrados nas figuras 4.3 e 4.4, respectivamente. Devido ao fato deste ser um sistema real, o processo apresenta algumas características não lineares, como zona morta na atuação nas válvulas, escoamentos turbulentos e até possibilidade de falta de água no reservatório. Assim, o comportamento é sempre avaliado em torno de pontos específicos de operação. De acordo com outros experimentos desenvolvidos na planta piloto (CAMPESTRINI et al., 2016; GONÇALVES DA SILVA, 2016), sabe-se que o processo se comporta de forma aproximadamente linear quando ambos os tanques operam na faixa entre 30 e 15 cm.

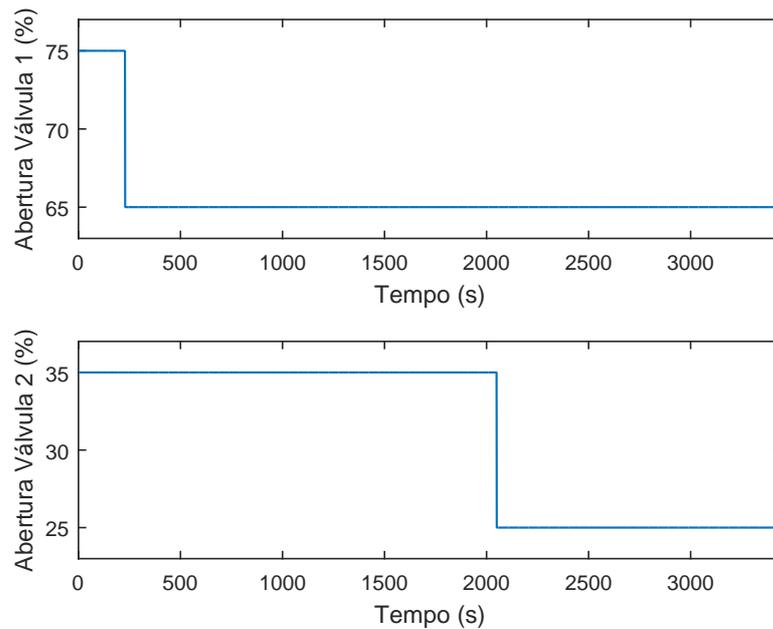


Figura 4.3: Ensaio em malha aberta: sinais de entrada do processo.

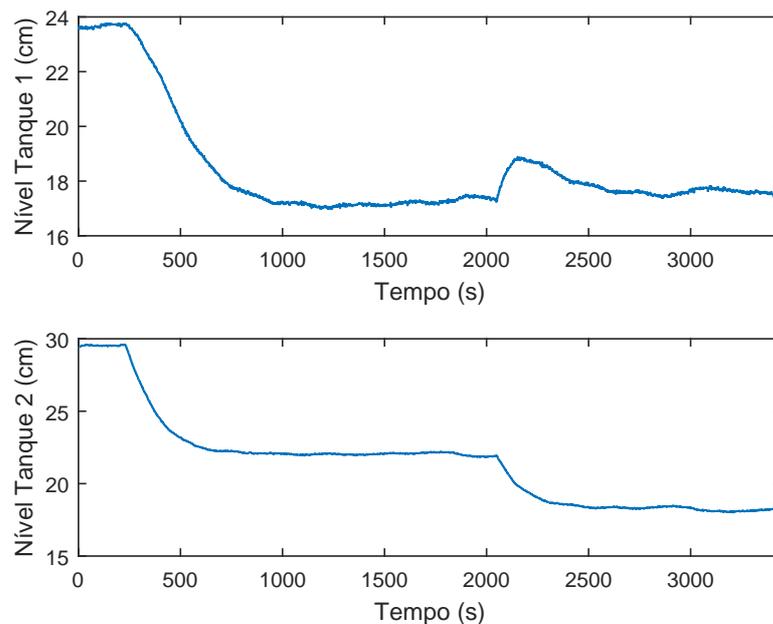


Figura 4.4: Ensaio em malha aberta: sinais de saída do processo.

Outras grandezas importantes, usadas como base para avaliar o desempenho dos controladores são os tempos de acomodação t_{s1} , referente ao efeito da entrada u_1 na saída y_1

e t_{s2} , referente ao efeito de u_2 em y_2 . Analisando os dados, calculou-se:

$$\begin{aligned} t_{s1} &\approx 700 \text{ s} \\ t_{s2} &\approx 500 \text{ s} \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.2 Topologia da rede e coleta de dados

A comunicação entre os equipamentos da planta ocorre em diferentes camadas. Na camada mais baixa, estão os inversores, que recebem sinais analógicos de 4 a 20 mA do transdutor (conversor) FI302 (SMAR, 2014b), responsável pela interface entre os inversores e a rede. Logo acima, estão os dispositivos inteligentes, onde a comunicação é executada via protocolo *Foundation Fieldbus H1*. O sistema é distribuído, isto é, o transdutor, os inversores e os posicionadores são inteligentes: possuem microprocessadores que executam funções de cálculo, controle e transmitem as informações via esse protocolo.

Para gerenciar a comunicação entre os instrumentos, configurá-los, e enviar os dados ao computador, a planta possui um SDCD, o DFI302 (SMAR, 2014c). A comunicação deste equipamento com o computador é realizada na camada mais alta da comunicação, via protocolo TCP/IP. O SDCD ainda possui um servidor OPC, plataforma com especificações e padrões definidos para comunicação de sistemas de automação industriais e atualmente regulada pela *OPC Foundation*. O cliente do servidor é um aplicativo supervisorio no software Elipse SCADA, responsável pela coleta de dados, com período de amostragem de 1 segundo. A partir do supervisorio também é possível efetuar pequenas configurações nos experimentos, como fechar e abrir as malhas e passar parâmetros aos controladores *LIC*. A Figura 4.5 demonstra a arquitetura de rede da planta de nível, ilustrando os diferentes níveis e componentes da rede.

