

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IDENTIFICAÇÃO EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE TOLERANTE A FALTA
PASSIVO APLICADO A UM SISTEMA INDUSTRIAL DE BOMBEAMENTO
HIDRÁULICO

ERICK MELO ROCHA

TD: 22 / 2019

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERICK MELO ROCHA

IDENTIFICAÇÃO EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE TOLERANTE A FALTA
PASSIVO APLICADO A UM SISTEMA INDUSTRIAL DE BOMBEAMENTO
HIDRÁULICO

TD: 22 / 2019

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERICK MELO ROCHA

IDENTIFICAÇÃO EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE TOLERANTE A FALTA
PASSIVO APLICADO A UM SISTEMA INDUSTRIAL DE BOMBEAMENTO
HIDRÁULICO

Tese submetida à Banca Examinadora do
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da UFPA para obtenção do Grau de
Doutor em Engenharia Elétrica na área de
Sistemas de Energia

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2019

**“IDENTIFICAÇÃO EM MALHA FECHADA PARA CONTROLE
TOLERANTE A FALTA PASSIVO APLICADO A UM SISTEMA
INDUSTRIAL DE BOMBEAMENTO HIDRÁULICO”**

AUTOR: **ERICK MELO ROCHA**

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA
ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 30/08/2019

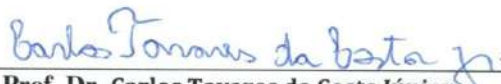
BANCA EXAMINADORA:



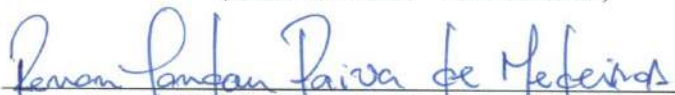
Prof. Dr. Walter Barra Júnior
(Orientador – PPGEE/UFPA)



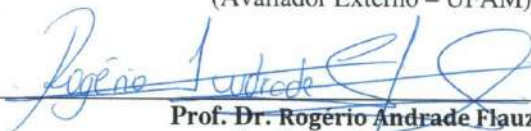
Prof.ª Dr.ª Adriana Rosa Garcez Castro
(Avaliadora Interna – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros
(Avaliador Externo – UFAM)



Prof. Dr. Rogério Andrade Flauzino
(Avaliador Externo – USP)

VISTO:



Prof.ª Dr.ª Maria Emília de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha família, em especial aos meus amados pais, Getúlio Cândido Rocha e Carmita Melo Rocha, pelo amor, dedicação e apoio incondicional aos estudos. Esta conquista também é de vocês.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus pelo dom da vida.

A minha família pelo amor incondicional e irrestrito, principalmente aos meus amados pais, Getúlio Cândido Rocha, e mãe, Carmita Melo Rocha, aos quais nutro um sentimento de eterno amor e gratidão. Agradeço também aos meus queridos irmãos Ingrid e Denis e à tia Josefa que sempre me acompanharam na torcida por este momento, obrigado!

Agradeço a minha noiva Juliana Chagas por me acompanhar nesta árdua caminhada, por entender nossas privações e por acreditar na realização deste sonho, te amo!

Aos meus amigos: Rayssa, Leonam e Ingrid, muito obrigado pelas palavras de conforto e incentivo que sempre fizeram parte das nossas reuniões fraternais.

A todos os professores que fizeram parte da minha vida acadêmica e que contribuíram com a minha formação, em especial aos professores, Carlos Tavares da Costa Júnior e José Augusto Lima Barreiros, meu muito obrigado!

Um agradecimento especial ao orientador e professor Walter Barra Júnior por sempre estar disposto a ajudar, ensinar e orientar. Professor, sua dedicação como educador é inspiradora. Agradeço as oportunidades e responsabilidades creditadas nestes 11 anos de trabalho. Agradeço também pelas palavras de incentivo que permitiram a conclusão deste trabalho. Obrigado Sensei Barra!

A todos os colegas e amigos de profissão: Kevin, Marcus, Ábner, Conceição, Renan, Eder, Florindo, Sicchar, Cleonor e Maysa, obrigado por todos os momentos agradáveis e conversas que fizeram parte da nossa rotina na Sala 4, muito obrigado amigos! Agradeço principalmente ao meu amigo Kevin Lucas, muito obrigado pelos momentos de descontração regradados de discussões científicas.

Agradeço ao apoio financeiro dado pelo Projeto PREDFALT, entre a UFPA e a Companhia Vale. E a CAPES pela provisão da bolsa de Doutorado.

A todos, meus sinceros agradecimentos.

Epígrafe

“Não creio que haja uma emoção mais intensa para um inventor, do que ver suas criações funcionando. Essa emoção faz você esquecer de comer, de dormir, de tudo.”

(Nikola Tesla)

“Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá.”

(Ayrton Senna)

“Ele fortalece o cansado e dá grande vigor ao que está sem forças.”

(Isaías 40.29)

SUMÁRIO

<i>Dedicatória</i>	V
<i>Agradecimentos</i>	VI
<i>Epígrafe</i>	VII
LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS	XIII
LISTA DE ABREVIÇÕES	XIV
LISTA DE SÍMBOLOS	XV
RESUMO	XVIII
ABSTRACT	XIX
INTRODUÇÃO	1
1.1. Estado da Arte	2
1.2. Proposta do Trabalho.....	5
1.3. Estrutura do trabalho	5
CAPÍTULO 2: IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS EM MALHA FECHADA	7
2.1. Fundamentos de Sistemas Operando em Malha Fechada	7
2.1.1. <i>Relações Fundamentais</i>	8
2.1.2. <i>A Função Sensibilidade</i>	9
2.1.3. <i>Pequenas Variações no Processo e a Função Sensibilidade</i>	9
2.1.4. <i>Atenuação de Perturbação</i>	10
2.1.5. <i>Margem de Estabilidade e Sensibilidade Máxima</i>	12
2.2. Método de Dois Estágios	13
2.2.1. <i>Método da Filtragem-u</i>	13
CAPÍTULO 3: TESTES DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS UTILIZANDO O MÉTODO DE DOIS ESTÁGIOS	19
3.1. Testes de Identificação em Plantas de Primeira Ordem com Ruído.....	19
3.1.1. <i>Adição de Ruído no Processo e Filtragem-u</i>	19
3.1.2. <i>Teste de Simulação para o Método de Dois Estágios</i>	20
3.1.3. <i>Sistema em Malha Fechada utilizando Sinal Ruído de Baixa Potência</i>	27
3.1.4. <i>Sistema em Malha Fechada utilizando Sinal Ruído Alta Potência</i>	31
3.2. Perturbação de Carga e Identificação em Malha Fechada.....	34
3.3. Teste de Identificação em Malha Fechada e o Tipo de Controlador	36

CAPÍTULO 4: INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO HIDRÁULICO	42
4.1. Sistema Hidráulico de Bombeamento	42
4.2. Modelo Fenomenológico do Sistema de Bombeamento	44
4.2.1. <i>Modelo não-linear do Sistema de Bombeamento Hidráulico</i>	44
4.2.2. <i>Modelo Linearizado</i>	48
4.3. Testes Experimentais para Identificação de um Modelo.....	51
4.3.1. <i>Comportamento Dinâmico do Sistema de Bombeamento Hidráulico para Testes sob Diferentes Pontos de Operação</i>	53
CAPÍTULO 5: MÉTODOS DE PROJETO DE CONTROLADORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	55
5.1. Estratégia Clássica para Projeto de Compensador baseada no Domínio da Frequência.....	55
5.2. Investigação de Estratégia Robusta para Projeto de Compensador baseada no Domínio da Frequência.....	57
5.2.1. <i>Incerteza Intervalar Paramétrica e Polinômio Intervalar (Bhattacharyya et al., 1995)</i>	57
5.2.2. <i>Sistema Intervalar (Bhattacharyya et al., 1995)</i>	58
5.2.3. <i>Conjunto Extremal de um Sistema Intervalar</i>	59
5.3. Selecionando uma Estrutura para o Compensador	62
CAPÍTULO 6: AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO HIDRÁULICO	64
6.1. Identificação de um Modelo Nominal	64
6.2. Projeto Clássico do Compensador Amortecedor.....	65
6.3. Projeto Robusto do Compensador Amortecedor	69
6.3.1. <i>Método Robusto para Projeto do Controlador Amortecedor</i>	70
6.4. Avaliação Experimental de Desempenho.....	74
6.4.1. <i>Teste para Variação de Ponto de Operação</i>	74
6.4.2. <i>Avaliação de Desempenho</i>	78
6.5. Método de Dois Estágios para Recuperação da Função de Transferência do Sistema de Bombeamento Hidráulico	80
CAPÍTULO 7: CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS	83
7.1. Considerações Finais	83
7.2. Trabalhos Futuros	84
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	86
APÊNDICE	90

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de uma malha de realimentação básica tendo dois graus de liberdade. (Fonte: Adaptado Aström & Hägglund, 2006).	7
Figura 2.2 – Diagrama em blocos dos sistemas de malha aberta e malha fechada sujeito a mesma perturbação. (Fonte: Adaptado Aström & Hägglund, 2006).	10
Figura 2.3 – Gráfico de Nyquist para a função de transferência de <i>Loop</i> (Fonte: Aström & Hägglund, 2006).	11
Figura 2.4 – Sistema em malha fechada. (Fonte: Adaptado Van den Hof & Schrama, 1993).	13
Figura 2.5 – Fluxograma para o Método de Dois Estágios. (a) Primeira etapa do método, estimação de S . (b) Segunda etapa do método, obtenção de \hat{u} para estimação de G	17
Figura 3.1 – Resposta ao degrau do sistema de 1º ordem sob ação do controlado PI.	22
Figura 3.2 – Sistema em malha fechada. (Fonte: Adaptado Van den Hof & Schrama, 1993).	22
Figura 3.3 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$	23
Figura 3.4 – Comparação entre o sinal real de entrada da planta e o sinal estimado usando $S(s)$	24
Figura 3.5 – Comportamento dos parâmetros a e b	25
Figura 3.6 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado. ..	26
Figura 3.7 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do modelo estimado.	26
Figura 3.8 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$	28
Figura 3.9 – Comparação entre o sinal real de entrada da planta e o sinal estimado usando $S(s)$	28
Figura 3.10 – Comportamento dos parâmetros a e b	29
Figura 3.11 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado.	30
Figura 3.12 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do modelo estimado.	30
Figura 3.13 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado.	31
Figura 3.14 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do estimado.	32
Figura 3.15 – Comparação entre o erro relativo dos modelos identificados – ruído.	33
Figura 3.16 – Comparação entre o sinal de controle real e o obtido por estimação de $S(s)$	34

Figura 3.17 – Comparação entre o erro relativo dos modelos identificados – perturbação de carga..... 36

Figura 3.18 – Resposta ao degrau da planta em malha aberta e do sistema em malha fechada. 37

Figura 3.19 – Magnitude do diagrama de Bode para a planta em malha aberta e para o sistema em malha fechada. 37

Figura 3. 20 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$ 39

Figura 3. 21 – Comparação entre o sinal de controle real e o estimado a partir de $S(s)$ 39

Figura 3. 22 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do estimado. 40

Figura 3. 23 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência do sistema real e do sistema estimado. 41

Figura 4.1– Estrutura do sistema hidráulico de bombeamento..... 42

Figura 4.2 – Sistema hidráulico desenvolvido (planta + atuador + controlador). 43

Figura 4.3 – Esquema para o sistema de bombeamento hidráulico..... 45

Figura 4.4 – Vistas em corte frontal (a) e lateral (b) de esquemático de uma bomba centrífuga com um impulsor composto por cinco pás (adaptado de Cherkasski, 1984). 46

Figura 4.5 – Diagrama em blocos do modelo não-linear do sistema de bombeamento. 47

Figura 4.6 – Diagrama em blocos do modelo linearizado para pequenos sinais do sistema motor-bomba centrífuga-inversor. 48

Figura 4.7 – Esquema funcional para o sistema de bombeamento hidráulico desenvolvido em laboratório, incluindo o controlador de amortecimento projetado. 51

Figura 4.8 – Circuito de condicionamento para o sistema inversor-controlador..... 52

Figura 4.9 – Resposta ao degrau: (a) transição de alta para média velocidade; (b) transição de velocidade média a baixa..... 53

Figura 5. 1 – Diagrama em blocos para o sistema em malha fechada..... 55

Figura 5. 2 – *Template* no Domínio da Frequência de $G(j\omega)$ para $\omega = 1,0$ rad/s..... 62

Figura 6. 1 – Aproximação entre o modelo real e o modelo identificado..... 65

Figura 6. 2 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)$, para o sistema não compensado. 66

Figura 6. 3 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado. 68

Figura 6. 4 – Diagrama de Nyquist da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado. 68

Figura 6.5 – Diagrama de Nyquist para a) Planta Nominal b) Conjunto *Extremal*..... 70

Figura 6.6 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)$, para o sistema não compensado. 71

Figura 6.7 – Diagrama de Bode da função de transferência de $Loop L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para $C(j\omega)$ robusto.....	72
Figura 6. 8 – Diagrama de Nyquist da função de transferência de $Loop L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado robustamente.....	73
Figura 6. 9 – Resposta ao degrau do sistema: Malha aberta, curva pontilhada na cor vermelha. Com o controlador clássico, curva tracejada na cor preta. Com o controlador robusto, curva sólida na cor azul.	74
Figura 6.10 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.	75
Figura 6.11 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.	76
Figura 6.12 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.	77
Figura 6. 13 – Comparação do sinal de controle para as variações propostas (a) variação de alta para média velocidade, (b) variação de média para baixa velocidade e (c) variação de alta para baixa velocidade.	78
Figura 6. 14 – Avaliação de desempenho do sistema para a saída (ISE e $ITAE$) e para o sinal de controle ($ISCS$).....	79
Figura 6.15 – Comparação entre o modelo real e o modelo obtido pelo método proposto: (a) resposta ao degrau. (b) resposta em frequência.	80
Figura 6. 16 – Comparação entre o modelo real e o modelo obtido pelo método proposto: (a) resposta ao degrau. (b) resposta em frequência.	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Modelos estimados em diferentes graus de ruído.....	32
Tabela 3.2 – Modelos estimados para diferentes graus de perturbação.	35
Tabela 6.1 – Comparação entre o compensador clássico e o compensador robusto.....	77
Tabela 6.2 – Comparação entre os modelos identificados em malha aberta e malha fechada.	81

LISTA DE ABREVIações

ARX	Autoregressivo com Entradas Exógenas.
ARM	<i>Advanced RISC (Reduced Instruction Set Computer) Machine.</i>
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
DAC	<i>Digital Analog Converter.</i>
FDD	<i>Fault Detection e Diagnosis.</i>
FTCS	<i>Fault Tolerant Control System.</i>
IHM	Interface Homem – Máquina.
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
ISE	<i>Integral of the Square of the Error.</i>
ITAE	<i>Integral of the Time multiplied by Absolute of the Error.</i>
LL	<i>Lead-Lag.</i>
MQRs	Mínimos Quadrados Recursivos.
PID	Proporcional-Integral-Derivativo.
RPM	Rotações por Minuto.
SBPA	Sequência Binária Pseudoaleatória.
SOPTD	<i>Second Order Plus Time Delay.</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$G(s)$	Função de transferência da planta.
$C(s)$	Função de transferência do controlador.
$F(s)$	Função de transferência do controlador – pré-filtro.
K_p	Ganho proporcional do controlador.
T_i	Constante de tempo do integrador.
T_d	Constante de tempo do derivador.
b	Parâmetro do controlador F .
c	Parâmetro do controlador F .
x	Variável a ser controlada.
y	Saída do sistema em malha fechada.
u	Sinal de controle.
d	Distúrbio de carga.
e	Ruído.
y_{sp}	<i>Set-point</i> .
X	Transformada de Laplace da variável a ser controlada.
Y	Transformada de Laplace da saída em malha fechada.
U	Transformada de Laplace do sinal de controle.
D	Transformada de Laplace do distúrbio de carga.
E	Transformada de Laplace do ruído.
Y_{sp}	Transformada de Laplace do <i>set-point</i> .
$S(s)$	Função de transferência de sensibilidade.
$T(s)$	Função de transferência de sensibilidade complementar.
$G_{xy_{sp}}(s)$	Função de transferência dada pela razão do entre x e y_{sp} .
$G_{yy_{sp}}(s)$	Função de transferência dada pela razão do entre y e y_{sp} .
$dG_{xy_{sp}}/G_{xy_{sp}}$	Taxa de variação na função de transferência $G_{xy_{sp}}$.
dG/G	Taxa de variação na função de transferência da planta G .
y_{ol}	Saída do sistema em malha aberta.
y_{cl}	Saída do sistema em malha fechada.
ω	Frequência natural (rad/s).
ω_{ms}	Frequência de máxima sensibilidade.

ω_{sc}	Frequência de <i>crossover</i> de sensibilidade.
M_s	Máxima sensibilidade.
$G_l(j\omega)$	Função de transferência de <i>Loop</i>
$\phi(\omega)$	Densidade espectral do sistema sem controlador.
σ_{cl}	Variância do sistema em malha fechada.
σ_{ol}	Variância do sistema em malha aberta.
s_m	Margem de estabilidade.
G_0	Modelo da planta de malha aberta.
H_0	Modelo do ruído.
r_1	Sinal de referência.
r_2	Sinal de referência.
$S(q, \beta)$	Função sensibilidade a parâmetros β .
β	Parâmetros da função sensibilidade.
ε	Erro de predição.
$S(q, \hat{\beta})$	Função sensibilidade estimada.
$\hat{\beta}$	Parâmetros estimados da função sensibilidade.
B	Conjuntos de valores admissíveis para β .
\hat{u}^r	Sinal de controle estimado.
$G(q, \hat{\theta}_N)$	Função de transferência estimada a parâmetros $\hat{\theta}$.
$\hat{\theta}$	Parâmetros estimados da planta.
Θ	Conjuntos de valores admissíveis para θ .
I	<i>Input</i> .
O	<i>Output</i> .
v	Sinal de perturbação.
δ	Desvio padrão.
P	Potência do ruído.
t_c	Tempo de correlação.
τ	Constante de tempo de malha aberta.
K_i	Ganho do integrador.
N	Número de células – parâmetro da SBPA.
T_{bit}	Tempo de <i>bit</i> – parâmetro da SBPA.
ω_0	Frequência de máxima magnitude do sistema em malha fechada.

J	Inércia rotacional combinada do conjunto motor-bomba.
ω_r	Velocidade angular do rotor.
$\frac{d\omega_r}{dt}$	Aceleração angular do rotor.
T_e	Torque elétrico.
T_{bomba}	Reação (resistiva) torque de carga.
K_{bomba}	Coefficiente da bomba.
ρ	Densidade do fluído.
R_1, R_2	Raios do impulsor da bomba.
β_1, β_2	Ângulo das pás do impulsor da bomba.
b_1, b_2	Largura das pás do impulsor.
K_T	Modelo simplificado do inversor
ξ	Amortecimento relativo.
ω_r^o	Velocidade de operação em regime permanente.
ω_{ref}	Velocidade de referência.
ω_{3dB}	Frequência em 3dB.
ω_{gc}	Frequência de cruzamento de ganho.
F_{PA}	Filtro passa-alta (filtro <i>washout</i>).
T_w	Constante de tempo do filtro <i>washout</i> .
φ_m	Margem de fase.
ϕ_c	Ângulo a ser compensado pelo <i>LL</i> .
α, T e K	Parâmetros do compensado <i>LL</i> .

RESUMO

ROCHA, E. M. Identificação em Malha Fechada para Controle Tolerante a Falta Passivo Aplicado a um Sistema Industrial de Bombeamento Hidráulico. 2019. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – PPGEE/UFGA, Belém – PA, Brasil.

Sistemas de bombeamento de fluidos fazem parte de uma infinidade de aplicações industriais. Do tradicional abastecimento de água, a sistemas de resfriamento de usinas termoeletricas, até o complexo sistema de manobra de aeronaves, que faz uso de atuadores pneumáticos, nos deparamos com exemplos de aplicações destes sistemas. E, assim como qualquer processo industrial, sistemas de bombeamento podem estar sujeitos a comportamentos anômalos ou faltas, que podem levar ao mal funcionamento, ou a perda de estabilidade de um processo, provocando avarias permanentes, devido ao efeito de fenômenos indesejáveis, como a cavitação e o golpe de aríete, por exemplo. Deste modo, este trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema de controle tolerante a falta (*FTCS – Fault Tolerant Control System*) para mitigar os efeitos indesejáveis de variações de pressão e oscilações de velocidade, que podem acometer este tipo de sistema. Tal investigação parte do princípio de que, por razões econômicas, e de segurança, sistemas industriais operam, por padrão, em malha fechada, para garantir estabilidade e desempenhos desejados. Em vista disso, é apresentada uma metodologia, para identificação da função de transferência de malha aberta de plantas industriais, a partir de dados obtidos por medição de sinais, do processo operando em malha fechada, conhecido como Método de Dois Estágios. O modelo identificado é utilizado para projetar um controlador que atenda aos critérios de desempenho definidos pelo *FTCS*, em substituição ao sistema de controle tradicional, supostamente em operação no sistema, e que é projetado para um ponto de operação específico e, portanto, sem levar em consideração a falta atuando no sistema. Para avaliação experimental, utilizou-se uma bancada industrial de bombeamento de fluidos, desenvolvida no Laboratório de Automação e Controle, da Universidade Federal do Pará (UFGA). Foi projetado um *FTCS* passivo, utilizando-se técnica de controle robusto, baseada em incertezas paramétricas. Para isso, utilizou-se um conjunto de modelos incertos, obtidos por identificação paramétrica, considerando uma faixa de operação desejada para a planta de testes, com o sistema operando tanto em condições normais quanto sob ação de falta. Índices de desempenho foram calculados afim de avaliar quantitativamente o desempenho do sistema monitorado pelo *FTCS*, com os resultados obtidos para o sistema operando sem o *FTCS* (usando controlador clássico). Os resultados obtidos demonstram o bom desempenho da metodologia proposta.

Palavras-chave: Sistema de Controle Tolerante a Falta; Identificação de Sistema em Malha Fechada; Controle Robusto *Extremal*; Sistemas de Bombeamento Hidráulico.

ABSTRACT

ROCHA, E. M. Closed-Loop Identification for Passive Fault Tolerant Control Applied to a Hydraulic Pumping System. 2019. Thesis (Doctor in Electrical Engineering) – Post Graduation Program of Electrical Engineering/ UFPA, Belém – PA, Brazil.

Fluid pumping systems are part of many industrial applications. From the traditional water supply, to the cooling systems of thermonuclear power plants and the complex aircraft maneuvering system, using pneumatic actuators, we find examples of application of these systems. As any physical system, fluid pumping systems may also be subject to anomalous behaviors or failures that can lead to malfunction or even loss of stability of an entire process. Such faults may cause permanent damage due to the effect of undesirable phenomena such as cavitation and water hammer, for example. Thereby, this work proposes the development of a Fault Tolerant Control System (FTCS) aiming at to mitigate the undesirable effects of pressure oscillation and speed variation that may affect this type of system. This research assumes that, for economic and safety reasons, industrial systems operate by default in closed-loop to ensure stability and desired performance. Therefore, a methodology is introduced to identify the open-loop transfer function of industrial plants, based on data obtained by signal measurement, of the industrial process operating in closed-loop, denominated Two-Stage Method. The identified model is used to design a controller that meets the performance criteria defined by the FTCS instead of the traditional control system, designed for a specific operating point regardless of the fault acting in the system. For experimental evaluation, an industrial fluid pumping bench was used, developed at the Automation and Control Laboratory of Federal University of Pará (UFPA). A passive FTCS was designed using robust control technique based on parametric uncertainties. For that end, it was used a set of uncertain models, obtained by parametric identification, considering a desired operating range for the test plant, with the system operating under both normal and fault conditions. Performance indices were calculated in order to quantitatively evaluate the performance of the FTCS monitored system, with the results obtained for the system operating without the FTCS (using classical controller). The results show the good performance of the proposed methodology.

Keywords: Fault Tolerant Control System; System Identification in Closed-Loop; Extremal Robust Control; Hydraulic Pumping Systems.

INTRODUÇÃO

Com a automatização dos processos, e com a necessidade em se garantir a confiabilidade, segurança e a preservação da vida útil de equipamentos e sistemas, a investigação de técnicas e ferramentas para automatizar os sistemas de supervisão, controle e monitoramento fez-se necessário. Pesquisas relacionadas a automatização de sistemas para detecção e diagnóstico de faltas (*Fault Detection e Diagnosis - FDD*) foram inicialmente discutidas em Chow (1997), Gertler (1998), Patton *et al.* (2000) e Isermann (2006). Já em Blanke *et al.* (1997), Kanev *et al.* (2001) e Kanev (2004), com o objetivo de garantir a disponibilidade e produtividade de processos, em condições de faltas incipientes, ou a segurança, em situações críticas de operação, foram também investigados sistemas de controle tolerante a faltas (*Fault-Tolerant Control Systems - FTCSs*).

Faltas são desvios do comportamento normal do sistema para uma condição de operação não permitida, e que se não diagnosticada, tendem a ocasionar avarias permanentes, caracterizando a falha (Isermann, 2006). Em vista disso, métodos para monitoramento de sistemas vêm sendo explorados em diversos artigos ao longo de décadas, como em um dos primeiros trabalhos publicados sobre o assunto em Isermann (1984), no qual foi introduzida uma metodologia para a detecção e o diagnóstico de faltas, utilizando análise residual de variáveis e parâmetros estimados. E mais recentes, em trabalhos publicados por McNabb & Qin (2005), Zhai *et al.* (2014) e Zhang *et al.* (2019), que enfatizam os desafios da detecção e do diagnóstico de faltas em sistemas com incertezas paramétricas operando em malha fechada, principalmente pelo fato de que, no caso de faltas incipientes em estágios iniciais da avaria, seus efeitos no sistema são considerados “pequenos” no sentido de que os estados do sistema e as entradas de controle no modo defeituoso permanecem próximos aos do modo normal.

Sabendo-se que, sistemas industriais, devido à necessidade de operarem sobre determinados critérios, e atenderem a uma demanda contínua de produção, além da relativa garantia de segurança aos equipamentos e empregados, são continuamente operados sob a ação de controladores, e conseqüentemente em malha fechada (Forssell, 1999). Deste modo, será investigado neste trabalho, uma estratégia de identificação menos invasiva, cujos modelos das plantas de malha aberta serão estimados a partir de dados obtidos de processos que operam em

malha fechada. O modelo obtido será utilizado para se projetar um sistema de controle tolerante a falta (*FTCS*) passivo, cujo objetivo é evitar que faltas simples se transformem em paradas de produção ou faltas a nível da planta. Deste modo, será apresentado como proposta, a reconfiguração do sistema de controle supervisorio, como estratégia para diminuir os efeitos provocados por oscilações de velocidade em um sistema de bombeamento hidráulico real, projetado em laboratório.

Considerando as razões discutidas anteriormente, além do fato de que a maioria das técnicas de identificação de sistemas em malha fechada, bem como as ferramentas para detecção de faltas e controle tolerante a faltas, apresentadas na literatura, não contemplarem resultados experimentais, a possibilidade de aplicá-las em um protótipo real de um sistema de bombeamento hidráulico, é uma das principais motivações para a investigação deste tema.

1.1. Estado da Arte

A crescente demanda por segurança e a redução dos custos de produção que incluem, redução de paradas não-programadas, redução dos custos de manutenção e a redução de falhas permanentes e inesperada em equipamentos e sistemas, incorporaram aos processos e sistemas supervisorios, uma maior disponibilidade e consequente confiabilidade.

Estratégia para monitoramento e diagnóstico de faltas e *FTCSs*, são usados em processos industriais para assegurar a integridade de equipamentos e sistemas, e a estabilidade e o desempenho destes processos em malha fechada na presença de faltas no sistema. Os *FTCSs* devem ser capazes de antecipar o efeito da falta incipiente, ou abrupta, aplicada ao sistema, afim de evitar sua progressão ao estágio permanente da avaria, o que caracterizaria a falha. (Blanke *et al.*, 1997).

Os *FTCSs* podem ser projetados considerando diferentes estratégias para projeto do controlador. E, dependendo da estratégia, *FTCSs* podem ser classificados como: *FTCSs* passivos e *FTCSs* ativos. Estratégias para projeto de *FTCSs* ativos levam em consideração as informações obtidas pelos sistemas *FDD* em tempo real (*online*), e utilizam essa informação para reconfigurar o controlador e mitigar os efeitos da falta no processo, garantindo estabilidade e desempenhos desejados nestas condições. Já estratégias para o desenvolvimento de *FTCSs* passivos são utilizadas quando, ou não há disponível um sistema *FDD*, ou quando o sistema *FDD* não é capaz de fornecer informações rápidas e precisas para um determinado tipo de falta, principalmente no período pós-falta, enquanto o *FDD* executa suas funções de diagnóstico, ou nos casos em que a falta evolui rapidamente, nestas condições, a reconfiguração do controlador

pode ser comprometida, e a perda de estabilidade e desempenho torna-se uma realidade em *FTCSs* ativos. (Li *et al.*, 2015; Yu & Jiang, 2012; Maki *et al.*, 2004).

Sabendo-se que, a estratégia para projeto de *FTCSs* passivos, levam em consideração o conhecimento *a priori*, de um conjunto de possíveis falhas do sistema a ser controlado, então a predileção por *FTCSs* passivos em algumas aplicações práticas, é uma escolha pragmática, desde que o desempenho mínimo desejado seja alcançado para a falta atuando no sistema (Li *et al.*, 2015).

Para o conhecimento do comportamento do sistema para um conjunto de possíveis faltas um método baseado na análise de resíduos em modelos identificados, conhecido por modelo do processo, foi utilizado (Isermann, 2006). O método se baseia na análise paramétrica dos parâmetros de um modelo em tempo discreto (domínio - z) obtidos por estimação paramétrica. Os parâmetros são obtidos por medição de sinais de entrada e saída para estimação de modelos dinâmicos em processos que operam em malha aberta, procedimento padrão na identificação de sistemas. O objetivo é obter um conjunto de modelos paramétricos, e, conseqüentemente, um conjunto de funções de transferências, que representam o comportamento dinâmico do sistema para as faltas aplicadas nos atuadores, processos, ou sensores do sistema. Este conjunto de modelos serão utilizados para o projeto de um *FTCS* passivo.

Como tratado na literatura Aguirre (2007) e Coelho & Coelho (2015), sabe-se que, em malha aberta, seguindo este procedimento, é possível estimar bons modelos matemáticos para fins de controle e monitoramento. Porém, como discutido em Forssell (1999), sistemas em malha fechada apresentam como problema fundamental no processo de identificação, a correlação entre o ruído imensurável e a entrada da planta, razão pela qual muito dos métodos de identificação em malha aberta falham quando aplicados diretamente em dados de medição obtidos de processos em malha fechada.

O estudo envolvendo a identificação em malha fechada para fins de controle há muito tempo tem sido de interesse primordial em aplicações industriais (Forssell & Ljung, 1999). Desse modo, muito esforço tem sido feito para o desenvolvimento de técnicas que identifiquem modelos de malha aberta em plantas operando em malha fechada, visto que em muitos casos por razões de segurança, econômicas ou no caso de sistemas biológicos, em que o efeito do controle é inerente ao processo, a remoção do controlador não é permitida durante o processo de identificação (Gustavsson *et al.*, 1977).

Porém sabe-se que, sistemas industriais, devido à necessidade de os processos operarem sobre determinados critérios, e atenderem a uma demanda contínua de produção, além da

relativa garantia de segurança aos equipamentos e empregados, são continuamente operados sob a ação de controladores, e consequentemente em malha fechada (Forssell & Ljung, 1999).

Deste modo, com o objetivo de identificar plantas de malha aberta em sistemas em malha fechada, Van den Hof *et al.* (1993) e Forssell & Ljung (2000), introduziram métodos de identificação indireta que permitiram estimar a função de transferência de forma consistente para uma determinada planta linear com base em dados obtidos em experimentos em malha fechada, mesmo que o modelo de perturbação do ruído não seja preciso ou mesmo conhecido. Além disso, o método permite a identificação aproximada da planta em malha aberta com uma expressão explícita para avaliação do *bias* na estimação dos parâmetros do modelo.

A técnica abordada neste trabalho foi amplamente discutida em Van den Hof & Scharama (1993) e em Forssell (1999), conhecida como Método de Dois Estágios. O método se baseia na estimação da função de transferência em malha aberta, usando medições do sistema operando em malha fechada. Como propõem a própria técnica, a diferença entre os dois tipos de identificação, malha aberta ou malha fechada, está na origem dos dados utilizados para identificação, e não necessariamente na técnica utilizada neste processo (Forssell, 1997).

Em Zhang *et al.* (2019), é discutida ainda, a dificuldade em se identificar faltas incipientes, definidas como pequenos *drifts* do comportamento normal, em sistemas controlados, devido a ação compensadora da malha de realimentação. Embora este trabalho não esteja diretamente relacionado a detecção de faltas, os parâmetros estimados do conjunto de modelos em tempo discreto do sistema para diferentes tipos de faltas, devem ter sensibilidade suficiente para capturar estas variações, o projeto do *FTCS* passivo irá depender desta condição.

A metodologia baseada em *FTCS* apresenta uma vasta aplicabilidade. Em Patton (1991) e Blanke *et al.* (1997) é investigada a aplicação de *FTCSs* em sistemas aeroespaciais. Neste último, é demonstrado melhorias significativas na disponibilidade do maquinário de processos sob atuação destes sistemas, podendo atender desde processos mais simples como o controle de temperatura em uma planta, até a aplicação do método em um sofisticado sistema de controle de altitude de satélites. Em Yu & Jiang (2012), é apresentado como proposta, o uso de um *FTCS* híbrido, combinando as vantagens de *FTCSs* ativos e passivos, aplicado em sistemas de controle de voo sujeito a perda da eficácia dos atuadores. Sabendo-se que, os atuadores devem executar fielmente os comandos exigidos pelo controlador, é suposto que o atuador sob falta, cause discrepâncias entre os movimentos desejados e os reais, das partes móveis do sistema aerodinâmico das aeronaves, como ailerons, por exemplo, condição totalmente indesejada.

1.2. Proposta do Trabalho

Este trabalho apresenta como proposta, a aplicação do Método de Dois Estágios, um método de identificação de plantas de malha aberta a partir de dados obtidos de processos em malha fechada. O método será utilizado para estimação de modelos em tempo discreto de um sistema de bombeamento hidráulico. Os parâmetros estimados formam um conjunto de modelos paramétricos que no domínio s , representam um conjunto de função de transferência a parâmetros intervalares do sistema de bombeamento hidráulico para diferentes pontos de operação.

A dinâmica a ser identificado no sistema de bombeamento hidráulico, pode ser resumida à dinâmica rotativa do conjugado motor-bomba. Nestas circunstâncias serão identificados modelos para o sistema de bombeamento hidráulico operando em três condições: alta, média e baixa velocidades. Será considerado como operação normal do sistema, o conjugado motor-bomba operando em médias velocidades, enquanto que as condições de baixa e alta velocidades representam o sistema de bombeamento hidráulico operando na presença de alguma falta.

Considerando os modelos identificados será proposto o projeto de um *FTCS* passivo a partir da investigação de técnica de controle robusta baseada no domínio da frequência como proposto por Bhattacharyya *et al.* (1995). Uma análise das margens de estabilidade, margem de ganho e margem de fase, serão apresentadas e a lei de controle será embarcada em um microcontrolador da família ARM 32 em placa Arduino Due. Testes para variação do ponto de operação do sistema de bombeamento hidráulico serão realizados para avaliação do desempenho da estratégia de controle proposta.

Ao final dos testes experimentais, o método de Dois Estágios será aplicado para re-identificar a função de transferência da planta de malha aberta com os dados obtidos do processo operando em malha fechada sobre ação do *FTCS*, o objetivo é avaliar a capacidade do método comparando o modelo identificado pela metodologia, com o modelo de referência obtido por identificação da planta operando em malha aberta. Espera-se ao final deste trabalho, garantir a operação segura do sistema quando faltas atuarem no processo.

1.3. Estrutura do trabalho

A presente tese será dividida em oito capítulos sumarizados abaixo:

- Introdução: Apresenta Introdução, Estado da arte e Proposta do trabalho;
- Capítulo 2: Apresenta uma revisão sobre os fundamentos de sistemas em malha fechada e introduz o método de identificação de Dois Estágios baseado na filtragem- u ;

- Capítulo 3: Apresenta testes de simulação para validação da aplicabilidade da técnica e investigação das possíveis limitações do método;
- Capítulo 4: É apresentado um modelo linearizado do sistema de bombeamento hidráulico e investigado o comportamento deste sistema para variações no ponto de operação;
- Capítulo 5: É enunciada a técnica de controle robusta do *FTCS*, que será utilizada para garantir a operação segura do sistema de bombeamento hidráulico;
- Capítulo 6: Será apresentado o projeto do controlador amortecedor suplementar robusto, que será embarcado no microcontrolador da família ARM 32 em placa Arduino Due, bem como os testes experimentais para avaliação do *FTCS*;
- Capítulo 7: Serão apresentadas as conclusões da pesquisa e sugestões para trabalhos futuros.

IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS EM MALHA FECHADA

Este capítulo apresentará fundamentos e definições de processos em malha fechada para posterior estimação de modelos dinâmicos. Para identificação de um modelo da planta, um método de identificação da função de transferência de malha aberta, denominada de Método de Dois Estágios, será utilizado. O método permite estimar a função de transferência da planta de malha aberta, utilizando dados obtidos do processo operando em malha fechada.

2.1. Fundamentos de Sistemas Operando em Malha Fechada

Como proposto em Aström & Hägglund (2006), para um estudo detalhado de sistemas realimentados será considerado o diagrama em blocos apresentado na Figura 2.1. O controlador $C(s)$ é representado pelo bloco C , a planta $G(s)$ pelo bloco G , e controlador adicional $F(s)$, também conhecido como pré-filtro, é representado pelo bloco F .

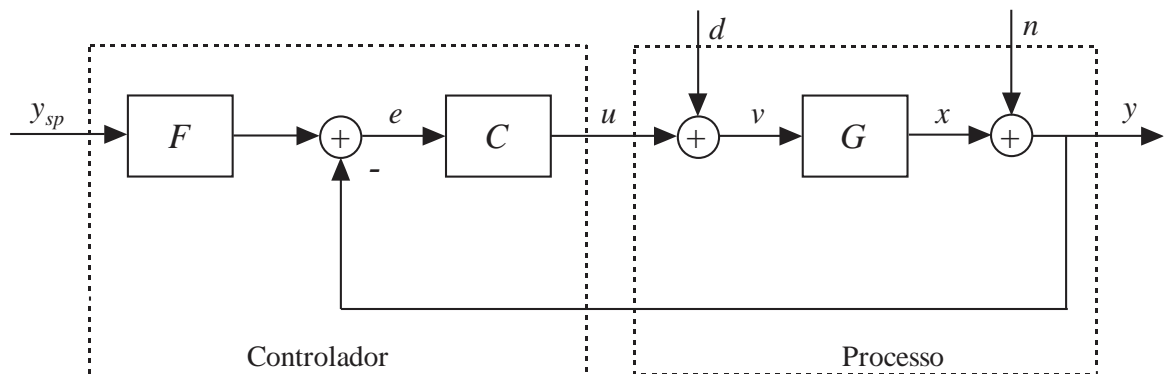


Figura 2.1– Diagrama de blocos de uma malha de realimentação básica tendo dois graus de liberdade. (Fonte: Adaptado Aström & Hägglund, 2006).

Para um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) ideal, tem-se:

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right),$$

$$F(s) = \frac{b + \frac{1}{sT_i} + scT_d}{1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d}. \quad (2.1)$$

onde, b , c , K_p , T_i e T_d são os parâmetros dos controladores $C(s)$ e $F(s)$.

O sinal u é o sinal de controle, e o sinal x é a variável a ser regulada. Informações sobre x são obtidas do sinal do sensor y , o qual, por sua vez é corrompido pelo ruído e . O sinal d representa um distúrbio de carga, que tende a mudar o ponto de operação do sistema.

Um controlador de dois graus de liberdade é obtido determinando-se as funções de transferência C e F . O controlador tem por finalidade regular a variável de processo x em seu valor de *set-point* y_{sp} , a despeito de incertezas no processo, ruídos de medição e distúrbios de carga. Com esses dois graus de liberdade, C garantiria o comportamento transitório desejado para a saída do sistema, enquanto que F poderia ser empregado para garantir outras especificações como erro de regime nulo, por exemplo. Outra finalidade de F seria cancelar polos indesejáveis de G que não pudessem ser afetados por C (Aström & Hägglund, 2006).

A presença de ruídos é geralmente prejudicial e, no caso de sistemas realimentados, é importante se certificar de que a intensidade do ruído não seja amplificada pelo controlador, de modo a causar variações de grande intensidade nas variáveis do processo. Uma vez que o modelo do processo é obtido por uma aproximação, sendo, portanto, impreciso, é desejável que o comportamento do sistema em malha fechada seja pouco sensível a variações nos parâmetros do processo.

2.1.1. Relações Fundamentais

Com base na Figura 2.1, a malha de realimentação é influenciada por três sinais externos, o *set-point* y_{sp} , distúrbio de carga d , e o ruído e , e existem pelo menos três sinais x , y , e u que são de interesse para o controle. Isso significa que existem nove relações entre os sinais de entrada e saída. Assim, desde que o sistema seja linear, essas relações podem ser expressas em termos de funções de transferência. Considerando X , Y , U , D , E , e Y_{sp} as transformadas de Laplace de x , y , u , d , e , e y_{sp} , respectivamente, as relações obtidas a partir do diagrama de blocos da Figura 2.1 das variáveis acima são:

$$\begin{aligned} X &= \frac{GCF}{1+GC} Y_{sp} + \frac{G}{1+GC} D - \frac{GC}{1+GC} E, \\ Y &= \frac{GCF}{1+GC} Y_{sp} + \frac{G}{1+GC} D + \frac{1}{1+GC} E, \\ U &= \frac{CF}{1+GC} Y_{sp} - \frac{GC}{1+GC} D - \frac{C}{1+GC} E. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Quando $F = 1$, caso de realimentação do erro puro, todas as ações de controle são baseadas apenas na diferença entre o sinal de referência e o sinal de realimentação. Nesse caso, somente

quatro das funções de transferência de malha fechada em (2.2) são necessárias para descrever como o sistema reage ao distúrbio de carga e ao ruído medido (Aström & Hägglund, 2006). Esse conjunto de funções de transferência de malha fechada é o seguinte:

$$\begin{aligned} \frac{GC}{1+GC}, & \quad \frac{G}{1+GC}, \\ \frac{C}{1+GC}, & \quad \frac{1}{1+GC}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.1.2. A Função Sensibilidade

Das funções de transferência elencadas na equação (2.3), são de particular interesse, a função de transferência de sensibilidade complementar $T(s)$ e a função de transferência de sensibilidade $S(s)$, representadas, respectivamente, por T e S , e definidas como segue:

$$T = \frac{GC}{1+GC}, \quad (2.4)$$

$$S = \frac{1}{1+GC}, \quad (2.5)$$

Cuja relação fundamental entre elas é dada pela seguinte propriedade

$$S + T = 1. \quad (2.6)$$

As funções de transferência S e T , refletem características interessantes do sistema em malha fechada, tais como robustez a variações no processo em malha aberta, essas e outras propriedades serão abordadas nas seções que se seguem.

2.1.3. Pequenas Variações no Processo e a Função Sensibilidade

Será investigado o quão sensível é a resposta do sistema a mudanças de *set-point* para pequenas variações no processo. Da equação (2.2) a função de transferência de um determinado ponto de operação para variável do processo é:

$$G_{xy_{sp}} = G_{yy_{sp}} = \frac{GCF}{1+GC}. \quad (2.7)$$

Considere $G_{xy_{sp}}$ como uma função da função de transferência da planta G . Diferenciando com relação a G tem-se:

$$\frac{dG_{xy_{sp}}}{dG} = \frac{CF}{1+GC} - \frac{GC^2F}{(1+GC)^2} = \frac{CF}{(1+GC)^2} = \frac{1}{1+GC} \frac{CF}{1+GC}. \quad (2.8)$$

Conseqüentemente,

$$\frac{dG_{xy_{sp}}}{G_{xy_{sp}}} = \frac{1}{1+GC} \frac{dG}{G} = S \frac{dG}{G}. \quad (2.9)$$

Note que a relação $dG_{xy_{sp}}/G_{xy_{sp}}$ pode ser interpretada como uma taxa de variação na função de transferência $G_{xy_{sp}}$. Assim, analisando a equação (2.9) conclui-se que, o erro relativo na função de transferência de malha fechada $G_{xy_{sp}}$ é igual ao produto da função sensibilidade e o erro relativo na planta. Para frequências onde o módulo da função sensibilidade é pequeno, tem-se um sistema em malha fechada pouco sensível a variações na planta, o que justifica o uso de sistemas em malha fechada. A equação (2.9) é um dos motivos porque S é chamado de função sensibilidade (Aström & Hägglund, 2006).

2.1.4. Atenuação de Perturbação

Uma questão fundamental é como as flutuações nas variáveis do processo são influenciadas pela realimentação. Considere a situação mostrada na Figura 2.2, onde a mesma perturbação de carga age na planta G em malha aberta e na planta G em malha fechada com o controlador C .

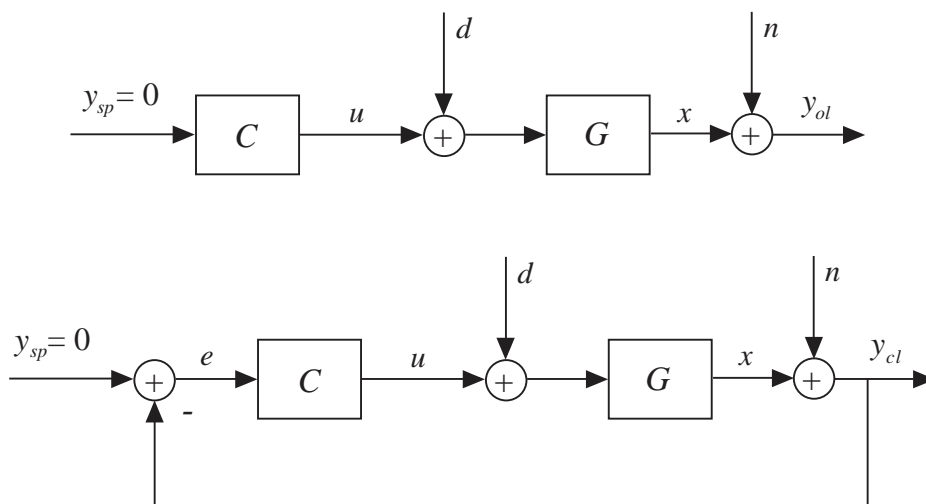


Figura 2.2 – Diagrama em blocos dos sistemas de malha aberta e malha fechada sujeitos a uma mesma perturbação.

(Fonte: Adaptado Aström & Hägglund, 2006).

Considere y_{ol} a saída do sistema em malha aberta, e y_{cl} a saída do sistema em malha fechada. Tendo a seguinte relação entre as transformadas de Laplace dos sinais, como segue:

$$\frac{Y_{cl}(s)}{Y_{ol}(s)} = \frac{1}{1 + G(s)C(s)} = S(s). \quad (2.10)$$

Distúrbios com frequência ω tal que $|S(i\omega)| < 1$, são assim atenuados pela realimentação, mas distúrbios tal que $|S(i\omega)| > 1$ são amplificados pela realimentação. Assim um gráfico da razão das amplitudes de S , mostra imediatamente o efeito da realimentação.

Uma vez que a sensibilidade depende apenas da função de transferência de malha (equação característica), ela pode ser visualizada no gráfico de Nyquist, como observado na Figura 2.3. O número complexo $1 + G(s = j\omega)C(s = j\omega)$ pode ser representado como o vetor a partir do ponto -1 ao ponto $G(s = j\omega)C(s = j\omega)$ na curva de Nyquist. Assim a função sensibilidade é menor do que 1 para todos os pontos fora do círculo de raio unitário e centro em -1 , e, portanto, distúrbios dessa frequência são atenuados pela realimentação.

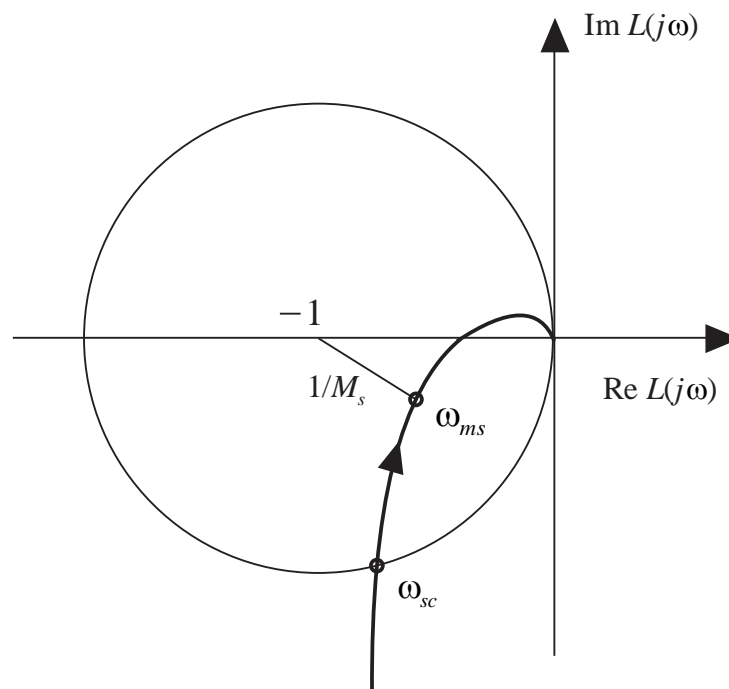


Figura 2.3 – Gráfico de Nyquist para a função de transferência de *Loop* (Fonte: Aström & Hägglund, 2006).

Da Figura 2.3 observa-se que, a frequência de máxima sensibilidade, ω_{ms} , é a frequência onde a função de transferência de sensibilidade tem seu maior valor. Todos os pontos internos ao círculo, com centro em -1 , têm o módulo da função de transferência de sensibilidade maior do que 1.

O menor valor de frequência na qual o valor da magnitude da função de transferência de sensibilidade $|S(j\omega)|$, assume magnitude igual a 1, é chamada frequência de *crossover* de sensibilidade ω_{sc} , cujo valor é dado por meio da seguinte relação:

$$M_s = \max_{\omega} |S(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + G(j\omega)C(j\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + G_l(j\omega)} \right|, \quad (2.11)$$

onde M_s é chamada de a máxima sensibilidade, conhecida como o pior caso de amplificação da perturbação. A sensibilidade não pode ser arbitrariamente pequena. A seguinte relação garante isso sobre condições razoavelmente gerais em sistemas estáveis (Aström & Hägglund, 2006).

$$\int_0^{\infty} \log |S(j\omega)| d\omega = 0. \quad (2.12)$$

Essa relação é muito importante e é chamada de integral de Bode. Em outras palavras essa integral diz que, se a função sensibilidade é reduzida para uma frequência, aumenta em outra frequência. A realimentação pode assim, redistribuir a atenuação de distúrbios para frequências diferentes, mas não pode reduzir os efeitos das perturbações para todas as frequências (Aström & Hägglund, 2006).

Sabendo que flutuações aleatórias podem ser modeladas por uma densidade espectral de potência, e que para um sistema sem controlador a densidade espectral é $\phi(\omega)$, e com a adição de um controlador a densidade espectral torna-se $|S(i\omega)|^2 \phi(\omega)$. A razão entre o quadrado da variância do sistema em malha fechada com o quadrado da variância do sistema em malha aberta é dada por (Aström & Hägglund, 2006):

$$\frac{\sigma_{cl}^2}{\sigma_{ol}^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 \phi(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} \phi(\omega) d\omega}. \quad (2.13)$$

2.1.5. Margem de Estabilidade e Sensibilidade Máxima

Note que $|1 + G(s = j\omega)C(s = j\omega)|$ é a distância a partir de um ponto na curva de Nyquist da função de transferência de malha para o ponto -1. A menor distância a partir da curva de Nyquist da função de transferência de malha ao ponto crítico -1, é dado por $1/M_s$, que é igual

à margem de estabilidade s_m . A máxima sensibilidade pode assim servir como margem de estabilidade (Aström & Hägglund, 2006).

2.2. Método de Dois Estágios

Um dos métodos de identificação em malha fechada que fazem uso da função sensibilidade S , é o Método de Dois Estágios apresentado em Van den Hof & Schrama (1993). O método de identificação de Dois Estágios é uma tentativa de lidar com um maior número de problemas de identificação em malha fechada.

Esse método evita obter complicados conjuntos de modelos paramétricos, além de não exigir conhecimento da dinâmica do controlador C . Como sugere o próprio nome, o método é composto de dois estágios consecutivos de identificação, que podem ser realizados usando métodos convencionais de identificação em malha aberta.

2.2.1. Método da Filtragem- u

Uma das formas de aplicação do Método de Dois Estágios é obtendo um sinal de entrada u o mais livre possível dos ruídos e perturbações no sistema, que evidentemente poderiam prejudicar o processo de identificação, a essa variante do método, chama-se Método de Filtragem- u .

Inicialmente considera-se o arranjo experimental de malha fechada do sistema, como apresentado na Figura 2.4. Nesse primeiro momento, serão apresentados os passos para identificação em um sistema SISO, como descrito em Van den Hof & Schrama (1993).

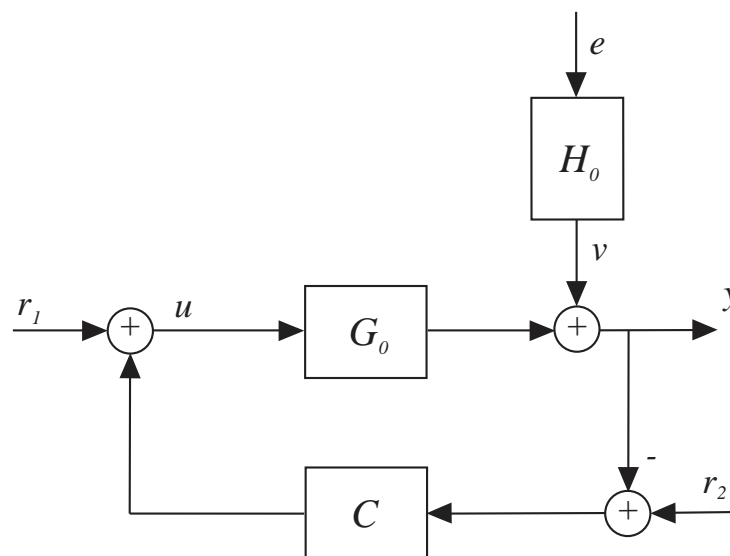


Figura 2.4 – Sistema em malha fechada. (Fonte: Adaptado Van den Hof & Schrama, 1993).

Considera-se um sinal externo r mensurável, determinístico, e persistentemente excitado decorrelacionado do ruído e , e que a planta G_0 é estável em malha aberta. Na Figura 2.4 obtêm-se as expressões para o sinal de saída y e sinal de controle u , conforme apresenta as seguintes relações:

$$y(t) = G_0(q)u(t) + H_0(q)e(t), \quad (2.14)$$

$$u(t) = C(q)[r_2(t) - y(t)] + r_1(t). \quad (2.15)$$

Em seguida, substituindo a equação (2.14) na equação (2.15), tem-se:

$$u(t) = C(q)[r_2(t) - G_0(q)u(t) - H_0(q)e(t)] + r_1(t). \quad (2.16)$$

Inicialmente não se tem interesse em separar os efeitos dos sinais de referência r_1 e r_2 , e assim considera-se um sinal r equivalente dado por,

$$r(t) := r_1(t) + C(s)r_2(t), \quad (2.17)$$

onda a equação (2.16) torna-se:

$$u(t) = -C(q)G_0(q)u(t) - C(q)H_0(q)e(t) + r(t), \quad (2.18)$$

isolando $u(t)$ na equação (2.18), tem-se:

$$u(t)(1 + C(q)G_0(q)) = -C(q)H_0(q)e(t) + r(t). \quad (2.19)$$

Reescrevendo a equação (2.19), tem-se:

$$u(t) = -\frac{1}{(1 + C(q)G_0(q))} C(q)H_0(q)e(t) + \frac{1}{(1 + C(q)G_0(q))} r(t). \quad (2.20)$$

Na expressão acima, observa-se a função sensibilidade definida na equação (2.5), assim a equação (2.20) é reescrita como a seguir,

$$u(t) = S_0(q)r(t) - S_0(q)C(q)H_0(q)e(t). \quad (2.21)$$

Desde que r e e sejam sinais decorrelacionados (não se correlacionam), e que u e r sejam disponíveis por meio de medição, então é possível identificar a função sensibilidade S_0 da

equação (2.21), como se fosse um sistema em malha aberta (Van den Hof & Schrama, 1993). Como mencionado, usando as estratégias clássicas de identificação paramétrica, é possível identificar consistentemente S_0 , independente das contribuições do ruído na parcela $S_0(q)C(q)H_0(q)e(t)$ da equação (2.21). Com este propósito considere a seguinte estrutura de modelo, conforme apresentado na seguinte relação:

$$u(t) = S(q, \beta)r(t) + R(q, \gamma)\varepsilon_u(t), \quad \text{onde } \beta \in B \subset \mathfrak{R}^{d_\beta}, \gamma \in \Gamma \subset \mathfrak{R}^{d_\gamma}, \quad (2.22)$$

onde, $S(q, \beta)$ e $R(q, \gamma)$ são funções de transferência racionais parametrizadas independentes, e adequadamente obtidas por estimadores, cujos parâmetros reais β e γ estão contidos nos seus respectivos conjuntos de valores admissíveis, B e Γ ; $\varepsilon_u(t)$ é o erro de predição de $u(t)$ um instante a frente. A estimativa $S(q, \hat{\beta}_N)$ de $S_0(q)$ é determinado pelo critério de mínimos quadrados do erro de predição baseado em $\varepsilon_u(t)$, dado pela seguinte relação,

$$\hat{\beta}_N = \arg_{\beta} \min_{\beta, \gamma} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon_u(t)^2. \quad (2.23)$$

A consistência de $S(q, \hat{\beta}_N)$ pode claramente ser alcançado quando $S_0 \in F := \{S(q, \beta) \mid \beta \in B\}$.

A primeira etapa do Método de Dois Estágios consiste exatamente na estimação da função sensibilidade S . Finalizada esta etapa, o próximo passo é estimar a função de transferência de malha aberta do sistema, usando uma estimativa do sinal de controle u descorrelacionado do ruído e .

Assim, dada à equação (2.21) e considerando a condição em que r e e são descorrelacionados, então é possível obter um sinal de controle, também descorrelacionado do ruído, usando a seguinte relação:

$$u^r(t) := S_0(q)r(t). \quad (2.24)$$

Substituindo a equação (2.21) na equação (2.14) e considerando a função sensibilidade definida na equação (2.5) obtém-se a relação entre \hat{u}^r e a saída y

$$y(t) = G_0(q)u^r(t) + S_0(q)H_0(q)e(t). \quad (2.25)$$

Desde que u^r e e sejam descorrelacionados e u^r disponível por medição, G_0 pode ser estimado usando técnicas de identificação de sistemas em malha aberta.

Porém sabe-se que, u^r não é conhecido, mas pode ser estimado usando a relação definida em (2.24) e o conhecimento prévio da função sensibilidade estimada,

$$\hat{u}^r(t) = S(q, \hat{\beta}_N)r(t). \quad (2.26)$$

Assim pode-se rescrever a equação (2.25), como:

$$y(t) = G_0(q)\hat{u}^r(t) + S_0(q)H_0(q)e(t) + G_0(q)[S_0(q) - S(q, \hat{\beta}_N)]r(t). \quad (2.27)$$

O segundo passo do processo consiste em aplicar um método de identificação padrão do erro de predição, o objetivo é identificar G_0 , então assim como na equação (2.22), tem-se um conjunto de modelos para G_0 dado por:

$$y(t) = G_0(q, \theta)\hat{u}^r(t) + W(q, \eta)\varepsilon_y(t), \quad \text{onde } \theta \in \Theta \subset \mathfrak{R}^{d_\theta}, \eta \in \Omega \subset \mathfrak{R}^{d_\eta}, \quad (2.28)$$

onde, $G_0(q, \theta)$ e $W(q, \eta)$ são parametrizados independentemente, cujos parâmetros reais θ e η estão contidos nos seus respectivos conjuntos de valores admissíveis, para todo $\theta \in \Theta \subset \mathfrak{R}^{d_\theta}$ e $\eta \in \Omega \subset \mathfrak{R}^{d_\eta}$. $\varepsilon_y(t)$ é o erro de predição de $y(t)$ um instante a frente. A estimativa $G_0(q, \hat{\theta}_N)$ de $G_0(q)$ é determinado pelo critério de mínimos quadrados do erro de predição baseado em $\varepsilon_y(t)$, dado pela seguinte relação:

$$\hat{\theta}_N = \arg_{\theta} \min_{\theta, \eta} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon_y(t)^2, \quad (2.29)$$

onde, $G_0(q, \hat{\theta}_N)$ para os parâmetros $\hat{\theta}_N$ obtidos converge para $G_0(q)$.

Deste modo, o método de Dois Estágios pode ser sumarizado pelo fluxograma apresentado na Figura 2.5. Na parte destacada pelo retângulo tracejado, Figura 2.5 (a), observa-se que, o primeiro passo do método, que consiste em estimar a função sensibilidade S , tem início, aplicando um sinal persistentemente excitado, gerado externamente (sinal degrau ou sinal SBPA) na entrada de referência r_2 , enquanto que a outra entrada, r_1 , permanece desligada, vide Figura 2.4. O sinal r_2 , sinal de excitação, e o sinal y , sinal de saída do processo em malha fechada, serão os sinais de entrada do algoritmo de identificação recursivo. Nesta etapa, o objetivo é obter uma boa estimativa da função sensibilidade complementar, T , e

consequentemente, da função sensibilidade S . Se uma boa estimativa de T não for obtida, a etapa de identificação deve ser repetida, e um novo modelo para T de ordem maior deve ser escolhido.

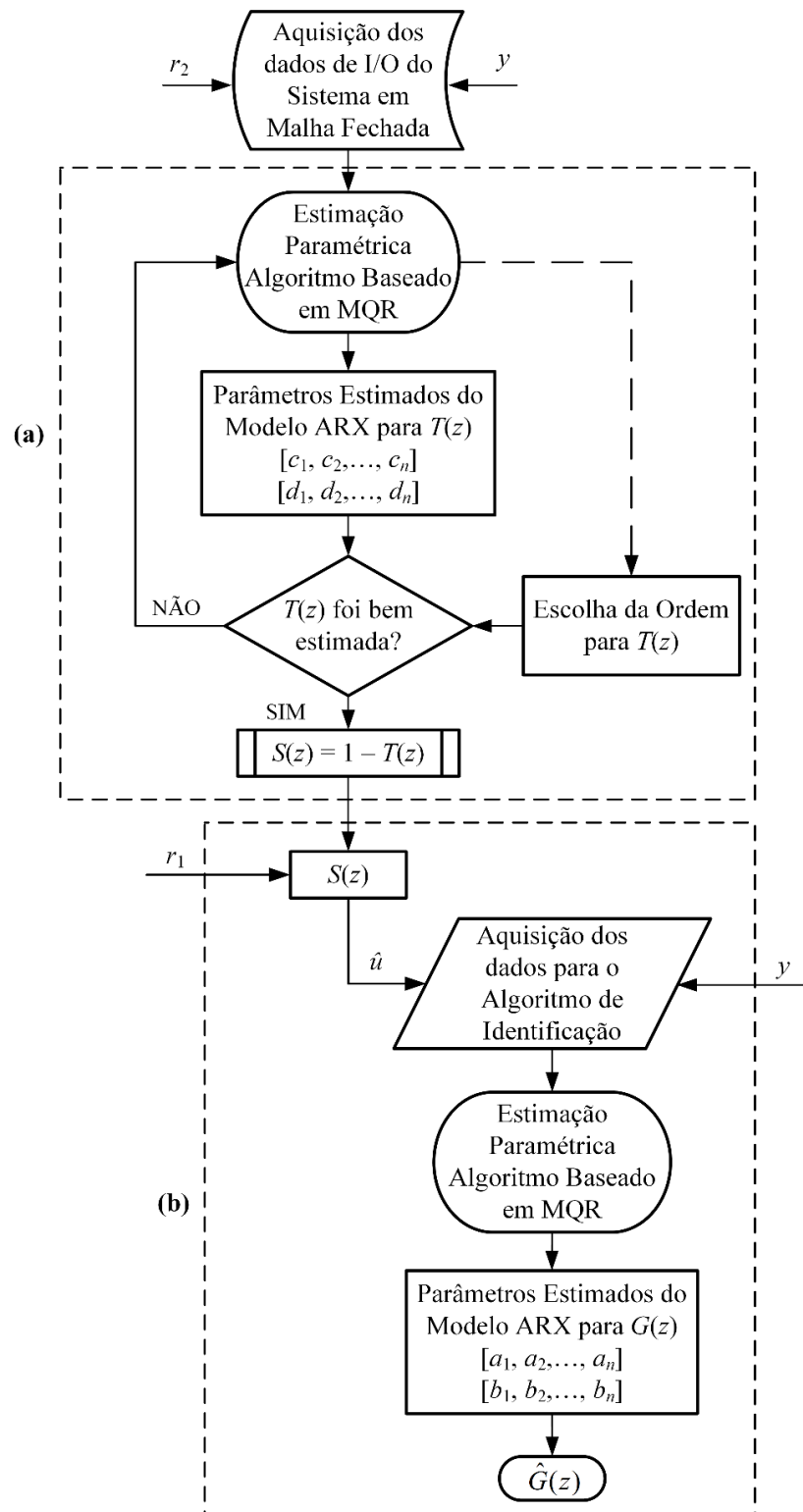


Figura 2.5 – Fluxograma para o Método de Dois Estágios. (a) Primeira etapa do método, estimação de S . (b) Segunda etapa do método, obtenção de \hat{u} para estimação de G .

Obtido um modelo bem estimado para função sensibilidade S , a partir de T , a segunda etapa do Método de Dois Estágios, consiste em estimar o sinal de entrada da planta u , a partir de S , vide Figura 2.5 (b). Nesta etapa do método, o sinal de excitação aplicado em r_2 , deve ser desligado e um sinal de excitação gerado externamente, do tipo degrau ou SBPA, deve ser aplicado na entrada r_1 . O sinal de entrada da planta que foi estimado, \hat{u} , e o sinal de saída do processo, y , serão utilizados como entrada do algoritmo de identificação baseado em MQR, ao final desta etapa, um modelo estimado da planta de malha aberta $\hat{G}(z)$, deve ser obtido.

Neste capítulo, foi apresentado o método de Dois Estágios, método utilizado para estimação da função de transferência de malha aberta de uma planta operando em malha fechada, sob atuação de um controlador. O método se resume em desdobrar a identificação de um processo em malha fechada, em duas etapas de identificação em malha aberta, para estimação de um modelo paramétrico da planta em malha aberta. Uma análise das equações foi obtida através de diagrama de blocos, e um fluxograma foi apresentado para condensar o método. No próximo capítulo, serão realizados os testes, para validação em simulação do método proposto neste trabalho.

TESTES DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS UTILIZANDO O MÉTODO DE DOIS ESTÁGIOS

Neste capítulo, o Método de Dois Estágios será aplicado em modelos de plantas de primeira e de segunda ordem, sob a ação de controladores projetados por diferentes técnicas de controle. Será proposto nos testes de simulação, a variação da magnitude do sinal do ruído, além de testes simulando perturbação de carga ao processo em malha fechada, o objetivo é analisar a robustez da metodologia pela precisão dos modelos estimados.

3.1. Testes de Identificação em Plantas de Primeira Ordem com Ruído

Testes para estimação da função de transferência de malha aberta, em sistemas operando em malha fechada, usando o Método de Dois Estágios, apresentado no Capítulo 2, serão realizados. O objetivo desta seção é, além de validar a metodologia proposta, qualificar a precisão dos modelos estimados para diferentes intensidades do sinal ruído.

3.1.1. Adição de Ruído no Processo e Filtragem-u

O ruído no processo é um sinal de perturbação $v(t)$ gerado pela parcela $v(t) = H_0(q)e(t)$ da equação (2.14), com $e(t)$ do tipo ruído branco, ou seja, tem um tempo de correlação igual a zero, densidade espectral de potência plana para toda faixa de frequência e energia infinita. Para os testes de simulação, será utilizado o bloco *Band-Limited White Noise* da biblioteca Matlab/Simulink. O valor base do desvio padrão, adotado nos testes de simulação, para o ruído, é de 0,01261, que equivale, aproximadamente, a uma variação de $\pm 1,2\%$ em torno do valor médio do sinal utilizado para os testes de identificação. O desvio padrão é calculado pela seguinte equação,

$$\delta = \sqrt{\frac{P}{t_c}}, \quad (3.1)$$

onde P é a potência do ruído e t_c é o tempo de correlação que representa a taxa de amostragem do bloco ruído branco. A equação para o cálculo do tempo de correlação é dado por,

$$t_c = \frac{1}{100} \frac{2\pi}{\omega_{\max}}, \quad (3.2)$$

onde ω_{\max} é a frequência máxima em rad/s, que representa a largura de banda do sistema. Como os sinais de referência $r(t)$ (r_1 e r_2) são gerados externamente, estes sinais são supostamente descorrelacionados do ruído e , e, portanto, serão utilizados no método de identificação de Dois Estágios, para excitar a dinâmica dominante do processo.

Como discutido no capítulo anterior, o método utilizado nos testes de simulação, será o Método de Dois Estágios, baseado na Filtragem- u . O método consiste em obter um sinal de entrada da planta, u , descorrelacionado do sinal do ruído e , a partir da estimação da função sensibilidade S , usando a equação (2.24). Na presente seção, o método será descrito em simulação e os resultados comparados qualitativamente e quantitativamente.

3.1.2. Teste de Simulação para o Método de Dois Estágios

Para validação da metodologia, será inicialmente proposto, a utilização de um modelo de primeira ordem para a planta de malha aberta, que opera em malha fechada sob ação de um controlador PI. A função de transferência da planta de malha aberta é apresentada a seguir:

$$G_0(s) = \frac{2}{s+1}, \quad (3.3)$$

cujo ganho estático é igual a 2,0, e a constante de tempo é unitária.

Em malha fechada, deseja-se obter um sistema com constante de tempo em torno de $\tau = 0,2$ s, além de apresentar erro de regime nulo. Para o projeto do controlador PI será utilizada a técnica de cancelamento de polos, e controlador na forma

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (3.4)$$

onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho do integrador. Substituindo-se $G(s)$, equação (3.3), e $C(s)$, equação (3.4), na função de transferência de malha fechada $T(s)$, dada por:

$$T(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}. \quad (3.5)$$

Obtém-se a relação,

$$T(s) = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{2}{s+1}\right)}{1 + \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right)\left(\frac{2}{s+1}\right)} \rightarrow T(s) = \frac{K_i \left(\frac{K_p / K_i s + 1}{s}\right)\left(\frac{2}{s+1}\right)}{1 + K_i \left(\frac{K_p / K_i s + 1}{s}\right)\left(\frac{2}{s+1}\right)}. \quad (3.6)$$

Para o cancelamento de polos, o zero do controlador deverá ser selecionado de modo a cancelar o polo da planta em malha aberta. Assim $(K_p / K_i)s + 1 = 1,0s + 1$, e a relação entre os ganhos será $(K_p / K_i) = \tau$. Desenvolvendo-se a equação (3.6), tem-se que,

$$T(s) = \frac{2 \frac{K_i}{s}}{1 + 2 \frac{K_i}{s}} \rightarrow T(s) = \frac{1}{\frac{1}{2K_i} s + 1}. \quad (3.7)$$

Como a constante de tempo desejada é $\tau = 0,2$ s, obtêm-se então os ganhos do controlador PI na forma da equação (3.8),

$$C(s) = 2,5 + \frac{2,5}{s}. \quad (3.8)$$

A lei de controle PI obtida na equação (3.8) é discretizada, utilizando-se o método de Tustin (transformação bilinear) cuja aproximação entre z e s é

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T(1 + z^{-1})}, \quad (3.9)$$

onde T é o período de amostragem.

Substituindo a equação (3.9) na equação (3.8), obtêm-se a lei de controle digital na forma,

$$C(z^{-1}) = \frac{2,5125 - 2,4875z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (3.10)$$

Na Figura 3.1 apresentam-se tanto a resposta ao degrau para a planta em malha aberta, linha sólida em azul, quanto para o sistema em malha fechada, linha tracejada verde. Observa-se na Figura 3.1 que o controlador atendeu as especificações de projeto. Como discutido anteriormente, a proposta é identificar um modelo da planta em malha fechada independente do conhecimento do controlador.

