

**MARCOS AFONSO OLIVEIRA**

**CONTROLE PID PREDITIVO PARA PLANTAS  
COM ATRASO DE TRANSPORTE:  
ESTUDO DE CASO EM UM LAMINADOR**

**FLORIANÓPOLIS  
2004**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**CONTROLE PID PREDITIVO PARA PLANTAS  
COM ATRASO DE TRANSPORTE:  
ESTUDO DE CASO EM UM LAMINADOR**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**MARCOS AFONSO OLIVEIRA**

Florianópolis, Julho de 2004.

# **CONTROLE PID PREDITIVO PARA PLANTAS COM ATRASO DE TRANSPORTE: ESTUDO DE CASO EM UM LAMINADOR**

Marcos Afonso Oliveira

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Controle, Automação e Informática Industrial, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.  
Orientador

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.  
Orientador

---

Prof. Ubirajara Franco Moreno, D. Eng.

---

Prof. Leandro dos Santos Coelho, D. Sc.

*Toda a infelicidade do mundo vem da cegueira e do segredo, da ignorância acumulada.*

*Michel Serres*

*A minha família,  
por seu amor, apoio e incentivo.*

## **Agradecimentos**

Especialmente a meus pais e a minha irmã, pelo amor, dedicação, compreensão e apoio.

A toda minha família, em especial à minha avó Lyra e a meu avô Joaquim, que sempre depositaram em mim seu amor e a mais sincera confiança.

Ao professor Dr. Sc. Antônio Augusto Rodrigues Coelho, pela orientação, apoio e dedicação demonstrados em todas as etapas deste trabalho.

Ao Eng. Valter Luiz Knihs, que possibilitou a realização do trabalho e contribuiu significativamente na sua elaboração.

À WEG Indústrias S. A. – Automação, pelo apoio financeiro no desenvolvimento da pesquisa.

A meus grandes e velhos amigos, pela confiança e lealdade que me fortalecem e contribuem para que eu continue crescendo e alcançando conquistas como esta.

Aos colegas, professores e funcionários do Departamento de Automação e Sistemas que contribuíram na realização deste trabalho.

Aos colegas e amigos José Eli, Danilo Silva, Rodrigo Ivan, Georges Jean, Maurício Serra, Marcos Vinícius, Jaime Rodriguez e Rodrigo Sumar, por terem contribuído no meu aprendizado e crescimento pessoal.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **CONTROLE PID PREDITIVO PARA PLANTAS COM ATRASO DE TRANSPORTE: ESTUDO DE CASO EM UM LAMINADOR**

**Marcos Afonso Oliveira**

Julho/2004

**Orientador:** Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.

**Área de Concentração:** Sistemas de Controle, Automação e Informática Industrial.

**Palavras-chave:** Controle PID, estabilidade, controle automático de espessura, controle de variância mínima, laminação, atraso de transporte, controle preditivo generalizado.

**Número de Páginas:** 90

Os controladores PID (proporcional, integral e derivativo) avançados são controladores compostos de estrutura PID, cujos parâmetros são sintonizados por um dos métodos pertencentes ao controle inteligente, robusto, preditivo, adaptativo, não-linear ou ótimo, sem que se modifique o princípio de atuação desses parâmetros. A proposta desta dissertação é desenvolver e comparar diferentes técnicas de controle PID avançadas aplicadas ao controle, em ambiente de simulação, da espessura de chapas de aço produzidas por um laminador quádruplo simples. A motivação deve-se ao fato de ser a laminação a área de maior influência no custo operacional do aço, além do constante esforço dos engenheiros para melhorar o desempenho, a produtividade e a qualidade do produto. No estudo de caso obtém-se a modelagem de uma cadeia de laminação, observando-se as variáveis pertinentes ao controle, bem como a descrição dos principais problemas como o atraso de transporte inerente à medição de espessura e o efeito da excentricidade devida a imperfeição dos cilindros. A dissertação aborda estratégias de controle PID avançados visando melhor o tratamento do atraso de transporte, usando abordagens de controle preditivo generalizado e compensadores PID, apresentando as etapas de desenvolvimento das abordagens avançadas a partir da técnica clássica. As simulações são realizadas para análises do comportamento regulatório da malha de controle, da robustez e da tolerância à excentricidade em regime permanente.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **PREDICTIVE PID CONTROL FOR PLANTS WITH TIME DELAY: CASE STUDY IN A ROLLING MILL STAND**

**Marcos Afonso Oliveira**

July/2004

**Advisor:** Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.

**Area of Concentration:** Control Systems, Automation and Industrial Computation.

**Keywords:** PID control, stability, automatic gauge control, minimum variance control, rolling mill, time delay, generalized predictive control.

**Number of Pages:** 90

Advanced PID (proportional, integral and derivative) controllers are those based on PID structures, where the tuned parameters can be adjusted by using intelligent, robust, predictive, adaptive, nonlinear or optimal strategies, without changing the basic actions of the conventional PID controller. The purpose of this dissertation is to develop and to compare various advanced PID control techniques, in a simulation environment, when applied to the steel thickness control for a four-high rolling mill stand. The motivation comes from the fact that the rolling mill process is the main part of the steel operational cost, beside the effort of control engineering in order to improve the dynamic, productivity and quality. In this case study the modeling of a mill stand is derived, not only to observe the main control variables but also to assess industrial problems such as time delay (due to the thickness measurement) and eccentricity (due to the rolls imperfections). This dissertation addresses the advanced PID control strategies in order to decrease the effect of the time delay by using the generalized predictive controller and the PID compensators, showing the development steps of each advanced technique from the classical one. Simulation results are shown in order to analyze the regulatory behavior of the closed-loop plant, robustness and stead-state tolerance of the eccentricity effect.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Acrônimos</b>	<b>xii</b>
<b>Capítulo 1: INTRODUÇÃO</b> .....	<b>01</b>
<b>Capítulo 2: MODELAGEM DO LAMINADOR</b> .....	<b>10</b>
2.1 Introdução .....	10
2.2 Estrutura de um Laminador Típico.....	11
2.3 Modelo da Cadeira .....	12
2.3.1 Modelo Estrutural Uni-Modal.....	13
2.3.2 Modelo Simplificado de Kugi-Novak-Schlacher.....	17
2.4 Objetivos de Controle.....	18
2.4.1 Descrição do Problema de Controle.....	19
2.4.2 Descrição do Controle.....	21
2.4.3 Implementação de Sensores Virtuais em Laminadores .....	27

<b>Capítulo 3: CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO.....</b>	<b>30</b>
3.1 Introdução .....	30
3.2 Controlador Preditivo Generalizado .....	32
3.3 Estratégia PID Preditivo Baseado em GPC .....	40
3.4 Estratégia PI Preditivo .....	45
3.5 Estratégia MVC-PID com Compensador .....	50
3.5.1 Projeto do Controlador .....	50
3.5.2 Projeto do Compensador de Atraso Via MVC.....	51
3.5.3 Lei de Controle PID Via MVC.....	53
<b>Capítulo 4: RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>58</b>
4.1 Condições dos Experimentos.....	58
4.2 Experimentos com Estimador BISRA-AGC .....	61
4.3 Experimentos com a Estratégia GPC-PI.....	64
4.4 Experimentos com o Compensador PI Preditivo.....	68
4.5 Experimentos com o Compensador MVC-PID .....	70
<b>Capítulo 5: CONCLUSÃO.....</b>	<b>75</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>78</b>

# Lista de Figuras

1.1	Laminador a quente e lingote.....	2
1.2	Bobinas de aço e de cobre. ....	3
1.3	Laminador duo típico. ....	4
1.4	Tipos de laminadores. ....	5
2.1	Estrutura de um laminador quádruplo simples. ....	11
2.2	Fenômeno do <i>Mill Stretch</i> . ....	13
2.3	Modelo da estrutura de uma cadeira de um laminador quádruplo. ....	14
2.4	Modelo simplificado da estrutura de uma cadeira. ....	17
2.5	Diagrama em malha aberta do laminador. ....	25
2.6	Diagrama em malha aberta do laminador incluindo a força de laminação. ....	26
2.7	Diagrama de blocos do controle através de sensor virtual BISRA-AGC. ....	28
3.1	Estrutura clássica RST. ....	38
3.2	Diagrama do sistema GPC-PI. ....	44
3.3	Estrutura em diagramas de blocos do Preditor de Smith. ....	46
3.4	Estrutura em diagramas de blocos do PI preditivo. ....	49
3.5	Diagrama do sistema MVC-PID com compensador. ....	57

4.1	Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (excentricidade ignorada).	61
4.2	Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (detalhe).	61
4.3	Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (excentricidade considerada).	61
4.4	Resposta do sistema GPC-PI x PI (excentricidade ignorada).	65
4.5	Resposta do sistema GPC-PI x PI (detalhe).	65
4.6	Resposta do sistema GPC-PI x PI (excentricidade considerada).	66
4.7	Resposta do sistema PPI x PI (excentricidade ignorada).	68
4.8	Resposta do sistema PPI x PI (detalhe).	69
4.9	Resposta do sistema PPI x PI (excentricidade considerada).	69
4.10	Resposta do sistema MVC-PID x PI (excentricidade ignorada).	71
4.11	Resposta do sistema MVC-PID x PI (detalhe).	71
4.12	Resposta do sistema MVC-PID x PI (excentricidade considerada).	72
4.13	Comparativo entre as estratégias para uma perturbação.	73
4.14	Comparativo entre as estratégias (excentricidade com $A_e = 200\mu\text{m}$ ).	74

# Lista de Acrônimos

<u>Termo</u>	<u>Denominação Original</u>
AGC	Automatic Gauge Control
BISRA	British Iron and Steel Research Association
CARIMA	Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average
DMC	Dynamic Matrix Control
DTC	Dead Time Compensator
GPC	Generalized Predictive Control
IISI	International Iron and Steel Institute
MBPC	Model Based Predictive Control
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MVC	Minimum Variance Control
PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral Derivative
PPI	Predictive Proportional Integral
SISO	Single-Input Single-Output

# Capítulo 1

## Introdução

A laminação é o processo de conformação mecânica no qual um lingote (tira ou chapa metálica) é submetido à redução de espessura através da passagem entre dois cilindros (com geratriz retilínea no caso de produtos planos) girando na mesma velocidade e em sentidos contrários. É o método de transformação metálica mais utilizado por apresentar alta produtividade e um controle dimensional do produto acabado. Na laminação, o produto é puxado pelos cilindros sob o efeito das forças de atrito, que se originam em função da ação e reação da força normal aplicada na superfície de contato cilindros-metal. Ao passar pelos cilindros, o material submetido a tensões compressivas elevadas sofre deformação elasto-plástica; a espessura é reduzida e o comprimento e a largura, aumentados (sendo o aumento mais acentuado no sentido da laminação). Podem ser necessários múltiplos passes para obter-se a espessura final desejada. Cada passe envolve processar um rolo a partir do mandril desbobinador para o mandril bobinador, mais rápido possível e com a espessura, a planicidade e qualidade desejadas. Os processos de conformação mecânica, assim como a laminação, podem ser classificados em operações de trabalho a quente ou a frio, em função da temperatura de recristalização efetiva do material (existe ainda o trabalho a morno, não empregado na laminação) (Oliveira, 2004).

Na laminação a quente (**Figura 1.1**) o trabalho é executado sob condições de temperatura e taxa de deformação tais que os processos de recuperação e recristalização do metal ocorrem simultaneamente com a deformação. Consideram-se temperaturas de trabalho a quente aquelas situadas entre 50% e 100% da temperatura de fusão (em Kelvin) do metal. Menos energia é necessária na deformação do metal e existe maior habilidade

para o escoamento plástico sem o surgimento de trincas (aumento da ductilidade). Além disso, é facilitada a diminuição de heterogeneidades da estrutura dos lingotes fundidos e o material tem um aumento da tenacidade, resistindo a grandes pressões sem se partir. Tipicamente, a primeira operação de laminação ocorre em um laminador desbastador, usualmente um laminador duo reversível, produzindo-se blocos ou placas. No desbaste utiliza-se também laminadores universais para o melhor esquadramento do produto. As placas são laminadas até chapas grossas (material mais espesso) ou tiras a quente. Na laminação de chapas grossas utilizam-se laminadores duos ou reversíveis, sendo este último o mais utilizado. Na laminação de tiras, comumente utilizam-se laminadores duos ou quádrus reversíveis numa etapa preparadora e um trem contínuo de laminadores quádrus, conhecida como laminação *tandem*. Após a laminação o material é bobinado a quente, decapado e oleado, indo a seguir para o mercado ou para a laminação a frio. Os equipamentos empregados na laminação a quente de aços são mais especializados do que na laminação de materiais não-ferrosos (Oliveira, 2004).



**Figura 1.1:** Laminador a quente (à esquerda) e lingote (à direita).

Na laminação a frio (**Figura 1.2**), o trabalho é realizado sob condições em que os processos de recuperação e recristalização não são efetivos. A deformação do material é executada a uma temperatura compreendida na faixa entre 0% a 30% da temperatura de fusão (em Kelvin) do metal, o que resulta numa elevação da resistência à tração, aumento da dureza superficial e do limite elástico, enquanto reduz a ductilidade. A maior resistência à deformação no trabalho a frio exige maior capacidade das máquinas utilizadas se comparada com o trabalho a quente. Além disso, tratando-se de uma laminação a frio, os cilindros laminadores devem possuir uma estrutura metalográfica composta de

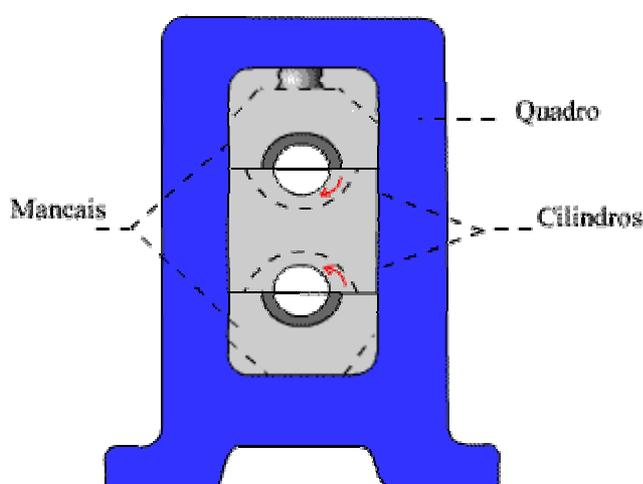
componentes de alta dureza e apresentar boa resistência ao desgaste, a fadiga de contato e a fratura. Os materiais de partida para a produção de tiras de aço laminadas a frio são as bobinas a quente decapadas. O processo é empregado para produzir folhas e tiras com acabamento superficial e com tolerâncias dimensionais superiores quando comparadas com as tiras produzidas por laminação a quente. Tradicionalmente, trens de laminadores quádruplos de alta velocidade com três a cinco cadeiras são utilizados para a laminação a frio do aço, alumínio e ligas de cobre. A laminação contínua tem alta capacidade de produção, o que resulta num custo de produção baixo. Basicamente uma cadeira de laminação (o laminador propriamente dito) consiste de cilindros (ou rolos), mancais nos quais giram os cilindros, uma carcaça robusta denominada quadro (ou gaiola) para fixar estas partes, e um motor para fornecer potência aos cilindros e controlar a velocidade de rotação. Em alguns laminadores a força compressiva necessária é aplicada por um sistema hidráulico (Oliveira, 2004).



**Figura 1.2:** Bobinas de aço (à esquerda) e de cobre (à direita).

As forças envolvidas na laminação podem facilmente atingir milhares de toneladas. Portanto, é necessária uma construção bastante rígida, além de motores potentes para fornecer a potência necessária. O custo de uma moderna instalação de laminação é da ordem de milhões de dólares e consomem-se horas de projetos uma vez que esses requisitos são multiplicados para as sucessivas cadeiras de laminação contínua (no caso da laminação tandem). Na maior parte dos laminadores, os quadros são construídos de aço ou ferro fundido e podem ser do tipo aberto ou fechado (sendo o último mais resistente). As forças de reação em cada lado da cadeira são devidamente acomodadas pelos quadros os quais possuem guias montados em seu interior a fim de orientar o comportamento dos cilindros de trabalho e suporte. Os cilindros de laminação são de aço fundido ou forjado,

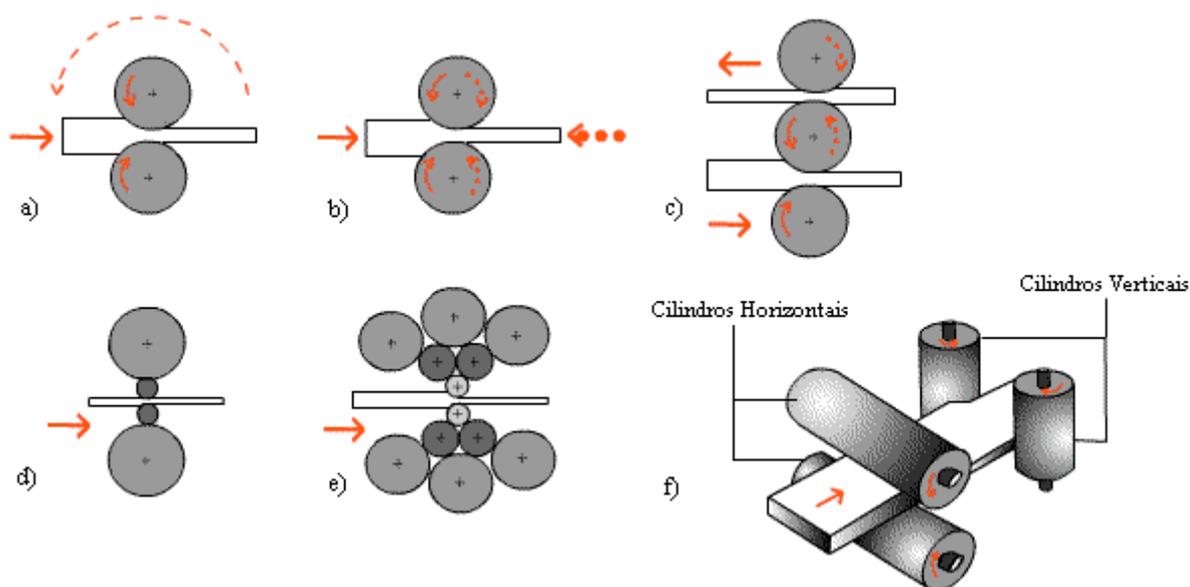
ou de ferro fundido. Compõem-se de três partes: mesa (onde se realiza a laminação), pescoços (nos quais se encaixam os mancais) e trevos (ou garfos) de acionamento. Quando o material é laminado a quente os cilindros são aquecidos e é de grande importância um resfriamento adequado, usualmente através de jatos de água. Os mancais, por sua vez, servem de apoio aos cilindros (**Figura 1.3**). Podem ser utilizados três tipos de mancais em laminadores: mancais de fricção (no qual o pescoço gira sobre casquilhos de bronze, madeira etc.), mancais de rolamento ou mancais a filme de óleo sob pressão (tipo “Morgoil”) (Oliveira, 2004).



**Figura 1.3:** Laminador duo típico.

Pode-se classificar os laminadores segundo as variadas disposições de cilindros na cadeira (**Figura 1.4**). O mais simples dos laminadores, denominado laminador duo (a), é constituído por dois cilindros de eixo horizontais, situados verticalmente um sobre o outro e pode ser reversível ou não. Nos laminadores duos não reversíveis o sentido do giro dos cilindros não pode ser invertido, sendo o material laminado em apenas um sentido. Nos reversíveis (b) a inversão da rotação dos cilindros permite que a laminação ocorra nos dois sentidos de passagem entre os rolos. Existe ainda o laminador trio (c), em que os cilindros sempre giram no mesmo sentido. O material é laminado nos dois sentidos, passando-o alternadamente entre o cilindro superior e o intermediário, e entre o intermediário e o inferior. À medida que se laminam materiais cada vez mais finos, há interesse em se utilizar cilindros de trabalho de pequeno diâmetro. Estes cilindros podem fletir, e devem ser apoiados por cilindros de suporte (ou encosto). O laminador composto por essa estrutura é denominado laminador quádruo (d), podendo ser reversível ou não. Quando os

cilindros de trabalho são muito finos, podem fletir tanto na direção vertical quanto na horizontal e devem ser apoiados em ambas as direções; um laminador que permite estes apoios é o Sendzimir (e). Outro laminador muito utilizado é o universal (f), que dispõe de dois pares de cilindros de trabalho, com eixos verticais e horizontais. Existem outros tipos de laminadores mais especializados, como o planetário, “passo peregrino”, Mannesmann, de bolas etc. (Oliveira, 2004).



**Figura 1.4:** Tipos de laminadores: a) Laminador duo, b) laminador duo reversível, c) laminador trio, d) laminador quádruo, e) laminador Sendzimir e f) laminador universal.

No âmbito comercial, os laminados planos constituem-se no principal segmento do mercado siderúrgico mundial, seja em volume ou em valor, correspondendo à cerca de 57% da produção mundial de laminados e representando 50% do total de aço exportado mundialmente, de acordo com o IISI (*International Iron and Steel Institute*). Segundo pesquisas apresentadas pelo BNDES (Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social), em Andrade *et al.* (2001), o mercado de aços laminados a frio e galvanizados tem-se mostrado em próspero desenvolvimento, com uma crescente demanda especialmente pelos segmentos automobilístico, construção civil e eletro-eletrônicos. As projeções futuras para o mercado de laminados planos são positivas, englobando expansão do consumo aparente doméstico com conseqüente acréscimo significativo nos níveis de produção. São previstos contínuos planejamentos voltados para o crescimento da capacidade instalada de aço, para continuidade do enobrecimento dos produtos e uma

política agressiva de conquista em mercados externos (investimentos de cerca de US\$ 6.6 milhões foram programados pela indústria siderúrgica para o período de 2001 a 2007) (Andrade *et al.*, 2001).

O direcionamento de grande montante de recursos para as laminações explica-se pelo fato de ser a área de maior peso no custo operacional do aço. Além disso, as indústrias consumidoras de aço tornaram-se cada vez mais exigentes, em função de seus mercados, buscando produtos de maior qualidade, fator essencial no novo ambiente globalizado e competitivo. Como etapa que se encontra no final da linha de produção das usinas e mais próximas do consumidor, a laminação é constantemente pressionada a melhorar o desempenho do aço para garantir melhor manuseio e maior produtividade às indústrias transformadoras, além da qualidade do produto. Faz-se necessário o aprimoramento das tecnologias de processo para reduzir seus custos e atender as crescentes exigências do mercado por inovações e melhorias, e nesse sentido, constantes esforços vêm sendo realizados na tentativa de agregar propriedades e características diferenciadoras para a aplicação do aço (Andrade *et al.*, 2001; Bueno, 2002; Alves, 2003).

Dentre os diversos fatores que influenciam na qualidade dos produtos laminados a frio, é sobre a espessura das chapas produzidas que recai a maior atenção. Tradicionalmente, a maior parte provinha de grandes laminadores denominados *tandem*, compostos por 4 a 6 cadeiras de laminação, produzindo mais de 2 milhões de toneladas em rolos por ano. Os esforços intensivos para reduzir custos e melhorar a eficiência exigiram dos operadores de laminação a otimização dos equipamentos existentes. O rápido crescimento em mini-cadeiras e processos especializados em materiais planos de menores dimensões, especialmente na Ásia, encorajou o crescimento da laminação a frio, simples e reversa. A maioria dos laminadores de cadeira simples é quádruplo (4 cilindros), tipicamente produzindo chapas a partir de reduções em torno de 15% a 50% a cada passe na cadeira. Uma menor percentagem tem uma estrutura de 6 cilindros ou a formação agrupada triangular de 20 cilindros denominada laminador Sendzimir. É na automação e nas técnicas de controle empregadas, no entanto, que se observa atualmente a maior parte do empenho para o aperfeiçoamento da qualidade de produção (Kugi *et al.*, 1994; Edwards *et al.*, 1995; Bueno, 2002).

