

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

**ABORDAGEM NEBULOSA NA SÍNTESE DE
CONTROLADORES PID**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tomás Copetti Callai

Florianópolis - SC - Brasil

Junho de 2003

ABORDAGEM NEBULOSA NA SÍNTESE DE

CONTROLADORES PID

Tomás Copetti Callai

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, área de concentração **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. Edson Roberto de Pieri, D. Sc.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc., DAS/UFSC
Orientador

Prof. Giovani Cavalcanti Nunes, Ph. D., Petrobrás/RJ

Prof. Leandro dos Santos Coelho, D. Sc., PUC/PR

“...it’s this the end or it’s just begin?”

Led Zeppelin

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Jaeme e Helena, meus grandes incentivadores intelectuais e fonte de inspiração, sempre me impelindo a buscar algo mais.

A todos meus familiares, em especial aos meus irmãos Sérgio e Andréia pelo apoio.

Ao professor Antonio Augusto Rodrigues Coelho, pela dedicação em todos os momentos e pela paciência e compreensão nos momentos críticos.

A todos professores e colegas do DAS que de diversas formas fizeram parte desta etapa da minha vida, seja nos momentos de estudo ou nos momentos de descontração. E de forma especial aos colegas José Eli S. dos Santos e Rodrigo R. Sumar que tiveram uma participação fundamental neste trabalho.

A CAPES e Universidade Federal de Santa Catarina pelo apoio financeiro e logístico.

A todos meus amigos, por serem meus amigos.

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

ABORDAGEM NEBULOSA NA SÍNTESE DE CONTROLADORES PID

Tomas Copetti Callai

Junho/2003

Orientador: Antonio A. R. Coelho, Dr. Sc.

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

Palavras Chave: Controle inteligente, controle PID, controle auto-ajustável, controle por escalonamento de ganhos, controle nebuloso.

Número de Páginas: 86.

Os controladores baseados na estrutura PID são responsáveis pela maioria das malhas de controle industriais existentes. No entanto, devido as suas notórias limitações no que se refere ao controle de plantas complexas (não-lineares, grande atraso de transporte, parâmetros variantes no tempo, incertezas paramétricas), tem sido feito um esforço no sentido de modificar esses algoritmos para que se tornem mais robustos e sua aplicação possa ser estendida a esses processos. A estratégia adotada neste trabalho é a aplicação da lógica nebulosa aos controladores PID convencionais, para melhorar seu desempenho. São apresentadas desde as estruturas mais simples (PID nebuloso), até estruturas auto-ajustáveis e com escalonamento de ganhos. Resultados experimentais e de simulação são apresentados, no intuito de permitir uma comparação entre as diversas abordagens. Também são propostas algumas modificações nos controladores adaptativos como forma de facilitar o projeto sem detrimento do desempenho do sistema de malha fechada.

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

FUZZY APPROACH ON THE SYNTHESIS OF PID CONTROLLERS

Tomas Copetti Callai

June/2003

Advisor: Antonio A. R. Coelho, Dr. Sc.

Area of Concentration: Control, Automation and Computer Systems.

Keywords: Intelligent Control, PID control, self-tuning control, gain scheduling control, fuzzy control.

Number of Pages: 86.

The most of the industrial control loops are based on PID structures. Nowadays, however, due to its remarkable limitations when dealing with complex plants (non-linear, with large time delay, time varying parameters, parametric uncertainty), the control community has been searching ways to improve the control algorithms so it can deal with complex plants in a satisfactory way. In this dissertation the strategy used is to add some fuzzy logic feature in the design of the PID controller. Several ways to gather the PID structure with fuzzy logic are shown, from simple conceptions of fuzzy PID controllers, to the self-tuning and gain scheduling structures. Experimental and simulation results are shown to allow an evolution among the several approaches. Also, some modifications on the adaptive PID controllers are proposed as a way to make the design task easier without any lost of performance.

SUMÁRIO

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO	1
1.2 JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS	1
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	3
2. CONTROLADOR PID NEBULOSO	5
2.1 INTRODUÇÃO	5
2.2 CONTROLE PID CLÁSSICO	5
2.3 CONTROLE NEBULOSO	8
2.3.1 Lógica Nebulosa	9
2.3.2 Sistema de Controle Nebuloso	9
2.4 SISTEMAS PID NEBULOSOS	11
2.4.1 Estruturas FPID	11
2.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	16
2.6 RESULTADOS DA EXPERIMENTAÇÃO	25
2.6 CONCLUSÃO	27
3. CONTROLADOR PID NEBULOSO AUTO-AJUSTÁVEL	29
3.1 INTRODUÇÃO	29
3.2 CONTROLADOR PID NEBULOSOS COM MÍNIMOS QUADRADOS	30
3.2.1 Algoritmo dos Mínimos Quadrados	31