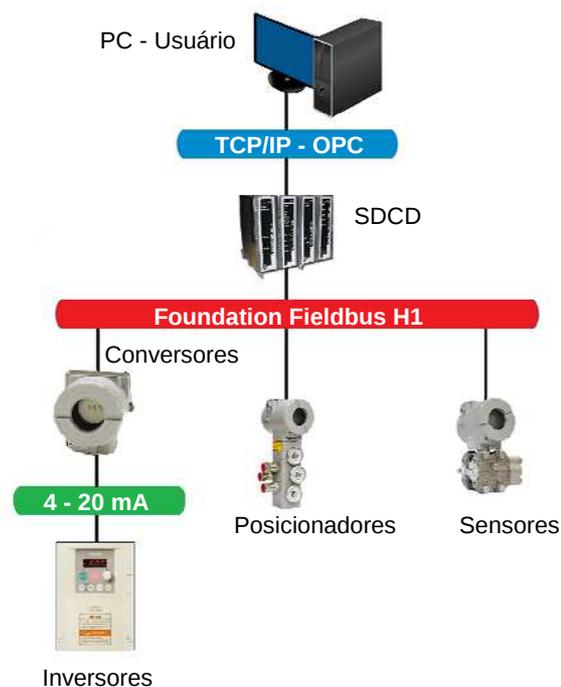


Figura 4.5: Arquitetura de rede da planta de nível.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo contém os resultados obtidos no presente trabalho. O uso da FFT na análise dos sinais reais é discutido e justificado frente à opção de identificação pelo método de funções descritivas. Os experimentos DRF e o ensaio adicional, etapas preliminares à identificação das grandezas, são descritos e comentados. Também, são calculadas as grandezas críticas e o projeto dos controladores é apresentado. Por fim, são demonstrados os resultados com a planta operando em malha fechada.

5.1 A FFT na análise dos sinais

Almejando uma identificação mais autêntica, busca-se uma alternativa ao método das funções descritivas: calcular os espectros de frequência dos sinais para determinar, com maior clareza, as grandezas críticas. Para este fim, é preciso computar as *Discrete Fourier Transform* (DFT), alcançadas por meio do algoritmo da FFT.

Contudo, a FFT deve ser empregada com cautela. O algoritmo não calcula de forma exata a DFT, por ser dependente do número de amostras ou de períodos representados e da resolução de frequências escolhida. Ademais, a informação contida na faixa transitória das respostas pode dificultar a análise, uma vez que sua transformada possui significado diferente ao da parte periódica do sinal (WANG; BI; ZOU, 1997).

Então, como neste trabalho, o propósito não é a obtenção exata dos espectros e sim a identificação das grandezas críticas, onde o importante é a relação entre as saídas e entradas, a utilização da FFT é considerada adequada. A seguinte relação (WANG; BI; ZOU, 1997; BI; WANG; HANG, 1997; MEHTA, 2013), é empregada:

$$g_{ij}(j\omega_c) = \frac{FFT(y_i)}{FFT(u_j)}, \quad (5.1)$$

onde $FFT(\cdot)$ significa a Transformada Rápida de Fourier. Tal relação pode ser aplicada para os conjuntos de equações apresentados em (3.19) e (3.21), provenientes do ensaio DRF.

Ainda, é importante salientar que todos os dados obtidos, tanto no experimento DRF quanto no ensaio adicional, possuem o mesmo número de amostras e os espectros possuem a mesma resolução de frequências (o domínio da frequência é calculado de forma discreta). Dessa forma, minimiza-se o desvio nos cálculos das transformadas.

5.2 Experimento DRF

Visando aplicar a metodologia de controle no processo real, o primeiro passo é a execução do experimento DRF para identificação do ponto crítico. O experimento é realizado via aplicativo supervisorio, onde $LIC011$ e $LIC022$ são colocados a operar em malha fechada com controladores do tipo *bang-bang*. O objetivo, é encontrar oscilações simétricas das variáveis de nível em torno das referências. Outro fator utilizado para avaliar a simetria da oscilação é o tempo em que as variáveis manipuladas ficam em seus valores máximos e mínimos. Se os tempos forem iguais em ambas as variáveis (u_1 e u_2), a oscilação é simétrica. Define-se, como referência, o valor de 25 centímetros para ambos os tanques e regulam-se experimentalmente as amplitudes dos relés: \bar{u}_1 , \underline{u}_1 e \bar{u}_2 , \underline{u}_2 , parâmetros do experimento, até que o objetivo seja atingido. A Figura 5.1 mostra o comportamento do sinal de controle e a Figura 5.2 mostra o comportamento de cada nível no experimento.

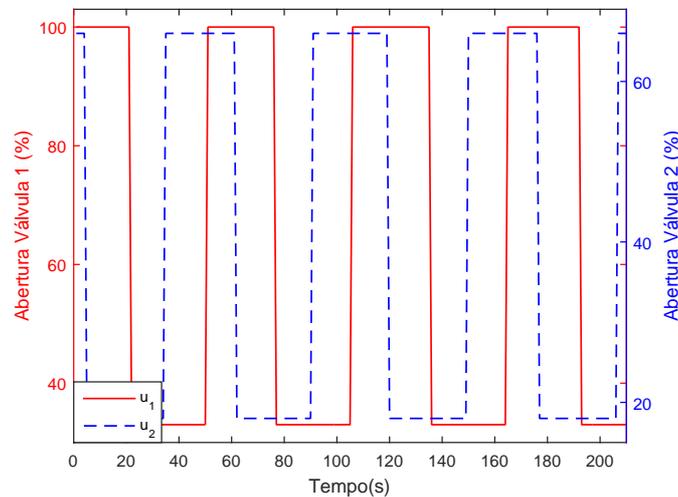


Figura 5.1: Ensaio DRF: sinais dos controladores *bang-bang*.

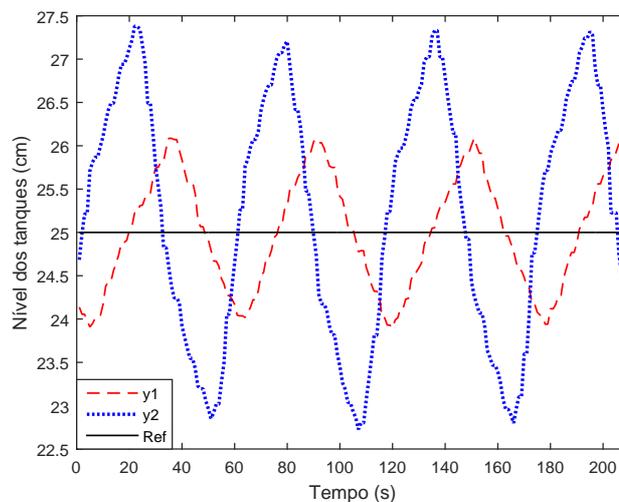


Figura 5.2: Ensaio DRF: sinais de saída do processo.