Nas aplicações industriais, de uma forma geral, a maioria dos problemas de controle de processos pode ser resolvida através de técnicas de controle do tipo clássica ou convencional (Aström e Hägglund, 1995, 1996). A popularidade dos controladores desse tipo advém do fato de apresentarem uma estrutura simples e um reduzido número de parâmetros de ajuste. O controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) é a principal estrutura de controle convencional. Os controladores baseados em técnicas convencionais, no entanto, apresentam limitações frente a sistemas que possuem modelagem complexa, não-linearidades, atrasos de transporte e parâmetros variantes no tempo. Isso ocorre por serem projetados considerando-se apenas as relações lineares entre as variáveis do modelo do processo a ser controlado (Almeida *et al.*, 1998; Dutra, 2003).

Na laminação em especial, dentre os problemas que dificultam o controle da qualidade do produto final, a presença do atraso de transporte inerente ao controle de espessura é o mais citado. Esse atraso impõe limitações ao controle clássico, tendo sido tradicionalmente contornado com técnicas conhecidas como sensores virtuais, que utilizam estimativas instantâneas da espessura de saída. Porém, a partir dessas técnicas, outros problemas podem ser acentuados, como o efeito excentricidade dos cilindros de laminação, deteriorando a qualidade do material final produzido.

As limitações do controle convencional, por sua vez, podem ser superadas ao se empregar as técnicas de controle avançadas (entende-se por controladores avançados os controladores inteligentes, robustos, ótimos, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos). O emprego dessas estratégias é cada vez mais uma necessidade nas indústrias quando o objetivo é melhorar os processos produtivos de acordo com a evolução do mercado, e permitir um grau de competitividade e rentabilidade (Almeida *et al.*, 1998; Dutra, 2003). Comparadas às técnicas convencionais, as estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle (Clarke *et al.*, 1987; Aström e Hägglund, 2001). Em contrapartida, para a implementação do controle avançado, há necessidade da configuração de elevado número de parâmetros e maior grau de dificuldade conceitual e de realização do controle. Dessa forma são imprescindíveis conhecimentos especializados e técnicas matemáticas complexas, o que aumenta os esforços necessários tanto na implementação do controle quanto na formação específica dos operadores. Esses fatores contribuem para que as estratégias de controle avançado, na prática, não sejam

empregadas de forma intensa, continuando-se a se utilizar estratégias de controle clássicas, desenvolvidas há quarenta ou cinquenta anos (Almeida *et al.*, 1998; Dutra, 2003).

Uma tendência observada nas últimas décadas é o interesse pela pesquisa em controladores denominados PID avançados. Segundo a classificação de controladores avançados encontrada na literatura de controle de processos (Unbehauen, 1996) controladores PID avançados são controladores compostos de estrutura PID, cujos parâmetros são sintonizados, de forma adaptativa ou não, por um dos métodos pertencentes ao controle inteligente, robusto, preditivo, adaptativo, não-linear ou ótimo. Com implementações baseadas em projetos digitais, as estruturas dos controladores PID atuais favorecem a aplicação de algoritmos que permitem otimização do desempenho, diferente das estruturas analógicas originais. Muitas das novas capacidades dos controladores PID digitais vêm sendo introduzidas por pesquisadores da comunidade acadêmica e os usuários de controle industrial vêm aplicando estas inovações de forma simples e entusiástica. Recursos de auto-ajuste, adaptativos, preditivos e inteligentes são implementados junto ao controlador PID convencional, sem que se modifique as ações básicas do controlador convencional. As grandes vantagens no projeto de controladores PID avançados são a utilização da estrutura de controle mais conhecida e aceitável do ponto de vista prático e a capacidade destes controladores de superar deficiências no projeto convencional de controladores PID (Almeida *et al.*, 1998; Miller *et al.*, 1999; Kwok *et al.*, 2000; Dutra, 2003).

O principal objetivo desta dissertação é apresentar um estudo comparativo entre algumas estratégias de controle PID avançados aplicadas ao controle de espessura de chapas laminadas a frio. Para tanto, apresenta-se a modelagem de um típico laminador e o projeto dessas estratégias de controle. Pretende-se, assim, observar a eficiência de estratégias PID modernas ao serem empregadas como uma alternativa às técnicas convencionais de controle de espessura de chapas laminadas. A motivação é levar em conta perturbações como o atraso de transporte e a excentricidade.

A proposta de desenvolvimento desta dissertação consiste em um acordo firmado entre a UFSC e a WEG Automação, para o desenvolvimento de estudos compreendendo a modelagem, simulação e avaliação de estratégias de controle PID

preditivo para utilização em laminadores, levando em conta a ocorrência de complexidades na planta como o atraso de transporte e a excentricidade.

No capítulo 2 apresenta-se inicialmente a estrutura do laminador, observando os seus principais componentes (bobinadores, desbobinadores e cadeira), além de ser descrita uma modelagem do principal componente, a cadeira de laminação. Destacam-se as variáveis e constantes pertinentes ao controle (força, constantes elasto-plásticas, espessura, velocidade de laminação, posição de cilindros) e observa-se a relação entre estas, e destas com os demais componentes do laminador (sensores, bobinador, desbobinador etc.). Uma descrição dos principais problemas (atraso de transporte, excentricidade etc.) e uma breve introdução aos sensores virtuais também são discutidas.

O capítulo 3 é dedicado ao desenvolvimento das técnicas de controle empregadas na dissertação. Duas concepções de projeto são descritas: o controle preditivo baseado em modelo, e os controladores compensadores de atraso de transporte. Do controle preditivo, destaca-se a sintonia do controlador PID pela estratégia GPC (*Generalized Predictive Control*). Do segundo gênero, destaca-se o compensador PI Preditivo, e um compensador implementado junto a um PID sintonizado via estratégia MVC (*Minimum Variance Control*, ou Controle de Variância Mínima).

No capítulo 4, a partir de simulações, é feita uma comparação entre as estratégias apresentadas, levando-se em conta a qualidade da resposta no transitório frente ao atraso de transporte, e o efeito da excentricidade em regime permanente.

O capítulo 5 apresenta as conclusões da dissertação e expõe as perspectivas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Modelagem do Laminador

### 2.1 Introdução

A laminação plana tem sido submetida à análise durante décadas devido a sua importância na produção de chapas metálicas. Na literatura podem ser encontrados inúmeros modelos matemáticos desenvolvidos no intuito de, não só melhorar a qualidade dos produtos laminados, como também para se entender a dinâmica do processo (Kumar *et al.*, 1992; Devorkin *et al.*, 1997).

Por volta dos anos 50, nos trabalhos iniciais sobre laminação, predominaram estudos de modelos representando a estática do processo. A maior parte desses modelos exigia vários graus de simplificação e restrições, e só se adequava a representação do processo em regime permanente. A partir da década de 80 a maior parte dos trabalhos volta-se para a modelagem pelo método de elementos finitos, permitindo a determinação mais precisa dos esforços, vibrações e deformações presentes na conformação mecânica (Dawson, 1978; Zienkiewicz *et al.*, 1978; Kumar *et al.*, 1992; Devorkin *et al.*, 1997; Yun *et al.*, 1998).

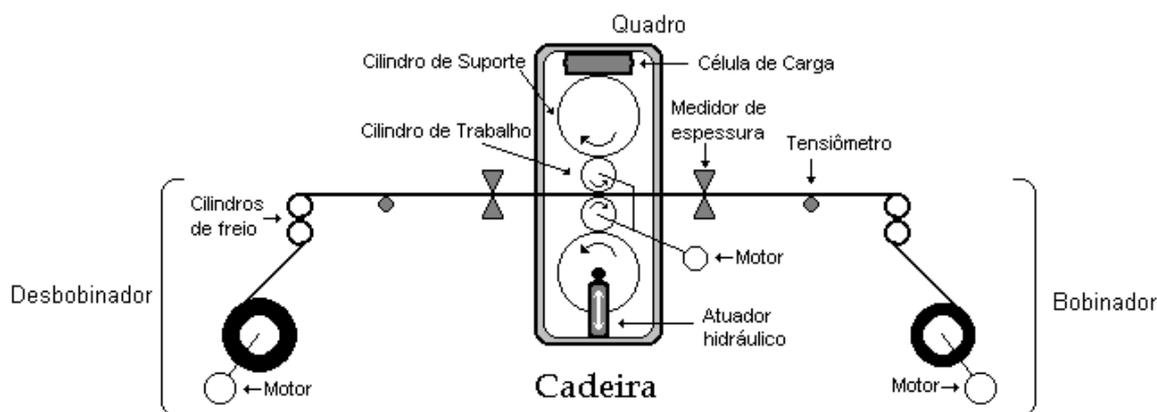
No entanto, a evolução do controle do processo de laminação permite perceber que modelos matemáticos cada vez mais complexos, utilizados com sucesso por engenheiros de projeto de laminadores, não se mostram necessariamente mais adequadas

aos projetos de controle das principais variáveis de produção (espessura, tensão etc.) (Kugi *et al.*, 1994; Edwards *et al.*, 1995; Yun *et al.*, 1998).

Este capítulo apresenta a modelagem matemática de um laminador tipicamente encontrado na laminação simples e reversa, bem como a representação por diagramas de blocos do modelo para melhor se entender as principais variáveis de entrada e saída, visando a aplicação das técnicas de controle de espessura e possíveis perturbações envolvidas. Também, são citadas técnicas clássicas de medição e controle, denominadas sensores virtuais, no controle do processo.

## 2.2 Estrutura de um Laminador Típico

Os laminadores quádruo reversíveis simples são normalmente compostos de uma cadeira de laminação com os desbobinadores e bobinadores na entrada e na saída do processo, respectivamente (**Figura 2.1**).



**Figura 2.1:** Estrutura de um laminador quádruo simples.

Na cadeira de laminação os dois cilindros maiores são os cilindros de suporte, que provêm o esforço transmitido ao material através dos cilindros menores, os cilindros de trabalho, responsáveis pela compressão do metal. Ao cilindro de suporte também é dado o papel de apoio a fim de prevenir desvios excessivos e flexão dos cilindros de trabalho, e

por isso, também são denominados cilindros de apoio. Usualmente utiliza-se uma razão de 3:1 entre os diâmetros dos cilindros (Kugi *et al.*, 1994).

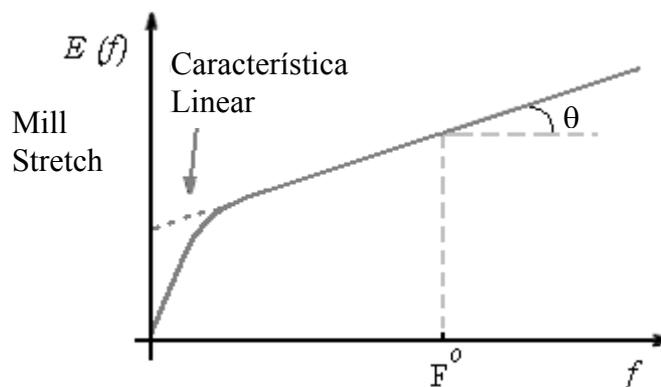
Os cilindros estão acoplados a mancais, cujo deslocamento vertical dentro da cadeira permite a mudança do espaçamento entre os cilindros (*roll-gap*). A espessura da chapa, entre outros fatores, é determinada pelo espaçamento entre os dois cilindros de trabalho. Nos laminadores modernos a medição de espessura na saída é realizada por sensores que utilizam tecnologia de radiação ou ainda micrômetros “flutuantes”, enquanto o controle deste espaçamento se dá pela atuação do sistema de ajuste hidráulico (Kugi *et al.*, 1994; Yun *et al.*, 1998).

A célula de carga e o tensiômetro são responsáveis pela medição da força de laminação e da tração aplicadas ao material, respectivamente. A velocidade da chapa pode ser medida indiretamente, a partir da tensão, ou diretamente através de sensores de velocidade.

## 2.3 Modelo da Cadeira

Para a cadeira é possível encontrar modelos dinâmicos simples, compostos de massas, molas e amortecedores, eficazes em aplicações voltadas para fins de controle, em especial no controle da espessura (Kugi *et al.*, 1994; Yun *et al.*, 1998).

Um parâmetro que deve ser quantificado no projeto do laminador e durante a operação, para o controle de espessura, é a força. Grande parte dos modelos se baseiam no fenômeno denominado *mill-stretch*, a deformação da cadeira, no qual se supõe que a mesma se comporta como uma mola, de grandes dimensões e rigidez. O efeito de deformação é uma função não-linear das forças que agem dentro da cadeira, definida por  $E(f)$  e, numa situação ideal, pode-se traçar uma curva como mostra a **Figura 2.2** (Kumar *et al.*, 1992; Choi *et al.*, 1994).



**Figura 2.2:** Fenômeno do *Mill Stretch*.

É possível ainda encontrar a força de laminação representada por uma equação não-linear. Nesses casos, geralmente se usa uma linearização dessa equação a partir de uma tabela de laminação, como apresentado em Hwang *et al.* (1996).

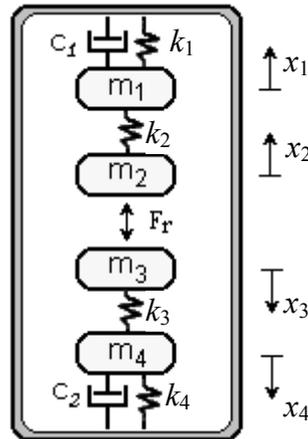
A seguir, apresenta-se dois procedimentos da literatura para a modelagem de laminadores em que a curva de deformação da cadeira é utilizada, direta ou indiretamente.

### 2.3.1 Modelo Estrutural Uni-Modal

A modelagem de uma cadeira de laminação pode ser expressa como um sistema de parâmetros agrupados com massas se movendo ao longo de uma mesma direção (no caso, a direção perpendicular à chapa a ser processada). Para simplificar a análise do comportamento do modelo linear, o deslocamento vertical da cadeira é estimado como sendo simétrico em relação à chapa, de forma que o número de graus de liberdade do modelo possa ser reduzido a dois ou um (Yun *et al.*, 1998).

Admite-se na derivação do modelo que, as forças devidas à deformação elástica, as pressões e a influência dos cilindros de suporte, o contato entre os cilindros de suporte e os cilindros de trabalho, o contato entre os cilindros de trabalho e a chapa, são todos representados em termos físicos do amortecimento e da elasticidade (sistema *massa-mola-amortecedor*) (Yun *et al.*, 1998).

Considere um laminador quádruo. Num modelo simples, os cilindros movimentam-se ao longo de sua direção longitudinal principal, perpendicular ao fluxo da chapa e cujo deslocamento assume-se simétrico em relação a esta direção. Essa estrutura pode ser representada como um sistema com 4 (quatro) graus de liberdade conforme o diagrama do sistema ilustrado na **Figura 2.3** (Yun *et al.*, 1998).



**Figura 2.3:** Modelo da estrutura de uma cadeira de um laminador quádruo.

Como na **Figura 2.3**, as massas dos cilindros podem ser representadas por  $m_i$ , e suas posições ao longo da direção perpendicular ao fluxo do material por  $x_i$  (com  $i = 1, 2, 3, 4$ ). Devido às forças de ação e reação da compressão da chapa, supõe-se um comportamento elástico dos cilindros, com as constantes elásticas e os coeficientes de amortecimento representados respectivamente por  $k_i$  e  $c_i$ . A componente de variação da força de resistência à deformação é representada por  $F_r$ . As equações diferenciais correspondentes ao sistema podem ser escritas a partir da análise do equilíbrio das forças que agem sobre cada cilindro, individualmente, isto é (Dorf e Bishop, 1995),

$$m_1 \ddot{x}_1 + c_1 \dot{x}_1 + k_1 x_1 + k_2 (x_1 - x_2) = 0 \quad (2.1)$$

$$m_2 \ddot{x}_2 - k_2 (x_1 - x_2) = -F_r \quad (2.2)$$

$$m_3 \ddot{x}_3 - k_3 (x_4 - x_3) = -F_r \quad (2.3)$$

$$m_4 \ddot{x}_4 + c_2 \dot{x}_4 + k_4 x_4 + k_3 (x_4 - x_3) = 0 \quad (2.4)$$

Assumindo-se que a massa do cilindro de trabalho é insignificante se comparada a do cilindro de suporte, é possível desprezar as massas  $m_2$  e  $m_3$  das equações (2.2) e (2.3) respectivamente, simplificando a análise do processo. Assim, as equações (2.2) e (2.3) podem ser escritas como:

$$k_2(x_1 - x_2) = F_r \quad (2.5)$$

$$k_3(x_4 - x_3) = F_r \quad (2.6)$$

As equações diferenciais de movimento do modelo simplificado da estrutura de laminação podem ser escritas, então, com apenas dois graus de liberdade, ou seja,

$$m_1\ddot{x}_1 = -c_1\dot{x}_1 - k_1x_1 - F_r \quad (2.7)$$

$$m_4\ddot{x}_4 = -c_2\dot{x}_4 - k_4x_4 - F_r \quad (2.8)$$

A partir das equações (2.5) e (2.6), pode-se obter a equação que rege a relação entre as variações da abertura entre cilindros ( $x_1+x_4$ ), da espessura de saída ( $x_2+x_3$ ), e da força de laminação  $F_r$ , ou seja,

$$k_2x_1 - k_2x_2 = k_3x_4 - k_3x_3$$

$$k_2x_1 - k_2x_2 \langle -k_2x_3 \rangle = k_3x_4 - k_3x_3 \langle -k_2x_3 \rangle$$

$$k_2x_1 - k_2(x_2 + x_3) = k_3x_4 - k_3x_3 - k_2x_3$$

$$-x_1 + (x_2 + x_3) = -\frac{k_3}{k_2}x_4 + \frac{k_3}{k_2}x_3 + x_3$$

$$(x_2 + x_3) = x_1 \langle +x_4 \rangle - \frac{k_3}{k_2}x_4 + \frac{k_3}{k_2}x_3 + x_3 \langle -x_4 \rangle$$

$$(x_2 + x_3) = x_1 + x_4 - \frac{Fr}{k_2} - \frac{Fr}{k_3}$$

$$(x_2 + x_3) = (x_1 + x_4) - F_r \left( \frac{k_2 + k_3}{k_2 k_3} \right) \quad (2.9)$$

A cadeira é freqüentemente considerada simétrica em relação à chapa, o que permite escrever:

$$h = 2x - F_r \left( \frac{2}{k} \right) \quad (2.10)$$

onde  $h = (x_2 + x_3)$  é a espessura de saída. Os deslocamentos dos cilindros  $x_1 + x_4$ , simplificados como  $2x$ , representam a abertura entre os cilindros no processo.

A constante  $\left( \frac{2}{k} \right)$  pode ser obtida a partir da curva de deformação da cadeira, pela identificação de um coeficiente de deformação. Para tanto, reescreve-se a equação (2.10) como:

$$E(f) = h - S \quad (2.11)$$

onde  $S$  representa a abertura entre cilindros e  $E(f)$  é a função do efeito elástico em função da força  $f$  necessária, dada pela curva da **Figura 2.2** (nota-se que a equação (2.11) é uma relação do comportamento da mola e que a força  $f$  aplicada é contrária à força de resistência  $F_r$ ). Em torno de valores nominais  $h^o$ ,  $S^o$ ,  $F^o$ , a função se comporta de forma linear. Então, tem-se:

$$\text{tg}(\theta) = \frac{\delta E(f)}{\delta f} = \frac{1}{M} \quad (2.12)$$

A partir das equações (2.11) e (2.12), observa-se que:

$$\begin{aligned} \frac{\delta E(f)}{\delta f} \delta f &= \delta h - \delta S \\ \frac{1}{M} \delta f &= \delta h - \delta S \end{aligned} \quad (2.13)$$

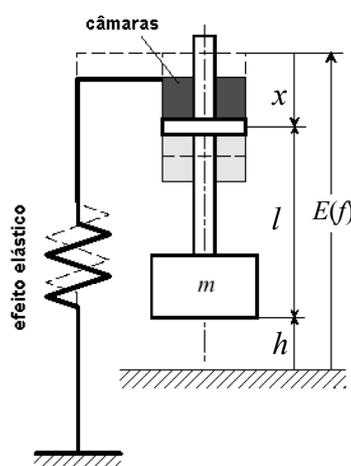
onde  $M$  é o coeficiente de deformação ou módulo da cadeira (*mill-modulus*). Portanto, pode-se reescrever a equação (2.10) como:

$$f = M(h - S) \quad (2.14)$$

### 2.3.2 Modelo Simplificado de Kugi-Novak-Schlacher

Para o controle de espessura é suficiente aproximar os cilindros superiores, aparadores e pistão hidráulico como uma massa única  $m$ , e as informações do efeito de deformação da cadeira (*mill-stretch*) junto ao conjunto de cilindros, incluindo seus desvios, obtidas pela curva de deformação  $E(f)$ . Nesse modelo, a força  $f$  é considerada a força hidráulica aplicada (Kugi *et al.*, 1994).

A **Figura 2.4** mostra o esquema de um modelo simples de uma cadeira.



**Figura 2.4:** Modelo simplificado da estrutura de uma cadeira.

A posição  $x$  do pistão hidráulico é dada por

$$x = h + l - E(f) \quad (2.15)$$

em que  $l$  é um comprimento constante. Assume-se que, para o controle de espessura, o comportamento do sistema ao longo da largura da chapa é uniforme (Kugi *et al.*, 1994). A espessura de saída da chapa é dada, em termos de quantidades mensuráveis, por:

$$h = x + E(f) - l \quad (2.16)$$

A abertura  $S$  entre os cilindros pode ser obtida por  $x - l_h$ , o que conduz  $h = S + E(f)$ , obtendo-se assim a mesma estimativa expressa pela equação (2.14).

## 2.4 Objetivos de Controle

Originalmente, as características finais dos produtos laminados (espessura, planicidade, forma, etc.) eram obtidas se ajustando manualmente a abertura entre os cilindros, através de parafusos (*screw*). Essa técnica foi substituída por atuadores de pressão eletricamente conduzidos e, mais recentemente, pelo sistema de posicionamento dos cilindros através do atuador hidráulico de alta precisão (Goodwin *et al.*, 2001).

Acompanhando essa tendência evolutiva dos atuadores, a tecnologia dos sensores também evoluiu. Os primeiros sistemas de controle utilizavam uma medição de espessura a partir de um “micrômetro flutuante” que acionava um motor elétrico, ajustando a abertura entre cilindros. Esses micrômetros foram substituídos por sensores de tecnologia de radiação ou mesmo por técnicas estimativas (Goodwin *et al.*, 2001).

À parte os equipamentos mecânicos e sensores, o aperfeiçoamento da qualidade de produção se deve principalmente aos sistemas de automação e às técnicas de controle utilizadas (Edwards *et al.*, 1995).

## 2.4.1 Descrição do Problema de Controle

Além de exigir um bom entendimento das dinâmicas do processo, o projeto de controle de um laminador deve abranger, se não todas, as mais importantes e distintas perturbações envolvidas.

Uma das características do controle de espessura convencional, o qual utiliza o princípio de realimentação, é a presença de um **atraso de transporte** finito entre a fonte de erro da espessura (na abertura entre cilindros) e a detecção (no sensor) ao final da linha de produção dessa espessura. Esse atraso de transporte inerente impõe um limite na resposta mínima a ser alcançada (Goodwin *et al.*, 2001; Albertos *et al.*, 2002).

Nos sistemas de posicionamento por parafusos, a resposta no ajuste de cilindros era relativamente lenta, e o atraso de transporte associado não era de suma importância. Nos sistemas atuais, os atuadores hidráulicos permitem tempos na ordem de 10 msec (milissegundos) na resposta do ajuste da abertura entre cilindros. Faz-se interessante assim, a minimização dos efeitos desse atraso (Edwards *et al.*, 1995, Goodwin *et al.*, 2001).