3.2.2 Determinação do Controle Desejado.....	34
3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	35
3.4 RESULTADOS DA EXPERIMENTAÇÃO.....	40
3.5 CONCLUSÃO.....	42
4. CONTROLADOR PID NEBULOSO POR MODELO DE REFERÊNCIA.....	44
4.1 INTRODUÇÃO.....	44
4.2 CONTROLADOR FPID ADAPTATIVO COM MODELO NEBULOSO INTERNO.....	45
4.3 CONTROLADOR FPID ADAPTATIVO COM COMPENSAÇÃO NEBULOSA.....	48
4.4 CONTROLADOR PID CLÁSSICO COM ADAPTAÇÃO NEBULOSA.....	49
4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	50
4.6 RESULTADOS DA EXPERIMENTAÇÃO.....	53
4.7 CONCLUSÃO.....	56
5. CONTROLADOR PID COM ESCALONAMENTO DE GANHOS POR LÓGICA NEBULOSA.....	58
5.1 INTRODUÇÃO.....	58
5.2 ESCALONAMENTO DE GANHOS NEBULOSO.....	59
5.3 PROJETO DO CONTROLADOR PID VIA ESTRUTURA <i>IMC</i>	60
5.4 SINTONIA DO CONTROLADOR E DO ESCALONADOR.....	64
5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	66
5.6 CONCLUSÃO.....	75
6. CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS FUTURAS.....	77
6.1 CONCLUSÃO.....	77
5.2 PERSPECTIVAS FUTURAS.....	79
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	81

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Os sistemas de controle PID (Proporcional, Integral e Derivativo) continuam sendo, nos dias de hoje, a estrutura de controle mais popular em sistemas industriais apesar das suas limitações, respondendo por aproximadamente 90% das malhas de controle existentes. Um interesse crescente vem sendo demonstrado pelo meio acadêmico de continuar o desenvolvimento desse tipo de estrutura, superando suas limitações e combinando com diferentes métodos de projeto e uma forma de se ampliar o escopo de aplicação dos controladores PID é a inserção de algoritmos de inteligência computacional no controlador (Navarro e Albertus, 1996; Coelho e Coelho, 1999; Åström *et al.*, 2001; Åström e Hägglund, 2001; Golob, 2001).

1.2 Justificativas e Objetivos

Os controladores PID convencionais tem sido utilizados de forma extensiva na indústria, devido a sua eficiência no controle de sistemas lineares, combinada com a facilidade de projeto e o custo. No entanto em sistemas não-lineares, com parâmetros variantes no tempo, atraso de transporte, incertezas paramétricas, não apresentam um bom desempenho, muitas vezes podendo levar o sistema a instabilidade em malha fechada (Chen, 1996; Callai e Coelho, 2002).

Vem sendo buscadas formas de conferir ao controlador PID a habilidade para lidar com plantas que, a princípio, fogem do seu escopo de aplicações. Através de alterações no algoritmo, muitas vezes acrescentando características de outros tipos de controladores, ou, até mesmo, aplicando conceitos de inteligência computacional (lógica nebulosa, rede

neural e algoritmo genético) resultados promissores vem sendo alcançados. Uma das diversas formas encontradas para proporcionar aos controladores PID a capacidade de efetuar um controle eficiente em sistemas complexos é combinar o controlador com sistemas nebulosos. Esta é uma das abordagens que tem recebido maior atenção do meio acadêmico e industrial, onde já são utilizadas, não só no controle de processos, mas também em sistemas embarcados em eletrodomésticos e automóveis (Zadeh, 1973; Castro, 1995; Hirota e Sugeno, 1995; Mendel, 1995; Chen, 1996).

Os controladores nebulosos mais simples podem ser comparados com os controladores PID, podendo ser apresentados em diferentes configurações (por exemplo: PI, PD, PID, PI+D e I+PD) dependendo de que entradas são utilizadas e de que forma é tratada a saída do controlador (Pinheiro e Gomide, 1999).

Apesar de representar um avanço em relação aos controladores PID convencionais, os controladores PID nebulosos não resolvem totalmente as dificuldades encontradas para controlar um sistema com alto grau de complexidade e possuem um maior número de parâmetros a serem sintonizados. Apesar do relativo sucesso de aplicações que utilizam controladores nebulosos, existem diversas características que podem ser apontadas como limitações dessa abordagem (Layne e Passino, 1996):

- (i) O projeto dos controladores nebulosos é usualmente realizado de forma *ad hoc*, não sendo, portanto, clara a justificativa da escolha de muitos dos parâmetros do controlador nebuloso (por exemplo: funções de pertinência, método de desnebulização e método de inferência nebuloso).
- (ii) O controlador nebuloso projetado para uma determinada planta pode apresentar um desempenho insatisfatório se significantes e imprevisíveis mudanças paramétricas, variações estruturais ou perturbações ocorrerem.