As oscilações resultantes foram aproximadamente simétricas em torno dos 25 centímetros especificados como referência. O nível 1 alternou entre 24 e 26 centímetros,

enquanto o nível 2 variou na faixa entre 22.7 e 27.3 centímetros. Os tempos em que u_1 e u_2 alternaram entre seus valores máximos e mínimos foram aproximadamente os mesmos. Os parâmetros, responsáveis por levar o processo à esta situação são:

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= 100 \% & \bar{u}_2 &= 66 \% \\ \underline{u}_1 &= 33 \% & \underline{u}_2 &= 18 \%. \end{aligned}$$

A análise dos dados no domínio do tempo não fornece as informações necessárias de forma precisa. Dessa forma, calculam-se as FFT por meio do algoritmo conhecido como FFTW (FRIGO; JOHNSON, 1998), presente na biblioteca padrão do software MATLAB. As figuras 5.3 e 5.4 exibem os espectros de amplitude dos sinais obtidos no experimento.

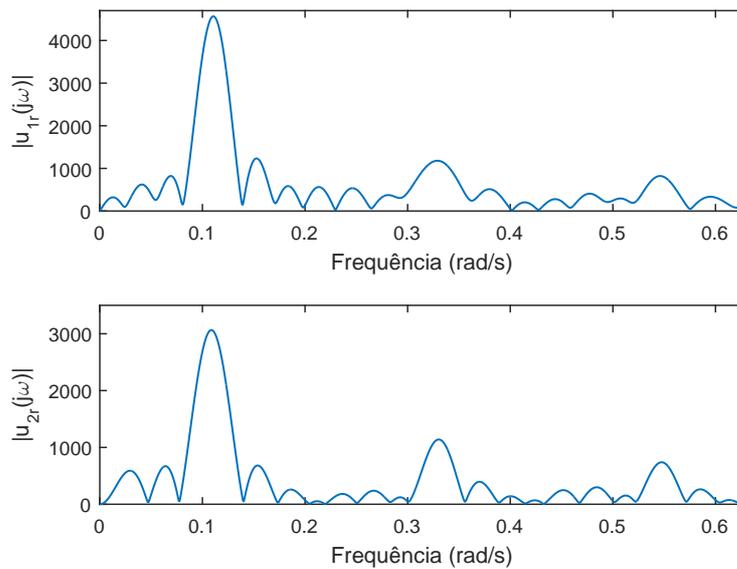


Figura 5.3: Ensaio DRF: amplitudes do espectro de frequências dos sinais de controle.

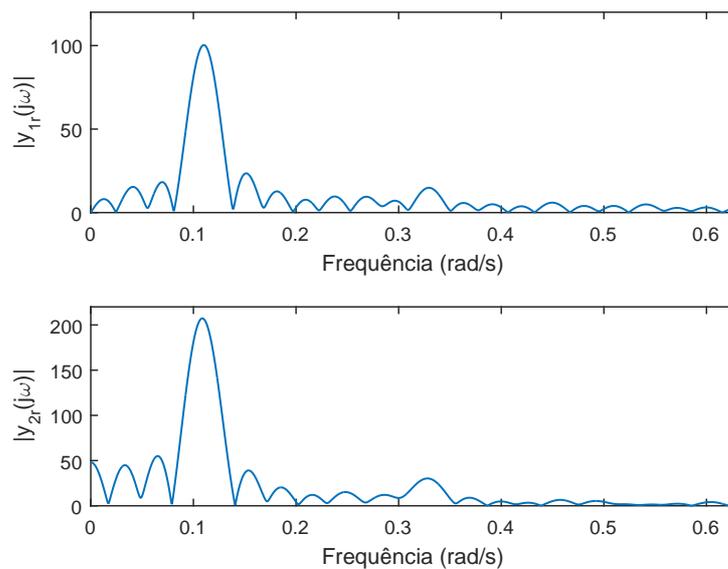


Figura 5.4: Ensaio DRF: amplitudes do espectro frequências dos sinais de saída.

Ao analisar os espectros, a frequência de oscilação dos sinais, e conseqüentemente, a frequência crítica do processo obtida é: $\omega_c = 0.11 \text{ rad/s}$. Destaca-se que o formato dos

espectros é semelhante às curvas $\text{sinc}(\omega t)$. Isso ocorre devido ao fenômeno conhecido como *Spectral Leakage* (BRIGHAM, 1988), onde o número de amostras, ou a janela de dados, distorce a transformada. Mas, como já fora mencionado, todos os sinais aqui estudados possuem o mesmo intervalo de amostras, e portanto, isso não interfere significativamente na identificação das grandezas críticas. É válido acrescentar que o valor médio dos sinais não é interessante para o estudo, logo foi removido para o cálculo das transformadas.

Outra interessante característica é a presença das 3ª e 5ª harmônicas nas transformadas dos sinais $u_{1r}(j\omega)$ e $u_{2r}(j\omega)$, condizentes com a transformada teórica de ondas quadradas. Tais harmônicas são filtradas pelo processo, e assim, aparecem em menor intensidade em $y_{1r}(j\omega)$ e $y_{2r}(j\omega)$, sendo a 5ª quase imperceptível.

5.3 Experimento adicional - aplicação de uma entrada senoidal

Com a finalidade de prosseguir com a identificação das grandezas críticas, realiza-se o ensaio adicional. Conforme descrito na Seção 3.4, existem duas possibilidades: aplicar uma curva senoidal em uma das entradas, com frequência igual a ω_c ou realizar outro ensaio DRF. Neste trabalho, adotou-se a primeira alternativa, pelo fato de ser menos custosa para a planta piloto.

Pretendendo manter os níveis dentro da faixa de operação linear da planta, os valores médios de abertura das válvulas são mantidos próximos àqueles do ensaio DRF. As seguintes entradas são inseridas no processo:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= 67 \% \\ u_2(t) &= 42 + 10\text{sen}(0.11t) \% \end{aligned} \quad (5.2)$$

A onda senoidal foi gerada no software *Simulink* e transmitida via servidor OPC para a Válvula 2. A Figura 5.5 ilustra a abertura da válvula durante o ensaio e a Figura 5.6 mostra a variação dos níveis 1 e 2.