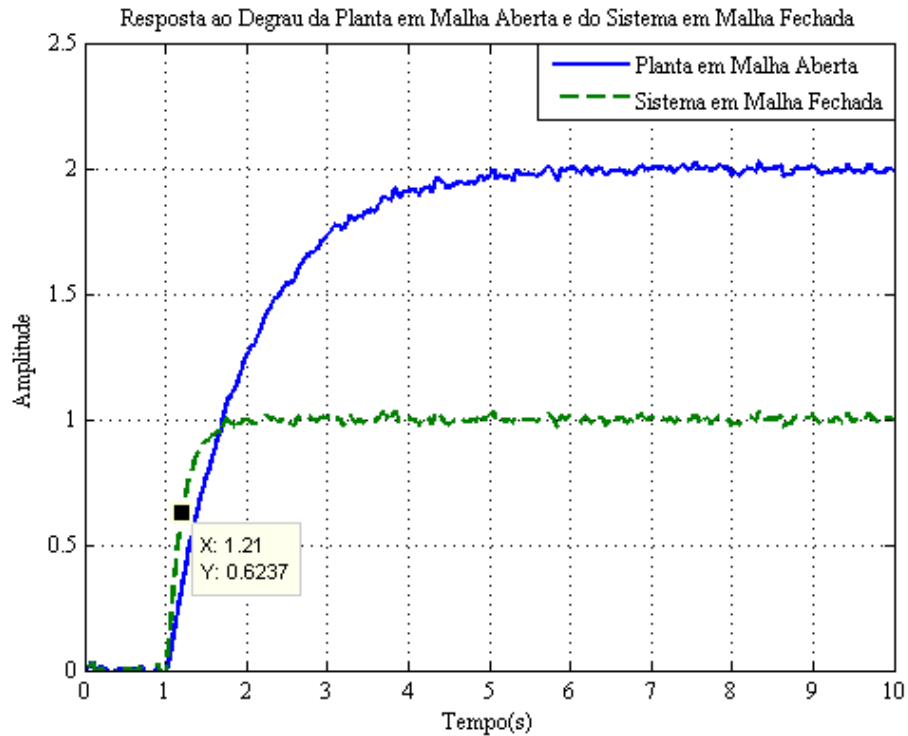


Figura 3.1 – Resposta ao degrau do sistema de 1º ordem sob ação do controlado PI.

a) Primeiro passo do Método de Dois Estágios

Como mencionado no capítulo anterior, o primeiro passo do Método de Dois Estágios, consiste em obter uma boa aproximação para a função sensibilidade do sistema em malha fechada. Deste modo, será considerado um sinal do tipo degrau na entrada de referência r_2 , mantendo $r_1 = 0$. Como r_2 é gerado externamente, este sinal é, portanto, decorrelacionado do sinal de ruído e , como apresentado na Figura 3.2 (e diagrama de blocos em Matlab/Simulink na seção Apêndice). E, considerando-se que, o sinal de saída y , pode ser obtido por medição, a estimativa da função sensibilidade complementar $T(s)$ obtida, utilizando os sinais r_2 e y como entrada do algoritmo do estimador de MQR é:

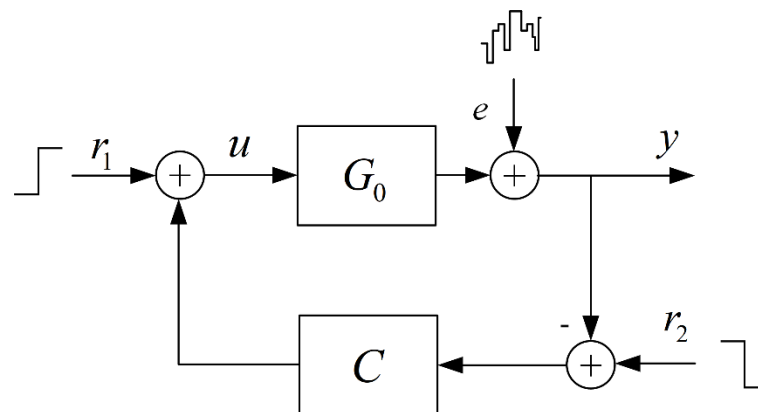


Figura 3.2 – Sistema em malha fechada. (Fonte: Adaptado Van den Hof & Schrama, 1993).

$$T(s) = \frac{0,9987}{0,1857s + 1}. \quad (3.11)$$

E, considerando-se a relação fundamental entre função de transferência de malha fechada (função sensibilidade complementar $T(s)$) e a função sensibilidade $S(s)$, dada pela equação (2.6), obtém-se a função sensibilidade por meio da seguinte relação:

$$S(s) = \frac{s + 0,0068}{s + 5,385}. \quad (3.12)$$

A Figura 3.3 apresenta as curvas de magnitude da resposta em frequência para os modelos obtidos para a função de transferência de malha fechada e a função sensibilidade, onde é possível observar a relação complementar entre elas.

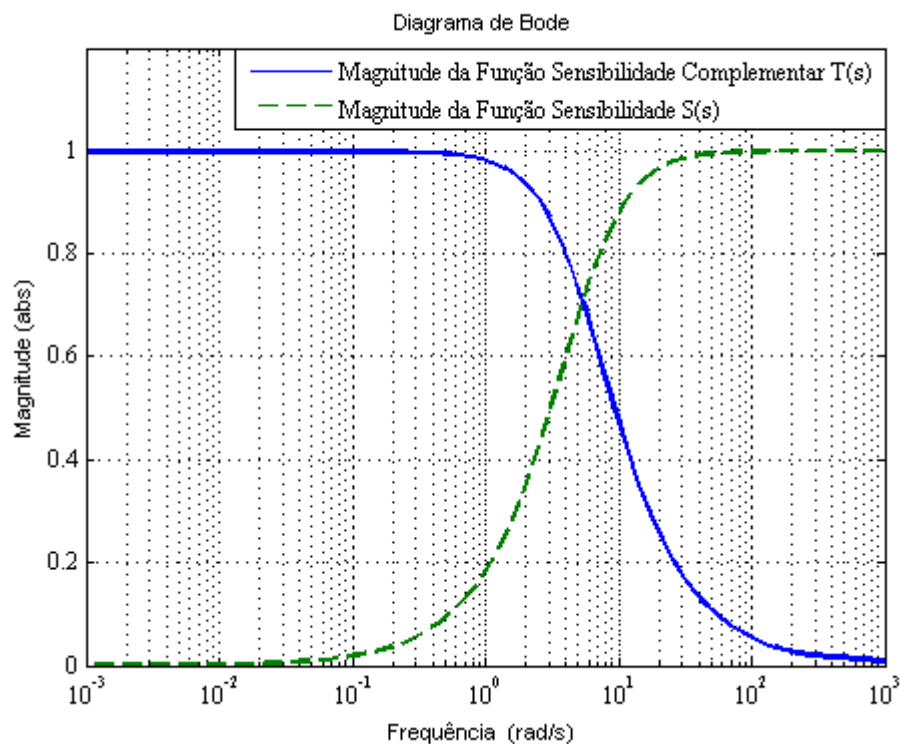


Figura 3.3 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$.

Estimado um modelo adequado para a função sensibilidade $S(s)$, a próxima etapa é obter uma estimativa do sinal de controle u descorrelacionado do ruído e , denominado de \hat{u}' , utilizando a equação (2.24).

b) Segunda etapa do Método de Dois Estágios

Nesta etapa, o sinal degrau unitário, aplicado na entrada de referência r_2 , será desligado ($r_2 = 0$), e um sinal persistente do tipo degrau unitário será aplicado, agora, na entrada r_1 , ver Figura 3.2. Como o sinal degrau unitário aplicado na entrada r_1 é gerado externamente, este sinal é, portanto, descorrelacionado do sinal ruído e , deste modo, o sinal r_1 é utilizado para estimar o sinal u descorrelacionado do ruído e , \hat{u}^r , através da função sensibilidade S , estimada na primeira etapa do método, usando a equação (2.26). A Figura 3.4 apresenta o sinal medido, u , sem o valor médio, bem como sua estimativa descorrelacionada do ruído \hat{u}^r . Como observado, uma boa estimação da função sensibilidade $S(s)$ possibilitou obter, uma boa estimação de u , mesmo na presença de ruídos.

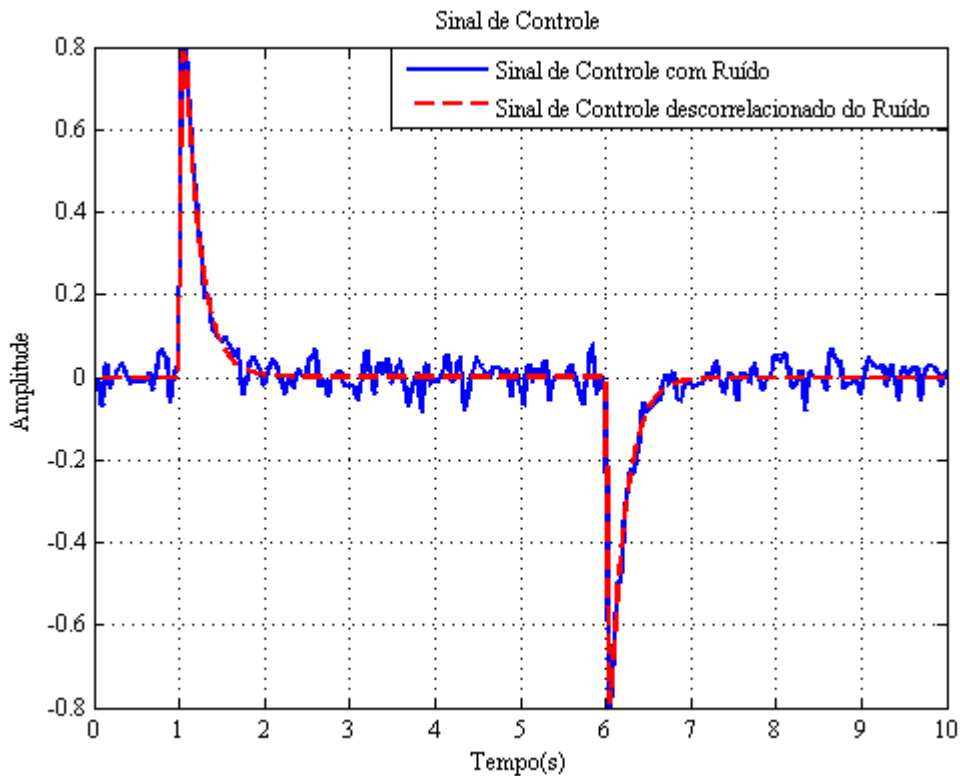


Figura 3.4 – Comparação entre o sinal real de entrada da planta e o sinal estimado usando $S(s)$.

Na segunda etapa do Método de Dois Estágios, a estimativa do sinal de controle descorrelacionada do ruído \hat{u}^r , bem como o sinal y , medido na saída do sistema, serão utilizadas para estimação do modelo da função de transferência de malha aberta \hat{G}_0 . Deste

modo, a função de transferência de malha aberta estimada no domínio de tempo discreto, usando MQR é dada como a seguir,

$$\hat{G}_0(z^{-1}) = \frac{0,02157z^{-1}}{1 - 0,9889z^{-1}}. \quad (3.13)$$

A convergência da estimativa dos parâmetros a e b do modelo apresentado na equação (3.13), são apresentados na Figura 3.5. Pode-se observar uma convergência suave dos parâmetros. Os valores dos desvios padrões dos parâmetros ficaram sempre abaixo de 10^{-6} .

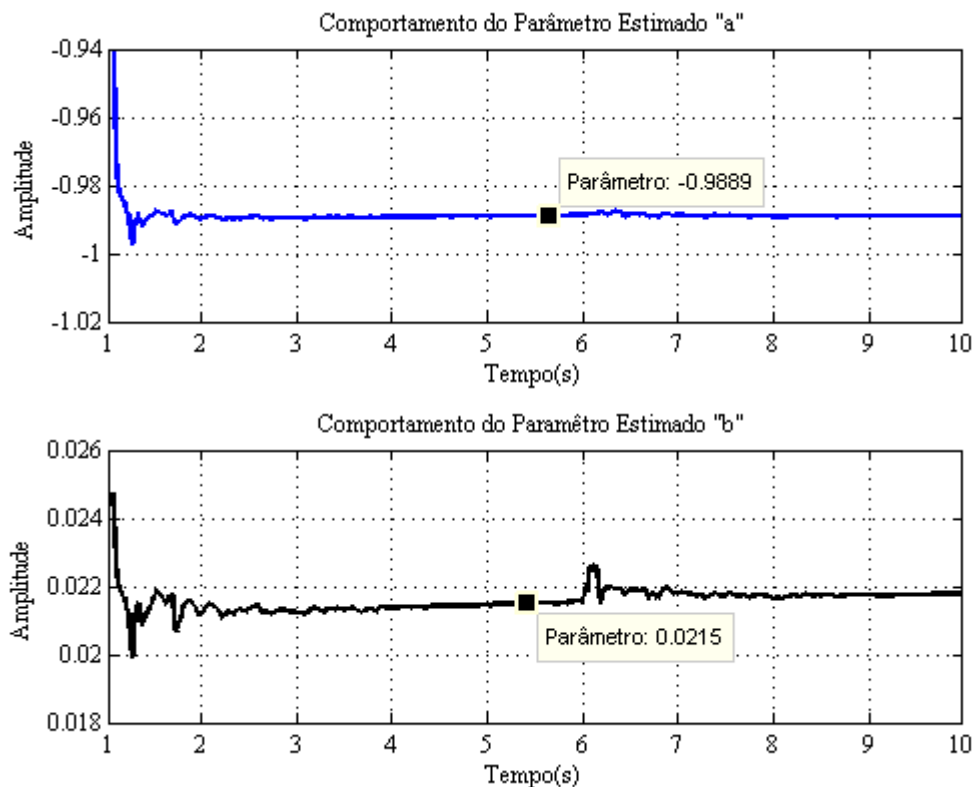


Figura 3.5 – Comportamento dos parâmetros a e b .

Utilizando-se o mapeamento inverso da discretização de Euler a seguinte estimativa foi obtida para $\hat{G}_0(s)$,

$$\hat{G}_0(s) = \frac{1,995}{0,9282s + 1}, \quad (3.14)$$

pode-se observar que o método permitiu obter uma estimativa relativamente precisa dos valores reais dos parâmetros com um erro relativo percentual de 0,25% de erro no valor do ganho estático e 7,18% de erro relativo percentual para a constante de tempo. Para fins de comparação, a Figura 3.6 e a Figura 3.7 apresentam a resposta ao degrau e a resposta em frequência do sistema real e do modelo identificado.

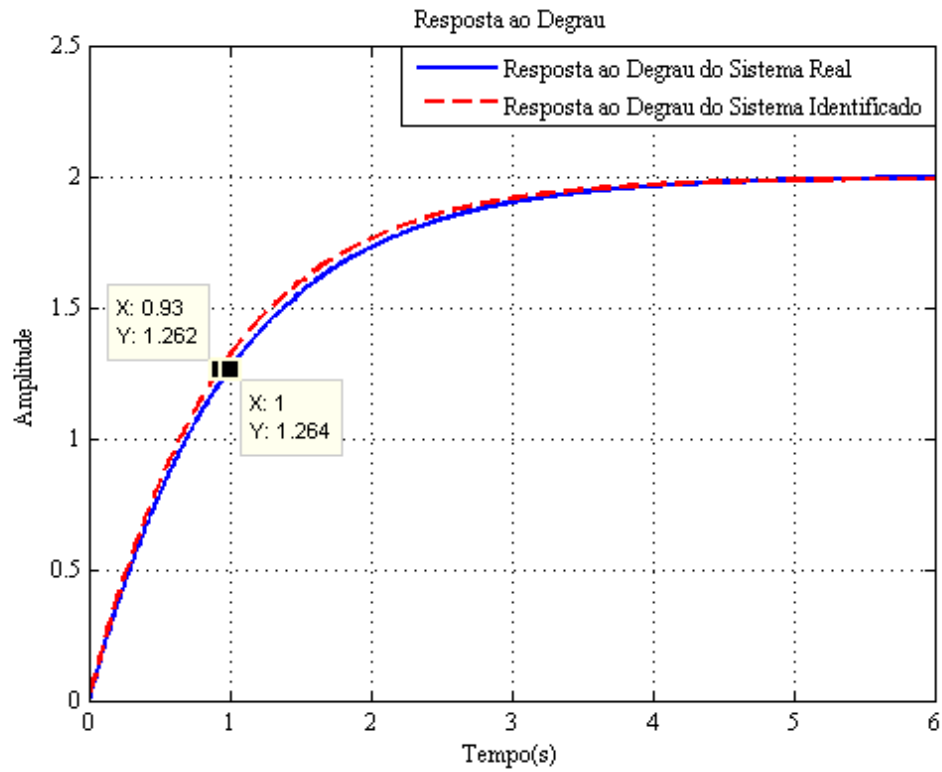


Figura 3.6 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado.

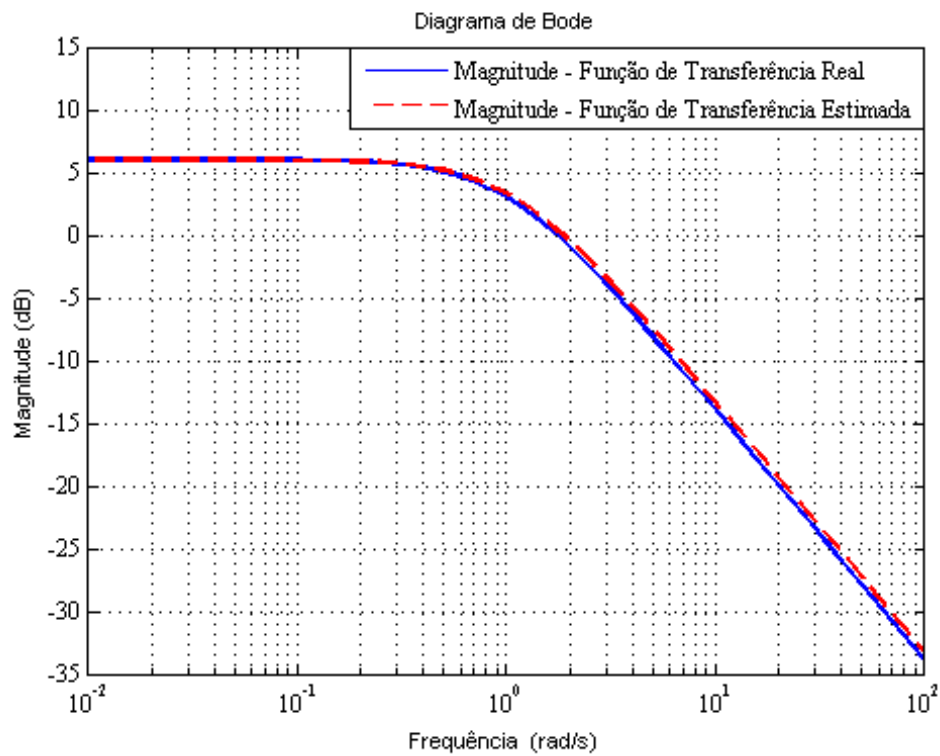


Figura 3.7 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do modelo estimado.

Na Figura 3.6 e na Figura 3.7, observa-se uma boa aproximação entre a planta real de malha aberta considerada na simulação, e o correspondente modelo estimado pelo Método de Dois Estágios.

A Figura 3.7 representa uma comparação entre os modelos através de análise da magnitude da resposta em frequência. A análise de modelos identificados utilizando resposta em frequência, nos permite comparar o comportamento de modelos estimados com modelos reais em várias frequências, sendo, portanto, uma boa alternativa para qualificar a técnica proposta. Os resultados das simulações mostraram que o modelo da função de transferência de malha aberta do sistema, foi bem estimado, inclusive, para altas frequências.

3.1.3. Sistema em Malha Fechada utilizando Sinal Ruído de Baixa Potência

Nesta etapa foi utilizado um sinal ruído de menor potência com desvio padrão igual a 0,00399 aplicado na malha de realimentação. Os testes subsequentes foram realizados para avaliação do Método de Dois Estágios nesta nova condição.

Seguindo os mesmos procedimentos da subseção 3.1.2(a), uma estimativa da função sensibilidade complementar $T(s)$ é obtida, usando os sinais r_2 e y como entrada do algoritmo de identificação baseado nos MQR. E, da relação apresentada na equação (2.6), é obtido a função sensibilidade estimada $S(s)$. Assim, $T(s)$ e $S(s)$ são respectivamente,

$$T(s) = \frac{0,998}{0,1885s + 1}, \quad (3.15)$$

$$S(s) = \frac{s + 0,01084}{s + 5,306}.$$

A Figura 3.8 apresenta a magnitude da resposta em frequência para $T(s)$ e $S(s)$. Observa-se novamente, a relação complementar entre elas. E a Figura 3.9, compara o sinal de entrada da planta u na presença do ruído, e o sinal estimado \hat{u}^r descorrelacionado do ruído.

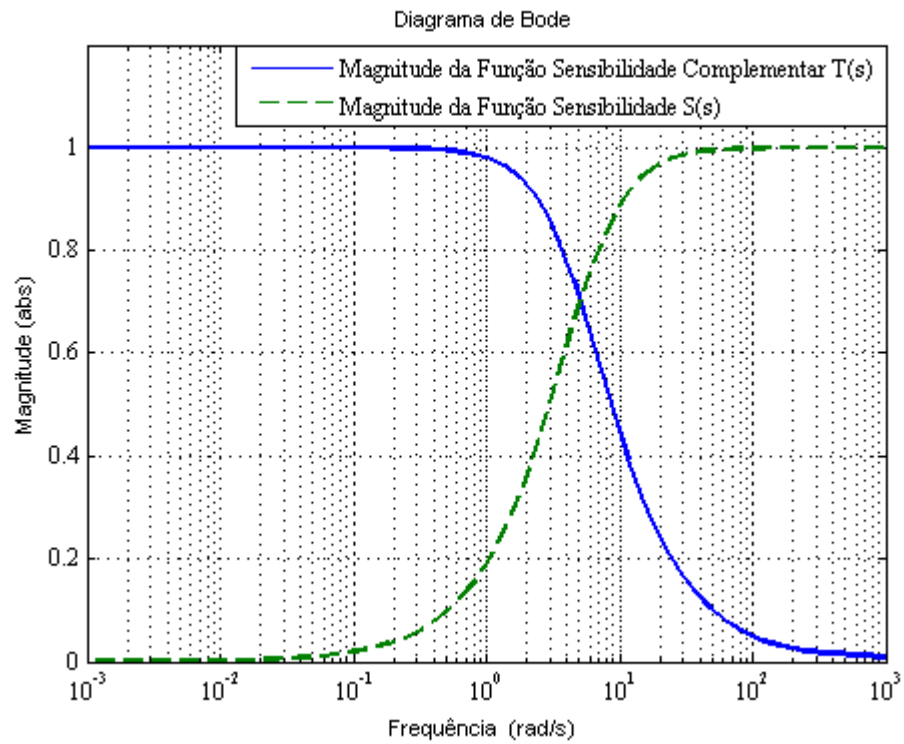


Figura 3.8 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$.

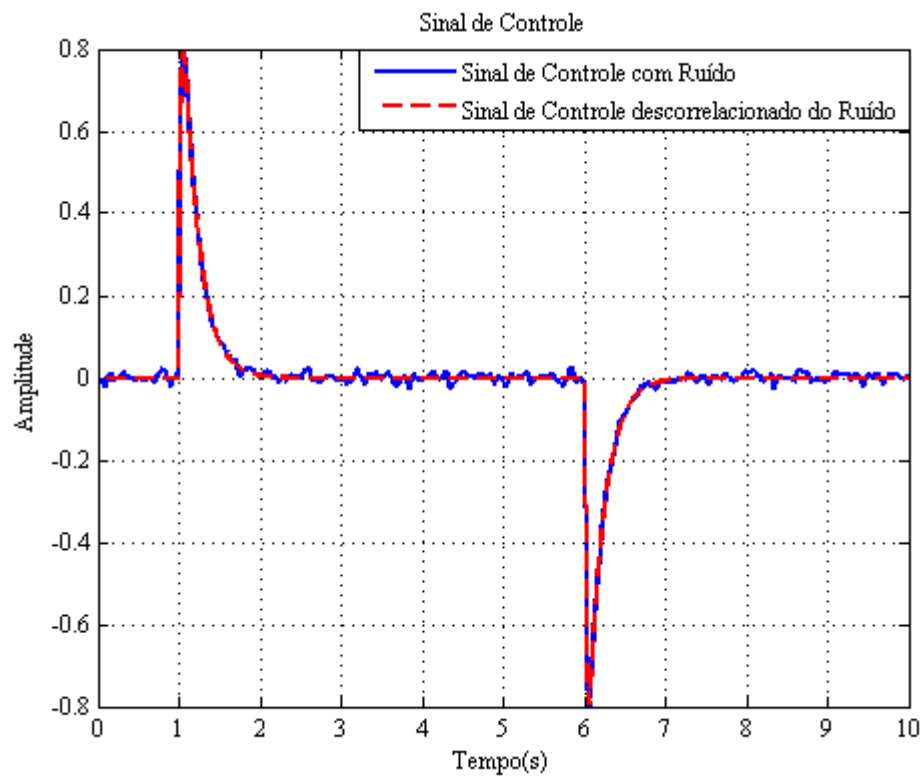


Figura 3.9 – Comparação entre o sinal real de entrada da planta e o sinal estimado usando $S(s)$.

Dada a menor intensidade do ruído, que interfere não apenas no sinal de controle u , mas também na saída do sistema y , que é utilizada nas duas etapas de identificação do Método de Dois Estágios, espera-se que, para este caso, um modelo para G_0 seja melhor estimado. Assim, a função de transferência de malha aberta estimada, no domínio de tempo discreto, pelo método de Dois Estágios, é dada pela seguinte relação,

$$\hat{G}_0(z^{-1}) = \frac{0,02042z^{-1}}{1 - 0,9898z^{-1}}. \quad (3.16)$$

Os parâmetros a e b da função em tempo discreto, são obtidos pela média dos parâmetros estimados pela técnica de MQR, cujo comportamento é apresentado na Figura 3.10. E, a partir da equação (3.16), usando-se o mapeamento inverso da discretização de Euler, a função de transferência estimada $\hat{G}_0(s)$ pelo Método de Dois Estágios é dado pela seguinte relação:

$$\hat{G}_0(s) = \frac{2,002}{0,9752s + 1}. \quad (3.17)$$

Observa-se neste caso, um erro relativo percentual para o ganho estático e para constante de tempo, iguais respectivamente a, 0,1% e 2,48%. A resposta ao degrau e a magnitude da resposta em frequência são apresentados nas Figuras 3.11 e 3.12 para comparação.

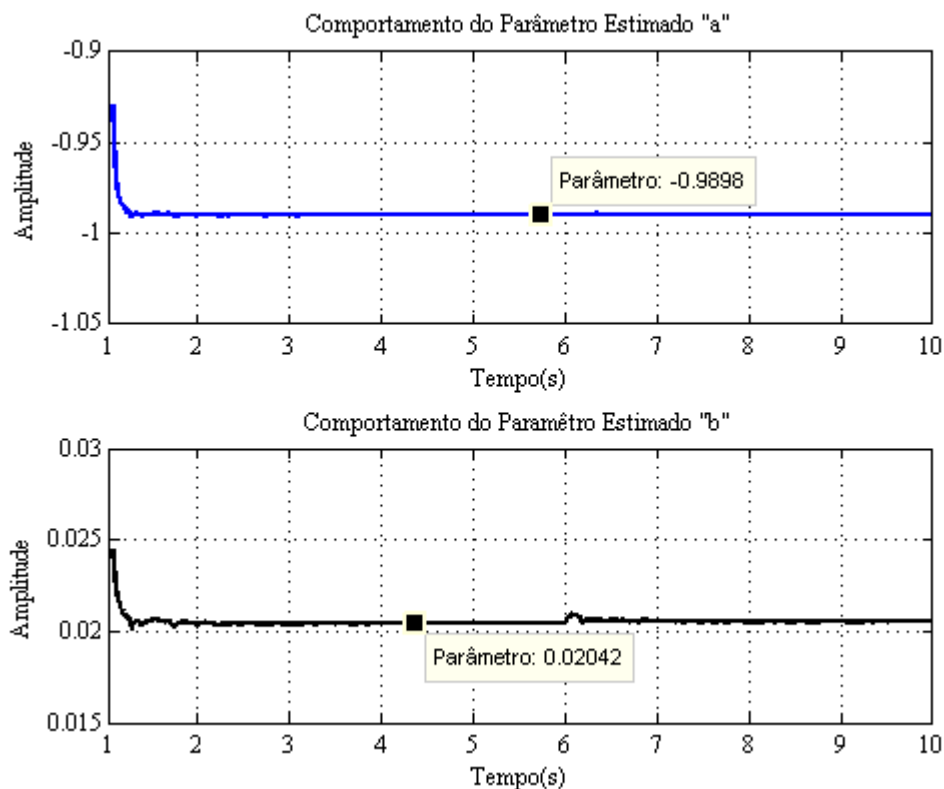


Figura 3.10 – Comportamento dos parâmetros a e b .

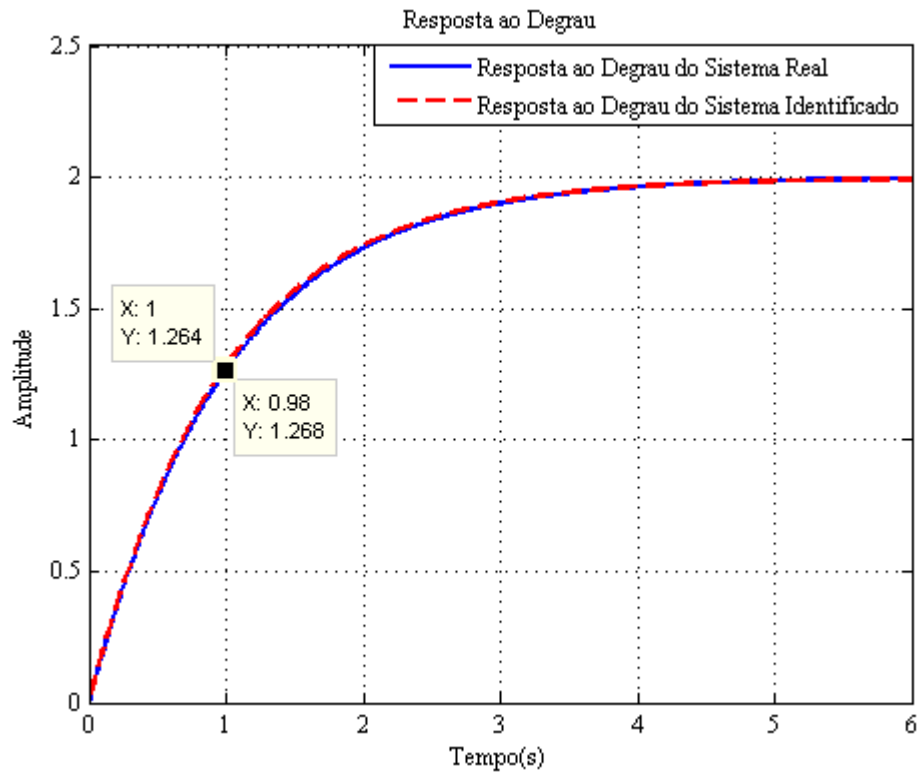


Figura 3.11 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado.

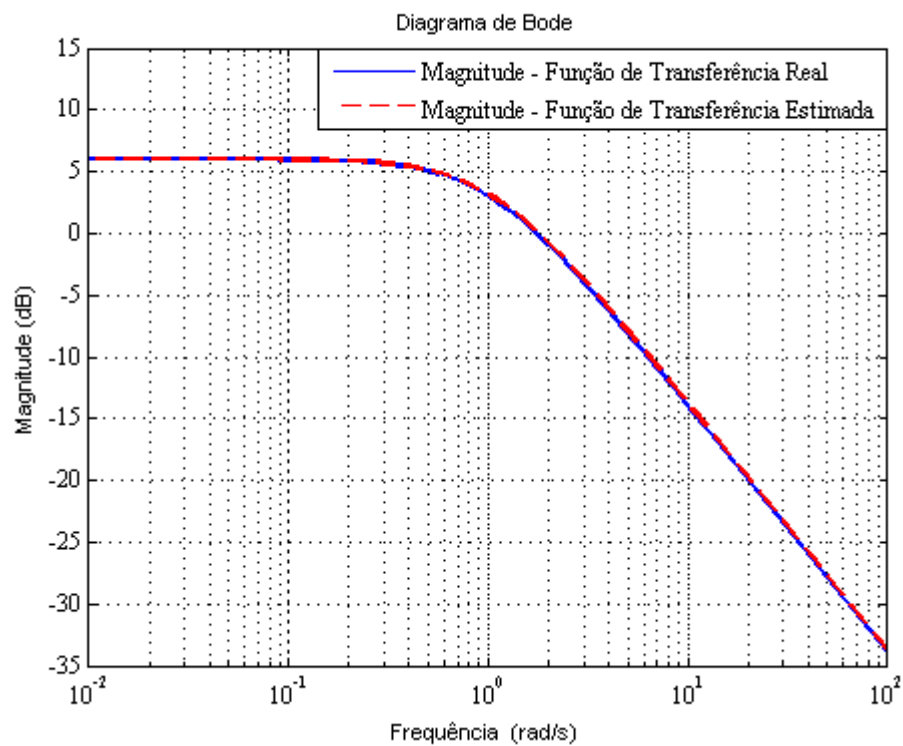


Figura 3.12 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do modelo estimado.

Comparando os casos avaliados na subseção 3.1.2 e na subseção 3.1.3, observa-se que, o ruído interfere na precisão dos modelos estimados. Embora o método de Dois Estágios, discutido nesta tese, seja baseado na filtragem do sinal de entrada da planta, Filtragem- u , a interferência do ruído não é totalmente eliminada no processo de identificação, visto que, o sinal y , de saída do processo, é utilizado nas duas etapas do Método de Dois Estados, e é obtido diretamente por medição na saída do processo. Deste modo, em processos cuja potência do ruído seja elevada, comprometendo a relação sinal-ruído, $G(q, \theta)$ para os parâmetros $\hat{\theta}_N$ estimados, não converge para $G_0(q)$, e um modelo não representativo da planta é obtido.

3.1.4. Sistema em Malha Fechada utilizando Sinal Ruído Alta Potência

Propõem-se neste caso, um aumento da potência do sinal do ruído, correspondente ao valor de desvio padrão de 0,03989. As etapas do Método de Dois Estágios serão omitidas, e apenas a função de transferência do modelo estimado e, as respectivas, resposta ao degrau e resposta em frequência, serão apresentadas. A Figura 3.13 e a Figura 3.14, apresentam a resposta ao degrau e a magnitude da resposta em frequência, respectivamente, do modelo estimado para esta condição. Os resultados comprovam a hipótese de que, um sinal ruído de alta potência, compromete a estimação do modelo pelo método avaliado nesta tese.

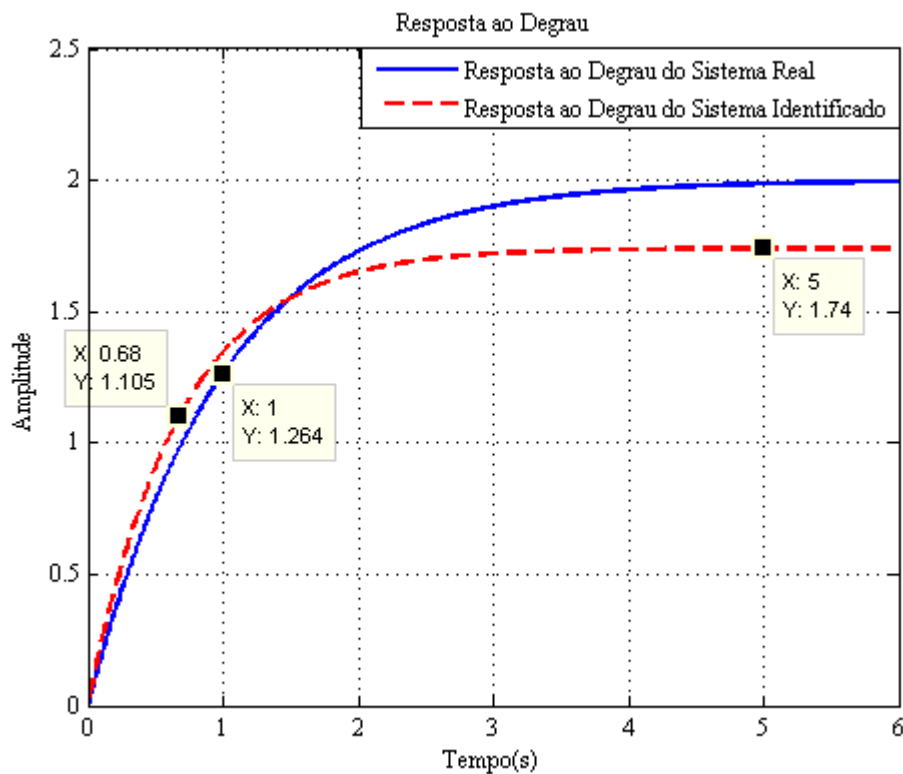


Figura 3.13 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do sistema estimado.