Como forma de melhorar o desempenho dos controladores nebulosos com parâmetros fixos frente a processos complexos podem ser utilizadas diversas técnicas, tais como: controle adaptativo, controle auto-ajustável, controle por modelo de referência e controle por escalonamento de ganhos (Åström e Wittenmark, 1995). Diversos estudos vem sendo realizados e alguns apresentam resultados relevantes, mas ainda assim é

necessário que exista um maior esforço de pesquisa nesta área, visando aperfeiçoar a fundamentação e a aplicação destas técnicas.

Para conferir características auto-ajustáveis aos controladores nebulosos podem ser utilizadas diferentes abordagens. A utilização do algoritmo dos mínimos quadrados para modificar os parâmetros de sintonia do controlador nebuloso, baseado em um comportamento considerado “ideal” do controlador para que o sistema tenha o desempenho desejado é uma forma de modificar diretamente o controlador. De forma análoga pode se modificar os parâmetros do controlador nebuloso utilizando um mecanismo de adaptação nebuloso ao invés do algoritmo dos mínimos quadrados. Caso não se deseje alterar de forma direta o controlador pode ser utilizado um mecanismo nebuloso de compensação que acrescente ao sinal de controle uma compensação, sem modificar o controlador.

Os sistemas não-lineares são uma grande barreira para o uso do controlador PID uma vez que a dinâmica do sistema muda de forma significativa com a alteração do ponto de operação do sistema. Uma forma de se efetuar o controle de um sistema não-linear com em controlador PID é a utilização de um sistema de escalonamento de ganhos, que consiste basicamente, em variar os ganhos do controlador PID para valores pré-determinados de acordo com o ponto de operação do sistema. O problema dessa abordagem é que a mudança da dinâmica do sistema não ocorre exatamente sobre o ponto definido pelo projetista, mas, usualmente, ocorre de forma contínua durante toda a faixa de operação, enquanto o escalonador altera de forma instantânea os parâmetros do controlador toda vez que o sistema muda de ponto de operação. Para efetuar essa transição de forma suave evitando a “perda de sintonia” e a ocorrência de sobre-sinais os sistemas nebulosos se mostram uma opção interessante.

1.3 Estrutura da Dissertação

Em vista do grande interesse que os controladores PID despertam tanto no meio industrial quanto no meio acadêmico é importante que se busquem formas de ampliar o alcance destes. Essa dissertação visa apresentar diversas formas de utilização dos sistemas nebulosos combinados com controladores PID. Diversos métodos são apresentados,

algumas sugestões de modificações dos métodos são propostas, resultados de simulação e de experimentação são utilizados como forma de mostrar o desempenho destes sistemas de controle em diferentes situações e efetuar algumas comparações de projeto.

No segundo capítulo são apresentadas nove estruturas diferentes de controladores PID nebulosos e são discutidas algumas características de cada projeto. São efetuadas diversas simulações, utilizando diferentes modelos matemáticos, como forma de cobrir parte das situações encontradas na prática. Também é apresentado o resultado experimental em uma planta de laboratório para mostrar a aplicabilidade em sistemas reais.

No capítulo 3 é discutido o primeiro método de controle nebuloso adaptativo baseado no algoritmo dos mínimos quadrados. São sugeridas alternativas para determinar o sinal de controle desejado, tarefa fundamental para a obtenção de um controlador robusto e com um bom desempenho. Neste contexto, são apresentados resultados de simulação e resultados experimentais.

O quarto capítulo deriva métodos adaptativos que utilizam modelos de referência e são apresentadas três estruturas diferentes de projeto: (i) uma forma direta de adaptação dos parâmetros do controlador PID nebuloso, efetuada por um mecanismo nebuloso de adaptação; (ii) um sistema de adaptação indireta, composto por um controlador PID nebuloso que tem um sinal de compensação nebuloso somado ao sinal de controle original; e (iii) uma variação do sistema anterior onde o controlador básico é um controlador PID convencional, no lugar do controlador PID nebuloso, simplificando o projeto do sistema. Também são apresentados resultados de simulação e de experimentação e uma comparação entre os três métodos com o método desenvolvido no capítulo 3.

O sistema de escalonamento de ganhos usando sistemas nebulosos é discutido no capítulo 5, onde é apresentado o método de determinação dos ganhos do controlador PID baseado na estrutura IMC (*Internal Model Control*). Adicionalmente, são apresentados resultados de simulação. No capítulo 6 são feitas as considerações finais e apresentadas algumas propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Controlador PID Nebuloso

2.1 Introdução

Ainda hoje, os controladores PID (Proporcional, Integral e Derivativo) são os mais amplamente utilizados na indústria, devido, principalmente, a simplicidade de projeto e a eficácia no controle de processos de baixa complexidade. No entanto, quando a planta a ser controlada apresenta complexidades (não-linearidades, incertezas paramétricas, atraso de transporte, parâmetros variantes no tempo), o desempenho dos controladores PID convencionais torna-se inadequado, podendo inclusive, não assegurar a estabilidade do sistema em malha fechada (Åström e Hägglund, 2001).