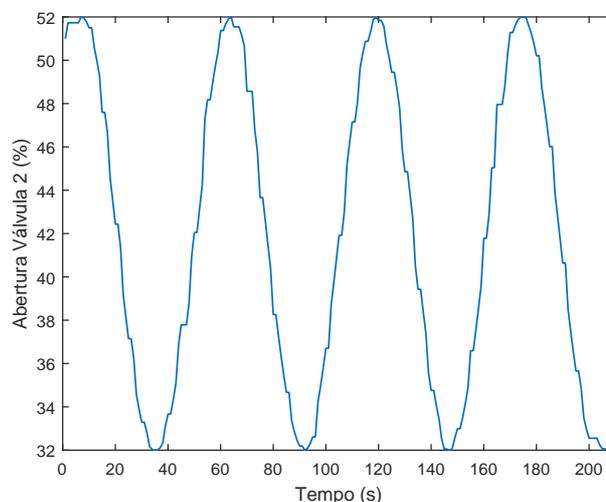


Figura 5.5: Ensaio adicional: entrada senoidal aplicada ao processo.

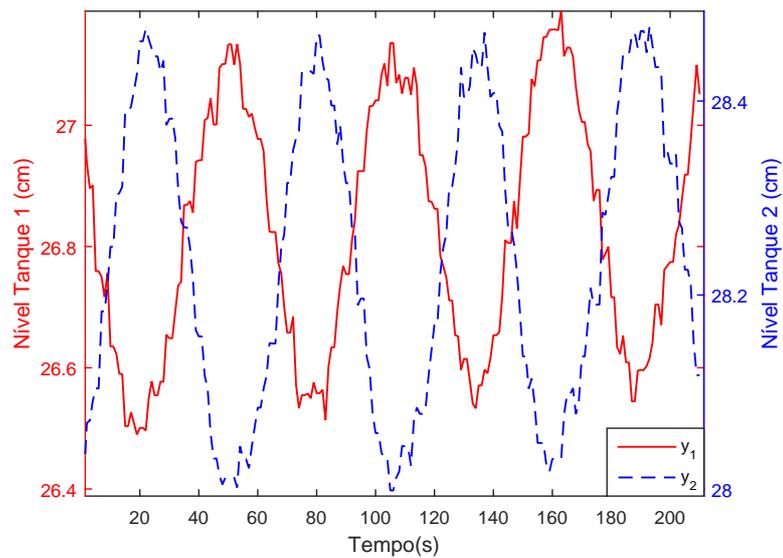


Figura 5.6: Ensaio adicional: resposta do processo à entrada senoidal.

Uma vez que o processo pode ser considerado um sistema linear e invariante no tempo, espera-se que ao inserir a entrada senoidal, as saídas do processo irão apresentar comportamentos também senoidais. Contudo, devido à elevada frequência de excitação, percebe-se somente uma pequena variação de y_1 e y_2 e uma elevada presença de ruído proveniente dos sensores. Este fato adiciona mais incertezas à análise do sinal no domínio do tempo. É difícil identificar, por exemplo, onde são os picos e vales da onda senoidal, dificultando o cálculo das amplitudes e fases do sinal. Isto reforça a motivação do uso da FFT, uma vez que o ruído causa pequena influência ao se computarem as transformadas. Os espectros de amplitude deste experimento são apresentados nas figuras 5.7 e 5.8.

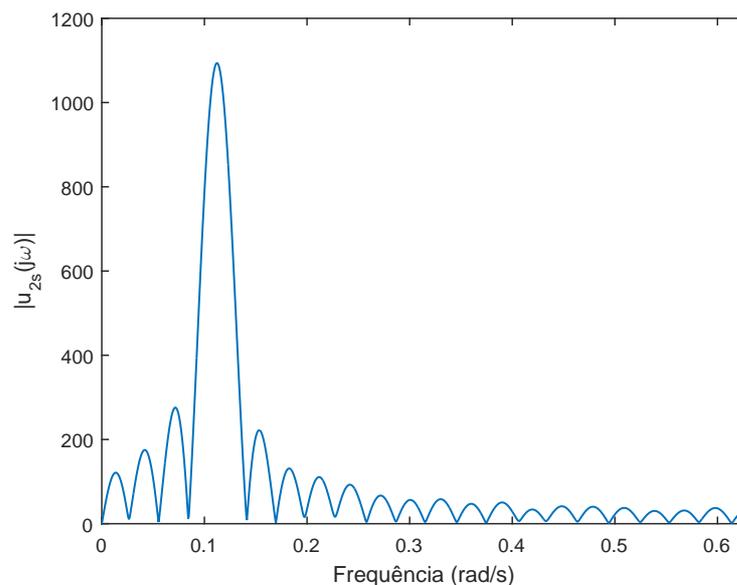


Figura 5.7: Ensaio adicional: amplitudes do espectro de frequências da entrada senoidal.

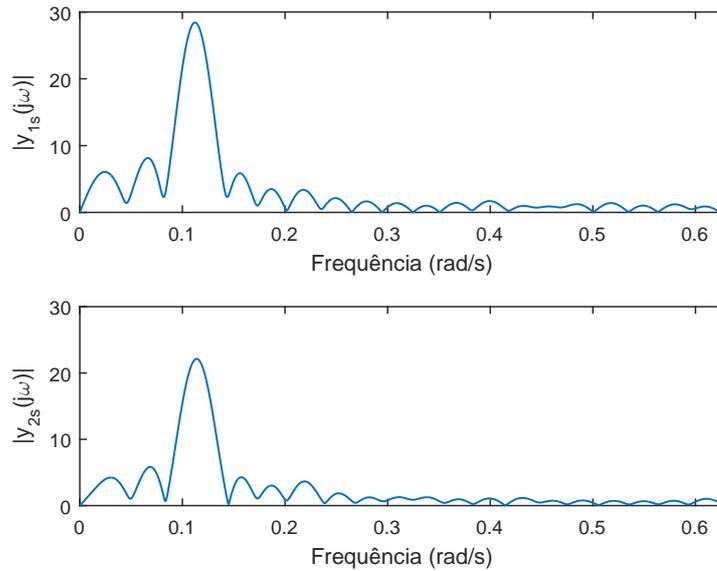


Figura 5.8: Ensaio adicional: amplitudes do espectro frequências dos sinais de saída.