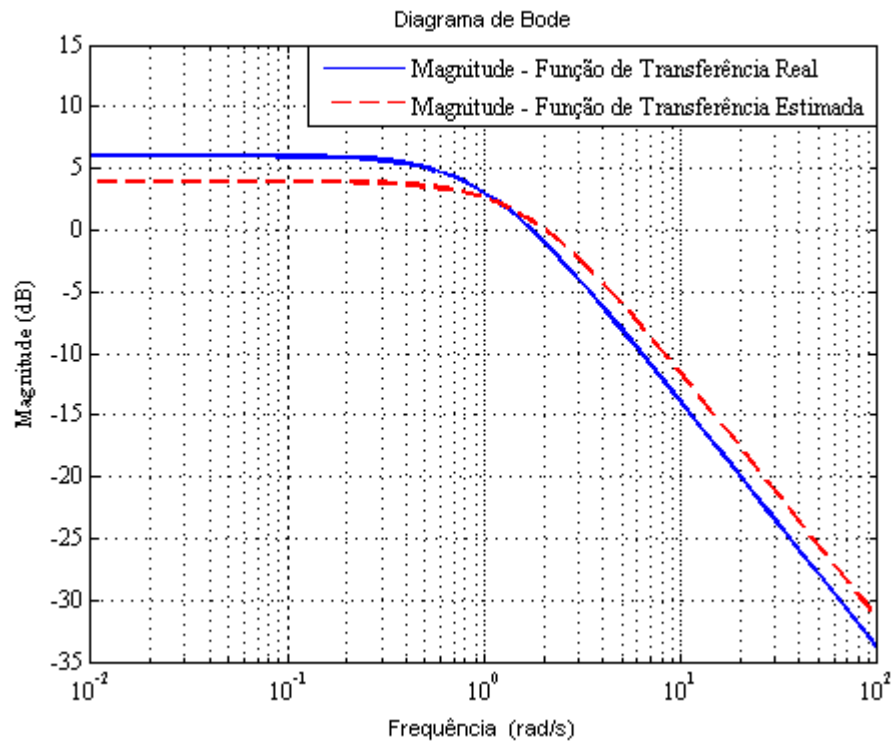


Figura 3.14 – Comparação entre as magnitudes das respostas em frequência da planta real e do estimado.

Na Tabela 3.1, os modelos obtidos para diferentes valores de potência do ruído são apresentados para análise quantitativa do efeito do ruído na precisão dos modelos estimados.

Tabela 3. 1 – Modelos estimados em diferentes graus de ruído.

Desvio Padrão do Sinal Ruído	Potência do Ruído pu^2	Constante de Tempo (s)	Ganho em Malha Aberta pu/pu	Precisão
0,00000	0	0,9900	1,998	96,65%
0,00039	1×10^{-8}	0,9838	1,986	96,50%
0,00089	5×10^{-8}	0,9829	1,989	96,50%
0,00126	1×10^{-7}	0,9820	1,990	96,44%
0,00282	5×10^{-7}	0,9772	1,996	95,77%
0,00399	1×10^{-6}	0,9724	1,997	94,92%
0,00892	5×10^{-6}	0,9408	1,985	90,05%

0,01261	1×10^{-5}	0,9075	1,958	85,77%
0,02821	5×10^{-5}	0,7274	1,75	65,36%
0,03989	1×10^{-4}	0,5995	1,575	50,68%
0,08920	5×10^{-4}	0,3140	1,149	15,98%
0,12615	1×10^{-3}	0,2387	1,035	7,542%

Lembrando que, para estimação dos modelos da Tabela 3.1 foi utilizado o *toolbox* de identificação do Matlab e não o algoritmo dos MQR. Assim, há uma pequena diferença entre as funções de transferência estimadas para sinais ruídos com desvio padrão (0,00399, 0,01261, 0,03989) pelo algoritmo MQR, detalhadas respectivamente em 3.1.2, 3.1.3, e 3.1.4, e as obtidas pelo *toolbox* de identificação do Matlab. A diferença é o erro de estimação comum em processos de identificação, que varia conforme a técnica, a qualidade do sinal coletado, a frequência de corte dos filtros, etc. A partir dos dados da Tabela 3.1 obtém-se a Figura 3.15, que apresenta a relação entre o desvio padrão do sinal ruído e a qualidade dos modelos estimados utilizando o Método de Dois Estágios.

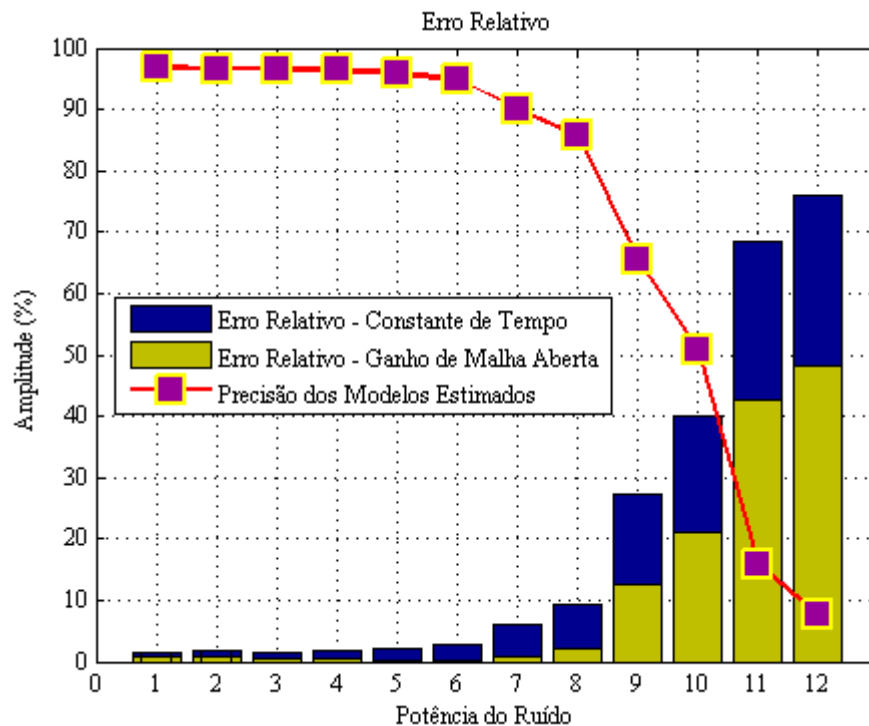


Figura 3.15 – Comparação entre o erro relativo dos modelos identificados – ruído.

Observa-se da Figura 3.15 que, à medida que a potência do ruído aumenta, o erro relativo percentual das grandezas, constante de tempo e ganho em malha aberta, também aumentam, o que significa uma redução na qualidade do modelo estimado, isto é, com o aumento da potência do ruído, tem-se um modelo cada vez menos preciso, cujas características dinâmicas pouco representam o modelo real, e, portanto, este modelo é inapropriado para fins de controle e monitoramento.

3.2. Perturbação de Carga e Identificação em Malha Fechada

Nesta seção serão apresentados os efeitos da perturbação de carga no processo de identificação da planta em malha fechada. Para simulação da perturbação de carga, adicionou-se na entrada da planta, um sinal do tipo degrau. Os demais passos envolvendo a identificação do processo em malha fechada usando o Método De Dois Estágios não foram alterados.

A Figura 3.16 representa o sinal de controle real, u , e o sinal de controle estimado, \hat{u}^r , decorrelacionado do ruído, e , para uma perturbação de carga de 40%, e com duração de 4 s, com intervalo de ocorrência de 4 s a 8 s.

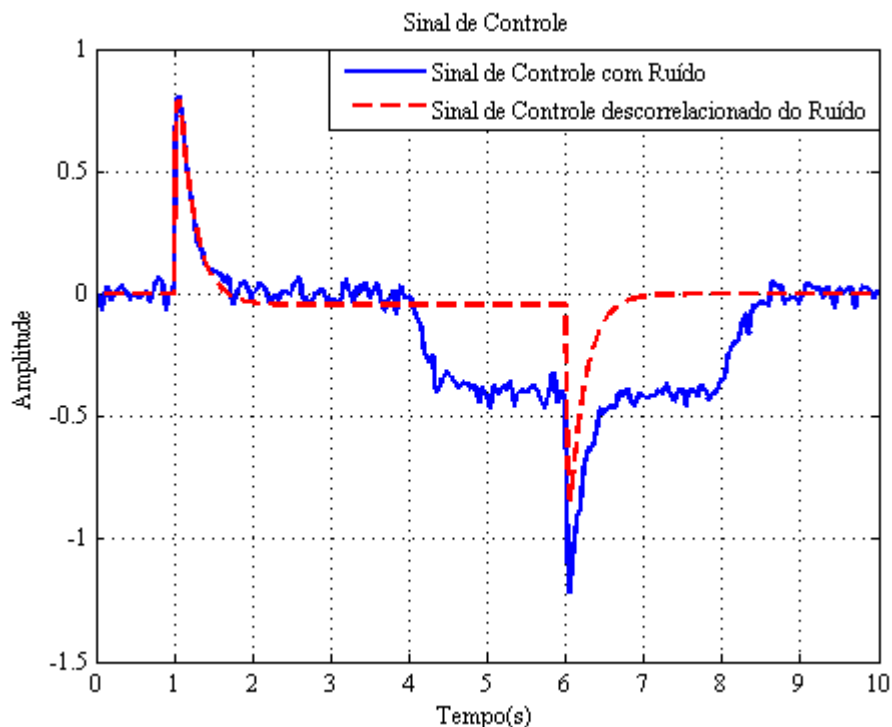


Figura 3.16 – Comparação entre o sinal de controle real e o obtido por estimação de $S(s)$.

Observa-se que, embora a perturbação de carga tenha variado consideravelmente o sinal de controle original, obtido por medição, houve apenas um relativo deslocamento do sinal de

controle estimado, \hat{u}^r , obtido pela equação (2.24) na segunda etapa do Método de Dois Estágios. Isso porque, neste caso, a perturbação não provocou grandes variações na dinâmica do sistema em malha fechada, função sensibilidade complementar $T(s)$, devido à ação compensadora do controlador. Verificou-se que, somente para perturbações de carga acima de 10%, como no caso da Figura 3.15, foi possível observar erro de estimação devido às distorções nos sinais utilizados no processo de identificação do sistema.

Assim, para verificação dos efeitos da perturbação de carga no processo de identificação da planta em malha fechada, foram realizados testes considerando variações a partir de 20%, e esta condição, comparada a perturbações de 30% e 40%. Além disso, foi levado em consideração o tempo em que a perturbação age no processo, deste modo, para cada uma das três condições acima, foram consideradas perturbações com 1 s de duração, até perturbações com 4 s de duração.

A partir dos resultados obtidos em simulação, e condensados na Tabela 3.2, observa-se a influência negativa da perturbação na precisão dos modelos estimados. Pode-se concluir, através da análise das variáveis ganho e constante de tempo de malha aberta que, quanto maior a perturbação de carga e o tempo de atuação dela no processo, menor é a precisão dos modelos obtidos. A Figura 3.17 representa graficamente o exposto na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Modelos estimados para diferentes graus de perturbação.

Perturbação de Carga	Duração da Perturbação (s)	Constante de Tempo (s)	Ganho em Malha Aberta pu/ pu	Precisão
20%	1	1,024	2,115	85,85%
30%	1	1,109	2,208	83,08%
40%	1	1,211	2,306	77,46%
20%	4	1,080	2,191	60,45%
30%	4	1,228	2,377	47,01%
40%	4	1,436	2,629	36,04%

Ainda com relação aos resultados obtidos por simulação, observou-se que, o Método de Dois Estágios estimou satisfatoriamente um modelo para a planta de malha aberta considerando perturbações de carga com uma variação de até 15%, deste modo, a metodologia apresentou bons resultados dentro das limitações avaliadas.

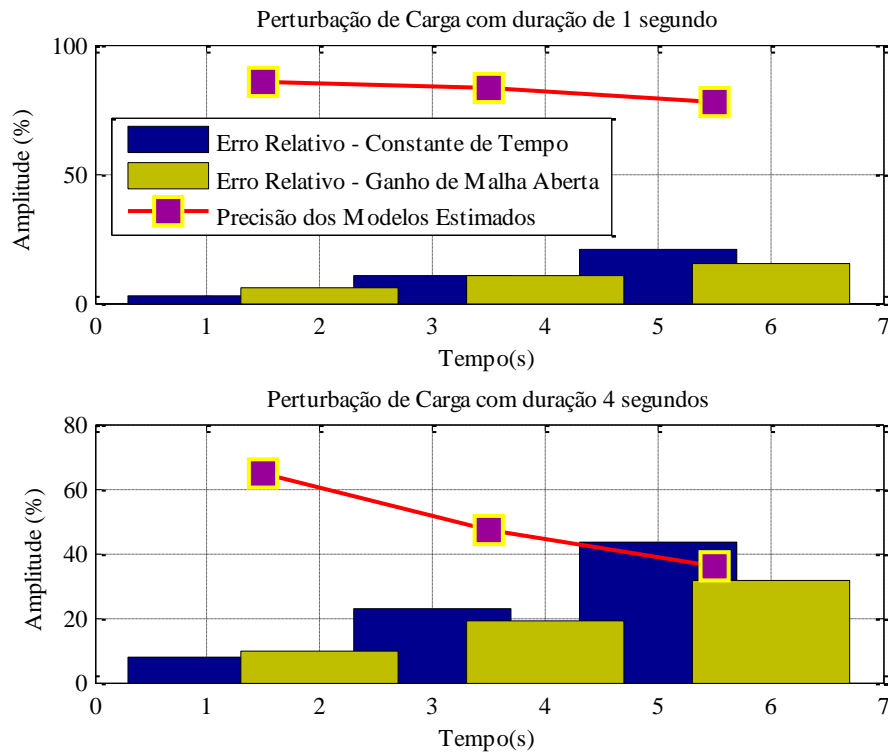


Figura 3.17 – Comparação entre o erro relativo dos modelos identificados – perturbação de carga.

3.3. Teste de Identificação em Malha Fechada e o Tipo de Controlador

Uma das vantagens do Método de Dois Estágios é identificar a função de transferência de malha aberta, com dados coletados do sistema em malha fechada independente do conhecimento do controlador (Van den Hof, 1998). Uma consequência desta característica é a possibilidade de identificação de um modelo para o sistema, independente da técnica utilizada para o projeto do controlador, do tipo de controlador ou qualquer conhecimento de sua estrutura. Deste modo, nesta subseção, é aplicado o método de Dois Estágios para identificar um modelo da planta de malha aberta quando o processo opera em malha fechada sob efeito da ação de um controlador PI projetado por alocação de polos.

Para projeto do controlador PI por alocação de polos é considerado um *overshoot* máximo de 10% e um tempo de assentamento de 3 segundos. Nestas condições os ganhos proporcional e integral obtidos foram $K_p = 0,833$, $K_i = 2,54$. As Figuras 3.18 e 3.19 apresentam, respectivamente, a resposta ao degrau e a magnitude do diagrama de Bode da resposta em frequência, da planta em malha aberta e do sistema em malha fechada. Analisando a Figura 3.18, observa-se que as especificações de projetado foram atendidas.

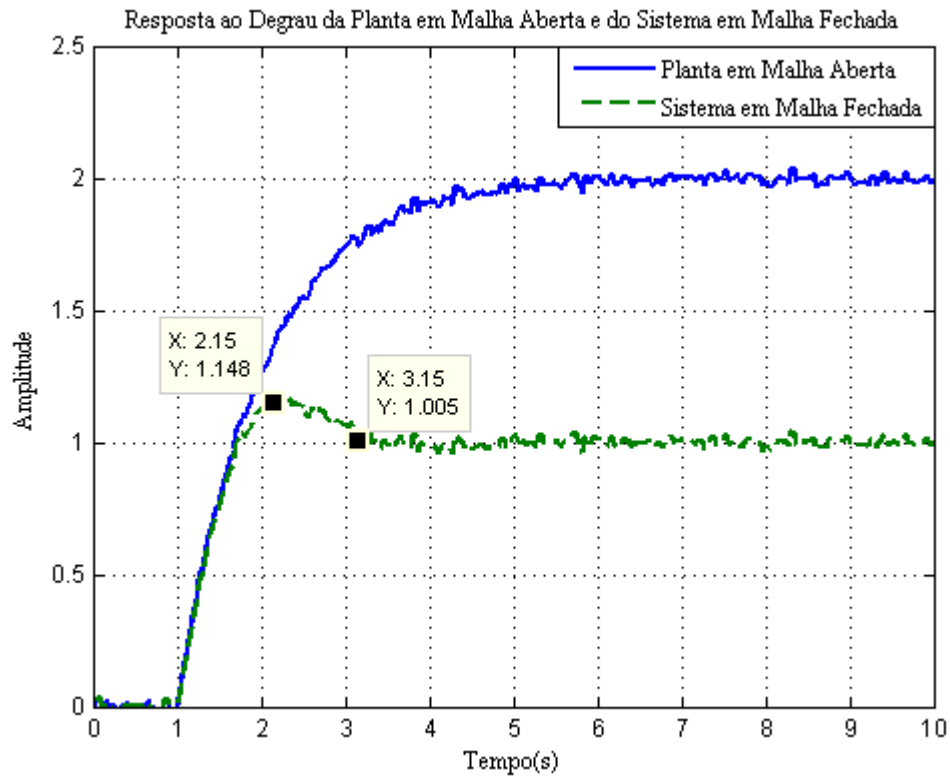


Figura 3.18 – Resposta ao degrau da planta em malha aberta e do sistema em malha fechada.

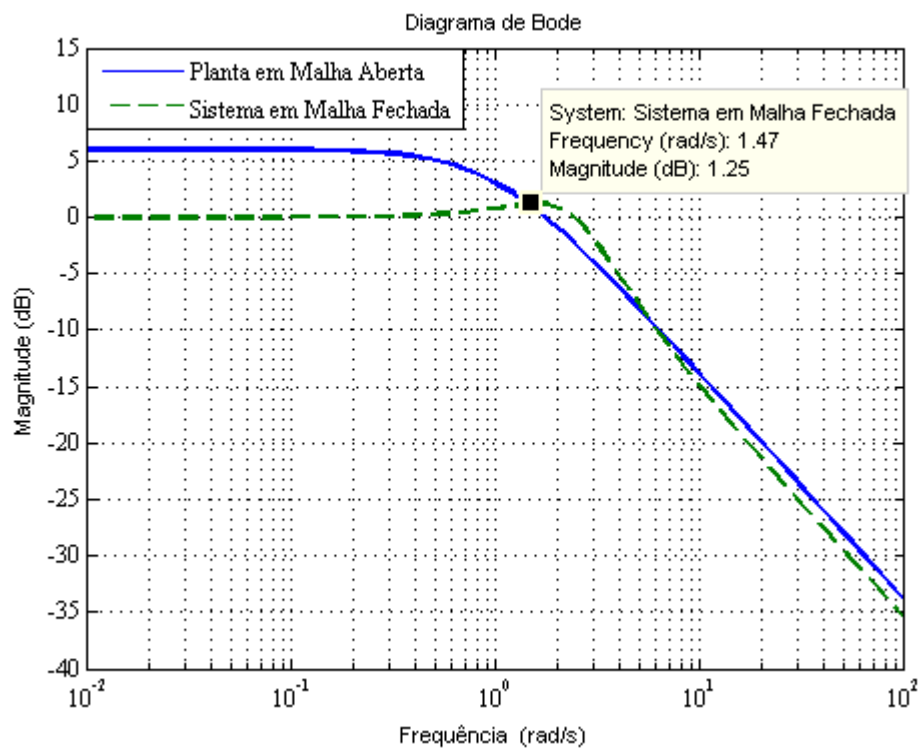


Figura 3.19 – Magnitude do diagrama de Bode para a planta em malha aberta e para o sistema em malha fechada.

Como podemos observar na Figura 3.18 e Figura 3.19, o sistema obtido em malha fechada não é de primeira ordem, como no caso anterior quando o controlador foi projetado por cancelamento de polos. Em testes de simulação verificou-se que, sinais do tipo degrau utilizados para excitar persistentemente as referências r_1 e r_2 (vide Figura 2.4 e diagrama em blocos no Matlab/Simulink em Apêndice), não permitiam extrair bons modelos, razão pela qual não são recomendados nem em testes de identificação em plantas operando em malha aberta (Coelho & Coelho, 2015). Deste modo, como proposto em Aguirre (2007) e Coelho & Coelho (2015) utilizou-se um sinal do tipo Sequência Binária Pseudoaleatória (SBPA).

Uma informação útil a se extrair da Figura 3.18 é a frequência de máxima magnitude do sistema em malha fechada, cujo valor é $\omega_0 = 1,47$ rad/s. Esta frequência é utilizada para o projeto do sinal SBPA, cujos parâmetros calculados, número de células e tempo de deslocamento dos bits, são respectivamente iguais a, $N = 9$ e $T_{bit} = 0,4749$ s.

Na primeira etapa do processo de identificação será estimada a função sensibilidade complementar $T(s)$. Os testes de simulação mostraram que, a escolha de uma $T(s)$ de 4º ordem permitiu obter uma boa estimacão da função sensibilidade $S(s)$, que neste caso, também é de 4º ordem. E, segundo Van den Hof & Schrama (1993), uma boa estimacão da função sensibilidade, isso inclui a possibilidade de identificar uma $S(s)$ de elevada ordem no primeiro estágio, é imprescindível para uma boa identificação da função de transferência de malha aberta da planta, no segundo estágio do método.

Em Huang & Shah (1997) a escolha de modelos de ordem elevada da função sensibilidade, é justificada, pelo menos teoricamente, na premissa de que, modelos de ordem elevada conseguem representar de modo mais fiel as dinâmicas dominantes de um processo. Assim, $T(s)$ e $S(s)$, são respectivamente:

$$T(s) = \frac{1,683s^3 + 10,29s^2 + 2186s + 6567}{s^4 + 5,789s^3 + 1303s^2 + 3441s + 6586}, \quad (3.18)$$

$$S(s) = \frac{s^4 + 4,106s^3 + 1293s^2 + 1255s + 18,37}{s^4 + 5,789s^3 + 1303s^2 + 3441s + 6586}.$$

A Figura 3.20 apresenta a relação complementar entre as magnitudes da resposta em frequência de $S(s)$ e $T(s)$. E, na segunda etapa do Método de Dois Estágios, o sinal de controle estimado \hat{u}^r , será obtido para estimacão da função de transferência de malha aberta. Foi

considerado neste teste um sinal ruído de baixa amplitude, tal como na seção 3.1.3. A seguir são apresentados os sinais de controle real u e o estimado \hat{u}' na Figura 3.21.

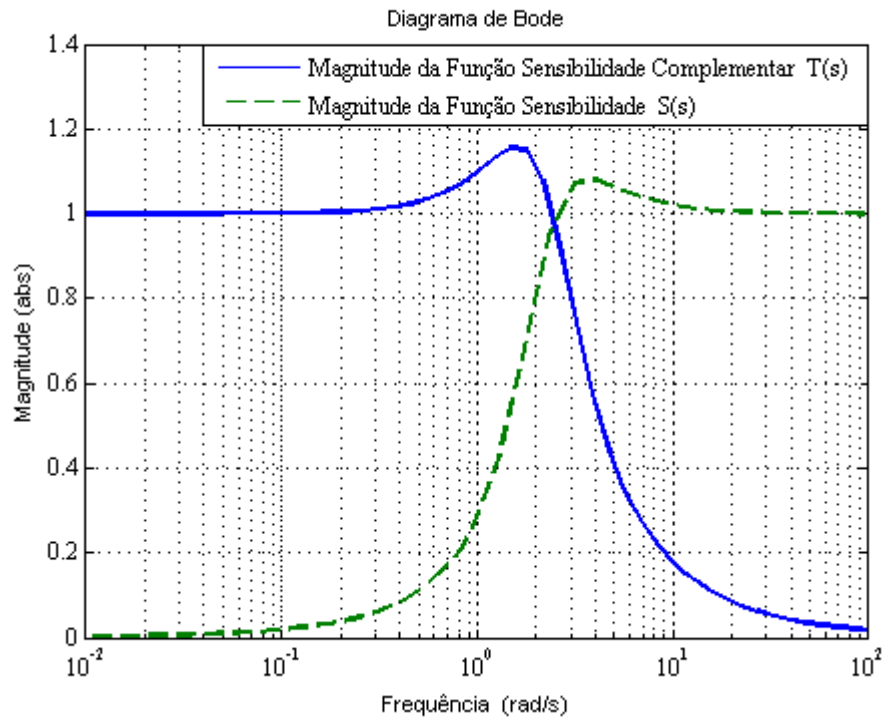


Figura 3. 20 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência de $T(s)$ e $S(s)$.

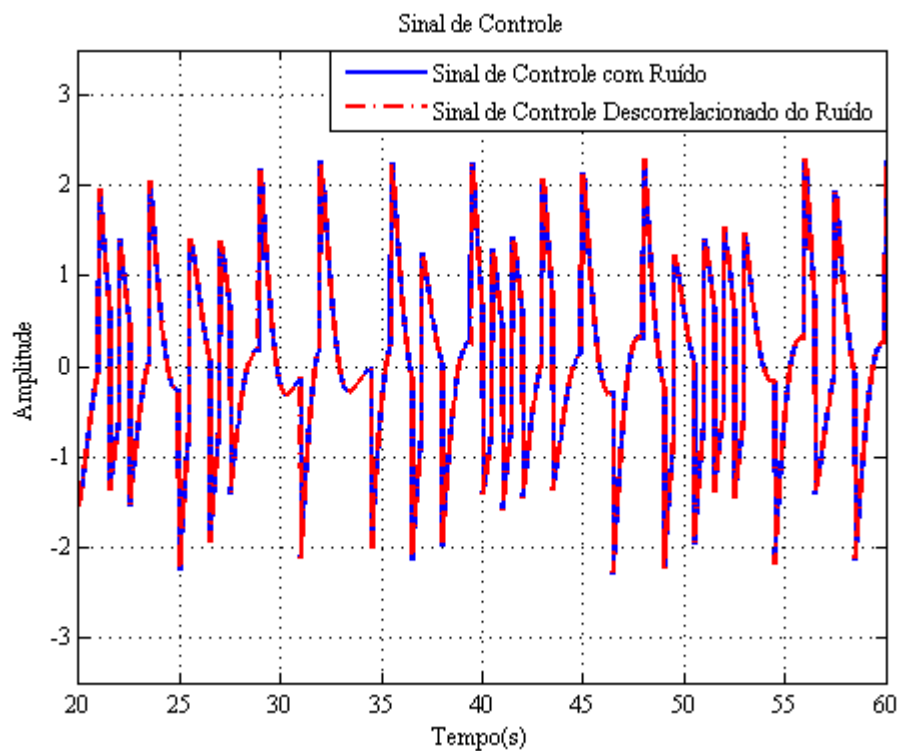


Figura 3. 21 – Comparação entre o sinal de controle real e o estimado a partir de $S(s)$.

Estimado o sinal de controle, o próximo passo é utilizar \hat{u}^r , para identificar \hat{G} . Assim, a função de transferência de malha aberta no domínio de tempo discreto é dada por meio da seguinte relação,

$$\hat{G}_0(z^{-1}) = \frac{0,01992z^{-1}}{1-0,99z^{-1}}. \quad (3.19)$$

E, utilizando-se o mapeamento inverso da discretização de Euler, tem-se a seguinte equação,

$$\hat{G}_0(s) = \frac{1,998}{0,9981s+1}. \quad (3.20)$$

A partir da função de transferência de malha aberta, equação (3.18), observa-se que o erro relativo percentual para o ganho estático foi de 0,1%, e para a constante de tempo foi de 0,19%.

A resposta ao degrau e a magnitude da resposta em frequência são apresentados nas Figuras 3.22 e 3.23. Os resultados mostraram novamente o bom desempenho do método avaliado.

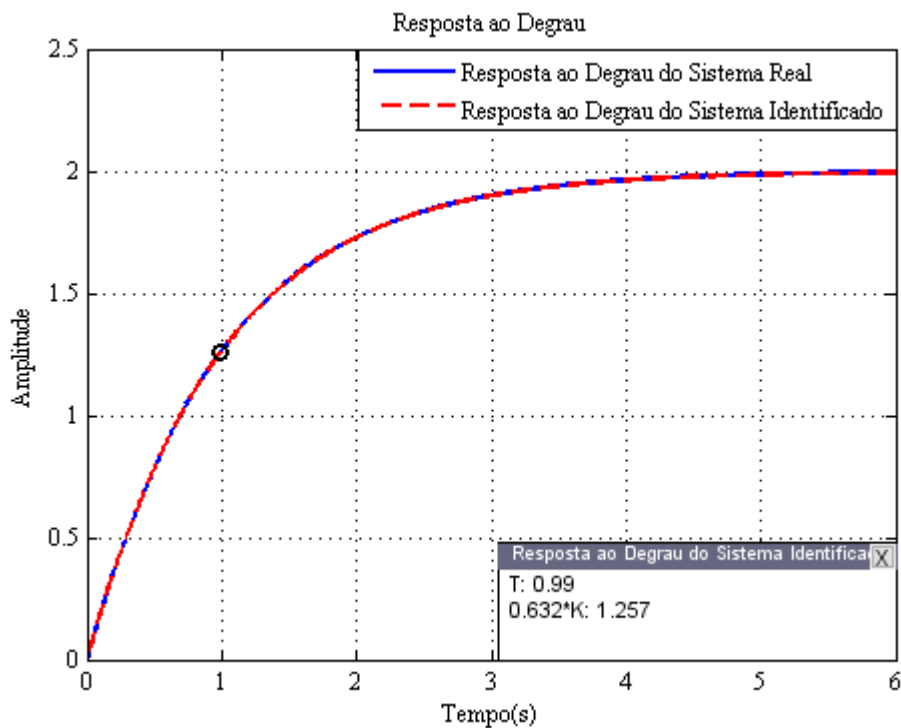


Figura 3. 22 – Comparação entre a resposta ao degrau do sistema real e do estimado.

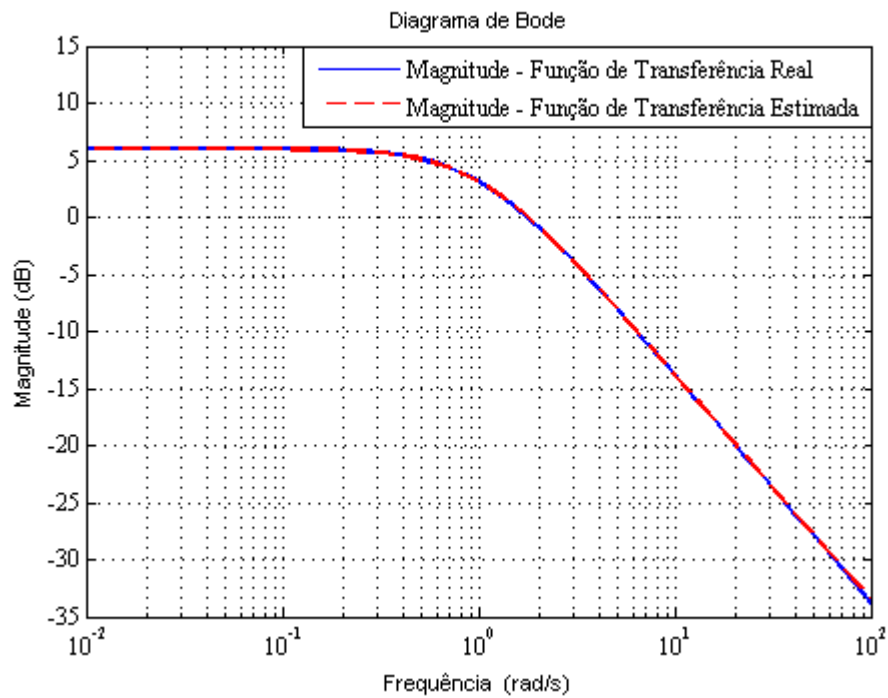


Figura 3. 23 – Comparação entre as magnitudes da resposta em frequência do sistema real e do sistema estimado.

Neste capítulo, foi analisada a técnica, Método de Dois Estágios, com o objetivo de definir as limitações da metodologia para posterior validação em ambiente real, com este objetivo, verificou-se principalmente, a *accuracy* do método, na estimação de bons modelos da planta, principalmente para variação da potência do sinal ruído. O método apresentou dentro de certas limitações, bons resultados. No próximo capítulo, uma planta real de bombeamento hidráulico será apresentada, para avaliação do método discutido neste capítulo, e posterior, desenvolvimento do *FTCS*.

INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO HIDRÁULICO

Neste capítulo será apresentado o sistema de bombeamento de fluidos desenvolvido em laboratório e objeto de investigação experimental deste trabalho. Para os testes experimentais, será analisado um modelo linearizado deste sistema, e uma investigação da dinâmica da planta para diferentes condições de operação será apresentada.

4.1. Sistema Hidráulico de Bombeamento

Sistemas de bombeamento hidráulicos são essencialmente compostos por conjunto motor-bomba, tubulações, conexões, válvulas, sensores, e reservatório, conforme ilustrado na Figura 4.1 (Rocha *et al.*, 2017).

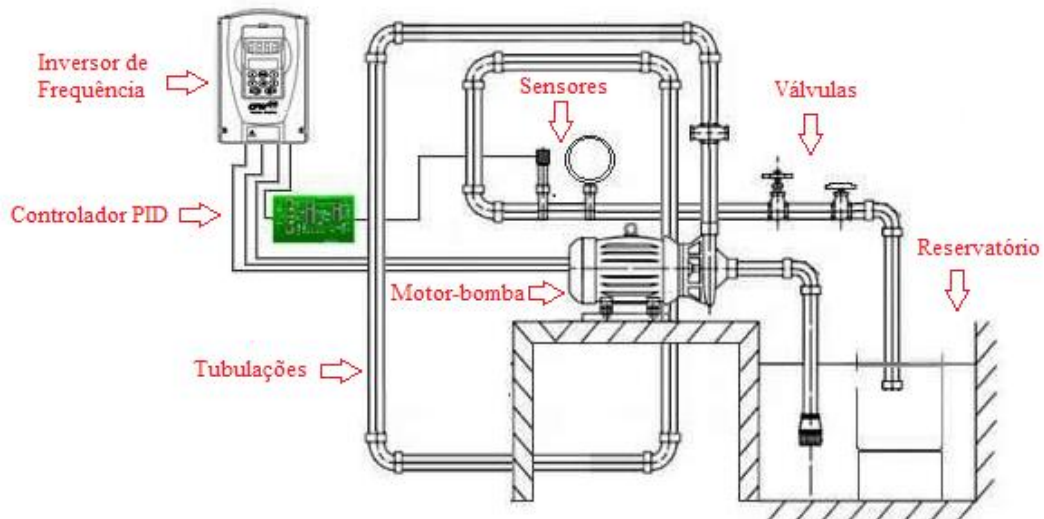


Figura 4.1– Estrutura do sistema hidráulico de bombeamento.

Em laboratório, uma bancada de bombeamento hidráulico foi desenvolvida com a finalidade de simular o comportamento real de um sistema hidráulico de bombeamento, considerando as perdas de carga distribuídas em tubulações retas de secção constante, devido ao movimento da água na própria tubulação, e, principalmente, as perdas de carga locais ou singulares, provocadas por peças especiais, tais como válvulas e registros, que provocam

mudanças bruscas no escoamento do fluido devido a ramificações ou estrangulamentos parciais. Considera-se que as perdas de carga locais, são relativamente importantes no caso de tubulações curtas, isso porque elas aumentam o comprimento equivalente da malha hidráulica (Azevedo Netto & Fernández, 2015; Brunetti, 2008).

No sistema de bombeamento hidráulico desenvolvido em laboratório, foi considerada uma tubulação de recalque, com um número considerável de peças especiais, objetivando simular perdas de cargas típicas de um processo de bombeamento industrial de grande porte. Assim, considerando os critérios de dimensionamento apresentados em Azevedo Netto & Fernández (2015), a planta hidráulica de bombeamento desenvolvida em laboratório é apresentada na Figura 4.2.

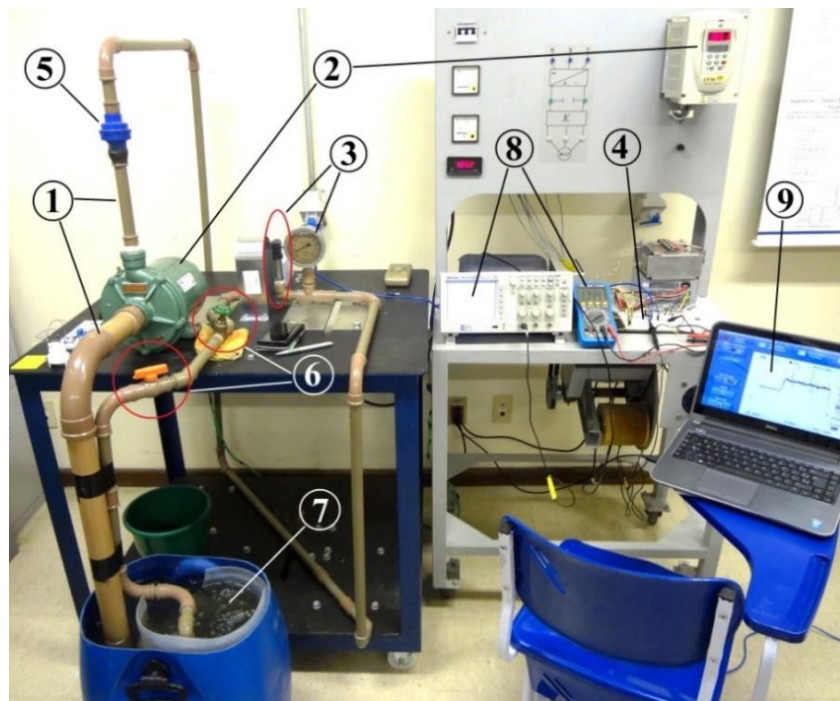


Figura 4.2 – Sistema hidráulico desenvolvido (planta + atuador + controlador).

