



PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA

PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS A PARTIR DE MODELOS IDENTIFICADOS EM MALHA FECHADA: APLICAÇÃO A UM SISTEMA INDUSTRIAL

Cid Jorge Interaminense Rodrigues

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia do Centro Universitário do Leste de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Industrial.

Área de Concentração: Processos Industriais

Orientador: Prof. Marcelo Vieira Corrêa, Dr. - PPGE/Unileste-MG

Coronel Fabriciano, agosto de 2007

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.



PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA

PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS A PARTIR DE MODELOS IDENTIFICADOS EM MALHA FECHADA: APLICAÇÃO A UM SISTEMA INDUSTRIAL

Cid Jorge Interaminense Rodrigues

Banca:

Prof. Marcelo Vieira Corrêa, Dr. - PPGE/Unileste-MG - Orientador.

Prof. Eduardo Mazoni Andrade Marçal Mendes, Ph.D. - PPGEE/UFMG.

Prof. Roselito de Albuquerque Teixeira, Dr. - PPGE/Unileste-MG.

Prof. Esly Ferreira da Costa Junior, DSc. - PPGE/Unileste-MG.

*À meus pais Ary e Assumpção,
à meus irmãos Ney e Ary César,
à minha esposa Solange e
a meus filhos Gustavo, André e Júlia*

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço à DEUS por estar vivo e poder compartilhar toda a beleza e imensidão do universo, cheio de mistérios ainda por serem desvendados.

Agradeço à meus pais, Ary Rodrigues e Maria de Assumpção, pelos ensinamentos de vida, pelos exemplos e por acreditarem no meu potencial; aos meus irmãos, Ney Saulo e Ary César, simplesmente por existirem, pela amizade incondicional e por todos os momentos que passamos e vamos passar juntos, mesmo estando distantes.

Aproveito a oportunidade para expressar minha sincera gratidão à Solange, minha esposa, pela compreensão e suporte em todos os momentos; a Gustavo, André e Júlia, pelo amor, brincadeiras e momentos felizes todos os dias.

Agradeço ao professor Marcelo Vieira Corrêa, meu orientador, pela amizade, dedicação e competência; pelas discussões e ensinamentos transmitidos em todos os momentos.

Agradeço ao professor Fabrício de Souza Fernandes, pelas discussões sobre o assunto investigado nesta dissertação e aos professores do mestrado, Roselito, Figueiredo, Andréa e Esly que, com sabedoria e dedicação, me ensinaram a aprender os assuntos das matérias durante o curso.

Um agradecimento especial vai para o Hiroshi, pelo aprendizado conjunto durante o curso e pelas valorosas contribuições sobre este trabalho; ao Wanderley e ao Ricardo Feichas pelo incentivo e discussões diárias; a Tânia, pelas palavras de incentivo e suporte e a todos os colegas de trabalho: Alison, Clayton, Cristiano, Filipe, Flávio, Geraldo Márcio, Leandro, Luciana, Anatólio, Wanderson e Weber pela amizade e pelo contínuo aprendizado profissional e pessoal.

Gostaria também de agradecer ao Silvan, pelas discussões e troca de experiências, e por ter participado dos testes e realizado todo o trabalho de implementação do novo controlador no processo, sem os quais esta dissertação não seria possível; e ao Heyne, por ter contribuído com informações fundamentais sobre o processo.

Finalmente, agradeço à Usiminas pela oportunidade e pelo incentivo ao contínuo crescimento profissional através do conhecimento.

*"A essência do conhecimento consiste em aplicá-lo,
uma vez possuído."*

Confúcio

Resumo

Apresenta-se a investigação do uso de técnicas de identificação em malha fechada, integradas ao projeto de controladores robustos, tendo como meta a aplicação em um sistema real. Como contribuição propõe-se um procedimento de projeto iterativo de identificação e controle robusto, para atender critérios de resposta dinâmica em regime transitório ou rejeição a distúrbios. O procedimento baseia-se na obtenção de um modelo nominal da planta e um conjunto de modelos, chamado de região de incerteza, que contém o modelo real do processo com uma determinada probabilidade. Esta região de incerteza é validada utilizando-se o *pior caso ν -gap*, de tal forma que, quanto menor for esta métrica, maior será o conjunto de controladores robustos estabilizantes. A síntese do controlador é feita utilizando-se um algoritmo genético, que busca o controlador ótimo, dentre um conjunto de controladores estabilizantes, o qual encontra o melhor desempenho com todos os modelos da região de incerteza.

O procedimento proposto foi aplicado a um sistema real, consistindo de um controlador de pressão, que realiza o controle final do peso da camada de revestimento em uma linha de galvanização por imersão à quente. Observou-se que o sistema possui comportamento não linear e, portanto, o procedimento foi aplicado em quatro faixas de operação. Na implementação, utilizou-se o ajuste dinâmico dos parâmetros do controlador, através de polinômios em função da pressão atual no processo. Verificou-se que a implementação do controlador projetado atingiu as especificações de desempenho desejadas, tendo como expectativa de ganhos a redução do material descartado por peso da camada fora de faixa e diminuição do re-trabalho necessário para descarte da parte não-conforme do material e retirada de nova amostra.

Abstract

This work investigates the use of closed loop identification techniques, integrated to robust control design, having as goal their application in a real system. As a contribution, it is proposed an iterative procedure for identification and robust control addressing the behavior of transient response or disturb rejection. This procedure is based on the plant's nominal model and a set of models, called uncertainty set, that contains the true system with certain probability level. This uncertainty set is validated using the *worst case ν -gap* metric. The smaller the *worst case ν -gap*, the larger is the set of controllers that are guaranteed to stabilize all systems in uncertainty set. The controller synthesis is carried out by a genetic algorithm. It finds the "optimum" stabilizing controller that presents the best performance with all models of uncertainty set.

The proposed procedure was applied to a real system, consisting of a pressure controller, that makes the final coating weight control in a continuous hot-dip galvanizing line. The behavior of the system was confirmed to be non-linear, so the procedure was applied to four pressure ranges. In the implementation of the new controller, the tuning of controller's parameters was calculated using a polynomial function according to the actual pressure. The results confirmed that the implementation of the new controller achieved the performance specifications, having as expectations the reduction of non conform material and the re-work to discharge this non conform material and taking new sample.

Sumário

Resumo	xi
Abstract	xiii
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Símbolos	xxii
1 Introdução	1
1.1 Revisão histórica	2
1.2 Motivação	6
1.3 Objetivos	7
1.4 Principais contribuições	7
1.5 Organização do texto	8

2	Identificação para Controle	11
2.1	Introdução	11
2.2	O projeto do experimento de identificação	12
2.2.1	Taxa de amostragem	13
2.2.2	Configuração do sistema - malha aberta x malha fechada	13
2.2.3	Sinais de excitação	14
2.2.4	Tamanho do conjunto de dados	16
2.3	Representação de sistemas Lineares Invariantes no Tempo	17
2.4	Ordem do modelo	21
2.5	Métodos de identificação em malha fechada	21
2.5.1	Identificação direta	23
2.5.2	Identificação indireta	23
2.5.3	Identificação entrada-saída conjunta	24
2.6	Identificação por erro de predição (PE) e regiões de incerteza \mathcal{D}	26
2.7	Ferramentas de controle robusto	31
2.7.1	Pior caso da distância cordal e pior caso ν -gap	32
2.7.2	Raio de estabilidade	36
2.7.3	Pior caso de desempenho	37
2.8	Algoritmo Genético Real Polarizado	40
2.9	Conclusões	41

3	Procedimento iterativo para identificação e controle robusto	43
3.1	Introdução	43
3.2	Formulação do problema	44
3.2.1	O sistema	44
3.2.2	A identificação	45
3.2.3	A síntese do controlador	45
3.2.4	Validação da região de incerteza	48
3.3	Procedimento iterativo para identificação e controle robusto	49
3.4	Conclusões	50
4	O processo de galvanização por imersão à quente	51
4.1	Introdução	51
4.2	Descrição do processo	52
4.3	O controlador do peso da camada de revestimento	55
4.4	Situação atual do controlador do peso da camada	57
4.5	Conclusões	58
5	Otimização do controlador de pressão na NJC	59
5.1	Introdução	59
5.2	O controle de pressão na NJC	60
5.3	Avaliação preliminar	61

5.4	Otimização do controlador de pressão na NJC	63
5.5	Implementação	76
5.6	Resultados obtidos	77
5.7	Conclusões	79
6	Considerações Finais	81
6.1	Conclusões	82
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	83
	Referências Bibliográficas	89

Lista de Figuras

2.1	PRBS	15
2.2	Sistema em malha fechada	22
2.3	Sinais de excitação	30
2.4	Região de incerteza dos parâmetros	31
2.5	Resposta ao degrau	38
4.1	Linha de galvanização por imersão à quente	52
4.2	Região do pote de zinco na CGL	54
4.3	Efeito de corte na NJC	55
4.4	Controlador do peso da camada	56
4.5	Resposta ao degrau da planta	57
5.1	Controle de pressão na NJC	60
5.2	Resposta ao degrau da malha PIC4108A	62
5.3	Dados do experimentos de identificação	66
5.4	Seleção da ordem do modelo	67
5.5	Comparação das respostas reais e dos modelos	69
5.6	Validação estatística dos modelos	70
5.7	Respostas em frequência obtidas	75

5.8	Varição dos parâmetros dos novos controladores	76
5.9	Resposta ao degrau com o novo controlador	78
5.10	Resultados: Tempo de subida	78
5.11	Resultados: Sobre-sinal máximo	79

Lista de Tabelas

5.1	Ganho estático da malha PIC4108A.	62
5.2	Tempo de subida e sobre-sinal máximo.	63
5.3	Ordens das representações dos modelos selecionadas.	68
5.4	Análise robusta dos modelos e regiões de incerteza.	72
5.5	Resultados obtidos com o AGRP	74

Lista de Símbolos

A^T	Transposta da matriz A
A^*	Transposta complexa conjugada da matriz A
A^{-1}	Inversa da matriz A
A^{-T}	Transposta da inversa de matriz A
b_{G_nK}	Margem de estabilidade generalizada
$\operatorname{argmin}_x f(x)$	Argumento mínimo de $f(x)$
$E[x]$	Esperança matemática de uma variável aleatória x
$R_{xx}(\tau)$	Função de auto-correlação do processo estocástico x WSS
$\Phi_x(\omega)$	Densidade espectral de potência da variável aleatória x
$\operatorname{Im}(x)$	Parte imaginária do número complexo x
j	$\sqrt{-1}$
$N(m, P)$	Distribuição normal com média m e matriz de covariância P
$\operatorname{Pr}(x < \beta)$	Probabilidade de uma variável aleatória x ser menor do que β
\mathbf{R}	Espaço dos números reais
$\mathbf{R}^{k \times n}$	Espaço das matrizes reais $k \times n$
$\operatorname{Re}(x)$	Parte real do número complexo x
q	Operador de atraso: $qf(k) = f(k + 1)$, $q^{-1}f(k) = f(k - 1)$
s	Domínio da frequência contínuo
$\xi(k)$	Erro de modelagem (resíduos)
$e(k)$	Ruído branco
$\nu(k)$	Ruído colorido
n_θ	Número de parâmetros
κ_{WC}	Pior caso da distância cordal
$K_{id}(q)$	Controlador usado durante a coleta de dados
$\lambda_1(A)$	Maior autovalor da matriz A
$\sigma_1(A)$	Maior valor singular da matriz A
σ_x^2	Variância da variável aleatória x

$\chi^2(\ell)$	Função densidade de probabilidade chi-quadrado com ℓ graus de liberdade
$e^{j\omega}$	Frequência complexa normalizada
$ x $	Módulo do número complexo x
$ x _2$	Norma 2 do vetor x
$A \subset B$	O conjunto A é um subconjunto de B
$\ P\ _H$	Norma de Hankel de P
\mathcal{H}_∞	Conjunto de matrizes ou funções de transferências próprias, reais e racionais.
$\ P\ _\infty$	Norma ∞ de uma função de transferência estável $P \in \mathcal{H}_\infty$
\mathcal{D}	Região de incerteza obtida por técnicas de identificação PE
$\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega}))$	Raio de estabilidade
ν -gap	Pior caso ν -gap

Siglas e Abreviações

AIC	Crítério de Informação de Akaike (<i>Akaike Information Criterion</i>)
ARX	Modelos <u>A</u> uto- <u>R</u> egressivos com entradas e <u>X</u> ógenas
ARMAX	Modelo auto-regressivo de média móvel e entradas exógenas (<i>AutoRegressive Moving Average model with eXogenous inputs</i>)
AGRP	<u>A</u> lgoritmo <u>G</u> enético <u>R</u> eal <u>P</u> olarizado
BIC	Crítério de Informação Bayesiana (<i>Bayesian Information Criterion</i>)
BJ	Modelo <u>B</u> ox- <u>J</u> enkins
CC	<u>C</u> orrente <u>C</u> ontínua
CGL	Linha contínua de galvanização por imersão a quente (<i>Continuous Galvanizing Line</i>)
DCS	Sistema de controle digital distribuído (<i>Distributed Control System</i>)
FIR	Modelo de Resposta ao Impulso Finita (<i>Finite Impulse Response</i>)
LFT	Transformação Linear Fracional (<i>Linear Fractional Transformation</i>)
LMI	Desigualdade Matricial Linear (<i>Linear Matrix Inequality</i>)
LTI	Linear Invariante no Tempo (<i>Linear Time Ivariant</i>)
MDL	Comprimento mínimo de descrição (<i>Minimum Description Length</i>)
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (<i>Multi-Input Multi-Output</i>)
MQ	<u>M</u> ínimos <u>Q</u> uadrados
MQE	<u>M</u> ínimos <u>Q</u> uadrados <u>E</u> stendidos
NARX	Modelo não-linear auto-regressivo com entradas exógenas (<i>Nonlinear AutoRegressive model with eXogenous inputs</i>)
NJC	Controle do revestimento por jato de nitrogênio (<i>Nitrogen Jet Coating</i>)
OE	Modelo de Erro na Saída (<i>Output Error</i>)
PE	Identificação por <u>E</u> rro de <u>P</u> redição
PID	Controlador proporcional integral derivativo (<i>Proportional-Integral Derivative</i>)
PRBS	Sinal binário pseudo-aleatório (<i>Pseudo Random Binary Signal</i>)
RMSE	Raiz quadrada do erro médio quadrático (<i>Root Mean Square Error</i>)
SISO	Uma Entrada e Uma Saída (<i>Single-Input Single-Output</i>)

Capítulo 1

Introdução

O crescimento do mercado internacional e uma maior abertura comercial entre os países aumentaram a competição entre as empresas, alavancando os investimentos em pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias. A crescente demanda por produtos sofisticados e com maior valor agregado exige processos de fabricação mais complexos, eficientes e econômicos. Esta é a fórmula para se manter no mercado *globalizado*.

Neste contexto, a engenharia de controle e automação tem contribuído para tornar possível este cenário, colocando a disposição da indústria técnicas de controle avançadas. Estas técnicas permitem o controle automático das principais variáveis do processo de fabricação e o atendimento às especificações de desempenho, cada vez mais restritas.

A partir da década de 90, o avanço nas pesquisas nas áreas de modelagem e projeto de controladores, associadas à disponibilidade de computadores e equipamentos de controle digitais avançados, possibilitaram a incorporação desta tecnologia em produtos disponíveis para os consumidores. Controladores avançados estão presentes em produtos do nosso dia a dia, tais como: ar condicionado digital e controle de velocidade nos automóveis, piloto automático nos aviões, fornos de microondas e CD/DVD *players* nas residências (Codrons, 2000).

Em geral, o projeto de controladores baseia-se em um modelo matemático que aproxima o comportamento dinâmico do processo que se deseja controlar. De acordo com o nível de conhecimento sobre o processo a ser incorporado ao modelo, os métodos de modelagem podem ser classificados como em (Tulleken, 1993; Sjoberg et al., 1995):

- *modelagem caixa branca (modelo físico ou fenomenológico)*: nesta abordagem a estrutura e os parâmetros do modelo são determinados por leis básicas da física que regem o

comportamento estático e dinâmico do sistema,

- *modelagem caixa preta (modelo empírico)*: a única informação utilizada são dados de entrada e saída do processo. Neste caso, os fenômenos físicos internos ao processo são desconsiderados. Podem ser gerados modelos paramétricos, onde os parâmetros, em geral, não têm significado físico, ou modelos não-paramétricos, representados, por exemplo, pela resposta ao impulso, resposta ao degrau e resposta em frequência,
- *modelagem caixa cinza*: nesta técnica, o procedimento de modelagem utiliza tanto dados de entrada e saída, quanto informações conhecidas do processo. Por exemplo, a estrutura das equações matemáticas do modelo podem derivar de informações conhecidas *a priori* e utiliza-se os dados coletados para identificar os parâmetros deste modelo.

Infelizmente, devido ao conhecimento e tempo necessários para modelar um sistema partindo do equacionamento dos fenômenos envolvidos, nem sempre é viável seguir o procedimento de modelagem física (Aguirre, 2004).

A modelagem empírica é uma alternativa interessante, porque pouco ou nenhum conhecimento prévio do sistema é necessário para a obtenção de um modelo, exigindo-se apenas o conhecimento dos sinais de entrada e saída do processo. Esta motivação, aliada a disponibilidade de equipamentos digitais avançados, levou ao desenvolvimento da *Teoria de Identificação de Sistemas*.

A seguir, será feita uma revisão histórica dos desenvolvimentos nesta área.

1.1 Revisão histórica

Inicialmente, os trabalhos de pesquisa em *Identificação de Sistemas* foram direcionados para a determinação da melhor estimativa do comportamento dinâmico do sistema, a partir do qual controladores ótimos poderiam ser projetados, usando o chamado *princípio da equivalência*¹. Ou seja, o controlador é projetado considerando que o modelo corresponde a representação *exata* do processo real (Gevers, 2004).

Todavia, por melhor que possa ser, um modelo nunca será perfeito. Sempre estará associado um erro decorrente de ruídos e distúrbios existentes no processo, ou então, alguma informação relevante não está contida nos dados coletados. Isto quer dizer que, um controlador projetado para atingir um determinado desempenho, a partir deste modelo, poderá falhar quando for

¹Traduzida da expressão em inglês: *Certainty equivalence principle*

aplicado no processo real. Quando o objetivo é o projeto de um controlador, o que realmente importa é o desempenho que o controlador projetado terá quando for aplicado na planta real e não a exatidão intrínseca do modelo (Skelton, 1989). Isso levou a constatação de que, modelos mais simples, desenvolvidos para o projeto de controladores de alto desempenho, poderiam ser gerados, bastando desenvolver procedimentos de identificação adequados.

Paralelamente, estava sendo desenvolvida a *Teoria de Controle Robusto*, que parte do princípio de que sempre haverá um erro associado ao processo de modelagem. Esta técnica utiliza os contornos do erro para projetar controladores com garantia de estabilidade e desempenho (Codrons, 2000).

Até o final da década de 80 ainda existia um grande distanciamento entre a *Teoria de Identificação de Sistemas* e a *Teoria de Controle Robusto*.

Desde então, muitos trabalhos foram direcionados para integrar estas duas áreas (Schrama, 1992; Gevers, 1993; Lee et al., 1993; Aström e Nilsson, 1994; Zang et al., 1995; Van den Hof e Schrama, 1995; Hjalmarsson et al., 1996), surgindo uma nova disciplina chamada *Identificação para Controle*. Com esta visão, o experimento de identificação deveria ser projetado de tal forma que o modelo nominal e o contorno do erro obtidos fossem apropriados para o projeto de controladores robustos. Dessa forma, a identificação de sistemas passou a ser vista como parte integrante do projeto de controladores e vários estudos foram desenvolvidos para responder às questões que surgiram a partir do novo paradigma:

- Como projetar corretamente o experimento de identificação?
- Qual o melhor método de identificação?
- Como definir a melhor estrutura do modelo?
- Qual o melhor critério de validação do modelo?
- Como validar o controlador projetado?

Em (Gevers, 2004) apud (Anderson e Gevers, 1998) são citadas algumas observações importantes que direcionaram os trabalhos de pesquisa, sendo as principais apresentadas a seguir:

- a primeira observação é que um modelo é considerado bom para o projeto de controladores se o desempenho do sistema em malha fechada obtido, quando o controlador projetado é aplicado ao modelo, é aproximado ao obtido quando o mesmo controlador for aplicado

à planta real. Conseqüentemente, uma vez que o controlador ótimo não está disponível durante o estágio de identificação, existe a necessidade de um esquema iterativo de identificação do modelo e projeto do controlador.

- outro resultado importante, que surgiu a partir da visão de que o modelo obtido deve ser orientado para o projeto de controladores, é que as condições experimentais de identificação devem reproduzir as mesmas condições quando o controlador for aplicado ao processo real.

A partir destas observações, pesquisas de diversos autores (Forssell, 1997; Forssell e Ljung, 2000; Codrons et al., 2000; Landau, 2001) chegaram a mesma conclusão, indicando que o experimento de identificação deve ser conduzido com a planta sob-controle, ou seja, em malha fechada. Segundo Forssell e Ljung (2000), essa abordagem foi rapidamente absorvida pela indústria, uma vez que utilizava as mesmas informações que já estavam sendo coletadas pelos computadores durante a operação normal da planta. Adicionalmente, essa constatação ajudou a quebrar o paradigma de que o experimento de identificação deveria ser realizado em malha aberta, provocando paradas indesejadas na produção.

A identificação de sistemas em malha fechada ganhou força na indústria. A partir de então, os dados coletados em malha fechada passaram a ser utilizados pelos engenheiros de processo para projetar controladores com desempenho superior aos existentes.

Inicialmente, as técnicas de identificação de sistemas em malha fechada foram desenvolvidas considerando que o sistema real é linear invariante no tempo (LTI²), com uma entrada e uma saída (SISO³).

Segundo Gevers (2004), dentre as técnicas de identificação disponíveis para sistemas lineares, a identificação por Erro de Predição (PE⁴) é o melhor e mais utilizado método de estimação de parâmetros de modelos matemáticos. A identificação PE se baseia na minimização do erro de predição, fornecendo um modelo nominal para o processo real e uma matriz de covariância dos parâmetros identificados. A matriz de covariância é função da variância do erro de identificação, geralmente associado ao ruído presente nos dados.

Vários autores (Bombois et al., 1999a,b; Gevers et al., 1999; Bombois et al., 2000a; Gevers et al., 2003a,b; Bombois et al., 2000b) apresentaram técnicas de validação de modelos matemáticos voltados para controle e critérios de validação de controladores, permitindo conectar a identificação de sistemas baseadas no erro de predição ao projeto de controladores robustos.

²LTI: Sistemas Lineares Invariantes no tempo, do inglês *Linear Time Invariant*

³SISO: Sistemas com uma entrada e uma saída, do inglês *Single Input Single Output*

⁴PE: Erro de Predição, do inglês *Prediction Error*

O projeto do experimento de identificação, voltado para a geração de modelos matemáticos adequados para o projeto de controladores robustos é abordado em Gevers et al. (1999). Neste trabalho são propostas medidas de qualidade que associam a incerteza do modelo gerado à margem de estabilidade do controlador projetado a partir deste modelo. Em Bombois et al. (1999a) é apresentado um método que garante a estabilidade de um controlador com todos os modelos em um conjunto de funções de transferência, construído a partir da matriz de covariância dos parâmetros gerada pela identificação PE.

Em Bombois et al. (2000a) e Bombois et al. (2001) são apresentadas medidas orientadas para controle robusto, que foram utilizadas por Gevers et al. (2003a,b) para implementar um *framework* de identificação e projeto de controladores robustos. Este *framework* conecta a identificação PE à teoria de controle robusto.

O trabalho de (Rivera et al., 2003) apresenta critérios para qualificar o projeto do experimento *ótimo*, que é definido como “o que tem o menor tempo de duração e o que provoca menos distúrbio no processo (conseqüentemente, o menos custoso), e que, ao mesmo tempo, irá fornecer informações suficientes da dinâmica do sistema para o projeto de controladores robustos”. Esta abordagem é conhecida como *Plant-Friendly System Identification*⁵.

Em Fernandes (2006) é proposto um procedimento iterativo para identificação e síntese de controladores robustos. Nesta abordagem utiliza-se técnicas de otimização com algoritmo genético, para integrar as ferramentas de análise ao processo de síntese do controlador robusto. Este trabalho também define critérios para validação do modelo e da região de incerteza obtidos por procedimentos de identificação PE identificada para estabilidade e desempenho robusto, e não somente para estabilidade, conforme proposto em Gevers et al. (2003a). Os critérios de desempenho do processo, sob ação do novo controlador, considerados em Fernandes (2006) atendem apenas a requisitos de rejeição a distúrbios e ruídos.

Em alguns casos é necessária a definição de requisitos para desempenho em regime transitório, ou seja, quando o processo está sujeito a repetidas variações no *set-point* da variável controlada. Esta situação ocorre com bastante frequência na indústria.

Muito trabalho ainda está por ser feito. Em Gevers (2004) são citadas algumas questões ainda sem resposta:

1. Qual é o projeto de experimento ótimo orientado para controle?
2. Qual é o modelo nominal ótimo orientado para controle?

⁵O autor não encontrou na revisão bibliográfica realizada termo traduzido na língua portuguesa. Por isso foi mantida expressão na língua original.

3. O projeto iterativo é realmente necessário?
4. Como é uma região de incerteza orientada para controle?
5. Como podemos integrar o projeto de experimento e a região de incerteza?

As técnicas de identificação e controle robusto, a serem apresentadas nessa dissertação foram desenvolvidas para aplicações em sistemas lineares invariantes no tempo (LTI), com uma entrada e uma saída (SISO).

No presente trabalho, o procedimento iterativo para identificação e síntese de controladores robustos foi adaptado para atender a requisitos em regime transitório.

1.2 Motivação

Com o desenvolvimento das técnicas de projeto de controladores atuais, ficam evidentes os ganhos obtidos, quando comparadas às técnicas de projeto clássicas, para aplicações na indústria. Dentre os ganhos obtidos, pode-se destacar:

- realização do experimento de identificação em malha fechada, evitando grandes paradas de produção, que ocorrem quando os testes são realizados em malha aberta;
- critérios de projeto do experimento de identificação *plant-friendly*, ou seja, com o menor impacto possível no processo;
- técnicas de validação do modelo obtido e
- projeto de controladores com garantia de estabilidade e desempenho robustos.

Verifica-se também que, nas indústrias, é grande o número de controladores funcionando com desempenho baixo ou inadequado, abrindo espaço para obtenção de ganhos interessantes com a utilização das técnicas mostradas neste trabalho.

O procedimento proposto por Fernandes (2006) abre caminho para a busca de um método automático de síntese de controladores robustos a partir dos dados obtidos durante o experimento de identificação.