Diversas estruturas de controle avançadas vem sendo propostas na literatura de controle de processos visando superar as limitações das estruturas PID convencionais. Algumas propostas apresentam formas de incrementar o desempenho dos controladores PID através de pequenas modificações no algoritmo e/ou combinando com outras técnicas, tais como: *auto-tuning*, adaptativo, nebuloso (Navarro e Albertus, 1996). O número crescente de publicações relacionadas a controladores PID avançados, mostra a importância deste tipo de controlador não só na indústria de controle de processos mas também no meio acadêmico, inclusive sendo este o principal ponto de interação entre os ambientes industrial e acadêmico (Coelho e Coelho, 1999; Åström *et al.*, 2001; Golob, 2001).

2.2 Controle PID Clássico

Devido ao amplo domínio de operadores e engenheiros de controle a cerca das técnicas de controle clássicas e por não exigir profundo conhecimento matemático, o

controle PID corresponde a mais de 90% do total de malhas de controle na indústria. O controle PID é uma técnica de controle por realimentação e está representada por três termos com ações distintas: Proporcional (P), Integral (I) e Derivativa (D). A representação clássica da função de transferência de um controlador PID e a equação paralela são mostradas na figura (2.1) e equação (2.1), respectivamente, onde cada um dos termos da equação representa uma das ações do controle por realimentação baseadas no erro passado (I), presente (P) e futuro (D) (Åström e Hagglund, 2001).

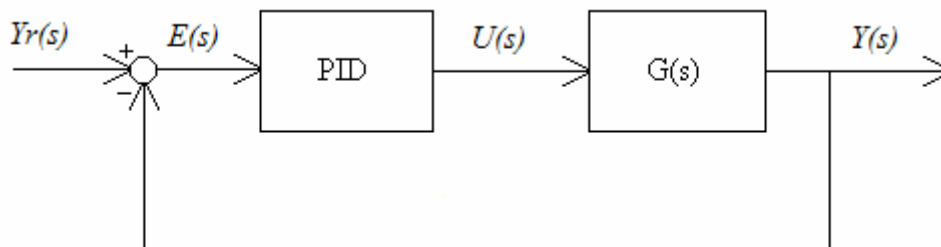


Figura 2.1 – Malha de controle PID.

$$u(t) = K_c e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Onde $u(t)$ é a ação de controle, $e(t)$ é o erro entre a referência $yr(t)$ e a saída $y(t)$, K_c é o ganho proporcional, K_i o ganho integral e K_d o ganho derivativo.

Com a evolução da eletrônica digital tornou-se interessante efetuar a implementação do controlador por circuitos digitais, em substituição aos controladores implementados em circuitos analógicos e até, pneumáticos e hidráulicos. Essa evolução facilitou a manipulação das equações que representam o controlador, por dispensar a implementação de um circuito eletrônico para cada tipo de controlador projetado.

Discretizando a equação (2.1), isto é, substituindo-se a derivada pela diferença de primeira ordem e a integral pelo somatório, obtém-se a forma não-recursiva da função de transferência do controlador

$$u(k) = K_c e(k) + K_i T_s \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + \frac{K_d}{T_s} [e(k) - e(k-1)] \quad (2.2)$$

Deslocando a equação (2.2) em uma amostra discreta

$$u(k-1) = K_c e(k-1) + K_i T_s \sum_{i=0}^{k-2} e(i-1) + \frac{K_d}{T_s} [e(k-1) - e(k-2)] \quad (2.3)$$

e subtraindo a equação (2.3) da equação (2.2) resulta

$$u(k) = u(k-1) + K_c [e(k) - e(k-1)] + K_i T_s e(k-1) + \frac{K_d}{T_s} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (2.4)$$

Através de manipulações algébricas da equação (2.4) obtém-se a forma recursiva do controlador PID digital, ou seja,

$$u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (2.5)$$

onde

$$\begin{aligned} q_0 &= K_c + \frac{K_d}{T_s} \\ q_1 &= K_i T_s - K_c - \frac{2K_d}{T_s} \\ q_2 &= \frac{K_d}{T_s} \end{aligned}$$

Através da forma recursiva da equação do PID é possível a implementação do controlador em computadores (Åström e Hägglund, 1995). Isto permite o desenvolvimento de diversos algoritmos baseados na estrutura PID, entre os quais o controlador PID nebuloso. Adicionalmente, diversas modificações na estrutura PID também são implementadas, visando evitar que o controlador apresente ações de controle abruptas nos instantes onde exista uma variação de referência ou perturbação de carga, por exemplo, a estrutura PI+D onde a parcela derivativa não é mais função do erro e sim da saída do

processo, ou a estrutura I+PD onde somente a parcela integral é função do erro. Outros algoritmos de controle PID avançados, que visam melhorar o desempenho da planta, também podem ser integrados ao controlador, tais como auto-ajustável, preditivo, adaptativo e nebuloso.