Onde:

- 1 - Planta hidráulica – Tubulação de sucção e tubulação de recalque;
- 2 - Atuadores – Inversor de frequência e motor-bomba;
- 3 - Sensor e transdutor de pressão;
- 4 - Compensador amortecedor suplementar (*Lead-Lag*);
- 5 - Válvula de retenção – A função é prevenir o fluxo reverso de água, mantendo a coluna d'água enquanto o sistema está desligado;
- 6 - Válvulas proporcionais – No experimento são usadas para simular faltas como o bloqueio gradual ou abrupto do fluxo de água na tubulação;

- 7 - Tanque ou reservatório;
- 8 - Osciloscópio para medição e aquisição de dados do sistema; e
- 9 - Interface Homem-Máquina (IHM) do computador.

4.2. Modelo Fenomenológico do Sistema de Bombeamento

Com o objetivo de analisar o comportamento do sistema de bombeamento hidráulico em diferentes condições de operação, um modelo não-linear do sistema de bombeamento é inicialmente apresentado, e em seguida, um modelo linearizado é obtido, para investigação do comportamento do sistema em malha aberta, e para estudo de técnicas para projeto de controladores, e posterior investigação do comportamento do sistema em malha fechada.

De acordo com resultados experimentais que serão apresentados a seguir, o valor do amortecimento relativo do sistema de bombeamento hidráulico se aproxima de zero em operações em baixa velocidade do conjugado motor-bomba. Como consequência, oscilações sustentáveis de pressão na tubulação, podem surgir devido ao baixo amortecimento. Embora tais oscilações sejam bastante comuns em sistemas hidráulicos de bombeamento, ao melhor conhecimento do autor, essa questão ainda parece pouco explorada de um ponto de vista teórico baseado em controle. Portanto, uma explicação do fenômeno oscilatório é realizada nesta seção tendo como base, a linearização de um modelo não-linear.

4.2.1. Modelo não-linear do Sistema de Bombeamento Hidráulico

A Figura 4.3 apresenta uma configuração típica de um sistema industrial de bombeamento de velocidade variável. O motor de indução elétrica trifásico, que aciona a bomba centrífuga, é acionado por um conversor de energia CA/CC/CA (inversor de frequência). Em sua configuração padrão, o inversor de potência é equipado com um controle de regulagem de velocidade embutido na forma do controlador proporcional-integral (PI). A carga hidráulica é um circuito fechado que consiste em um tanque, tubos e uma válvula proporcional. O modelo dinâmico da peça rotativa no sistema motor-bombas centrífuga observa a segunda lei de Newton. O torque resultante atuando na massa rotacional (consistindo da força de rotação combinada do motor elétrico e da bomba centrífuga) é dado por meio da seguinte relação (Rocha *et al.*, 2019; Cherkasski, 1984):

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{bomba}, \quad (4.1)$$

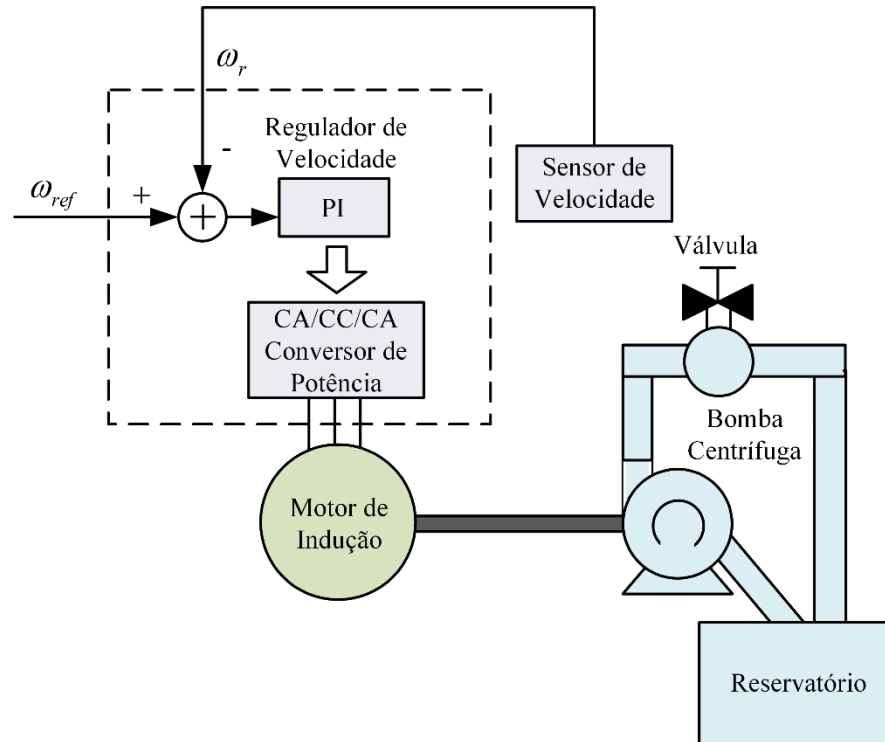


Figura 4.3 – Esquema para o sistema de bombeamento hidráulico.

onde, J é a inércia rotacional combinada do conjunto motor-bomba, ω_r é a velocidade angular do rotor, $\frac{d\omega_r}{dt}$ é a aceleração angular do rotor, T_e é o torque elétrico fornecido pelo subsistema eletromagnético do motor de indução que aciona a bomba centrífuga e T_{bomba} é a reação (resistiva) torque de carga, devido à bomba centrífuga. Ao aplicar a lei de conservação de momento, levando em conta a massa de fluido contida no rotor, juntamente com algumas leis de afinidade, é mostrado (Cherkasski, 1984) que T_{bomba} e ω_r devem observar uma lei parabólica na forma:

$$T_{bomba} = K_{bomba} \cdot \omega_r^2, \quad (4.2)$$

onde, K_{bomba} é o coeficiente da bomba, o qual depende tanto da densidade do fluido bombeado, quanto da geometria do impulsor, sendo dado por (Cherkasski, 1984; Mokeddem *et al.*, 2011; Kallesøe, 2005),

$$K_{bomba} = \rho 2\pi b_1 R_1^2 \operatorname{tg}(\beta_1) \left[R_2^2 - \left(\frac{b_1 \operatorname{tg}(\beta_1)}{b_2 \operatorname{tg}(\beta_2)} \right) R_1^2 \right], \quad (4.3)$$

onde ρ é o valor da densidade do fluido sendo bombeado e R_1 , R_2 , β_1 , β_2 , b_1 , e b_2 são os parâmetros geométricos do impulsor, destacados na Figura 4.4.

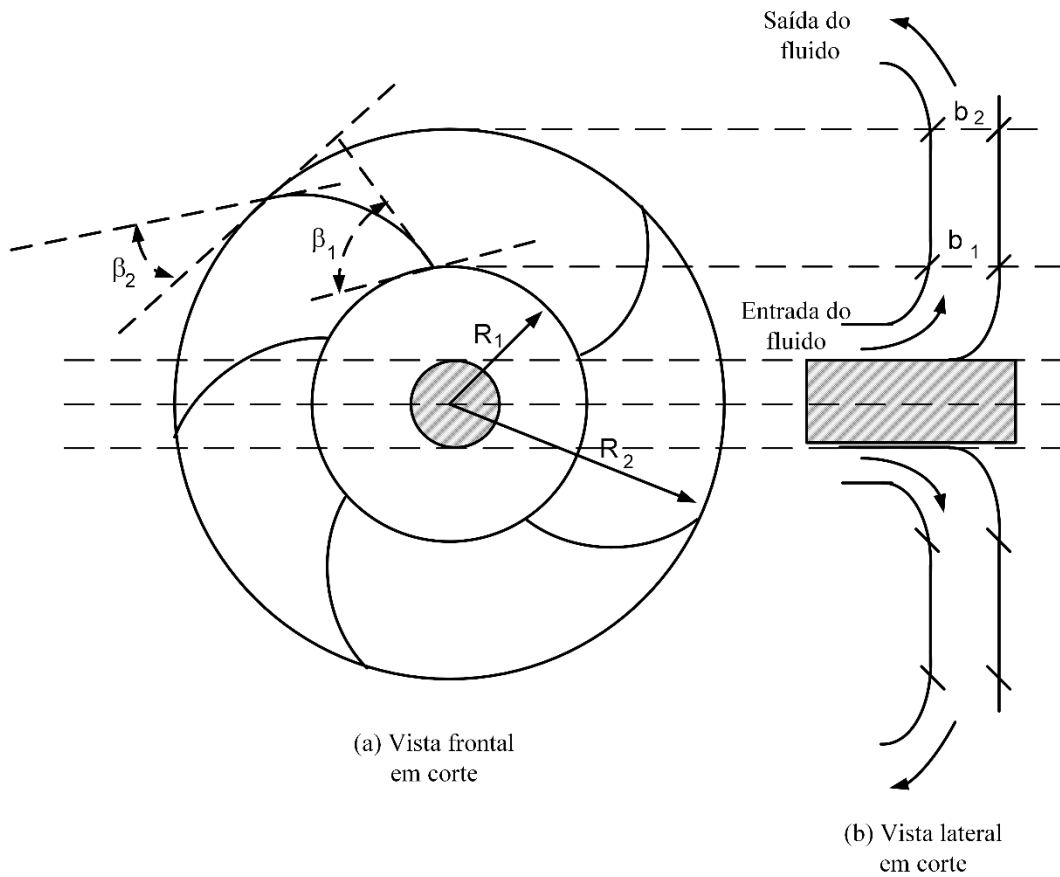


Figura 4.4 – Vistas em corte frontal (a) e lateral (b) de esquemático de uma bomba centrífuga com um impulsor composto por cinco pás (adaptado de Cherkasski, 1984).

Na Figura 4.4(a), é ilustrada a configuração típica de uma bomba centrífuga (Cherkasski, 1984), com suas vistas frontal (Figura 4.4(a)) e lateral do impulsor da bomba (Figura 4.4(b)). O impulsor tem pás girantes com raios interno e externo R_1 e R_2 , respectivamente. A função do impulsor é acelerar a massa de fluido que entra no impulsor ao nível de R_1 e sai ao nível de R_2 . Os ângulos das pás nos pontos de entrada e saída e de saída do fluido do impulsor são β_1 e β_2 (ver vista frontal em corte, Figura 4.4(a)), enquanto que as correspondentes larguras das pás são b_1 e b_2 (ver vista lateral em corte, Figura 4.4(b)).

Considerando as equações (4.1) e (4.2), o seguinte sistema não linear de primeira ordem pode ser obtido

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + K_{bomba} \cdot \omega_r^2 = T_e. \quad (4.3)$$

O modelo não-linear (4.3) tem a velocidade de rotação, ω_r , como variável de saída e o torque elétrico, T_e como a variável de entrada. Normalmente, T_e é fornecido por meio de um subsistema inversor de frequência. Assumindo o controle vetorial ideal, que é padrão em sistemas de acionamento de velocidade industrial (Leonhard, 2001), o valor instantâneo de T_e é proporcional à saída de controle do controlador auxiliar proporcional-integral (PI) de regulação, dado por meio das seguintes relações.

$$T_e(t) = K_T u(t), \quad (4.4)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt, \quad (4.5)$$

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r, \quad (4.6)$$

onde, o coeficiente K_T representa um modelo simplificado para um inversor controlado por vetores de atuação rápida, $u(t)$ é o valor instantâneo do sinal de controle produzido pelo controlador PI regulador de velocidade (embutido no inversor de frequência), $e(t)$ é o erro de velocidade e ω_{ref} é o valor do *setpoint* da velocidade angular.

As equações (4.3) - (4.6) formam um modelo dinâmico não-linear de segunda ordem para o sistema inversor-motor-bomba. A Figura 4.5 apresenta o diagrama de blocos para este modelo não-linear. O torque de carga imposto pela bomba centrífuga, T_{bomba} , é a principal fonte de não-linearidade no sistema (vide Figura 4.3), porque T_{bomba} depende do valor do quadrado da velocidade de rotação (uma variável de estado do sistema mecânico-hidráulico) (Rocha *et al.*, 2019).

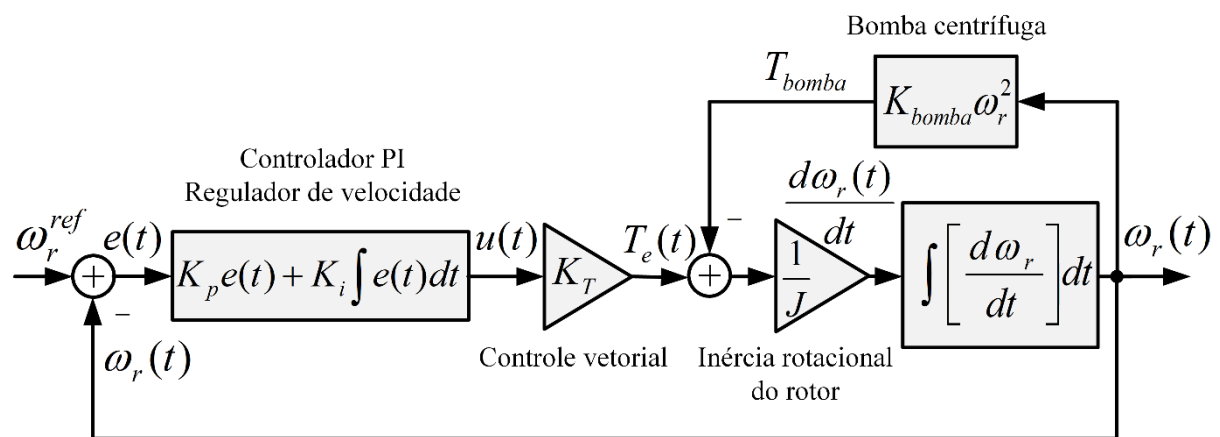


Figura 4.5 – Diagrama em blocos do modelo não-linear do sistema de bombeamento.

4.2.2. Modelo Linearizado

Para se obter um modelo matemático do sistema motor-bomba-inversor, será considerado que o processo opera em torno de uma velocidade média em regime permanente. O modelo para pequenos sinais é então derivado, linearizando o conjunto de Equações (4.3) - (4.6), em torno da condição de operação caracterizada por, ω_r^o .

A Figura 4.6 apresenta o diagrama de blocos correspondente do modelo linearizado. Neste modelo linearizado, ao efeito líquido da bomba centrífuga é adicionado um amortecimento viscoso, de ganho $2\omega_r^o K_{bomba}$. É observado que, o amortecimento viscoso é proporcional ao valor da velocidade de operação em regime permanente, ω_r^o . Portanto, espera-se que, o amortecimento viscoso seja pequeno, para condições de funcionamento em que o conjugado motor-bomba opere em velocidade de regime permanente reduzida, ω_r^o (Rocha *et al.*, 2019).

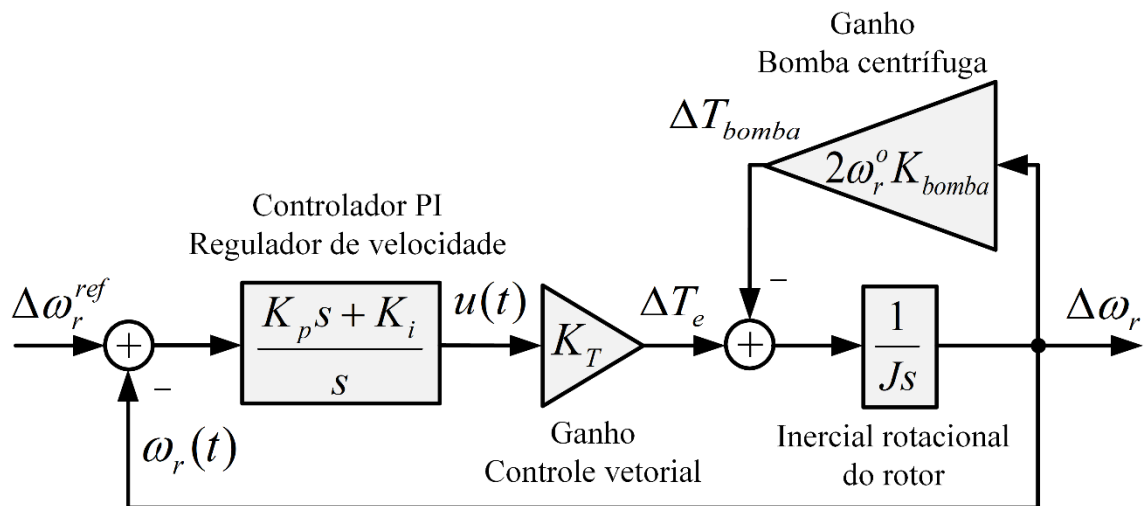


Figura 4.6 – Diagrama em blocos do modelo linearizado para pequenos sinais do sistema motor-bomba centrífuga-inversor.

Analisando o diagrama de blocos do modelo linearizado na Figura 4.6, a função de transferência de malha fechada relacionando o desvio de velocidade, $\Delta\omega_r$, ao desvio de referência de velocidade do controlador PI, $\Delta\omega_{ref}$, pode ser expressa como apresentado na equação (4.7) (Rocha *et al.*, 2019),

$$G(s) = \frac{\Delta\omega_r}{\Delta\omega_{ref}} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.7)$$

onde, ξ e ω_n são, respectivamente, amortecimento relativo e a frequência angular natural do modo dominante oscilatório exibido pelo sistema de malha fechada, mostrado na Figure 4.6. Os coeficientes do numerador e do denominador de $G(s)$ dependem dos valores dos parâmetros do controlador PI (K_p e K_i), os parâmetros físicos do sistema (K_T , J e K_{bomba}), bem como a velocidade de operação em regime permanente (ω_r^o), de acordo com as seguintes relações (que podem ser facilmente calculadas a partir da equação de malha fechada):

$$b_1 = \frac{K_p K_T}{J}, \quad (4.8)$$

$$b_0 = \frac{K_i K_T}{J}, \quad (4.9)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{2K_{bomba}\omega_r^o + K_p K_T}{J}, \quad (4.10)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_i K_T}{J}. \quad (4.11)$$

Analisando as equações (4.10) e (4.11), as seguintes observações podem ser feitas: a equação (4.10) mostra que o valor da taxa de decaimento (produto de $\xi\omega_n$) depende linearmente do valor de ω_r^o . Portanto, as oscilações têm uma pequena taxa de decaimento quando o sistema precisa ser operado em baixas velocidades. A equação (4.10) também mostra que a taxa de decaimento das oscilações, $\xi\omega_n$, é diretamente proporcional ao ganho proporcional do controlador PI, K_p . Em princípio, a taxa de decaimento pode ser melhorada aumentando o valor do ganho K_p para obter um valor desejado para taxa de decaimento da amplitude da oscilação (Rocha *et al.*, 2019).

No entanto, como a ação proporcional K_p exibe um ganho constante em todas as frequências, há um risco de o controlador PI reagir com esforços de controle elevados para ruído ou perturbação de alta frequência, com possível dano do atuador e/ou da bomba. Portanto, é aconselhável projetar um controle de *Loop* externo suplementar que reaja somente na faixa de frequências que cruzam a frequência do modo oscilatório dominante. Portanto, por razões de segurança, é aconselhável manter o K_p pequeno para não induzir efeitos indesejáveis do golpe de aríete na tubulação do sistema hidráulico (Rocha *et al.*, 2017). A equação (4.11) mostra que a frequência natural das oscilações, ω_n , é proporcional a K_i .

Portanto, a partir de agora, apenas os casos com um valor K_p suficientemente pequeno serão considerados, atendendo assim a condição $2\omega_r^o K_{bomba} K_p K_T$ para todas as faixas de velocidades de operação ω_r^o . Essa suposição permite simplificar a equação (4.10), levando à seguinte relação aproximada, entre a taxa de decaimento das oscilações ($\xi\omega_n$) e a velocidade média de rotação no ponto de operação atual (ω_r^o):

$$\xi\omega_n \approx \frac{K_{bomba}}{J} \omega_r^o. \quad (4.12)$$

Note que para valores fixos de J e K_{bomba} , a taxa de decaimento da oscilação dominante é proporcional aos valores da velocidade média, ω_r^o , em uma dada condição de operação (ver equação (4.12)). Portanto, um baixo amortecimento é esperado em condições de baixa velocidade. Para evitar danos no sistema inversor-motor-bomba, é aconselhável projetar e implementar um controlador de amortecimento suplementar para mitigar o modo oscilatório dominante. Esse será o objetivo principal da estratégia de controle aqui apresentada.

Para não induzir efeitos nocivos do golpe de aríete sobre a estrutura do sistema hidráulico, apenas o caso de interesse (correspondente a K_p pequeno ($K_p \approx 0$)) será considerado. Esta suposição implica que os coeficientes b_1 e b_0 , do numerador de $G(s)$, na equação (4.7), considerando os valores $b_1 \approx 0$ e $b_0 = \frac{K_i K_T}{J} = \omega_n^2$ (de acordo com as equações (4.8), (4.9) e (4.11)). Para projeto do compensador amortecedor, todo processo de bombeamento hidráulico (incluindo o subsistema de acionamento) será assumido, e pode ser representado adequadamente por um sistema de segunda ordem padrão, juntamente com um atraso de transporte (*Second Order Plus Time Delay - SOPTD*) conforme apresenta a seguinte relação

$$G(s) = \frac{\Delta\omega_r}{\Delta\omega_{ref}} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\theta s}, \quad (4.13)$$

onde, θ é o parâmetro que representa o atraso de transporte incluído no modelo para contabilizar algumas incertezas no sistema operacional. Tais incertezas incluem o atraso no processamento interno do sistema de acionamento, juntamente com a resposta de fase não-mínima, devido ao conteúdo de ar variável nas tubulações (Rocha *et al.*, 2019).

4.3. Testes Experimentais para Identificação de um Modelo

Os testes experimentais aqui descritos foram realizados em um sistema de bombeamento desenvolvido em laboratório (Figura 4.2). O sistema consiste em uma bomba centrífuga [fluxo nominal: 11,0 m³/h, pressão nominal: 27,0 metros por coluna d'água (m.c.a.)], que é acionada por um motor elétrico de indução trifásico (220 V, 1,0 kW). O motor de indução é acionado por um conversor de energia CA-CC-CA baseado em IGBT. A Figura 4.7 exibe o diagrama esquemático correspondente, do sistema de bombeamento hidráulico com o compensador amortecedor.

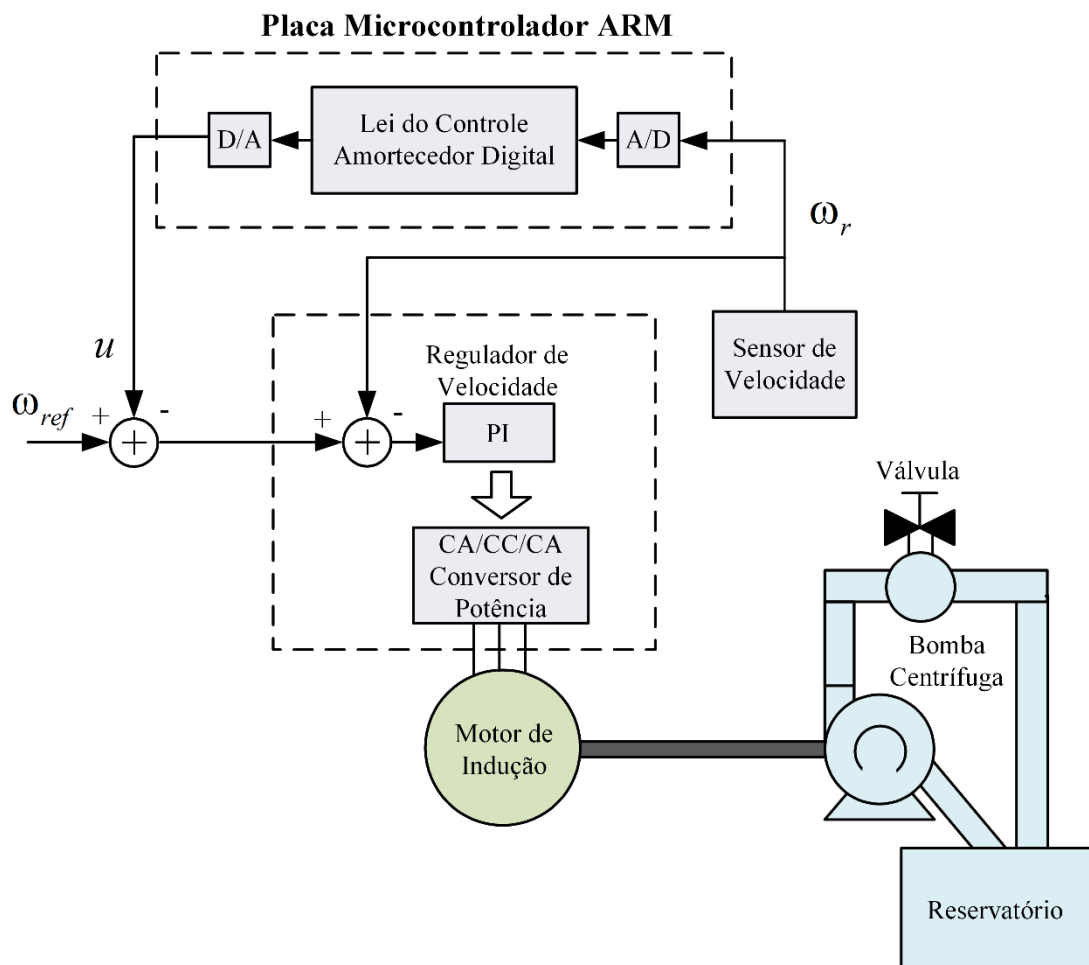


Figura 4.7 – Esquema funcional para o sistema de bombeamento hidráulico desenvolvido em laboratório, incluindo o controlador de amortecimento projetado.

Observe que a velocidade de rotação do conjunto motor-bomba é regulada usando um controlador PI, que é interno ao subsistema conversor de energia. A referência de velocidade, ω_{ref} , é configurada pelo operador, por meio de um potenciômetro. O regulador de velocidade

PI, junto com a eletrônica de potência do inversor, impõe um torque elétrico no eixo do motor elétrico para manter a velocidade de rotação do conjunto motor-bomba centrífuga regulada.

Nos testes experimentais, a referência de velocidade, ω_{ref} , foi gerada internamente no microcontrolador. Uma vez alterado o sinal de tensão correspondente a ω_{ref} , esse sinal é comparado ao sinal da saída analógica do inversor de frequência, que é ponderado pela lei de controle do compensador *Lead-Lag* e um sinal u' é gerado na porta analógico-digital do microcontrolador (*DAC – Digital Analog Converter*). Este sinal é, por sua vez, amplificado por um circuito de condicionamento, para a faixa de tensão da entrada analógica do inversor de frequência, regulando a velocidade do conjunto motor-bomba para velocidade de referência desejada, $\omega_r = \omega_{ref}$. A Figura 4.8 apresenta o circuito de condicionamento para conexão controlador-atuador, utilizado nos testes experimentais. Os sinais y e u' são sinais elétricos correspondentes a $y = \omega_r$ e a $u = u' + \omega_{ref}$, que serão medidos para análise dos resultados.

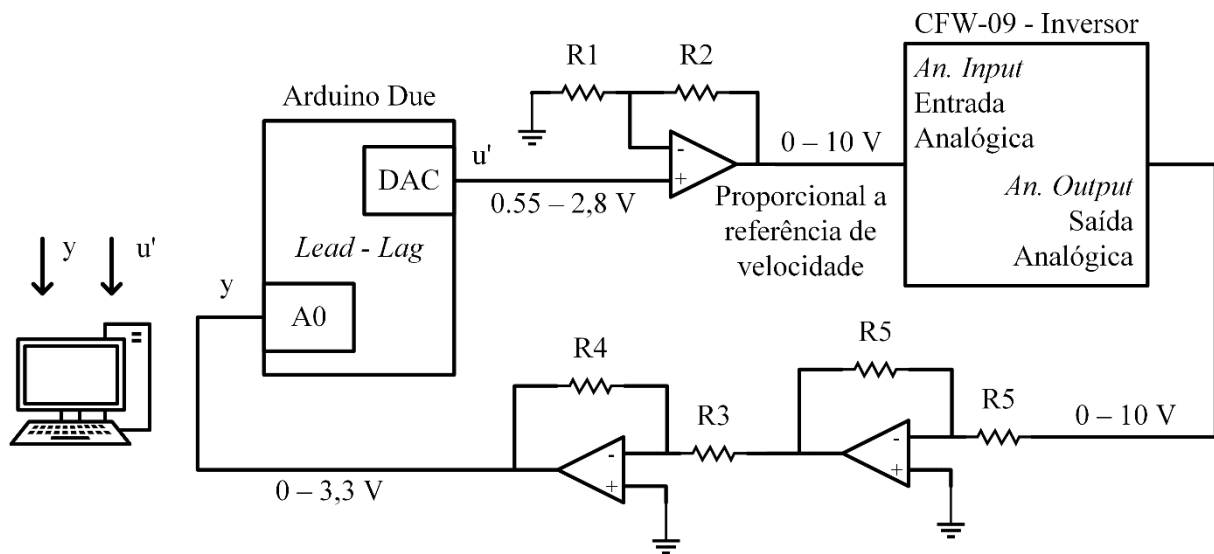


Figura 4.8 – Circuito de condicionamento para o sistema inversor-controlador.

Onde os valores de resistência para o condicionamento dos sinais nos valores indicados no diagrama da Figura 4.8 são: $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 25,5 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 30 \text{ K}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$ e $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$. E os amplificadores operacionais utilizados no circuito são do tipo TL081. O circuito de condicionamento é necessário devido aos limites de tensão da placa Arduino Due, cuja entrada/saída analógica opera entre 0 – 3,3 V, e o inversor de frequência, cuja entrada/saída analógica opera na faixa de 0 – 10 V.

4.3.1. Comportamento Dinâmico do Sistema de Bombeamento Hidráulico para Testes sob Diferentes Pontos de Operação

A fim de se explicar o comportamento dinâmico do sistema de bombeamento, testes de resposta ao degrau foram realizados, para um conjunto de condições de operação. Para os testes descritos, a variável selecionada para definir o valor médio do estado estacionário foi a velocidade de rotação da bomba. Três condições de operação foram consideradas: alta velocidade (velocidade em torno de 1500 RPM), velocidade média (velocidade em torno de 1200 RPM) e baixa velocidade (velocidade em torno de 900 RPM). Para todos os testes relatados, os parâmetros do controlador PI interno foram respectivamente ajustados, aos padrões de fábrica, para os seguintes valores: $K_p = 20$ e $T_i = 0,03$ s, onde T_i é o tempo integral. Observe que o valor do torque de ganho K_T do sistema de teste é um parâmetro incerto e desconhecido nas experiências relatadas.

A Figura 4.9 apresenta os resultados dos testes para variação de velocidade do sistema bombeamento hidráulico.

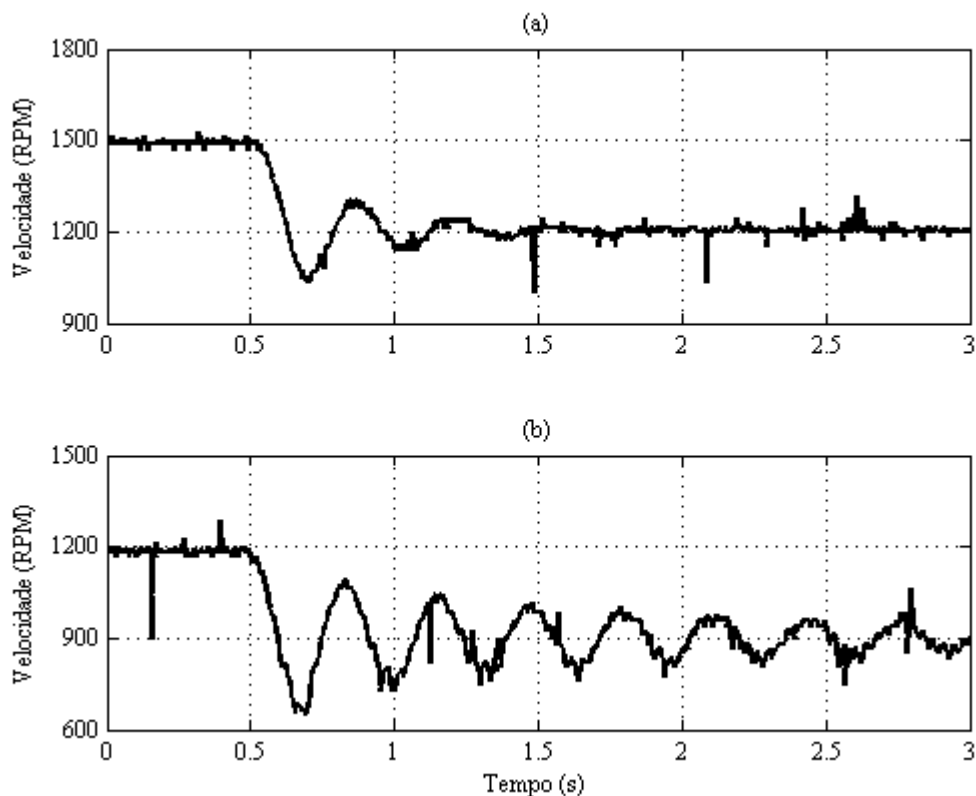


Figura 4.9 – Resposta ao degrau: (a) transição de alta para média velocidade; (b) transição de velocidade média a baixa.

Os testes correspondem ao comportamento do sistema nas transições de alta para média velocidade (vide figura 4.9(a)) e de média para baixa velocidade (vide figura 4.9(b)). O comportamento dinâmico do sistema é bastante diferente para essas diferentes condições operacionais. Uma redução severa no valor do amortecimento do sistema pode ser observada quando o sistema está operando em regime de baixa velocidade (veja a Figura 4.9(b)) (Rocha *et al.*, 2019).

Na Figura 4.9(a), o sistema está operando inicialmente em uma condição estável, em torno do ponto operacional correspondente à alta velocidade (1500 RPM). No instante de tempo $t = 0,5$ s, uma variação de degrau negativo de $\Delta\omega_r^{ref} = -300$ RPM é aplicada na referência de velocidade, levando o sistema a realizar uma transição de alta velocidade (1500 RPM) para média velocidade (1200 RPM). A resposta do sistema após a perturbação é oscilatória, mas exibe um amortecimento satisfatório das oscilações dominantes (as oscilações são satisfatoriamente atenuadas em menos de 1,0 s após a perturbação) como mostrado na Figura 4.9(a).

Para a Figura 4.9(b), o sistema está operando inicialmente em uma condição estável de acordo com a velocidade média (por volta de 1200 RPM). Em torno do instante de tempo $t = 0,5$ s, uma variação de degrau negativo de $\Delta\omega_r^{ref} = -300$ RPM é aplicada na referência de velocidade, levando o sistema a realizar uma transição de média velocidade (1200 RPM) para baixa velocidade (900 RPM). Observe que a resposta do sistema é muito oscilatória e perigosamente não amortecida. De fato, sob tal condição de operação, a própria estrutura da tubulação está sob risco de danos, devido a vibrações deste modo de oscilação dominante não amortecido.

Neste capítulo foi apresentado o sistema de bombeamento hidráulico que será o objeto de estudo para os testes experimentais propostos nesta tese. Uma análise do modelo linear obtido, para diferentes pontos de operação, foi realizada. Concluiu-se que, para garantir uma operação segura em baixas velocidades, é aconselhável projetar um controlador amortecedor suplementar para aumentar o amortecimento dessas oscilações, assunto que será discutido no próximo capítulo.

MÉTODOS DE PROJETO DE CONTROLADORES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Neste capítulo, serão investigadas e discutidas, estratégias de controle para posterior validação no sistema de bombeamento hidráulico. As técnicas investigadas se baseiam na resposta em frequência do sistema, cujos parâmetros qualitativos estão relacionados a estabilidade relativa do sistema operando em malha fechada.

5.1. Estratégia Clássica para Projeto de Compensador baseada no Domínio da Frequência

Considere a configuração de realimentação apresentada na Figura 5.1.

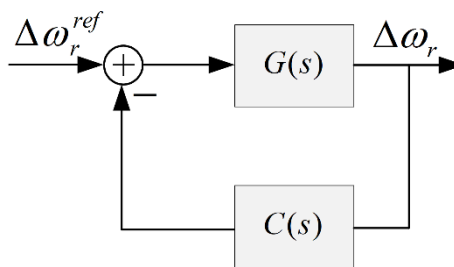


Figura 5. 1 – Diagrama em blocos para o sistema em malha fechada.