Neste trabalho, o procedimento proposto em Fernandes (2006) é revisto e modificado para implementar critérios de validação de controladores robustos para atender requisitos de desempenho em regime transitório. Ou seja, quando o processo em questão está sujeito a repetidas alterações no *set-point* de trabalho da variável controlada e objetiva-se otimizar a resposta transitória para entradas em degrau.

Com o objetivo de verificar a aplicabilidade prática deste procedimento, analisou-se a possibilidade de utilização do mesmo na otimização do controlador do peso da camada de revestimento de zinco em uma linha de galvanização por imersão à quente (CGL⁶). Esta análise permitiu estabelecer as seguintes hipóteses:

1. possibilidade de redução do material não conforme no processo, ou seja, com peso de camada fora de faixa;
2. possibilidade de redução da quantidade de retirada de nova amostra para confirmação do peso da camada, com conseqüente diminuição no tempo de processo dos produtos.

1.3 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são:

1. investigar as técnicas de identificação de sistemas em malha fechada associadas ao projeto de controladores robustos em sistemas lineares invariantes no tempo (LTI) com uma entrada e uma saída (SISO);
2. adequar o procedimento de identificação e controle robusto, proposto em (Fernandes, 2006), para atender critérios de desempenho da resposta transitória durante variações de *set points* em degrau;
3. testar o procedimento proposto nesta dissertação em um sistema físico real.

1.4 Principais contribuições

Os assuntos abordados nesta dissertação estão orientados na linha de pesquisa de identificação de sistemas e projeto de controladores robustos. Inicialmente, para situar o leitor, é feita uma

⁶CGL: Sigla em inglês *Continuous Galvanizing Line*

revisão das ferramentas e métodos utilizados nas etapas de projeto do experimento de identificação, estimação dos parâmetros do modelo, validação e projeto de controladores com garantia de estabilidade e desempenho robustos.

A primeira contribuição deste trabalho é a adequação do procedimento iterativo de projeto de controladores robustos, proposto em Fernandes (2006), para atender requisitos de desempenho em regime transitório. Esta abordagem é comum na indústria e poderá ser utilizada em plantas que exijam resposta transitória rápida e com comportamento definido pelo projetista.

Outra contribuição é a aplicação prática deste procedimento em um processo industrial. Na revisão bibliográfica realizada foi encontrada apenas uma publicação científica com aplicação prática destas técnicas (Codrons et al., 2000).

1.5 Organização do texto

Esta dissertação está organizada em seis capítulos da seguinte forma:

Capítulo 2: Identificação para controle. Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos métodos de identificação de sistemas em malha fechada, ilustrando os critérios utilizados no projeto do experimento de identificação visando atender a um nível mínimo de excitação da planta sem comprometer os níveis de qualidade do processo. Faz também a conexão entre as técnicas de identificação PE com a teoria de controle robusto. Em seguida, é ilustrado o algoritmo genético real polarizado (AGRP), usado na busca pelo controlador ótimo.

Capítulo 3: Procedimento iterativo de projeto de controladores robustos. Neste capítulo, o procedimento iterativo para identificação e controle robusto, proposto em Fernandes (2006), é adaptado para atender a critérios de desempenho em regime transitório.

Capítulo 4: O processo de galvanização por imersão à quente. Inicialmente, é feita uma descrição do processo de fabricação dos aços galvanizados por imersão à quente, dando ênfase ao controle do peso da camada de revestimento de zinco. Logo em seguida, são apresentadas as limitações existentes no controle atual e são listados as possibilidades de ganhos no processo.

Capítulo 5: Otimização do controlador de pressão na NJC. Neste capítulo, é apresentado a avaliação preliminar realizada no processo, onde o procedimento será aplicado. Em seguida, o projeto de otimização do controlador é descrito. Finalmente, é mostrada a implementação efetuada no processo e os resultados obtidos são apresentados.

Capítulo 6: Considerações finais. Este capítulo faz as considerações finais a respeito do trabalho realizado e apresenta sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Identificação para Controle

2.1 Introdução

A *identificação de sistemas*, também conhecida como *modelagem empírica*, é a área do conhecimento que estuda maneiras de modelar e analisar sistemas a partir de observações, ou seja, de dados (Aguirre, 2004). O modelo matemático originário desta abordagem deve ser capaz de reproduzir a dinâmica dominante do processo a ser modelado, a partir do qual, por exemplo, um controlador poderá ser projetado para atingir determinado desempenho ao ser aplicado no sistema real.

Identificação para controle é a tentativa de integrar a etapa do experimento de identificação ao projeto de controladores robustos. Em outras palavras, as técnicas de *Identificação para Controle* têm o objetivo de obter um modelo matemático do processo que seja apropriado para o projeto de controladores robustos (Gevers, 2005).

Com essa nova visão, a etapa de identificação de sistemas passou a ser vista como a busca por um modelo aproximado do processo pertencente a um conjunto de modelos, ao invés da procura pelo modelo exato. Conseqüentemente, se o modelo é somente uma aproximação do sistema real, então a qualidade do modelo deve ser dependente da aplicação desejada (Gevers, 2005). Isso criou a necessidade de desenvolver técnicas para ajustar o experimento de identificação de acordo com o objetivo para o qual o modelo será usado. Isto é, para garantir que a distribuição do erro associado à identificação do modelo, não impeça que o objetivo seja alcançado. Surgiu então o paradigma da *identificação orientada ao objetivo* e levou ao entendimento de que o experimento de identificação passou a fazer parte do problema de projeto.

Neste capítulo, as etapas de identificação de sistemas e projeto de controladores robustos são apresentadas de forma integrada, criando a base teórica para entendimento do procedimento iterativo de projeto de controladores robustos, que será apresentado no capítulo 3.

Na primeira parte deste capítulo, na seção 2.2, são analisadas as etapas do projeto do experimento de identificação com o objetivo de garantir que o modelo nominal, identificado a partir dos dados coletados, contenha as características relevantes do processo real visando o projeto de controladores robustos.

Na segunda parte deste capítulo, na seção 2.3, são apresentadas as principais características das representações de sistemas LTI e SISO mais utilizadas. E, na seção 2.4, são mostrados os critérios a serem usados na definição da ordem da representação do modelo.

Na terceira parte deste capítulo, inicialmente são apresentados na seção 2.5, os métodos de identificação em malha fechada mais usados. Logo em seguida, na seção 2.6, é detalhado o método de identificação por Erro de Predição (PE), utilizado na estimação dos parâmetros de modelos nominais de sistemas LTI e SISO. São mostradas também as principais características da região de incerteza \mathcal{D} , geradas a partir da variância do erro de predição contido nos dados coletados. Estas regiões de incerteza \mathcal{D} contêm um conjunto de modelos estimados do processo e são a base para a aplicação das técnicas de controle robusto.

Na quarta parte deste capítulo, na seção 2.7, são apresentadas as ferramentas de análise robusta, utilizadas para conectar a região de incerteza \mathcal{D} , gerada pelo procedimento de identificação PE, ao projeto de controladores robustos.

Finalmente, na quinta e última parte deste capítulo, na seção 2.8, é apresentado o *algoritmo genético real polarizado*, utilizado na síntese do controlador robusto ótimo, que será selecionado dentre um conjunto de controladores estabilizantes e que atenda aos critérios de desempenho especificados pelo projetista.

2.2 O projeto do experimento de identificação

O projeto do experimento de identificação compreende a definição das condições, sob as quais o sistema real será submetido, para que os sinais de entrada e saída coletados contenham informações suficientes para o adequado projeto de controle robusto.

As condições de projeto a serem definidas são as seguintes: taxa de amostragem, configuração em malha aberta ou malha fechada, escolha dos sinais de excitação e tamanho do conjunto de dados. Normalmente, algumas condições são fixadas *a priori* pelo projetista, para tornar

o experimento de identificação exequível. Como por exemplo, o tamanho do conjunto de dados coletados poderá ser limitado pelo tempo disponível para a realização do experimento de identificação.

A seguir serão analisadas cada uma das condições experimentais a serem definidas.

2.2.1 Taxa de amostragem

A leitura dos sinais de entrada e saída é realizada por equipamentos digitais conectados ao processo, enquanto o sinal de excitação é aplicado. Esta leitura deve ser realizada em intervalos de tempo constantes, definido pelo projetista. Este intervalo é chamado de *período ou tempo de amostragem* e é definido como o tempo decorrido entre a leitura de duas amostras. Por outro lado, a *frequência de amostragem* é a quantidade de amostras do sinal coletadas em um determinado espaço de tempo, sendo definida como o inverso do *período de amostragem*.

Para que os dados coletados conttenham as características dinâmicas desejadas do sinal original, de acordo com o teorema de Shannon, a *taxa de amostragem* deverá ser, no mínimo, o dobro da componente da maior frequência de interesse do sinal a ser amostrado. Na prática, a *taxa de amostragem* é normalmente escolhida entre 5 e 10 vezes maior do que a maior frequência de interesse contida nos dados, e não apenas 2 vezes maior (chamada de frequência de Nyquist), como exigido pelo teorema de Shannon. (Aguirre, 2004).

Com a disponibilidade de equipamentos digitais de alta performance, normalmente é feita uma super-amostragem dos dados. Dessa forma, deverá ser definida pelo projetista uma *taxa de decimação*, isto é, de eliminação de amostras, de forma a evitar mal condicionamento durante a estimação dos parâmetros do modelo (Aguirre, 2004).

2.2.2 Configuração do sistema - malha aberta x malha fechada

Cabe ao projetista definir qual configuração deverá ser usada para o experimento de identificação: malha aberta ou malha fechada. Estudos relatam que a realimentação em malha fechada reduz a incerteza do modelo identificado na faixa de frequências que são críticas para o projeto de controladores (ver Gevers (1993) e Gevers et al. (1998)). É mostrado em Gevers e Ljung (1986) e Hjalmarsson et al. (1996) que, no contexto de sistemas lineares, a identificação em malha fechada é ideal para minimização da variância do erro do controlador a ser projetado, quando o sistema real está no conjunto de modelos identificados.

Outro aspecto importante é que a realização do experimento de identificação em malha fechada

permite que esquemas iterativos sejam realizados, ou seja, alternando etapas de identificação (com o mais novo controlador projetado controlando a planta) com etapas de projeto do controlador (usando o modelo identificado). Desta forma modelos e controladores são ajustados até que o controlador ótimo seja projetado, visando atender a estabilidade e o desempenho desejados do processo.

Além disto, a presença do controlador durante o experimento em malha fechada evitará que a processo atinja regiões inseguras. Normalmente, o experimento de identificação é realizado durante a operação normal da planta e deseja-se minimizar os impactos negativos na produção. Isto pode ser alcançado desde que alguns critérios sejam seguidos, conforme mostra Rivera et al. (2003):

- limitar a variação da variável controlada para minimizar a variabilidade na qualidade dos produtos,
- implementar um sinal de curta duração para minimizar a quantidade de produtos não conformes e reduzir o tempo de engenharia requerido para o acompanhamento do teste de identificação,
- minimizar o deslocamento de partes mecânicas, evitando desgastes e quebras em equipamentos móveis.

A busca pela minimização dos impactos negativos no processo causados pelo experimento de identificação levou ao surgimento do conceito de *plant-friendly system identification*, que pode ser definido como “a busca pelo projeto de experimento que produza dados para identificação de modelos matemáticos satisfatórios, com uma duração aceitável, enquanto mantém a variação dos sinais de entrada e saída dentro de faixas definidas pelo engenheiro de processo” (Rivera et al., 2003). Como consequência, o projeto de experimentos de identificação amigáveis frequentemente envolverá um compromisso entre a necessidade teórica (que é muitas vezes hostil ao processo) e as demandas dos engenheiros do processo, que não são simpáticos às interferências no processo causadas pelos experimentos de identificação.

As técnicas de identificação de sistemas em malha fechada mais utilizadas serão descritas na seção (2.5).

2.2.3 Sinais de excitação

Segundo (Aguirre, 2004), o sinal de excitação ideal é aquele que possui ordem suficientemente alta para excitar um número elevado de frequências dominantes da planta, ou seja, possui um

amplo espectro de potência na faixa de frequências desejadas. Em outras palavras, as características dinâmicas e estáticas que não forem excitadas não aparecerão nos dados e o que não estiver nos dados não será identificado.

Quando utiliza-se técnicas de identificação com estruturas lineares, é importante verificar se esta característica pode ser aplicada em toda a faixa de operação da planta. Caso seja confirmado que o processo tenha comportamento não-linear, uma saída é considerar faixas de operação menores que podem ser linearizadas. Conseqüentemente, se foram criadas n novas faixas de operação, cada uma delas deverá ser considerada como um processo diferente e n experimentos de identificação deverão ser realizados.

O sinal de excitação escolhido deverá provocar variações no processo que permitam a coleta de dados para identificar um modelo que seja capaz de reproduzir as características dinâmicas e estáticas necessárias para a aplicação desejada.

Sinais aleatórios, ou brancos são comumente escolhidos porque seu espectro de potência está uniformemente distribuído numa ampla faixa de frequências. Porém, sinais aleatórios não são necessariamente fáceis de serem gerados e utilizados. Uma classe de sinais largamente utilizada, e que possui características semelhantes, são os chamados *sinais pseudo-aleatórios*. Dentre estes, os sinais binários são bastante utilizados, pois são fáceis de serem gerados. Estes sinais possuem apenas dois valores possíveis, $+V$ e $-V$ e qualquer mudança só pode ocorrer em intervalos bem definidos $t = 0, T_b, 2T_b, \dots$. São também conhecidos como *sinais binários pseudo-aleatórios* (PRBS¹). É importante perceber que o sinal PRBS gerado será de baixa amplitude e será somado ao sinal de entrada do processo durante o período de coleta dos dados para identificação. O tipo mais comum de *sinal binário pseudo-aleatório* é a *seqüência de comprimento máximo* ou simplesmente *sinais de seqüência m*. Tais sinais são facilmente gerados usando um registrador de deslocamento, uma porta E e outra porta OU-Exclusivo. O período é igual a $T = NT_b$ para $N = 2^n - 1$, sendo n o número de bits do registro de deslocamento e T_b o intervalo entre bits. Um exemplo pode ser visto na Figura 2.1 para $n = 6$ e, portanto, $N = 63$.

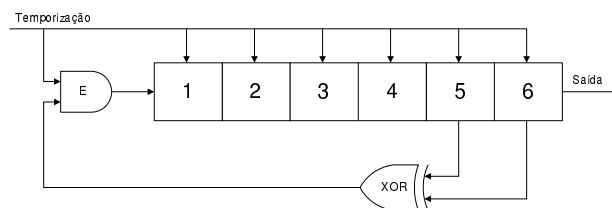


Figura 2.1: Circuito gerador do sinal PRBS (com $n = 6$).

¹PRBS: Sigla em inglês *Pseudo Random Binary Signal*.

Em Aguirre (2004) é mostrado como gerar *sinais de seqüência* m com n diferente.

O número de bits n determina a periodicidade (N) do sinal gerado e esta não deve ser menor do que o tempo de acomodação do sistema que está sendo testado. Por outro lado, o intervalo entre bits, T_b , deve ser compatível com a menor constante de tempo de interesse. De acordo com Aguirre (2004) este valor deve estar entre:

$$\text{round} \left[\frac{\tau_{min}}{10} \right] \leq T_b \leq \text{round} \left[\frac{\tau_{min}}{3} \right] \quad (2.1)$$

sendo que τ_{min} é a menor constante de tempo de interesse e $\text{round}[\cdot]$ fornece o inteiro mais próximo. Ainda, segundo (Aguirre, 2004), deve-se escolher T_b menores para sistemas lineares e T_b maiores para sistemas não lineares.

Na busca por sinais de excitação ótimos para identificação, vários estudos foram realizados. Lindqvist e Hjalmarsson (2001) concluiu que “um sinal de entrada ótimo para identificação, com objetivos de projetar controladores robustos, é aquele que excita suficientemente bem todas as dinâmicas (pólos) da planta”. Como os pólos da planta não estão disponíveis *a priori*, uma alternativa proposta por Jansson (2004) consiste em, primeiramente, obter uma estimativa dos pólos da planta usando um sinal aleatório, para em seguida, projetar um sinal de entrada com energia concentrada em torno das frequências de polo aproximadas. Em Fernandes (2006) é mostrado o procedimento de projeto de sinais de excitação para o caso citado acima.

2.2.4 Tamanho do conjunto de dados

O comprimento dos dados é a quantidade de amostras que deverá ser coletada durante o experimento de identificação. Quando multiplicado pelo período de amostragem determina a duração total do experimento.

A duração do experimento deverá ser longa o suficiente para que o sinal de entrada consiga excitar todas as frequências de interesse. Porém, uma dificuldade para determinar o comprimento ótimo dos dados é que o modelo real do processo é desconhecido *a priori*. Desta forma, a determinação do comprimento dos dados fica a critério do projetista. Por outro lado, conforme comentado anteriormente, a duração do experimento deverá ser minimizada com o objetivo de reduzir variações indesejadas no processo e o tempo de engenharia necessário para acompanhar o experimento.

2.3 Representação de sistemas Lineares Invariantes no Tempo

Uma representação matemática de um sistema causal é dita linear se as equações do modelo satisfazem ao *princípio da superposição*² e é considerada invariante no tempo se os parâmetros do modelo são constantes, ou seja, não variam com o tempo. O uso de representações lineares é vantajoso porque existe um grande volume de ferramentas de análise e síntese estruturadas sobre a teoria de sistemas lineares. Outra vantagem é a simplicidade das estruturas lineares, facilitando a visualização e elaboração de algoritmos computacionais.

As representações discretas lineares invariantes no tempo (LTI), com uma entrada e uma saída (SISO), consideradas neste trabalho, podem ser descritas por:

$$\mathcal{S} : y(k) = G_0(q)u(k) + \nu(k) = G_0(q)u(k) + H_0(q)e(k), \quad (2.2)$$

sendo $G_0(q)$ e $H_0(q)$ funções de transferência racionais discretas; $G_0(q)$ é estritamente própria e $H_0(q)$ estável, própria e constituída por polinômios mônicos³; q representa o operador de atraso no domínio discreto ($q^{-1}u(k) = u(k-1)$); y é a saída do sistema; u é a entrada de controle e ν é o distúrbio que entra no processo, considerado quasi-estacionário, modelado como a saída de um modelo $\nu(k) = H_0(q)e(k)$, sendo $e(k)$ um ruído branco de média zero e variância σ_e^2 .

As funções de transferência $G_0(q)$ e $H_0(q)$ podem ser parametrizadas em termos de frações de polinômios em q . Desta forma a equação (2.2) pode ser reescrita como em Aguirre (2004):

$$A(q)y(k) = \frac{B(q)}{F(q)}u(k) + \frac{C(q)}{D(q)}e(k), \quad (2.3)$$

e os polinômios são definidos da seguinte forma

$$\begin{aligned} A(q) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a}, \\ B(q) &= b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}, \\ C(q) &= 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c}, \\ D(q) &= 1 + d_1q^{-1} + \dots + d_{n_d}q^{-n_d}, \\ F(q) &= 1 + f_1q^{-1} + \dots + f_{n_f}q^{-n_f}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

²Uma equação $y = f(x)$ satisfaz o princípio da superposição, e portanto é linear, se e somente se $y_1 = f(x_1)$, $y_2 = f(x_2)$ e $ay_1 + by_2 = f(ax_1 + bx_2)$, para quaisquer constantes a e b .

³Um polinômio mônico é definido como $H_0(q) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h_k q^{-k}$

A partir da equação geral (2.3) podem ser definidas estruturas diferentes, bastando considerar algum(ns) polinômio(s) igual(is) a 1.

Normalmente, na identificação de sistemas lineares, são utilizadas estruturas representadas por funções de transferências discretas parametrizadas em termos de frações de polinômios racionais, conforme mostra a equação (2.3). Vários métodos de determinação da estrutura do modelo foram desenvolvidos por (Aguirre, 2004; Ljung, 1999; Aguirre, 1995; de Gooijer et al., 1985; Mendes e Billings, 2001; Corrêa, 2001) apud (Fernandes, 2006).

Porém, dependendo do conhecimento prévio do sistema real, alguns fatores poderão indicar uma estrutura a ser escolhida, como por exemplo, a maneira como o sistema é afetado pelo ruído.

Nesta dissertação será utilizada a representação ARX, a qual será descrita a seguir:

ARX (*AutoRegressive with eXogenous inputs*)

A representação do modelo *auto-regressivo com entradas externas* é mostrada abaixo:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + e(k) \quad (2.5)$$

é determinado a partir da equação geral (2.3), fazendo os polinômios $C(q) = D(q) = F(q) = 1$.

Expandindo a equação (2.5), utilizando os polinômios conforme (2.4), obtém-se a seguinte expressão para o caso SISO:

$$y(k) + a_1y(k-1) + \dots + a_{n_a}y(k-n_a) = b_1u(k-1) + \dots + b_{n_b}u(k-n_b) + e(k) \quad (2.6)$$

ou

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i) + e(k) \quad (2.7)$$

sendo,

$$\left\{ \begin{array}{l} y(k-i) = \text{saída nos } i \text{ instantes anteriores,} \\ u(k-i) = \text{entradas nos } i \text{ instantes anteriores,} \\ e(k) = \text{erro residual,} \\ n_a = \text{número de coeficientes de } A(q), \\ n_b = \text{número de coeficientes de } B(q). \end{array} \right.$$

Nesta estrutura a estimativa do próximo valor da saída é feita utilizando valores dos termos $-\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i)$, que correspondem às saídas passadas, chamada parte auto-regressiva (AR), e a contribuição das entradas do processo, $\sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i)$, chamada de parte exógena (X). O ruído e , adicionado a saída, não é branco, uma vez que é modelado por um filtro auto-regressivo. O modelo ARX pertence à classe de modelos de *erro na equação*. Pelo fato desta estrutura ser linear nos parâmetros⁴, reduz-se consideravelmente o custo computacional para a obtenção dos parâmetros do modelo, sem a necessidade de métodos iterativos.

Esta representação é utilizada quando tanto a entrada quanto o distúrbio são afetados da mesma forma pelo sistema, através do filtro auto-regressivo $1/A(q)$.

Outras representações são citadas abaixo:

ARMAX (AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs)

O modelo *auto-regressivo com média móvel e entradas externas* possui a representação mostrada abaixo:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + C(q)e(k) \quad (2.8)$$

é determinado a partir da equação geral 2.3, fazendo os polinômios $D(q) = F(q) = 1$.

Nesta estrutura a dinâmica do distúrbio é representada de forma independente da dinâmica do processo, através da inclusão do polinômio $C(q)$. Esta representação também pertence à classe de modelos de *erro na equação*.

⁴Uma função é dita *linear nos parâmetros* se cada parâmetro aparece como um termo constante ou multiplicando um outro termo que não contém um outro parâmetro.

OE (*Output Error*)

O modelo *erro na saída*, cuja expressão é mostrada abaixo:

$$y(k) = \frac{B(q)}{F(q)}u(k) + e(k) \quad (2.9)$$

é determinado a partir da equação geral (2.3), fazendo os polinômios $A(q) = C(q) = D(q) = 1$.

Nesta estrutura o modelo descreve somente a dinâmica do sistema. Nenhum modelo do distúrbio é considerado, ou seja, o ruído adicionado a saída é branco.

FIR (*Finite Impulse Response*)

A representação do modelo *resposta ao impulso finita* é mostrada abaixo:

$$y(k) = B(q)u(k) + e(k) \quad (2.10)$$

é determinado a partir da equação geral (2.3), fazendo os polinômios $A(q) = C(q) = D(q) = F(q) = 1$.

Esta estrutura corresponde ao somatório de convolução entre a resposta ao impulso de um sistema e um sinal de entrada. O ruído adicionado a saída é branco.

BJ (*Box-Jenkins*)

O modelo *Box-Jenkins* possui a representação mostrada abaixo:

$$y(k) = \frac{B(q)}{F(q)}u(k) + \frac{C(q)}{D(q)}e(k) \quad (2.11)$$

é determinado a partir da equação geral 2.3, fazendo os polinômios $A(q) = 1$.

Esta estrutura fornece um modelo completo do sistema, com a dinâmica do distúrbio modelada separadamente da dinâmica do sistema.

2.4 Ordem do modelo

A partir da definição da representação, o problema passa a ser a definição da ordem do modelo, ou seja, o número de parâmetros dos polinômios racionais. Existem vários procedimentos disponíveis, dentre eles pode-se citar o critério de informação de Akaike ou AIC (Akaike, 1974), o critério de informação Bayesiana ou BIC (Kashyap, 1977), “entropia do modelo” (Mees, 1993), “validação cruzada” (Stoica et al., 1986) e o critério *Minimum Description Length* ou MDL (Rissanen, 1978). O trabalho (de Gooijer et al., 1985) apresenta alguns métodos estatísticos para determinar a ordem de modelos lineares auto-regressivos.

Segundo Aguirre et al. (1998), o critério de informação de Akaike (AIC) é um dos mais utilizados para estimar o número de parâmetros em um modelo dinâmico. Este critério busca encontrar o número ótimo de parâmetros que minimiza a seguinte função de custo:

$$J = N \log(\text{Var}\{\xi(t)\}) + 2n_p \quad (2.12)$$

sendo N o comprimento do registro dos dados, $\text{Var}\{\xi(t)\}$ a variância do erro de predição e n_p o número de parâmetros do modelo. A função de custo J , utilizada no critério de Akaike, estabelece um compromisso entre o melhor ajuste do modelo aos dados coletados (quantificado pelo primeiro termo da equação (2.12)) e a complexidade do modelo, (quantificada pelo segundo termo da equação (2.12)). Ou seja, quanto maior a complexidade, ou o número de parâmetros do modelo, menor será a variância dos resíduos, e mais preciso⁵ será o modelo identificado. Este critério converge para a estrutura do modelo mais simples que contem o sistema real (Shibata, 1976).

A seguir serão apresentados os métodos de identificação em malha fechada mais utilizados.

2.5 Métodos de identificação em malha fechada

O método de identificação em malha fechada consiste em executar o experimento de identificação enquanto o sistema real $G_0(q)$ está sendo controlado por um controlador $K(q)$ estabilizante, conforme mostrado na Figura (2.2):

⁵Quando não ocorre sobreajuste aos dados, menor variância do erro implica maior precisão do modelo com relação aos dados.

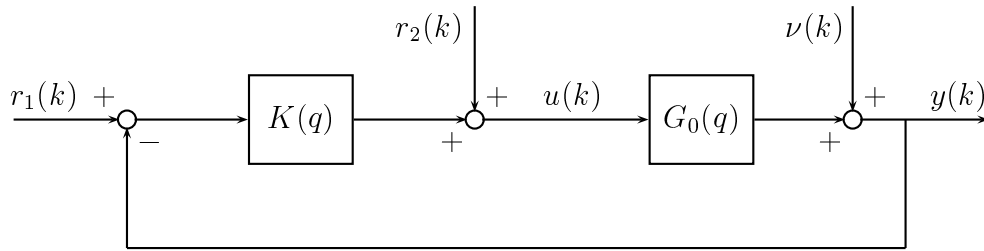


Figura 2.2: Conexão em malha fechada de G_0 e do controlador K .