Os controladores PID geralmente são insuficientes para controlar processos com complexidades adicionais, tais como: atraso de transporte, comportamento oscilatório significativo (pólos complexos com pequeno amortecimento), variação de parâmetros, não-linearidades e plantas MIMO (Múltiplas entradas e múltiplas saídas). Por exemplo, considerando um processo de segunda ordem com um atraso de transporte de 3 segundos, as respostas em malha fechada com e sem o atraso são apresentadas na figura (2.2). O controlador PID não garante um comportamento adequado (Almeida *et al.*, 2000). Uma das formas de superar essas limitações é combinar a lógica nebulosa com o controlador PID de forma a obter um comportamento adequado, em termos das estabilidades relativa e absoluta, ao processo controlado (Chen, 1996).

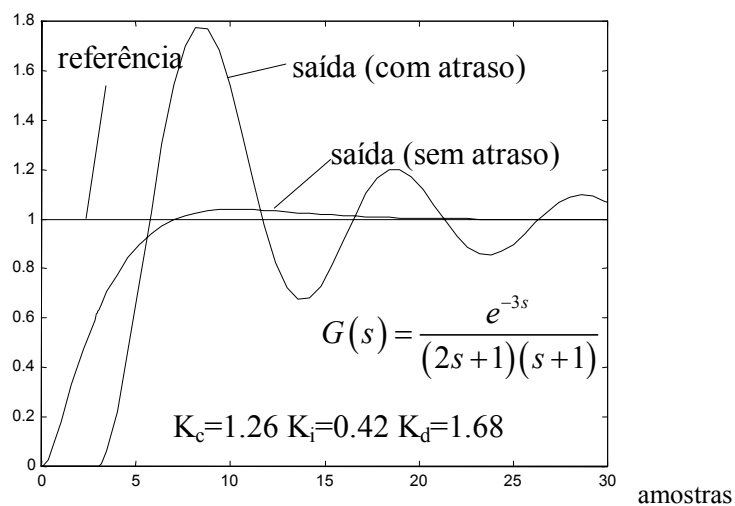


Figura 2.2 – Controle PID em um processo com e sem atraso de transporte.

2.3 Controle Nebuloso

A lógica nebulosa é uma poderosa ferramenta para a resolução de problemas que simula a forma de raciocínio humano, com larga aplicabilidade, especialmente em áreas

como controle de processos, reconhecimento de padrões e tomadas de decisão. É uma alternativa promissora para aplicações onde a obtenção de modelos matemáticos é uma tarefa complexa para a sintonização de controladores (Luiz, 1996; Sumar, 2002).

O desenvolvimento da teoria dos conjuntos nebulosos teve a sua origem nos trabalhos de L. A. Zadeh (Zadeh, 1965 e 1973). Como resultado foi introduzido o conceito da lógica nebulosa a qual constituiu uma das tecnologias emergentes e bem sucedidas no desenvolvimento de sistemas de controle complexos (Zadeh, 1973; Castro, 1995; Hirota e Sugeno, 1995; Mendel, 1995).

Um controlador nebuloso é um sistema de controle baseado na lógica nebulosa, também conhecida como lógica *fuzzy*. Também pode ser considerado como um tipo de sistema baseado em conhecimento, de forma similar a sistemas especialistas (Almeida, 2002).

2.3.1 Lógica Nebulosa

A teoria dos conjuntos nebulosos pode ser vista como uma extensão da teoria clássica de conjuntos, e foi criada para preencher uma limitação da teoria clássica, tratando graus de pertinência intermediários entre a pertinência total e a não-pertinência de elementos de um universo de discurso com relação a um dado conjunto deste universo.

A definição da função de pertinência de um conjunto nebuloso depende do significado lingüístico definido para este conjunto e de sua interpretação no contexto do universo de discurso utilizado. Assim, na lógica nebulosa o grau de pertinência de um elemento em relação a um conjunto é definido como uma função característica real, que assume qualquer valor pertencente ao intervalo real fechado $[0,1]$ (Rezende, 2003).

2.3.2 Sistema de Controle Nebuloso

O primeiro sistema de controle nebuloso implementado com sucesso foi o sistema de controle lingüístico de Mamdani aplicado a um motor a vapor (Mamdani e Assilan,

1975). Essa estrutura é composta basicamente por quatro blocos distintos (Figura 2.3), com funções distintas.