A partir de estudos das interações entre os sistemas elétrico, hidráulico e mecânico que englobam o laminador, uma função de transferência representando a relação entre a abertura entre cilindros  $S$  e a espessura de saída  $h$  pode ser obtida. Os parâmetros dos modelos desses sistemas podem ser selecionados com base em dados físicos e experimentais segundo Choi *et al.* (1994). Considerando pequenas mudanças em torno de um ponto de operação, a seguinte expressão é comumente utilizada (Edwards *et al.*, 1995; Goodwin *et al.*, 2001; Albertos *et al.*, 2002):

$$G(s) = \frac{26.24(s + 190)(s + 21 \pm j11)(s + 20)(s + 0.5 \pm j86)}{(s + 143)(s + 162 \pm j30)(s + 30 \pm j15)(s + 21 \pm j6)} \quad (2.17)$$

Limitações físicas fundamentais envolvendo a cadeira, o bobinador e o desbobinador, reduzem o tempo de resposta para um valor em torno de 50 mseg nas respostas em malha fechada (Goodwin *et al.*, 2001). A presença de zeros no eixo imaginário na função de transferência representa essas limitações fundamentais que impedem uma resposta rápida. Em termos físicos, o problema é causado por interações entre a tensão e a espessura da chapa, advindas das ações entre a cadeira, o desbobinador e o bobinador. Esse efeito é denominado *hold-up*. (Goodwin *et al.*, 2001; Albertos *et al.*, 2002).

O efeito *hold-up* não pode ser superado a menos que seja considerado um sistema *MIMO* (*Multiple-Input Multiple-Output* ou Múltiplas-Entradas Múltiplas-Saídas) (a abertura entre cilindros e as correntes do bobinador e do desbobinador, como entradas). Uma solução desse tipo é apresentada em Goodwin *et al.* (2001), onde também se pode encontrar informações adicionais sobre o problema.

Outro aspecto inerente à laminação é a excentricidade do cilindro de suporte (*Back-Up-Roll eccentricity*). Por não se garantir a forma circular perfeita dos cilindros (em especial os de suporte de dimensões maiores), a abertura entre os cilindros e a carga de laminação variam. Um sinal cíclico dessa excentricidade pode ser notado, e intuitivamente, fica claro que seu período é igual ao período de revolução do cilindro de suporte.

O efeito de excentricidade, além de causar o desvio na espessura de saída, fornece um sinal ao controle de posição tal que acarreta um aumento desse mesmo desvio. O problema é estudado em Choi *et al.* (1994), no qual também se apresenta uma solução usando um *filtro de Kalman* (Odonde, 1998). Outra solução também pode ser encontrada em Goodwin (2000), numa adaptação com a finalidade de compensar a excentricidade, considerando-a como um sinal de erro.

O problema do atraso de transporte em laminadores é considerado neste trabalho de pesquisa. Para tanto, o processo é considerado como um sistema de entrada e saída únicas (*SISO* ou *Single-Input Single-Output*), supondo a tensão constante ao longo do processo ou devidamente controlado, desconsiderando o efeito *hold-up*. Uma atenção também é dada ao efeito da excentricidade do cilindro de suporte.

## 2.4.2 Descrição do Controle

Um princípio tradicionalmente encontrado no controle de espessura na laminação a frio é o método BISRA AGC (*British Iron and Steel Research Association, Automatic Gauge Control*), ou Controle Automático de Espessura, desenvolvido pela BISRA juntamente com *Davy Mackee*. Também conhecido como “*gaugemeter*” ou “*BISRA gauge*”, esse princípio se baseia no fenômeno da deformação da cadeia, apresentado na seção 2.3. Assim, reescreve-se a equação (2.13), isto é,

$$\Delta h = \Delta S + \frac{1}{M} \Delta f \quad (2.18)$$

Se há um aumento na espessura,  $\Delta h$ , a força de laminação,  $\Delta f$ , aumenta. Do mesmo modo, a diminuição da espessura causa uma diminuição na força. Pela medida da força de laminação pode-se corrigir o erro na espessura de saída. Logo, para manter a espessura de saída constante, ou seja,  $\Delta h = 0$ , tem-se (Choi *et al.*, 1994):

$$\Delta h = 0 = \Delta S + \frac{\delta E(f)}{\delta f} \Delta f$$

$$\Delta S = -\frac{1}{M} \Delta f \quad (2.19)$$

Observa-se que, se a variação da espessura é positiva, a variação na força é também positiva, o que implica em diminuir o espaçamento. O contrário também acontece: variação negativa da espessura acarreta na variação negativa na força, implicando no aumento da abertura. A implementação desse princípio é também conhecida como compensação da deformação da cadeia (*mill-stretch*) e pode ser considerado como uma compensação de ajuste. Logo,

$$\Delta S = -\frac{1}{M'} \Delta f \quad (2.20)$$

em que  $M'$  é ajustado de maneira a se igualar ao módulo da cadeia  $M$  (Choi *et al.*, 1994).

Desse modo fica explícito que o comportamento da abertura entre cilindros pode ser determinada por variações na força de laminação. Basicamente, os fatores que causam mudanças nessa força originam-se das **características da cadeia** e, em especial, das **propriedades do material** laminado (variações na espessura e dureza são provavelmente as propriedades mais importantes da chapa) (Choi *et al.*, 1994).

No projeto otimizado ideal do controle de um laminador pode-se medir a espessura de saída e todas as perturbações e cancelar esses efeitos com correções ajustáveis e sincronizadas (Edwards *et al.*, 1995).

Considerando o efeito de cada perturbação nas mudanças da força de laminação, e a espessura de saída constante como na equação (2.19), além de negligenciar os efeitos da temperatura, esse comportamento pode ser expresso por uma expressão linear de perturbações da forma:

$$\Delta f_p = W \left[ \frac{\partial P}{\partial H} \Delta H + \frac{\partial P}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial P}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial P}{\partial \mu} \Delta \mu + \frac{\partial P}{\partial k} \Delta k \right] \quad (2.21)$$

em que  $W$  é o módulo de rigidez do material;  $\Delta H$  representa variações na espessura de entrada;  $\Delta T$  e  $\Delta t$  representam as variações na tensão de entrada e saída, respectivamente;  $\Delta k$  representa variações de dureza;  $\Delta \mu$  representa variações no coeficiente de fricção entre a chapa e os cilindros. Por sua vez,  $P$  é uma aproximação não-linear da força de laminação dada por  $P = f(h, H, T, t, \mu, k)$  (Edwards *et al.*, 1995; Hwang *et al.*, 1996).

Quando são consideradas variações na espessura de saída, por sua vez, uma nova componente para a variação da força pode ser adicionada. Essa componente refere-se à conformação mecânica do material

$$\Delta f_c = W \frac{\partial P}{\partial h} \Delta h$$

A variação total da força deve ser expressa então por

$$\Delta f = \Delta f_p + W \frac{\partial P}{\partial h} \Delta h \quad (2.22)$$

Substituindo  $\Delta f$  na equação (2.18) obtém-se a seguinte expressão para a espessura de saída:

$$\begin{aligned} \Delta h &= \Delta S + \frac{\Delta f_p}{M} + \frac{W}{M} \frac{\partial P}{\partial h} \Delta h \\ \left(1 - \frac{W}{M} \frac{\partial P}{\partial h}\right) \Delta h &= \Delta S + \frac{\Delta f_p}{M} \end{aligned}$$

De uma forma simplificada tem-se

$$(1 + a) \Delta h = \Delta S + \frac{\Delta f_p}{M} \quad (2.23)$$

onde  $a$  representa a razão entre o módulo de rigidez da chapa e o módulo da cadeira. Essa constante é conhecida como parâmetro de plasticidade e, para laminação a frio, tipicamente encontram-se valores entre 1.5 e 4.0. Ressalta-se que  $\Delta S$  é composta também de uma componente de perturbações (na posição dos cilindros), isto é,  $\Delta S = \Delta S_p + \Delta S_{controle}$ . Essas perturbações incluem a excentricidade do cilindro de suporte, variações na lubrificação e expansão dos cilindros (Choi *et al.*, 1994; Edwards *et al.*, 1995).

O sistema de controle regula a espessura de saída ( $\Delta h$ ) da chapa pelas mudanças na espessura de entrada ( $\Delta H$ ) e nas variações de dureza ( $\Delta k$ ). O sistema de calibragem utiliza a medida da força de laminação ( $\Delta f$ ) para compensar as mudanças na abertura entre cilindros da cadeira ( $\Delta S$ ). A curva característica de elasticidade da cadeira,

$E(f)$ , é usada juntamente com a medida da força de laminação a fim de prover um sinal de retorno ao atuador de posicionamento dos cilindros.

Na modelagem do laminador são feitas as seguintes considerações:

- na redução de chapas finas, as **variações nas tensões de entrada ( $\Delta T$ ) e saída ( $\Delta t$ )** podem ser consideradas como variáveis de controle que agem em conjunto com o atuador. Isso ocorre pois mudanças significantes nas tensões não excedem restrições impostas pela corrente do motor (Edwards *et al.*, 1995). Em Hwang *et al.* (1996) é apresentado um projeto de controle dessas tensões. Assim, admitindo essas variáveis efetivamente controladas, despreza-se as influências dinâmicas das mesmas;
- o valor do **coeficiente de fricção** é de difícil obtenção precisa e varia com a lubrificação e as condições das superfícies do cilindro. Devido às variações nessas características, geralmente se faz necessário introduzir modelos. Assim, essas perturbações são ignoradas para facilitar os cálculos;
- admitindo-se constante a velocidade da chapa ao longo do processo, **variações na espessura de entrada ( $\Delta H$ )** provocam variações na espessura de saída. Isso implica novamente numa variação positiva ou negativa da força e, por sua vez, na abertura entre cilindros, sendo crucial para o controle em questão;
- a dureza do material também pode variar ao longo do comprimento do material. Se há um aumento ou diminuição da dureza, o inverso ocorre na redução do material. Ou seja, quanto maior a dureza, menor a deformação da chapa para a mesma abertura entre cilindros, implicando na variação da espessura de saída. Logo, a **variação de dureza** pode ser considerada como uma variação de espessura (Choi *et al.*, 1994).

Uma aproximação da conformação mecânica, relacionando a força de laminação com as espessuras de entrada e saída, e por sua vez as propriedades do material é encontrada em diversas modelagens de laminadores (Choi *et al.*, 1994; Yun *et al.*, 1998; Goodwin, 2001). Admite-se que apenas as variações na espessura de entrada  $\Delta H$  (a qual inclui as variações de dureza) são relevantes. Assim, é possível expressar as mudanças na espessura de saída  $\Delta h$  como:

$$\Delta f = W(\Delta H - \Delta h) \quad (2.24)$$

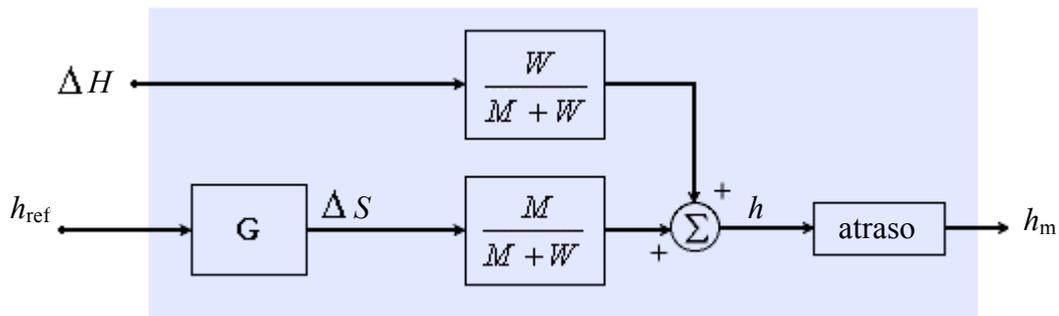
Da modelagem da cadeira se obtém a equação que relaciona a força, a abertura entre os cilindros e a espessura. A equação (2.14) pode ser reescrita na forma

$$\Delta f = M(\Delta h - \Delta S) \quad (2.25)$$

A partir das equações (2.24) e (2.25) reescreve-se a expressão da espessura de saída como

$$\Delta h = \frac{M}{M+W} \Delta S + \frac{W}{M+W} \Delta H \quad (2.26)$$

Da equação (2.26) pode-se representar o processo como um sistema *SISO*, sendo  $S$  a entrada,  $h$  a saída e  $H$  como uma perturbação no sistema. Ressalta-se que o sistema é considerado em regime e que a força de laminação fica implícita (**Figura 2.5**).



**Figura 2.5:** Diagrama em malha aberta do laminador.

Na **Figura 2.5** a espessura de referência e a espessura medida são representadas, respectivamente, por  $h_{ref}$  e  $h_m$ .

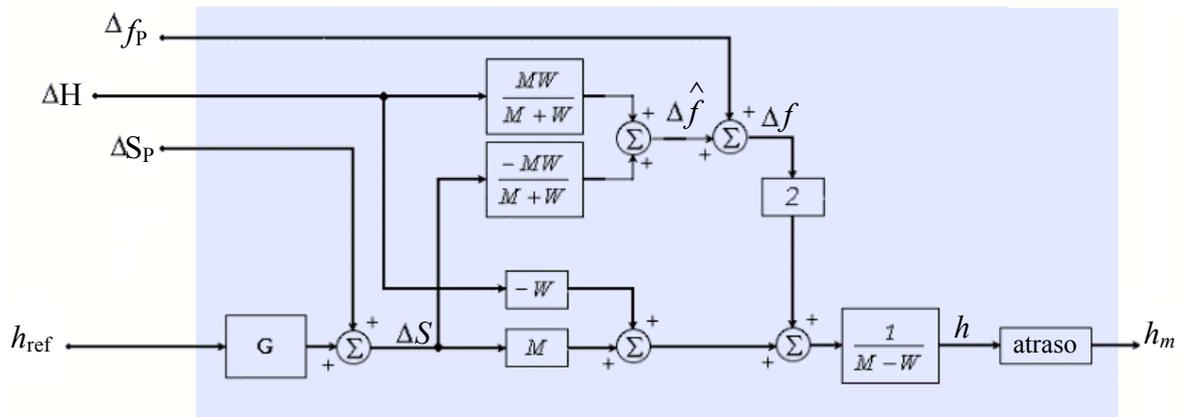
A partir das equações (2.24) e (2.25), propõe-se representar o processo com uma estrutura de blocos alternativa. Somando-se as equações, obtém-se a seguinte expressão para a espessura:

$$(M - W)\Delta h = M\Delta S - W\Delta H + 2\Delta f \quad (2.27)$$

Das equações (2.25) e (2.26), uma estimativa para a força de laminação pode ser obtida como:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f} &= M \left( \frac{W}{M+W} \Delta H + \frac{M}{M+W} \Delta S - \Delta S \right) \\ \Delta \hat{f} &= M \left( \frac{W}{M+W} \Delta H - \frac{W}{M+W} \Delta S \right) \\ \Delta \hat{f} &= \left( \frac{MW}{M+W} \right) \Delta H + \left( \frac{-MW}{M+W} \right) \Delta S \end{aligned} \quad (2.28)$$

A força  $f$  é passível de perturbações além daquela advinda da mudança na espessura de entrada. Essas perturbações podem ser incluídas na equação (2.28) como um sinal de erro. Seguindo o mesmo raciocínio, as perturbações na abertura entre os cilindros  $\Delta S$  podem ser incluídas, sendo possível observar e controlar os efeitos como a excentricidade. Dessa forma, representa-se o sistema como na **Figura 2.6**.



**Figura 2.6:** Diagrama em malha aberta do laminador incluindo a força de laminação.

A função de transferência completa entre a espessura  $h$  e a abertura  $S$  é dada pela equação (2.17). Entretanto, para fins de controle do atraso de transporte do laminador, admite-se uma constante de tempo de 0.01 seg, associada à mudança da posição do

cilindro,  $S$ , e assim, pode ser aproximada por uma função de transferência de primeira ordem, isto é,

$$G(s) = \frac{1}{0.01s + 1} \quad (2.29)$$

A constante de tempo de 0.01 seg representa o tempo de resposta do sistema hidráulico. Considerando a aproximação retangular, A função de transferência discreta, para um intervalo de amostragem  $T_s = 1$  mseg, é dada por:

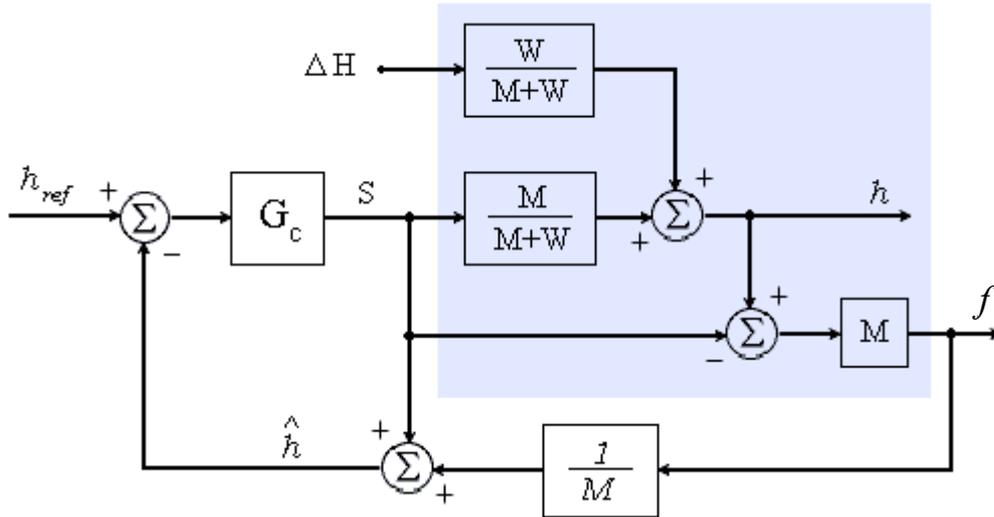
$$G(z^{-1}) = \frac{0.1}{1 - 0.9z^{-1}} \quad (2.30)$$

### 2.4.3 Implementação de Sensores Virtuais em Laminadores

As alternativas conhecidas como sensores virtuais, ou *soft-sensors*, são tradicionalmente utilizadas no controle do laminador. A partir do princípio do AGC, pela medida da força de laminação e da abertura de cilindros, é possível obter uma estimativa instantânea da espessura de saída  $h(t)$ . Da equação (2.25) tem-se

$$\hat{h}(t) = S(t) + \frac{F(t)}{M} \quad (2.31)$$

O termo  $\hat{h}(t)$ , na equação (2.31), é uma estimativa da espessura de saída, em função da abertura  $S$  entre os cilindros (medida no instante  $t$ ), e da razão entre a força de laminação  $F$  (no instante  $t$ ) e o módulo  $M$ . Esse estimador da espessura de saída é denominado “BISRA gauge” e é comum encontrá-lo em aplicações práticas desde que foi desenvolvido em 1954 (Goodwin *et al.*, 2001). Na **Figura 2.7** está representado o esquema de controle BISRA-AGC, no qual  $G_c$  pode ser um controlador PI clássico (Goodwin *et al.*, 2001).



**Figura 2.7:** Diagrama de blocos do controle através de sensor virtual BISRA-AGC.

Outra solução conhecida como sensor virtual encontrada na prática pode se adequar ao processo. Para isso, considera-se aproximadamente constante a largura da chapa. Sob essas condições, a conservação de massa através da abertura entre os cilindros implica que o produto da espessura e velocidade deve ser constante em ambos os lados da cadeira (Goodwin, 2001). Assim,

$$V(t)H(t) = v(t)h(t) \quad (2.32)$$

A equação (2.32) pode ser reescrita de maneira a estimar a espessura de saída  $h(t)$  em termos da velocidade de entrada  $V(t)$ , espessura de entrada  $H(t)$  e velocidade de saída  $v(t)$  (as velocidades podem ser medidas por técnicas a *laser*). A espessura de entrada é medida antes da cadeira, e o atraso de transporte, nesse caso, não é considerado (Albertos *et al.*, 2002). A espessura de saída estimada é dada por

$$\hat{h}(t) = \frac{V(t)H(t)}{v(t)} \quad (2.33)$$

Tal estimativa pode ser usada como entrada a controladores por realimentação, operando como uma malha interna à do controlador principal. É denominada estimador de fluxo de massa (*mass-flow estimator*) e usada como um controle *feedforward*.

Os sensores virtuais conseguem superar o problema do atraso de transporte, mas são incapazes de distinguir entre os vários tipos de perturbações que alteram o valor da força de laminação. A tecnologia aplicada na cadeira fornece respostas rápidas na atuação, permitindo o emprego de técnicas avançadas para superar perturbações como a excentricidade do cilindro de suporte (Choi *et al.*, 1994). Portanto, pretende-se projetar e aplicar as técnicas modernas de controle que satisfaçam a qualidade desejada da espessura (um desvio de  $\pm 10$  a  $\pm 50$  micrômetros a partir da espessura desejada) dentro das atuais possibilidades tecnológicas.

# Capítulo 3

## Controle Preditivo Baseado em Modelo

### 3.1 Introdução

A denominação Controle Preditivo Baseado em Modelo (*Model Based Predictive Control* ou MBPC) qualifica, de um modo geral, uma variedade de métodos de controle que utilizam o modelo matemático que representa o processo para a predição dos sinais de saída e o cálculo de uma seqüência de sinais de controle que minimiza uma função custo (Camacho e Bordons, 1999). Originalmente desenvolvido para a indústria petroquímica e sistemas de potência, o MBPC logo se torna popular pela simplicidade do algoritmo, se comparado a outros gêneros de controle avançado. A aplicabilidade em diferentes tipos de processos desperta interesse tanto no meio acadêmico quanto no meio industrial, estimulando a sua evolução, e atualmente apresenta-se como uma das técnicas de controle avançado mais encontradas na prática (Almeida, 2001; Santos, 1998). Hoje é possível encontrar a estratégia MBPC em diversos campos, desde processos industriais, como instalações químicas e metalúrgicas, a uma variedade de outras áreas, incluindo manipuladores robóticos, anestesia clínica etc. (Almeida *et al.*, 2001; Camacho e Bordons, 1999; Dutra, 2003).

Os algoritmos da classe MBPC, de uma forma ou de outra, compartilham as seguintes características:

- uso explícito de um modelo que representa o comportamento dinâmico do processo para a predição dos sinais de saída em instantes futuros, num determinado horizonte finito;
- cálculo de uma seqüência de sinais de controle a partir da minimização de uma função custo, que permite incorporar critérios operacionais e restrições;
- estratégia de horizonte deslizante, ou seja, a cada instante o horizonte é deslocado em direção ao futuro; aplica-se apenas o primeiro sinal da seqüência de controle calculada a cada instante.

Comparado com outros métodos, o MBPC apresenta uma série de vantagens, destacando-se (Camacho e Bordons, 1999, Dutra, 2003):

- adequação a uma grande variedade de processos, desde aqueles de dinâmica simples aos mais complexos como os sistemas instáveis, de fase não-mínima, multivariáveis e não-lineares;
- compensação intrínseca de atraso de transporte;
- controle *feedforward* para compensar perturbações mensuráveis;
- especialmente útil nas aplicações em que as referências são conhecidas (robótica, processos em série);
- o tratamento de restrições é conceitualmente simples e pode ser incluído, caso necessário, durante o projeto do controlador (é possível antecipar a ocorrência da violação da restrição e corrigí-la de maneira apropriada);
- pode ser implementado como uma estratégia de controle supervisorio.

Por essas características, o MBPC compete com as estratégias de controle PID e com o controle nebuloso, no que se refere ao número de malhas e processos controlados e ao grau de satisfação dos usuários. Os MBPC's superam deficiências dos controladores clássicos, quando utilizados no controle de sistemas complexos caracterizados por atraso de transporte, parâmetros variantes no tempo, mudança na ordem do modelo, fase não-mínima e erros de modelagem (Almeida, 2002, Camacho e Bordons, 1999, Dutra, 2003).

Uma das principais vantagens do controle preditivo é o conhecimento prévio da evolução futura da referência. O sistema reage antes que o sinal tenha sido efetivamente aplicado, evitando retardos na resposta do processo. Essa estruturação da lei de controle, comum aos diferentes algoritmos de MBPC, tem se mostrado eficaz no que concerne à robustez do sistema.