Novamente, a frequência de oscilação das curvas senoidais durante o experimento é prontamente observada: $w = 0.11 \text{ rad/s}$, conforme desejado. Assim como os espectros anteriores, estes também apresentam o formato da onda $\text{sinc}(\omega t)$, e o motivo, como nos casos anteriores, é a quantidade de períodos representados nos sinais processados. Além disso, os espectros deste experimento só contém a primeira harmônica, diferente do caso anterior, visto que os sinais analisados são ondas senoidais.

5.4 Identificação das grandezas críticas da planta

Realizados os experimentos e coletados os dados, a próxima etapa é o cálculo das respostas em frequência do processo na frequência crítica. Para tanto, utilizam-se os coeficientes complexos dos espectros em tal frequência, resumidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Coeficientes complexos dos espectros na frequência crítica.

Experimento	Entradas	Saídas
Ensaio DRF	$u_{1r}(j0.11) = 3735 - j2620$	$y_{1r}(j0.11) = -86.76 + j50.36$
	$u_{2r}(j0.11) = 1409 + j2713$	$y_{2r}(j0.11) = -87.75 - j187.15$
Ensaio adicional	-	$y_{1s}(j0.11) = 16.44 + j23.12$
	$u_{2s}(j0.11) = 898.93 - j618.7$	$y_{2s}(j0.11) = -16.21 - j14.67$

Com base nestas informações, são usadas as equações (3.20) e (3.19), que resultam em:

$$g_{11}(j0.11) = -0.0046 + j0.0002 = 0.0046/\underline{-178.06^\circ}$$

$$g_{12}(j0.11) = 0.0004 + j0.026 = 0.026/\underline{89.13^\circ}$$

$$g_{21}(j0.11) = -0.0055 - j0.0433 = 0.0436/\underline{-97.3^\circ}$$

$$g_{22}(j0.11) = -0.0046 + j0.0195 = 0.02/\underline{-103.3^\circ}$$

O ganho crítico, por sua vez, é calculado relacionando as amplitudes no ensaio DRF:

$$K_{11c} = \frac{|u_{1r}(j0.11)|}{|y_{1r}(j0.11)|} = 45.47 \quad (5.3)$$

$$K_{22c} = \frac{|u_{2r}(j0.11)|}{|y_{2r}(j0.11)|} = 14.8 \quad (5.4)$$

Com a finalidade de comprovar a identificação do ponto crítico e a validade das respostas em frequências encontradas, calculam-se as posições dos lugares característicos no plano complexo por meio da Equação 3.9. Obtém-se:

$$\lambda_1(j0.11) = 0.724 - j0.216 = 0.755 \angle -16.6^\circ \quad (5.5)$$

$$\lambda_2(j0.11) = -1.0016 - j0.0657 = 1.0037 \angle -176.25^\circ, \quad (5.6)$$

mostrando que os ensaios e a identificação foram realizados com êxito, uma vez que λ_2 encontra-se no ponto $-1 + j0$.

5.5 Projeto dos controladores

Levantadas as informações das respostas em frequência, pode-se seguir para o projeto dos controladores descentralizados. Primeiramente, define-se a localização final dos lugares característicos: neste trabalho, assim como em CAMPESTRINI (2006), são baseadas nos pontos de Ziegler-Nichols (Tabela 2.3) e Tyreus-Luyben (Tabela 2.4). Além disso, optou-se por ambas as metodologias de ajuste: deslocar um e os dois lugares característicos.

Porém, apesar da metodologia ser aplicável tanto para controladores do tipo PI, quanto para PID, a planta possui restrições de ordem prática que inviabilizam a implementação do último (CAMPESTRINI et al., 2016; SCHEID, 2015). Entre as restrições, pode-se destacar o fato de que a equação de controle do PID possui um polo de alta frequência que não pode ser alocado livremente. Isto definitivamente prejudica a sintonia, visto que a mesma é desenvolvida com informações de alta frequência. Ainda, a parcela derivativa do sinal de controle tende a amplificar o ruído de medição contido no processo, o que acaba acarretando em oscilações indesejadas e desgaste nos atuadores.

Assim, somente os controladores PI, ajustados ao se deslocar um lugar característico, apresentaram parâmetros aceitáveis para implementação na planta de nível. O Apêndice A demonstra todos os controladores obtidos e comentários sobre os mesmos, enquanto esta seção apresenta somente aqueles onde os parâmetros obtidos são aceitáveis para o sistema da planta piloto.

Para o primeiro conjunto de controladores PI, optou-se pelo ajuste baseado no ponto Ziegler-Nichols, ou seja, escolheu-se $\Lambda_{\omega_c} = -0.4 + j0.08$. Além disso, é preciso utilizar a constante $\alpha = 1.7$, obtida dos ensaios em malha aberta. A partir destes parâmetros, (3.12), (3.11) e (3.17) são solucionadas, resultando nos controladores, denominados “ZN”:

$$c_{11_{ZN}}(s) = \frac{7.39(s + 0.005792)}{s} \quad c_{22_{ZN}}(s) = \frac{12.61(s + 0.005792)}{s} \quad (5.7)$$

Já para o projeto baseado no ponto Tyreus-Luyben, onde $\Lambda_{\omega_c} = -0.31 + j0.023$, são determinados os controladores “TL”:

$$c_{11_{TL}}(s) = \frac{5.96(s + 0.004157)}{s} \quad c_{22_{TL}}(s) = \frac{10.158(s + 0.004157)}{s} \quad (5.8)$$

5.6 Experimentos em malha fechada

Finalmente, a planta foi colocada para operar em malha fechada com os dois conjuntos de controladores descentralizados (“ZN” e “TL”). No início de ambos os ensaios, define-se como referência um valor de 30 centímetros para os dois tanques, assim o processo trabalha na sua região linear. Em seguida, as referências foram alteradas, uma de cada vez, para 20 centímetros. Deste modo é possível avaliar os desempenhos dos controladores, tanto para seguimento da referência quanto para rejeição a perturbações, causadas pela outra malha. O comportamento dos níveis, durante os experimentos, é exibido na Figura 5.9 e as aberturas das válvulas podem ser visualizadas na Figura 5.10.