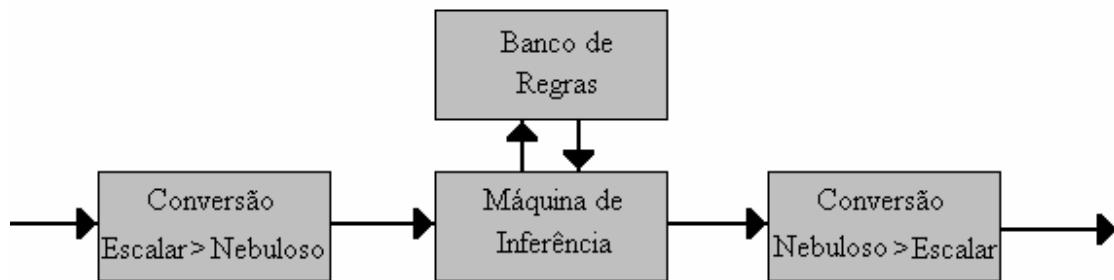


Figura 2.3 – Diagrama do controlador nebuloso de Mamdani.

Na primeira etapa do controlador nebuloso é realizada a conversão das variáveis escalares em variáveis lingüísticas, também denominada de interface de nebulização. A etapa final, a interface de desnebulização, converte as variáveis lingüísticas em valores escalares para que possam ser aplicados ao processo a ser controlado. Estas duas etapas têm importância fundamental no projeto do controlador, pois definem os ganhos do controlador (universos de discurso das variáveis nebulosas).

Os blocos intermediários da figura (2.3) correspondem a parte *inteligente* do controlador. O banco de regras, ou base de regras, representa o conhecimento adquirido do especialista na forma de regras de produção, ou seja:

If temperatura alta and if umidade alta then aumentar potência do ar-condicionado

A máquina de inferência tem a função de processar as regras de acordo com as variáveis de entrada e gerar um valor de saída que leve em conta as regras ativadas. Diversos métodos podem ser usados para a inferência gerando assim diferentes controladores (Ying, 1993). Da mesma forma diversos tipos de funções de pertinência podem ser usados conferindo características próprias a cada controlador.

No entanto, não é o objetivo deste trabalho estudar a parametrização e os métodos de inferência do controlador nebuloso, mas a possibilidade de integração com outras metodologias de controle de processos.

2.4 Sistema de Controle PID Nebuloso

Li e Gatland (1995) demonstraram que um banco de regras bidimensional, que tenha como base o sinal de erro e a variação do erro ou o somatório do erro, proporciona uma forma de construir controladores PI ou PD nebulosos com estrutura similar a um controlador convencional (Pinheiro e Gomide, 1999).

Da mesma forma que o controlador convencional, o controlador PID nebuloso (FPID) representa três tipos de ação do operador humano: (i) detectar qualquer alteração entre a saída do processo e o valor desejado e, então regular a entrada do processo proporcionalmente a magnitude do erro; (ii) avaliar a taxa de mudança na saída do processo e regular a entrada antecipadamente e, (iii) sumarizar o comportamento da saída por um período e regular a entrada correspondente (Kwok *et al.*, 1990). A abordagem nebulosa dos controladores PID foi, e ainda é, explorada na literatura de controle de processos e está presente em diversos trabalhos científicos (King e Mamdani, 1977; Li e Lau, 1989; Kwok *et al.*, 1990; Li e Gatland, 1995; Pavlica e Petrovacki, 1998; Pinheiro e Gomide, 1999; Coelho e Coelho, 1999; Golob, 2001).

2.4.1 Estruturas FPID

Dentre as diversas possibilidades de composição de controladores PID com a lógica nebulosa, as mais citadas na literatura são apresentadas e as estruturas de projeto são discutidas nesta seção (Li e Lau, 1989; Kwok *et al.*, 1990; Li e Gatland, 1995).

- Quando as regras de um controlador nebuloso são apresentadas na forma,

if E grande and if CE pequeno then U médio

onde E corresponde ao erro entre a referência e a saída do processo ($e(t)=yr(t)-y(t)$), CE a variação do erro ($ce(t)=e(t)-e(t-1)$) e U é a parcela do controle aplicado referente a cada regra ativada, seu comportamento é análogo ao de um controlador PD convencional. Para que o controlador elimine o erro em regime permanente é necessário implementar algum

tipo de ação integral. A forma mais simples é incluir um controlador integral convencional em paralelo à estrutura FPD (Figura 2.4).

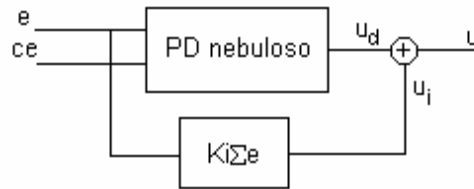


Figura 2.4 – Controlador FPD + I convencional (CFPID 1).

➤ Outra forma de incluir a ação integral ao controlador com um nível de inteligência maior é continuar utilizando a estrutura convencional do integrador, mas determinando-se o valor da constante K_i através de um conjunto de regras nebulosas (Figura 2.5).

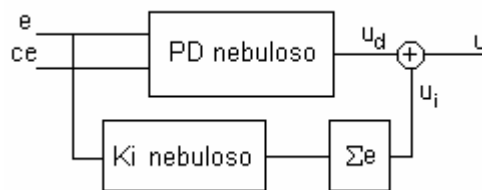


Figura 2.5 – Controlador FPD + I convencional com K_i nebuloso (CFPID 2).