## 3.2 Controlador Preditivo Generalizado

Proposto como um novo membro da família dos controladores de horizonte estendido em Clarke *et al.* (1987a), o Controle Preditivo Generalizado (*Generalized Predictive Control* ou GPC) se tornou um dos algoritmos de controle preditivo mais populares do gênero. Apesar de possuir muitas idéias em comum com outros controladores preditivos, uma vez que se baseia nos mesmos conceitos, o GPC se destaca pela possibilidade de prover, na ausência de restrições, uma solução analítica que o permite lidar com plantas instáveis e de fase não-mínima. Além disso, incorpora o conceito de horizonte de controle e considera a ponderação de incrementos de controle na função custo. Com essas características o GPC pode ser facilmente implementado e ajustado para uma ampla variedade de processos industriais (Camacho e Bordons, 1999).

O GPC obteve aprovação tanto pelos operadores e engenheiros de controle como pelos acadêmicos, conquistando o meio industrial (Almeida, 2002). Pode-se citar alguns trabalhos em que o desempenho e robustez são analisados, como em Clarke *et al.* (1987b), Clarke e Mohtadi (1989), bem como diversas aplicações práticas de sucesso, como em Clarke e Scattolini (1991), Santos *et al.* (1998) e Coelho *et al.* (2001). Os exemplos de aplicações de casos multivariáveis podem ser encontrados em refinarias petrolíferas, petroquímicas e farmacêuticas, processamento de gás natural e indústria aeroespacial (Almeida, 2002).

Pertencente à ordem dos MBPC, o GPC faz uso de um modelo do processo com a finalidade de prever os sinais de saída em instantes futuros, bem como uma

seqüência de sinais de controle que minimiza uma determinada função custo. O índice a ser otimizado envolve a medida do erro entre a predição da saída e a referência, somada a uma função da medida do esforço de controle. Nesse ponto pode-se distinguir duas etapas para o sistema de controle: a predição da saída e o cálculo da lei de controle preditiva.

Em grande parte das aplicações industriais, nas quais as perturbações são não-estacionárias, o modelo CARIMA é o mais apropriado para a representação matemática do processo a ser controlado (Clarke *et al.*, 1987a). O modelo CARIMA é dado por

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad (3.1)$$

onde  $y(t)$  e  $u(t)$  são os sinais de saída e de controle, respectivamente,  $d$  é o atraso de transporte do sistema;  $e(t)$  é uma seqüência aleatória do tipo ruído branco e  $\Delta$  denota o operador a diferenças definido por  $\Delta := 1 - z^{-1}$ . A, B e C são polinômios em  $z^{-1}$  de ordem  $na$ ,  $nb$  e  $nc$ , respectivamente, e dados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_{nc}z^{-nc} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Para o cálculo da predição a  $j$  passos a frente,  $\hat{y}(t+j|t)$ , com base no modelo apresentado em (3.1), considera-se a seguinte identidade polinomial:

$$\frac{1}{\Delta A(z^{-1})} = E_j(z^{-1}) + \frac{F_j(z^{-1})}{\Delta A(z^{-1})}z^{-j} \quad (3.3)$$

Considerando a identidade em (3.3), a equação do modelo da planta pode ser reescrita como:

$$y(t+j) = F_j(z^{-1})y(t) + E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1})e(t+j) \quad (3.4)$$

sendo o grau do polinômio  $E_j(z^{-1})$  igual a  $j-1$ . A melhor predição é obtida, no sentido estocástico, quando considera-se os valores de ruídos futuros nulos. Desse modo, o melhor valor para  $y(t+j)$  pode ser expresso como:

$$\hat{y}(t+j|t) = G_j(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (3.5)$$

$$G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})$$

Assim, a predição ótima pode ser calculada como uma combinação linear das saídas anteriores do processo e ações de controle, passadas (anteriores ao instante  $t$ ) e futuras (calculadas pelo algoritmo). Os polinômios  $E_j$  e  $F_j$  são obtidos recursivamente, utilizando-se o recurso da equação de Diophantine, conforme apresentado em Clarke *et al.* (1987a). No algoritmo de controle GPC pretende-se aplicar um sinal de controle que minimize uma função custo quadrática da forma

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.6)$$

onde  $\hat{y}(t+j|t)$  é uma predição ótima da saída  $j$ -passos à frente, calculada no instante  $t$ ;  $N_1$  e  $N_2$  são os horizontes de previsão mínimo e máximo, respectivamente;  $N_u$  é o horizonte de controle;  $w(t+j)$  é a trajetória de referência futura (ou *set-point* futuro);  $\delta(j)$  e  $\lambda(j)$  são seqüências de ponderação da saída e do controle (Camacho e Bordons, 1999).

Em Clarke *et al.* (1987a), o  $\delta(j)$  é considerado unitário e  $\lambda(j)$  é uma constante. Essa é a escolha mais simples e usada, porém o algoritmo permite ponderações não constantes no horizonte e pequenas alterações no algoritmo de controle devem ser observadas, como apresentada em Dutra (2003). Vale observar também que a trajetória

futura  $w(t+j)$  pode ser uma constante  $w$  ou sofrer variações conhecidas (como na robótica) e o GPC é capaz de lidar com ambos os casos (Clarke *et al.*, 1987a). A função custo do GPC é a representação matemática do erro entre o sinal de saída previsto e a trajetória de referência futura, incluindo o esforço de controle. O objetivo dessa estratégia é computar a seqüência de controle futura  $u(t), u(t+1), \dots$ , de tal forma que o sinal de saída futuro  $y(t+j)$  seja levado a seguir o sinal de referência  $w(t+j)$ , ao mesmo tempo em que se penaliza o esforço de controle para que este não atinja valores excessivos. Considerando um sistema com atraso de transporte de  $d$  períodos de amostragem, o sinal de controle tem efeito a partir do instante  $d+1$ . Desse modo, pode-se definir o horizonte mínimo de predição como  $N_1 = d + 1$ . Caso  $d$  seja desconhecido ou variável,  $N_1$  pode ser ajustado em 1, sem que se perca a estabilidade. O horizonte máximo  $N_2$  é definido tomando-se como base o tempo de subida (*rise-time*) do sistema, onde se adota  $N_2 = d + N$ . *A priori*  $N_u$  é definido como  $N_u = N$ .

A partir de (3.5), considera-se as seguintes  $N$  predições ótimas:

$$\begin{aligned}
 \hat{y}(t+d+1|t) &= G_{d+1}\Delta u(t) + F_{d+1}y(t) \\
 \hat{y}(t+d+2|t) &= G_{d+2}\Delta u(t+1) + F_{d+2}y(t) \\
 &\vdots \\
 \hat{y}(t+d+N|t) &= G_{d+N}\Delta u(t+N-1) + F_{d+N}y(t)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Observa-se que é possível agrupar os valores conhecidos até  $t$  num único vetor, definido como a resposta livre do sistema, ou seja,

$$\mathbf{f} = \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u(t-1) + \mathbf{F}(z^{-1})y(t) \tag{3.8}$$

onde

$$\mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1} - \dots - g_{N-1} z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+2}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{d+N}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

Definindo-se

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+d+1|t) \\ \hat{y}(t+d+2|t) \\ \vdots \\ \hat{y}(t+d+N|t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix}$$

a predição pode ser expressa na forma vetorial como

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (3.9)$$

Rescrevendo a função custo (3.6) na forma vetorial tem-se

$$J = (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \quad (3.10)$$

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H}\mathbf{u} + \mathbf{b}^T \mathbf{u} + \mathbf{f}_0$$

onde

$$\mathbf{w} = [w(t+d+1) \quad w(t+d+2) \quad \dots \quad w(t+d+N)]^T.$$

$$\mathbf{H} = 2(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})$$

$$\mathbf{b}^T = 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G}$$

$$\mathbf{f}_0 = (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w})$$

Assumindo que não há restrições, calcula-se o mínimo da função custo fazendo

$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{u}} = 0$ , e obtém-se a seguinte expressão para o sinal de controle:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{H}^{-1}\mathbf{b} = (\mathbf{G}^T\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^T(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (3.11)$$

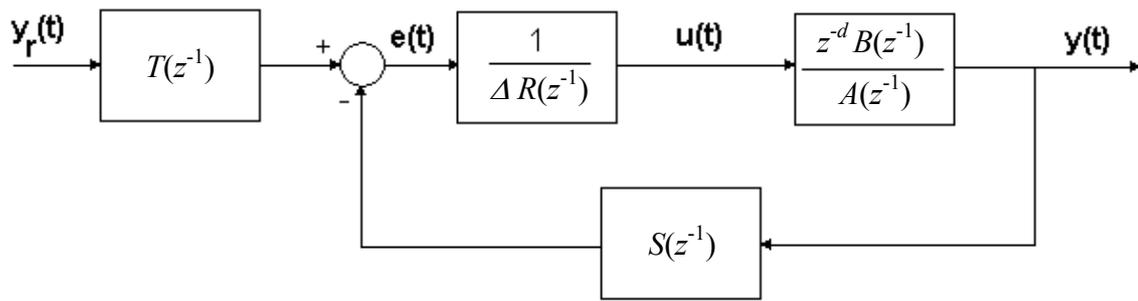
Apenas o primeiro sinal de controle é aplicado, e a lei de controle final do GPC pode ser expressa como:

$$\Delta u(t) = \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (3.12)$$

onde  $\mathbf{K}$  é a primeira linha da matriz  $(\mathbf{G}^T\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}^T$ . Apenas o primeiro elemento do vetor  $\mathbf{u}$  é aplicado no instante  $t$  e o procedimento de cálculo é repetido a cada período de amostragem.

A solução envolve a inversão (ou triangularização) de uma matriz  $N \times N$  e, num caso não-adaptativo, a inversão é processada uma única vez. No entanto, numa versão auto-ajustável, em que a inversão é processada a cada período de amostragem, o esforço computacional envolvido pode ser excessivo. O conceito de horizonte de controle é introduzido no intuito de reduzir o montante de cálculo computacional necessário, assumindo que os sinais de controle projetados são constantes a partir de  $N_u > N$ , esta é uma característica herdada do método do DMC – *Dynamic Matrix Control*, de Cutler e Ramaker (1980). Essa estratégia leva a uma inversão de uma matriz  $N_u \times N_u$ , que reduz o esforço computacional, porém restringe a eficácia do GPC. Outras soluções para reduzir o tempo de cálculo têm sido propostas, como por exemplo, o uso de redes neurais (Quero e Camacho, 1990).

Pode-se obter a relação em malha fechada para a estratégia de controle GPC. Representa-se o sistema em malha fechada através da estrutura clássica RST, ilustrado pela **Figura 3.1**.



**Figura 3.1:** Estrutura clássica RST.

A lei de controle referente ao sistema pode ser escrita como

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})w(t) - S(z^{-1})y(t) \quad (3.13)$$

onde  $R$ ,  $S$  e  $T$  são polinômios em  $z^{-1}$ . A lei de controle pode ser considerada como uma composição de um termo *feedforward* ( $T/R$ ) e um termo *feedback* ( $S/R$ ). Assim, é possível obter a função de transferência para o sistema em malha fechada e, a partir desta, derivar propriedades como estabilidade e robustez (Camacho e Bordons, 1999).

Logo, a lei de controle é expressa como:

$$\begin{aligned} \Delta u(t) &= \mathbf{K}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) = \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i [w(t+i) - f(t+i)] \\ &= \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i w(t+i) - \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i \frac{I_i(z^{-1})}{C(z^{-1})} \Delta u(t-1) - \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i \frac{F_i(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) \end{aligned}$$

Reordenando tem-se

$$\left[ C + z^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i \right] \Delta u(t) = C \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i w(t) - \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i y(t) \quad (3.14)$$

Considera-se que a trajetória de referência futura mantém-se constante ou de evolução desconhecida no horizonte em questão e, por isso,  $y(t+1)$  é tomado igual a  $w(t)$ . O primeiro termo do segundo membro da igualdade pode ser expresso como  $C \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i z^i w(t)$ , permitindo que as relações seguintes alterem-se de forma suave.

Comparando-se as expressões (3.13) e (3.14), pode-se obter os seguintes valores de  $R$  e  $S$ :

$$R(z^{-1}) = \frac{\left[ C + z^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i \right]}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i}$$

$$S(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i}$$

A partir da lei de controle expressa pela equação (3.13) incluída no modelo da planta, equação (3.1), pode-se obter a equação característica do sistema em malha fechada (Camacho e Bordons, 1999).

### 3.3 Estratégia de PID Preditivo baseado em GPC

A técnica de controle PID continua sendo uma estratégia muito popular em aplicações industriais. Dentre as diversas técnicas de controle disponíveis, a estratégia está presente por mais de 50 anos e ainda é usada largamente. Para a maioria dos problemas de controle enfrentados pela indústria, o controlador PID provê suficiente habilidade e confiabilidade comprovadas em campo (Miller *et al.*, 1999; Kwok *et al.*, 2000). Entretanto, muitos processos industriais possuem dinâmicas de difícil tratamento, caracterizadas por atrasos de transporte significantes em relação à constante de tempo, freqüentes perturbações, não-linearidades e restrições (Miller *et al.*, 1999). Frente a essas dificuldades, o controlador PID perde rapidamente sua eficácia e é capaz, apenas, de ser reajustado a fim de manter a estabilidade em malha fechada, resultando em uma resposta lenta e de desempenho inadequado. Assim, para manter a operacionalidade das malhas em condições ótimas pode ser necessário o projeto de controladores avançados, com habilidades preditivas por exemplo, com o custo de maior complexidade estrutural.

Se comparado com a atuação do PID, o difundido uso e sucesso das aplicações MBPC descritas na literatura (Cutler e Ramaker, 1980; Clarke e Scattolini, 1991; Santos, 1998, Almeida, 2002) confirmam um desempenho superior ao controle convencional desta estratégia frente a dinâmicas como atraso de transporte, restrições, mudanças no modelo do processo (com exceção de não-linearidades). No entanto, mesmo com excelentes resultados (Cutler e Ramaker, 1980; Clarke *et al.*, 1987b), a técnica de MBPC ainda não é utilizada em muitos processos com tais características. Isso se deve primeiramente ao fato de que os elevados custos de licenciamento, comissão e *hardware* do controlador MBPC disponível comercialmente, requererem significativa demonstração de benefícios econômicos obtidos, o que é difícil de quantizar no estágio de execução. Além disso, um período longo de manutenção do MBPC exige um alto nível de especialidade, comparado com a manutenção de um controlador PID, limitando sua viabilidade prática (Miller *et al.*, 1999).

No intuito de promover o encontro entre a crescente demanda por qualidade dos sistemas de controle, o controle PID preditivo surge como uma alternativa ao emprego de *software* especializado na aplicação de controle avançado.

Na mesma década em que foi apresentado o GPC, aparecem as propostas mais aceitas pelo meio acadêmico buscando o compromisso entre habilidade preditiva de controladores avançados e a simplicidade do PID. Estudos de controladores preditivos GMV (*Generalized Minimum Variance*) na estrutura PID são propostos em Cameron e Seborg (1983), Gawthrop (1986) e Radke e Isermann (1987). Recentemente, especialmente a partir de trabalhos envolvendo o GPC, a estratégia vem gradualmente ganhando atenção e se revelando um ramo promissor da pesquisa em controle preditivo (Miller *et al.*, 1999; Clarke *et al.*, 1987a; Lu *et al.*, 2001).

A seguir, apresenta-se um algoritmo de controle PID baseado na relação entre as leis de controle PID e GPC, e proposta por Asano e Yamamoto (2001). No projeto do algoritmo de controle PID baseado em GPC, o modelo a ser considerado é dado por:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) \quad (3.15)$$

onde  $y(t)$  e  $u(t)$  são os sinais de saída e de controle, respectivamente.  $A$  e  $B$  são dados por

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}$$

sendo os parâmetros  $a_i$  e  $b_i$  conhecidos *a priori* (ou desconhecidos e estimados por algoritmos recursivos). A ordem do polinômio  $B(z^{-1})$  é dada por  $m$ .

Para a lei de controle PID utiliza-se a seguinte equação:

$$\Delta u(t) = \frac{k_c(t)T_s}{T_I} e(t) - k_c(t) \left( \Delta + \frac{T_D}{T_s} \Delta^2 \right) y(t) \quad (3.16)$$

onde  $k_c(t)$ ,  $T_I$  e  $T_D$  são o ganho proporcional, tempo integral e tempo derivativo, respectivamente, enquanto  $T_s$  é o intervalo de amostragem. O sinal  $e(t)$  indica o erro e é

definido por  $e(t) = w(t) - y(t)$ , com  $w(t)$  o sinal de referência e apenas o ganho proporcional  $k_c(t)$  é variante no tempo. O termo  $\Delta$  denota o operador a diferenças definido por  $\Delta = 1 - z^{-1}$ .

Pode-se reescrever a lei de controle como:

$$L(z^{-1})y(t) + \Delta u(t) - \frac{k_c(t)T_s}{T_I} w(t) = 0 \quad (3.17)$$

onde  $L(z^{-1})$  é definido por:

$$\begin{aligned} L(z^{-1}) &= k_c(t) \left\{ \left( 1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right) - \left( 1 + \frac{2T_D}{T_s} \right) z^{-1} + \frac{T_D}{T_s} z^{-2} \right\} \\ &= k_c(t) L'(z^{-1}) \end{aligned}$$

A função custo a ser utilizada para a obtenção da lei de controle GPC é (Camacho e Bordons, 1999):

$$J(N) = \sum_{j=1}^N [\hat{y}(t+j|t) - w(t)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^N [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.18)$$

onde  $N$  é o horizonte de predição e  $\lambda$  é a ponderação de controle. Então, pela minimização da função custo, equação (3.18), deriva-se a seguinte equação de controle:

$$\sum_{j=1}^N p_j F_j(z^{-1})y(t) + \left\{ 1 + z^{-1} \sum_{j=1}^N p_j S_j(z^{-1}) \right\} \Delta u(t) - \sum_{j=1}^N p_j w(t) = 0 \quad (3.19)$$

A lei de controle GPC, na sua estrutura RST, pode ser reescrita por:

$$\sum_{j=1}^N p_j F_j(z^{-1})y(t) + X(z^{-1})\Delta u(t) - \sum_{j=1}^N p_j w(t) = 0 \quad (3.20)$$

onde  $X(z^{-1})$  é definido por:

$$\begin{aligned} X(z^{-1}) &= 1 + z^{-1} \sum_{j=1}^N p_j S_j(z^{-1}) \\ &= 1 + x_1 z^{-1} + x_2 z^{-2} + \dots + x_m z^{-m} \end{aligned}$$

A partir da comparação das leis de controle PID e GPC, respectivamente dadas por (3.17) e (3.20), tem-se:

$$\begin{cases} \tilde{k}_c L'(z^{-1}) = \sum_{j=1}^N p_j F_j(z^{-1}) \\ \frac{\tilde{k}_c T_s}{T_I} = \sum_{j=1}^N p_j \end{cases} \quad (3.21)$$

onde  $\tilde{k}_c = X(z^{-1})k_c(t)$ . Definindo-se o somatório na primeira igualdade em (3.21) como

$$\sum_{j=1}^N p_j F_j(z^{-1}) = \tilde{f}_0 + \tilde{f}_1 z^{-1} + \tilde{f}_2 z^{-2} \quad (3.22)$$

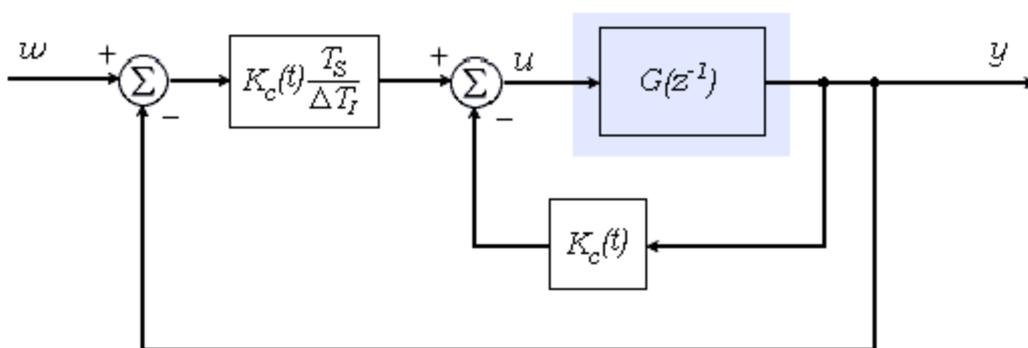
então, as constantes  $\tilde{k}_c$ ,  $T_I$  e  $T_D$  são então calculadas por

$$\begin{cases} \tilde{k}_c = -(\tilde{f}_1 + 2\tilde{f}_2) \\ T_I = -\frac{\tilde{f}_1 + 2\tilde{f}_2}{\tilde{f}_0 + \tilde{f}_1 + \tilde{f}_2} T_s \\ T_D = -\frac{\tilde{f}_2}{\tilde{f}_1 + 2\tilde{f}_2} T_s \end{cases} \quad (3.23)$$

Uma vez calculados os parâmetros, obtém-se a cada instante o valor de  $k_c(t)$  dado por:

$$k_c(t) = \tilde{k}_c - x_1 k_c(t-1) - \dots - x_m k_c(t-m) \quad (3.24)$$

Em processos de primeira ordem, o algoritmo pode ser simplificado e pelo fato de ser nula a componente  $f_2$  no polinômio  $F_j(z^{-1})$ , obtendo-se um valor nulo para a componente derivativa  $T_D$ . É possível, então, representar a estrutura para o controle de processos de primeira ordem conforme apresentado na **Figura 3.2**.



**Figura 3.2:** Diagrama do sistema GPC-PI.

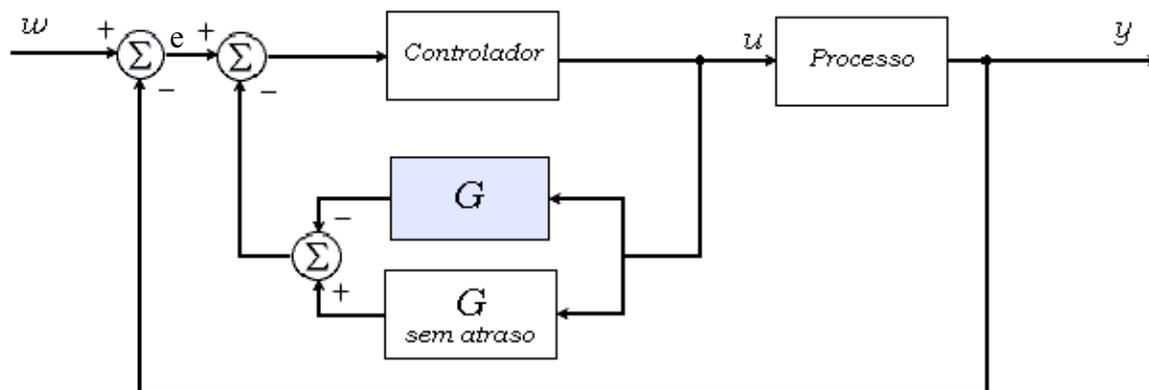
## 3.4 Estratégia PI Preditivo

A componente derivativa do controlador PID pode ser interpretada como a predição do erro. No entanto, a predição pela derivação do sinal medido não é apropriada quando o processo apresenta grandes atrasos de transporte. Quando um controle PID é aplicado nesse tipo de problema, desativa-se a componente derivativa, deteriorando o desempenho do controle (Hägglund, 1996; Miller *et al.*, 1999).

Quando a informação do sinal medido não é suficiente ou pouco confiável para a predição em processos com grandes atrasos, a predição deve basear-se no sinal de controle, junto a um modelo do processo. Em algumas estratégias realiza-se uma simulação do processo no controlador, e tais controladores são denominados compensadores de atraso de transporte (*Dead Time Compensators* ou DTC). As pesquisas mostram que os compensadores de atraso de transporte são os algoritmos mais pesquisados (Almeida, 2002; Dutra, 2003) dentre as técnicas de controle avançadas, seguidos pelos MBPC's (Hägglund, 1996; Camacho e Bordons, 1999).

A seguir, apresenta-se um controlador compensador de atraso com apenas três parâmetros ajustáveis, cuja simplicidade de sintonia compara-se ao PID convencional. O controlador também pode ser classificado como um MBPC e é denominado PI Preditivo (*Predictive PI* ou PPI) (Hägglund, 1996).