A partir da Figura (2.2) as funções de transferência envolvendo os sinais presentes na malha $[K(q) G_0(q)]^6$ são definidas por:

$$\begin{bmatrix} y(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{G_0 K}{1 + G_0 K} & \frac{G_0}{1 + G_0 K} \\ \frac{K}{1 + G_0 K} & \frac{1}{1 + G_0 K} \end{bmatrix}}^{T(G_0, K)} \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{1 + G_0 K} \\ -K \\ \frac{1}{1 + G_0 K} \end{bmatrix} \nu(k), \quad (2.13)$$

e

$$y(k) = G_0 u(k) + \nu(k). \quad (2.14)$$

O método de identificação em malha fechada consiste em aplicar um sinal de excitação, cujo projeto foi detalhado na seção (2.2), em uma das entradas externas $r_1(k)$ ou $r_2(k)$, conforme mostra a Figura (2.2), enquanto a planta estiver sendo controlada pelo controlador $K(q)$. Desta forma, o sinal de excitação atuará como distúrbio no processo e afetará os sinais $u(k)$ e $y(k)$. Neste caso, $r_1(k)$ e $r_2(k)$ não estão correlacionados com $\nu(k)$ e o controlador $K(q)$ é LTI e estabiliza $G_0(q)$.

Os métodos de identificação em malha-fechada podem ser classificados em três grupos, os quais serão abordados nas próximas seções: identificação direta (seção 2.5.1), identificação indireta (seção 2.5.2) e identificação entrada-saída conjunta (seção 2.5.3).

⁶O operador de atraso q será omitido convenientemente a seguir, para facilitar a notação.

2.5.1 Identificação direta

Na identificação direta, os parâmetros de um modelo \hat{G} do sistema em malha aberta são estimados usando-se os sinais $u(k)$ e $y(k)$, que foram obtidos durante o experimento de identificação em malha fechada. Nesta abordagem, a presença da realimentação e do controlador K são ignorados, ou seja, os dados são tratados como se não existisse realimentação.

A identificação direta pode ser vista como a escolha natural para análise de sistemas em malha fechada. As principais razões para isto, segundo Forssell e Ljung (1999), são:

1. total independência da complexidade do controlador e não requer conhecimento sobre o tipo de realimentação utilizada;
2. nenhum algoritmo ou software especial é necessário. Os algoritmos de identificação PE podem ser aplicados facilmente;
3. consistência e ótima precisão são obtidas se a estrutura do modelo escolhida contém o sistema real (incluindo as propriedades do ruído).

Segundo Forssell e Ljung (1999) e Ljung (1999), um inconveniente que pode surgir com a utilização da identificação direta é a necessidade de um bom modelo para o ruído. Isto se deve ao fato do sinal $u(k)$ estar correlacionado com o ruído do processo $\nu(k)$. Forssell e Ljung (1999) sugere que primeiro seja identificado um modelo de alta ordem, reduzindo a polarização, para depois, utilizando técnicas de redução de modelos, reduzir a ordem do mesmo.

2.5.2 Identificação indireta

Este método, proposto inicialmente por Söderström e Stoica (1989), é realizado em duas etapas:

1. identifique o modelo em malha fechada, ou seja, uma das funções de transferência de $T(G_0, K)$, usando o sinal de excitação aplicado em $r_1(k)$ ou $r_2(k)$ e a saída $y(k)$;
2. determine o modelo \hat{G} do sistema em malha aberta, usando a função de transferência do controlador K conhecida.

A utilização dos sinais $r(k)$ e $y(k)$, na primeira etapa do procedimento, se torna vantajosa uma vez que estes sinais são não-correlacionados. Isto faz com que a identificação de uma

das funções de transferência de $T(G_0, K)$ possua as mesmas características de um problema de identificação em malha aberta.

Outra vantagem deste método, com relação à identificação direta, é que o modelo dinâmico G_0 pode ser corretamente estimado, mesmo sem o conhecimento do modelo do ruído (Forsell, 1997).

Como exemplo, usando um controlador K conhecido e a estimativa de T_{11} na equação (2.15)

$$T_{11} = \frac{G_0 K}{1 + G_0 K}, \quad (2.15)$$

o modelo em malha aberta estimado \hat{G} pode ser obtido conforme mostrado em (2.16):

$$\hat{G} = \frac{\hat{T}_{11}}{K(1 - \hat{T}_{11})}. \quad (2.16)$$

Um inconveniente deste método é que o modelo \hat{G} estimado possui ordem elevada, ou seja, a ordem de \hat{G} será o somatório da ordem de \hat{T}_{11} com a ordem de K , como mostra a equação (2.16).

Um segundo inconveniente deste método é que, o comportamento do controlador tem que ser completamente conhecido para que o modelo estimado esteja correto. Isto quer dizer que, qualquer discrepância com relação ao modelo do controlador (por exemplo: não-linearidades, saturação ou *anti-windup*), afetará diretamente a qualidade do modelo estimado.

Uma alternativa interessante à parametrização utilizada em (2.16) é a parametrização *Dual-Youla* (Vidyasagar, 1985; Bombois, 2000), que tem a vantagem de fornecer uma estimativa de \hat{G} com garantia de que a mesma seja estabilizada por K .

2.5.3 Identificação entrada-saída conjunta

Também conhecido, em inglês, como *Joint Input-Output*, este método consiste em considerar os sinais $u(k)$ e $y(k)$ como saídas de um sistema cujas entradas são $r_1(k)$ ou $r_2(k)$ e o ruído $\nu(k)$. Desta forma, duas funções de transferência de $T(G_0, K)$ são estimadas e utilizadas para identificar o modelo \hat{G} do sistema em malha aberta. Neste caso, não é necessário o conhecimento da

função de transferência do controlador K .

Para exemplificar, reescrevendo a equação (2.13) conforme abaixo:

$$\begin{bmatrix} y(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} G_0 K S_0 & G_0 S_0 \\ K S_0 & S_0 \end{bmatrix}}^{T(G_0, K)} \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_0 \\ -K S_0 \end{bmatrix} H_0 e(k), \quad (2.17)$$

sendo que $S_0 = T_{22} = \frac{1}{1+G_0 K}$ é denominada *função de sensibilidade do sistema*.

Considerando que, apenas $r_1(k)$ será utilizado no experimento de identificação do modelo da planta G_0 , a equação (2.17) pode ser modificada da seguinte forma

$$\begin{aligned} y(k) &= G_0 K S_0 r_1(k) + S_0 H_0 e(k), \\ &= T_{11} r_1(k) + T_{22} H_0 e(k). \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} u(k) &= K S_0 r_1(k) - K S_0 H_0 e(k), \\ &= T_{21} r_1(k) - T_{21} H_0 e(k). \end{aligned} \quad (2.19)$$

Observando a equação (2.18) percebe-se que é possível obter uma estimativa da função T_{11} resolvendo um problema de identificação em malha aberta pois $r_1(k)$ não está correlacionado com $e(k)$. Da mesma forma, a partir da equação (2.19), pode-se obter uma estimativa consistente de T_{21} . Sendo assim, os métodos entrada-saída conjunta procedem à obtenção de uma estimativa para T_{11} utilizando $r_1(k)$ e $y(k)$ e outra para T_{21} empregando $r_1(k)$ e $u(k)$. Uma estimativa para G_0 pode ser calculada da seguinte forma:

$$\hat{G} = \frac{\hat{T}_{11}}{\hat{T}_{21}}. \quad (2.20)$$

Assim como na aproximação indireta, este método também produz estimativas do sistema em malha aberta com ordem elevada. Pode ser observado, na equação (2.20), que a ordem de \hat{G} será o somatório da ordem de \hat{T}_{11} com a ordem de \hat{T}_{21} , não sendo possível controlar a ordem do modelo estimado. Para evitar este problema, outros métodos ou parametrizações foram

propostos: *Identificação fator copríme*, proposto em Van den Hof et al. (1995) e o *método de identificação dois-estágios* proposto por Van den Hof e Schrama (1993).

A seguir será apresentado o método de estimação de parâmetros por erro de predição, o qual é baseado em dados coletados diretamente do processo, e a construção de regiões de incerteza \mathcal{D} .

2.6 Identificação por erro de predição (PE) e regiões de incerteza \mathcal{D}

Segundo (Gevers, 2005), o método de identificação por Erro de Predição (PE) é o melhor e mais utilizado método de identificação de parâmetros de modelos paramétricos. Este método utiliza um conjunto de dados de entrada e saída, coletados diretamente do processo, para estimar um vetor de parâmetros θ . O ruído presente nos dados coletados torna o vetor de parâmetros a ser estimado uma variável aleatória, definindo um conjunto de modelos parametrizados, descrito da seguinte forma:

$$\mathcal{M} = \{ \mathbf{M}(\theta) \mid \theta \in D_\theta \subset \mathbf{R}^{n_\theta \times 1} \} \quad (2.21)$$

sendo

$$\mathbf{M}(\theta) : y(k, \theta) = G(q, \theta)u(k) + H(q, \theta)e(k), \quad (2.22)$$

\mathcal{M} representa o conjunto de todos os modelos que possuem a mesma estrutura, com os parâmetros θ restritos a um subconjunto D_θ contido no espaço de vetores reais $\mathbf{R}^{n_\theta \times 1}$.

A identificação PE consiste em estimar um modelo nominal do processo e uma região de incerteza, na qual o modelo real da planta está contido com uma certa probabilidade α , caso seja usada uma estrutura de parâmetros não-polarizada⁷. Normalmente, utiliza-se modelos de ordem completa, ou seja, antes da aplicação de técnicas de redução de ordem, para identificar modelos sem polarização.

Este método calcula a melhor estimativa de um modelo paramétrico que minimiza a função de custo quadrática definida em (2.23), baseada no erro médio quadrático:

⁷Um modelo paramétrico possui estrutura de parâmetros não-polarizada quando é escolhido suficientemente complexo, de tal forma que o modelo real esteja contido no conjunto de modelos da região de incerteza \mathcal{D} .

$$J(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \xi^2(k, \theta), \quad (2.23)$$

$\xi(\theta)$ é o erro de predição, ou resíduo, que ocorre devido a divergências entre a saída real da planta e a estimativa do modelo. N é o comprimento do registro dos dados. O parâmetro $\hat{\theta}$ a ser estimado é definido como:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in D_\theta} J(\theta), \quad (2.24)$$

sendo que $\hat{\theta}$ representa a melhor estimativa dos parâmetros do modelo real do processo.

Associado ao vetor de parâmetros estimado é gerada uma matriz de covariância dos mesmos, que quantifica a dispersão das estimativas em torno da média. Esta matriz deriva da equação proposta em Ljung (1999):

$$P_\theta = \text{cov}(\hat{\theta}) = \frac{\sigma_e^2}{N} E[\varphi(k)\varphi^T(k)]^{-1}, \quad (2.25)$$

com:

$$\varphi(k) = -(\partial \varepsilon(k, \theta)) / \partial \theta, \quad (2.26)$$

sendo $\varphi(k)$ o gradiente do erro de predição, definido em (2.26).

A partir da estimativa $\hat{\theta}$ não-polarizada e da matriz de covariância P_θ é possível construir uma região em torno do vetor de parâmetros $\hat{\theta}$, que contém o vetor de parâmetros reais θ_0 com probabilidade α . Esta região tem a forma de um elipsóide sendo definida como:

Definição 2.6.1 (Ljung, 1999) *Considere o sistema real S definido em (2.2). Será considerado também, que o vetor de parâmetros $\hat{\theta}$ e a estimativa P_θ são obtidos de um procedimento de identificação PE, apresentado na seção 2.6, realizado sobre S utilizando um número suficientemente grande de dados de entrada e saída e uma estrutura não-polarizada. Tem-se então o elipsóide U de dimensão χ , ou seja,*

$$U = \left\{ \theta \mid (\theta - \hat{\theta})^T P_\theta^{-1} (\theta - \hat{\theta}) < \chi \right\}, \quad (2.27)$$

que contém o vetor de parâmetros reais θ_0 com uma probabilidade $\alpha(\ell, \chi)$, definida por:

$$\alpha(\ell, \chi) = P(\theta_0 \in U) = P(\chi^2(\ell) < \chi) \quad (2.28)$$

sendo P a probabilidade e $\chi^2(\ell)$ é a função densidade de probabilidade qui-quadrado com ℓ graus de liberdade, sendo ℓ o número de parâmetros de θ .

Por exemplo, para um nível de probabilidade $\alpha(\ell, \chi) = 0,95$, significa dizer que existe uma probabilidade igual a 95% de que a realização do ruído $\nu(k)$, considerado no experimento, tenha gerado um erro de covariância sobre a estimativa de $\hat{\theta}$ de tal forma que o vetor de parâmetros reais pertença ao elipsóide U .

Em Bombois (2000) é proposta a criação de regiões de incerteza \mathcal{D} , que possuem estruturas genéricas nas quais os elementos são razões de funções de transferências parametrizadas por um vetor θ pertencente ao elipsóide descrito em (2.27). Estas regiões de incerteza \mathcal{D} podem ser entendidas conforme abaixo:

Considerando um sistema real G_0 LTI e SISO, representado por uma função de transferência racional e discreta, conforme 2.29.

$$G_0(q) = \frac{q^{-d}(b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m})}{1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n}} = \frac{Q_2(q)\theta_0}{1 + Q_1(q)\theta_0}, \quad (2.29)$$

sendo

- d o atraso de tempo,
- $\theta_0 = [a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_m]^T$,
- $Q_1(q) = [q^{-1} \ q^{-2} \ \dots q^{-n} \ 0 \dots 0]$,
- $Q_2(q) = q^{-d}[0 \dots 0 \ 1 \ q^{-1} \ q^{-2} \ \dots q^{-m}]$.

As regiões de incerteza \mathcal{D} podem ser definidas da seguinte forma:

Proposição 2.6.1 (Bombois, 2000). *Considere G_0 , o sistema real apresentado na equação (2.29). As regiões de incerteza \mathcal{D} resultantes de um procedimento de identificação por erro de*

predição e que contém o sistema real com um certo nível de probabilidade, podem ser descritas pela seguinte forma geral

$$\mathcal{D} = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{\Xi(q) + Q_N(q)\theta}{1 + Q_D(q)\theta} \text{ com } \theta \in U = \{\theta \mid (\theta - \hat{\theta})^T R (\theta - \hat{\theta}) < 1\} \right\} \quad (2.30)$$

sendo que $\theta \in \mathbf{R}^{n_\theta \times 1}$ é um vetor de parâmetros real; $\hat{\theta}$ é o vetor de parâmetros estimados; $R \in \mathbf{R}^{n_\theta \times n_\theta}$ é uma matriz simétrica positiva definida como $R = (\chi P_\theta)^{-1}$; $Q_N(q)$ e $Q_D(q)$ são vetores linha de dimensão n_θ de funções de transferência conhecidas e $\Xi(q)$ é uma função de transferência conhecida, que representa o modelo do erro (ver Ljung (2000)).

O exemplo abaixo ilustra o projeto do experimento de identificação, aplica o procedimento de estimação de parâmetros PE e estima a região de incerteza \mathcal{D} .

Exemplo 2.6.1 Identificando um modelo e uma região de incerteza \mathcal{D}

Considere um sistema real com estrutura **ARX**, conforme equação 2.31:

$$\begin{aligned} \mathcal{S} : y(k) &= G_0(q)u(k) + H_0e(k) \\ &= \frac{0,1648q^{-1}}{1 - 0,6703q^{-1}}u(k) + \frac{1}{1 - 0,6703q^{-1}}e(k). \end{aligned} \quad (2.31)$$

O projeto do experimento de identificação foi realizado utilizando um sinal de excitação PRBS com $n = 10$ bits no registro de deslocamento, intervalo mínimo entre bits $T_b = 6$ amostras e variância $\sigma_u^2 = 0,1$. A taxa de amostragem escolhida foi $T_s = 0,2$ s, a variância do ruído gaussiano $\sigma_e^2 = 0,07$ e o número de amostras $N = 1000$.

Os dados coletados para identificação, representados por:

$$Z^N = \{y(1), u(1), y(2), u(2), \dots, y(N), u(N)\}, \quad (2.32)$$

são mostrados na Figura (2.3).

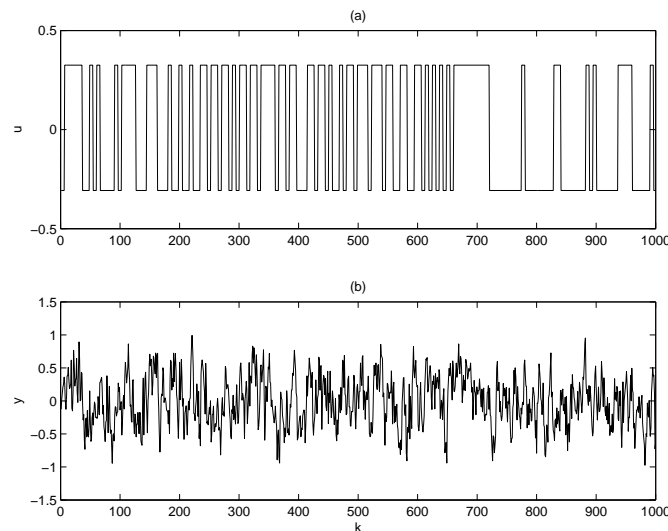


Figura 2.3: Sinais de (a) entrada $u(k)$ e (b) saída $y(k)$ utilizados no procedimento de identificação em malha aberta.

Para estimar os parâmetros do modelo foi usada uma estrutura do tipo ARX(1,1,1)⁸. O modelo estimado $G(q, \hat{\theta})$ é mostrado na equação (2.33).

$$G(q, \hat{\theta}) = \frac{0,1914q^{-1}}{1 - 0,6422q^{-1}}, \quad (2.33)$$

sendo $\hat{\theta} = [-0,6422 \ 0,1914]^T$, o vetor de parâmetros estimado. O procedimento de identificação PE também estima a matriz de covariância P , que será utilizada para a construção do elipsóide U , mostrada a seguir:

$$P_{\theta} = 1 \times 10^{-3} \begin{bmatrix} 0,55 & 0,20 \\ 0,20 & 0,77 \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

A região de incerteza \mathcal{D} , que contém o modelo real da planta com 95% de probabilidade, pode ser construída conforme as equações (2.35).

⁸Esta nomenclatura é utilizada no *System Identification Toolbox* (SITB) (Ljung, 1995), ARX(na,nb,nk) significa que será estimado um modelo ARX com **nb** parâmetros no numerador, **na** parâmetros no denominador e **nk** atrasos.

$$\mathcal{D} = \left\{ G(q,\theta) \mid G(q,\theta) = \frac{Q_N\theta}{1 + Q_D\theta} \text{ com } \theta \in U \right\}, \quad (2.35)$$

$$U = \left\{ \theta \in R^{2 \times 1} \mid (\theta - \hat{\theta})^T (P_\theta)^{-1} (\theta - \hat{\theta}) < 5,9914 \right\}. \quad (2.36)$$

O tamanho χ do elipsóide U é igual a 5,9914 uma vez que $P(\chi^2(2) < 5,9914) = 0,95$. O elipsóide U é apresentado na Figura 2.4. Verifica-se que, nesta realização, o sistema real pertence de fato à região \mathcal{D} .

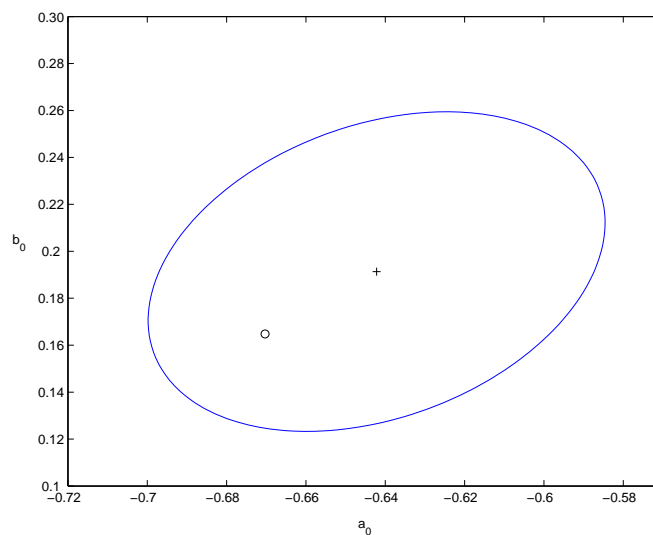


Figura 2.4: Região de incerteza estimada. Linha contínua: elipsóide U gerado pelo procedimento de identificação com estrutura ARX(1,1,1). Círculo: parâmetro real $\theta_0 = [a_0 \ b_0] = [-0,6703 \ 0,1648]^T$ (+): parâmetro estimado $\hat{\theta} = [-0,6422 \ 0,1914]^T$.

2.7 Ferramentas de controle robusto

Na seção 2.6 foi descrito o procedimento de identificação PE, que, utilizando dados de entrada e saída do processo, obtidos através de um experimento de identificação, gera um modelo nominal \hat{G} do processo real G_0 e uma estimativa da variância dos parâmetros do modelo. Se a estrutura do modelo é suficientemente complexa para representar o sistema real sem polarização, a matriz de covariância dos parâmetros estimados poderá ser usada para construir uma região de incerteza U , que contem os parâmetros reais de G_0 com uma probabilidade α definida

pelo projetista, por exemplo 95%. A região de incerteza U , definida no espaço de parâmetros, será usada para construir uma região de incerteza \mathcal{D} , no espaço de funções de transferências, com \hat{G} localizada no centro desta região.

As condições do experimento de identificação alteram sensivelmente a qualidade da região de incerteza \mathcal{D} , tornando-a mais ou menos conservativa. E, quanto mais conservativa for a região de incerteza, menor será o conjunto de controladores robustos estabilizantes associados a mesma. Outro aspecto a ser observado é que, controladores robustos projetados a partir de regiões de incerteza conservativas poderão levar a desempenho muito diferente do obtido quando o novo controlador for aplicado no sistema real. A partir destas observações, foram desenvolvidas medidas de qualidade orientadas para controle robusto associadas às regiões \mathcal{D} , que conectam o procedimento de identificação PE ao projeto de controladores robustos.

Em Bombois et al. (2000a, 2001); Gevers et al. (2003a) são apresentadas ferramentas de análise robusta, adaptadas à região \mathcal{D} , que quantificam a qualidade da mesma para controle robusto estabilizante. Estas ferramentas são denominadas: pior caso da distância cordal (*worst case chordal distance*) e pior caso ν -gap (*worst case ν -gap*). Estas medidas são extensões do ν -gap e da distância cordal entre duas funções de transferência, definidas em (Vinnicombe, 1993) e serão apresentadas a seguir.

2.7.1 Pior caso da distância cordal e pior caso ν -gap

O pior caso da distância cordal é uma medida indicativa do tamanho da região de incerteza \mathcal{D} , sendo definida no domínio da frequência, conforme a seguir:

Definição 2.7.1 (Bombois et al., 2000a) *O pior caso da distância cordal na frequência ω entre um modelo nominal G_n ⁹ (escolhido para controle) e todos os sistemas dentro do conjunto \mathcal{D} é definido como:*

$$\kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D}) \triangleq \sup_{G \in \mathcal{D}} \kappa(G_n(e^{j\omega}), G(e^{j\omega})). \quad (2.37)$$

sendo $\kappa(G_n(e^{j\omega}), G(e^{j\omega}))$ a distância cordal na frequência ω entre G_n e G , definida como (Vinnicombe, 1993)

$$\kappa(G_n(e^{j\omega}), G(e^{j\omega})) = \frac{|G_n(e^{j\omega}) - G(e^{j\omega})|}{\sqrt{(1 + |G_n(e^{j\omega})|^2)(1 + |G(e^{j\omega})|^2)}}. \quad (2.38)$$

⁹Os argumentos q e $e^{j\omega}$ serão convenientemente omitidos para facilitar a notação.

O pior caso ν -gap é o valor máximo de $\kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D})$ calculado em cada frequência, sendo definido conforme abaixo:

Definição 2.7.2 (Bombois et al., 2000a) *O pior caso ν -gap entre um sistema nominal G_n e todos os sistemas dentro do conjunto \mathcal{D} é dado por*

$$\delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D}) = \max_{\omega} \kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D}). \quad (2.39)$$

O procedimento de cálculo do pior caso da distância cordal e do pior caso ν -gap estão demonstrados em Bombois et al. (2000a). Fernandes (2006) mostrou como o projetista pode alterar as condições do experimento de identificação para obter regiões de incerteza \mathcal{D} menos conservativas, ou seja, mais adequadas para controle robusto. Por exemplo: concentrar o espectro de potência $\Phi_u(\omega)$ do sinal de entrada $u(k)$ em torno das frequências de polo do sistema e ajustar os parâmetros do controlador, quando o experimento de identificação é realizado em malha fechada.

Os teoremas mostrados a seguir, apresentados por Bombois et al. (2000a), utilizam as ferramentas de análise robusta apresentadas para associar a qualidade da região de incerteza \mathcal{D} com um conjunto de controladores robustos estabilizantes. Estes teoremas fornecem condições suficientes para garantir que um determinado controlador K estabilize todos os modelos pertencentes à região de incerteza \mathcal{D} e, conseqüentemente, estabilize o sistema real com probabilidade α .

Teorema 2.7.3 (Bombois et al., 2000a; Gevers et al., 2003a) *Considere uma região de incerteza \mathcal{D} contendo o sistema real com probabilidade α e um modelo $G_n \in \mathcal{D}$. Todos os controladores $K(q)$ (geralmente projetados a partir de G_n) que estabilizam G_n e que pertencem ao conjunto*

$$\mathcal{C}_{\kappa}(G_n, \mathcal{D}) = \left\{ K \mid \kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D}) < \kappa \left(G_n(e^{j\omega}), -\frac{1}{K(e^{j\omega})} \right) \quad \forall \omega \right\} \quad (2.40)$$

são garantidos para estabilizar todos os modelos na região \mathcal{D} . Conseqüentemente estes controladores estabilizarão o sistema real G_0 com probabilidade α .

Prova: Ver (Gevers et al., 2003a).

O teorema (2.7.3) analisa o critério de estabilidade de controladores projetados a partir de G_n , em função do pior caso da distância cordal, para cada frequência ω . Uma versão mais compacta, porém mais conservativa, é definida a partir do pior caso ν -gap conforme o teorema a seguir.