➤ No entanto, se o controlador nebuloso tem regras do tipo

if E grande **and if** CE pequeno **then** DU médio

onde DU é a parcela incremental de controle por regra ativada e pode ser interpretado como a versão incremental do FPD. Utilizando-se um integrador na saída do controlador, obtém-se a versão nebulosa do PI (FPI). Somando as duas parcelas de saída dos controladores, deriva-se um FPID composto por um FPD em paralelo com um FPI (Figura 2.6).

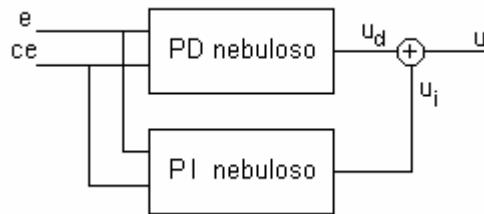


Figura 2.6 – Controlador FPD + FPI (CFPID 3).

➤ Sabendo que a diferença entre os controladores FPI e FPD reside no consequente das regras, pode-se simplificar o controlador utilizando somente uma base de regras e utilizando um integrador na saída do controlador FPD para obter o sinal u_i (Figura 2.7).

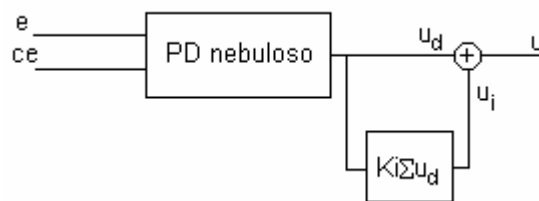


Figura 2.7 – Controlador FPD + FPI indireto (CFPID 4).

➤ Outra forma simples de apresentar o controlador FPID é utilizar um controlador FPD em paralelo com um integrador nebuloso, controlador FI (Figura 2.8), com uma base de regras unidimensional do tipo

if E grande then DU pequeno

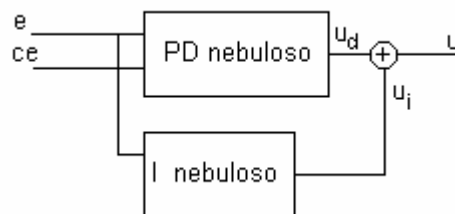


Figura 2.8 – Controlador FPD + FI (CFPID 5).

➤ Outra possibilidade é utilizar como base o controlador FPI, ao invés do controlador FPD, e adicionar a parcela derivativa na sua forma convencional (Figura 2.9).

É interessante que se implemente a parcela derivativa tendo como entrada não o erro (e), mas sim a saída do processo (y), como forma de evitar o *kick* derivativo nas mudanças de *set-point* (Coelho e Coelho, 1999).

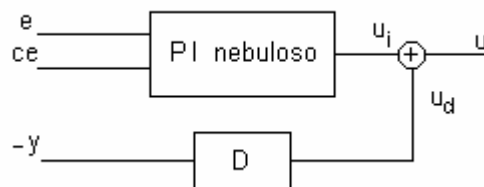


Figura 2.9 – Controlador FPI + D convencional (CFPID 6).

➤ Uma variação da estrutura apresentada em (Figura 2.8) é simplesmente utilizar o controlador FPD na forma incremental (Figura 2.10).

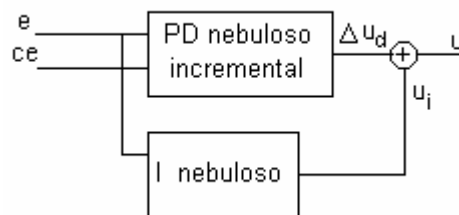


Figura 2.10 – Controlador FPD incremental + FI (CFPID 7).

➤ A estrutura apresentada em (Figura 2.11) é outra forma de obter um controlador FPID com um menor esforço computacional, uma vez que conserva a estrutura nebulosa somente na parcela proporcional do controlador, calculando as parcelas derivativa e integral de forma convencional.

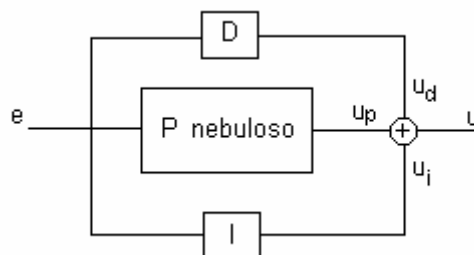


Figura 2.11 – Controlador FP + I convencional + D convencional (CFPID 8).

➤ Uma forma menos drástica de reduzir a carga computacional de um controlador FPID é manter a estrutura nebulosa em todas as parcelas, ou seja, implementar cada parcela de controle de forma isolada (Figura 2.12). Isto torna o controlador mais rápido computacionalmente porque ao invés de utilizarem-se duas bases de regras bidimensionais ou até mesmo uma base de regras tridimensional, o controlador é composto de regras unidimensionais, facilitando também o projeto do controlador.