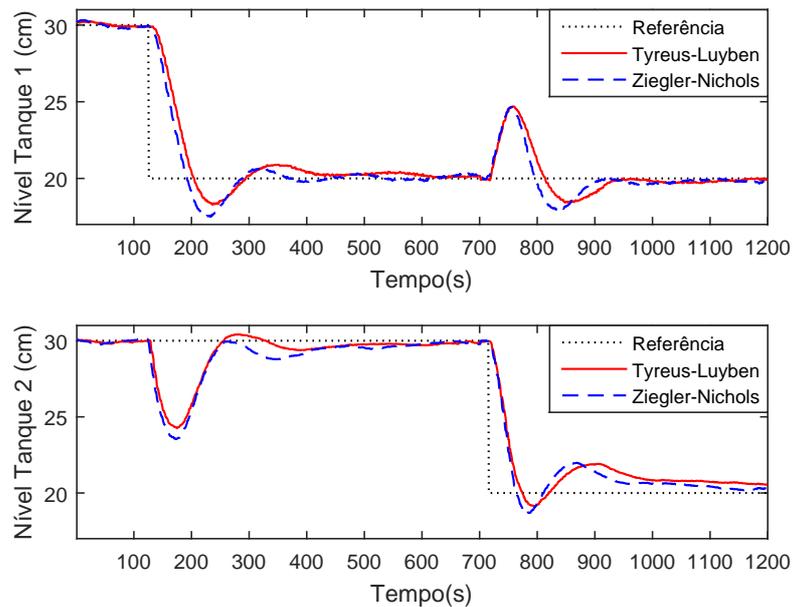


Figura 5.9: Ensaio em malha fechada: nível dos tanques.

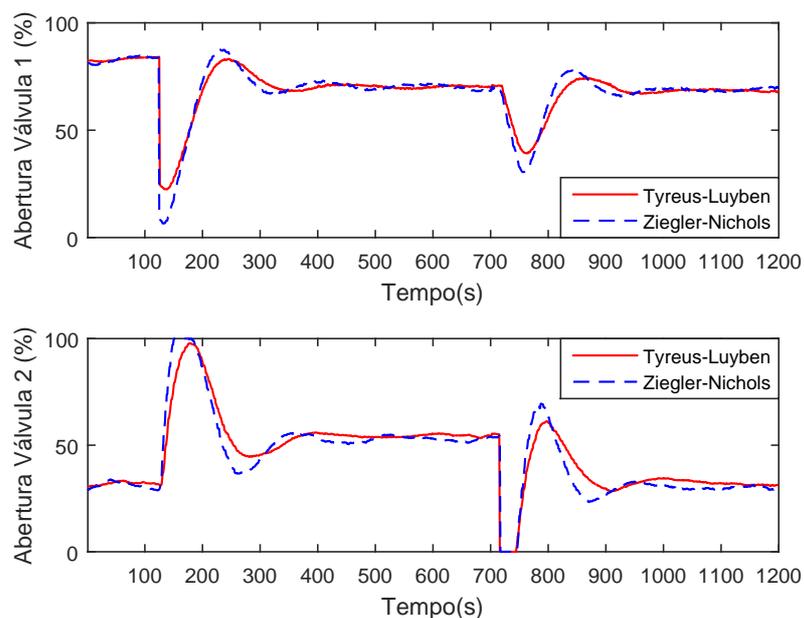


Figura 5.10: Ensaio em malha fechada: abertura das válvulas.

Os dados ilustrados nos gráficos permitem dizer que o desempenho do processo, em ambos os casos foi satisfatório. Como esperado, cada malha seguiu sua respectiva referência e rejeitou a perturbação proveniente do salto na outra variável. Também, é possível notar a presença de sobrepasso, recorrente neste tipo de ajuste baseado no ponto crítico.

Há de se comentar a pequena oscilação presente nas variáveis de nível, em regime permanente. Tal oscilação é um efeito indesejado da má sintonia do controle do posicionador das válvulas, e acaba prejudicando o desempenho do processo (SCHMITT, 2015). Também, é importante relevar a ocorrência de saturação no sinal de controle, consequência do elevado ganho dos controladores proporcionais. No entanto, como a saturação ocorre por poucos segundos, é coerente afirmar que este aspecto não prejudica de forma significativa o controle.

Com o objetivo de comparar e quantificar os desempenhos frente variações nas referências, são calculados os tempos de acomodação $t_{s_{ii}}$ e os máximos sobrepassos $M_{o_{ii}}$. O desempenho relacionado à rejeição de perturbações é mensurado através do tempo de rejeição $t_{r_{ij}}$ e pela máxima variação causada pela referência j na saída i , dada por:

$$M_{p_{ij}} = 100\% \left(\frac{y_{i_{max}} - y_{i_{rp}}}{\Delta r_j} \right), \quad (5.9)$$

onde $y_{i_{max}}$ é o valor máximo atingido pela saída i e $y_{i_{rp}}$ seu valor em regime permanente. A comparação dos critérios é exposta pelas tabelas 5.2 e 5.2.

Tabela 5.2: Critérios de desempenho: controladores descentralizados ZN.

Critérios Referências		Critérios Perturbações	
$t_{s_{11}} = 194 \text{ s}$	$M_{o_{11}} = 25 \%$	$t_{r_{12}} = 183 \text{ s}$	$M_{p_{12}} = 47 \%$
$t_{s_{22}} = 347 \text{ s}$	$M_{o_{22}} = 13 \%$	$t_{s_{21}} = 347 \text{ s}$	$M_{p_{21}} = 64 \%$

Tabela 5.3: Critérios de desempenho: controladores descentralizados TL.