Teorema 2.7.4 (Bombois et al., 2000a; Gevers et al., 2003a) *Considere uma região de incerteza \mathcal{D} e um modelo G_n . O conjunto de controladores definidos por*

$$\mathcal{C}_\delta(G_n, \mathcal{D}) = \{K \mid \delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D}) < b_{G_n K}\} \quad (2.41)$$

são garantidos para estabilizar todos os modelos na região \mathcal{D} .

Prova: Ver (Gevers et al., 2003a).

No Teorema 2.7.4, $b_{G_n K}$ representa a margem de estabilidade generalizada do sistema nominal em malha fechada, representado por $[G_n \ K]$. Esta métrica é definida como a menor distância cordal entre G_n e o inverso de $-K(q)$ (Vinnicombe, 1993)

$$b_{G_n K} = \begin{cases} \min_{\omega} \kappa \left(G_n(e^{j\omega}), -\frac{1}{K(e^{j\omega})} \right) & \text{se } [G_n \ K] \text{ for estável} \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.42)$$

Para o caso em que a estrutura do controlador é linear, a margem generalizada de estabilidade, entre um dado modelo G_n e este controlador, tem um valor máximo $b_{\text{opt}}(G_n)$ definido conforme em (Zhou e Doyle, 1998):

$$b_{\text{opt}}(G_n) = \max_K b_{G_n K} = \sqrt{1 - \|[N \ M]\|_H^2}, \quad (2.43)$$

sendo $\|[A]\|_H^2$ a norma de Hankel do operador A (Zhou e Doyle, 1998) e $[N \ M]$ é fatoração comprime normalizada de G_n .¹⁰

Segundo Gevers et al. (2003a), tanto $\kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D})$ quanto $\delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D})$ podem ser tomadas como medidas orientadas para estabilidade robusta de uma região \mathcal{D} , de forma que, quanto menor forem estas métricas, maior serão os conjuntos de controladores robustos, garantidos para estabilizar \mathcal{D} . É importante destacar que, podem existir controladores fora desses conjuntos, que encontram estabilidade com todos os modelos em \mathcal{D} , pois como foi destacado anteriormente, os Teoremas 2.7.3 e 2.7.4, são apenas condições suficientes de estabilidade robusta. Entretanto, uma vantagem destas métricas é que tais conjuntos de controladores são funções somente de G_n e \mathcal{D} . Este fato pode ser constatado observando-se o lado esquerdo das desigualdades (2.40) e (2.41).

¹⁰O conceito de fatoração comprime normalizada pode ser visto em Zhou e Doyle (1998).

Em termos práticos, essas métricas darão uma indicação clara do quão conservativa é uma região de incerteza \mathcal{D} para o projeto de controladores robustos. O pior caso ν -gap pode ser utilizado para validar um experimento de identificação PE com objetivos de controle, bastando verificar a seguinte relação:

$$\delta_{\text{WC}}(\hat{G}, \mathcal{D}) \ll b_{\text{opt}}(\hat{G}), \quad (2.44)$$

sendo b_{opt} definido na Equação (2.43).

Esta verificação poderá se feita antes da realização do projeto do controlador, pois não depende do controlador que ainda será projetado. Ou seja, se a desigualdade acima for verificada, o conjunto $\mathcal{C}_{\delta}(\hat{G}, \mathcal{D})$ de controladores robustos estabilizantes associados a região \mathcal{D} será largo, indicando que a região \mathcal{D} é adequada para controle. A partir de então, o projeto do controlador poderá ser executado, a partir da região de incerteza \mathcal{D} , e tomando como base o próprio G_n ou outro modelo $G \in \mathcal{D}$.

É possível também selecionar, entre duas regiões, a menos conservativa para o projeto de controladores robustos. Os teoremas a seguir mostram como esta seleção pode ser feita.

Teorema 2.7.5 (Bombois et al., 2000a; Gevers et al., 2003a) *Considere duas regiões de incerteza diferentes $\mathcal{D}^{(1)}$ e $\mathcal{D}^{(2)}$ obtidas de dois experimentos de identificação diferentes. Seja G_n um modelo que pertence a ambos os conjuntos e que será utilizado no projeto de controle. Se*

$$\kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D}^{(1)}) < \kappa_{\text{WC}}(G_n(e^{j\omega}), \mathcal{D}^{(2)}) \quad \forall \omega \Rightarrow \mathcal{C}_{\kappa}(G_n, \mathcal{D}^{(2)}) \subset \mathcal{C}_{\kappa}(G_n, \mathcal{D}^{(1)}) \quad (2.45)$$

Prova: Ver (Gevers et al., 2003a).

Uma forma mais compacta de (2.45), utilizando o pior caso ν -gap, é mostrada a seguir.

Teorema 2.7.6 (Bombois et al., 2000a; Gevers et al., 2003a) *Considere duas regiões de incerteza diferentes $\mathcal{D}^{(1)}$ e $\mathcal{D}^{(2)}$ obtidas de dois experimentos de identificação diferentes. Seja G_n um modelo que pertence a ambos os conjuntos e que será utilizado no projeto de controle. Se*

$$\delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D}^{(1)}) < \delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D}^{(2)}) \Rightarrow \mathcal{C}_{\delta}(G_n, \mathcal{D}^{(2)}) \subset \mathcal{C}_{\delta}(G_n, \mathcal{D}^{(1)}) \quad (2.46)$$

Prova: Ver (Gevers et al., 2003a).

A inequação (2.46), por utilizar apenas a comparação entre números, é mais fácil de ser utilizada. Porém, é mais conservativa do que a inequação (2.45), que é uma função da frequência.

Uma vez definida a região de incerteza \mathcal{D} , o controlador K poderá ser projetado. A seguir, nas seções 2.7.2 e 2.7.3, serão apresentados os critérios de validação de controladores para estabilidade e desempenho robustos.

2.7.2 Raio de estabilidade

Bombois et al. (2001) destaca a necessidade de validar para estabilidade robusta um controlador projetado a partir de G_n . Isto é necessário porque os teoremas 2.7.3 e 2.7.4 são apenas condições suficientes, ou seja, elas podem levar à rejeição de controladores que, de fato, estabilizam a região \mathcal{D} . O teorema a seguir fornece as condições necessárias e suficientes para garantir que um controlador K estabilize todos os modelos em um conjunto de incerteza \mathcal{D} .

Teorema 2.7.7 (Bombois et al., 2001) *Considere um conjunto de incerteza PE genérico da forma (2.30) e um controlador $K(q) = X(q)/Y(q)$ (projetado a partir de $G_n \in \mathcal{D}$) que estabiliza o centro daquele conjunto, $G(q, \hat{\theta})$. Então todos os modelos em \mathcal{D} serão estabilizados por K se e somente se*

$$\max_{\omega} \mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega})) \leq 1, \quad (2.47)$$

com $M_{\mathcal{D}}$ definido como

$$M_{\mathcal{D}} = \frac{-(Q_D + X(Q_N - \Xi Q_D))/(Y + \Xi X)T^{-1}}{1 + (Q_D + X(Q_N - \Xi Q_D))/(Y + \Xi X)\hat{\theta}}, \quad (2.48)$$

sendo,

T é a raiz quadrada da matriz R : $R = T^T T$;

$\phi = T(\theta - \hat{\theta})$, sabendo-se que $\theta \in U \iff |\phi|_2 < 1$ e

$\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega}))$ o raio de estabilidade da conexão $[M_{\mathcal{D}} \phi]^{11}$. Para um vetor real ϕ , o raio de

¹¹A expressão para $M_{\mathcal{D}}$ foi obtida considerando-se uma estrutura LFT (Linear Fractional Transformation, cuja a tradução é transformação linear fracional), na qual as incertezas ϕ são limitadas em norma (ver Bombois et al. (2001)).

estabilidade é calculado da seguinte forma:

Se $Im(M_{\mathcal{D}}) \neq 0$

$$\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega})) = \sqrt{|Re(M_{\mathcal{D}})|_2^2 - \frac{(Re(M_{\mathcal{D}})Im(M_{\mathcal{D}})^T)^2}{|Im(M_{\mathcal{D}})|_2^2}}. \quad (2.49)$$

Se $Im(M_{\mathcal{D}}) = 0$

$$\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega})) = |M_{\mathcal{D}}|_2. \quad (2.50)$$

O raio de estabilidade é determinado como função da frequência e a verificação deverá ser feita para todos os valores de w . Ou seja, para garantir a estabilidade de K com todos os modelos da região \mathcal{D} , a inequação (2.47) deverá ser satisfeita ponto a ponto no domínio da frequência.

2.7.3 Pior caso de desempenho

O desempenho desejado do processo, sob ação do novo controlador, deverá ser definido pelo projetista em função das necessidades operacionais e critérios estabelecidos em conjunto com o engenheiro de processo. Dentre as possibilidades de desempenho desejado, dois critérios se destacam:

Rejeição a distúrbios e ruídos: Neste caso, deseja-se reduzir a sensibilidade do sistema a ruídos e distúrbios externos. Ou seja, objetiva-se minimizar a variabilidade da variável controlada, reduzindo o erro em regime estacionário. O sistema resultante em malha fechada deverá atenuar as frequências presentes nos sinais externos, minimizando os efeitos na variável controlada.

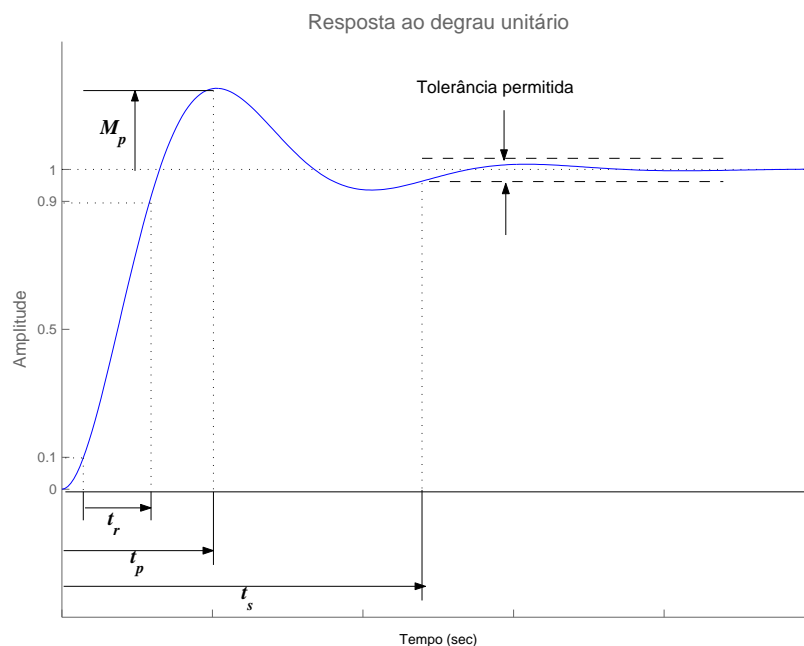
Desempenho em regime transitório: Esta especificação de desempenho é utilizada quando se deseja garantir um determinado comportamento do processo durante variações no *set-point* da variável controlada. Normalmente, as características de desempenho em regime transitório são definidas em termos da resposta transitória para uma entrada em degrau unitário, uma vez que é um sinal fácil de ser gerado na prática e é uma entrada suficientemente severa¹² (Ogata et al., 2003). Alguns parâmetros utilizados para definir o comportamento da variável controlada em regime transitório são: tempo de subida (t_r), instante de pico (t_p), sobre-sinal máximo (M_p) e tempo de acomodação (t_s)¹³. Estas especificações são definidas a seguir e são mostradas na

¹²Se a resposta a uma entrada em degrau é conhecida, é matematicamente possível determinar a resposta para qualquer entrada.

¹³Os índices em t_r , t_p , M_p e t_s vêm do inglês **r**ise time, **p**eak time e **s**ettling time

Figura 2.5.

- Tempo de subida, t_r : tempo necessário para a resposta passar de 10% a 90%, 5% a 95% ou 0% a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda ordem sub-amortecidos¹⁴, usa-se normalmente o tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas sobre-amortecidos¹⁵, normalmente se usa o tempo de subida de 10% a 90%.
- Instante de pico, t_p : tempo necessário para a resposta alcançar o primeiro pico do sobre-sinal.
- Sobre-sinal máximo, M_p : máximo valor de pico da curva de resposta medido além do seu valor final.
- Tempo de acomodação, t_s : tempo necessário para a curva de resposta alcançar e permanecer dentro de uma faixa em torno do seu valor final, faixa esta definida como uma porcentagem absoluta (por exemplo: 2% ou 5%).

Figura 2.5: Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_r , t_p , M_p e t_s .

¹⁴Sistemas sub-amortecidos são aqueles que possuem resposta transitória oscilatória.

¹⁵Sistemas sobre-amortecidos são aqueles cuja resposta transitória não oscila.

A rejeição à distúrbios e ruídos no processo é obtida reduzindo-se a largura da faixa de passagem do sinal no domínio da frequência. Esta característica torna a resposta do sistema lenta (t_r e t_s grandes) e sobre-amortecida (M_p nulo). Por outro lado, especificações de desempenho em regime transitório normalmente exigem respostas rápidas (t_r e t_s pequenos) e sub-amortecidas ($M_p > 0$). Os dois critérios são, portanto, conflitantes e o projetista deverá definir qual das duas opções deverá ser utilizada no projeto.

Em Gevers et al. (2003a) as especificações de desempenho são definidas utilizando-se a matriz de funções de transferência do sistema em malha fechada, conforme segue:

$$J(G, K, W_l, W_r, \omega) = \sigma_1 \left(\overbrace{\begin{bmatrix} W_{l1} & 0 \\ 0 & W_{l2} \end{bmatrix}}^{W_l} \times T(G(e^{j\omega}), K(e^{j\omega})) \times \overbrace{\begin{bmatrix} W_{r1} & 0 \\ 0 & W_{r2} \end{bmatrix}}^{W_r} \right), \quad (2.51)$$

sendo W_l e W_r matrizes de pesos no domínio da frequência que definem específicos níveis de desempenho (ver Zhou e Doyle (1998)), $\sigma_1(A)$ denota o maior valor singular do argumento A e $T(G, K)$ é a matriz de funções de transferência do sistema em malha fechada definida na Equação (2.13).

A função J obtida será um conjunto de uma ou mais respostas em frequência das funções de transferência em malha fechada, ponderadas através de W_l e W_r . Observa-se na Equação (2.51) que, mesmo as matrizes W_l e W_r sendo diagonais, as quatro funções de transferência em $T(G, K)$ podem ser ponderadas de forma diferente.

O pior caso de desempenho para o conjunto \mathcal{D} , validado para estabilidade, é definido como (Bombois, 2000):

Definição 2.7.8 (Bombois, 2000) *Considere uma região de incerteza \mathcal{D} representada pela Eq. (2.30) e um controlador K que é válido para estabilidade em relação à região \mathcal{D} . O pior caso de desempenho encontrado por este controlador em cada frequência ω sobre todos os modelos em \mathcal{D} , é definido como:*

$$J_{WC}(\mathcal{D}, K, W_l, W_r, \omega) = \max_{G(q, \theta) \in \mathcal{D}} \sigma_1 \left(\overbrace{\begin{bmatrix} W_{l1} & 0 \\ 0 & W_{l2} \end{bmatrix}}^{W_l} \times T(G(e^{j\omega}, \theta), K(e^{j\omega})) \times \overbrace{\begin{bmatrix} W_{r1} & 0 \\ 0 & W_{r2} \end{bmatrix}}^{W_r} \right). \quad (2.52)$$

As matrizes W_l e W_r deverão ser escolhidas de tal forma que uma ou mais funções de transferência de malha fechada de $T(G(e^{j\omega}, \theta))$ sejam ativadas. Desta forma, o projetista poderá comparar a função J_{WC} obtida, com a resposta em frequência de uma função de transferência que reproduza o comportamento desejado do sistema.

Normalmente, para o critério de rejeição a distúrbios e ruídos é selecionada a função de transferência T_{22} , conhecida como função de sensibilidade do sistema em malha fechada. A função T_{22} , conforme mostra a equação (2.13), relaciona o distúrbio $\nu(k)$ com a saída $y(k)$.

Caso seja escolhido o critério de desempenho em regime transitório, normalmente as matrizes W_l e W_r são parametrizadas de tal forma que seja selecionada a matriz T_{11} , a qual relaciona o sinal $u(k)$ com a saída $y(k)$ do processo, conforme pode ser visto na equação (2.13).

Em Fernandes (2006) são mostradas alguns exemplos de aplicação do critério de rejeição à distúrbio e ruídos.

2.8 Algoritmo Genético Real Polarizado

O Algoritmo Genético Real Polarizado (AGRP), desenvolvido por Takahashi et al. (2003) e Takahashi (2004), foi utilizado por Fernandes (2006) na busca pelo controlador ótimo, dentre um conjunto de controladores estabilizantes. O AGRP resolve um problema de otimização em que o controlador ótimo deverá possuir o melhor desempenho, desde que atenda aos critérios de estabilidade robusta.

O AGRP destaca-se pelas seguintes características:

- utiliza codificação real dos parâmetros de otimização, ou seja, trabalha com populações de vetores de números reais correspondendo a uma determinada faixa de variação de parâmetros, ao invés das codificações binárias usualmente utilizadas,
- foi projetado para otimizar funções não-lineares genéricas,
- utiliza o operador de cruzamento real-polarizado, que possui boas características de velocidade de convergência e robustez (confiabilidade).

A partir de um conjunto aleatório de controladores, o AGRP fará a busca pelo controlador ótimo. Este controlador possui o melhor dentre todos os piores casos de desempenho de cada controlador com todos os modelos da região de incerteza \mathcal{D} e que, ao mesmo tempo, estabilize a região \mathcal{D} .

A região \mathcal{D} será considerada válida para controle robusto se o número de elementos $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})}$ do conjunto $\mathcal{K}(\mathcal{D})$ for maior ou igual a um. Quanto maior for $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})}$, melhor será a qualidade de \mathcal{D} para controle robusto. Caso $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})} = 0$, a região \mathcal{D} será considerada inválida e um novo experimento de identificação deverá ser projetado para tornar a região \mathcal{D} menos conservativa.

Os parâmetros do AGRP que devem ser definidos pelo projetista são os seguintes: tamanho da população; número máximo de gerações (ou iterações), população inicial (inicialização do algoritmo), definição do espaço de busca (limite do conjunto de controladores candidatos) e número máximo de gerações sem melhoria.

Outros parâmetros possuem valores predefinidos, todavia, podem ser alterados. São eles: probabilidade de cruzamento ($prec = 0,6\%$), probabilidade de polarização ($ppol = 0,3\%$), probabilidade de mutação ($pmut = 0,02\%$), tamanho da mutação ($szmut = 0,05$), fator de dispersão ($gamma = 1,8$) e fator de extrapolação na recombinação ($extr = 0,2$).

2.9 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de projeto de controladores robustos aplicadas a sistemas LTI e SISO, que serão utilizadas nessa dissertação. Importantes considerações sobre o projeto do experimento de identificação foram feitas, visando a obtenção de um conjunto de modelos, chamado de região de incerteza \mathcal{D} , adequado ao projeto de controladores robustos.

Foram introduzidas as ferramentas utilizadas para conectar o procedimento de identificação PE ao projeto de controle robusto, que são: o *pior caso da distância cordal* e o *pior caso ν -gap*, que estão diretamente relacionados com o conjunto de controladores robustos estabilizantes da região \mathcal{D} , e o *raio de estabilidade*, que avalia a estabilidade de um controlador K com todos os modelos da região de incerteza \mathcal{D} .

Em seguida, foram apresentados os critérios de desempenho mais utilizados: *rejeição à distúrbios e ruídos* e *desempenho transitório* e a ferramenta de análise robusta *pior caso de desempenho*, que valida um controlador em função das especificações de desempenho robusto definidas pelo projetista.

Finalmente, foi apresentado o Algoritmo Genético Real Polarizado (AGRP), que será utilizado para encontrar o controlador ótimo, a ser implementado no processo, que atenda aos critérios de estabilidade e desempenho robusto definidos anteriormente.

A seguir, no próximo capítulo, é apresentado o procedimento iterativo para identificação e controle robusto.

Capítulo 3

Procedimento iterativo para identificação e controle robusto

3.1 Introdução

No capítulo 2 são apresentadas as técnicas de identificação em malha fechada e estimação de parâmetros do modelo por erro de predição (PE), com estrutura não polarizada. Estas técnicas geram um modelo nominal da planta $G(q, \hat{\theta})$ e um conjunto de modelos, que contém o modelo real do processo, com uma probabilidade definida pelo projetista. Este conjunto de modelos, representado por regiões no espaço de parâmetros ou no espaço de funções de transferência, são chamadas de *regiões de incerteza* \mathcal{D} .

Para validar as regiões de incerteza \mathcal{D} , são utilizadas as ferramentas de análise robusta desenvolvidas em (Bombois et al., 2001). Neste artigo é proposto um método para validar um par $\mathcal{P} = \{\hat{G}, \mathcal{D}\}$, usando o *pior caso ν -gap* ($\delta_{WC}(\hat{G}, \mathcal{D})$). Esta métrica está relacionada com um conjunto de controladores estabilizantes de \mathcal{D} e não garante nada sobre desempenho.

Em (Gevers et al., 2003a,b), são utilizadas as ferramentas desenvolvidas em Bombois et al. (2000a) e Bombois et al. (2001) para propor um procedimento de projeto de controladores robustos. Neste procedimento, inicialmente avalia-se a qualidade de um par \mathcal{P} , através do $\delta_{WC}(\hat{G}, \mathcal{D})$. Se \mathcal{P} é considerado válido para controle robusto, projeta-se um controlador $K(q)$, baseado em \hat{G} . Em seguida, as ferramentas de análise robusta, desenvolvidas em Bombois et al. (2001), são aplicadas para verificar se o controlador estabiliza e encontra o desempenho especificado com os modelos de \mathcal{D} .

Fernandes (2006) propõe um procedimento iterativo para identificação e projeto de controle robusto, baseando-se nos resultados obtidos por (Gevers et al., 2003a,b). Neste trabalho, as ferramentas de análise, desenvolvidas em Bombois et al. (2001), são integradas à síntese de controladores robustos, através de técnicas de otimização por algoritmos genéticos. Neste procedimento, caso \mathcal{D} seja invalidada, os resultados obtidos na iteração anterior são usados para projetar um novo experimento de identificação no sentido de produzir regiões \mathcal{D} mais adequadas para as especificações de desempenho desejadas. Desta forma, o procedimento de identificação para controle robusto será visto como um procedimento iterativo com sucessivas atualizações da região de incerteza e do controlador, até que o objetivo do projetista seja alcançado.

Entretanto, este procedimento foi desenvolvido para aplicações em que o objetivo é reduzir os efeitos provocados por distúrbios e ruídos na planta. Durante a análise realizada no processo, onde o procedimento seria aplicado, percebeu-se que o objetivo principal do projeto do novo controlador era de garantir um desempenho mínimo em regime transitório. Ou seja, quando o processo está sujeito a repetidas mudanças no *setpoint* da variável controlada.

As especificações de desempenho associadas a rejeição de distúrbios e ruídos, e desempenho em regime transitório são conflitantes. Normalmente, para a primeira especificação, busca-se definir um comportamento mínimo para a função de transferência (T_{22}) do sistema em malha fechada, chamada de função de sensibilidade. Para a segunda especificação utiliza-se a função de transferência (T_{11}), que relaciona a saída y do processo diretamente com a entrada r_1 , ou *set-point* do sistema em malha fechada.

Portanto, o procedimento iterativo de identificação e controle robusto foi adaptado para desempenho em regime transitório. A seguir, este procedimento será apresentado, contemplando os dois critérios de desempenho, sendo os mesmos diferenciados através da seguinte convenção:

Desempenho A: Rejeição à distúrbios e ruídos;

Desempenho B: Regime transitório.

3.2 Formulação do problema

3.2.1 O sistema

Será considerado que o sistema real pode ser representado pela Equação (2.2), convenientemente reescrita a seguir:

$$\mathcal{S} : y(k) = G_0(q)u(k) + \nu(k), \quad (3.1)$$

sendo $G_0(q)$ uma função de transferência discreta definida pela equação (2.29); q^{-1} é o operador de atraso; $u(k)$ e $y(k)$ constituem, respectivamente, entrada e saída do sistema e $\nu(k)$ representa a realização de um ruído branco $e(k)$ filtrado por uma função de transferência $H_0(q)$.

3.2.2 A identificação

Considera-se que um conjunto finito de dados $Z^N = \{y(1), u(1), \dots, y(N), u(N)\}$, de tamanho N , será coletado do sistema real com o objetivo de estimar \mathcal{D} para o projeto de controladores robustos. Tal região, definida no capítulo 2, é rerepresentada da seguinte forma:

Proposição 3.2.1 *Bombois et al. (2001). Considere G_0 , o sistema real. Um experimento de identificação por predição de erro com estrutura não-polarizada, realizado sobre o sistema real, deriva um modelo $G(q, \hat{\theta})$ e uma região de incerteza \mathcal{D} , contendo o sistema real, com um certo nível de probabilidade α . Tal região de incerteza é centrada em $G(q, \hat{\theta})$ e pode ser descrita pela seguinte forma geral*

$$\mathcal{D} = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{\Xi(q) + Q_N(q)\theta}{1 + Q_D(q)\theta} \text{ com } \theta \in U = \{\theta \mid (\theta - \hat{\theta})^T P_\theta^{-1} (\theta - \hat{\theta}) < \chi\} \right\} \quad (3.2)$$

sendo $\hat{\theta} \in \mathbf{R}^{n_\theta \times 1}$ o vetor de parâmetros estimados; $P_\theta \in \mathbf{R}^{n_\theta \times n_\theta}$ é a matriz de covariância dos parâmetros estimados; χ é a dimensão do elipsóide determinada pelo nível de probabilidade $\alpha(\ell, \chi) = P(\chi^2(\ell) < \chi)$ ¹; $Q_N(q)$ e $Q_D(q)$ são vetores linha de dimensão n_θ de funções de transferência conhecidas e $\Xi(q)$ é uma função de transferência conhecida.

3.2.3 A síntese do controlador

Estimada a região \mathcal{D} , o problema passa a ser o projeto de controladores robustos, que garantem com probabilidade α , estabilidade e um certo nível de desempenho com o sistema real.

As especificações de desempenho podem ser escritas na seguinte estrutura geral:

Desempenho A:

$$[G_0 \ K] \text{ é estável} \quad (3.3)$$

e

$$\|J^A(G_0, K)\|_\infty \leq 1, \quad (3.4)$$

¹ $\chi^2(\ell)$ é a distribuição de probabilidade qui-quadrado com ℓ graus de liberdade.