Seja $G(s)$ a função de transferência de um sistema ou uma planta industrial. E $C(s)$ a função de transferência do controlador, que nesta configuração é o compensador amortecedor a ser projetado. A função de transferência em malha fechada correspondente a esta estrutura é dada por:

$$G_{cl}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)C(s)}, \quad (5.1)$$

onde, $L(s) = G(s)C(s)$ é a função de transferência de *Loop* em malha aberta. De acordo com a teoria de controle clássica (Ogata, 2010), uma função de transferência de segunda ordem $G(s)$, apresenta frequência de largura de banda de 3dB dada por:

$$\omega_{3dB}(s) = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{(2\xi^2 - 1)^2 + 1}}. \quad (5.2)$$

De acordo com a equação (5.2), é fácil verificar que a razão $\frac{\omega_{3dB}}{\omega_n}$ se torna quase constante para valores pequenos para ξ , conforme segue.

$$\frac{\omega_{3dB}}{\omega_n} = \sqrt{1 + \sqrt{2}} \approx 1,553. \quad (5.3)$$

Portanto, a equação (5.3) evidencia uma estreita relação entre ω_{3dB} e ω_n . Se o valor da frequência natural ω_n for conhecido, a equação (5.3) pode ser usada para obter uma estimativa da frequência em 3dB (ω_{3dB}). O controlador $C(s)$, deve ser projetado de modo que o comportamento de malha fechada desejado possa ser aproximadamente representado por um modelo SOPTD, com um amortecimento ξ_d desejado para o modo de oscilação e uma frequência angular natural ω_n . Ao impor que a largura de banda desejada deve estar próxima da largura de banda do modelo da planta em malha fechada, a frequência de cruzamento de ganho ω_{gc} deve ser aproximadamente igual a ω_{3dB} , deste modo utiliza-se a seguinte relação.

$$\omega_{gc} \approx \omega_{3dB}. \quad (5.4)$$

Usando as suposições acima, as condições de fase e módulos de $L(s)$, em $s = j\omega_{gc}$, são, respectivamente, dadas por meio das seguintes relações.

$$\angle(L(j\omega_{gc})) = \angle(G(j\omega_{gc})) + \angle(C(j\omega_{gc})) = \pi + \varphi_m, \quad (5.5)$$

$$|L(j\omega_{gc})| = |G(j\omega_{gc})||C(j\omega_{gc})| = 1, \quad (5.6)$$

onde, φ_m é a margem de fase desejada.

O conjunto de equações (5.5) - (5.6) permitem projetar o compensador $C(s)$. O projetista deve especificar uma margem de fase desejada φ_m (que está intimamente relacionada com ξ_d , o amortecimento desejado para o sistema de malha fechada). Dada a resposta de frequência da planta, $G(j\omega)$, a frequência natural ω_n e a margem de fase desejada φ_m , os principais passos do algoritmo de projeto do controlador são os seguintes:

- (i) estimar ω_{3dB} usando a equação (5.2) (ou ler a partir da magnitude da resposta de frequência no diagrama Bode de $G(j\omega)$);
- (ii) definir $\omega_{gc} \approx \omega_{3dB}$;
- (iii) usando a equação (5.5) (condição de fase), calcular $\angle(C(j\omega_{gc}))$;
- (iv) usando a equação (5.6) (condição dos módulos), calcule $|C(j\omega_{gc})|$;
- (v) finalmente, usando $|C(j\omega_{gc})|$ e $\angle(C(j\omega_{gc}))$, será escolhida uma estrutura para representar adequadamente a função de transferência do controlador $C(s)$, cujo projeto será apresentado na próxima subseção.

5.2. Investigação de Estratégia Robusta para Projeto de Compensador baseada no Domínio da Frequência

Na teoria de controle robusto, existem duas classes principais de abordagens para levar em consideração as incertezas: abordagens paramétricas e não paramétricas. A última classe concentra-se no conhecimento *a priori* de erros de modelagem que podem, por exemplo, vir da negligência de efeitos parasitários em alta faixa de frequência. Esse tipo de modelagem de incertezas pode ser desnecessariamente conservador, às vezes levando a controladores de ordem elevada com baixo desempenho. Em contraste, a primeira abordagem, ou seja, incertezas paramétricas, permite embutir, no processo de *design*, o conhecimento *a priori* de uma faixa possível que os valores dos parâmetros físicos do sistema podem assumir, essa faixa de variação para os componentes e elementos do sistema, correspondem a uma faixa de variação para os parâmetros da função de transferência (Bhattacharyya *et al.*, 1995).

5.2.1. Incerteza Intervalar Paramétrica e Polinômio Intervalar (Bhattacharyya *et al.*, 1995)

Seja a um parâmetro real, supondo que a assuma um valor incerto e que pertença a um intervalo real pré-especificado $[a^-, a^+]$, onde os números reais a^- e a^+ , são respectivamente, os valores mínimos e máximos conhecidos, valores que o parâmetro a pode assumir em um dado momento. Portanto, pode-se dizer que a tem uma incerteza paramétrica intervalar. Em suma a notação, $a \in [a^-, a^+]$.

Seja x_0, x_1, \dots, x_n parâmetros incertos assumindo valores nos intervalos pré-especificados correspondentes $[x_0^-, x_0^+], [x_1^-, x_1^+], \dots, [x_n^-, x_n^+]$, então um polinômio intervalar $X(s)$ de um sistema LTI, na variável complexa s de Laplace, é definido como segue:

$$X(s) = \left\{ x_0 + x_1 s + x_2 s^2 + \dots + x_n s^n : x_0 \in [x_0^-, x_0^+], x_1 \in [x_1^-, x_1^+], \dots, x_n \in [x_n^-, x_n^+] \right\}. \quad (5.7)$$

Um polinômio intervalar $X(s)$, pode também ser expresso na seguinte forma compacta e adequada

$$X(s) = [x_0^-, x_0^+] + [x_1^-, x_1^+] s + [x_2^-, x_2^+] s^2 + \dots + [x_n^-, x_n^+] s^n. \quad (5.8)$$

Um polinômio intervalar $X(s)$ é uma representação compacta de uma família de polinômios que possui membros infinitos. O intervalo polinomial $X(s)$ é dito robustamente Hurwitz estável, se todos os seus membros são Hurwitz estáveis (um polinômio é estável a Hurwitz, se todas as suas raízes estiverem localizadas no semi-plano esquerdo aberto da variável complexa s) (Ogata, 2010). Portanto, em princípio, seria necessário testar a estabilidade de um número infinito de polinômios para determinar a estabilidade de um dado polinômio intervalar $X(s)$. Felizmente, o cientista russo Kharitonov provou que é necessário e suficiente testar a estabilidade de Hurwitz, usando apenas os quatro polinômios seguintes (que pertencem à família $X(s)$).

$$\begin{aligned} X^{(1)}(s) &= x_0^- + x_1^- s + x_2^+ s^2 + x_3^+ s^3 + x_4^- s^4 + x_5^- s^5 + \dots, \\ X^{(2)}(s) &= x_0^- + x_1^+ s + x_2^+ s^2 + x_3^- s^3 + x_4^- s^4 + x_5^+ s^5 + \dots, \\ X^{(3)}(s) &= x_0^- + x_1^- s + x_2^- s^2 + x_3^+ s^3 + x_4^+ s^4 + x_5^- s^5 + \dots, \\ X^{(4)}(s) &= x_0^+ + x_1^+ s + x_2^- s^2 + x_3^- s^3 + x_4^+ s^4 + x_5^+ s^5 + \dots \end{aligned} \quad (5.9)$$

Os quatro polinômios da equação (5.9) são chamados de polinômios de Kharitonov e desempenham um papel fundamental na análise e projeto de sistemas de controle para plantas com incertezas paramétricas (Bhattacharyya *et al.*, 1995). Eles são, portanto, instrumentos para o desenvolvimento do método de controle robusto proposto nesta tese, cujas as incertezas serão estendidas aos parâmetros de funções de transferências.

5.2.2. Sistema Intervalar (Bhattacharyya *et al.*, 1995)

Uma função de transferência intervalar estritamente própria pode ser descrita na forma de razão de polinômios intervalares, conforme apresenta a seguinte relação.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\left[n_0^-, n_0^+ \right] + \left[n_1^-, n_1^+ \right] s + \dots + \left[n_m^-, n_m^+ \right] s^m}{\left[d_0^-, d_0^+ \right] + \left[d_1^-, d_1^+ \right] s + \dots + \left[d_n^-, d_n^+ \right] s^n}, \quad (5.10)$$

desde que $\left[d_n^-, d_n^+ \right] > 0$. Onde o numerador, $N(s)$, e o denominador, $D(s)$, são polinômios de intervalo com graus inteiros fixos m e n , com a restrição que $m < n$. Os valores reais n_i^- e n_i^+ , $i = 0, 1, 2, \dots, m$ e d_j^- e d_j^+ , $j = 0, 1, 2, \dots, n$, são, respectivamente, o limites inferior e o limite superior do intervalo de variação definindo para cada coeficiente incerto na equação (5.10).

Como o numerador $N(s)$ e o denominador $D(s)$, de $G(s)$, são ambos polinômios intervalares, então cada um tem seu próprio subconjunto de polinômios associados de Kharitonov, dados pelas equações em (5.11) e (5.12), respectivamente:

$$\begin{aligned} K_N^{(1)}(s) &= n_0^- + n_1^- s + n_2^+ s^2 + n_3^+ s^3 + n_4^- s^4 + n_5^- s^5 + \dots, \\ K_N^{(2)}(s) &= n_0^- + n_1^+ s + n_2^+ s^2 + n_3^- s^3 + n_4^- s^4 + n_5^+ s^5 + \dots, \\ K_N^{(3)}(s) &= n_0^+ + n_1^- s + n_2^- s^2 + n_3^+ s^3 + n_4^+ s^4 + n_5^- s^5 + \dots, \\ K_N^{(4)}(s) &= n_0^+ + n_1^+ s + n_2^- s^2 + n_3^- s^3 + n_4^+ s^4 + n_5^- s^5 + \dots \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} K_D^{(1)}(s) &= d_0^- + d_1^- s + d_2^+ s^2 + d_3^+ s^3 + d_4^- s^4 + d_5^- s^5 + \dots, \\ K_D^{(2)}(s) &= d_0^- + d_1^+ s + d_2^+ s^2 + d_3^- s^3 + d_4^- s^4 + d_5^+ s^5 + \dots, \\ K_D^{(3)}(s) &= d_0^+ + d_1^- s + d_2^- s^2 + d_3^+ s^3 + d_4^+ s^4 + d_5^- s^5 + \dots, \\ K_D^{(4)}(s) &= d_0^+ + d_1^+ s + d_2^- s^2 + d_3^- s^3 + d_4^+ s^4 + d_5^- s^5 + \dots \end{aligned} \quad (5.12)$$

5.2.3. Conjunto Extremal de um Sistema Intervalar

Dados dois polinômios $X^{(1)}(s)$ e $X^{(2)}(s)$, um segmento polinomial, aqui denotado por $\left[x^{(1)}(s), x^{(2)}(s) \right]$, é uma família de polinômios gerados pela seguinte combinação convexa

$$\left[X^{(1)}(s), X^{(2)}(s) \right] = \left\{ \lambda X^{(1)}(s) + (1 - \lambda) X^{(2)}(s) \forall \lambda \in [0, 1] \right\}. \quad (5.13)$$

Dados três polinômios $n^{(1)}(s)$, $n^{(2)}(s)$ e $d(s)$, um segmento de linha de plantas é definido seguindo a proporção de um segmento polinomial $\left[n^{(1)}(s), n^{(2)}(s) \right]$, dividido por um polinômio fixo $d(s)$, conforme apresenta a seguinte relação,

$$G^{(1,2)}(s) = \frac{\left[n^{(1)}(s), n^{(2)}(s) \right]}{d(s)}. \quad (5.14)$$

Por outro lado, dados três polinômios $n(s)$, $d^{(1)}(s)$, $d^{(2)}(s)$, definem um segmento de arco de plantas na forma da seguinte razão de um polinômio fixo $n(s)$, dividido por um segmento polinomial $[d^{(1)}(s), d^{(2)}(s)]$, como apresentado a seguir,

$$G_{(1,2)}(s) = \frac{n(s)}{[d^{(1)}(s), d^{(2)}(s)]}. \quad (5.15)$$

Seja $G(s) = N(s)/D(s)$, o modelo de uma planta sujeita a incertezas paramétricas, cujo modelo é definido na equação (5.10). De acordo com Bartlett *et al.* (1988), a presença de parâmetros incertos na função de transferência de um sistema LTI, se manifesta como uma variabilidade nos coeficientes do polinômio característico. Se a família desses polinômios é politópica no espaço dos coeficientes, então pode-se mostrar que a localização das raízes do polinômio característico de toda a família pode ser completamente determinada examinando-se somente as raízes dos polinômios das arestas expostas do polítopo.

Deste modo, ao polinômio característico apresentado na equação (5.7), é associado o vetor de coeficientes $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]'$ de $X(s)$. E seja $\Omega \subset R^n$, um polítopo m -dimensional, o qual pertencem os vetores X , para a família inteira de polinômios do tipo $X(s)$. O conjunto Ω é uma representação de $X(s)$ no espaço de coeficientes, sendo o *hull* convexo de um número finito de vértices. Define-se os conjuntos expostos de Ω como sendo os conjuntos na forma $\Omega \cap H$, onde H é um hiperplano de suporte. Quando os conjuntos expostos forem unidimensionais eles serão chamados de arestas expostas, enquanto que se forem bidimensionais serão chamados de faces expostas.

Definição 1: Considere um $W \subset \Omega$ e $R(W) \subset C$ é o espaço das raízes de W se $R(W) = \{s: X(s) = 0, X \in W\}$ (Bartlett *et al.*, 1988).

Teorema 1 (Teorema das arestas – *Edge Theorem*). Seja $\Omega \subset R^{n \times n}$ um polítopo de polinômios. Então, o limite de $R(\Omega)$ estar contido no espaço raiz de todas as arestas expostas de Ω (Bartlett *et al.*, 1988).

Deste modo, Bartlett *et al.* (1988) provaram que, para a análise e síntese de sistemas de controle com modelo de planta intervalar, é suficiente considerar um conjunto composto por 32 segmentos de planta, que representam as arestas e faces expostas, conforme apresenta as seguintes relações:

Seguimento de Reta

$$\begin{aligned}
G_1(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(2)}(s)]}{K_D^{(1)}(s)}, G_2(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(3)}(s)]}{K_D^{(1)}(s)}, \\
G_3(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(2)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(1)}(s)}, G_4(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(3)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(1)}(s)}, \\
G_5(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(2)}(s)]}{K_D^{(2)}(s)}, G_6(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(3)}(s)]}{K_D^{(2)}(s)}, \\
G_7(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(2)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(2)}(s)}, G_8(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(3)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(2)}(s)}, \\
G_9(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(2)}(s)]}{K_D^{(3)}(s)}, G_{10}(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(3)}(s)]}{K_D^{(3)}(s)}, \\
G_{11}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(2)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(3)}(s)}, G_{12}(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(3)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(3)}(s)}, \\
G_{13}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(2)}(s)]}{K_D^{(4)}(s)}, G_{14}(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(1)}(s)K_N^{(3)}(s)]}{K_D^{(4)}(s)}, \\
G_{15}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^{(2)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(4)}(s)}, G_{16}(\lambda, s) = \frac{[K_N^{(3)}(s)K_N^{(4)}(s)]}{K_D^{(4)}(s)}.
\end{aligned} \tag{5.16}$$

Segmento de Arco

$$\begin{aligned}
G_{17}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(1)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(2)}(s)]}, G_{18}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(2)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(2)}(s)]}, \\
G_{19}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(3)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(2)}(s)]}, G_{20}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(4)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(2)}(s)]}, \\
G_{21}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(1)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(3)}(s)]}, G_{22}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(2)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(3)}(s)]}, \\
G_{23}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(3)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(3)}(s)]}, G_{24}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(4)}(s)}{[K_D^{(1)}(s)K_D^{(3)}(s)]}, \\
G_{25}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(1)}(s)}{[K_D^{(2)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, G_{26}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(2)}(s)}{[K_D^{(2)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, \\
G_{27}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(3)}(s)}{[K_D^{(2)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, G_{28}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(4)}(s)}{[K_D^{(2)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, \\
G_{29}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(1)}(s)}{[K_D^{(3)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, G_{30}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(2)}(s)}{[K_D^{(3)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, \\
G_{31}(\lambda, s) &= \frac{K_N^{(3)}(s)}{[K_D^{(3)}(s)K_D^{(4)}(s)]}, G_{32}(\lambda, s) = \frac{K_N^{(4)}(s)}{[K_D^{(3)}(s)K_D^{(4)}(s)]}.
\end{aligned} \tag{5.17}$$

Em Bhattacharyya *et al.*, (1995), o conjunto de arestas e faces expostas formam os *Templates* do conjunto *Extremal* da planta intervalar $G(s)$, com $\lambda \in [0,1]$. Calculados para uma frequência $s = j\omega$, obtém-se um modelo adequado de incertezas paramétricas no plano complexo para a função de transferência de *Loop*. Esse conjunto de incertezas, definido para uma frequência específica, em $\omega = 1,0$ rad/s, representa um modelo de $G(\omega = 1)$ que, para as 32 plantas intervalares de Kharitonov no plano complexo, formam o *Template* apresentado na Figura 5.2. Portanto, a análise para projeto de controladores no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Nyquist e o diagrama de Bode, podem ser estendidas, permitindo uma análise mais robusta das margens de estabilidade definidas no projeto do compensador.

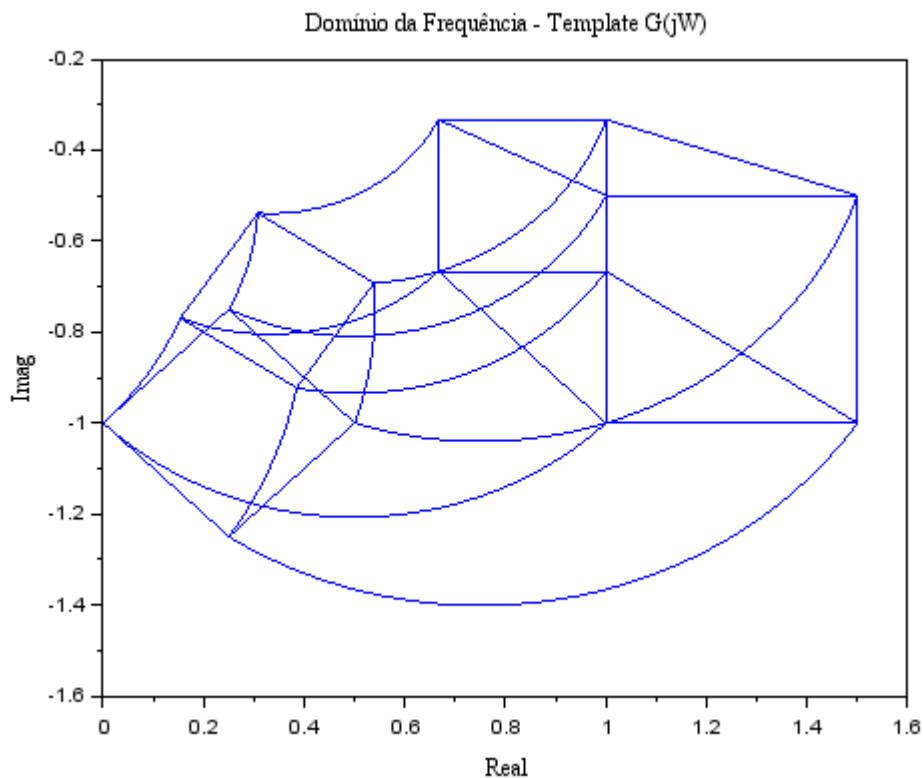


Figura 5. 2 – *Template* no Domínio da Frequência de $G(j\omega)$ para $\omega = 1,0$ rad/s.

5.3. Selecionando uma Estrutura para o Compensador

De acordo com as etapas de projeto (i) a (v) da seção 5.1 e da estratégia robusta baseada no domínio da frequência, seção 5.2, uma estrutura adequada para a função de transferência do controlador deve ser escolhida. Neste trabalho, a função de transferência do controlador é sintetizada na forma padrão (equação (5.18)), sua escolha independe da metodologia escolhida (clássica ou robusta) para o projeto do compensador,

$$C(s) = K_c LL(s) F_{PA}(s), \quad (5.18)$$

onde:

K_c : um ganho escalar real a ser ajustado de acordo com o amortecimento relativo desejado do modo de oscilação dominante;

$LL(s)$: função de transferência do compensador *Lead-Lag* destinada a compensar o atraso no sistema na frequência de ressonância e com a seguinte forma padrão:

$$LL(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}, \quad (5.19)$$

$F_{PA}(s)$: um filtro passa alta projetado para evitar qualquer interferência adversa do controle amortecedor $C(s)$ em regime estacionário. $F_{PA}(s)$, tem o seguinte forma padrão:

$$FP_{PA}(s) = \frac{T_w s}{T_w s + 1}, \quad (5.20)$$

onde, a constante de tempo T_w deve ser selecionada de modo que a frequência de canto do filtro em alta frequência, seja menor que a frequência de ressonância do modo dominante, seguindo a relação abaixo,

$$\frac{1}{T_w} < \omega_n. \quad (5.21)$$

As técnicas aqui investigadas serão implementadas para aplicação prática no sistema de bombeamento hidráulico.

Neste capítulo, foi investigada uma metodologia para projeto de um compensador suplementar, na estrutura *Lead-Lag*, para amortecimento das oscilações do sistema de bombeamento hidráulico. A metodologia escolhida, se baseou na resposta em frequência do sistema, cujos parâmetros do compensador *Lead-Lag* para o *FTCS* foram calculados seguindo uma metodologia robusta, conforme as margens de estabilidade desejadas em malha fechada, definidas em projeto. O próximo capítulo irá avaliar experimentalmente os controladores projetados e condição não desejadas.

AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO HIDRÁULICO

Os testes propostos nessa tese foram desenvolvidos inicialmente em simulações para levantamento da função de transferência de um modelo para a planta de bombeamento hidráulico. Com os modelos obtidos, foram avaliadas metodologias para projeto de um controlador amortecedor, utilizando técnica clássica e técnica robusta, baseado na resposta em frequência, de projeto do compensador para o *FTCS*, com o objetivo de permitir a operação segura destes sistemas quando faltas forem aplicadas. Neste capítulo foi proposto o controle de velocidade do sistema motor-bomba (Rocha *et al.*, 2019).

6.1. Identificação de um Modelo Nominal

Para a planta operando em condições de velocidade média, os testes de resposta ao degrau foram realizados para identificar um modelo linear da planta, adequado para o projeto do compensador amortecedor (Rocha *et al.*, 2019). Testes experimentais foram realizados para identificação de um modelo Autoregressivo com entradas exógenas (ARX), utilizando dados coletados de entrada (variação da tensão nos terminais do inversor)/saída (variação da velocidade), juntamente com o procedimento padrão de identificação de sistema (Ljung, 1999), para obtenção dos parâmetros do modelo ARX recursivamente, utilizando Mínimos Quadrados Recursivo (MQR). Através da correlação entre os sinais de entrada e saída, um modelo estimado com boa aproximação do modelo real é obtido, Figura 6.1. E o modelo ARX do sistema hidráulico de bombeamento é:

$$G(z^{-1}) = \frac{-0,1797z^{-1} + 0,3012z^{-2}}{1 - 1,783z^{-1} + 0,9045z^{-2}}. \quad (6.1)$$

Considerando o tempo de amostragem $T_s = 0,02$ s, o modelo contínuo obtido é

$$G(s) = \frac{-12,97s + 322,9}{s^2 + 5,016s + 323,4}. \quad (6.2)$$

O modelo contínuo foi utilizado para projetar o compensador *Lead-Lag*.

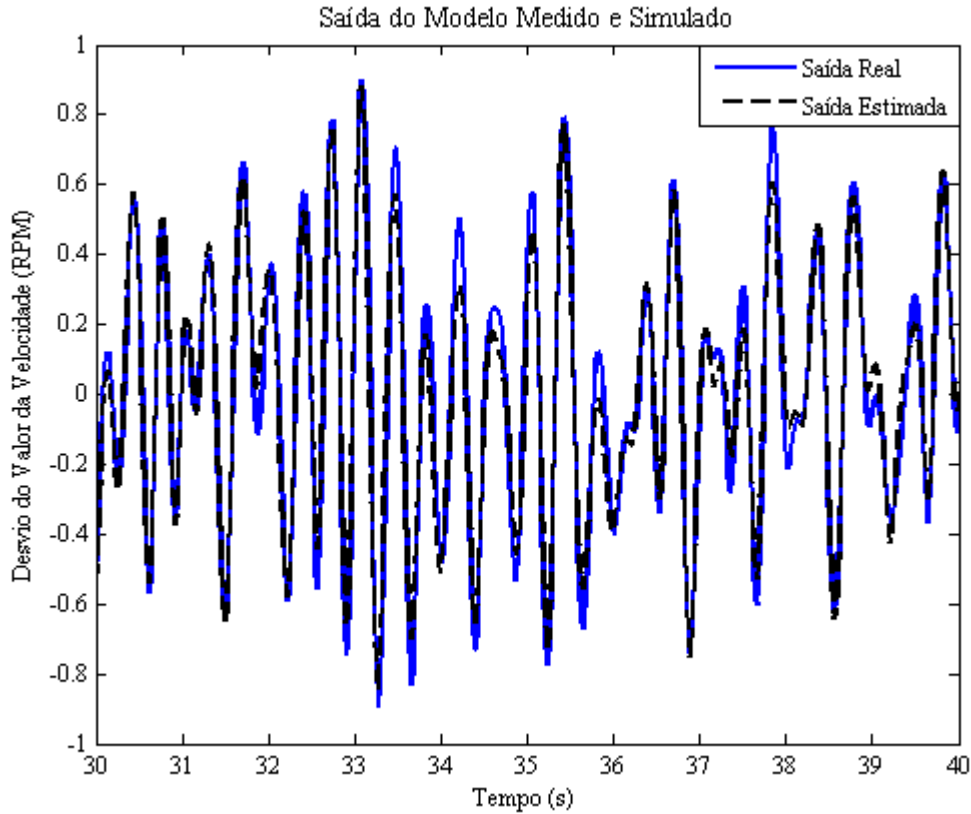


Figura 6. 1 – Aproximação entre o modelo real e o modelo identificado.

6.2. Projeto Clássico do Compensador Amortecedor

O projeto do compensador amortecedor é baseado na abordagem do domínio da frequência descrita no Capítulo 5. O projetista deve especificar a margem de fase desejada. O desempenho obtido em malha fechada, em termos de amortecimento do modo de oscilação dominante, está intimamente relacionado à margem de fase especificada. A estrutura geral do controlador tem o formato da equação (6.3), onde $C_o(s)$ é uma função de transferência do compensador *Lead-Lag*, que deve ser primeiramente projetado para satisfazer a condição de fase desejada em malha fechada, enquanto $F_{PA}(s)$ é um filtro passa-alta escolhido para bloquear componentes de baixa frequência incluídos no sinal medido. O compensador $C_o(s)$ possui a estrutura apresentada na seguinte relação.

$$C_o(s) = K_c \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1}, \quad (6.3)$$

onde, α e T são parâmetros a serem calculados. Assumindo que a largura da banda especificada do sistema de malha fechada, seja similar ao modelo da planta, o valor da frequência de

cruzamento de ganho, ω_{gc} , pode ser lido no diagrama Bode de $G(s)$, como mostrado na Figure 6.2. Note que o $\omega_{gc} \approx \omega_{3dB} \approx 32,4$ rad/s.

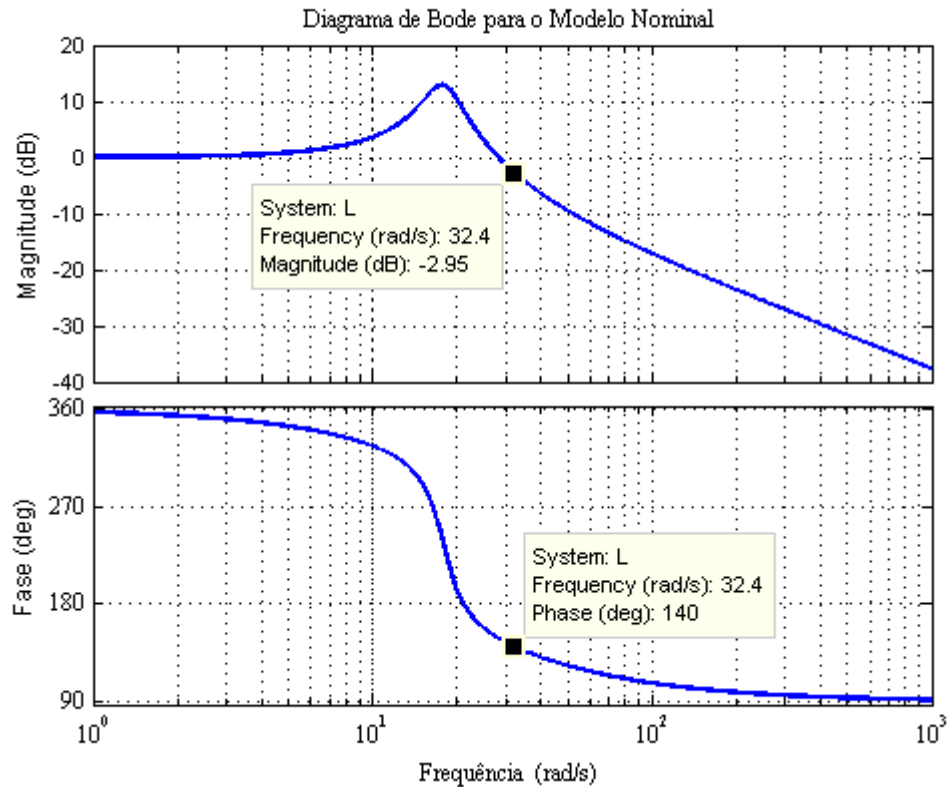


Figura 6. 2 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)$, para o sistema não compensado.

Seja $\phi_c = \text{angle}(C_o(j\omega_{gc}))$ o avanço máximo do ângulo fornecido por $C_o(s)$ na frequência de cruzamento de ganho ω_{gc} , e seja, φ_m , a margem de fase especificada. Então, a partir da condição de ângulo, a seguinte relação é obtida, para a frequência de cruzamento de ganho, ω_{gc} :

$$\phi_c = (\pi + \varphi_m) - \angle G(j\omega_{gc}). \quad (6.4)$$

Especificando um valor mínimo de margem de fase de $\varphi_m = 45^\circ$ (graus), que corresponde a um amortecimento relativo desejado, cujo valor é aproximadamente $\xi_d = 0,4$ (Ogata, 2010), e usando a equação (5.5), o valor calculado para ϕ_c é: $\phi_c = 180^\circ + 45^\circ - 140^\circ = 85^\circ$. O valor do ângulo a ser compensado pelo *Lead-Lag* é $\phi_c = 85^\circ$ na frequência de cruzamento de ganho ω_{gc}

= 32,4 rad/s, e sabendo-se que, o módulo da função de transferência do modelo na frequência de cruzamento de ganho $|G(j\omega_{gc})| = 1/\sqrt{2}$, os parâmetros de $C_o(s)$, a saber α , T e K_c , são calculados como segue:

$$\alpha = \frac{1 - \sin(\phi_c)}{1 + \sin(\phi_c)} = 0,0019, \quad (6.5)$$

$$T = \frac{1}{\omega_{gc} \sqrt{\alpha}} = 0,7069, \quad (6.6)$$

$$K_c = \frac{1}{|G(j\omega_{gc})|} \frac{\sqrt{1 + (\omega_{gc} \alpha T)^2}}{\sqrt{1 + (\omega_{gc} T)^2}} = 0,06365. \quad (6.7)$$

Finalmente, o filtro passa-alta $F_{PA} = T_w s / (1 + T_w s)$ é projetado para rejeitar componentes indesejadas em baixas frequências cujos componentes podem perturbar o ponto de operação em regime permanente. A constante de tempo do filtro T_w , é escolhida para satisfazer $T_w = (2/\omega_n) = 0,111$ s [a fim de satisfazer a desigualdade da equação (5.21)], o que significa que, perturbações com frequência abaixo de $\omega_n = 9,0$ rad/s, serão rejeitadas. Em resumo, o controlador de amortecimento projetado $C(s) = C_o F_{PA}(s)$ é dado pela seguinte relação,

$$C(s) = 0,06365 \frac{(0,7069s + 1)}{(0,001347s + 1)} \frac{0,111s}{(0,111s + 1)}. \quad (6.8)$$

A Figura 6.3 apresenta a resposta em frequência da função de transferência de *Loop*, para o modelo nominal da planta juntamente com o compensador amortecedor projetado e o filtro *washout* (equação (6.8)). Note que o diagrama de Bode, da função de transferência de *Loop*, apresenta uma margem de fase de 60° , $\phi_m \approx 241^\circ - 180^\circ \approx 60^\circ$, atendendo ao valor mínimo especificado em projeto, $\phi_m = 60^\circ > 45^\circ$, na frequência de cruzamento de ganho $\omega = \omega_{gc} = 32,4$ rad/s.

A Figura 6.4 mostra o correspondente diagrama de Nyquist de L . Note que o sistema compensado apresenta, uma margem de fase superior a 45° , $\phi_m = 60^\circ$, e uma margem de ganho em torno do valor 1,8.

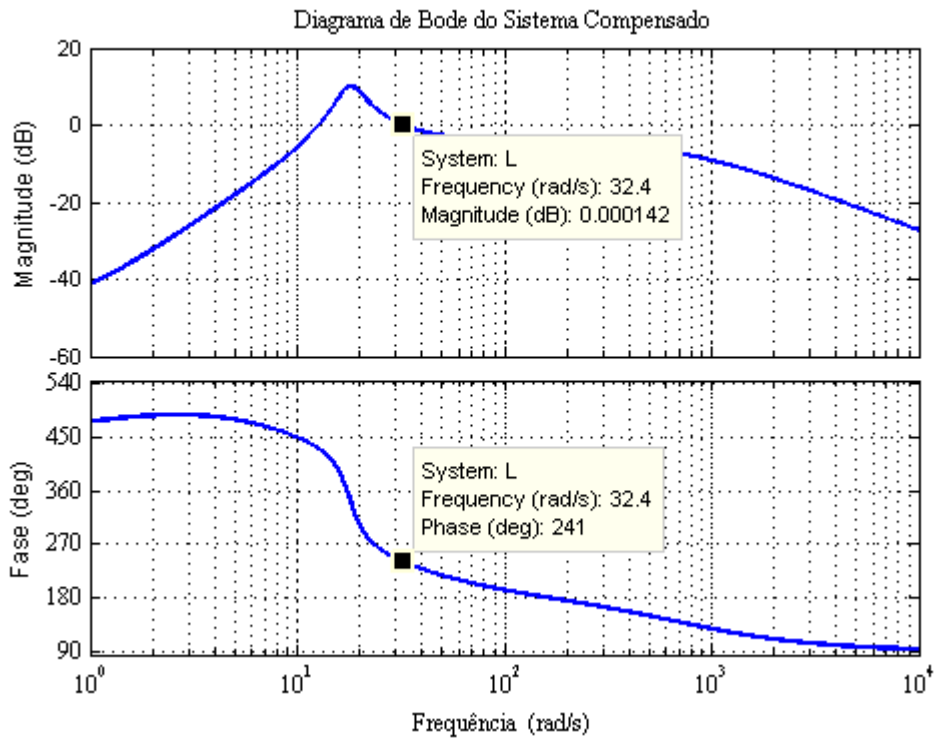


Figura 6. 3 – Diagrama de Bode da função de transferência de $Loop L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado.

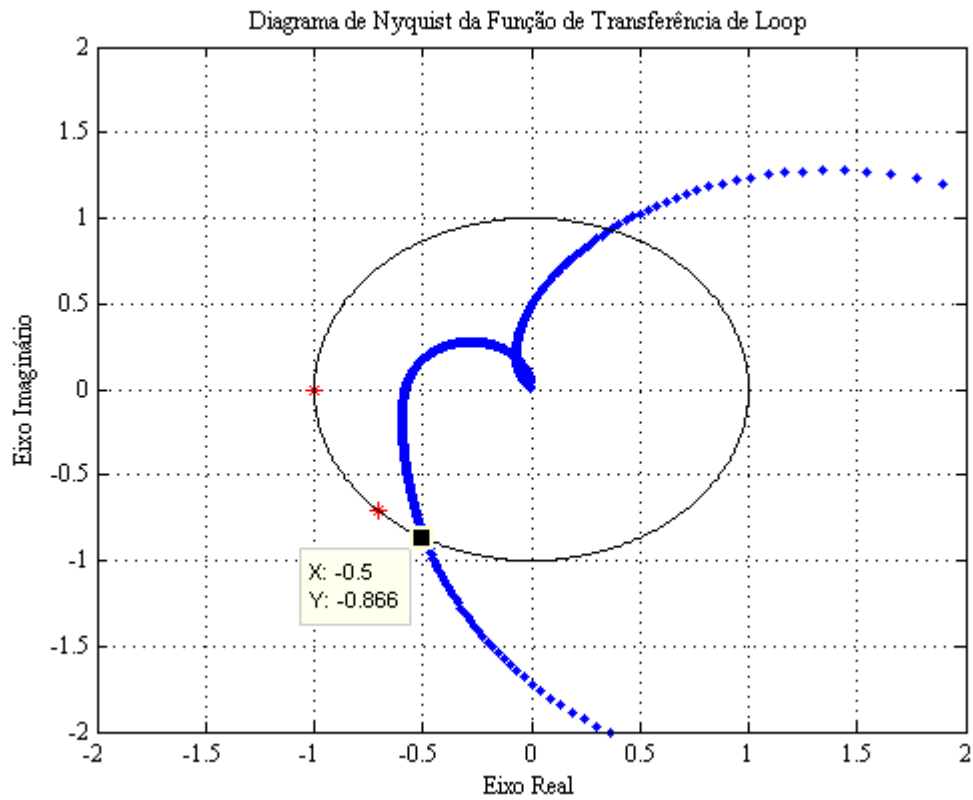


Figura 6. 4 – Diagrama de Nyquist da função de transferência de $Loop L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado.