A estrutura do PPI assemelha-se ao projeto clássico do Preditor de Smith, o mais popular dos compensadores de atraso de transporte (**Figura 3.3**). Nesse compensador, a saída do controlador é alimentada por um modelo do processo e pelo mesmo modelo sem o atraso. Desse modo o controlador age, numa situação ideal de uma modelagem perfeita, no processo como se houvesse atraso. O controle efetivo é alcançado ao permitir que o controlador atue na predição do sinal medido  $y(t + L)$ , onde  $L$  é o atraso de transporte.



**Figura 3.3:** Estrutura em diagramas de blocos do Preditor de Smith.

O controlador implementado é um PI, já que a função preditiva da parcela derivativa é executada pelo compensador. Usando um modelo simples de primeira ordem, o Preditor de Smith requer cinco parâmetros a serem determinados. Sem uma sistemática de identificação do processo, os cinco parâmetros ( $K_c$ ,  $T_I$ ,  $K_p$ ,  $\tau$  e  $L$ ) tornam-se difíceis de serem sintonizados, o que leva a um aumento na complexidade operacional.

Na estrutura do controlador PPI, por sua vez, a seleção dos parâmetros do modelo é determinada pelo próprio algoritmo, baseados nos parâmetros do PI clássico, reduzindo em dois a quantidade de parâmetros de ajuste (a estrutura do PPI assemelha-se ao projeto clássico do Preditor de Smith). Assume-se que o controlador usado é um PI da forma

$$\Delta u(t) = \frac{K_c T_S}{T_I} e(t) + K_c \Delta e(t)$$

onde  $K_c$  e  $T_I$  são o ganho proporcional e tempo integral, respectivamente, enquanto  $T_S$  é o intervalo de amostragem e  $\Delta$  denota o operador a diferenças dado por  $\Delta = 1 - z^{-1}$ .

O PPI utiliza um modelo de primeira ordem na representação da planta. Na sua forma mais comum, tem-se o seguinte modelo contínuo:

$$Y(s) = \frac{K_p}{1 + \tau s} e^{-Ls} U(s) \quad (3.25)$$

$$G(s) = \frac{K_p}{1 + \tau s} e^{-Ls}$$

onde  $Y(s)$  e  $U(s)$  são as transformadas de Laplace dos sinais de saída  $y(t)$  e de controle  $u(t)$ , respectivamente. Por sua vez  $K_p$ ,  $\tau$  e  $L$  são o ganho estático, a constante de tempo e o atraso de transporte do processo, respectivamente.

Segundo a estrutura de projeto do Preditor de Smith tem-se

$$\begin{aligned} u(t) &= G_c [e(t) + G_p u(t) - G_p e^{Ls} u(t)] \\ u(t) &= K_c \left( 1 + \frac{T_S}{\Delta T_I} \right) \left\{ e(t) + \left( \frac{K_P T_S}{T_S + \Delta \tau} \right) e^{-u(t)} - \left( \frac{K_P T_S}{T_S + \Delta \tau} \right) u(t) \right\} \\ u(t) &= K_c \left( 1 + \frac{T_S}{\Delta T_I} \right) \left\{ e(t) + \left( \frac{K_P T_S}{T_S + \Delta \tau} \right) [u(t-L) - u(t)] \right\} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Na equação (3.26) o termo  $u(t-L)$  deve ser entendido como uma representação do efeito do atraso  $L$  no sinal de controle  $u(t)$ . Apenas os parâmetros  $K_c$ ,  $T_I$  e  $L$  são ajustados pelo operador enquanto o ganho  $K_p$  e a constante de tempo  $\tau$  são obtidos.

Sejam as seguintes considerações:

- no controlador compensador de atraso, o PI pode ser ajustado como se não houvesse atraso;
- a constante de tempo do processo  $\tau$  e o ganho  $K_c$  do controlador são independentes;
- ganho do processo  $K_p$  e o tempo integral  $T_I$  são independentes;
- ganho do controlador deve ser inversamente proporcional ao ganho do processo, a fim de garantir valores realizáveis em malha fechada;
- tempo integral é proporcional a constante de tempo.

Assim, o ganho  $K_p$  do modelo é determinado pelo ganho  $K_c$  do controlador e a constante de tempo do modelo  $\tau$  é determinada pelo ganho integral  $T_I$  do controlador, isto é,

$$\begin{aligned} K_p &= v / K_c \\ \tau &= \eta T_I \end{aligned} \quad (3.27)$$

onde  $v$  e  $\eta$  são constantes de projeto. Substituindo-se a equação (3.27) em (3.25), obtém-se a lei de controle PPI, que pode ser expressa por:

$$u(t) = K_c \left( 1 + \frac{T_S}{\Delta T_I} \right) e(t) - \frac{v(T_S + \Delta T_I)}{\Delta T_I \left( 1 + \frac{\eta \Delta T_I}{T_S} \right)} (u(t) - u(t - L)) \quad (3.28)$$

O modelo selecionado é de primeira ordem com atraso de transporte. Assim, para o controlador é possível aumentar ao máximo o ganho proporcional e aproximar ao máximo de zero o tempo integral, sem haver problemas de estabilidade. No entanto, os erros de modelagem e os ruídos de alta frequência limitam esses valores. Para atender as especificações de um sistema criticamente amortecido, os valores de  $v$  e  $\eta$  são ajustados em 1 (um). Além disso, é comum aplicar a ação proporcional do controlador apenas no sinal de saída, ao invés de ser aplicada em todo o sinal de erro, gerando uma resposta mais suave para mudanças de referência. Portanto,

$$u(t) = K_c \left( -y(t) + \frac{T_S}{\Delta T_I} e(t) \right) - \frac{T_S}{\Delta T_I} (u(t) - u(t - L)) \quad (3.29)$$

A equação discreta do PPI pode ser obtida admitindo-se o modelo em sua forma discreta e representado por

$$y(t) = \frac{bz^{-1}}{1 - az^{-1}} z^{-d} u(t)$$

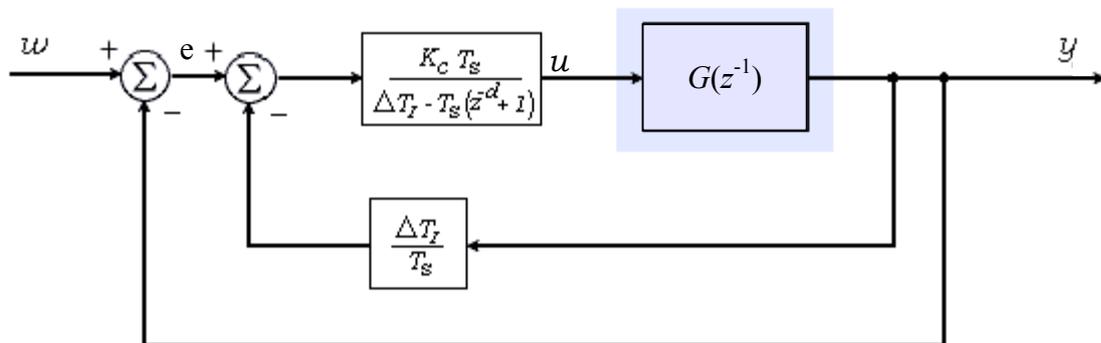
$$G(z^{-1}) = \frac{bz^{-1}}{1-az^{-1}} z^{-d}$$

onde  $d$  é o atraso discreto. Os parâmetros  $a$ ,  $b$  e  $d$  podem ser derivados dos parâmetros contínuos, resultando nas seguintes igualdades:  $a = e^{-\frac{T_s}{\tau}}$ ,  $b = k_p(1-a)$ ,  $d = \frac{L}{T_s}$ .

A lei de controle PPI digital é expressa por

$$u(t) = \frac{K_C T_s}{\Delta T_I - T_s(1+z^{-d})} \left[ e(t) - \frac{\Delta T_I}{T_s} y(t) \right] \quad (3.30)$$

e a estrutura do PI Preditivo pode ser descrita pelo diagrama de blocos da **Figura 3.4**.



**Figura 3.4:** Estrutura em diagramas de blocos do PI Preditivo.

## 3.5 Estratégia MVC-PID com Compensador

Em processos com atraso de transporte relativamente grande e incertezas por erro de modelagem tem-se dificuldades no ajuste dos parâmetros de controladores PID. Nesses casos, com parâmetros variantes no tempo ou desconhecidos, é comum a aplicação de métodos de controle auto-ajustável (Ohnishi *et al.*, 2000).

Em algumas aplicações, o controle de variância mínima (*Minimum Variance Control* ou MVC) apresenta vantagem sobre outras técnicas auto-ajustáveis, pela simplicidade de sua estrutura e a facilidade no ajuste dos parâmetros de controle. A estrutura MVC, no entanto, requer o conhecimento *a priori* do atraso de transporte do processo, além de limitar-se a sistemas de fase-mínima (Ohnishi *et al.*, 2000).

A seguir, apresenta-se uma alternativa, proposta em Ohnishi *et al.* (2000), voltada para sistemas com parâmetros desconhecidos e/ou atraso de transporte. Assim, um controlador PID é projetado com base na relação entre as leis MVC e PID, levando em conta a presença de um compensador de atraso “*feedforward*” em paralelo ao sistema.

### 3.5.1 Projeto do Controlador

Considere um sistema SISO descrito pelo seguinte modelo discreto:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-(k_m+1)}B(z^{-1})u(t) \quad (3.31)$$

onde  $y(t)$  e  $u(t)$  são os sinais de saída e de controle, respectivamente;  $k_m$  é o atraso de transporte mínimo estimado (não-negativo). Os polinômios  $A$  e  $B$  em  $z^{-1}$  são de ordem 1 e  $(nb+1)$ , respectivamente, e dados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \end{aligned} \quad (3.32)$$

O atraso  $k_m$  é desconhecido, porém projetado a fim de satisfazer a inequação  $0 \leq k_m \leq d \leq k_m + nb$ , onde  $d$  denota o atraso real. Caso nenhuma informação sobre o atraso seja conhecida inicialmente, então se ajusta  $k_m = 0$ .

Quando o objeto de controle é um sistema de fase não-mínima ou o atraso é desconhecido, um sistema MVC pode não ser sempre eficaz. Logo, um compensador  $H(z^{-1})$  é adicionado em paralelo ao objeto de controle para ser aplicado à lei de controle de variância mínima para o sistema aumentado, cuja saída é dada por  $y_a(t)$  (Ohnishi *et al.*, 2000).

### 3.5.2 Projeto do Compensador de Atraso Via MVC

O compensador de atraso  $H(z^{-1})$  é projetado de tal forma que o sistema aumentado seja livre de atraso e não possua zeros instáveis, o que viabiliza a aplicação do controle de variância mínima MVC. Além disso, a saída do sistema aumentado,  $y_a(t)$ , deve aproximar-se assintoticamente da saída da planta,  $y(t)$ , sendo necessário que a saída do compensador se aproxime de zero em regime permanente.

Seja o compensador  $H(z^{-1})$  dado por

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-1}\Delta D(z^{-1})}{C(z^{-1})} \quad (3.33)$$

$$y_c(t) = H(z^{-1})u(t)$$

onde  $y_c(t)$  é o sinal de saída do compensador e  $\Delta$  denota o operador a diferenças definido por  $\Delta = 1 - z^{-1}$ . Os polinômios C e D em  $z^{-1}$  são de ordem 1 e  $(k_m + nb - 1)$ , respectivamente, dados por:

$$\left. \begin{aligned} C(z^{-1}) &= c_o + c_1 z^{-1} \\ D(z^{-1}) &= 1 + \dots + d_{k_m+nb-1} z^{-(k_m+nb-1)} \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Os polinômios  $C(z^{-1})$  e  $D(z^{-1})$  são projetados para satisfazer a seguinte relação:

$$S(z^{-1}) = \Delta D(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-k_m} C(z^{-1}) B(z^{-1}) \quad (3.35)$$

onde  $S(z^{-1})$  é um polinômio especificado pelo usuário, projetado como um polinômio de *Hurwitz*, e definido como

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1 z^{-1} \quad (3.36)$$

A saída do sistema aumentado é descrita como

$$y_a(t) = y_c(t) + y(t) = \frac{z^{-1} [\Delta D(z^{-1}) A(z^{-1}) + z^{-(k_m)} B(z^{-1}) C(z^{-1})]}{C(z^{-1}) A(z^{-1})} u(t)$$

$$y_a(t) = \frac{z^{-1} S(z^{-1})}{A(z^{-1}) C(z^{-1})} u(t) \quad (3.37)$$

ou então

$$y_a(t) = \frac{z^{-1} \beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})} u(t) \quad (3.38)$$

onde

$$\beta(z^{-1}) = \frac{S(z^{-1})}{c_o} = \beta_o + \beta_1 z^{-1} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned}\alpha(z^{-1}) &= \frac{A(z^{-1})C(z^{-1})}{c_o} \\ &= 1 + \frac{c_1 + a_1c_o}{c_o}z^{-1} + \frac{a_1c_1}{c_o}z^{-2} = 1 + \alpha_1z^{-1} + \alpha_2z^{-2}\end{aligned}\quad (3.40)$$

Como  $S(z^{-1})$  é um polinômio assintoticamente estável, o sistema composto não possui zeros instáveis. Além disso, a presença do integrador,  $\Delta$ , no compensador garante que a saída aproxime-se de zero quando  $t \rightarrow \infty$ , o que, por sua vez, permite que a saída do sistema composto  $y_a(t)$  aproxime-se de  $y(t)$ , mesmo na presença de ruído (Ohnishi *et al.*, 2000).

### 3.5.3 Lei de Controle PID Via MVC

O controlador PID é projetado para o sistema composto dado pela equação (3.38). A seguinte lei de controle PID é considerada:

$$\Delta u(t) = K_c \left[ \frac{T_S}{T_I} \{w(t) - y_a(t)\} - \left( 1 + \frac{\Delta}{\beta(z^{-1})} \frac{T_D}{T_S} \right) \Delta y_a(t) \right] \quad (3.41)$$

onde  $K_c$ ,  $T_I$  e  $T_D$  são o ganho proporcional, tempo integral e tempo derivativo, respectivamente, enquanto  $T_S$  é o intervalo de amostragem. O sinal  $w(t)$  denota o sinal de referência.

Reescreve-se a equação (3.41) como

$$\beta(z^{-1})\Delta u(t) = \frac{K_c T_S}{T_I} \beta(z^{-1})w(t) - \frac{K_c}{T_S T_I} \left[ \beta(z^{-1})T_S^2 + T_I \Delta \{ \beta(z^{-1})T_S + \Delta T_D \} \right] y_a(t)$$

Finalmente, denominando a parcela que é multiplicada por  $y_a(t)$  de  $L(z^{-1})$ , tem-se

$$L(z^{-1})y_a(t) + \Delta\beta(z^{-1})u(t) - \frac{L(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) = 0 \quad (3.42)$$

onde

$$\begin{aligned} L(z^{-1}) = & K_c \left[ \beta_0 + \frac{T_S}{T_I} \beta_0 + \frac{T_D}{T_S} \right] \\ & + K_c \left[ (\beta_1 - \beta_0) - 2\frac{T_D}{T_S} + \frac{T_S}{T_I} \beta_1 \right] z^{-1} + K_c \left[ -\beta_1 + \frac{T_D}{T_S} \right] z^{-2} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Note que, em regime permanente, obtém-se

$$L(1) = \frac{K_c T_S}{T_I} (\beta_0 + \beta_1)$$

Os polinômios de ponderação da lei MVC são definidos com base na lei de controle por alocação de pólos. Primeiramente, considera-se a seguinte função custo para a derivação da lei de controle MVC:

$$J = \left\{ T(z^{-1})y_a(t+1) - \frac{T(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) \right\}^2 \quad (3.44)$$

onde  $T(z^{-1})$  é o polinômio para alocação de pólos, especificado pelo usuário, e dado por

$$T(z^{-1}) = 1 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2} \quad (3.45)$$

Pela técnica de alocação de pólos, o sistema composto  $y_a(t)$  deve seguir a referência do modelo  $y_m(t)$  da seguinte forma:

$$y_m(t) = \frac{z^{-1}T(1)\beta(z^{-1})}{\beta(1)T(z^{-1})}w(t) \quad (3.46)$$

A seguir, minimizando-se a função custo  $J$  em relação a  $u(t)$ , isto é,

$$\frac{\partial J}{\partial u(t)} = 0$$

obtem-se

$$2 \left\{ T(z^{-1})y_a(t+1) - \frac{T(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) \right\} T(z^{-1}) \frac{\partial}{\partial u(t)} \{y_a(t+1)\} = 0$$

$$T(z^{-1})y_a(t+1) - \frac{T(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) = 0$$

$$T(z^{-1}) \frac{\beta(z^{-1})}{\alpha(z^{-1})} u(t) - \frac{T(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) = 0$$

Seja a seguinte identidade polinomial:

$$T(z^{-1}) = \Delta\alpha(z^{-1}) + z^{-1}F(z^{-1})$$

onde

$$F(z^{-1}) = f_o + f_1z^{-1} + f_2z^{-2}$$

A seguinte lei de controle é obtida:

$$F(z^{-1})y_a(t) + \Delta\beta(z^{-1})u(t) - \frac{T(1)}{\beta(1)}\beta(z^{-1})w(t) = 0 \quad (3.47)$$

Para o algoritmo de controle PID baseado na relação entre as leis de controle PID e MVC, tem-se:

$$F(z^{-1}) = L(z^{-1}) \quad (3.48)$$

Portanto, as constantes  $K_c$ ,  $T_I$  e  $T_D$  são então calculadas por:

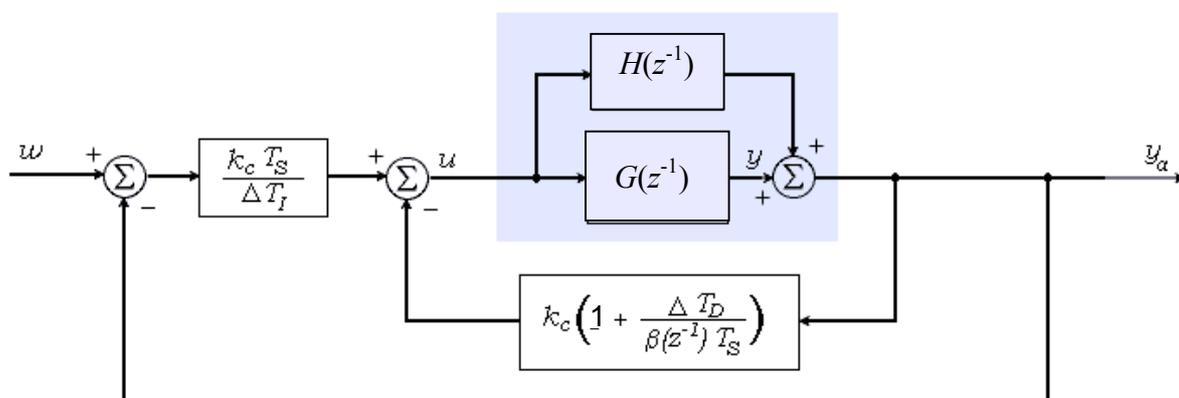
$$\left. \begin{aligned} K_c &= \frac{1}{\beta(1)} \left\{ \frac{\beta_1}{\beta(1)} (l_0 + l_1 + l_2) - (l_1 + 2l_2) \right\} \\ T_I &= \left\{ \frac{\beta_1}{\beta(1)} - \frac{(l_1 + 2l_2)}{(l_0 + l_1 + l_2)} \right\} \\ T_D &= \left\{ \frac{\beta^2(1)l_2}{\beta_1(l_0 + l_1 + l_2) - \beta(1)(l_1 + 2l_2)} + \beta_1 \right\} \end{aligned} \right\} \quad (3.49)$$

e a relação em malha fechada satisfaz

$$y_m(t) = \frac{z^{-(k_m+1)}\gamma\beta(z^{-1})C(z^{-1})}{T(z^{-1})}w(t) \quad (3.50)$$

onde  $\gamma = \frac{1}{c_o} \frac{L(1)}{\beta(1)}$ .

O diagrama de blocos do sistema total está representado na **Figura 3.5**.



**Figura 3.5:** Diagrama do sistema MVC-PID com compensador.

# Capítulo 4

## Resultados de Simulação

### 4.1 Condições dos Experimentos

A fim de se comparar as diferentes estratégias controle desenvolvidas no capítulo 3, para o modelo do laminador, uma série de simulações são realizadas e apresentadas neste capítulo. Os controladores estão implementados em *MatLab* e as simulações têm o auxílio do ambiente de simulação *Simulink*, da *Mathworks*.

O modelo apresentado no **Capítulo 2** é utilizado nas simulações. Para a seleção do período de amostragem de  $T_s = 1 \text{ msec}$  é utilizado o critério de 10% da constante de tempo (no caso,  $10 \text{ msec}$ ). Para os parâmetros da laminação a frio, aplica-se para o Módulo da Cadeira (*mill modulus*), o valor  $M = 5000 \text{ MN/m}$ , enquanto que para o Módulo do Material (*strip modulus*),  $W = 10000 \text{ MN/m}$ . A princípio não são considerados erros (incertezas no modelo) nestas constantes (Choi *et al.*, 1994; Hwang *et al.* 1996; Yun *et al.*, 1998; Goodwin, 2001).

Os laminadores simples, processando aço ou alumínio, geralmente produzem chapas com uma espessura final entre 0.2mm e 1.5mm, a partir de reduções em torno de 15% a 50% a cada passe na cadeira (Edwards *et al.*, 1995). Seleciona-se, para as simulações, uma espessura de entrada de  $H = 1.25 \text{ mm}$  e uma espessura desejada (de referência),  $h_{ref} = 1 \text{ mm}$ , ou seja, uma redução de 20%.

Laminando em alta velocidade, a cadeira opera tipicamente com velocidade de saída  $v(t)$  da chapa da ordem de 25m/seg (Edwards *et al.*, 1995). Pela lei de conservação de massa dada pela equação (2.32), e considerando uma redução de 20% na espessura da chapa, calcula-se uma velocidade de entrada em torno de  $V(t) = 20$  m/seg.

Supõe-se que o medidor de espessura (*gaumeter*) está localizado a 50cm da cadeira de laminação. Assim, estima-se um atraso de transporte de 25 *mseg*, o que equivale a um atraso discreto  $d$  em torno de 25 intervalos de amostragem. Para manter aproximadamente constante esse atraso, considera-se a velocidade de entrada devidamente controlada e mantida constante, como sugerido em Hwang *et al.*, (1996).

Admitindo-se a velocidade de entrada aproximadamente constante, é possível simular a perturbação da excentricidade  $\Delta S_p$  como um sinal cíclico, dado por:

$$\Delta S_p = A_e \cdot \text{sen}(\omega_e t)$$

onde  $A_e$  representa a amplitude do sinal e  $\omega_e$  é a frequência. Esta última, por sua vez, é função direta da velocidade de entrada e, geralmente, são encontrados valores entre 4 e 10 Hz. Nas simulações é usada uma frequência constante  $\omega_e = 10\text{Hz}$  e uma amplitude  $A_e = 40\text{mícrons}$ .

Tradicionalmente uma tolerância de  $\pm 2\%$  a  $\pm 5\%$  é aceita para a espessura da chapa. Com uma crescente ênfase no aprimoramento da qualidade e um estreitamento na tolerância de precisão das dimensões aceitas pelos compradores finais, atualmente uma tolerância de  $\pm 1\%$  é exigida para 99% do comprimento do rolo (Choi *et al.*, 1994; Edwards *et al.*, 1995). Para uma espessura de referência igual a 1mm, a espessura de saída da chapa deve se situar dentro do limite de  $h = 1 \pm 0.01\text{mm}$ , ou seja, um erro de  $\pm 10\mu\text{m}$ , segundo as exigências mais rígidas.

As variações na espessura ou na dureza da chapa, ao longo da laminação, são simuladas como uma perturbação de  $\Delta H = 0.25\text{mm}$ . Para variações na força, devido a algum dos fatores apresentados no capítulo 2, é simulada uma perturbação de  $\Delta f_p = 0.4 \text{ MN}$ .