Desempenho B:

$$[G_0 \ K] \text{ é estável} \quad (3.5)$$

e

$$\|J^B(G_0, K)\|_\infty \geq 1, \quad (3.6)$$

sendo

$$J(G_0, K, W) = \begin{bmatrix} W_{11} \frac{G_0 K}{1 + G_0 K} & W_{12} \frac{G_0}{1 + G_0 K} \\ W_{21} \frac{K}{1 + G_0 K} & W_{22} \frac{1}{1 + G_0 K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11} T_{11} & W_{12} T_{12} \\ W_{21} T_{21} & W_{22} T_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Na Equação (3.7), $W_{ij}(q)$ são funções de transferência no qual estão inseridas as informações de desempenho desejado. Na prática, as especificações de desempenho são comumente expressas da seguinte forma:

Desempenho A:

$$\begin{aligned} \|W_{11}^A(e^{j\omega})T_{11}(e^{j\omega})\|_\infty &\leq 1, \\ \|W_{12}^A(e^{j\omega})T_{12}(e^{j\omega})\|_\infty &\leq 1, \\ \|W_{21}^A(e^{j\omega})T_{21}(e^{j\omega})\|_\infty &\leq 1, \\ \|W_{22}^A(e^{j\omega})T_{22}(e^{j\omega})\|_\infty &\leq 1. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Desempenho B:

$$\begin{aligned} \|W_{11}^B(e^{j\omega})T_{11}(e^{j\omega})\|_\infty &\geq 1, \\ \|W_{12}^B(e^{j\omega})T_{12}(e^{j\omega})\|_\infty &\geq 1, \\ \|W_{21}^B(e^{j\omega})T_{21}(e^{j\omega})\|_\infty &\geq 1, \\ \|W_{22}^B(e^{j\omega})T_{22}(e^{j\omega})\|_\infty &\geq 1. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Como o sistema real G_0 não é conhecido, as especificações (3.3 e 3.5) e (3.8 e 3.9) podem ser reescritas, em termos do pior caso de estabilidade $\max_\omega \mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega}))$ e do pior caso de desempenho $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega}))$ apresentados, respectivamente, nas seções 2.7.2 e 2.7.3. Tais métricas, desenvolvidas originalmente para análise, são empregadas na síntese de controladores robustos por meio da formulação a seguir.

Problema proposto: Dado uma região \mathcal{D} , obtida por um experimento de identificação com estrutura não-polarizada, encontre o controlador $K(q)$ que

$$\begin{aligned} \min_{K \in \mathcal{K}(\mathcal{D})} \quad & \|\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega)\|_\infty, \\ \text{sujeito a} \quad & \max_{\omega} \mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega})) \leq 1. \end{aligned} \quad (3.10)$$

A função de custo do problema anterior será definida como:

$$\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega) = W_{ij}(e^{j\omega})t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega})). \quad (3.11)$$

Sendo assim, resolver o problema (3.10) consiste em encontrar o controlador estabilizante K^* que minimiza a norma \mathcal{H}_∞ do pior caso de desempenho encontrado $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega}))$ em relação ao desempenho desejado $W_{ij}^{-1}(e^{j\omega}) = T_{ij}^d(e^{j\omega})$.

O problema (3.10) será solucionado empregando-se o AGRP. Além de encontrar o melhor indivíduo K^* , o AGRP apresenta como solução uma população de controladores estabilizantes cuja dimensão pode ser definida pelo usuário. Tal população será utilizada na próxima seção para validar \mathcal{D} . Antes porém, é de suma importância apresentar e discutir como escolher os parâmetros de projeto. Isso será feito a seguir.

- **Escolha da função W .** Especificações no domínio do tempo ou no domínio da frequência, podem ser utilizadas, por exemplo, para construir a seguinte função de transferência:

$$T_{11}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.12)$$

sendo ζ o coeficiente de amortecimento e ω_n a frequência natural. A função peso será escolhida como $W_{11}(e^{j\omega}) = T_{11}^{-1}(e^{j\omega})$. Outras formas de escolher W_{ij} podem ser vistas em Zhou e Doyle (1998). A função W deverá ser selecionada de acordo com o desempenho mínimo desejado para o processo, quer seja para rejeição a distúrbios e ruídos ou em regime transitório.

- **Determinação da estrutura do controlador K .** A estrutura do controlador deverá ser mantida fixa durante todo o processo de síntese. Ênfase será dada à estrutura mais sim-

ples, como por exemplo, o controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

- **Parâmetros do AGRP.** Em geral, quando se trabalha com algoritmos de otimização é necessário definir alguns parâmetros. No caso do AGRP tais parâmetros são: tamanho da população (conjunto de controladores), número máximo de gerações (ou iterações), população inicial (inicialização do algoritmo) e definição do espaço de busca (limites do conjunto de controladores candidatos). Optou-se por utilizar os valores pré-definidos de probabilidades de cruzamento, polarização e mutação. Geralmente, a inicialização do algoritmo é um problema crítico. Neste trabalho o AGRP será inicializado a partir do controlador (indivíduo) projetado tendo como base o modelo estimado. O espaço de busca será determinado construindo-se um politopo² centrado no controlador inicial.

3.2.4 Validação da região de incerteza

Como foi destacado na seção anterior, o projeto de controle com o AGRP produz um conjunto de controladores robustos estabilizantes. Deste conjunto pode ser extraído um subconjunto definido por:

Desempenho A:

$$\mathcal{K}^A(\mathcal{D}) = \{K \mid \|\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega)\|_\infty \leq 1\}. \quad (3.13)$$

Desempenho B:

$$\mathcal{K}^B(\mathcal{D}) = \{K \mid \|\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega)\|_\infty \geq 1\}. \quad (3.14)$$

O conjunto $\mathcal{K}(\mathcal{D})$ pode ser interpretado como o conjunto de todos os controladores que estabilizam e encontram um desempenho melhor que o desejado para o sistema real G_0 com probabilidade α . Note que, para o desempenho A, se $\|\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega)\|_\infty \leq 1$ implica $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega})) \leq W_{ij}^{-1}(e^{j\omega})$, para todo ω . Da mesma forma, para o desempenho B, se $\|\Gamma_J(\mathcal{D}, K, W_{ij}, \omega)\|_\infty \geq 1$ implica $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega})) \geq W_{ij}^{-1}(e^{j\omega})$, para todo ω .

Caso o número de elementos $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})}$ do conjunto $\mathcal{K}(\mathcal{D})$ seja maior ou igual a 1, existirá pelo menos um controlador K que estabiliza e encontra o desempenho desejado, W_{ij}^{-1} , com o sistema real. Neste caso, \mathcal{D} será considerada válida para controle robusto.

²Um conjunto poliedral limitado é denominado politopo. Todo elemento no politopo pode ser gerado pela combinação convexa dos seus vértices. $\mathcal{P} = \text{co}\{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, sendo n o número de vértices v do politopo \mathcal{P} (Palhares, 2004).

Se $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})} = 0$, a região \mathcal{D} será então considerada inadequada e, um novo experimento de identificação será realizado, no sentido de obter uma região \mathcal{D} mais adequada para controle robusto. Uma opção é realizar um novo experimento de identificação, com o intuito de reduzir a distribuição de incerteza nas faixas de frequência em que a função $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega}))$ excede os limites permitidos³. Isso pode ser feito escolhendo-se o espectro do sinal de excitação para que o mesmo apresente uma potência significativa em torno de tais faixas de frequência. Sabe-se que, a distribuição de incerteza em uma determinada faixa de frequências é assintoticamente inversamente proporcional ao espectro do sinal de entrada (Ljung, 1999).

3.3 Procedimento iterativo para identificação e controle robusto

A realização de um novo experimento sobre G_0 , caso \mathcal{D} seja considerada inválida, leva a um novo projeto de controle e a uma nova etapa de validação. Espera-se que, a cada novo experimento, uma melhor região \mathcal{D} seja encontrada. Este fato sugere um procedimento iterativo de identificação e controle descrito a seguir.

1. Defina o comprimento N do registro de dados, a configuração do sistema (malha aberta ou malha fechada) e o espectro do sinal de excitação $\Phi_u(\omega)$. Em seguida, realize experimentos sobre G_0 para obter um conjunto de dados $Z^N = \{y(1), u(1), \dots, y(N), u(N)\}$.
2. Utilize a massa de dados Z^N e estime \mathcal{D}_{ni} usando técnicas de identificação por predição de erro com estrutura não-polarizada.
3. Defina o desempenho desejado para o processo: rejeição à distúrbios e ruídos ou em regime transitório e construa uma função de transferência, W_{ij} , que possua o desempenho mínimo desejado. Parametrize e aplique o AGRP para resolver o problema (3.10) e encontrar o controlador ótimo K_{ni}^* , e um conjunto de controladores, relevantes para G_0 .
4. Construa o conjunto de controladores $\mathcal{K}(\mathcal{D}_{ni})$, definido em (3.13 ou 3.14), a partir dos resultados obtidos com o AGRP. Se $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D}_{ni})} \geq 1$ **pare**. Senão, **faça** $ni = ni + 1$, retorne ao passo 1, e projete um novo sinal de excitação observando a função $t_{\mathcal{D}_{ni}}(T_{ij}(e^{j\omega}))$ de forma que o mesmo tenha um espectro de potência significativo em torno das frequências em que $|t_{\mathcal{D}_{ni}}(T_{ij}(e^{j\omega}))| > |W_{ij}(e^{j\omega})^{-1}|$, para o desempenho A ou $|t_{\mathcal{D}_{ni}}(T_{ij}(e^{j\omega}))| < |W_{ij}(e^{j\omega})^{-1}|$, para o desempenho B.

³Ou seja, nas faixas de frequência em que $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega})) > |W_{ij}(e^{j\omega})^{-1}|$ para o **desempenho A** e $t_{\mathcal{D}}(T_{ij}(e^{j\omega})) < |W_{ij}(e^{j\omega})^{-1}|$ para o **desempenho B**.

3.4 Conclusões

Neste capítulo, o procedimento iterativo para identificação e controle robusto, proposto em (Fernandes, 2006), é adaptado para atender a critérios de desempenho em regime transitório, sendo esta uma contribuição importante deste trabalho de dissertação. Os requisitos de desempenho em regime transitório podem ser definidos através da resposta do sistema em malha fechada à, por exemplo, uma entrada em degrau.

Este procedimento baseia-se em regiões de incerteza \mathcal{D} , obtidas através de técnicas de identificação por erro de predição, com estruturas não-polarizadas. Sendo que, a síntese do novo controlador é realizada utilizando o Algoritmo Genético Real Polarizado (AGRP), que seleciona o melhor controlador dentre um conjunto de controladores que estabilizam e encontram um desempenho definido pelo projetista. Caso nenhum controlador seja encontrado, um novo experimento de identificação deverá ser realizado, iniciando o processo iterativo, até que os objetivos do projeto sejam encontrados.

Capítulo 4

O processo de galvanização por imersão à quente

4.1 Introdução

Um dos objetivos deste trabalho é a aplicação prática do procedimento iterativo de identificação e controle robusto, descrito no capítulo 3, em um processo industrial. O processo selecionado é uma linha de galvanização por imersão à quente, uma vez que vislumbrou-se a possibilidade de otimização do controlador do peso da camada de revestimento de zinco. Este controlador é crítico para a linha, porque a garantia de proteção contra a corrosão depende basicamente da uniformidade do peso da camada de zinco ao longo de todo o material.

Inicialmente, na seção 4.2, o processo é apresentado e são descritas as etapas envolvidas na produção dos aços galvanizados.

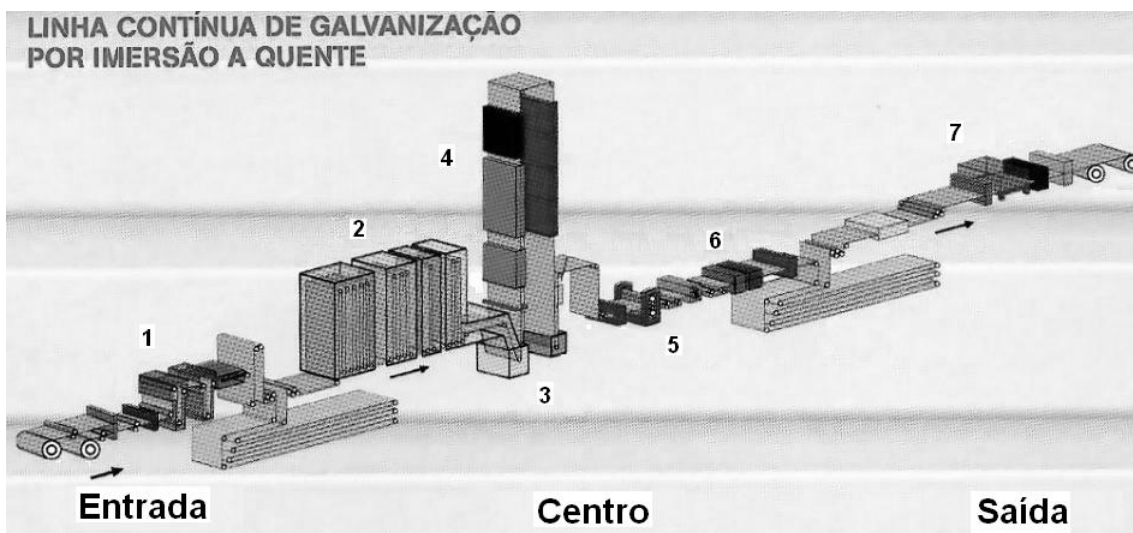
A seguir, na seção 4.3, é apresentado o controlador do peso da camada de revestimento, sendo detalhadas suas características de funcionamento e equipamentos envolvidos.

Finalmente, na seção 4.4, é discutida a situação atual do controle do peso da camada e são mostradas as oportunidades de melhoria identificadas.

4.2 Descrição do processo

A linha de galvanização por imersão à quente (CGL¹) é o processo siderúrgico responsável pela aplicação de uma camada de revestimento de zinco sobre a superfície do aço, com o objetivo de aumentar sua resistência à corrosão. Este revestimento permite que o aço seja aplicado, sem proteção adicional, em ambientes agressivos, como por exemplo: telhas e paredes metálicas; ou pintadas, com uso intensivo nas indústrias automobilística, de eletrodomésticos e construção civil.

A CGL é um processo contínuo, como mostra a Figura (4.1), cujo objetivo é manter a seção central da linha, onde estão localizados os equipamentos responsáveis pelo revestimento de zinco, sempre rodando na máxima velocidade permitida pelas condições do processo. Para que isso seja possível, são instalados 2 acumuladores de tira, um antes e outro depois da seção central, compensando as paradas das seções da entrada e da saída. A seguir, é feita a apresentação das etapas do processo, conforme descrito em (GalvInfo Center, 2007):



- | | |
|---------------------------|-----------------------------|
| 1. Seção de limpeza | 5. Laminador de encruamento |
| 2. Fornos de recozimento | 6. Pós-tratamento |
| 3. Pote de zinco | 7. Inspeção |
| 4. Forno de galvannealing | |

Figura 4.1: Disposição dos equipamentos da linha de galvanização por imersão à quente.

¹CGL: Do inglês, Continuous Galvanizing Line

- **Seção da entrada:** As bobinas a serem revestidas são inseridas nas desbobinadeiras de forma alternada, permitindo que, enquanto uma bobina está em processo, a ponta inicial da próxima seja preparada. Ao término da bobina em processo, a ponta inicial da próxima bobina é soldada com a ponta final da anterior, dando início ao processo contínuo. Durante a solda, a seção permanece parada, enquanto a seção do centro continua rodando, sendo alimentada pelo acumulador de entrada. Após a solda, a seção de entrada acelera até a velocidade máxima, com o objetivo de manter o acumulador da entrada com material suficiente para alimentar a seção central. Logo após a máquina de solda, a tira passa pela seção de limpeza química e eletrolítica, com a finalidade de retirar restos de óleos, impurezas e resíduos ferrosos gerados no processo de laminação anterior, preparando a superfície do material para receber o revestimento de zinco.
- **Seção do centro:** Na seção central, a tira atravessa os fornos de recozimento contínuo, sendo submetida a um ciclo de aquecimento, encharque e resfriamento controlado, chegando a atingir uma temperatura de 800°C . O recozimento é responsável pela definição das propriedades mecânicas do aço, de acordo com a aplicação final no cliente. Logo a seguir, já resfriada a 470°C , a tira mergulha em um pote contendo zinco derretido a uma temperatura ligeiramente superior, ($\pm 485^{\circ}\text{C}$), favorecendo a aderência do zinco na superfície do aço. Dentro do pote, a tira passa pelo rolo submerso, saindo do mesmo em sentido vertical. Logo acima do pote, está localizada a NJC² (ver figura 4.2, composta por duas navalhas de alta pressão de nitrogênio (uma para cada face do material), que removem o excesso de zinco, fazendo-o retornar ao pote pelo efeito de corte provocado pelo jato de ar e pela gravidade. O zinco remanescente formará a camada de revestimento final. Logo após, a camada de revestimento receberá um tratamento térmico no forno de *galvannealing*, propiciando a formação de uma liga uniforme de $Zn - Fe$. A tira continua subindo em sentido vertical, até uma altura de aproximadamente 70 m, até que a camada seja resfriada e solidifique, quando poderá tocar o rolo localizado no final da torre. A seguir, o peso da camada é medido pelo medidor da espessura do revestimento, localizado a 210 m do pote. Esta distância entre o ponto de controle, na NJC e o medidor do peso da camada, insere um atraso de transporte longo no processo, o qual dever ser compensado pelo controlador do peso da camada. A tira passa por um laminador de encruamento e uma desempenadeira tensora, responsáveis pela correção da forma e planicidade do produto final. Dependendo da solicitação do cliente, uma camada de cromo poderá ser aplicada na seção de pós-tratamento.
- **Seção da saída:** Na seção de saída, a tira é inspecionada, oleada e é feito o corte final, definindo o peso da bobina conforme a solicitação do cliente.

²NJC: Do inglês, *Nitrogen Jet Coating*

O procedimento desenvolvido foi aplicado na linha de CGL da Unigal, localizada em Ipatinga/MG, empresa criada através de *joint venture* entre a Usinas Siderúrgicas de Minas Gerais (Usiminas) e a Nippon Steel Corporation (NSC), com início de operação no ano de 2000.

A linha de CGL da Unigal processa tiras de aço com espessura variando entre 0,4 a 2,3 mm, largura máxima de 1.865 mm e possui uma capacidade de produção nominal de 400.000 t/ano. A velocidade máxima da seção central é de 150 mpm e o peso das bobinas produzidas pode atingir 30 t.

O peso da camada de revestimento depende da aplicação final, podendo variar entre 30 e 300 g/m² por face. Normalmente, utiliza-se camadas leves em aplicações de peças internas ou que vão receber pintura, por exemplo: carroceria de automóveis, chapas internas de painéis elétricos e gabinetes de computador. Por outro lado, camadas pesadas são indicadas quando o material será usado em locais agressivos, tais como: ambientes marinhos e subsolo.

O peso da camada obtido depende basicamente da pressão (P) na NJC, da distância efetiva (D) entre a tira e a NJC e da velocidade da linha (V). As variáveis que influenciam no controle do peso da camada, bem como os equipamentos envolvidos, são mostrados na Figura (4.2).

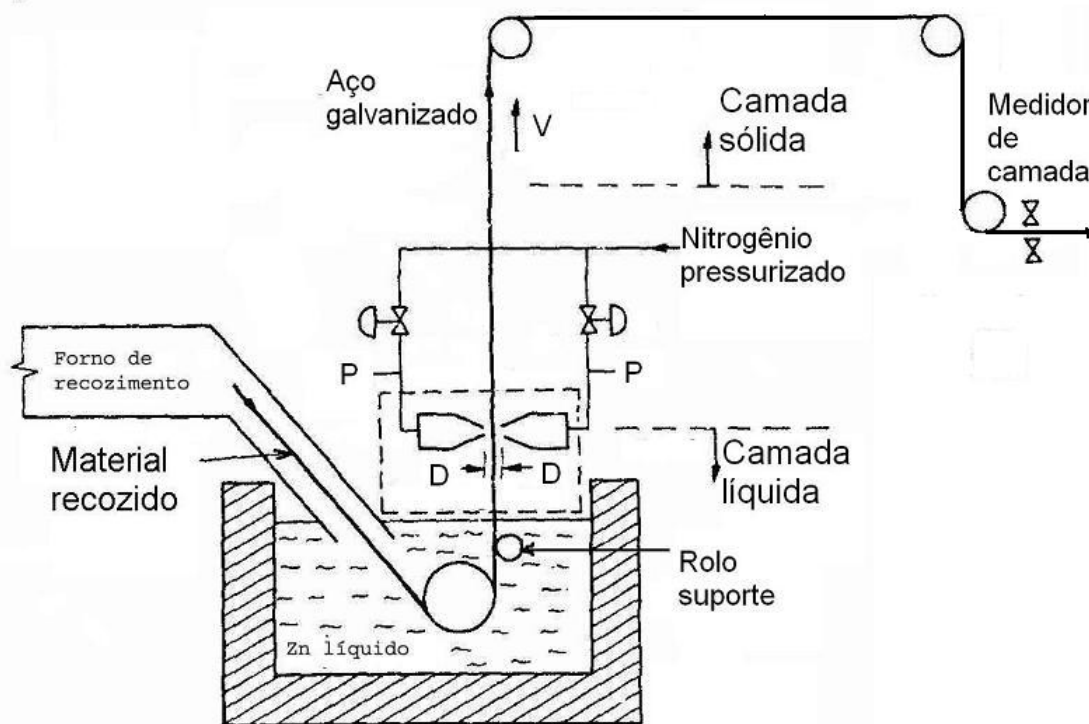


Figura 4.2: Equipamentos e variáveis envolvidos no controle do peso da camada de zinco.

A velocidade da seção central é determinada, basicamente, pelas condições operacionais dos fornos de recozimento contínuo. Desta forma, o controle do peso da camada é realizado alterando-se a pressão (P) e a distância (D) na NJC.

Na Figura 4.3 é mostrado o efeito de corte exercido pelo jato pressurizado na NJC, retirando o excesso de zinco e obtendo-se uma camada uniforme em ambos os lados da tira.

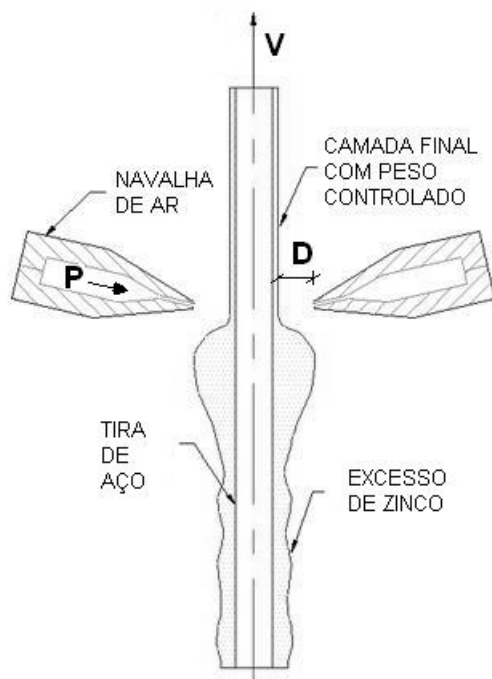


Figura 4.3: Efeito de corte na NJC.

4.3 O controlador do peso da camada de revestimento

O controle automático do peso da camada na CGL é fundamental para a obtenção de bobinas galvanizadas com revestimento uniforme, adequadas à aplicação final e com baixo custo. Devido a diversidade de dimensões dos produtos processados e a larga faixa de peso de camada visado, as transições entre produtos com espessuras diferentes e as constantes mudanças no peso da camada visado devem ser realizadas rapidamente pelo controlador, evitando a geração de materiais com peso da camada fora de faixa.

O diagrama de blocos do controlador do peso da camada é mostrado na Figura (4.4). O controle é realizado em cascata, sendo o nível mais externo (Nível 2), responsável pelo controle do peso

da camada, gerando as referências de pressão da navalha (P) e distância (D) para os controladores diretos (Nível 1). Por sua vez, o nível 1 é dividido em duas partes: o nível 1/E (Elétrica), que faz o controle direto da distância entre a NJC e a tira, e o nível 1/I (Instrumentação), que realiza o controle da pressão, ambos em malha fechada.

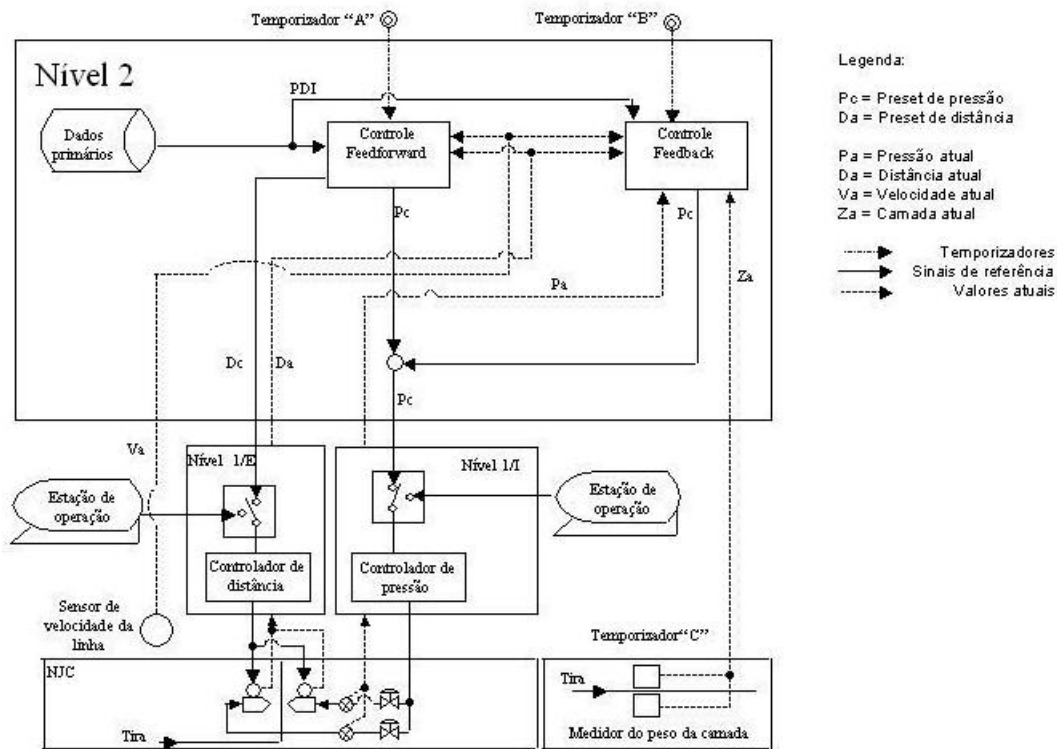


Figura 4.4: Diagrama do controlador do peso da camada.