A fim de implementar digitalmente o compensador amortecedor, a função de transferência de $C(s)$, dada pela equação (6.3), é então transformada em sua forma canônica de tempo discreto (Landau & Zito, 2006). Selecionando um intervalo de amostragem de $T_s = 0,02$ s (que satisfaz a condição $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \omega_n$, onde ω_s é a taxa de amostragem angular). E, usando o método de mapeamento de polos e zeros, a seguinte função de transferência no domínio Z é obtida para o compensador digital, conforme a seguinte equação,

$$C(z^{-1}) = \frac{2,0891 - 4,2001z^{-1} + 2,0308z^{-2}}{1 - 0,8352z^{-1} + 2,9935z^{-2}}. \quad (6.9)$$

O desempenho do compensador amortecedor projetado é avaliado por testes experimentais, que serão detalhados na próxima subseção.

6.3. Projeto Robusto do Compensador Amortecedor

O projeto do controlador robusto na estrutura *Lead-Lag* é também baseado nas definições discutidas no Capítulo 5, relacionadas a margem de ganho e margem de fase. Neste projeto será considerado uma família de funções de transferência ($G(s)$), definida na seção 5.2, Capítulo 5, como conjunto *Extremal*.

O modelo linearizado da planta hidráulica para o projeto do controlador amortecedor robusto é uma planta de segunda ordem com função de transferência dada por

$$G(s) = \frac{[n_0^-, n_0^+]s + [n_1^-, n_1^+]}{s^2 + [d_1^-, d_1^+]s + [d_2^-, d_2^+]}. \quad (6.10)$$

A relação entre máximos e mínimos gera um conjunto *Extremal* com as 32 plantas de Kharitonov. Para avaliação no domínio da frequência, o diagrama de Nyquist da família de funções de transferência, que representam a região de incertezas, é apresentado na Figura 6.5. Na Figure 6.5(a) tem-se o diagrama de Nyquist da função de transferência de *Loop* em malha aberta quando $L(s) = G(s)C(s)$ para $C(s) = 1$, para o caso nominal com a planta a parâmetros fixos. Enquanto que, na Figura 6.5(b), tem-se o diagrama de Nyquist de $L(s)$ para o conjunto *Extremal* de $G(s)$.

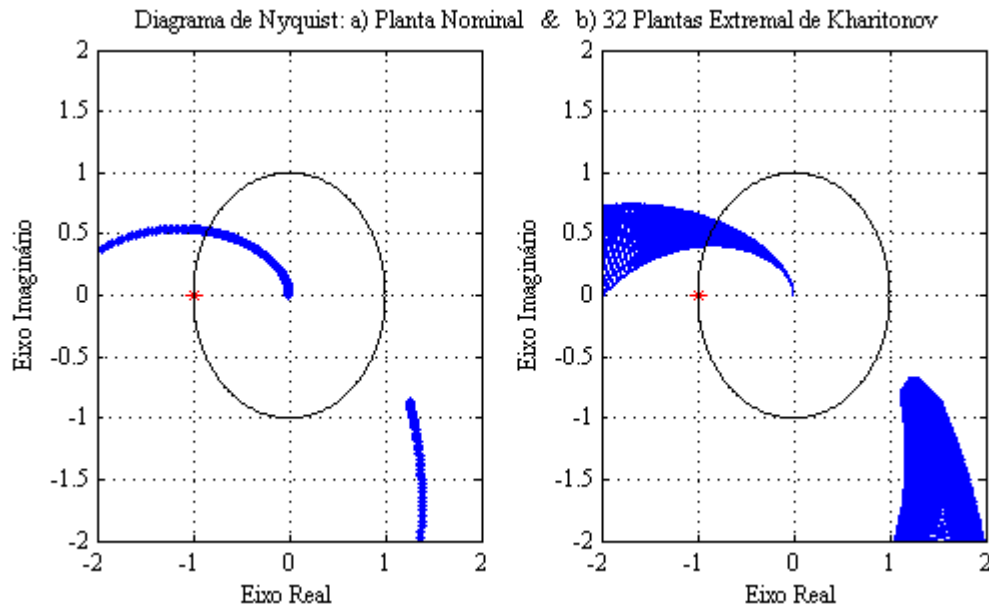


Figura 6.5 – Diagrama de Nyquist para a) Planta Nominal b) Conjunto *Extremal*.

Os limites do conjunto *Extremal* de $G(s)$, Figura 6.5(b), são definidos por funções de transferências fronteiriças de $G(s)$ pertencentes a este conjunto *Extremal*. Portanto, o projeto do controlador robusto se baseia nas definições de margens de ganho e margens de fase para os limites máximo e mínimos desta região, definida como o “pior caso”. De (Bhattacharyya *et al.*, 1995) conclui-se que, se o controlador robusto atende aos critérios de desempenho definidos em projeto, para o “pior caso”, então este controlador será robustamente estável para as demais funções de transferências do conjunto *Extremal*.

6.3.1. Método Robusto para Projeto do Controlador Amortecedor

A metodologia proposta para projeto do controlador robusto utilizando análise *Extremal*, parte do princípio de que o controlador amortecedor projetado, também representado na estrutura *Lead-Lag* (LL) como na equação (6.3), deve satisfazer os critérios de desempenho de projeto para o “pior caso” do conjunto *Extremal* da família de funções de transferência de $G(s)$.

O diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* ($L(s)$), considerando a análise *Extremal*, é apresentado na Figura 6.6, os limites inferior e superior das curvas de módulo e da fase da função de transferência de *Loop* ($L(s)$), correspondem aos limites que delimitam a família de funções de transferência de $G(s)$ para as incertezas paramétricas. E, considerando a aproximação definida pela equação (5.4), $\omega_{gc} \approx \omega_{3dB}$, a frequência de cruzamento de ganho obtida será de $\omega_{gc} \approx 32,4$ rad/s.

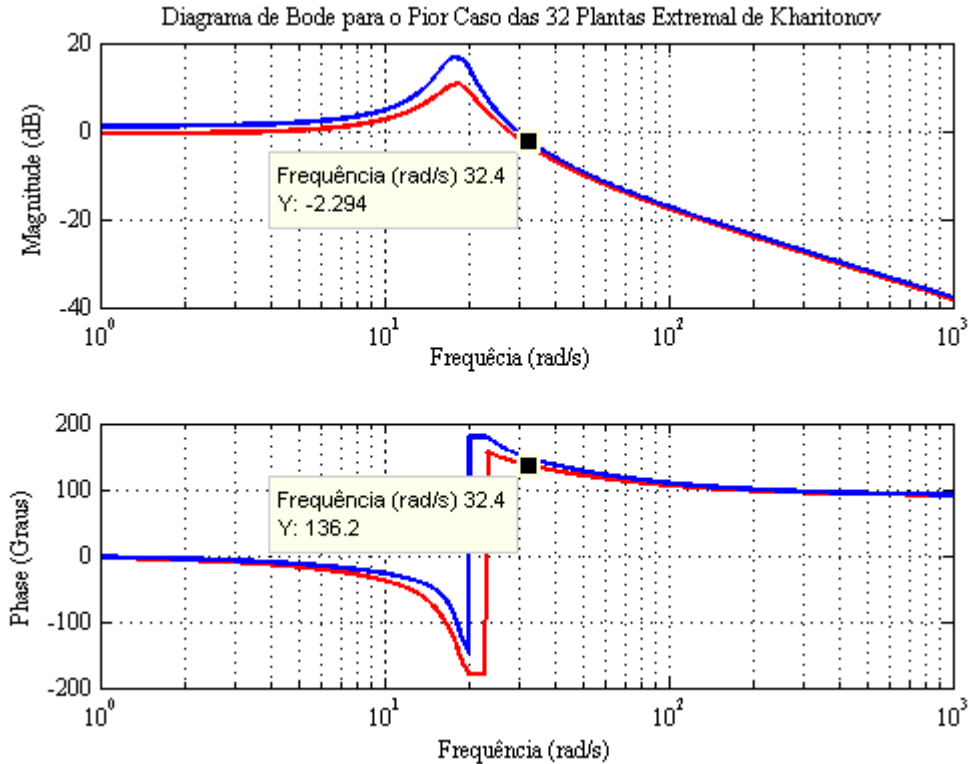


Figura 6.6 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)$, para o sistema não compensado.

Considerando a margem de fase desejada $\phi_m = 45^\circ$ na frequência de cruzamento de ganho, ω_{gc} , e, que o valor do avanço de fase a ser compensado pelo controlador amortecedor robusto na estrutura *Lead-Lag*, conforme apresenta a equação (5.5), é $\phi_c = 180^\circ + 45^\circ - 136,2^\circ = 88,8^\circ$, para alcançar a margem de fase desejada, e, sabendo-se que, o módulo da função de transferência do sistema na frequência de cruzamento de ganho é $|G(j\omega_{gc})| = 1/\sqrt{2}$, os parâmetros α_r , T_r e K_r do compensador para o projeto robusto, será dado pelas seguintes relações:

$$\alpha_r = \frac{1 - \sin(\phi_c)}{1 + \sin(\phi_c)} = 0,000109, \quad (6.11)$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_{gc} \sqrt{\alpha}} = 2,9472, \quad (6.12)$$

$$K_r = \frac{1}{|G(j\omega_{gc})|} \frac{\sqrt{1 + (\omega_{gc} \alpha T)^2}}{\sqrt{1 + (\omega_{gc} T)^2}} = 0,01415. \quad (6.13)$$

E a função de transferência do compensador robusto na estrutura *Lead-Lag* considerando o filtro passa-alta projetado anteriormente, como mostra a seguinte relação,

$$C(s) = 0,01415 \cdot \frac{(2,9472s + 1)}{(0,0003232s + 1)} \frac{0,111s}{(0,111s + 1)}. \quad (6.14)$$

A Figura 6.7 apresenta a resposta em frequência da função de transferência de *Loop* do sistema (planta hidráulica $G(s)$) com o compensador robusto $C(s)$ (equação (6.14)). Note que o sistema compensado apresenta uma margem de fase maior que o valor especificado em projeto que era de $\varphi_m = 45^\circ$, cujo observado é $\varphi_m \approx 180^\circ - 119,5^\circ \approx 60,5^\circ$ na frequência de cruzamento de ganho $\omega = \omega_{gc} = 32,4$ rad/s.

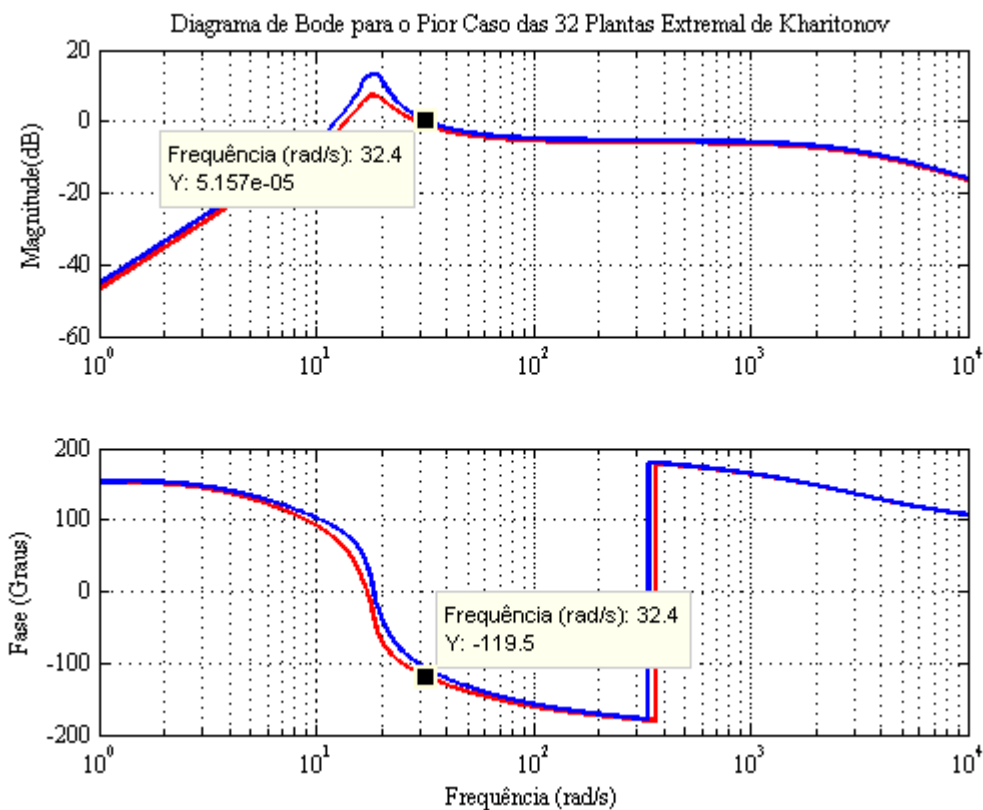


Figura 6.7 – Diagrama de Bode da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para $C(j\omega)$ robusto.

A Figura 6.8 apresenta o correspondente diagrama de Nyquist de L para o compensador robusto. Note que o sistema compensado via controlador amortecedor robusto, apresenta uma margem de fase maior que os $\varphi_m = 60^\circ > 45^\circ$ definidos em projeto. Pode-se observar que, a margem de fase obtida, atendeu ao critério do “pior caso”, como destacado na Figura 6.8. Foi observado também um aumento da margem de ganho para aproximadamente 2,0.

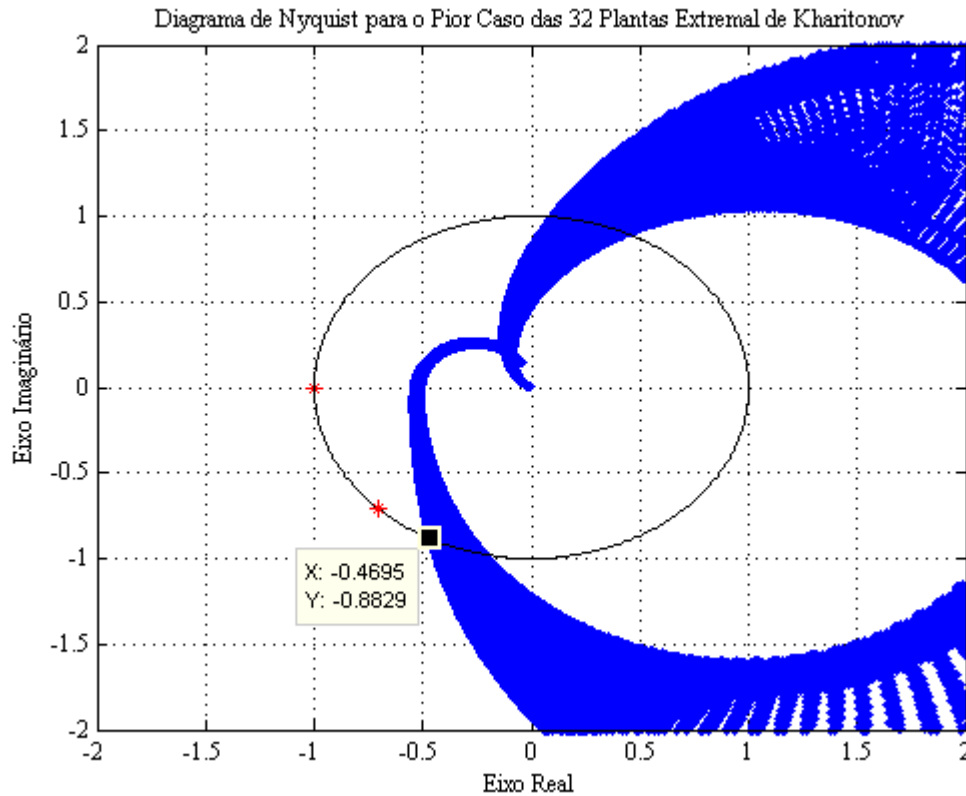


Figura 6. 8 – Diagrama de Nyquist da função de transferência de *Loop* $L(j\omega) = G(j\omega)C(j\omega)$, para o sistema compensado robustamente.

Assim, como no caso do controle clássico, a lei de controle, para o controlador robusto, foi discretizada usando o método de mapeamento de polos e zeros com intervalo de amostragem de $T_s = 0,02$ s. A seguinte função de transferência no domínio Z foi obtida e embarcada no microcontrolador.

$$C(z^{-1}) = \frac{1,9162 - 3,8195z^{-1} + 1,9032z^{-2}}{1 - 0,83527z^{-1} + 1,1192e^{-27}z^{-2}}. \quad (6.15)$$

Testes de simulação também foram realizados para análise da resposta ao degrau do sistema sob ação do controlador amortecedor. A Figura 6.9, apresenta os resultados dos testes, fazendo um comparativo da resposta ao degrau do sistema de bombeamento hidráulico sem o compensador amortecedor, com o compensador clássico (equação (6.9)) e com o compensador robusto (equação (6.15)), atuando no processo. Observa-se, dos resultados de simulação que, ambos os controladores amortecedores, conseguiram mitigar as oscilações do sistema de bombeamento hidráulico. Na próxima seção, será avaliado o desempenho destes controladores, através de testes experimentais.

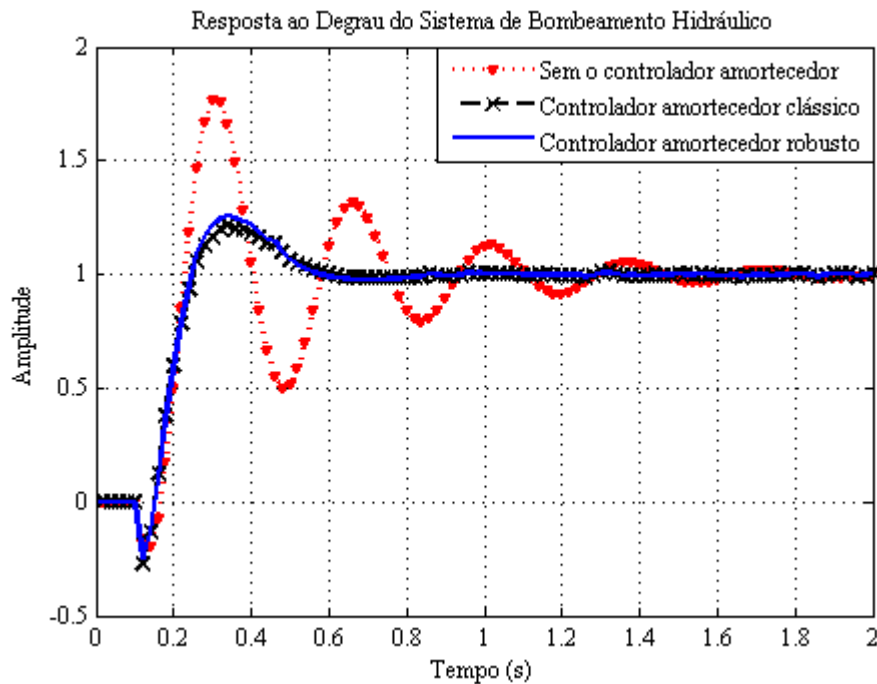


Figura 6.9 – Resposta ao degrau do sistema: Malha aberta, curva pontilhada na cor vermelha. Com o controlador clássico, curva tracejada na cor preta. Com o controlador robusto, curva sólida na cor azul.

6.4. Avaliação Experimental de Desempenho

Para avaliar o desempenho dos compensadores, testes foram realizados com o sistema de bombeamento operando em regime permanente em nível de alta velocidade (por volta de 1500 RPM), em nível de média velocidade (por volta de 1200 RPM) e em baixa velocidade (por volta de 900 RPM).

6.4.1. Teste para Variação de Ponto de Operação

A Figura 6.10(a) apresenta a resposta do sistema para uma transição de velocidade de velocidade do sistema motor-bomba entre altas e médias velocidades. Considera-se neste caso, que o sistema opera inicialmente, em altas velocidades (1500 RPM), e uma variação degrau negativa, de magnitude -300 RPM, é aplicada no *setpoint* de referência de velocidade. Observe que, para essa condição de operação, a resposta do sistema em malha aberta (ou seja, sem usar o controlador amortecedor, Figura 6.10(a)), exibe um amortecimento na oscilação satisfatório. Ao incluir a ação do controlador amortecedor, o amortecimento do sistema é ainda melhor, tanto para a técnica de projeto clássica, como para o projeto utilizando metodologia robusta, como podemos observar na Figura 6.10(b) e Figura 6.10(c).

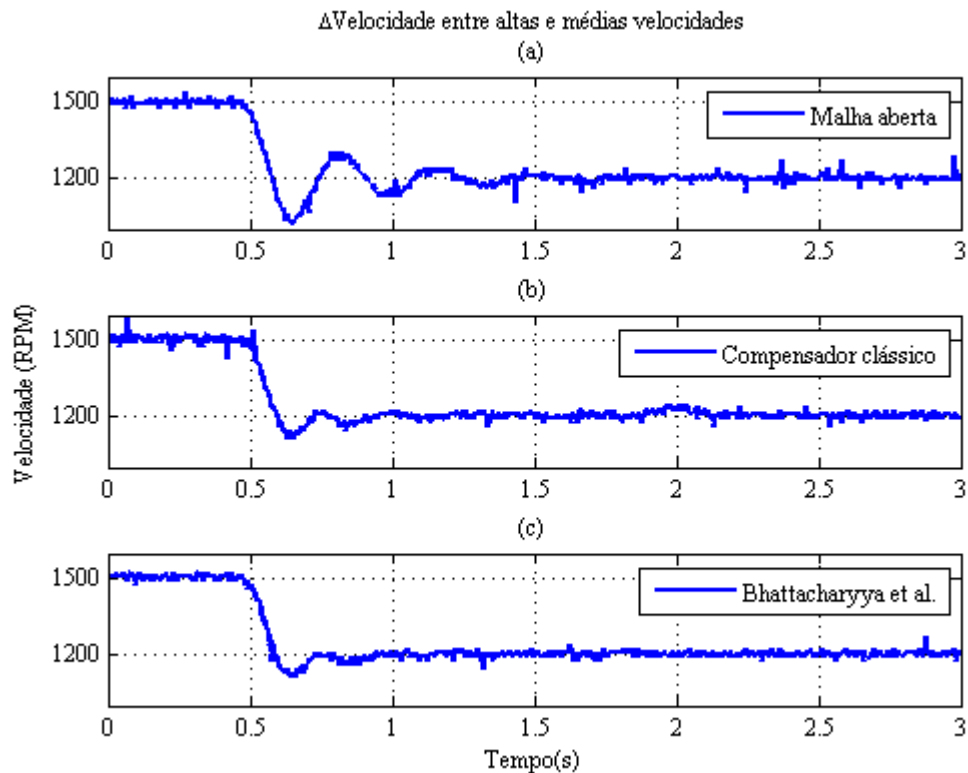


Figura 6.10 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.

Na sequência, foi avaliado o desempenho do sistema para transições de média a baixa velocidades. A Figura 6.11 apresenta o comportamento do sistema para essas condições. A Figura 6.11 apresenta a resposta do sistema quando o motor-bomba opera inicialmente em torno de um nível de velocidade médio (1200 RPM) e uma variação degrau negativo, de magnitude -300 RPM, é aplicada ao *setpoint* de referência de velocidade. Observe que a resposta do sistema em malha aberta (Figura 6.11(a)) apresenta a oscilação dominante sustentável, com tempo de acomodação superior a 3 s. Esta é uma condição muito perigosa, que pode levar o sistema e os equipamentos a danos permanentes. A resposta correspondente do sistema de malha fechada, quando o sistema motor-bomba opera sob ação do controlador amortecedor, é apresentada na Figura 6.11(b) e Figura 6.11(c). Verifica-se que ambos os compensadores conseguiram mitigar com segurança as oscilações dominantes em menos de 1,5 s após a aplicação do distúrbio (conforme Figura 6.11(b)), no caso do compensador robusto esse amortecimento da oscilação ocorreu em um tempo ainda menor, 1,0 s como podemos observar na Figura 6.11(c).

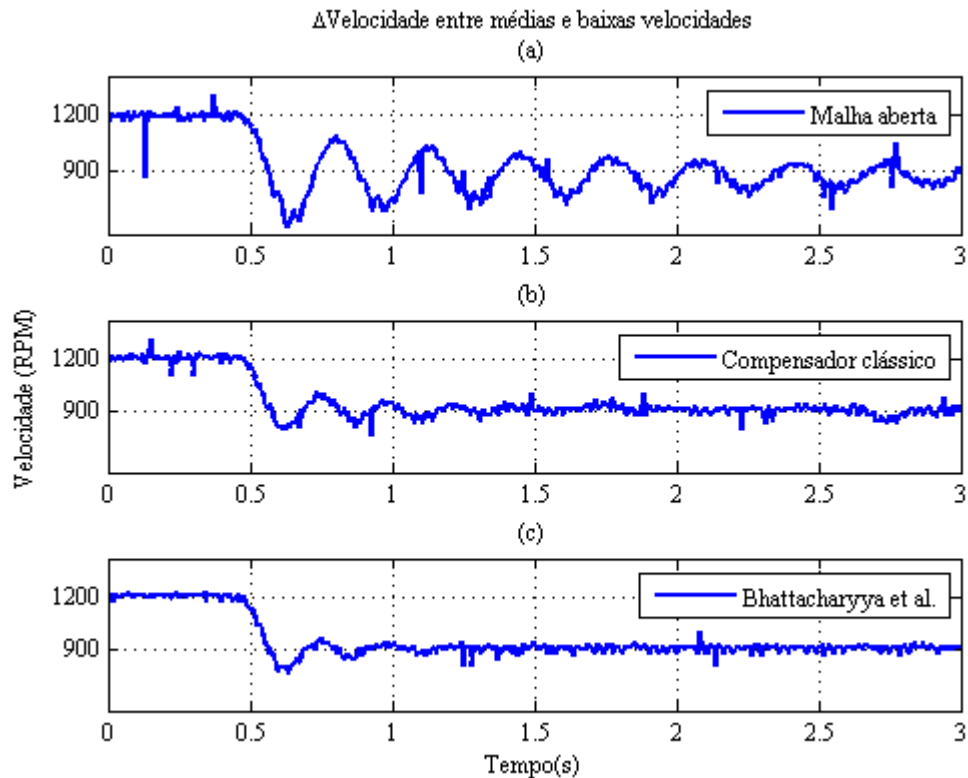


Figura 6.11 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.

A próxima condição tem como objetivo avaliar o desempenho de ambas as técnicas quando grandes variações de velocidade ocorrem no sistema de bombeamento hidráulico. Neste caso, uma variação degrau negativa de -600 RPM foi aplicada na velocidade do conjunto motor-bomba. A Figura 6.12 apresenta a resposta do sistema para esta condição. Os testes evidenciaram a perda de desempenho do compensador clássico para grandes variações de velocidades. Observa-se que o compensador clássico apresentou um tempo maior para eliminar essas oscilações, Figura 6.12(b), quando comparado com o compensador robusto, Figura 6.12(c), este último apresentou melhor desempenho, eliminando as oscilações em menos de 1,0 s. Além disso, usando o controlador amortecedor robusto, foi possível operar com segurança a planta em um regime de baixa velocidade sem grandes oscilações, aumentando assim o alcance da função da planta. A Tabela 6.1, sumariza os resultados obtidos para os três testes propostos.

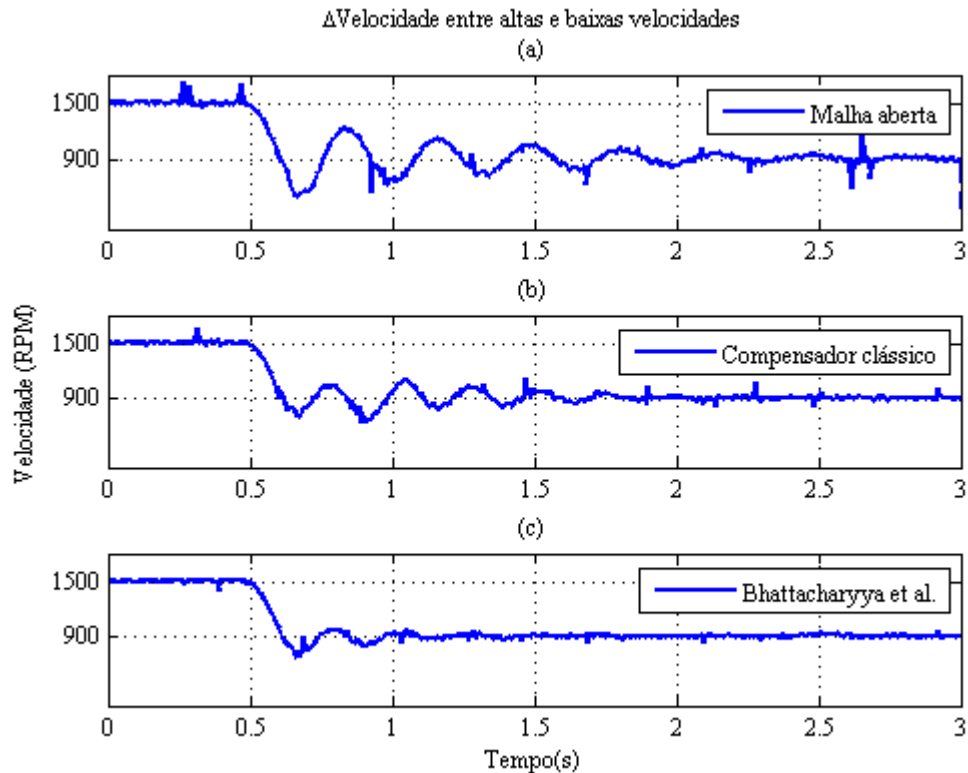


Figura 6.12 – Comparação entre as respostas do sistema (a) sem controlador amortecedor (malha aberta), (b) com compensador amortecedor ordinário e (c) com compensador amortecedor robusto.

Tabela 6.1 – Comparação entre o compensador clássico e o compensador robusto.

Compensador	Clássico	Robusto
Margem de Ganho	≈ 2	≈ 2
Margem de Fase	$\approx 60^\circ$	$\approx 60^\circ$
Tempo para mitigar as oscilações de velocidade entre Alta e Média Velocidades	$t_a < 1,0$ s	$t_a < 1,0$ s
Tempo para mitigar as oscilações de velocidade entre Média e Baixa Velocidades	$t_a > 1,0$ s	$t_a < 1,0$ s
Tempo para mitigar as oscilações de velocidade entre Alta e Baixa Velocidades	$t_a >> 1,0$ s	$t_a < 1,0$ s

t_a – tempo de duração das oscilações.

Da Tabela 6.1, observa-se que, o controlador amortecedor robusto acomodou em menor tempo, as oscilações resultantes da mudança do ponto de operação do sistema, para os três testes

propostos, com tempo inferior a 1,0 s após variação do ponto de operação. Outra análise importante, obtido dos testes experimentais, é com relação ao sinal de controle, Figura 6.13. Da Figura 6.13, observa-se que o sinal de controle não saturou para nenhuma das variações propostas.

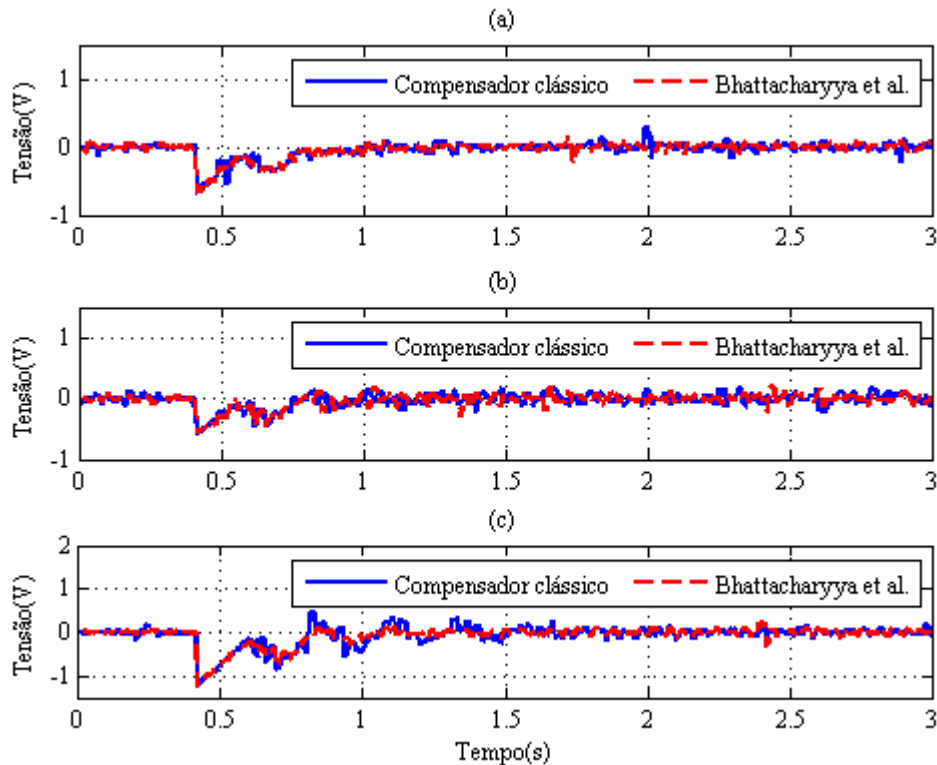


Figura 6. 13 – Comparação do sinal de controle para as variações propostas (a) variação de alta para média velocidade, (b) variação de média para baixa velocidade e (c) variação de alta para baixa velocidade.

6.4.2. Avaliação de Desempenho

Uma análise comparativa entre os controladores amortecedores foi realizada usando dois critérios para avaliação de desempenho: o *Integral of the Square of the Error (ISE)* em português, integral do quadrado do erro, e o *Integral of the Time multiplied by Absolute of the Error (ITAE)* em português, integral do Tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro (Schultz & Rideout, 1961). A Figura 6.14 apresenta este comparativo.

Neste caso, observa-se que independente da métrica utilizada, foi ratificado o melhor desempenho do compensador robusto, principalmente para variações de velocidade que ocorrem fora do ponto de referência escolhido, que é em torno de 1200 RPM de velocidade. Enquanto o *ISE* e o *ITAE* referentes ao compensador clássico aumentam, principalmente para a condição que considera grandes variações na velocidade do sistema motor-bomba (variação entre altas e baixas velocidades, ponto 3 no eixo das abcissas), os mesmos índices apresentam

uma menor variação quando avaliamos o compensador robusto, ou seja, o compensador robusto apresentou pouca deterioração no seu desempenho quando comparado com o compensador clássico, a inclinação mais acentuada da curva em azul pontilhada e a pouca inclinação da curva em preto pontilhada evidenciam esta análise comparativa para grandes variações. Já ISCS demonstra que, o esforço de controle para ambos os compensadores foram praticamente os mesmos com uma ligeira vantagem para o robusto na transição referente a variação entre médias e baixas velocidades.

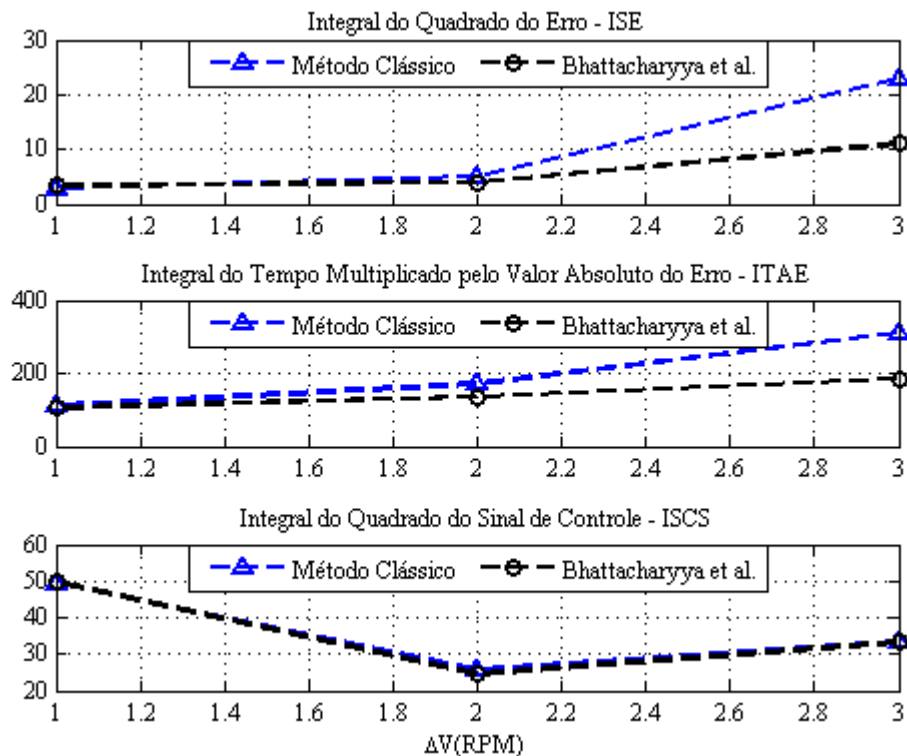


Figura 6. 14 – Avaliação de desempenho do sistema para a saída (*ISE* e *ITAE*) e para o sinal de controle (*ISCS*).