Critérios Referências		Critérios Perturbações	
$t_{s_{11}} = 267 \text{ s}$	$M_{o_{11}} = 17 \%$	$t_{r_{12}} = 213 \text{ s}$	$M_{p_{12}} = 47 \%$
$t_{s_{22}} = 500 \text{ s}$	$M_{o_{22}} = 8.7 \%$	$t_{s_{21}} = 355 \text{ s}$	$M_{p_{21}} = 57 \%$

Examinando as tabelas é visível que os tempos de acomodação e rejeição a perturbação foram aprimorados comparados ao comportamento do processo em malha aberta, que eram iguais a $t_{s_1} = 700\text{s}$ e $t_{s_2} = 500\text{s}$. O controle descentralizado baseado no ponto de Ziegler-Nichols apresentou melhor performance quanto aos tempos de acomodação e rejeição de perturbações, enquanto o controle baseado no ponto Tyreus-Luyben obteve melhor performance no quesito máximo sobrepasso.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O trabalho demonstrou a aplicação da metodologia de ajuste baseada no ponto crítico MIMO do processo de nível. A planta piloto foi detalhada, evidenciando a característica multivariável do processo e seus componentes. Por meio dos dados coletados nos experimentos e da utilização da FFT para análise dos sinais no domínio da frequência, o trabalho identificou, com sucesso, o ponto crítico. Por último, foram projetados e implementados os controladores na planta de nível.

Enquanto a síntese de controladores em sistemas multivariáveis pode ser extremamente custosa, a metodologia aqui aplicada demonstrou relativa simplicidade e eficiência, comprovando sua viabilidade para processos industriais. Os experimentos necessários para a sintonia não são complexos: consistem de ensaios com relés e/ou com entradas senoidais. Ainda, o projeto dos controladores pode ser facilmente estendido para algoritmos de auto-ajuste: as FFTs e as fórmulas para alocação dos lugares característicos podem ser computadas automaticamente após a coleta de dados.

Quanto ao desempenho, o trabalho mostra que, apesar de algumas dificuldades na implementação dos parâmetros na planta piloto (por conta de sinais de parâmetros incompatíveis com o sistema da planta), os controladores PI descentralizados calculados proporcionaram boa performance: seguimento de referência do tipo degrau, rejeição de perturbações oriundas do degrau na outra malha e a redução do tempo de acomodação. Por outro lado, há a presença de *overshoot*, mas que é comum a este tipo de ajuste, sendo portanto, aceitável para a metodologia aplicada.

Como trabalhos futuros, surgem várias alternativas. O ajuste dos controladores pode ser aprimorado se mais pontos da resposta em frequência do processo de nível forem identificados. Assim, podem ser melhor definidos e estudadas as influências da metodologia nos critérios de desempenho e estabilidade em malha fechada. O uso da FFT e de dados do processo em regime transitório também poderia facilitar a etapa de identificação de múltiplos pontos.

Quanto a planta piloto, o *Simulink* pode ser melhor explorado nos experimentos: controladores podem ser implementados via este software, eliminando, por exemplo, o problema de parâmetros com sinais distintos e inserindo a possibilidade de algoritmos de controle mais complexos. Outro fator a ser estudado na planta seria a implementação de algoritmos anti-windup para amenizar o efeito da saturação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: theory, design, and tuning**. 2.ed. [S.l.]: Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.

BAZANELLA, A. S.; GOMES DA SILVA JR., J. M. **Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto**. Brasil: UFRGS Editora, 2006.

BENNETT, S. A brief history of automatic control. **Control Systems, IEEE**, [S.l.], v.16, n.3, p.17–25, Jun 1996.

BI, Q.; WANG, Q.-G.; HANG, C.-C. Relay-based estimation of multiple points on process frequency response. **Automatica**, [S.l.], v.33, n.9, p.1753 – 1757, 1997.

BRIGHAM, E. O. **The Fast Fourier Transform and Its Applications**. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1988.

CAMPESTRINI, L. **Sintonia de controladores PID descentralizados baseada no método do ponto crítico**. 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

CAMPESTRINI, L.; BAZANELLA, A. S. Projeto de controladores PID com conhecimento parcial da resposta em frequência. In: XVI CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2006, Salvador. **Anais...** SBA, 2006. p.1088–1095.

CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D.; CHÍA, L. A.; BOEIRA, E. Unbiased MIMO VRFT with application to process control. **Journal of Process Control**, [S.l.], v.39, p.35 – 49, 2016.

CAMPESTRINI, L.; STEVANATTO FILHO, L. C.; BAZANELLA, A. S. Tuning of Multivariable Decentralized Controllers Through the Ultimate-Point Method. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, [S.l.], v.17, n.6, p.1270–1281, 2009.

CAMPOS, M.; TEIXEIRA, H. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. Brasil: Editora Blucher, 2006.

FRIGO, M.; JOHNSON, S. G. FFTW: an adaptive software architecture for the fft. In: ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING, 1998. PROCEEDINGS OF THE 1998 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON, 1998. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1998. v.3, p.1381–1384 vol.3.

GONÇALVES DA SILVA, G. R. **Especificação do Modelo de Referência em Projeto de Controladores Multivariáveis Discretos**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

HALEVI, Y.; PALMOR, Z.; EFRATI, T. Automatic tuning of decentralized PID controllers for MIMO processes. **Journal of Process Control**, [S.l.], v.7, n.2, p.119 – 128, 1997.

KHALIL, H. K. **Nonlinear systems**. Upper Saddle River, (N.J.): Prentice Hall, 1996.

LOH, A. P.; HANG, C. C.; QUEK, C. K.; VASNANI, V. U. Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, [S.l.], v.32, n.6, p.1102–1107, 1993.

LOH, A.; VASNANI, V. Describing function matrix for multivariable systems and its use in multiloop PI design. **Journal of Process Control**, [S.l.], v.4, n.3, p.115 – 120, 1994.

LUYBEN, W. L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems. **Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development**, [S.l.], v.25, p.654–660, 1986.

MACIEJOWSKI, J. M. **Multivariable Feedback Design**. USA: Addison-Wesley, 1989.

MASONEILAN. **Masoneilan Valves - 87/88 Pneumatic Multi-Spring Diaphragm Actuators**. 2012.

MEHTA, U. Fast Fourier transform for estimating process frequency response. In: IEEE 8TH CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS (ICIEA), 2013., 2013. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2013. p.7–10.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. RJ: Prentice-Hall, 1998.

PALMOR, Z. J.; HALEVI, Y.; KRASNEY, N. Automatic tuning of decentralized PID controllers for TITO processes. **Automatica**, [S.l.], v.31, n.7, p.1001–1010, 1995.