O controle *feedforward*, localizado no nível 2, é responsável pelo cálculo das referências de pressão (P_c) e distância (D_c) nas mudanças de *setpoint* do peso da camada visado, transições de espessura da tira e mudanças de velocidade. O mesmo é ativado pela função de *tracking*, que monitora o processo e a passagem das bobinas na linha. Estes eventos atuam como distúrbios no processo sendo corrigidos de imediato pelo controlador *feedforward*. Devido ao atraso de transporte decorrente da distância entre o ponto de controle e o ponto de medição do peso da camada, não é possível utilizar os valores de peso da camada medidos. Neste caso, é utilizado um modelo matemático não-linear multi-variável do processo, que estima o peso da camada a partir dos dados primários do material e das condições atuais na linha e na NJC. A partir desta estimativa o controlador *feedforward* calcula as novas referências de pressão e distância para o nível 1.

Nos momentos em que não ocorrem transições, o controle do peso da camada é realizado pelo controlador *feedback*. O mesmo utiliza o peso da camada lido do medidor como realimentação em malha fechada. A ação de controle é ativada através de temporizador, cujo período é ajustado em função da velocidade atual da linha. Desta forma, o controlador aguarda que o ponto no material onde foi feita a ação de controle atinja o medidor de camada, localizado a 210 m de distância da NJC, compensando o atraso de transporte.

4.4 Situação atual do controlador do peso da camada

De acordo com levantamentos realizados na CGL da Unigal, grande parte dos problemas relacionados com o peso da camada de revestimento ocorrem nas transições de espessura, mudanças de peso da camada visado e alterações de velocidade da linha. Estes problemas estão associados às mudanças de *setpoint* de pressão da NJC calculadas pelo controlador *feedforward*.

Verificou-se que o tempo de subida do controle de pressão, efetuado pelo nível1/I, durante as mudanças de *setpoint*, é, na faixa de pressão de 0,2 à 0,4 kgf/cm², maior do que 20 segundos. A Figura (4.5) mostra a resposta do controle a um degrau de 0,2 para 0,4 kgf/cm² de pressão, observando-se um tempo de subida de 23 s. Para exemplificar, considerando uma velocidade de 120 mpm na seção central, ou seja 2 m/s, mais de 40 m no início da bobina ficam com o peso da camada fora da faixa.

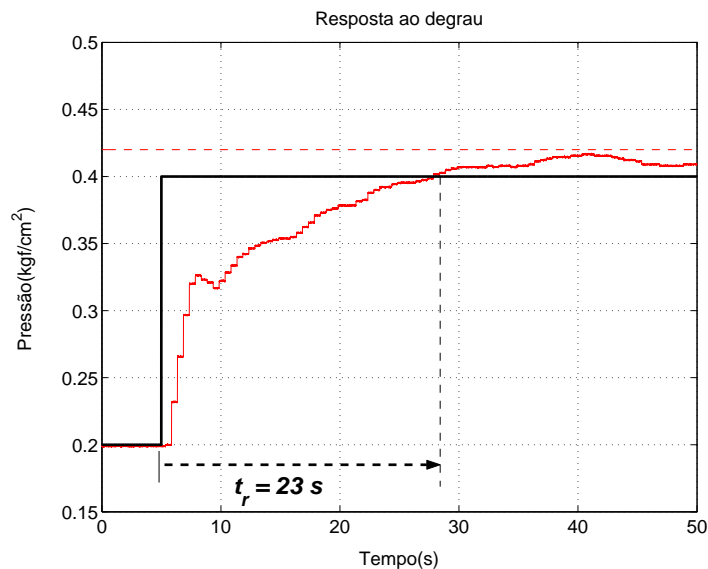


Figura 4.5: Resposta ao degrau (0,2 à 0,4 kgf/cm²).

A aprovação do produto depende da confirmação da medição do peso da camada em laboratório, utilizando uma amostra do material retirada no início do produto, ou seja, na região onde ocorrem as transições de pressão na NJC. Caso a camada medida na amostra esteja fora da faixa, o produto deverá ser enviado para uma linha de rebobinamento para descarte da região afetada e retirada de nova amostra. Este procedimento, além de aumentar o custo de produção, gera uma quantidade excessiva de sucata (± 50 m). Aumenta também o tempo de processo dos produtos e atrasa o despacho para o cliente, aumentando o *lead time*³ do mesmo.

Outro problema observado durante a análise foi a ocorrência de sobre-sinal excessivo da pressão da NJC durante as transições. Segundo o engenheiro de processo da linha, o sobre-sinal máximo admissível deve ser de $0,02 \text{ kgf/cm}^2$. Este limite deve ser obedecido em toda faixa de pressão da NJC. O excesso de pressão deve ser evitado porque retira mais zinco do que o necessário, reduzindo o peso da camada resultante. Esta redução compromete a eficiência da camada de revestimento na proteção contra a corrosão.

4.5 Conclusões

A partir da análise feita no processo, vislumbrou-se a possibilidade de otimizar o controlador de pressão da NJC com os seguintes objetivos:

- reduzir a geração de sucata por peso da camada fora de faixa e
- reduzir a necessidade de retirada de nova amostra para confirmação do peso da camada, com conseqüente diminuição no tempo de processo dos produtos.

Isso será possível com a redução do tempo de subida da variável controlada. Adicionalmente, ao projetar o novo controlador, deve-se observar o sobre-sinal máximo em toda faixa de pressão, evitando a ocorrência de camada abaixo do limite mínimo.

No próximo capítulo, a aplicação do procedimento iterativo de identificação e controle robusto na otimização do controlador de pressão na NJC será apresentado.

³*Lead time*: Termo em inglês que significa “período entre a programação e o acabamento de um produto”.

Capítulo 5

Otimização do controlador de pressão na NJC

5.1 Introdução

O principal objetivo desta dissertação é aplicar o procedimento iterativo de identificação e controle robusto (Fernandes, 2006), adaptado para desempenho em regime transitório, conforme proposto no capítulo 3, a um processo industrial real. O processo selecionado foi o controle de pressão da NJC, responsável pelo controle da camada de zinco, em uma linha de galvanização por imersão a quente. O processo foi analisado e vislumbrou-se a possibilidade de otimizar o controlador de pressão (ver capítulo 4). Os objetivos do projeto são listados a seguir:

- reduzir o tempo de subida da variável controlada e
- reduzir o sobre-sinal máximo em toda a faixa de pressão.

sendo, ambos os objetivos relacionados à resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

Inicialmente, na seção 5.2, o controle de pressão na NJC é descrito. São mostrados os equipamentos envolvidos e a filosofia de controle atualmente utilizada.

Na seção 5.3 é apresentada a avaliação preliminar realizada, com o objetivo de obter informações a respeito do processo.

Em seguida, na seção 5.4, a aplicação do procedimento iterativo de identificação e controle robusto é apresentada. Na seção 5.6, são mostrados os resultados obtidos e, finalmente, na

seção 5.5, será descrita a implementação realizada no processo.

5.2 O controle de pressão na NJC

O controle de pressão na NJC é realizado por um DCS¹ da família MELPLAC-750 Series, fabricado pela Mitsubishi Electric Corporation, o qual é um dos controladores do nível 1/I (Instrumentação) do sistema de automação da CGL.

Os equipamentos de campo envolvidos no controle de pressão na NJC são mostrados na Figura (5.1).

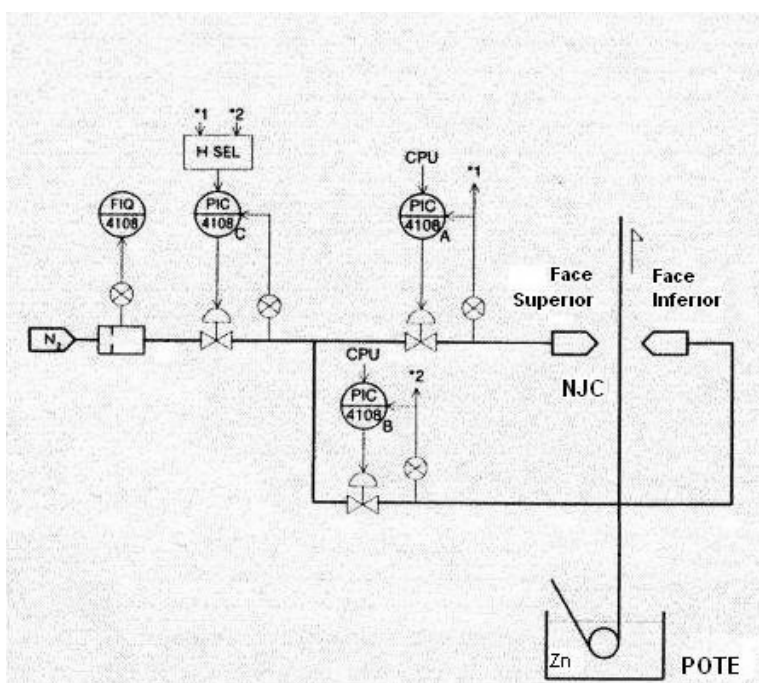


Figura 5.1: Diagrama do controle de pressão na NJC.

Dois controladores PID (PIC4108A e PIC4108B), realizam o controle da pressão nas faces *back* e *front* da tira, respectivamente. Um terceiro controlador, o PIC4108C, é responsável pelo controle da pressão anterior às duas válvulas principais. O *setpoint* de pressão dos controladores PIC4108A e B são definidos pelo controlador do peso da camada, localizado no nível 2 do sistema de automação, o qual está representado na Figura (5.1) como CPU. Para maiores deta-

¹DCS: Do inglês, Distributed Control System.

lhes, ver descrição no capítulo 4. Por sua vez, o *setpoint* do controlador PIC4108C é calculado automaticamente usando a Equação (5.1).

$$SP(PIC4108C) = 2 * (H_SEL(SP(PIC4108A), SP(PIC4108B))) + 0,5 \quad (5.1)$$

$H_SEL(V1, V2)$ representa uma função que seleciona o maior valor entre $V1$ e $V2$. No caso da CGL da Unigal, os *setpoints* das malhas de controle principais são sempre idênticos. Desta forma, o *setpoint* do controlador PIC4108C será o dobro do valor visado das malhas principais, acrescido de $0,5 \text{ kgf/cm}^2$. Mesmo para o processamento de produtos com camada diferencial, ou seja, camadas *front* e *back* diferentes, a pressão em ambas as faces é igual e trabalha-se com distâncias entre a navalha e a tira diferentes.

A faixa de pressão na NJC varia em função das condições operacionais do processo. Os valores de pressão utilizados variam de $0,2$ à $1,3 \text{ kgf/cm}^2$, embora a especificação da linha permita pressões de até $3,0 \text{ kgf/cm}^2$.

5.3 Avaliação preliminar

Inicialmente, foram realizados alguns experimentos para avaliar o desempenho do controlador e para obter informações sobre o comportamento da planta, como por exemplo: não-linearidades, constantes de tempo, ganhos e atrasos de transporte. A faixa de pressão foi dividida em 4 partes e foram aplicados 4 degraus em malha fechada, um para cada faixa de pressão, com o controlador atual ativo. Os degraus aplicados foram de $0,2 \rightarrow 0,4$, $0,5 \rightarrow 0,7$, $0,8 \rightarrow 1,0$ e $1,1 \rightarrow 1,3 \text{ kgf/cm}^2$ no controlador PIC4108A, conforme mostra a Figura 5.2.

A partir da resposta ao degrau nas 4 faixas de pressão, observou-se que a resposta dinâmica da malha PIC4108A muda com o aumento da pressão. O tempo de subida (t_r) diminui com o aumento da pressão, ou seja, a resposta torna-se mais rápida. Calculou-se também o ganho estático médio do processo, mostrado na Tabela (5.1), para cada faixa de pressão. Verifica-se que o ganho estático também aumenta com o aumento na pressão. Estes fatores são indicativos de que o processo possui comportamentos dinâmico e estático não-lineares.

Uma vez que o objetivo deste trabalho é utilizar técnicas de identificação e controle lineares, optou-se por considerar que o comportamento do processo em cada faixa de pressão não varia, ou seja, é linear. Desta forma, a otimização do controle da pressão na NJC envolveu o projeto de 4 novos controladores, um para cada faixa de pressão.

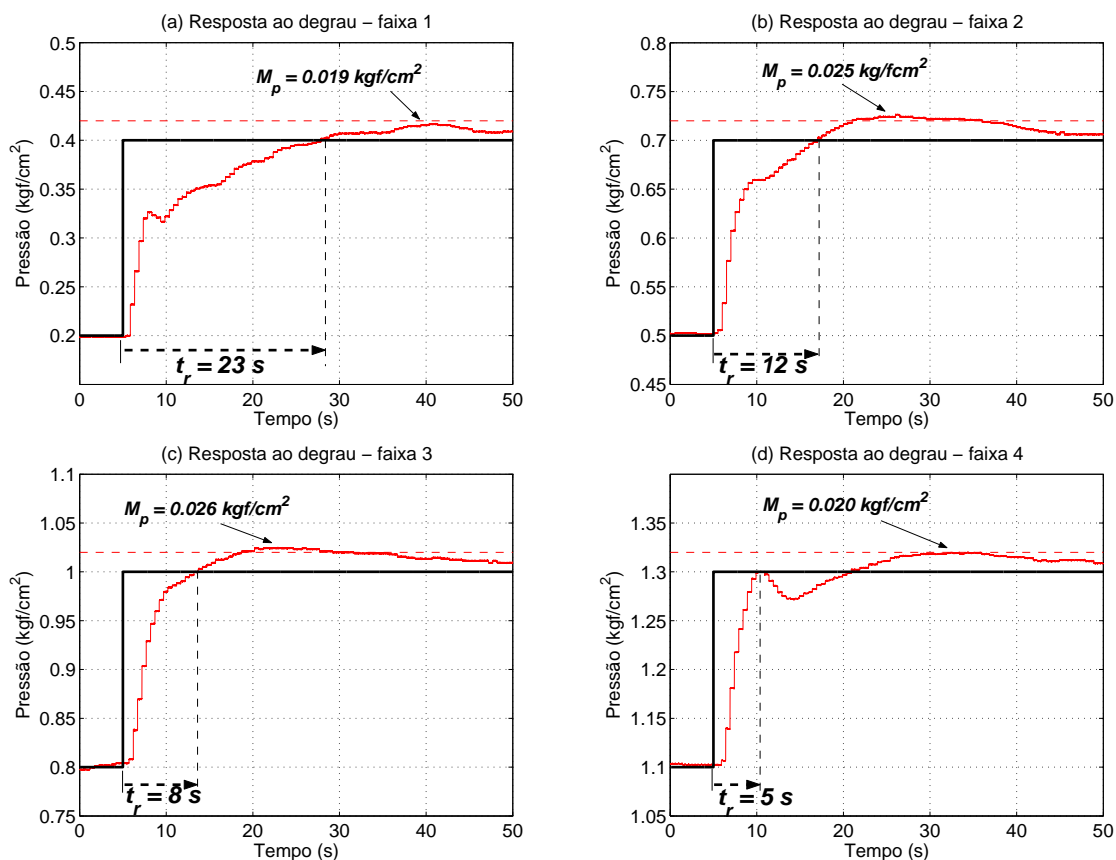


Figura 5.2: Resposta ao degrau da malha PIC4108A.

Tabela 5.1: Ganho estático da malha PIC4108A.

Faixa	Pressão (kgf/cm ²)	Ganho
1	0,2 → 0,4	0,465
2	0,5 → 0,7	0,865
3	0,8 → 1,0	1,265
4	1,1 → 1,3	1,685

O tempo de subida (t_r) e o sobre-sinal máximo (M_p), definidos na seção 2.7.3, podem ser obtidos a partir das respostas ao degrau para cada faixa de pressão, os quais são apresentados na Tabela (5.2).

A partir destas medidas, procurou-se definir o tempo de subida máximo aceitável para a malha de controle. Normalmente, na CGL, são feitos cortes no início e no final de cada produto, com

Tabela 5.2: Tempo de subida e sobre-sinal máximo.

Faixa	Pressão (kgf/cm ²)	Tempo de subida - t_r (s)	Sobre-sinal - M_p (kgf/cm ²)
1	0,2 → 0,4	23,0	0,019
2	0,5 → 0,7	12,0	0,025
3	0,8 → 1,0	8,0	0,026
4	1,1 → 1,3	5,0	0,020

o objetivo de descartar partes não conformes. A região de transição entre produtos é crítica e são vários os equipamentos na linha que geram perdas nestas extremidades. A partir destas observações, definiu-se estabelecer como meta reduzir o tempo de subida para no máximo 10 s em todas as faixas de pressão. Este tempo propicia que a amostra retirada do produto esteja numa região onde a pressão na NJC e, conseqüentemente, o peso da camada, já esteja estabilizada e dentro da faixa de controle. Um tempo de subida menor não traria ganhos, uma vez que aquela parte do produto seria descartada, devido a perdas em outros equipamentos da linha. De acordo com a Tabela (5.2), este tempo foi ultrapassado nas faixas de pressão 1 e 2.

Verificou-se também que o sobre-sinal máximo (M_p) ultrapassou o limite máximo permitido de 0,02 kgf/cm² nas faixas de pressão 2 e 3. Este comportamento deve ser evitado, uma vez que provoca redução indesejada no peso da camada, conforme explanado no capítulo 4.

Os critérios de desempenho definidos para o projeto dos novos controladores são:

- tempo de subida máximo (t_r) de 10s,
- sobre-sinal máximo (M_p) de 0,020 kgf/cm².

5.4 Otimização do controlador de pressão na NJC

A seguir será descrita a aplicação do procedimento iterativo de identificação e controle robusto na otimização do controlador de pressão da NJC.

ITERAÇÃO 1:

PASSO 1: Experimento de identificação

Utilizou-se um computador portátil equipado com um cartão de aquisição de dados da National Instruments, modelo DAQCard-6036E PCMCIA, para a realização do experimento de identificação. O cartão de aquisição de dados possui as seguintes características técnicas:

- 16 canais de entradas analógicas com 16 bits de resolução,
- 2 canais de saídas analógicas com 16 bits de resolução,
- 8 canais de entradas/saídas digitais configuráveis,
- frequência de amostragem mínima 128 e máxima 200k amostras/s,
- 2 contadores/temporizadores configuráveis,
- processamento de leitura de entradas e escrita das saídas simultâneo.

Para permitir a leitura das variáveis internas ao DCS e a realização do experimento de identificação, foram feitas as seguintes modificações no software de controle do DCS existente:

- disponibilizar os sinais internos da malha de controle (SP^2 , PV^3 e MV^4) para 3 saídas analógicas.
- Ler o sinal de excitação através de uma entrada analógica e somar ao *setpoint* do controlador.

Foi utilizado o software MATLAB 6.5 Release 13 e o *Data Acquisition Toolbox*, ambos da Mathworks, para fazer a leitura das variáveis de processo e gerar o sinal de excitação durante o experimento de identificação.

A seguir serão apresentados os parâmetros definidos para o projeto dos experimentos de identificação.

O período de amostragem (T_s) utilizado no experimento de identificação foi de 500 ms, sendo este o mesmo período utilizado no *scan* das malhas de controle de pressão atuais. Este período se mostrou adequado, de acordo com a literatura pesquisada, correspondendo a 1/8 parte da menor constante de tempo de interesse do processo. Este valor corresponde a aproximadamente 4 s, e pode ser verificado na resposta ao degrau da faixa de pressão 4. Sendo esta a faixa com resposta mais rápida observada.

Devido a frequência mínima de leitura do cartão de aquisição de dados utilizado ser 128 amostras/s, foi utilizada uma taxa de decimação de seleção de 2 para cada 128 amostras coletadas, garantindo os 500 ms de período de amostragem utilizado.

²SP: Valor visado. Do inglês, *SetPoint*.

³PV: Valor atual da variável controlada. Do inglês, *Present Value*.

⁴MV: Saída do controlador. Do inglês, *Manipulated Value*

Optou-se pela realização do experimento de identificação em malha fechada, porque o mesmo pode ser realizado com o processo em produção normal, conforme comentado no capítulo 2. Isto é vantajoso porque evita paradas desnecessárias da planta, que ocorrem quando o teste é realizado em malha aberta.

Utilizou-se o método de identificação indireto, ou seja, aplicando-se o sinal de excitação na entrada r_1 do sistema em malha fechada, conforme mostra a Figura (2.2). Esta implementação permite limitar a variação provocada na variável controlada, evitando oscilações indesejadas. Ou seja, garantindo que o processo permaneça dentro de condições operacionais seguras.

Como opção inicial, escolheu-se o sinal de excitação PRBS⁵, devido à facilidade de ser gerado e porque consegue excitar uma ampla faixa de frequências, conforme explanado no capítulo 2.

O sinal PRBS projetado tinha as seguintes características, considerando um período de amostragem (T_s) de 0,50 s:

$$\begin{aligned} \text{Número de bits} \quad (n) &= 10 \text{ bits,} \\ \text{Intervalo entre bits} \quad (T_b) &= 4 \text{ bits,} \\ \text{Amplitude do sinal} \quad (V) &= \pm 0,06 \text{ kgf/cm}^2. \end{aligned}$$

A utilização do número de bits $n = 10$, produz um período do sinal PRBS de $2^n - 1 = 2^{10} - 1 = 1023$ amostras, que é maior que o tempo de acomodação do processo. Este valor permite também a coleta de um número elevado de dados sem que ocorra repetição do sinal.

O intervalo entre bits $T_b = 4$, que significa 4 períodos de amostragem, resulta em um período mínimo de 2 s de oscilação do PRBS.

A amplitude de $\pm 0,06 \text{ kgf/cm}^2$ do sinal PRBS, corresponde a uma variação de 2% no *setpoint* de pressão.

Foi disponibilizado um tempo máximo de 10 minutos para a realização de cada experimento. Este é o tempo médio de processo de um produto na linha. Desta forma, na ocorrência de algum problema, apenas um produto seria afetado. Selecionou-se o comprimento dos dados (N) igual a 1000 amostras, ou seja, a duração de cada experimento foi de 500 s (8,3 minutos).

O sinal de excitação foi aplicado em cada uma das faixas de pressão, somado ao *setpoint* do controlador. No momento do experimento o *setpoint* foi mantido constante no centro de cada faixa, ou seja 0,3 , 0,6 , 0,9 e 1,2 kgf/cm². Para o experimento de identificação foram considerados os dados normalizados, ou seja, 10, 20, 30 e 40% da faixa de pressão total (0 à 3,0 kgf/cm²), respectivamente. Os dados de identificação são mostrados na Figura (5.3).

⁵PRBS: Sigla em inglês *Pseudo Random Binary Signal*.

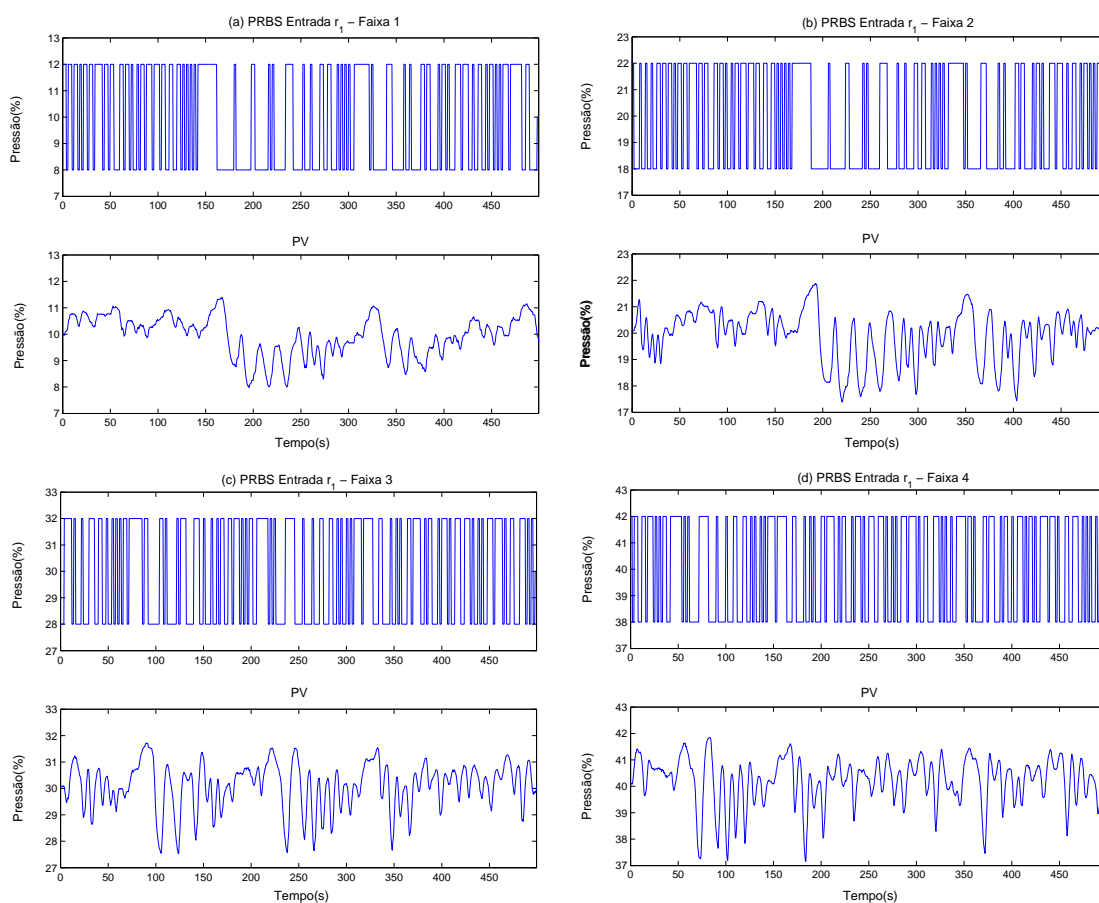


Figura 5.3: Dados coletados durante os experimentos de identificação.

Verifica-se através dos gráficos da Figura (5.3), que a amplitude da resposta ao sinal PRBS aumenta a medida que a faixa de pressão aumenta. Porém, em todas as faixas, a amplitude das respostas não acompanhou a amplitude total do distúrbio inserido. A diferença no comportamento das respostas obtidas pode ser explicada pelo comportamento não-linear do processo. Ou seja, o tempo de resposta em cada faixa muda a medida que a pressão varia.

PASSO 2: Obtenção da região \mathcal{D}

A representação dos modelos matemáticos utilizada na identificação do sistema foi a ARX e, para a definição da ordem dos modelos matemáticos, inicialmente, foi utilizado o comando “selstruc” do *System Identification Toolbox* do MATLAB. Neste comando, a seleção foi feita utilizando o critério de Akaike (AIC), a partir dos dados coletados. O número de termos sugerido para cada polinômio do modelo foi: $n_a = 10$, $n_b = 8$ e $n_k = 4$, para a primeira faixa de

pressão, resultando em um modelo com 18 parâmetros. n_a e n_b correspondem ao n° de parâmetros dos polinômios $A(q)$ e $B(q)$, respectivamente, e n_k o atraso de tempo, conforme definidos nas equações (2.4) e (2.29).