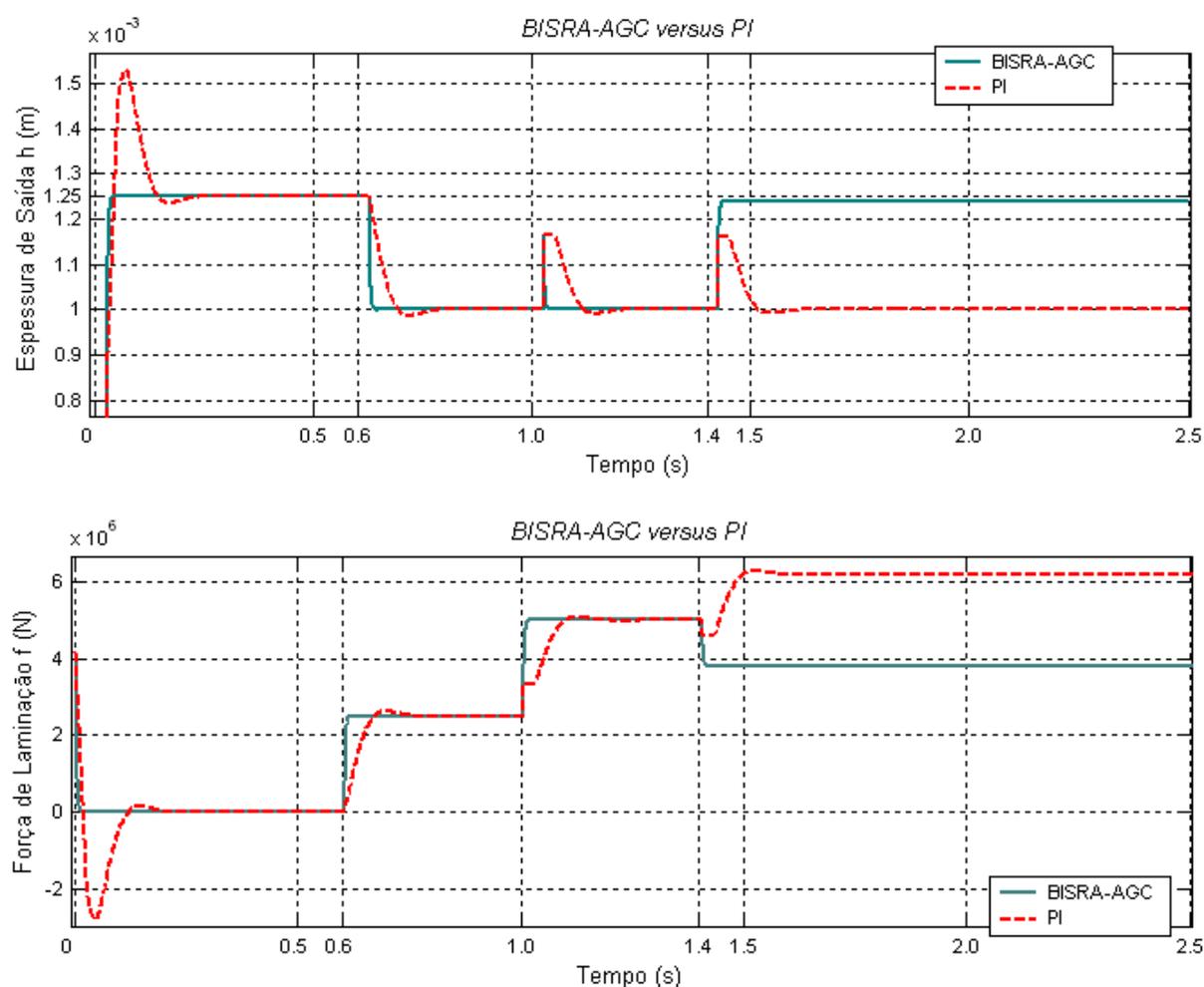
Assim, consideram-se os seguintes passos na simulação:

- em  $t = 0$ : aplica-se degraus iguais a  $1.25\text{mm}$ , para os sinais de espessura de referência  $h_{ref}$  e de espessura de entrada  $\Delta H$ , a fim de simular a situação em que a abertura entre os cilindros é igual a espessura de entrada da chapa; ressalta-se que um sinal senoidal de frequência  $\omega_e = 10\text{Hz}$  e uma amplitude  $A_e = 40\mu\text{m}$  é também aplicado a partir desse instante, simulando a excentricidade  $\Delta S_p$ ;
- em  $t = 0.6$ : um degrau de  $-0.25\text{mm}$  é aplicado na espessura de referência  $h_{ref}$ , simulando a redução de 20% na espessura de saída;
- em  $t = 1$ : um degrau de  $0.25\text{mm}$  é aplicado na espessura de entrada, simulando a perturbação (aumento) da espessura e/ou dureza de entrada  $\Delta H$  da chapa;
- em  $t = 1.4$ : um degrau de  $0.4 \text{ MN}$  é aplicado na força de laminação, simulando a perturbação (aumento) da força de laminação  $\Delta f_p$ .

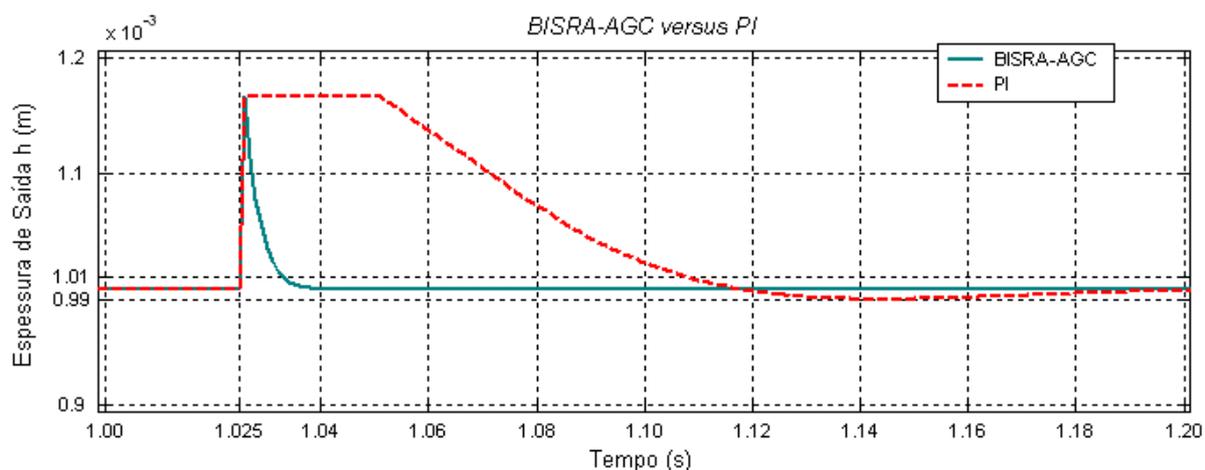
Com base nesses dados, diferentes estratégias de controle são simuladas junto ao modelo do laminador. São observados os efeitos do atraso de transporte e das perturbações na espessura de saída (objeto de controle) e na força de laminação (representando o esforço de controle). O efeito da excentricidade dos cilindros também é observado, detalhando-se a resposta do sistema em regime permanente. Ajustes finos nos parâmetros são realizados visando melhorar o desempenho na minimização de sobre-elevações, do tempo de resposta e do efeito da excentricidade.

## 4.2 Experimentos com o Estimador BISRA-AGC

Do princípio do AGC, pela medida da força de laminação e da abertura de cilindros, obtém-se a estimativa da espessura de saída  $h$ , contornando o problema do atraso de transporte. Comparando-se as respostas do sistema configurado com a estrutura BISRA-AGC e com uma estrutura de controle PI, pode-se observar a eliminação do efeito do atraso de transporte (na mudança de referência  $h_{ref}$  ou na perturbação das propriedades da chapa  $\Delta H$ ). Em contrapartida, observa-se também a incapacidade do estimador de se rejeitar a perturbação da força (Figuras 4.1 e 4.2).

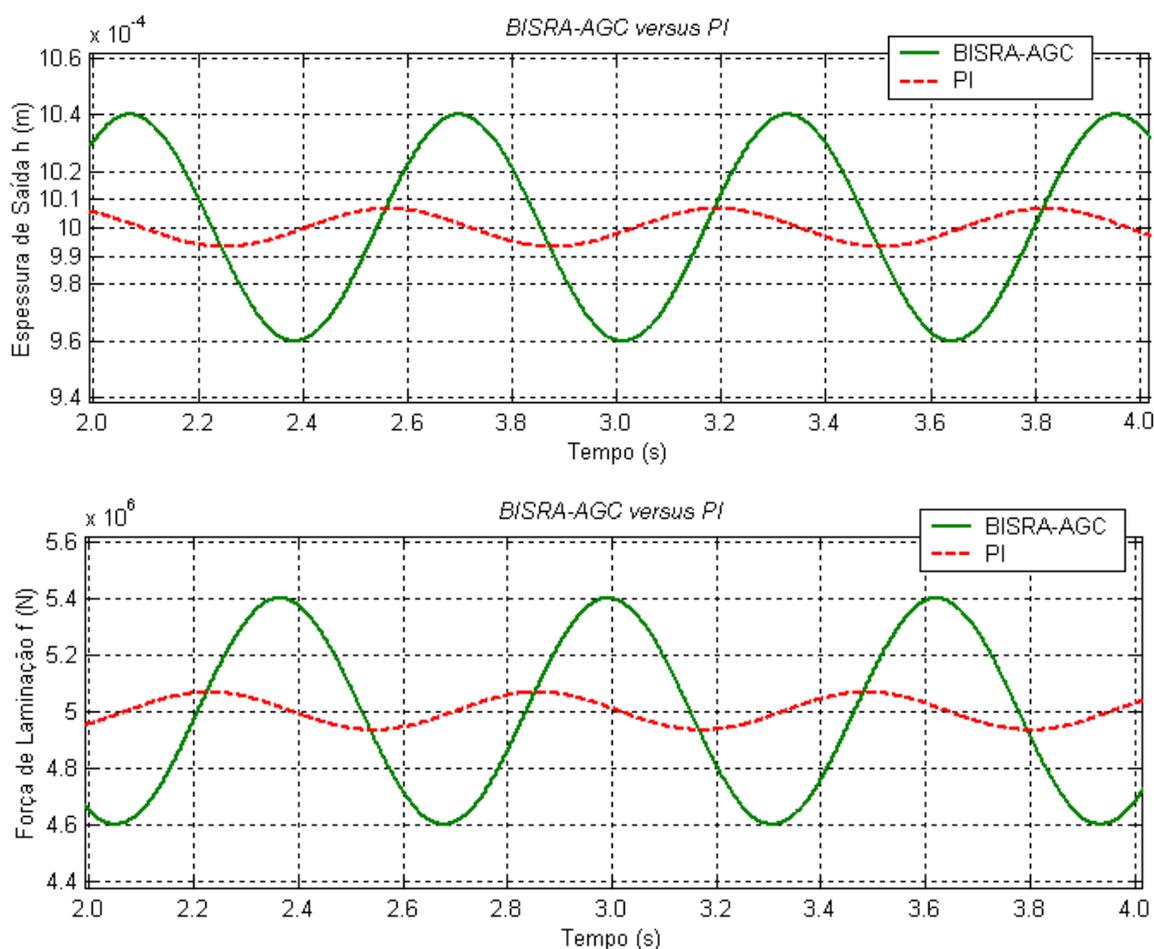


**Figura 4.1:** Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (excentricidade ignorada).



**Figura 4.2:** Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (detalhe).

Se a excentricidade é considerada, pode-se observar para o BISRA-AGC que a amplitude da perturbação aumenta em relação ao projeto PI (a perturbação da força é suprimida para possibilitar a comparação em regime permanente) (ver **Figura 4.3**).



**Figura 4.3:** Resposta do sistema BISRA-AGC x PI (excentricidade considerada).

É importante observar a influência do ganho do controlador no efeito da excentricidade. No caso da estrutura de controle PI um aumento do ganho (dentro dos limites definidos pela estabilidade na presença de atraso e pelo esforço aplicado) leva a uma resposta mais rápida no transitório, assim como a diminuição do efeito da excentricidade. Já na estrutura BISRA-AGC, os ganhos mais elevados são permitidos pela ausência do atraso promovendo respostas mais rápidas no transitório, a limitação advém do efeito da excentricidade.

Os valores positivos da excentricidade (pontos em que o cilindro é mais largo) provocam a diminuição da espessura. Ao mesmo tempo, o valor da força real varia positivamente, o que provoca, pelo princípio do AGC, uma diminuição da abertura entre os cilindros. Como consequência não só há o efeito natural da excentricidade como também uma ação falha do controle, amplificando o erro de deformação da chapa (Choi *et al.*, 1994; Goodwin, 2001). Quanto maior o ganho do controlador, maior é esse efeito.

Neste caso, o aumento da amplitude do erro é tal que a chapa produzida não atende as especificações de tolerância de  $\pm 10\mu\text{m}$  de espessura. Nota-se também uma oscilação acentuada na força de laminação, do qual se deduz uma variação grande no esforço empregado do sistema de ajuste hidráulico.

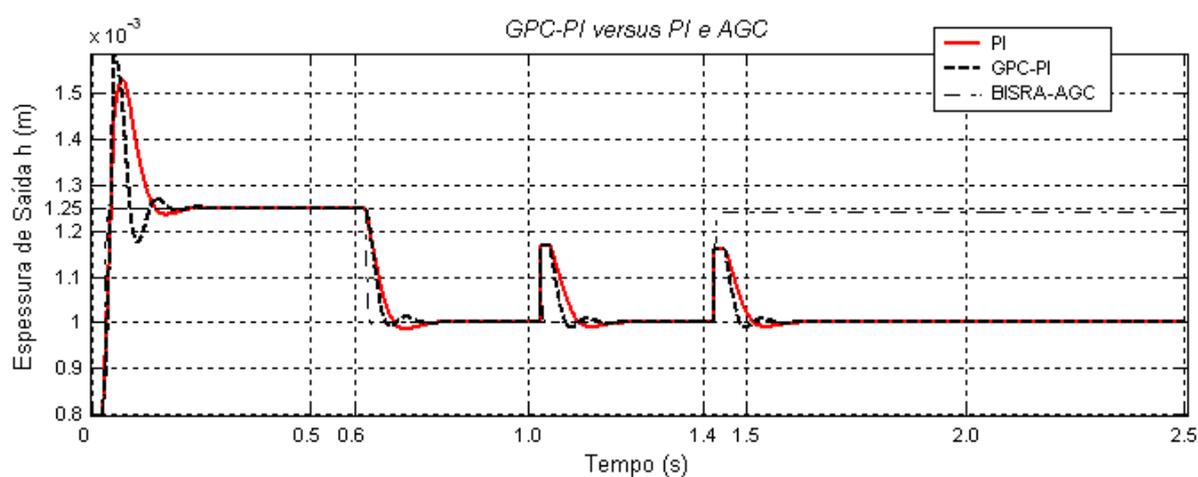
Em ambos os casos, os controladores são ajustados pela técnica da alocação de pólos (Ohnishi *et al.*, 2000). O tempo integral, se tratando de um controlador contínuo, é selecionado em  $T_I = 0.01$ , para as duas estruturas. Para o BISRA-AGC é selecionado um ganho proporcional  $K_c = 10$ , enquanto para a estrutura clássica,  $K_c = 0.6$ , sendo observado o atraso de transporte de  $d = 25$ .

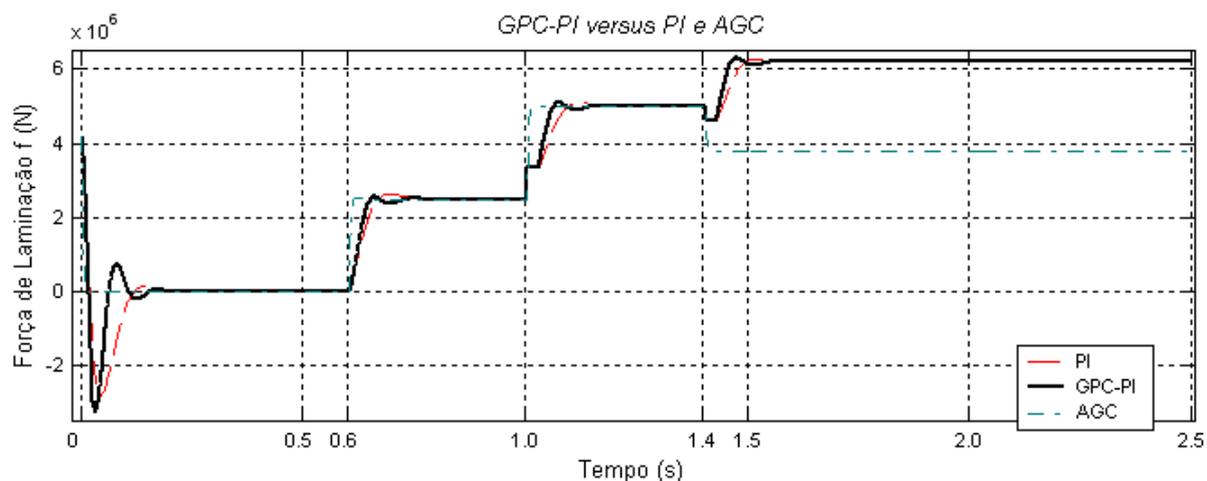
### 4.3 Experimentos com a Estratégia GPC-PI

Como observado, se tratando de um processo de primeira ordem, o ganho derivativo do GPC-PID é nulo. Assim, uma simplificação do algoritmo pode ser alcançada, levando a uma estrutura GPC-PI, representada pelo diagrama de blocos apresentado no **Capítulo 3**.

A sintonia do ganho proporcional  $K_c(t)$  e tempo integral  $T_I$  do PI é realizada pela comparação com a lei de controle GPC. Sendo assim, o ajuste é feito a partir dos parâmetros  $N$  e  $\lambda$ , o horizonte de predição e a ponderação de controle, respectivamente (**Figura 4.4**).

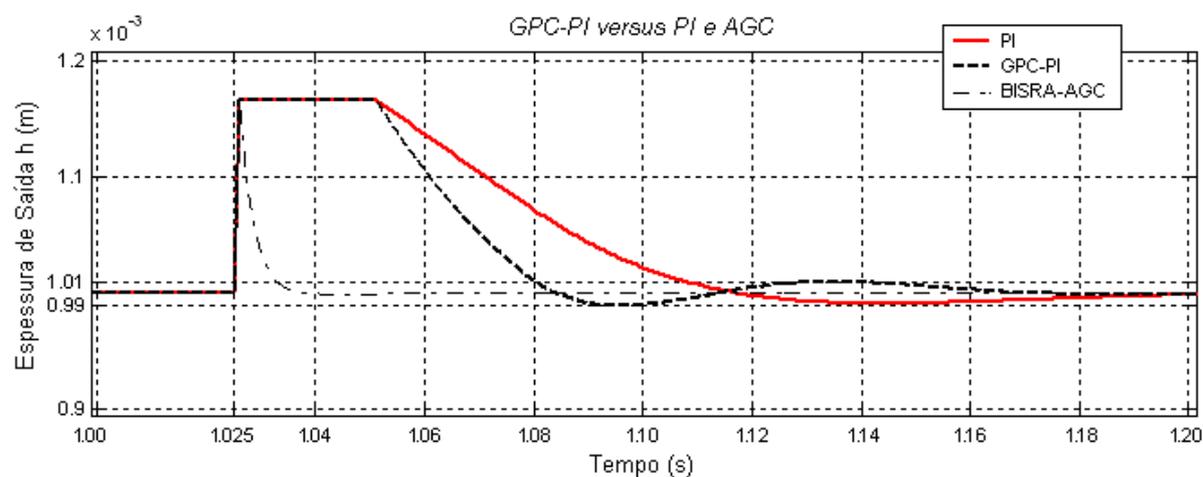
Para o atraso  $d = 25$ , são selecionados um horizonte de predição  $N = 5$  e um esforço de controle  $\lambda = 41$ . Isso implica, segundo o algoritmo apresentado, em um horizonte mínimo  $N_1 = 26$ , um horizonte de controle  $N_u = 5$  e um horizonte máximo  $N_2 = 30$ , parâmetros da sintonização do GPC para obtenção dos ganhos PI. São obtidos uma constante  $\tilde{k}_c = 0.27$  e o tempo integral  $T_I = 0.009$ . Vale observar que o ganho  $K_c(t)$  varia no transitório, convergindo em regime para 0.174.





**Figura 4.4:** Resposta do sistema GPC-PI x PI (excentricidade ignorada).

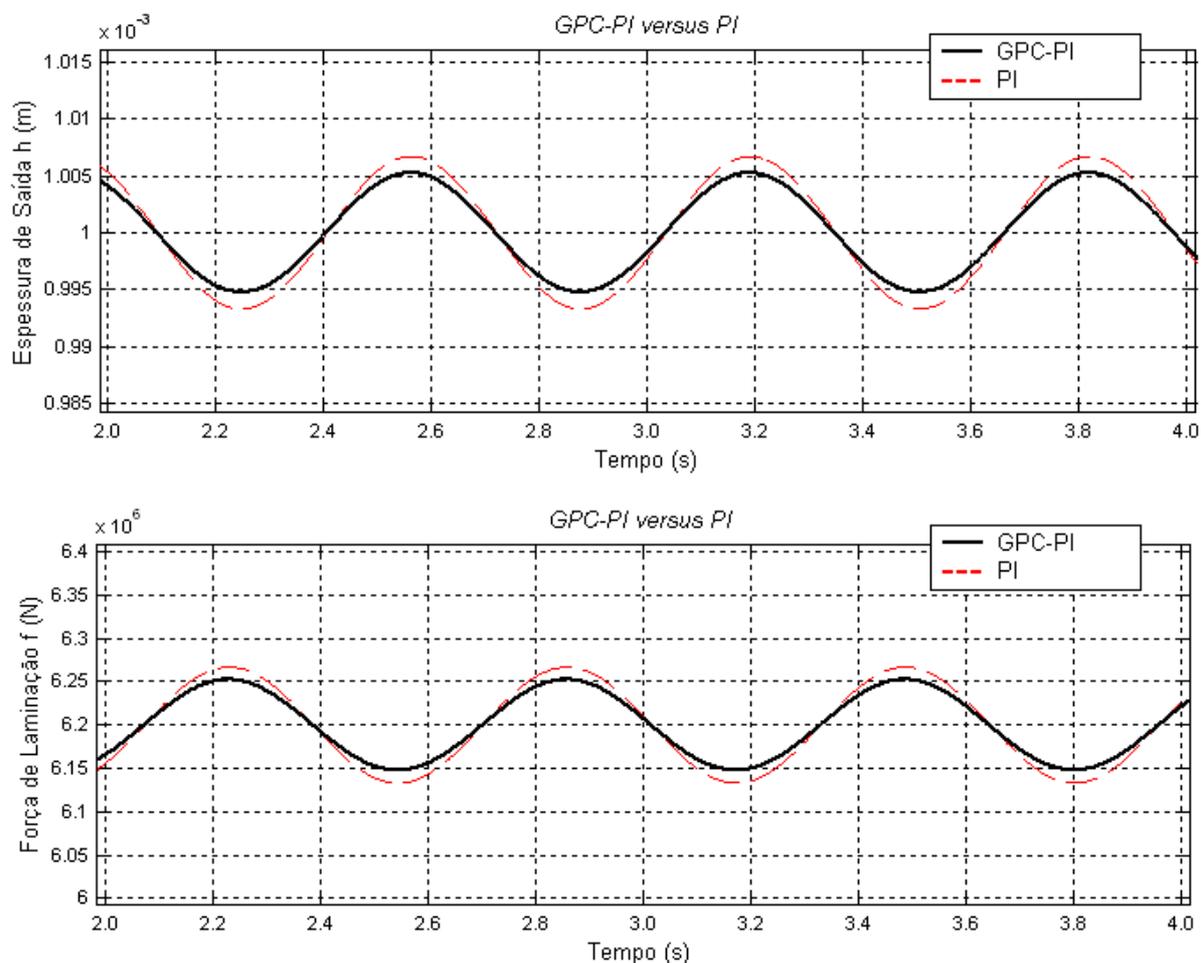
Em relação ao transitório, o tempo de resposta do GPC-PI apresenta-se pouco menor que o tempo alcançado pelo controlador PI clássico. Porém, considerando apenas o atraso de transporte, o BISRA-AGC mostra-se mais eficaz (**Figura 4.5**).