SCHEID, R. **Projeto e análise de controle baseado em dados voltado a sistemas de fase não mínima**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia de Controle e Automação) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

SCHMITT, R. **Modelagem da dinâmica interna de uma válvula pneumática de controle de processo**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia de Controle e Automação) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

SIRISENA, H. R.; HANG, C. C.; VASNANI, V. U. Empirical Tuning of a Class of Multivariable Control Systems. In: INTELLIGENT CONTROL AND INSTRUMENTATION, 1992. SICICI '92. PROCEEDINGS., SINGAPORE INTERNATIONAL CONFERENCE ON, 1992. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1992. v.1, p.177–182.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control: analysis and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.

SMAR. **Transmissor de Pressão Fieldbus (LD302)**. 2014. (Manual de instruções, operação e manutenção. Versão 3).

SMAR. **Conversor Fieldbus para Corrente com Três Canais (FI302)**. 2014. (Manual de instruções, operação e manutenção. Versão 3).

SMAR. **Fieldbus Universal Bridge (DFI302)**. 2014. (Manual do usuário).

SMAR. **Posicionador de Válvulas Fieldbus (FY302)**. 2015. (Manual de instruções, operação e manutenção. Versão 3).

TAVAKOLI, S.; GRIFFIN, I.; FLEMING, P. J. Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v.14, n.9, p.1069 – 1080, 2006.

WANG, Q.-G.; BI, Q.; ZOU, B. Use of FFT in relay feedback systems. **Electronics Letters**, [S.l.], v.33, n.12, p.1099–1100, 1997. ID: 1.

WANG, Q.-G.; HUANG, B.; GUO, X. Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests. **ISA Transactions**, [S.l.], v.39, n.4, p.407 – 418, 2000.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers. **Transactions of ASME**, [S.l.], v.64, p.759–768, 1942.

APÊNDICE

A Parâmetros dos controladores PI

Este apêndice demonstra todos os controladores PI resultantes da metodologia de ajuste, assim como breves explicações sobre a aplicabilidade ou não dos mesmos na planta piloto do laboratório.

A.1 Movendo um lugar característico

Primeiramente, propõe-se o ajuste de controladores do tipo PI movendo um lugar característico para o ponto de Ziegler-Nichols ($-0.4 + j0.08$). Assim, ao atribuir Λ_{ω_c} em (3.12), obtêm-se as seguintes soluções:

$$c'_{11\omega_c} = -9.87 + j3.23 \quad (\text{A.1})$$

$$c''_{11\omega_c} = 7.40 - j3.89. \quad (\text{A.2})$$

A primeira solução é descartada, pelo fato de que possui o sinal diferente de $g_{11}(0)$. Seguindo com a segunda solução, aplica-se (3.11), que relaciona os controladores pela variável α para encontrar:

$$c_{22\omega_c} = 12.6 - j6.62. \quad (\text{A.3})$$

Adaptando para obter os parâmetros para aplicação na planta de nível:

$$K_{p11} = 7.40 \quad K_{p22} = 12.6$$

$$T_{i11} = 172.9 \quad T_{i22} = 172.9$$

Os parâmetros acima apresentados, resultaram no controlador denominado “ZN”, cujos resultados foram exibidos e discutidos na seção 5.6.

Além disso, foi projetado o controlador com base no ponto Tyreus-Luyben ($-0.31 + j0.023$), onde foram encontrados, para a primeira malha, as seguintes raízes da Equação 3.12

$$c'_{11\omega_c} = -7.16 - j3.34 \quad (\text{A.4})$$

$$c''_{11\omega_c} = 5.97 - j2.25. \quad (\text{A.5})$$

Novamente, pelo motivo já explicado, a primeira raiz é descartada. A segunda, por sua vez, leva aos coeficientes do controlador $c_{22\omega_c}$:

$$c_{22\omega_c} = 10.14 - j3.83. \quad (\text{A.6})$$

Assim, para este caso, calculou-se

$$\begin{aligned} K_{p11} &= 5.96 & K_{p22} &= 10.14 \\ T_{i11} &= 241 & T_{i22} &= 241 \end{aligned}$$

proporcionando o controlador descentralizado “TL”, também demonstrado na seção 5.6.

A.2 Movendo os dois lugares característicos

Ainda, são mostrados os parâmetros resultantes do ajuste ao se mover ambos os lugares característicos para o ponto desejado. Ao escolher o ponto Ziegler-Nichols, resolvendo (3.14), obtém-se

$$c'_{11\omega_c} = 175.56 - j25.32 \quad (\text{A.7})$$

$$c''_{11\omega_c} = -0.81 - j3.53. \quad (\text{A.8})$$

Aqui, o segundo controlador é descartado, pela questão do sinal. O primeiro, então, é usado na Equação (3.15), resultando em

$$c_{22\omega_c} = -0.83 + j0.02 \quad (\text{A.9})$$

Assim, os parâmetros dos controladores da planta são dados por

$$\begin{aligned} K_{p11} &= 175.56 & K_{p22} &= -0.83 \\ T_{i11} &= 630.3 & T_{i22} &= 3303.4 \end{aligned}$$

No entanto, analisando o conjunto de controladores, é possível notar que o parâmetro K_{p11} é extremamente elevado e o valor de K_{p22} tem sinal diferente de T_{i22} , sendo impraticável na planta piloto, uma vez que o sistema não aceita tal situação.

Prosseguindo, para o ponto de Tyreus-Luyben, obteve-se

$$c'_{11\omega_c} = 135.14 - j2.69 \quad (\text{A.10})$$

$$c''_{11\omega_c} = -0.28 - j2.71. \quad (\text{A.11})$$

Com (3.15), chega-se no controlador

$$c_{22\omega_c} = -0.6315 - j0.06 \quad (\text{A.12})$$

o que leva aos seguintes parâmetros

$$\begin{aligned} K_{p11} &= 135.14 & K_{p22} &= -0.6315 \\ T_{i11} &= 4568.8 & T_{i22} &= -945.79 \end{aligned}$$

Da mesma forma que para o conjunto de controladores anterior, este não foi implementado no processo de nível. Isto foi decidido devido ao elevado ganho K_{p11} e aos sinais negativos de $c_{22\omega_c}$