A utilização de modelos com a ordem sugerida pelo método AIC, levaria a um custo computacional elevado, quando fossem utilizadas as ferramentas de controle robusto. Isto ocorre porque estas técnicas utilizam as matrizes de covariância dos parâmetros identificados, cuja dimensão cresce exponencialmente com o número de parâmetros dos modelos.

Na tentativa de diminuir a ordem dos modelos, sem perda das características importantes do processo, comparou-se a resposta ao degrau de outros modelos de ordem mais baixa. A resposta ao degrau foi escolhida, porque era o critério de desempenho definido no projeto dos novos controladores.

Através da Figura (5.4), verifica-se que o modelo ARX1084⁶, sugerido pelo método AIC, possui a resposta mais rápida. Os modelos ARX110 e ARX219 possuem respostas lentas, com tempos de subida iguais à 60 e 100 s, respectivamente. Por outro lado, o modelo ARX354 possui um tempo de subida praticamente igual aos modelos ARX1084 e ARX975, com pequena redução na precisão, representada pelo *Fit*⁷ (66% → 62%), conforme pode ser visto na Figura (5.4).

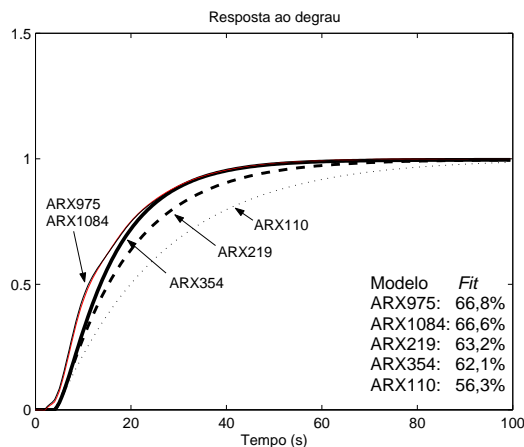


Figura 5.4: Seleção da ordem do modelo para a faixa de pressão 1.

Optou-se por utilizar a estrutura ARX354, para o modelo da faixa de pressão 1, reduzindo a

⁶Representação usada pelo *System Identification Toolbox*. Por exemplo, ARX1084 significa que foi usada a representação ARX com $n_a = 10$, $n_b = 8$ e $n_k = 4$.

⁷*Fit*: Termo em inglês, que significa “o percentual da saída real reproduzida pelo modelo” e definido no Matlab como $fit = 100 * (1 - norm(yh - y) / norm(y - mean(y)))$.

ordem de 18 para 8 parâmetros, com conseqüente redução no custo computacional e no tempo de execução do projeto. A seleção da ordem do modelo para as outras faixas de pressão foi realizada seguindo o mesmo critério. As mesmas são mostradas na Tabela (5.3).

Tabela 5.3: Ordens das representações dos modelos selecionadas.

Faixa	n_a	n_b	n_k	Nº de parâmetros ($n_a + n_b$)
1	3	5	4	8
2	2	1	6	3
3	2	2	6	4
4	3	1	3	4

O método de identificação PE foi utilizado para estimar os parâmetros dos modelos matemáticos a partir dos dados coletados e das representações definidas para cada faixa de pressão.

Uma vez que foi utilizada a identificação indireta, ou seja, o sinal de excitação foi aplicado na entrada r_1 do sistema em malha fechada, a obtenção do modelo da planta (\hat{G}) é realizado em duas etapas. Primeiro estima-se o modelo em malha fechada (\hat{T}_{11}), e, a partir do conhecimento da equação do controlador usado no experimento, calcula-se o modelo (\hat{G}) da planta em malha aberta. O cálculo é realizado utilizando-se a Equação (2.16).

Na Equação (5.2) é apresentado o modelo discreto do controlador PI, utilizado no experimento de identificação.

$$K_0(q) = \frac{0,3150 - 0,2850q^{-1}}{1 - q^{-1}}, \quad (5.2)$$

A partir das equações dos modelos em malha fechada do controlador, é possível obter os modelos (\hat{G}) da planta em malha aberta e as matrizes de covariância P_θ associadas ao erro de predição. Os modelos da planta em malha aberta são mostrados a seguir:

$$\hat{G}_1(q) = \frac{0,0110q^{-4} - 0,0224q^{-5} + 0,0202q^{-6} + 0,0089q^{-7} + 0,0042q^{-8} - 0,0219q^{-9}}{A_1(q)}$$

sendo,

$$A_1(q) = 1 - 2,3581q^{-1} + 1,5834q^{-2} - 0,0429q^{-3} - 0,1845q^{-4} + 0,0067q^{-5} - 0,0060q^{-6} - 0,0031q^{-7} - 0,0019q^{-8} + 0,0062q^{-9}$$

$$\hat{G}2(q) = \frac{0,0602q^{-6} - 0,0602q^{-7}}{1 - 2,6825q^{-1} + 2,4051q^{-2} - 0,7208q^{-3} - 0,0190q^{-6} + 0,0172q^{-7}}$$

$$\hat{G}3(q) = \frac{0,0486q^{-6} - 0,0243q^{-7} - 0,0243q^{-8}}{1 - 2,6572q^{-1} + 2,3609q^{-2} - 0,7015q^{-3} - 0,0153q^{-6} + 0,0062q^{-7} + 0,0069q^{-8}}$$

$$\hat{G}4(q) = \frac{0,0702q^{-3} - 0,0702q^{-4}}{1 - 2,7718q^{-1} + 2,6467q^{-2} - 0,9569q^{-3} + 0,0819q^{-4}}$$

Para verificar a resposta dos modelos identificados, comparou-se as saídas calculadas pelos modelos com os dados coletados da planta real, as quais podem ser vistas na Figura (5.5). Nestes gráficos, também é mostrado o *Fit* dos modelos em malha fechada, que corresponde ao percentual da variação da saída real que é reproduzida pelo modelo, a partir dos dados de entrada. Salienta-se que nesta verificação, foram usados os mesmos dados usados na identificação.

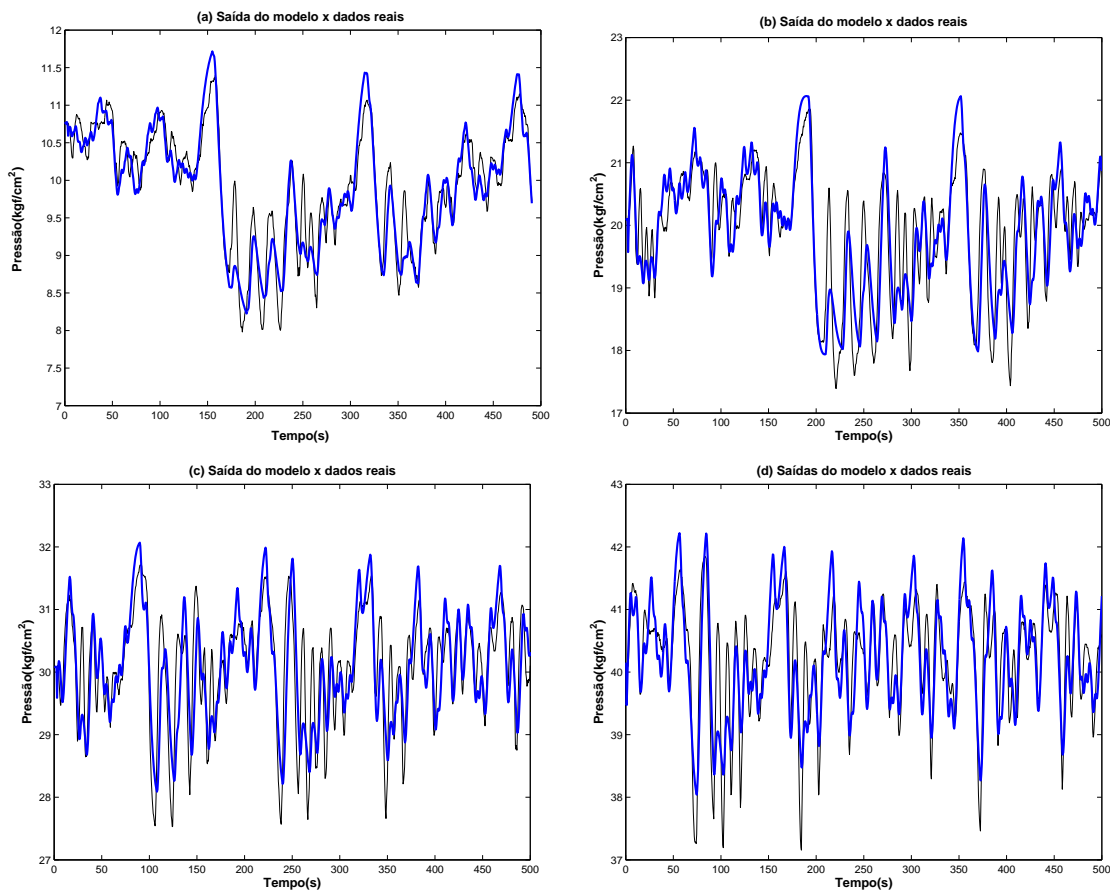


Figura 5.5: Comparação das respostas do modelo e da planta real. Linha fina: dados reais. Linha grossa: dados do modelo. (a) Faixa 1, (b) Faixa 2, (c) Faixa 3, (d) Faixa 4.

O *Fit* calculado para cada modelo foi: faixa 1 = 62,10%, faixa 2 = 42,49%, faixa 3 = 34,38% e faixa 4 = 39,40%.

Realizou-se a validação estatística dos modelos identificados, através do cálculo da autocorrelação entre os resíduos da saída y e a correlação cruzada entre a entrada r_1 e a saída y , considerando um nível de confiança de 99%, as quais estão mostradas na Figura (5.6).

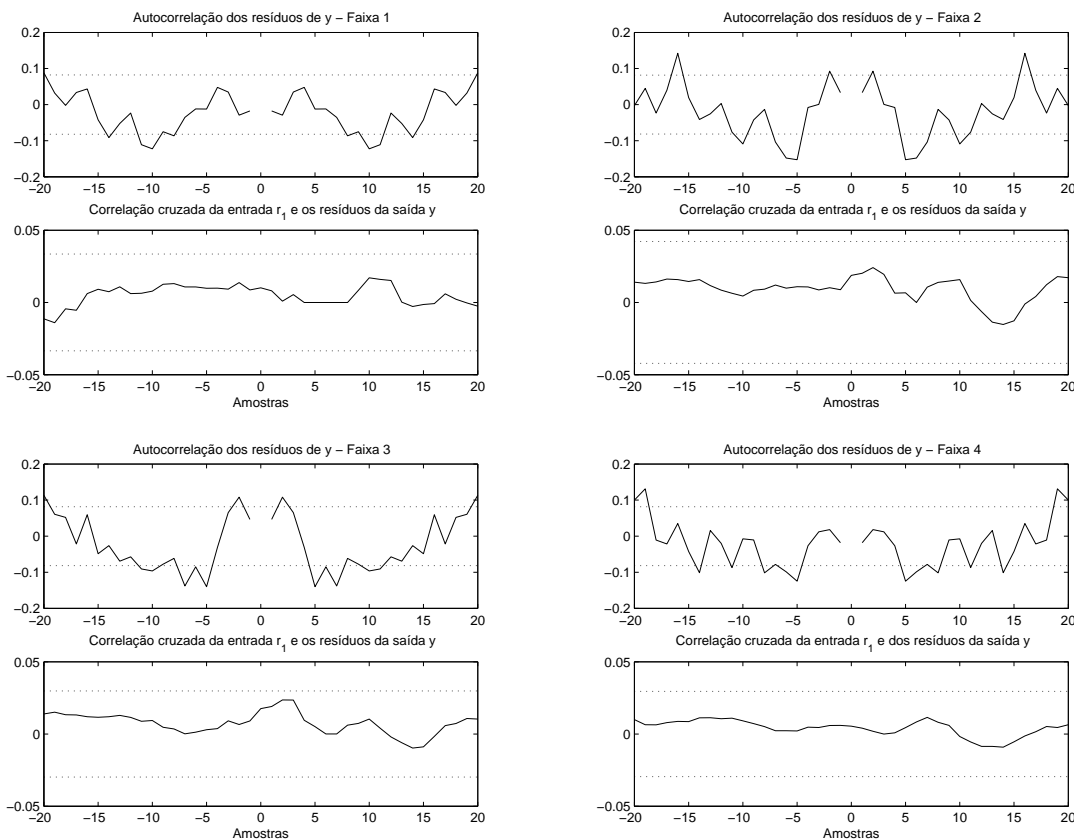


Figura 5.6: Autocorrelação e correlação cruzada, utilizando intervalo de confiança de 99%.

Observa-se que a autocorrelação dos resíduos da saída y não passou na validação estatística. Este fato é esperado e ocorre devido à realimentação da malha fechada, que faz com que o ruído presente na saída afete o comportamento do controlador, interferindo na saída do processo. A validação através da correlação cruzada entre a entrada r_1 e os resíduos da saída y foi válida para todos os modelos identificados.

A partir dos modelos identificados e da matrizes de covariância, construiu-se as regiões de incerteza \mathcal{D} , que contêm os sistemas reais G_0 com 95% de probabilidade, as quais são expressas pelas seguintes equações:

Faixa 1:

$$\mathcal{D}_1 = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{Q_N \theta}{1 + Q_D \theta} \text{ com } \theta \in U_1 \right\}, \quad (5.3)$$

$$U_1 = \left\{ \theta \in R^{15 \times 1} \mid (\theta - \hat{\theta}_1)^T (P_\theta^1)^{-1} (\theta - \hat{\theta}_1) < 24,9958 \right\}, \quad (5.4)$$

sendo $\hat{\theta}_1 = [-2,3581 \ 1,5834 \ -0,0429 \ -0,1845 \ 0,0067 \ -0,0060 \ -0,0031 \ -0,0019 \ 0,0062 \ 0,0110 \ -0,0224 \ 0,0202 \ 0,0089 \ 0,0042 \ -0,0219]^T$ o vetor de parâmetros estimado.

O tamanho χ do elipsóide U_1 é igual a 24,9958, desde que $P(\chi^2(15) < 24,9958) = 0,95$.

Faixa 2:

$$\mathcal{D}_2 = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{Q_N \theta}{1 + Q_D \theta} \text{ com } \theta \in U_2 \right\}, \quad (5.5)$$

$$U_2 = \left\{ \theta \in R^9 \times 1 \mid (\theta - \hat{\theta}_2)^T (P_\theta^2)^{-1} (\theta - \hat{\theta}_2) < 16,91901 \right\}, \quad (5.6)$$

sendo $\hat{\theta}_2 = [-2,6825 \ 2,4051 \ -0,7208 \ 0 \ 0 \ -0,0190 \ 0,0172 \ 0,0602 \ -0,0602]^T$ o vetor de parâmetros estimado.

O tamanho χ do elipsóide U_2 é igual a 16,9190 desde que $P(\chi^2(9) < 16,91901) = 0,95$.

Faixa 3:

$$\mathcal{D}_3 = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{Q_N \theta}{1 + Q_D \theta} \text{ com } \theta \in U_3 \right\}, \quad (5.7)$$

$$U_3 = \left\{ \theta \in R^{11 \times 1} \mid (\theta - \hat{\theta}_3)^T (P_\theta^3)^{-1} (\theta - \hat{\theta}_3) < 19,6751 \right\}, \quad (5.8)$$

sendo $\hat{\theta}_3 = [-2,6572 \ 2,3609 \ -0,7015 \ 0 \ 0 \ -0,0153 \ 0,0062 \ 0,0069 \ 0,0486 \ -0,0243 \ -0,0243]^T$ o vetor de parâmetros estimado.

O tamanho χ do elipsóide U_3 é igual a 19,6751 desde que $P(\chi^2(11) < 19,6751) = 0,95$.

Faixa 4:

$$\mathcal{D}_4 = \left\{ G(q, \theta) \mid G(q, \theta) = \frac{Q_N \theta}{1 + Q_D \theta} \text{ com } \theta \in U_4 \right\}, \quad (5.9)$$

$$U_4 = \left\{ \theta \in R^{6 \times 1} \mid (\theta - \hat{\theta}_4)^T (P_\theta^4)^{-1} (\theta - \hat{\theta}_4) < 12,5916 \right\}, \quad (5.10)$$

sendo $\hat{\theta}_4 = [-2,7718 \ 2,6467 \ -0,9569 \ 0,0819 \ 0,0702 \ -0,0702]^T$ o vetor de parâmetros estimado.

O tamanho χ do elipsóide U_4 é igual a 12,5916 desde que $P(\chi^2(6) < 12,5916) = 0,95$.

O próximo passo é utilizar as ferramentas de análise robusta para verificar a qualidade das regiões de incerteza \mathcal{D} encontradas. Calculou-se o pior caso ν -gap ($\delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D})$) e a margem de estabilidade generalizada ($b_{G_n, K}$) para cada par $\mathcal{P} = \{\hat{G}, \mathcal{D}\}$. O resultado é mostrado na Tabela (5.4).

Tabela 5.4: Análise robusta dos modelos e regiões de incerteza.

Faixa	$\delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D})$	$b_{G_n, K}$	M_q
1	0,1718	0,8019	4,7
2	0,0912	0,5345	5,9
3	0,0957	0,5399	5,6
4	0,1033	0,5887	5,7

sendo $M_q = b_{G_n, K} / \delta_{\text{WC}}(G_n, \mathcal{D})$ uma medida que indica a qualidade da relação $\delta_{\text{WC}}(\hat{G}, \mathcal{D}) \ll b_{\text{opt}}(\hat{G})$, mostrada no capítulo 2.

A desigualdade acima indica se o conjunto $\mathcal{C}_\delta(\hat{G}, \mathcal{D})$ de controladores robustos estabilizantes, associados a região \mathcal{D} , será largo, ou seja, se a região \mathcal{D} é adequada para controle. Essa relação foi verificada para todas as regiões, uma vez que todos os M_q são maiores que 1.

PASSO 3: Síntese dos controladores

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) foi utilizado no projeto, por possuir estrutura simples e porque já é utilizado no controlador da planta. Apenas os parâmetros proporcional (P) e integral (I) eram utilizados e, inicialmente, esta mesma estrutura foi utilizada no projeto.

A síntese dos controladores foi realizada utilizando-se o Algoritmo Genético Real Polarizado (AGRP). Além de encontrar o controlador ótimo (K^*), o AGRP apresenta um conjunto de controladores estabilizantes que atendem ao critério de desempenho definido. Desta forma, é possível validar a região de incerteza \mathcal{D} para controle robusto. Se o número de controladores $n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})}$ do conjunto $\mathcal{K}(\mathcal{D})$ for maior ou igual a 1, existirá pelo menos um controlador K que estabiliza e encontra o desempenho desejado com o sistema real.

Uma vez que deseja-se otimizar a resposta transitória da planta, utilizou-se a função de transferência $T_{11}(s)$, que relaciona a saída y com a entrada r_1 . Esta função foi definida no domínio da

freqüência, e possui o desempenho mínimo desejado da planta sob ação do novo controlador. A representação de $T_{11}^d(s)$ é do 3º grau e é mostrada abaixo:

$$T_{11}^d(s) = \frac{\omega_n^2 p}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p)} \quad (5.11)$$

sendo $p = \beta\zeta\omega_n$. ζ é o coeficiente de amortecimento, ω_n é a freqüência natural do sistema e β altera o comportamento do sobre-sinal (Ogata et al., 2003). O polo $-p$ acrescentado tem a função de reduzir o sobre-sinal máximo, o qual é um dos objetivos do projeto.

O AGRP foi parametrizado da seguinte forma:

- tamanho da população: 100 indivíduos;
- número máximo de gerações: 50;
- população inicial: 100 indivíduos gerados aleatoriamente a partir do controlador PI atual, cujos parâmetros são: proporcional(K) = 0,3 e integral(T_i) = 5,0. Este é o mesmo controlador mostrado na equação (5.2), cuja representação em s é mostrado a seguir na forma *standard*:

$$K(s, \rho_{\text{inicial}}) = K\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) = 0,3\left(1 + \frac{1}{5,0s}\right), \quad (5.12)$$

sendo K , T_i e T_d os parâmetros proporcional, integral e derivativo, respectivamente, e $\rho_{\text{inicial}} = [0,3 \ 5,0 \ 0]^T$, o vetor inicial de parâmetros de otimização;

- espaço de busca:

$$\begin{aligned} 0,001 &\leq K \leq 1,0 \\ 2,000 &\leq T_i \leq 10,0 \\ 0,000 &\leq T_d \leq 0,000, \end{aligned}$$

sendo que T_d foi mantido igual a zero durante todo o tempo;

- os parâmetros probabilidade de cruzamento ($prec = 0,6\%$), probabilidade de polarização ($ppol = 0,3\%$), probabilidade de mutação ($pmut = 0,02\%$), tamanho da mutação ($szmut = 0,05$), fator de dispersão ($gamma = 1,8$) e fator de extrapolação na recombinação ($extr = 0,2\%$) foram mantidos com seus valores predefinidos, conforme mostrado no capítulo 2.

O problema a ser otimizado é descrito a seguir:

$$\begin{aligned} & \max_{K \in \mathcal{K}(\mathcal{D}_1)} \|\Gamma_J(\mathcal{D}_1, K, W_{11}, \omega)\|_\infty, \\ & \text{sujeito a } \max_{\omega} \mu(M_{\mathcal{D}_1}(e^{j\omega})) \leq 1, \end{aligned} \quad (5.13)$$

sendo $\Gamma_J(\mathcal{D}_1, K, W_{11}, \omega) = W_{11}(e^{j\omega})t_{\mathcal{D}_1}(T_{11}(e^{j\omega}))$.

$W_{11}(e^{j\omega})$ é o inverso do desempenho mínimo desejado $T_{11}^d(s)$, definido em (5.11) e $t_{\mathcal{D}_1}(T_{11}(e^{j\omega}))$ é o pior caso de desempenho encontrado do controlador com todos os modelos da região de incerteza \mathcal{D} .

Os resultados obtidos, juntamente com o tempo de duração da otimização pelo AGRP, são mostrados na Tabela (5.5). Para todas as faixas de pressão, o raio de estabilidade ($\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega}))$)

Tabela 5.5: Resultados obtidos com o AGRP

Faixa	$n_{\mathcal{K}(\mathcal{D})}$	K_{opt}	$\mu(M_{\mathcal{D}}(e^{j\omega}))$	Duração(h)
1	100	$[0,69 \ 5,91]^T$	0,31	6,04
2	100	$[0,45 \ 6,06]^T$	0,30	5,04
3	100	$[0,34 \ 5,29]^T$	0,21	6,20
4	100	$[0,29 \ 5,11]^T$	0,23	10,60

foi menor do que 1, conforme mostra a Tabela (5.5), atendendo ao critério de estabilidade robusta.

O AGRP realizou uma busca pelo melhor controlador que, ao mesmo tempo, estabilize e obtenha o melhor desempenho com todos os modelos de \mathcal{D} , cujo pior caso inferior da resposta em frequência do sistema em malha fechada é superior ao desempenho desejado.

Para o critério de desempenho robusto, as respostas em frequência nominal e o pior caso inferior e superior, para os controladores projetados, são apresentados na Figura (5.7).

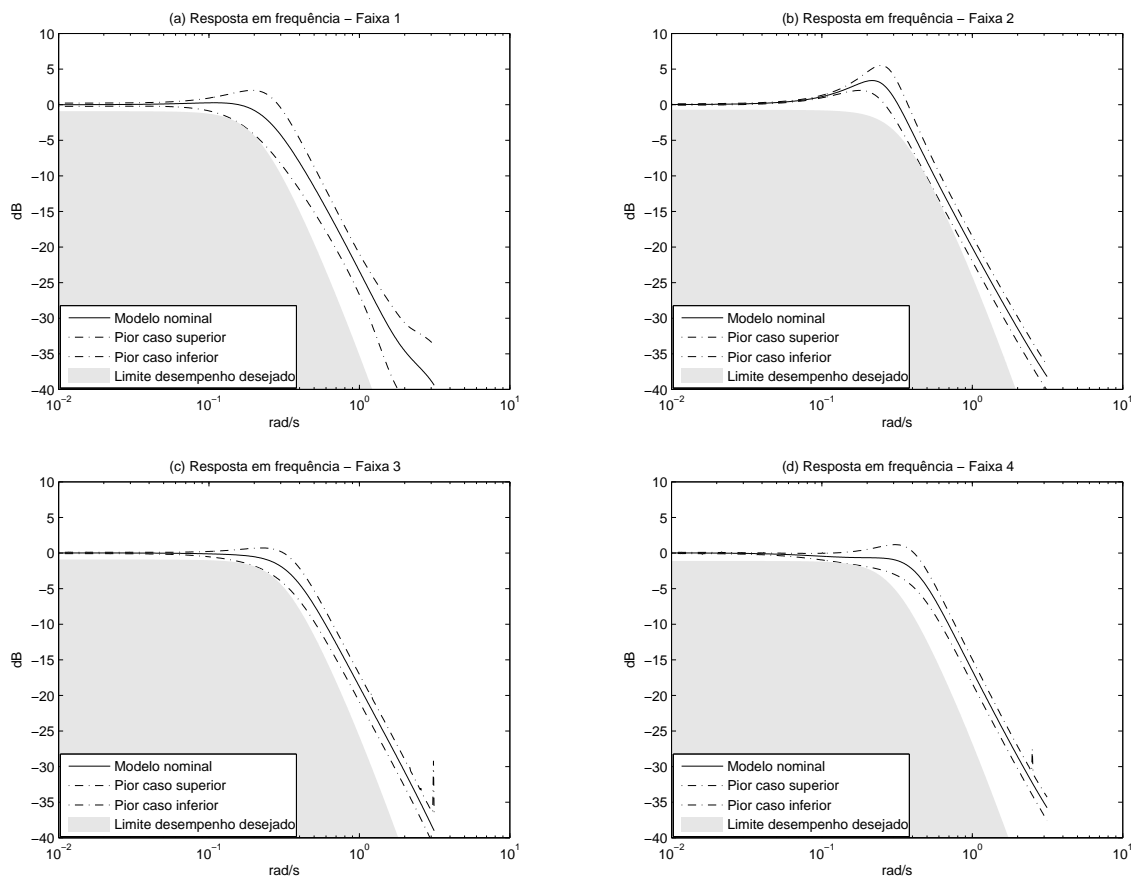


Figura 5.7: Respostas em frequência do sistema em malha fechada. Linha contínua: Desempenho nominal. Area hachurada: Contorno inferior para o desempenho robusto. Linha traço-ponto: Pior caso superior e inferior do desempenho.

Verifica-se que todos os piores casos inferiores das respostas em frequência, estão acima do limite definido por T_{11} , indicado pela área hachurada na Figura (5.7). Estes resultados indicam que os controladores atingirão o desempenho esperado, com probabilidade de 95%.