**Figura 4.5:** Resposta do sistema GPC-PI x PI (detalhe).

Pode-se obter uma amplitude menor do erro decorrente da excentricidade substituindo-se o PI clássico pelo GPC-PI. Mesmo intuitivamente é possível concluir que, aumentando a agressividade do controle (aumentando a predição  $N$  ou diminuindo a

ponderação  $\lambda$ ), valores ainda menores de amplitude podem ser alcançados. Deve-se apenas estar atento ao transitório (sobrepicos, ou instabilidade em casos extremos) (**Figura 4.6**).



**Figura 4.6:** Resposta do sistema GPC-PI x PI (excentricidade considerada).

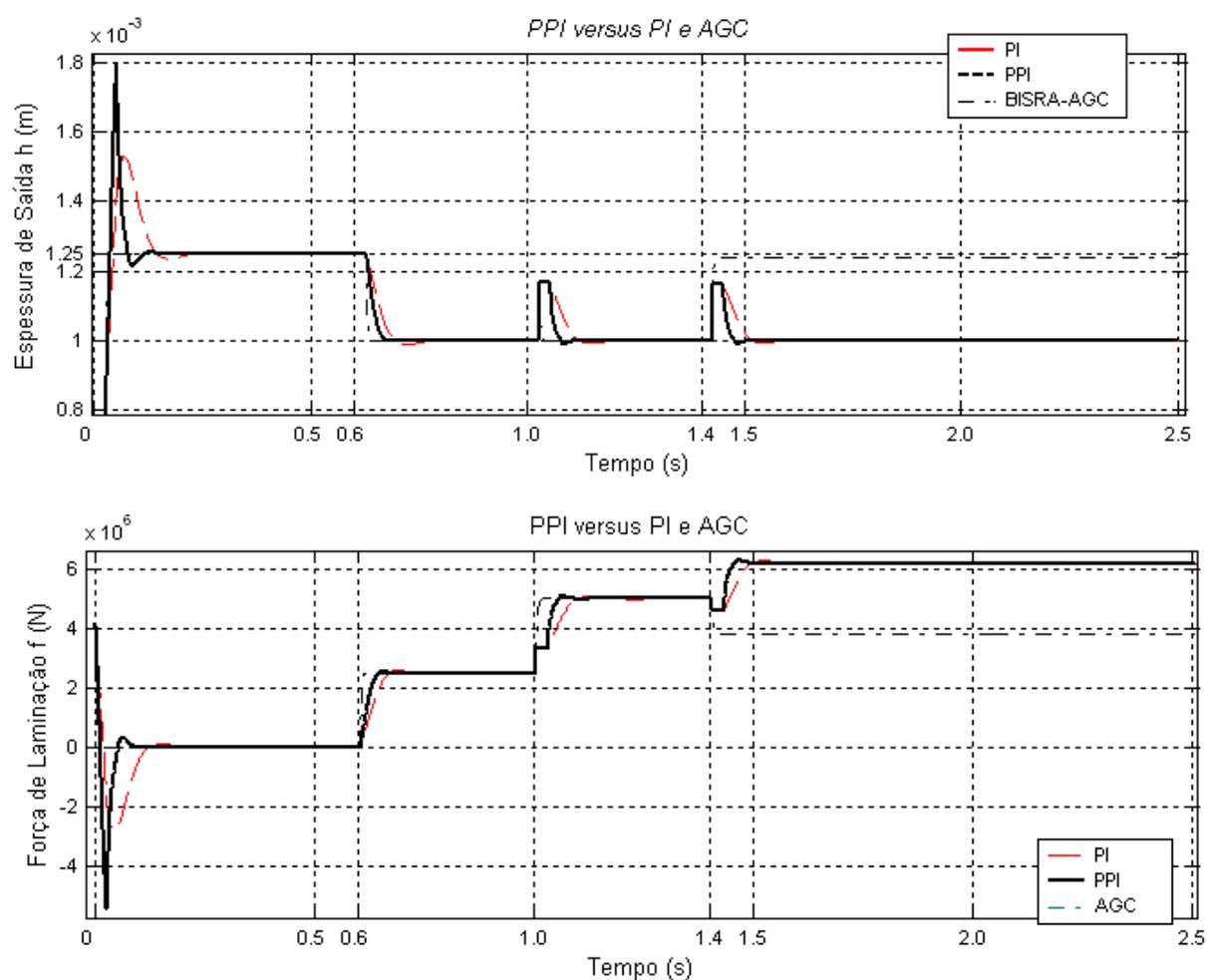
Mantendo os horizontes mínimo e máximo como função do atraso de transporte, se evita problemas com a variação do atraso. Como o algoritmo refaz o cálculo dos horizontes mínimos e máximos a cada instante, um aumento do atraso, por exemplo, distancia o horizonte máximo, evitando que o controle seja prejudicado com esse atraso, além de deslocar o horizonte mínimo, evitando esforço computacional desnecessário. Ou seja, a janela de predição, como um todo, é deslocada tantas vezes se o atraso é variante.

Deve-se observar uma peculiaridade no ganho  $K_c(t)$ . Para atrasos muito maiores que a constante de tempo é interessante acrescentar um fator a ser multiplicado por  $\tilde{k}_c$ . Com

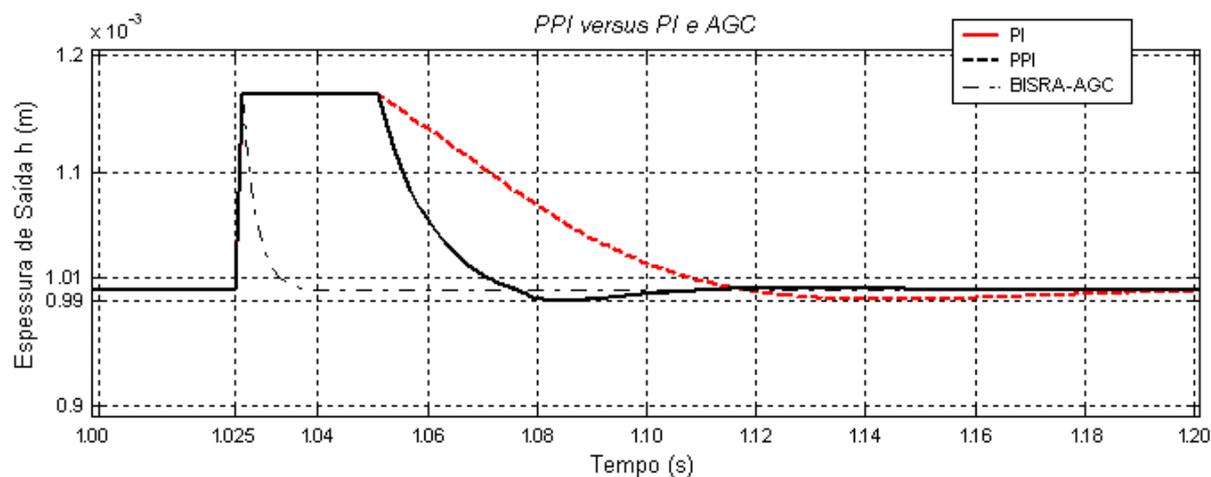
isso, um esforço adicional ao ganho pode ser implementado, evitando instabilidade. As simulações mostram uma estabilização mais rápida, com uma oscilação em torno do ponto de equilíbrio. Isso não ocorre caso este fator seja constante e igual a 1. À medida que o atraso cresce, a resposta apresenta uma oscilação antes de ser alcançada a faixa de estabilização, ou mesmo instabilidade do sistema. Para o atraso em questão, um fator de 4.5 é satisfatório.

## 4.4 Experimentos com o Compensador PI Preditivo

A estrutura de controle do PPI pode ser representada pelo diagrama de blocos apresentada no **Capítulo 3**. A componente integral é ajustada como no PI clássico, via alocação de pólos, ou seja, mantém-se o valor  $T_I = 0.01$ . Para um atraso discreto  $d = 25$ , a constante proporcional é ajustada em  $K_c = 3.25$ . Ao comparar-se a estratégia de controle PPI com o PI clássico, observa-se uma resposta mais rápida frente a mudanças de referência, bem como frente a perturbações das propriedades da chapa e da força. Respostas mais rápidas no transitório, apenas aquelas alcançadas pelo BISRA-AGC (**Figuras 4.7 e 4.8**).

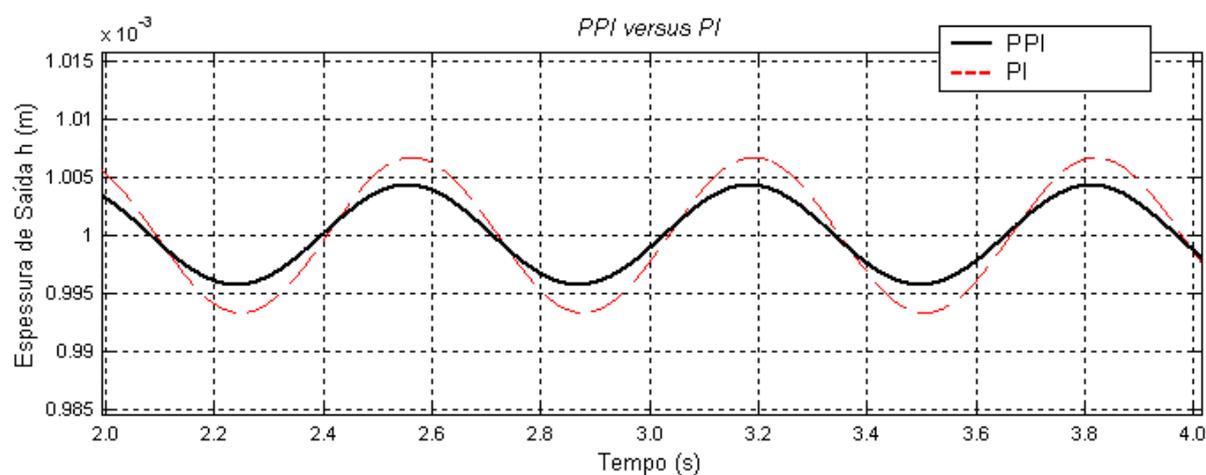


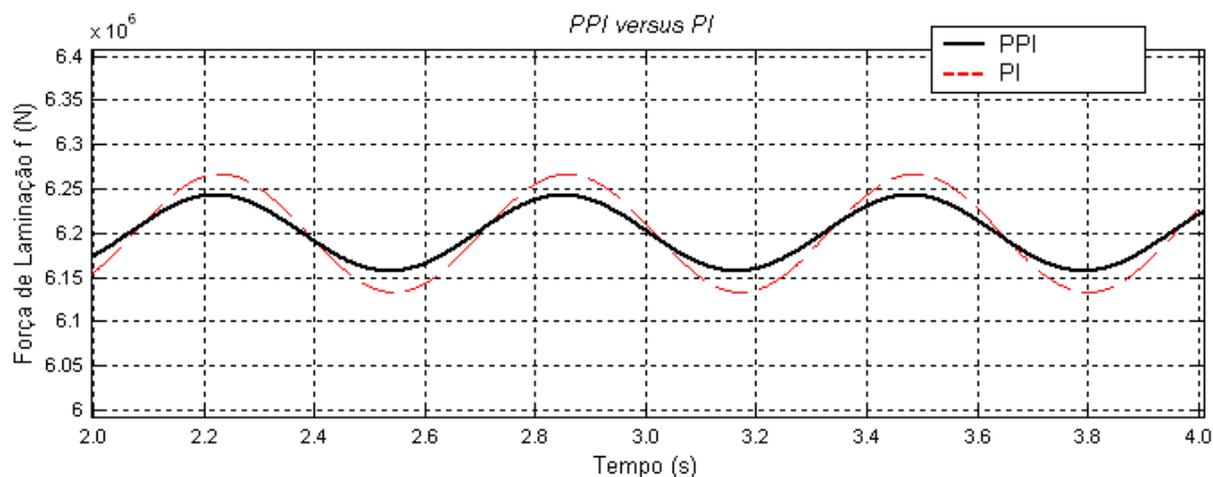
**Figura 4.7:** Resposta do sistema PPI x PI (excentricidade ignorada).



**Figura 4.8:** Resposta do sistema PPI x PI (detalhe).

Observa-se ainda uma diminuição maior da amplitude do erro devido à excentricidade. Pelo fato de estratégia fazer uso do sinal medido pelo sensor real de espessura, como na estrutura do PI clássico, um controle mais eficaz atenua o efeito de excentricidade, ao contrário do BISRA-AGC (**Figura 4.9**). O ganho do controlador é limitado apenas pelo transitório.





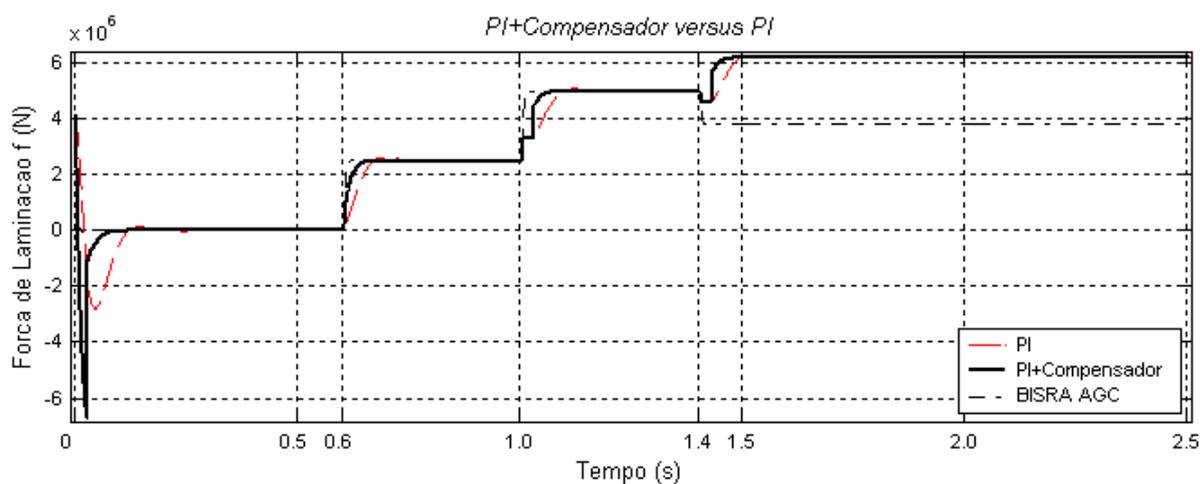
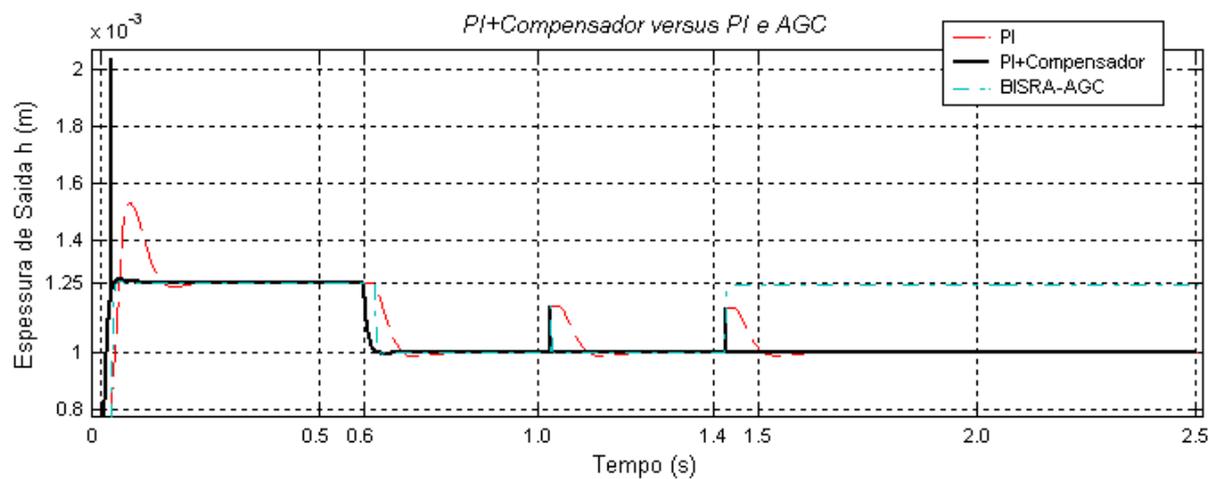
**Figura 4.9:** Resposta do sistema PPI x PI (excentricidade considerada).

## 4.5 Experimentos com o Compensador MVC-PID

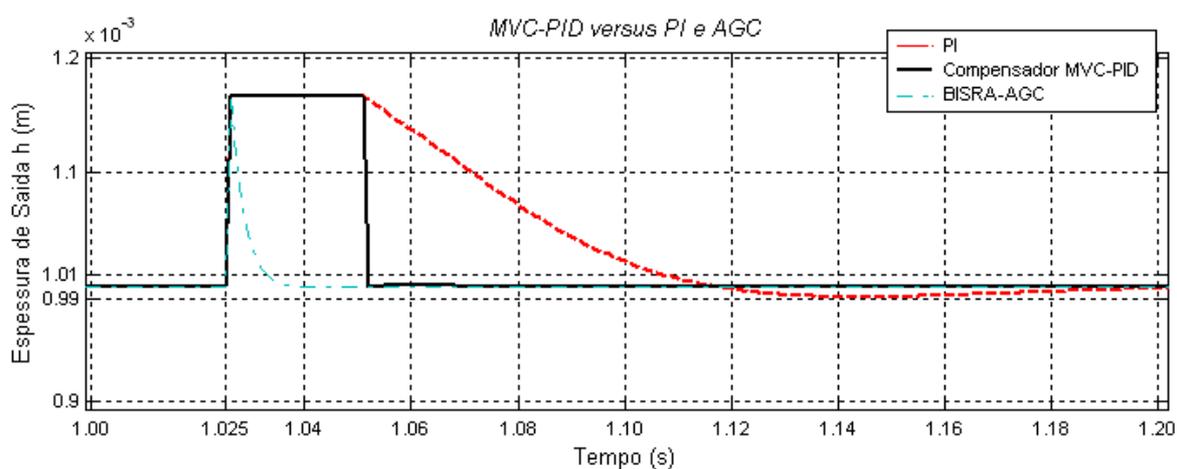
A representação da estrutura do Compensador MVC-PID foi desenvolvida no **Capítulo 3**. O primeiro passo é encontrar o polinômio  $S(z^{-1})$  para que o sistema aumentado  $G(z^{-1})$  e  $H(z^{-1})$  não possua zeros instáveis. Um polinômio  $S(z^{-1}) = 1 - 0.935z^{-1}$  é selecionado para o atraso estimado de  $k_m = d = 25$  intervalos de amostragem.

Pela técnica de alocação de pólos, procurando-se evitar “ringing” no controle ou sobrepicos elevados, são selecionados dois pólos dominantes próximos ao círculo unitário no eixo  $z^{-1}$  para  $T(z^{-1})$ . Assim,  $T(z^{-1}) = 1 - 1.830z^{-1} + 0.837z^{-2}$ .

Nas simulações, a estratégia proporciona tempos de resposta não só menores que o PID convencional, como também aos demais PID avançados, seja frente a mudanças de referência, ou perturbações de força ou das propriedades da chapa (**Figura 4.10 e 4.11**).

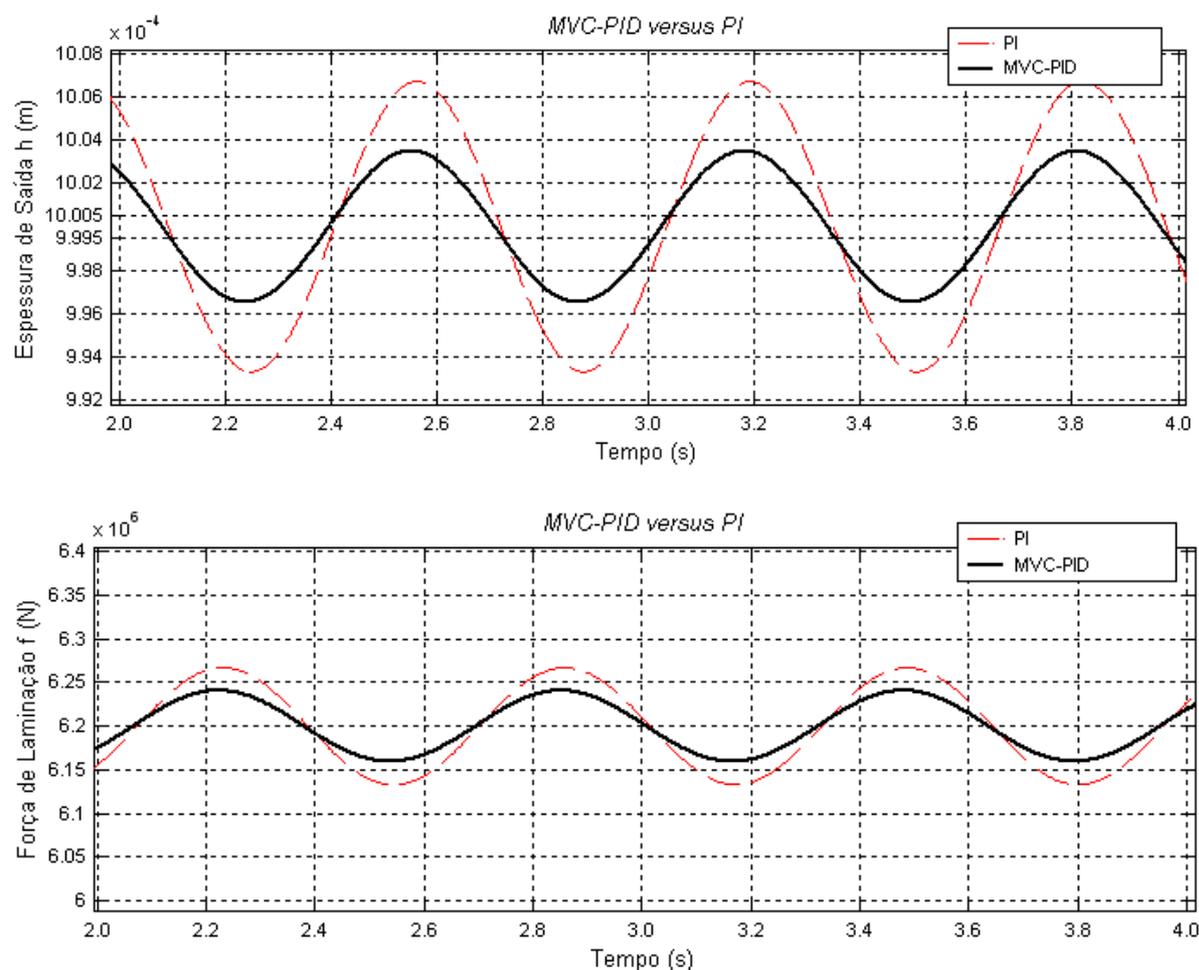


**Figura 4.10:** Resposta do sistema MVC-PID x PI (excentricidade ignorada).



**Figura 4.11:** Resposta do sistema Compensador MVC-PID x PI (detalhe).

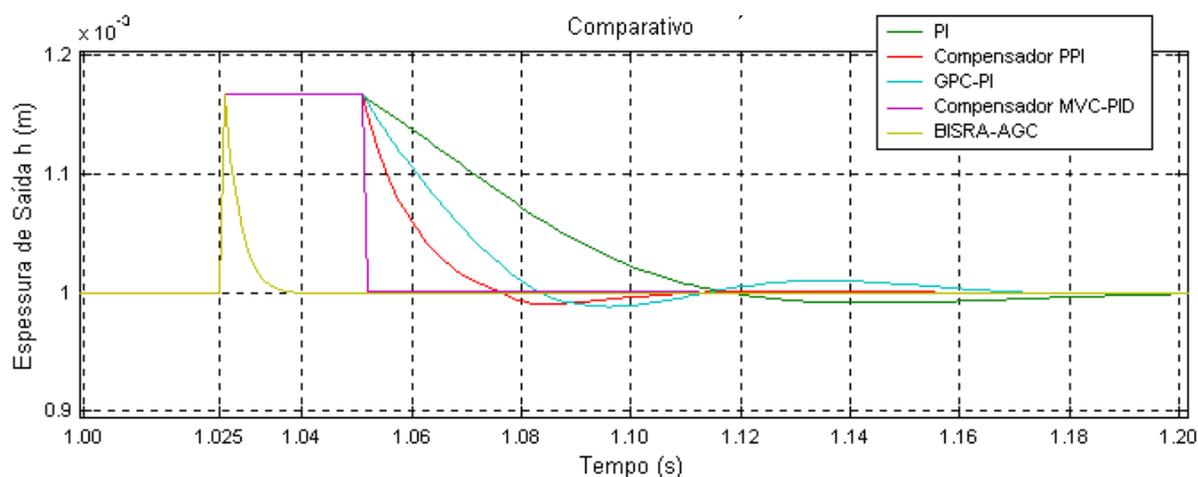
Além de tempos de resposta menores no transitório, nota-se uma significativa redução da amplitude do erro devido à excentricidade. Essa redução do erro, no entanto, não é acompanhada pelo aumento de força aplicada (**Figura 4.12**).