Neste caso, observa-se que independente da métrica utilizada, foi ratificado o melhor desempenho do compensador robusto, principalmente para variações de velocidade que ocorrem fora do ponto de referência escolhido, que é em torno de 1200 RPM de velocidade. Enquanto o *ISE* e o *ITAE* referentes ao compensador clássico aumentam, principalmente para a condição que considera grandes variações na velocidade do sistema motor-bomba (variação entre altas e baixas velocidades, ponto 3 no eixo das abcissas), os mesmos índices apresentam uma menor variação quando avaliamos o compensador robusto, ou seja, o compensador robusto apresentou pouca deterioração no seu desempenho quando comparado com o compensador clássico, a inclinação mais acentuada da curva em azul pontilhada e a pouca inclinação da curva em preto pontilhada evidenciam esta análise comparativa para grandes variações. Já *ISCS*

demonstra que, o esforço de controle para ambos os compensadores foram praticamente os mesmos com uma ligeira vantagem para o robusto na transição referente a variação entre médias e baixas velocidades.

6.5. Método de Dois Estágios para Recuperação da Função de Transferência do Sistema de Bombeamento Hidráulico

Nesta seção será avaliado a capacidade de recuperação da função de transferência do sistema de bombeamento hidráulico compensado quando operado em malha fechada. Os testes em ambiente simulado irão analisar o modelo obtido do sistema sobre atuação do compensador clássico e do compensador robusto.

Para o caso do sistema operando sobre atuação do compensador clássico obtém-se a Figura 6.15. A Figura 6.15(a) apresenta uma comparação da resposta ao degrau entre o modelo real do sistema e o modelo estimado usando o Método de Dois Estágios. Observa-se que, um modelo do sistema foi bem estimado, permitindo recuperar com certa aproximação algumas características intrínsecas do processo, como a fase não-mínima. Ainda na mesma condição, a Figura 6.15(b) representa a resposta em frequência do modelo real e do modelo estimado. Observa-se que as respostas coincidem nas baixas frequências como desejado.

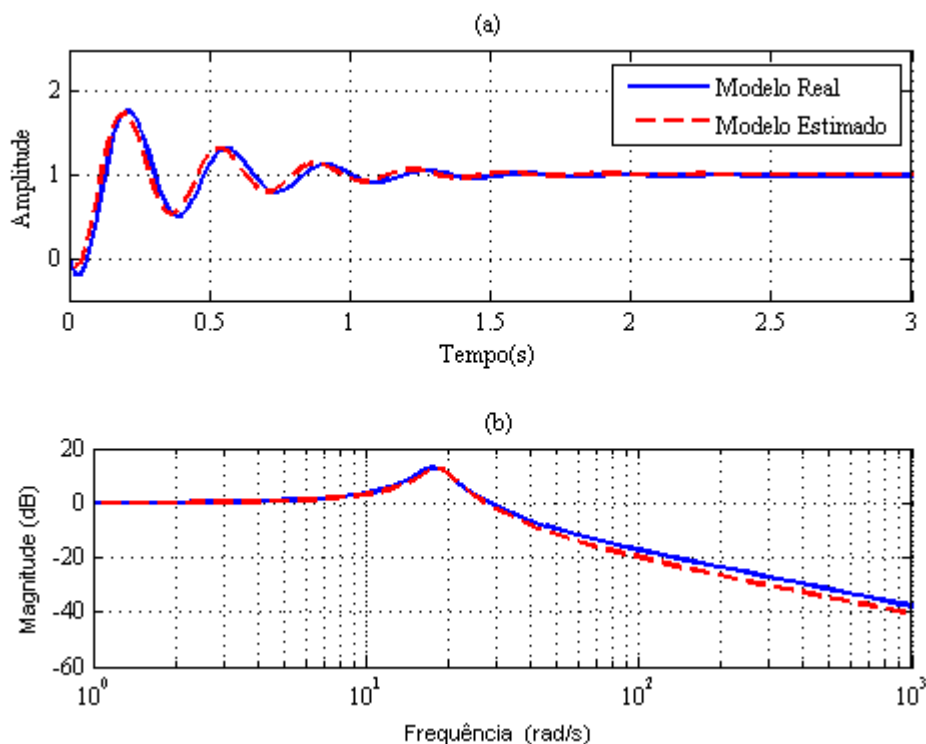


Figura 6.15 – Comparação entre o modelo real e o modelo obtido pelo método proposto: (a) resposta ao degrau. (b) resposta em frequência.

Já para a condição em que o controlador robusto é inserido no sistema, obtém-se a Figura 6.16.

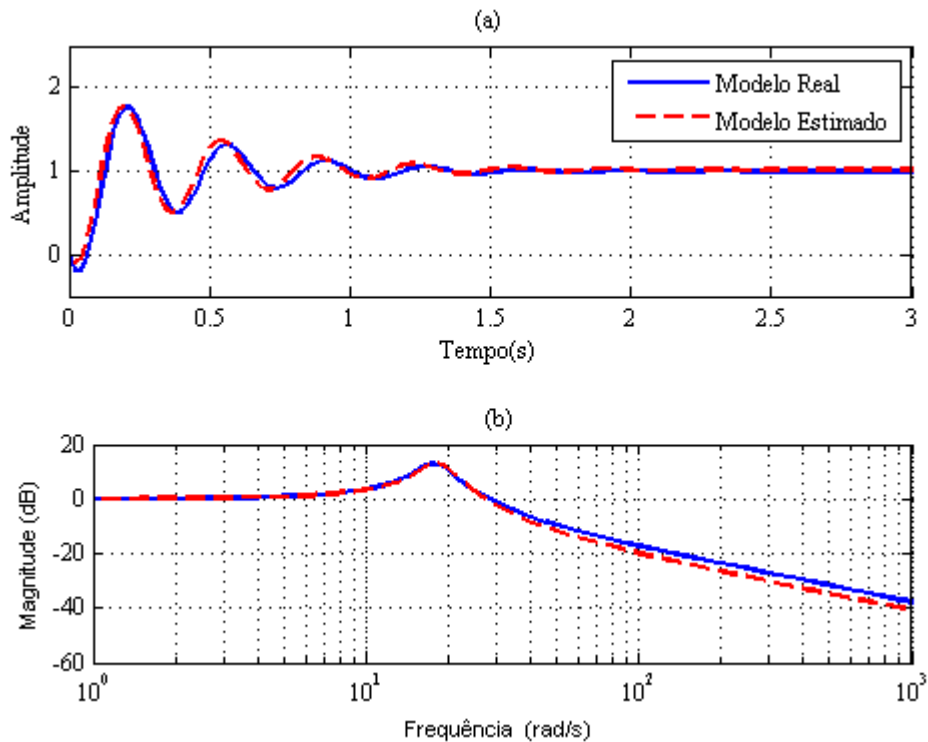


Figura 6. 16 – Comparação entre o modelo real e o modelo obtido pelo método proposto: (a) resposta ao degrau. (b) resposta em frequência.

Destaca-se a proximidade do modelo estimado na frequência de operação do sistema, como observado na Figura 6.16(a), e uma boa estimação do modelo principalmente para as baixas frequências, faixa de frequência de operação deste sistema, Figura 6.16(b). A Tabela 6.2 apresenta um comparativo entre os modelos identificados.

Tabela 6.2 – Comparação entre os modelos identificados em malha aberta e malha fechada.

Modelo identificado em malha aberta	Modelo identificado em malha fechada (Compensador Clássico)	Modelo identificado em malha fechada (Compensador Robusto)
$G(s) = \frac{-12,97 s + 322,9}{s^2 + 5,016 s + 323,4}$	$G(s) = \frac{-7,05 s + 321,2}{s^2 + 4,758 s + 322}$	$G(s) = \frac{-6,68 s + 326,4}{s^2 + 4,946 s + 325,7}$
Modelo discreto ($T_s = 0,02s$)	Modelo discreto ($T_s = 0,02s$)	Modelo discreto ($T_s = 0,02s$)
$G(z^{-1}) = \frac{-0,1797z^{-1} + 0,3013z^{-2}}{1 - 1,7827z^{-1} + 0,9045z^{-2}}$	$G(z^{-1}) = \frac{-0,07004z^{-1} + 0,1912z^{-2}}{1 - 1,7876z^{-1} + 0,9092z^{-2}}$	$G(z^{-1}) = \frac{-0,06195z^{-1} + 0,1849z^{-2}}{1 - 1,7831z^{-1} + 0,9058z^{-2}}$

Observa-se uma boa aproximação entre os modelos, principalmente na recuperação da dinâmica dos polos do sistema em malha aberta.

Neste capítulo, foi apresentado o projeto de um controlador amortecedor suplementar, utilizando metodologia de projeto clássica e metodologia de projeto robusta. A metodologia robusta é baseada na análise intervalar dos parâmetros da função de transferência identificada do sistema, considerando três pontos de operação distintos. Testes de identificação do sistema em malha aberta foram realizados, para o sistema operando em alta, média e baixa velocidades. Os modelos obtidos foram utilizados para o projeto do compensador amortecedor suplementar. Observou-se que, o compensador suplementar projetado, utilizando a metodologia robusta, garantiu um melhor desempenho, ao reduzir as oscilações observadas em baixas velocidades, aumentando a faixa de operação segura do sistema. O método de Dois Estágios também foi utilizado com o objetivo de recuperar um modelo da planta de malha aberta a partir das medições obtidas do processo em malha fechada, com bons resultados nesta investigação.

CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

7.1. Considerações Finais

Um método de identificação de sistemas de malha aberta, aplicado em processos que operam em malha fechada, chamado de Método de Dois Estágios, foi proposto como ferramenta para projeto de um *FTCS* aplicado a um sistema de bombeamento de fluidos. O método é utilizado para identificar modelos de plantas de malha aberta, em processos que operam em malha fechada, como uma alternativa para identificação de sistemas sem a necessidade interferir na disponibilidade de equipamentos e processos.

Baseado na Filtragem-*u*, o método permitiu estimar modelos paramétricos do sistema em malha aberta, sob diferentes condições de operação, incluindo também ruídos e variação de carga. Os resultados obtidos mostraram a potencialidade do método que, dentro de certas restrições, estimou adequadamente modelos com boa aproximação matemática. A aplicação do método, permite atualização da lei de controle, como proposta de melhoria em sistemas já controlados. Deste modo, *FTCSs* podem ser propostos como melhoria em sistemas industriais, ao substituírem sistemas de controle tradicionais, mantendo a disponibilidade de equipamentos e sistemas durante o processo de implementação dos *FTCSs*.

Com relação ao sistema de bombeamento hidráulico desenvolvido em laboratório, principal objeto de estudo deste trabalho, foram realizados testes experimentais para avaliar o comportamento deste sistema quando perturbações do tipo golpe de aríete foram aplicadas na tubulação hidráulica, como reportado em Rocha *et al.* (2017), e testes variando o ponto de operação do sistema, como apresentado em Rocha *et al.* (2019), e discutido nesta tese.

Para os testes relacionados a mudança do ponto de operação, observou-se que, uma redução na velocidade do conjugado motor-bomba, via inversor de frequência, correspondia a um acentuado aumento das vibrações do sistema. Tal comportamento é prejudicial não somente ao motor-bomba, devido ao estresse de funcionamento em que este é submetido, como também, a malha hidráulica, cuja as trepidações podem deteriorar as conexões ou ocasionar fissuras. Deste modo, as investigações iniciais se concentraram na análise deste comportamento indesejado.

Com este propósito, um modelo linearizado do sistema de bombeamento hidráulico foi apresentado, a partir da relação não-linear entre o torque da bomba e sua velocidade de rotação. Do modelo linear, obteve-se uma relação entre velocidade de rotação, em um determinado ponto de operação, e o amortecimento relativo do sistema. Essa relação permite expressar o comportamento oscilatório do sistema em baixas velocidades, em uma formulação matemática, cujas conclusões fazem parte da contribuição desta tese.

Os limites operacionais do sistema, devido as oscilações persistentes em baixas velocidades, justificaram o projeto do *FTCS* com objetivo de assegurar bom desempenho e garantir a operação segura de sistemas, incluído a salvaguarda dos operadores e dos equipamentos. O projeto do controlador amortecedor suplementar levou em consideração, modelos identificados do sistema de bombeamento hidráulico, operando em três diferentes pontos de operação: baixa, média e alta velocidades. Enquanto o controlador clássico, por sua vez, foi projetado considerando-se uma função de transferência a parâmetros fixos, identificada para o sistema operando em médias velocidades. O controlador robusto, que é parte do *FTCS*, foi projetado para uma função de transferência a parâmetros intervalares, resultante de modelos identificados para os três pontos de operação avaliados. As leis de controle obtidas para ambos os métodos, foram implementadas sob a forma de uma lei de controle digital, embarcada em um microcontrolador da família ARM 32, em placa Arduino DUE.

Os resultados experimentais evidenciam o melhor desempenho da metodologia robusta, aumentando o amortecimento do modo oscilatório dominante no sistema de bombeamento hidráulico, sem alterar substancialmente sua frequência natural de oscilação, principalmente em baixas rotações, quando comparado com o compensador projetado pela metodologia clássica, que perde desempenho principalmente nesta faixa de operação. Tanto a formulação matemática, que formaliza o fenômeno das oscilações em baixas velocidades, quanto a investigação e implementação prática da estratégia robusta *Extremal*, como parte do desenvolvimento de um *FTCS*, representam as contribuições originais desta tese de doutorado, e concluem os objetivos definidos neste trabalho.

7.2. Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, recomenda-se:

- a) Desenvolvimento de um sistema supervisor que possa detectar e identificar faltas *online* em sistemas em malha fechada, usando o método de Dois Estágios, cujos

parâmetros serão estimados utilizando MQR para o desenvolvimento de um sistema *FDD*.

- b) Avaliar diferentes tipos de faltas, como em atuadores e sensores, e desenvolver um sistema supervisorio baseado em inteligência computacional, como descrito em detalhes em Rocha *et al.* (2013), Rocha *et al.* (2013) e Rocha *et al.* (2016). Permitindo a detecção, localização e diagnóstico completo da avaria em um ambiente multi-faltas, objetivando a redução de alarmes falsos e a indisponibilidade de equipamentos e sistemas ocasionado por faltas permanentes.
- c) Para o caso de um sistema *FDD* que seja capaz de fornecer informações rápidas e precisas da falta, sugere-se a investigação e o desenvolvimento de um *FTCS* ativo, baseada em controle adaptativo, que permita a reconfiguração do controlador, garantindo estabilidade e desempenho desejados em velocidades de rotação inferiores a 900 RPM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não - Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 3ª edição. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.
- ASTRÖM, K. J., & HÄGGLUND, T. **Advanced PID Control**. Instrumentation, Systems, and Automation Society – ISA. Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Lund University. Printed in the United States of America, USA, 2006.
- AZEVEDO NETTO, J. M. de, & FERNÁNDEZ, M. F. y. **Manual de Hidráulica**. 9º edição, São Paulo, Edgard Blücher, 2015.
- BARTLETT, A. C., HOLLOT, C. V., & LIN, H. **Root Locations of an Entire Polytope of Polynomials: It Suffices to Check the Edges**. Mathematics of Control, Signals, and Systems, 1(1), 61–71, 1988.
- BHATTACHARYYA, S. P., CHAPPELLAT, H., & KEEL, L. H. **Robust Control: The Parametric Approach**. Prentice-Hall PTR (1995), ISBN 0-13-781576-X, 1995.
- BLANKE, M., IZADI-ZAMANABADI, R., BØGH, S. A., & LUNAU, C. P. **Fault-Tolerant Control Systems – A Holistic View**. Control Engineering Practice, 5(5), 693–702, 1997.
- BRUNETTI, F. **Mecânica dos Fluidos: Escoamento Permanente de Fluido Incompressível em Condutos Forçados**. 2ª edição revisada. Pearson Prentice Hall, pp. 184-185, 2008.
- CHERKASSKI, V. M. **Bombas Ventiladores Compressores**. 1st edition. Editorial Mir Moscú. URSS, 1984.
- CHOW, Mo-Y. **Methodologies of Using Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detection**. Published by World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., Printed in Singapore by Uto-Print, 1997.
- COELHO, A. A. R., & COELHO, L. dos S. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. 2ª edição revisada, Florianópolis, Editora da Universidade Federal de Santa Catarina (EdUFSC), 2015.
- FORSSELL, U. **Closed-Loop Identification, Methods, Theory, and Applications**. Department of Electrical Engineering, Linköping Studies in Science e Technology, Dissertations No. 566, 1999.

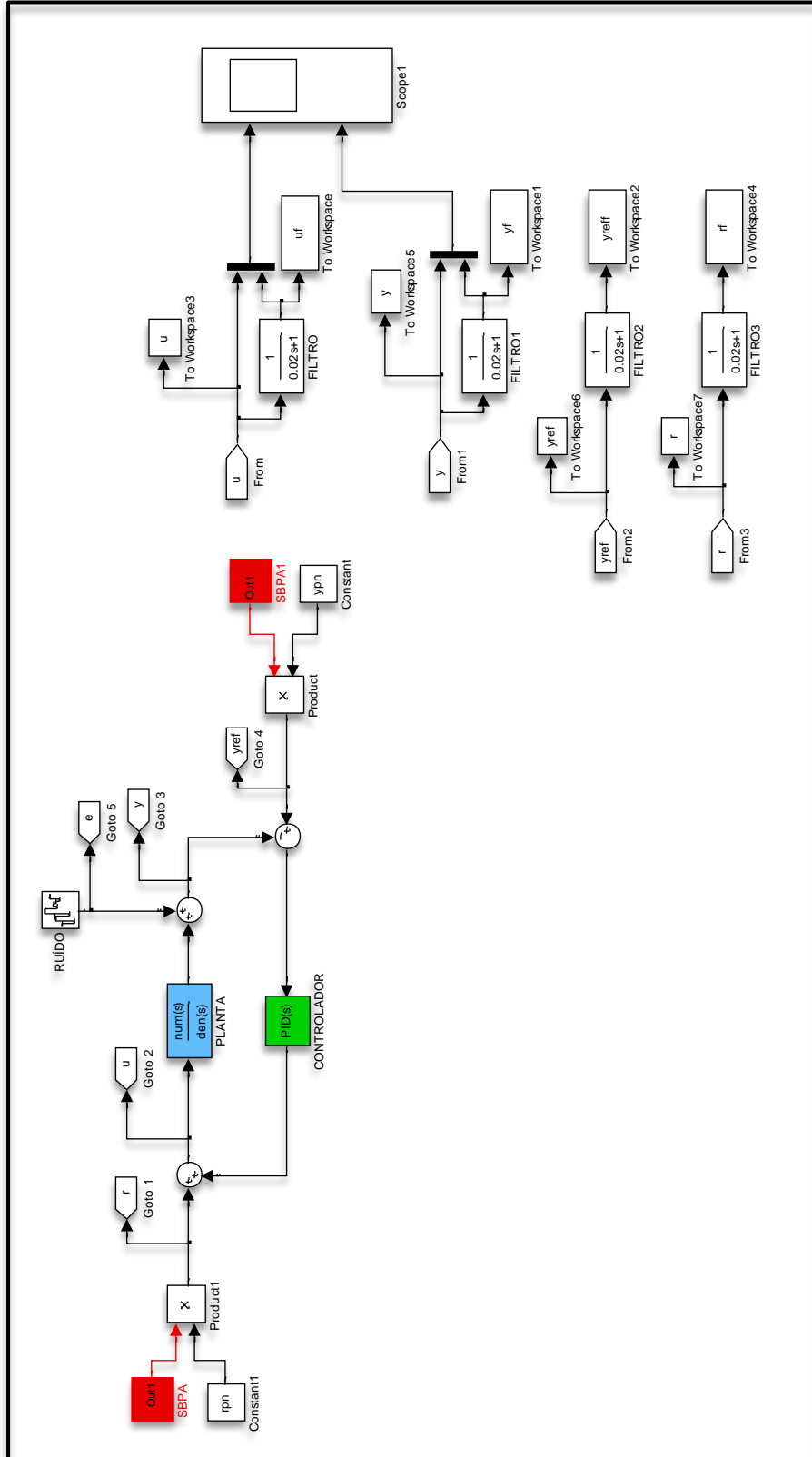
- FORSSELL, U. **Properties e Usage of Closed-Loop Identification Methods**. Department of Electrical Engineering, Linköping Studies in Science e Technology, Thesis No. 641, 1997.
- FORSSELL, U., & LJUNG, L. **A projection method for closed-loop identification**. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 45(11), 2101–2106, 2000.
- FORSSELL, U., & LJUNG, L. **Closed-Loop Identification Revisited**. *Automatica*, 35(7), 1215–1241, 1999.
- GERTLER, J. J. **Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems**. New York Basel: Copyright by Marcel Dekker, Inc. All Right Reserved, 1998.
- GUSTAVSSON, I., LJUNG, L., & SÖDERSTRÖM, T. **Identification of Processes in Closed Loop – Identifiability and Accuracy Aspects**. *Automatica*, 13(1), 59–75, 1977.
- HUANG, B., & SHAH, S. L. **Closed-Loop Identification: A Two Step Approach**. *Journal of Process Control*, 7(6), 425–438, 1997.
- ISERMANN, R. **Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance**. Germany: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- ISERMANN, R. **Process Fault Detection Based on Modeling and Estimation Methods – A Survey**. *Automatica*, 20(4), 387–404, 1984.
- KALLESØE, C. **Fault Detection and Isolation in Centrifugal Pumps**. Thesis, Aalborg Universitet, Denmark, 2005.
- KANEV, S., VERHAEGEN, M., & NIJSSE, G. **A Method for the Design of Fault-Tolerant Systems in Case of Sensor and Actuator Faults**. 2001 European Control Conference (ECC), 2001.
- KANEV, S. K. **Robust Fault-Tolerant Control**. Ph.D. Thesis, University of Twente, The Netherlands, 2004.
- LANDAU, I. D., & ZITO, G. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation (Communications e Control Engineering)**. England: Springer-Verlag London, 2006.
- LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. 3rd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001.

- LI, Z., DAHHOU, B., LI, Q., & ZHANG, M. **Design of Passive Fault Tolerant Control of a Process System**. The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC), 2015.
- LJUNG, L. **System Identification**. New Jersey: PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1999.
- MAKI, M., JIANG, J., & HAGINO, K. **A Stability Guaranteed Active Fault-Tolerant Control System Against Actuator Failures**. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 14(12), 1061–1077, 2004.
- MCNABB, C. A., & QIN, S. J. **Fault Diagnosis in the Feedback-Invariant Subspace of Closed-Loop Systems**. Industrial & Engineering Chemistry Research, 44(8), 2359–2368, 2005.
- MOKEDDEM, A., MIDOUN, A., KADRI, D., HIADSI, S., & RAJA, I. A. **Performance of a Directly-Coupled PV Water Pumping System**. Energy Conversion and Management, 52(10), 3089–3095, 2011.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5ª edição, São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.
- PATTON, R. J. **Fault Detection and Diagnosis in Aerospace Systems Using Analytical Redundancy**. Computing & Control Engineering Journal, 2(3), 127, 1991.
- PATTON, R. J., FRANK, P. M., & CLARK, R. N. (Eds.). **Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems**, British: Springer-Verlag London Limited, 2000.
- ROCHA, E. M., BARRA JUNIOR, W., BARRA, H. M., LUCAS MARCILLO, K. E., & NOGUEIRA, F. G. **Mitigating Oscillations in Hydraulic Pumping Systems by Using a Supplementary Damping Controller**. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2019.
- ROCHA, E. M., BARRA JUNIOR, W., BEZERRA, A. C. S., & BARRA, H. M. **Preventing Damage in Hydraulic Pumping Systems by using a Pressure Control Strategy**. IEEE Latin America Transactions, 15(3), 445–453, 2017.
- ROCHA, E. M., CUNHA, L. B., BEZERRA, A. C. S., BARRA JR., W., COSTA JR., C. T. da, & BARREIROS, J. A. L. **Interval Type-2 Fuzzy Classifier for Minimization of the Faults Identification Error**. In: 3rd International Symposium on Uncertainty Quantification e Stochastic Modeling - UNCERTAINTIES 2016, Maresias SP – Brazil, 2016.

- ROCHA, E. M., FONSECA, M. C. P., GOMES, M. C. M., AYRES JR., F. A. C., BARRA JR., W., & BARREIROS, J. A. L. **Development of a System Fuzzy based in Parametric Estimation for Detection and Identification of Faults in Photovoltaics Generation Systems Interconnected the Electrical Grid.** In: X Latin-American Congress on Electric Power Generation, Transmission e Distribution - X CLAGTEE, 2013, Vinã Del Mar. International Conference, Valparaíso: Litografía Garín S.A., 2013.
- ROCHA, E. M., MARANHÃO, G. N. A., AYRES JR., F. A. C., BARRA JR., W., & BARREIROS, J. A. L. **Supervisor Genético-Fuzzy Intervalar do Tipo-2 Aplicado no Diagnóstico de Falhas Incipientes em Enrolamento de Estator de Motores Trifásicos de Indução.** XI SBAI - Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Fortaleza, 2013.
- SCHULTZ, W. C., & RIDEOUT, V. C. **Control System Performance Measures: Past, Present, and Future.** IRE Transactions on Automatic Control, AC-6(1), 22–35, 1961.
- VAN DEN HOF, P. **Closed-Loop Issues in System Identification.** Annual Reviews in Control, 22, 173–186, 1998.
- VAN DEN HOF, P. M. J., & SCHRAMA, R. J. P. **An Indirect Method for Transfer Function Estimation from Closed Loop Data,** Automatica, 29(6), 1993.
- YU, X., & JIANG, J. **Hybrid Fault-Tolerant Flight Control System Design Against Partial Actuator Failures.** IEEE Transactions on Control Systems Technology, 20(4), 871–886, 2012.
- ZHAI, S., WANG, W., & YE, H. **Fault Diagnosis Based on Parameter Estimation in Closed-Loop Systems.** IET Control Theory & Applications, 9(7), 1146–1153, 2015.
- ZHANG, J., YUAN, C., STEGAGNO, P., ZENG, W., & WANG, C. **Small Fault Detection from Discrete-Time Closed-Loop Control Using Fault Dynamics Residuals.** Neurocomputing, 2019.

APÊNDICE

Diagrama em Matlab/Simulink do Sistema em Malha Fechada para Teste do Método de Dois Estágios



*Código para Execução do Estimador Recursivo Baseado no Método dos Mínimos Quadrados
Recursivo*

```

% Universidade Federal do Pará
% Instituto de Tecnologia
% Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
% Doutorado em Engenharia Elétrica
% Autor: Erick Melo Rocha
% Algoritmo para estimação recursiva - Método dos MQR

u0=u_hat(100:1001);
y0=yf(100:1001);
t0=t(100:1001);

U=dtrend(u0);
Y=dtrend(y0);
Namostras=length(Y);
na=1;
nb=1;
d=1;
N=na+nb;
Pk_1=10000*eye(N,N);
lambda=0.999;
teta_k_1=zeros(N,1);
phi_k=zeros(N,1);
TETA=zeros(N,1);
YHAT=0;

k=0;

while (k<= Namostras-1)
    k=k+1;
    if k<2
        phi_k=[-Y(1); U(1)];
    else
        [teta_k,yhat_k,Pk]=RLS(Y(k),phi_k,Pk_1,teta_k_1, lambda);
        phi_k=[-Y(k); U(k)];
        Pk_1=Pk;
        teta_k_1=teta_k;
        TETA=[TETA teta_k];
        YHAT=[YHAT' yhat_k]';
    end
end

a0=TETA(1,1:Namostras);
b0=TETA(2,1:Namostras);

a0c=(a0(100:900))';
b0c=(b0(100:900))';
t0c=(t0(100:900))';
%t0C=[a0c b0c]
a0m=mean(a0c)
b0m=mean(b0c)

numGzz=[b0m];
denGzz=[1 a0m];

Gzz=tf(numGzz,denGzz,0.01)

```

```

% De discreto para contínuo

[numGcc,denGcc]=d2cm(numGzz,denGzz,0.01,'zoh')

numest=(numGcc/denGcc(2));
denest=(denGcc/denGcc(2));
Gcc=tf(numest,denest)

numreal=2;
denreal=[1 1];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PLOTA RESPOSTA AO DEGRAU %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure

bodemag(G,'b',Gcc,'k')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PLOTA COMPORTAMENTO DOS PARÂMETROS %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

figure
subplot(211)
plot(t0c,a0c)
%axis([50 1000 -0.88 -0.82])
box on

set(gca,'FontSize',8)
title('Comportamento do Parâmetro Estimado "a"', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
xlabel('Tempo(s)', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
ylabel('Amplitude', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
%legend('System without faults','5% of the coils short-circuited', '10% of the coils short-circuited')
%set(legend,'FontName','Times New Roman','FontSize',8);

hold on
subplot(212)
plot(t0c,b0c)
%axis([50 1000 0.015 0.03])
box on

set(gca,'FontSize',8)
title('Comportamento do Parâmetro Estimado "b"', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
xlabel('Tempo(s)', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
ylabel('Amplitude', 'FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
%legend('System without faults','5% of the coils short-circuited', '10% of the coils short-circuited')
%set(legend,'FontName','Times New Roman','FontSize',8);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PLOTA RESPOSTA AO DEGRAU %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

sim('identif_malha_fechada_digital_PI_Tese.mdl')

figure

```

```
plot(t,yreal,'b',t,yestimado,'r--','linewidth',2)
grid

set(gca,'FontSize',8)
title('Resposta ao Degrau','FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
xlabel('Tempo(s)','FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
ylabel('Amplitude','FontName','Times New Roman','FontSize',8 )
legend('Resposta ao Degrau do Sistema Real','Resposta ao Degrau do Sistema
Identificado');
set(legend,'FontName','Times New Roman','FontSize',8);
axis([0 6 0 2.5]);
```


*Código para Execução da Técnica de Projeto de Controle Robusto Baseado em Resposta em
Frequência – Controle Robusto Extremal*

```

% CONTROLE ROBUSTO PLANTA HIDRAULICA
% TESE DE DOUTORADO - ERICK MELO ROCHA

clc
clear
close all

load('dados_ident_alta_baixa_media')

% Representar os modelos ARX 221 identificados no domínio em tempo contínuo

% Para condição de alta velocidade

Aa=arx221a.a;
Ba=arx221a.b;
[numa,dena]=d2cm(Ba,Aa,0.02,'zoh');

% Para condição de média velocidade

Am=arx221m.a;
Bm=arx221m.b;
[numm,denm]=d2cm(Bm,Am,0.02,'zoh');

% Para condição de baixa velocidade

Ab=arx221b.a;
Bb=arx221b.b;
[numb,denb]=d2cm(Bb,Ab,0.02,'zoh');

% Mostrar os parâmetros intervalares da função de transferência do tipo

%
%           Q1 s + Q0
% G(s) = -----
%           s^2 + R1 s + R0

% Os parâmetros intervalares escolhidos para compor Q1, Q0, R1 e R0,
% correspondem aos limites máximos e mínimos

Q1=[numa(2) numm(2) numb(2)];
Q0=[numa(3) numm(3) numb(3)];

R1=[dena(2) denm(2) denb(2)];
R0=[dena(3) denm(3) denb(3)];

Q1_int=[min(Q1) max(Q1)]
Q0_int=[min(Q0) max(Q0)]
R1_int=[min(R1) max(R1)]
R0_int=[min(R0) max(R0)]

% Será analisado o Nyquist de cada um dos modelos identificados, para isso
% deve-se obter a função de transferência de Loop

```

```

figure
W=logspace(0,4,1000);
L1=series(tf(numa,dena),1);nyquist(L1,W)
hold on
L2=series(tf(numb,denb),1);nyquist(L2,W)
L3=series(tf(numm,denm),1);nyquist(L3,W)

% Verifica o amortecimento relativo em malha aberta

ddamp(Aa,0.02)
ddamp(Am,0.02)
ddamp(Ab,0.02)

% Início do programa para cálculo do Controle Robusto

% Entra com as matrizes b e a contendo os dados dos coeficiente da planta
% intervalar G(s):

b=[Q1_int(1),Q1_int(2); Q0_int(1),Q0_int(2)]

% a=[a2min, a2max; almin, almax; a0min, a0max]

a=[1, 1;
    R1_int(1), R1_int(2);
    R0_int(1), R0_int(2)]

% Entra com o vetor W contendo os pontos de frequencias do projeto
% (0.01 a 100 rad/s)

% Wmin=1;
% Wmax=10^3;

% Cria o vetor de frequências:

W=logspace(0,4,1000);

KI=1 % Isso significa que o sistema está em malha fechada com o
controlador sendo um ganho unitário

% Passo 1) Plota o bode extremal para a planta intervalar G(s)
% em malha aberta. Para isso declare nc=1 e nd=1, para ver o
% comportamento em frequencia da planta incerta G(s).

bode_extremal(1,1,b,a,W,'L');

title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName','Times New
Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);

W=logspace(0,4,1000);
nyquist_extremal(1,1,b,a,W);

```

```

title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName', 'Times New
Roman','FontSize', 9);
set(gca,'FontName', 'Times New Roman','FontSize', 9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize', 9);
set(gca,'FontName', 'Times New Roman','FontSize', 9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize', 9);
set(gca,'FontName', 'Times New Roman','FontSize', 9);

Wc=32.4; % ver gráfico do bode extremal o valor máximo da frequência de
        % cruzamento de ganho, curva mais acima Wc=32.4 rad/s;
phi=136.2; % Ângulo obtido na frequência de cruzamento de ganho 25.61rad/s

%% Projeto da parte Lead-Lag do Controlador

% O compensador Lead-Lag é da forma

%
%           T s + 1
% LL(s) = -----      Para o Lead alfa < 1;
%          alfa*T*s +1

% a) Definir o ângulo de avanço do controlador (Theta= /_ LL(jwc))

% Segundo (Ogata, 2010), a relação entre o amortecimento desejado e o
% ângulo que deve ser adicionado ao controlador para realizar a compensação
% de fase é phim=33°.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
ang_PC=phi-360 % pior caso
%phim=23.50;
phim=60; % é obtido no gráfico relacionado ao amortecimento relativo do
sistema desejado (OGATA,2014)
ang_C=-(180-phim)-ang_PC
angr_C=(ang_C*pi)/180
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

alfar=(1-sin(angr_C))/(1+sin(angr_C))

Tr=1/(Wc*sqrt(alfar))

LLr=tf([Tr 1],[alfar*Tr 1])

max_absGjWgc_dB=1.5; %MF= 60 % Tw=2*(1/Wn);
%max_absGjWgc_dB=-1.05; % MF= 60 % Tw=1.05*(1/Wn);
max_absGjWgc=db2mag(max_absGjWgc_dB);
absCjWgc=1/max_absGjWgc;

% calcula o valor do módulo da parte LL na frequência Wcg:

absLLjWgc=sqrt(((Wc*Tr)^2)+1)/sqrt(((Wc*alfar*Tr)^2)+1);

Kr=absCjWgc/absLLjWgc;

Wn=18.0;
Tw=2*(1/Wn);
numfw=[Tw 0];
denfw=[Tw 1];

```

```

numCr=Kr*[Tr 1];
denCr=[alfar*Tr 1]

Fw=tf(numfw,denfw)
Cr=tf(numCr,denCr)

LLFwr=series(Cr,Fw)

numLLFwr=conv(numCr,numfw);
denLLFwr=conv(denCr,denfw);

figure(4)
W=logspace(0,4,10000);
bode(LLFwr,W),grid
title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName','Times New
Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);

%
W=logspace(0,4,1000);

bode(numLLFwr,denLLFwr,W)
title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName','Times New
Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
grid

W=logspace(0,4,1000);
bode_extremal(numLLFwr,denLLFwr,b,a,W,'L');
title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName','Times New
Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
%% figure
W=logspace(0,4,1000);
nyquist_extremal(numLLFwr,denLLFwr,b,a,W)
hold on
figure(6);x=-cos((pi/180)*phim);y=-sin((pi/180)*phim);plot(x,y,'*r')
hold off
MF=(atan(-0.5299/-0.848)*180)/pi

title('Bode Diagram of the Nominal Model','FontName','Times New
Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
ylabel('Phase','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);
xlabel('Frequency','FontName','Times New Roman','FontSize',9);
set(gca,'FontName','Times New Roman','FontSize',9);

```

```
format long
```

```
[Rr, Sr]=c2dm(numLLFwr,denLLFwr,0.02,'tustin');
```

```
r0=Rr(1)
```

```
r1=Rr(2)
```

```
r2=Rr(3)
```

```
s1=Sr(2)
```

```
s2=Sr(3)
```