PASSO 4: Validação da região \mathcal{D}

Os resultados obtidos pelo AGRP mostram que o número de controladores que atendem aos critérios de estabilidade e desempenho robusto é maior do que 1. Ou seja, as regiões de incerteza \mathcal{D} são orientadas para o projeto de controladores robustos, que garantem estabilidade e desempenho para o sistema real.

As regiões de incerteza \mathcal{D} foram validadas para controle robusto e os controladores projetados

podiam ser aplicados no processo.

5.5 Implementação

A idéia inicial era implementar os novos controladores de forma escalonada, ou seja, os parâmetros do controlador seriam alterados de acordo com as faixas de pressão na NJC. Porém, convertendo a estrutura do controlador PID para a forma paralela, conforme a equação (5.14),

$$K(s) = P + \frac{I}{s} + Ds, \quad (5.14)$$

sendo, $P = K$, $I = \frac{K}{T_i}$ e $D = KT_d$, de tal forma que os parâmetros sejam independentes entre si, verifica-se que a variação dos parâmetros P e I seguem o comportamento de uma função do 2º grau. Este comportamento pode ser observado na Figura (5.8).

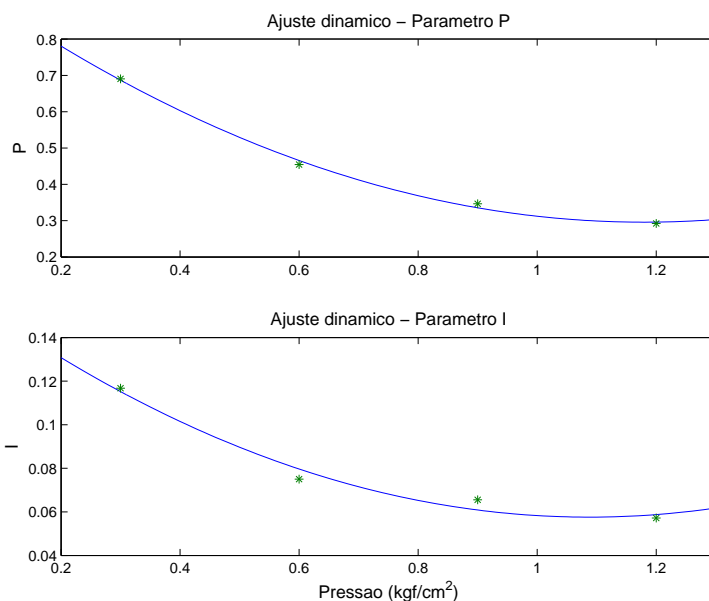


Figura 5.8: Variação dos parâmetros dos controladores projetados com o PI na forma paralela.

Desta forma, os parâmetros P e I do controlador poderiam ser calculados através das equações (5.15).

$$\begin{aligned} P &= 0,5047x^2 - 1,1913x + 0,9988, \\ I &= 0,0928x^2 - 0,2020x + 0,1674. \end{aligned} \quad (5.15)$$

sendo x a pressão atual na NJC.

Surgiu então a idéia de implementar o ajuste dos parâmetros de forma dinâmica. Ou seja, a cada *scan* do controlador, o DCS atualiza os parâmetros P e I , de acordo com o seguinte algoritmo:

- ler a pressão atual da NJC e o setpoint proveniente do modelo matemático do nível 2;
- determinar os parâmetros P e I do controlador através das equações (5.15), de acordo com a pressão atual;
- atualizar os parâmetros P e I do controlador;
- calcular a nova saída (MV) para a válvula de controle, em função do erro atual de pressão.

Esta nova estratégia de controle permite que o controlador se ajuste dinamicamente em função da pressão atual do processo, sem a ocorrência de mudanças bruscas.

5.6 Resultados obtidos

Os novos controladores, obtidos na primeira iteração do procedimento, foram implementados no PLC, juntamente com o ajuste dinâmico dos parâmetros proporcional P e integral I . Os resultados são mostrados na figura 5.9.

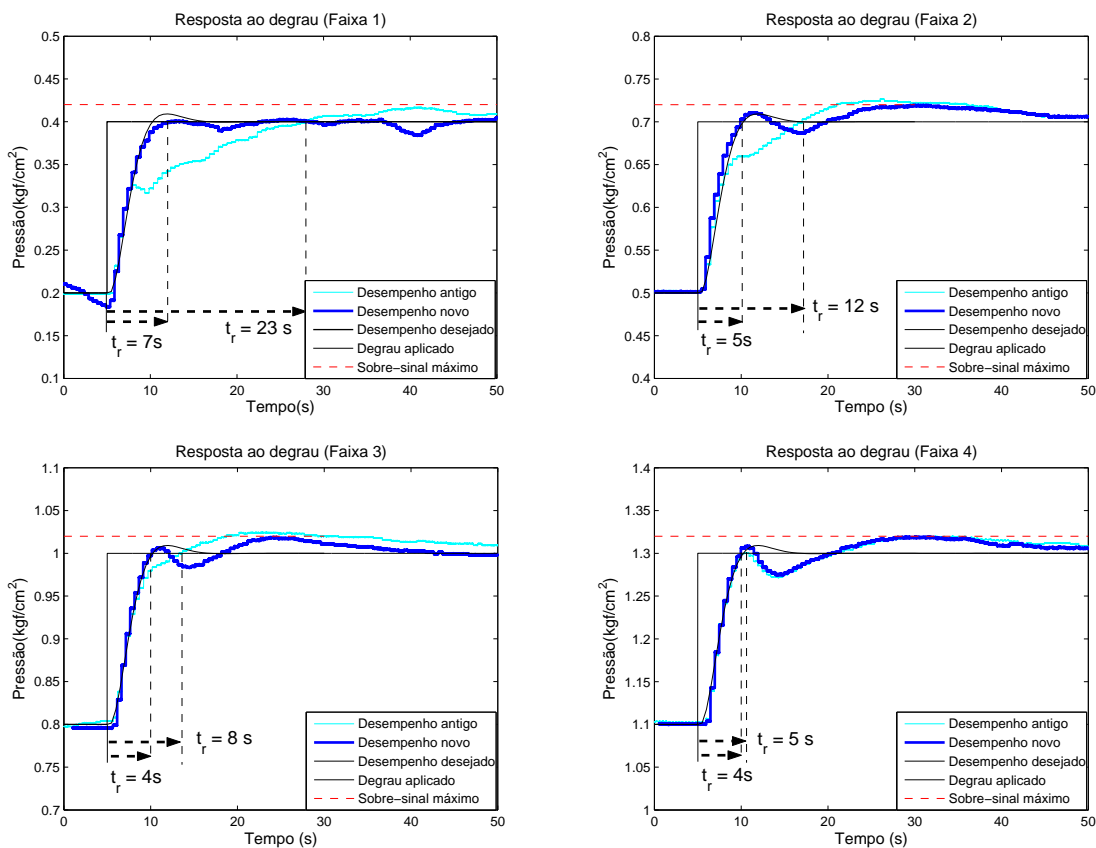


Figura 5.9: Resposta ao degrau. Linha contínua fina: Desempenho desejado. Linha contínua grossa: Desempenho com o novo controlador. Linha clara: Desempenho antigo.

O gráfico a seguir mostra um comparativo da situação anterior e atual do tempo de subida em cada faixa de pressão.

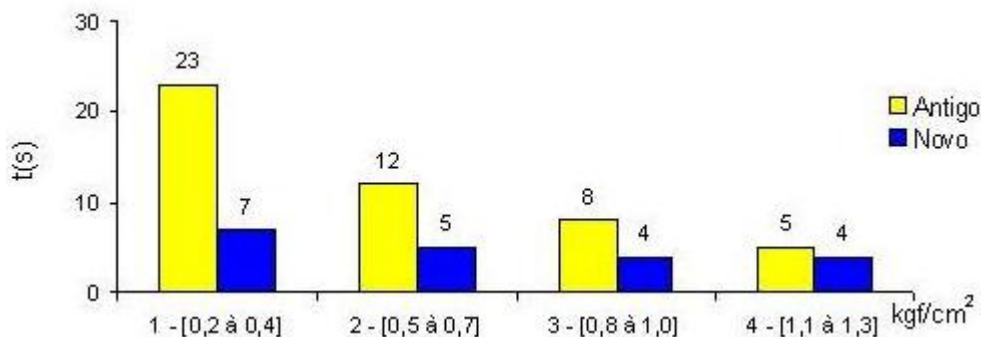


Figura 5.10: Resultados: Tempo de subida em cada faixa de pressão.

Observa-se que em todas as faixas de pressão, o tempo de subida foi menor do que 10 s, atendendo ao primeiro objetivo do projeto.

O sobre-sinal máximo obtido em todas as faixas de pressão é mostrado na Figura a seguir:

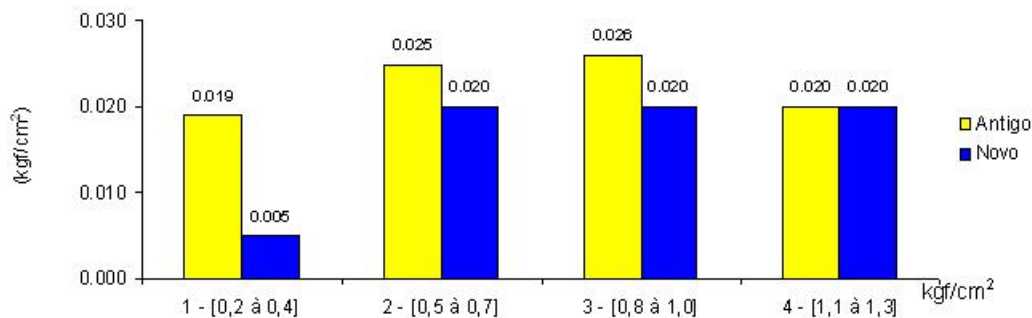


Figura 5.11: Resultados: Sobre-sinal máximo em cada faixa de pressão.

Verifica-se também que o sobre-sinal máximo não foi ultrapassado em todas as faixas de pressão, atendendo ao segundo objetivo do projeto.

Os novos controladores foram implementados em maio/2007 e já no primeiro mês de funcionamento proporcionou uma redução de 37% de material descartado por peso de camada fora de faixa e redução equivalente de descarte e retirada de nova amostra para confirmação do peso da camada. Desta forma, o projeto foi considerado concluído com sucesso, uma vez que atendeu plenamente aos objetivos do propostos.

5.7 Conclusões

O procedimento iterativo de identificação e controle robusto foi aplicado com sucesso em um processo industrial real, atingindo os objetivos propostos.

Reduziu-se de forma significativa (37%) o material descartado por peso da camada fora de faixa. Isto foi obtido porque o novo controlador garante que a pressão na NJC atinja o valor desejado em um tempo inferior a 10 s, em toda a faixa de pressão. Este fato também reduziu, na mesma proporção, o retrabalho devido a descarte da parte não conforme e retirada de nova amostra.

Obteve-se também melhor uniformidade no peso da camada, uma vez que o sobre-sinal máximo, durante as transições de pressão, não ultrapassa o valor de 0,02 kgf/cm².

O projeto do experimento de identificação foi realizado buscando-se o menor impacto possível

no processo, bem como garantir que os dados coletados possuam as características mínimas necessárias para a obtenção de modelos matemáticos adequados ao projeto de controladores robustos. Isso foi conseguido com a realização de apenas um experimento por faixa de pressão, ou seja, na primeira iteração do procedimento.

A implementação dos novos controladores com o ajuste automático dos parâmetros, permite que o controlador se ajuste dinamicamente ao ponto de operação da planta. Isso proporciona um controle mais estável, sem variações bruscas nos parâmetros do controlador, que ocorreriam se o ajuste fosse feito por faixas de pressão.

Capítulo 6

Considerações Finais

Nesta dissertação é apresentada a aplicação prática, com sucesso, do procedimento iterativo de identificação e controle robusto em um processo industrial real. Este procedimento utiliza técnicas de identificação em malha fechada, associadas ao projeto de controladores robustos, para sistemas LTI e SISO.

Inicialmente, no capítulo 2, foi realizada uma revisão bibliográfica das técnicas de *identificação para controle*, que consiste na integração dos métodos de identificação de sistemas em malha fechada às ferramentas de controle robusto.

Estas técnicas levaram ao desenvolvimento do *procedimento iterativo de identificação e controle robusto*, proposto em (Fernandes, 2006), que utiliza as ferramentas de controle robusto propostas em Bombois et al. (2001) e Gevers et al. (2003a). Este procedimento realiza o projeto de controladores para atender a critérios de estabilidade e desempenho para rejeição à ruídos e distúrbios na planta. Durante o desenvolvimento do projeto de otimização do controlador de pressão da NJC, surgiu a necessidade de adaptar este procedimento para atender à critérios de estabilidade e desempenho robusto em regime transitório. Ou seja, quando o processo está sujeito a repetidas mudanças no valor visado da variável controlada. O procedimento adaptado é proposto no capítulo 3.

Em seguida, no capítulo 4, o processo de galvanização por imersão à quente é descrito, sendo dada maior ênfase na apresentação da seção de revestimento da camada de zinco. Além disto, são apresentados os possíveis pontos de melhoria, os quais motivaram a aplicação do método.

No capítulo 5, descreve-se a aplicação do procedimento iterativo de identificação e controle robusto na otimização do controlador de pressão em uma linha de galvanização por imersão à

quente. O projeto é detalhado passo a passo, desde o projeto do experimento de identificação, a síntese dos novos controladores e a implementação no processo, bem como os resultados obtidos.

A seguir, serão feitas as conclusões finais e as sugestões para trabalhos futuros.

6.1 Conclusões

As técnicas de *identificação para controle*, estudadas neste trabalho de dissertação, foram desenvolvidas para garantir que o controlador projetado, ao ser aplicado no processo, atingirá o desempenho desejado, com um nível de probabilidade definido pelo projetista. Em outras palavras, o erro de identificação, que ocorre devido ao ruído presente nos dados, não afetará o desempenho do controlador.

Na utilização destas técnicas, os seguintes pontos podem ser destacados:

- realização do experimento de identificação em malha fechada, evitando grandes paradas na produção;
- projeto do experimento de identificação *plant-friendly*, ou seja, com o menor impacto possível no processo;
- técnicas de validação do modelo e da região de incerteza são obtidos de acordo com critérios de controle robusto e
- projeto dos controladores com garantia de estabilidade e desempenho robustos.

O procedimento iterativo de identificação e controle robusto, proposto em Fernandes (2006), baseado nas ferramentas de controle robusto propostas em Bombois et al. (2001) e Gevers et al. (2003a) e adaptado nesta dissertação, abre caminho para a busca de um método automático de síntese de controladores robustos a partir dos dados obtidos durante o experimento de identificação.

A aplicação prática, com sucesso, do procedimento proposto em um sistema real, é uma contribuição importante deste trabalho. Foi demonstrado que, mesmo sabendo-se *a priori* que o processo em questão tinha comportamento não-linear, o desempenho desejado para o processo foi atingido com apenas uma iteração do procedimento.

Da mesma forma, o ajuste automático dos parâmetros do controlador permite uma operação mais estável do processo, evitando mudanças bruscas que poderiam ocorrer caso fossem adotados parâmetros fixos por faixa de pressão.

Os dois critérios de desempenho definidos para o projeto:

- tempo de subida máximo (t_r) de 10s,
- sobre-sinal máximo (M_p) de 0,02 kgf/cm².

foram atendidos em toda a faixa de variação da variável controlada.

A implementação do novo controlador de pressão na NJC reduziu em 37%, já no primeiro mês de operação, o material descartado por peso de camada fora de faixa. Diminuiu na mesma proporção o retrabalho necessário para o descarte do material não conforme e retirada de nova amostra. Essa foi uma contribuição significativa para a redução de custos na produção da linha de galvanização por imersão à quente da Unigal, uma vez que o zinco é o insumo mais caro do processo.

Durante o desenvolvimento do projeto verificou-se a dificuldade em definir a estrutura e a ordem do modelo matemático do processo. Quando utiliza-se técnicas, tais como o critério de Akaike (AIC), as ordens sugeridas podem aumentar muito o custo computacional envolvido e o tempo de execução do projeto. Isso ocorre porque as ferramentas de controle robusto, aplicadas no procedimento proposto, utilizam a matriz de covariância dos parâmetros estimados, cuja ordem cresce exponencialmente com o número de parâmetros do modelo. A definição da estrutura e da ordem do modelo ainda é uma questão em aberto na literatura. Uma alternativa é utilizar técnicas de redução da complexidade do modelo, garantindo que as características dinâmicas importantes para o projeto de controladores sejam mantidas.

Uma vantagem da utilização de ferramentas de controle robustas é que não é necessário gerar modelos exatos do processo. Modelos mais simples podem ser usados, desde que as características dinâmicas importantes do processo sejam preservadas.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Como propostas de trabalhos futuros destacam-se:

1. desenvolver um procedimento automático de identificação e projeto de controladores robustos para sistemas LTI e SISO;

2. desenvolver técnicas de identificação e re-projeto de controladores *on line* para sistemas variantes no tempo, utilizando métodos recursivos de estimação de parâmetros do modelo matemático da planta;
3. incorporar ao procedimento técnicas de redução da complexidade do modelo matemático, sem perda das características principais;
4. desenvolver métodos de determinação da estrutura e da ordem do modelo matemático do processo e
5. estender o procedimento de projeto de controladores robustos para sistemas não-lineares.

Referências Bibliográficas

- Aguirre, L. (1995). Controllability and observability of linear systems: some noninvariant aspects. *Education, IEEE Transactions on*, 38(1):33–39.
- Aguirre, L. (2004). *Introdução à identificação de sistemas técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. UFMG.
- Aguirre, L., Rodrigues, G., e Jácome, C. (1998). Identificação de Sistemas não Lineares Utilizando Modelos NARMAX Polinomiais—Uma Revisão e Novos Resultados. *SBA Controle e Automação*, 9(2):90–106.
- Akaike, H. (1974). A new look at the statistical model identification. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 19(6):716–723.
- Anderson, B. e Gevers, M. (1998). Fundamental problems in adaptive control. *Perspectives in Control, a Tribute to Ioan Doré Landau*, pp. 9–21.
- Aström, K. e Nilsson, J. (1994). Analysis of a scheme for iterated identification and control. *In Proc. IFAC Symposium on Identification*, pp. 171–176.
- Bombois, X. (2000). *Connecting prediction error identification and robust control analysis: A new framework*. Tese de Doutorado, CESAME, Université Catholique de Louvain, Belgique.
- Bombois, X., Gevers, M., e Scorletti, G. (1999a). Controller validation based on an identified model. *IEE Proc. Conference on Decision and Control*, pp. 2816–2821.
- Bombois, X., Gevers, M., e Scorletti, G. (1999b). Controller validation for a validated model set. *CD-ROM Proc. of the 5th European Control Conference*.
- Bombois, X., Gevers, M., e Scorletti, G. (2000a). A measure of robust stability for an identified set of parameterized transfer functions. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(11):2141–2145.

- Bombois, X., Gevers, M., Scorletti, G., e Anderson, B. (2000b). Controller validation for stability and performance based on an uncertainty region designed from an identified model. *Proceedings of the 12th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2000)*.
- Bombois, X., Gevers, M., Scorletti, G., e Anderson, B. (2001). Robustness analysis tools for an uncertainty set obtained by prediction error identification. *Automatica*, 37:1629–1636.
- Codrons, B. (2000). *Experiment design issues in modelling for control*. Tese de Doutorado, Université Catholique de Louvain, Louvain-la-Neuve, Belgium.
- Codrons, B., Bombois, X., Gevers, M., e Scorletti, G. (2000). A practical application of recent results in model and controller validation to a ferrosilicon production process. *39th Conference on Decision and Control (CDC 2000)*, pp. 2444–2449.
- Corrêa, M. V. (2001). *Identificação caixa-cinza de sistemas não-lineares utilizando representações NARMAX racionais e polinomiais*. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- de Gooijer, J., Abraham, B., Gould, A., e Robinson, L. (1985). Methods for Determining the Order of an Autoregressive-Moving Average Process: A Survey. *International Statistical Review/Revue Internationale de Statistique*, 53(3):301–329.
- Fernandes, F. S. (2006). *Identificação por predição de erro e síntese de controladores robustos*. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil.
- Forsell, U. (1997). *Properties and Usage of Closed-loop Identification Methods*. Tese de Doutorado, Linköping University, Division of Automatic Control, Department of Electrical Engineering, S - 581 83 Linköping Sweden.
- Forsell, U. e Ljung, L. (1999). Closed-loop identification revisited. *Automatica*, 35(7):1215–1241.
- Forsell, U. e Ljung, L. (2000). Some results on optimal experiment design. *Automatica*, 36:749–756.
- GalvInfo Center (2007). The continuous hot-dip coating process for steel sheet products. http://www.galvinfo.com/ginotes/GalvInfoNote_2_1.pdf . GalvInfoNote 2.1 - Acesso em: 24 de maio de 2007.

- Gevers, M. (1993). Towards a joint design of identification and control? In H. L. Trentelman and J.C Willems, editors, *Essays on Control*, pp. 111–151.
- Gevers, M. (2004). Identification for control: achievements and open problems. *Congresso Brasileiro de Automatica, Gramado, RS*.
- Gevers, M. (2005). Identification for control: from the early achievements to the revival of experiment design. *European Journal of Control*, 11(4-5):335–352.
- Gevers, M., Anderson, B. D. O., e Codrons, B. (1998). Issues in modeling for control. *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 1615–1619.
- Gevers, M., Bombois, X., Codrons, B., De Bruyne, F., e Scorletti, G. (1999). The role of experimental conditions in model validation for control. Em *Robustness in Identification and Control*, A. Garulli, A. Tesi and A. Vicino eds., volume 245 of *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, pp. 72–86, Springer Verlag. London,UK.
- Gevers, M., Bombois, X., Codrons, B., Scorletti, G., e Anderson, B. D. O. (2003a). Model validation for control and controller validation in a prediction error identification framework - part I: theory. *Automatica*, 39:403–415.
- Gevers, M., Bombois, X., Codrons, B., Scorletti, G., e Anderson, B. D. O. (2003b). Model validation for control and controller validation in a prediction error identification framework - part II: illustrations. *Automatica*, 39:417–427.
- Gevers, M. e Ljung, L. (1986). Optimal experiment designs with respect to the intended model application. *Automatica*, 22:543–554.
- Hjalmarsson, H., Gevers, M., e De Bruyne, F. (1996). For model-based control design, closed-loop identification gives better performance. *Automatica*, 32:1659–1673.
- Jansson, H. (2004). *Experiment design with applications in identification for control*. Tese de Doutorado, Royal Institute of Technology (KTH), Sweden.
- Kashyap, R. L. (1977). A bayesian comparison of different classes of dynamical models using empirical data. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(5):715–727.
- Landau, I. (2001). Identification in closed loop: a powerful design tool (better design models, simpler controllers). *Control Engineering Practice*, 9:51–65.
- Lee, W. S., Anderson, B. D. O., Kosut, R. L., e Mareels, I. M. Y. (1993). A new approach to adaptive robust control. *Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 7:183–211.

- Lindqvist, K. e Hjalmarsson, H. (2001). Identification for control: Adaptive input design using convex optimization. *In: IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, Florida, USA.*
- Ljung, L. (1995). *System Identification Toolbox - User's Guide*. The MathWorks, Inc. Cochituate Place, Natick, Massachusetts, USA.
- Ljung, L. (1999). *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 2 edição.
- Ljung, L. (2000). Model error modeling and control design. *CD-Rom Proc. of IFAC Symposium on System Identification, paper WeAMI-3. Santa Barbara, California.*
- Mees, A. (1993). Parsimonious dynamical reconstruction. *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 3(3):669–675.
- Mendes, E. M. A. M. e Billings, S. A. (2001). An alternative solution to the model structure selection problem. *IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans*, 31(6):597–608.
- Ogata, K., Kohn, A., e de Barros Morais, J. (2003). *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall.
- Palhares, R. M. (2004). *Fundamentos da Teoria de Controle Robusto*. Notas de Aula. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil.
- Rissanen, J. (1978). Modeling by shortest data description. *Automatica*, 14(5):465–471.
- Rivera, D., Lee, H., Braun, M., e Mittelman, H. (2003). Plant-friendly system identification: a challenge for the process industries. *IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2003), Rotterdam, The Netherlands.*
- Schrama, R. J. P. (1992). *Approximate Identification and Control Design*. Tese de Doutorado, Center for Systems and Control, Delft University of Technology, Netherlands.
- Shibata, R. (1976). Selection of the order of an autoregressive model by Akaike's information criterion. *Biometrika*, 63(1):117.
- Sjoberg, J., Zhang, Q., Ljung, L., Benveniste, A., Delyon, B., Glorennec, P., Hjalmarsson, H., e Juditsky, A. (1995). Nonlinear black-box modeling in system identification: a unified overview. *Automatica*, 31(12):1691–1724.
- Skelton, R. (1989). Model error concepts in control design. *International Journal of Control*, 49(5):1725–1753.

- Söderström, T. e Stoica, P. (1989). *System Identification*. Prentice Hall International, London.
- Stoica, P., Janssen, P., Eykhoff, P., e Soderstrom, T. (1986). Model-structure selection by cross-validation. *International Journal of Control*, 43:1841–78.
- Takahashi, R., Vasconcelos, J., Ramirez, J., e Kranhenbuhl, L. (2003). A multiobjective methodology for evaluating genetic operators. *IEEE Transactions on Magnetics*, 39:1321–1324.
- Takahashi, R. H. (2004). Otimização escalar e vetorial. Notas de Aula. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil.
- Tulleken, H. J. A. F. (1993). Grey-box modelling and identification using physical knowledge and bayesian techniques. *Automatica*, 29(2):285–308.
- Van den Hof, P. M. J. e Schrama, R. J. P. (1993). An indirect method for transfer function estimation from closed loop data. *Automatica*, 29:1523–1527.
- Van den Hof, P. M. J. e Schrama, R. J. P. (1995). Identification for control - closed loop issues. *Automatica*, 31:1751–1770.
- Van den Hof, P. M. J., Schrama, R. J. P., Callafon, R. A., e Bosgra, O. H. (1995). Identification of normalized coprime factors from closed-loop experimental data. *European Journal of Control*, 1:62–74.
- Vidyasagar, M. (1985). Control system synthesis: A factorization approach. Technical report, MIT Press, Cambridge, Mass.
- Vinnicombe, G. (1993). Frequency domain uncertainty and the graph topology. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38:1371–1383.
- Zang, Z., R.R., B., e M., G. (1995). Iterative weighted least-squares identification and weighted lqg control design. *Automatica*, 31(11):1577–1594.
- Zhou, K. e Doyle, J. (1998). *Essentials of Robust Control*. Prentice Hall, Inc. Upper Saddle River, New Jersey.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)