**Figura 4.12:** Resposta do sistema MVC-PID x PI (excentricidade considerada).

Mesmo quando o efeito de excentricidade é grande o suficiente de tal forma que não possa ser ignorado quando se utiliza um PI convencional, o Compensador MVC-PID mostra-se com desempenho satisfatório (amplitude do erro dentro da faixa de tolerância de  $20 \mu\text{m}$ ).

A partir dos resultados apresentados pode-se obter um comparativo operacional relativo ao tempo de estabilização e da amplitude do erro devido à excentricidade, para uma perturbação, conforme ilustram a Figura 4.12 e a Tabela 4.1.

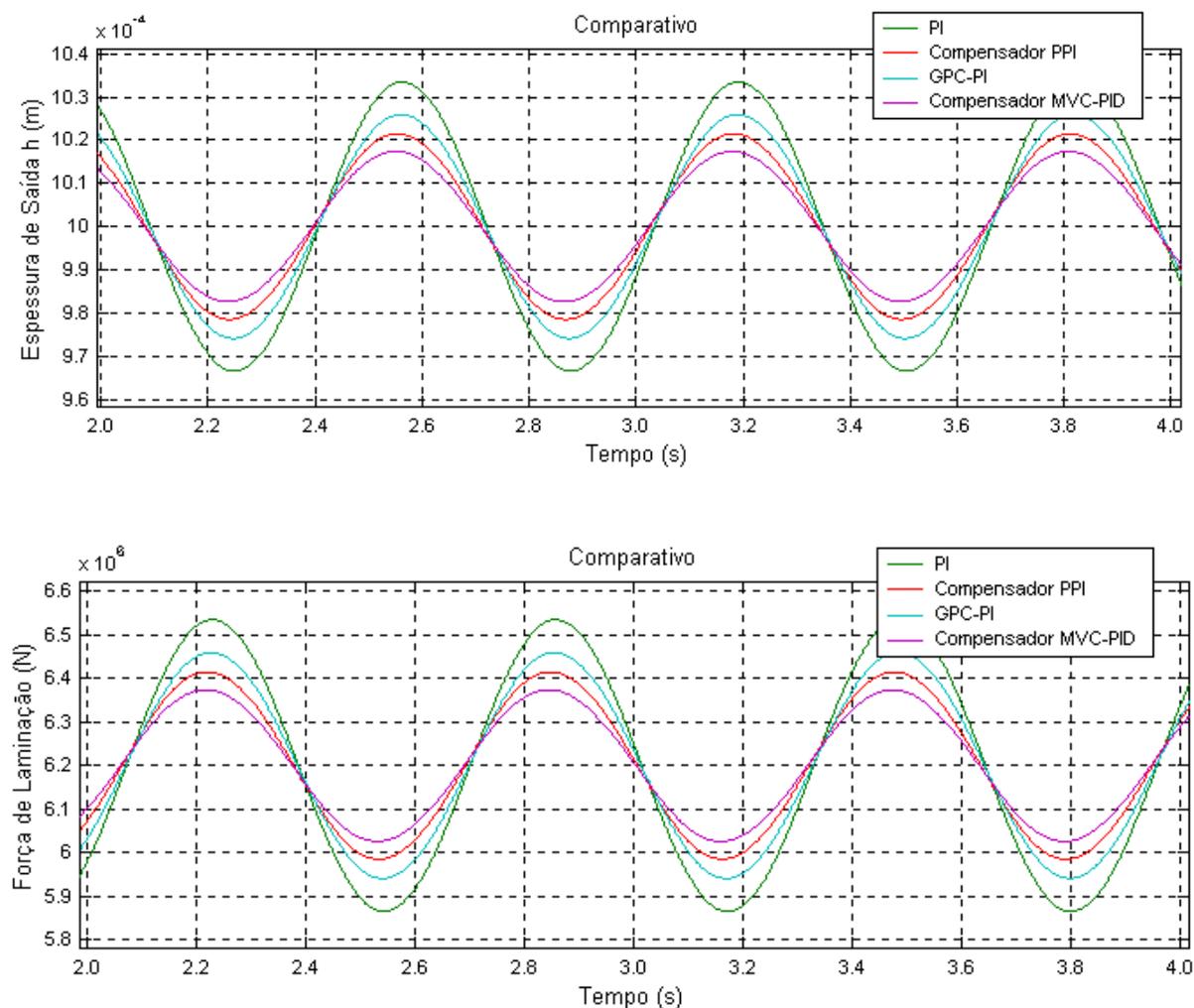


**Figura 4.13:** Comparativa entre as estratégias para uma perturbação.

**Tabela 4.1** Desempenho comparativo das estratégias de controle.

Estratégia Empregada	Tempo de Estabilização (mseg)	Tempo de Estabilização (% PI)	Amplitude do Erro em Regime ( $\mu\text{m}$ )	Amplitude da Força em Regime (kN)
BISRA-AGC	7.5	9	$\pm 40$	$\pm 400$
<b>PI</b>	<b>82</b>	-	$\pm 7$	$\pm 65$
GPC-PI	55	67	$\pm 5$	$\pm 50$
Compensador PI Preditivo	45	55	$\pm 4$	$\pm 45$
Compensador MVC-PID	27	33	$\pm 3$	$\pm 40$

Na **Figura 4.14** uma nova configuração para a excentricidade  $\Delta S_P$  é considerada, simulando um aumento da amplitude:  $A_e = 200\mu\text{m}$ . Enquanto nas estratégias anteriores (PI, GPC-PI e PPI), a amplitude do efeito na chapa ultrapassa o limite de erro de  $\pm 20\mu\text{m}$ , o Compensador MVC-PID permite uma amplitude dentro dos limites de tolerância segundo exigências rígidas, com as forças de laminação praticamente equivalentes entre as técnicas (Tabela 4.2).



**Figura 4.14:** Comparativa entre as estratégias (excentricidade com  $A_e = 200\mu\text{m}$ ).

Tabela 4.2 Desempenho comparativo das estratégias de controle.

Estratégia Empregada	Amplitude do Erro em Regime ( $\mu\text{m}$ )	Amplitude da Força em Regime (kN)
<b>BISRA-AGC</b>	<b>200</b>	<b>2000</b>
PI	34	335
GPC-PI	26	260
Compensador PI Preditivo	21	215
Compensador MVC-PID	17	203

# Capítulo 5

## Conclusão

Ao longo do trabalho de dissertação foi apresentada a modelagem matemática do componente mais importante da laminação, a cadeira laminadora, bem como o projeto de técnicas de controle PID avançadas para aplicação no controle de espessura da chapa produzida no processo visando atenuar a presença do atraso de transporte e da excentricidade na dinâmica em malha fechada.

No capítulo 2 foi realizada uma descrição sucinta da relação entre as principais grandezas que atuam dentro do laminador. Com isso foi possível o projeto de um esquema de modelagem e controle capaz de estudar, em ambientes de simulação, problemas encontrados no controle de espessura, destacando-se o atraso de transporte e o efeito da excentricidade dos cilindros.

De posse da modelagem, no capítulo 3 foram desenvolvidas estratégias modernas de controle PID alternativas às encontradas tradicionalmente no controle de espessura. Apresentaram-se os projetos dos algoritmos de três técnicas classificadas como PID avançado: GPC-PID, baseado no método de controle preditivo, e os controladores PI Preditivo e MVC-PID com Compensador, ambos considerados compensadores para tratar processos com atraso de transporte.

No capítulo 4 apresentou-se um comparativo quanto ao desempenho dos algoritmos de controle no que tange a qualidade da resposta no transitório (frente ao atraso de transporte) e da resposta em regime permanente (frente à excentricidade dos cilindros).

A partir das simulações apresentadas observou-se que as estratégias PID avançadas mostraram-se capazes de superar as limitações encontradas ao comparar como as técnicas convencionais, como o PID clássico e o BISRA-AGC. Os resultados ilustraram em evidência as vantagens e desvantagens das técnicas PID avançadas.

O método BISRA-AGC convencional apresentou-se eficaz na eliminação do efeito do atraso de transporte no controle, quando se considerou mudanças de referência ou perturbações de propriedades do material. Isso permite, na prática, respostas mais rápidas nas correções da espessura, reduzindo a extensão de imperfeições desse gênero e, conseqüentemente, aumentando a qualidade do produto. No entanto, o BISRA-AGC acentua os efeitos da excentricidade do cilindro, além de não ser capaz de rejeitar perturbações na força de laminação, segundo o modelo utilizado. Como conseqüência da excentricidade, em especial, a variação na espessura de saída pode extrapolar os limites de tolerância de produção. A qualidade do rolo, como um todo, fica comprometida com imperfeições ou eventuais variações nos diâmetros dos cilindros.

A estratégia GPC-PID apresentou resultados melhores que o PID convencional, mas algumas desvantagens em relação ao BISRA-AGC. Em regime permanente, a estratégia alcança amplitudes devidas à excentricidade menores que o PID, e, conseqüentemente, apresentou-se superior ao BISRA-AGC. No transitório, no entanto, a estratégia não elimina por completo o atraso, tendo desempenho inferior ao BISRA-AGC, sendo apenas capaz de respostas mais rápidas que às da estrutura clássica.

O controlador PI Preditivo apresentou respostas, no transitório e em regime, semelhantes ao GPC-PID. A utilização da sintonia clássica é sua principal vantagem sobre a estratégia MBPC, não exigindo maiores conhecimentos do operador como o ajuste de horizontes de predição ou ponderação no controle.

A estratégia MVC-PID com Compensador apresentou os melhores resultados em termos de qualidades de resposta. Diminuiu sensivelmente o tempo no transitório, alcançando respostas mais rápidas que aquelas apresentadas pelo BISRA-AGC. O erro em regime devido à excentricidade, por sua vez, pode ser considerado insignificante frente aos demais. No entanto, simulações mostraram sua sensibilidade frente a pequenas mudanças

no atraso, podendo causar instabilidade e configurando-se sua principal desvantagem de projeto.

Destaca-se, ainda, a importância de trabalhos de pesquisas no aprimoramento das tecnologias existentes. Mesmo limitando-se a simulações, o presente trabalho é capaz de expor as possibilidades do constante desenvolvimento de novas técnicas e ferramentas do conhecimento, justificando e incentivando o direcionamento de investimentos cada vez maiores para as instituições de pesquisa acadêmica.

O trabalho iniciado nesta dissertação pode ser estendido em várias direções, tais como:

- a inclusão de erros de modelagem levando em consideração mudanças nas constantes elasto-plásticas do laminador, mudanças de temperatura, coeficientes de fricção, qualidade dos cilindros, entre outros;
- consideração do efeito *hold-up* e de um sistema MIMO para o modelo do laminador, tornando mais próximo o modelo projetado do processo real;
- estudo de compensações alternativas da excentricidade, evitando a substituição do BISRA-AGC;
- a implementação da estratégia MVC-PID com Compensador de forma que permita a estimativa *on-line* do atraso de transporte através da leitura da velocidade de laminação, evitando possíveis problemas com a variação do atraso;
- estudar e comparar o desempenho de outras técnicas PID avançadas com base nas sintonias GPC e inteligente, comumente encontradas na literatura;
- um estudo da robustez das estratégias apresentadas, frente a variações no atraso de transporte.

# Referências Bibliográficas

- Albertos, P. e Goodwin, G.C. (2002). Virtual Sensors for Control Applications. *Annual Reviews in Control*, Vol. 26, pp. 101-112.
- Albertos, P. e Ortega, R. (1989). On Generalized Predictive Control: Two Alternative Formulations. *Automatica*, Vol. 25, No. 5, pp. 753-755.
- Almeida, O.M. (2002). *Controle PID Auto-Ajustável, Inteligente e Preditivo*. Tese de Doutorado, Departamento de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Almeida, O.M.; Santos, J.E.S.; Sumar, R.R. e Coelho, A.A.R. (2001). Controle PID Avançado: Técnicas Preditiva e Nebulosa. *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 2999-3004, Natal, RN.
- Alves, J. F. (2003). *Notícias – Sala de Imprensa, Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES)*. Disponível em: [www.bndes.gov.br](http://www.bndes.gov.br). Acesso em: 14 abril 2004.
- Andrade, M. A.; Cunha, L. M. e Silva, M. C. (2001). Mineração e Metalurgia - Estudos Setoriais do Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES). Disponível em: [www.bndes.gov.br](http://www.bndes.gov.br). Acesso em: 14 de abril 2004.
- Asano, K. e Morari, M. (1998). Interaction Measure of Tension-Thickness Control in Tandem Cold Rolling. *Control Engineering Practice*, Vol. 6, pp. 1021-1027.
- Asano, M. e Yamamoto, T. (2001). A Design of Self-Tuning Predictive PID Controllers. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E84-A, No. 7, pp. 1779-1783.
- Aström, K.J. e Hägglund, T. (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America.
- Ávila, A.F. e Helman, H. (1989). Um Modelo Matemático para um Laminador “Tandem” a Frio. *Journal of the Braz. Soc. Mech. Sc.*, Vol. 11, No. 2, pp. 157-170.
- Brown, R.E.; Maliotis, G.N. e Gibby, J.A. (1993). PID Self-Tuning Controller for Aluminum Rolling Mill. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 3, pp. 578-583.

- Bueno, M.F. (2002). *Serviço de Imprensa da Associação Brasileira de Metalurgia e Materiais*. Disponível em: [www.abmbrasil.com.br](http://www.abmbrasil.com.br). Acesso em: 14 de abril 2004.
- Camacho, E.F. e Bordons, C. (1999). *Model Predictive Control*. Springer-Verlag, London, UK.
- Cameron, F. e Seborg, D.E. (1983). A Self-Tuning Controller with PID Structure. *International Journal of Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 401-417.
- Choi, S.G.; Johnson, M.A. e Grimble, J. (1994). Polynomial LQG Control of Back-Up-Roll Eccentricity Gauge Variations in Cold Rolling Mills. *Automatica*, Vol. 30, pp. 975-992.
- Clarke, D.W. e Mohtadi, C. (1989). Properties of Generalized Predictive Control. *Automatica*, Vol. 25, No. 6, pp. 859-875.
- Clarke, D.W. e Scattolini, R. (1991). Constrained Receding-horizon Predictive Control. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 138, No. 4, pp. 347-354.
- Clarke, D.W.; Mohtadi, C. e Tuffs, P.S. (1987a). Generalized Predictive Control. Part I. The Basic Algorithm. *Automatica*, Vol. 23, No. 2, pp. 137-148.
- Clarke, D.W.; Mohtadi, C. e Tuffs, P.S. (1987b). Generalized Predictive Control. Part II. Extensions and Interpretations. *Automatica*, Vol. 23, No. 2, pp. 149-160.
- Coelho, L.S.; Sumar, R.R.; Almeida, O.M.; Coelho, A.A.R. (2001). Predictive Control of a Nonlinear Process Using Multiple Models: Evolutionary and Adaptive Approaches. *6th Online World Conf. on Soft Computing in Ind. Applications*, pp. 179-190.
- Coutinho, L.G e Ferraz, J.C. (1993). Estudo da Competitividade da Indústria Brasileira. *Papirus / Editora da Unicamp*, Campinas.
- Cutler, C.R. e Ramaker, B.L. (1980). Dynamic Matrix Control – A Computer Control Algorithm. Proc. *Joint Automatic Control Conference*, WP5-B, San Francisco, CA.
- Dawson, P.R. (1978). Application of Numerical Methods of Forming Processes. *ASME Winter Meeting*, pp. 56-60, San Francisco, CA.
- Devorkin, E.N.; Goldschmit, M.B.; Cavalieri, M.A.; Amenta, P.M.; Marini, O. e Stroppiana, W. (1997). 2D Finite Element Parametric Studies of the Flat-Rolling Process. *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 68, pp. 99-167.
- Dorf, R.C. e Bishop, R.H. (1995). *Modern Control System*. Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts.
- Dutra, C.B. (2003). *Controle Preditivo Multiobjetivo para Processos com Atraso*. Tese de Doutorado, Departamento de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina.

- Edwards, W.J.; Thomas, P.J.; Gomez, G. e Goodwin, G.C. (1995). A Review of Thickness Control on Reversing Cold Rolling Mills. *Proceedings of Control'95*, pp. 129-134.
- Garcia, C. E. e Morari, M. (1982). Internal Model Control 1: A Unified Review and Some New Results. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, Vol. 21, pp. 308-323.
- Garcia, C.E.; Prett, D.M. e Morari, M. (1989). Model Predictive Control: Theory and Practice - A Survey. *Automatica*, Vol. 25, pp. 335-348.
- Gawthrop, P.T. (1986). Self-Tuning PID Controllers: Algorithm and Implementation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 31, pp. 201-209.
- Goodwin, G.C. (2000). Predicting the Performance of Soft Sensors as a Rout to Low Cost Automation. *Annual Reviews in Control*, Vol. 24, pp. 55-66.
- Goodwin, G.C.; Graeb, S.F. e Salgado, M.E. (2001). *Control System Design*. Prentice Hall, New Jersey.
- Goodwin, G.C; Woodyatt, A.R.; Middleton, R.H. e Shim, J. (1999). Fundamental Limitations due to  $j\omega$ -Axis Zeros in SISO Systems. *Automatica*, Vol. 35, No. 5, pp. 857-863.
- Hägglund, T. (1996). An Industrial Dead-Time Compensating PI Controller. *Control Eng. Practice*, Vol. 4, No. 6, pp. 749-756.
- Hwang, G.; Ahn, H.; Kim, D.; Yoon, T.; Oh, S. e Kim, K. (1996). Design of a Robust Thickness Controller For a Single-Stand Cold Rolling Mill. *Proc. IEEE Int. Conference on Control Applications*, pp. 46-473, Dearborn. September 15-18.
- Jialiang, D.; Chen, G. e Ying, H. (2001). Predictive Fuzzy PID Control: Theory, Design and Simulation. *Information Sciences*, Vol. 137, pp. 157-187.
- Keyser, R.M.C.; Van de Velde, P.G.A. e Dumortier, F.A.G (1988). A Comparative Study of Self-Adaptive Long-Range Predictive Control Methods. *Automatica*, Vol. 24, pp.149-163.
- Kwok, K.E.; Ping, M.C. e Li, P. (2000). A Model-Based Augmented PID Algorithm. *Journal of Process Control*, Vol. 10, pp. 09-18.
- Kugi, A.; Novak, R.; Schlacher, K. e Aistleitner, K. (2000). A Flatness Based Approach for the Thickness Control in Rolling Mills. *XIV International Symposium of Mathematical Theory of Networks and Systems MTNS'00, CD - publication*, Perpignan, France, Junho 19-23.
- Kumar, A.; Saramasekera, I.V.; e Hawbolt, E.B. (1992). Roll-Bite Deformation During the Hot Rolling of the Mill Strip. *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 30, pp. 91-114.
- Lee, J.H. e Yu, Z.H. (1994). Tuning Of Model Predictive Controllers for Robust Performance. *Computers & Chemical Engineering*, Vol. 18, No. 1, pp.15-37.

- Merrit, H.E. (1967). *Hydraulic Control Systems*, John Wiley & Sons, New York.
- Miller, M.R.; Kwok, K.E.; Shah, L.S. e Wood, R.K. (1999). Predictive PID. *ISA Transactions*, Vol. 38, pp. 11-23.
- Odonde, J. O. (1998). *Industrial applications of Kalman filtering and optimal control techniques*. Ph.D. thesis, Industrial Control Unit, University of Strathclyde, Glasgow, U.K.
- Ohnishi, Y.; Yamamoto, T. e Shah, S.L. (2000). A Design of Self-Tuning PID Controller with a Time-Delay Compensator. *Proceedings of IFAC Conference On Digital Control, PID'00*, pp. 654-659.
- Ohshima, M.; Hashimoto, Takamatsu, I. T. e Ohno, H. (1991). Robust Stability of Model Predictive Control (MPC). *Int. Chem. Eng.*, Vol. 31, No. 1, pp. 119.
- Oliveira, C.A. (2004). *Conformação Mecânica*. Centro de Informação Metal Mecânica (CIMM). Disponível em: [www.cimm.com.br](http://www.cimm.com.br). Acesso em: 14 de abril 2004.
- Prada, C.; Serrano, J.; Vega, P. e Piera, M (1994). *Advances in Model Based Predictive Control*. Chapter: A Comparative Study of DMC and GPC Controllers. Oxford Science Publications, New York.
- Qin, S.J. e Badgwell, T.A. (1997). An Overview of Industrial Model Predictive Control Technology in Chemical Process Control: Assessment and New Directions for Research. *AIChE Symposium Series*, Vol. 93, pp. 232-256.
- Quero, J.M. e Camacho, E.F. (1990). Neural Generalized Predictive Controllers. *Proc. IEEE International Conference on System Engineering*, pp. 160-163, Pittsburgh.
- Rani, K.Y. e Unbehauen, H. (1997). Study of Predictive Controller Tuning Methods. *Automatica*, Vol. 33, No. 12, pp. 2243-2248.
- Radke, F. e Isermann, R. (1987). A Parameter-Adaptive PID-Controller with Stepwise Parameter Optimization. *Automatica*, Vol. 23, pp. 449-457.
- Ripardo, S. (2004). CST e Arcelor Inauguram Vega do Sul Amanhã em SC. *Folha Online*. Disponível em: [www.folha.com.br](http://www.folha.com.br). Acesso em: 26 de abril 2004.
- Santos, J.E.S. (1998). *Crítérios de Desempenho e Aspectos de Robustez na Síntese de Controladores Preditivos Adaptativos*. Dissertação de Mestrado, Departamento de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Tan, K.K.; Huan, S.N. e Lee, T.H. (2000). Development of a GPC-Based PID for Unstable System with Dead Time. *ISA Transactions*, Vol. 39, pp. 57-70.

- Unbehauen, (1996). Distributed Supervisory Industrial Control Systems and their Problems for Embedding Advanced Control Strategies, *7<sup>o</sup> Congresso Latinoamericano de Control Automático e XV Simposio Nacional de Control Automático*, v. 1, Buenos Aires, Argentina, p. I-VIII.
- Xue, A. e Sun, Y. (1998). A Real-Time Expert System with GPC for Cold Strip Mill. *Proc. American Control Conference*, Philadelphia, Pennsylvania.
- Yun, I.S.; Wilson, W.R.; e Ehmann, K.F. (1998). Review of Chatter Studies in Cold Rolling. *Int. Journal of Machine Tools & Manufacture*, Vol. 38, pp. 1499-1530.
- Zienkiewicz, O.C.; Jain, P.C. e Onate, E. (1978). Flow of solids during forming and extrusion: some aspects of numerical solutions. *International Journal of Solids Structures*, Vol. 14, pp. 15-38.