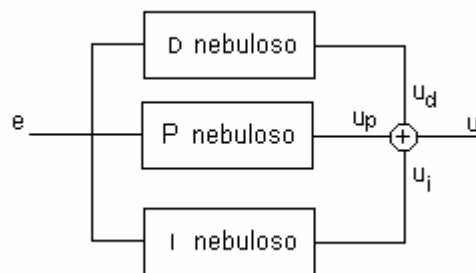


Figura 2.12 – Controlador FP + FI +FD (CFPID 9).

Os diferentes sistemas de controle PID nebulosos apresentados foram propostos por: i) (Figura 2.4 - 2.8) — Kwok *et al.*, (1990); ii) (Figura 2.9) — Li e Gatland (1995); iii) (Figura 2.10) — Malki *et al.*, (1997); iv) (Figura 2.11) — Li (1998); v) (Figura 2.12) — Golob (2001).

Os controladores FPID são compostos principalmente por duas estruturas básicas, FPI e FPD, podendo ainda ser utilizado o controlador FPID com uma base de regras tridimensional. No entanto, estes controladores apresentam certas deficiências, o controlador FPD dificilmente elimina o erro em regime permanente, já o controlador FPI elimina o erro, mas, por outro lado, compromete a dinâmica transitória para sistemas de alta ordem. O controlador FPID por ter uma base de regras tridimensional torna o projeto uma tarefa complexa além de aumentar consideravelmente o esforço computacional (Li e Gatland, 1995). Como forma de superar estas deficiências são propostas as diversas estruturas apresentadas. Quando o objetivo de controle não é muito rigoroso e a capacidade de processamento disponível é limitada as estruturas CFPID1, CFPID2, CFPID6, CFPID7, CFPID8 e CFPID9 são boas opções por serem de fácil implementação e por exigirem um pequeno esforço computacional. Já para sistemas onde o desempenho de malha fechada

exigido é mais alto e os processos são complexos as estruturas sugeridas são CFPID3, CFPID4 e CFPID5.

2.5 Resultados de Simulação

Para avaliar os controladores apresentados neste capítulo são efetuadas diversas simulações, visando cobrir a maior gama possível de processos industriais, tais como processos de fase mínima e fase não-mínima, processos com atraso de transporte, processos com integradores e processos instáveis em malha aberta. Também foram obtidos resultados experimentais frente a um processo experimental, como forma de validar o desempenho e características dos projetos de controle PID nebulosos.

A sintonia dos controladores PID nebulosos se dá basicamente através da definição das funções de pertinência, dos universos de discurso das variáveis nebulosas e da base de regras. As funções de pertinência implementadas nos projetos dos controladores nebulosos são do tipo triangular, por serem as mais utilizadas neste tipo de projeto na literatura de controle de processos e, por apresentarem resultados satisfatórios. Já os universos de discursos que podem ser considerados os principais parâmetros de sintonia dos controladores nebulosos são definidos por tentativa e erro.

Na tabela (2.1) são apresentados os modelos matemáticos dos processos utilizados nas simulações e uma breve descrição das principais características. Para cada um dos processos são sintonizados os controladores nebulosos propostos e os resultados de simulação são apresentados nas figuras (2.13) a (2.18). A tabela (2.2) compara o desempenho dos controladores através de dois índices de desempenho, comumente utilizados na literatura de controle de processos.

Cada simulação é composta de duas etapas. A primeira corresponde ao seguimento de referência, onde são aplicados três degraus variando a referência de (0) – (3), de (3) – (-2) e de (-2) – (3). Na segunda etapa, em regime permanente é aplicada uma perturbação de magnitude (-1) na saída do processo para simular o efeito de perturbação de carga.

A mesma metodologia de projeto é utilizada para simular todos os processos, no entanto devido a particularidades dos modelos algumas modificações são necessárias. Os processos P1, P2, P5 e P6, são simulados em 400seg, sendo que as modificações da

referência são aplicadas a cada 100seg. Os processos P4 e P5 são simulados em um período maior (800seg) devido a características temporais de suas respostas, conseqüentemente, as modificações de referência são a cada 200seg. Outra modificação é notada nos valores dos degraus de referência aplicados no processo P4, que são de menor amplitude. Essa modificação evita que para estabilizar o sistema seja necessário utilizar um sinal de controle que ultrapasse a magnitude de 5, presente como limitador em controladores industriais.

Tabela 2.1 – Modelos de processos para simulação.

	Processo	Características
P1	$G_{P1}(s) = \frac{e^{-2s}}{(1+10s)(1+4s)}$	Processo de 2ª ordem estável, com atraso de transporte
P2	$G_{P2}(s) = \frac{(1+20s)e^{-2s}}{(1+10s)(1+4s)}$	Processo de 2ª ordem estável, com atraso de transporte e um zero estável (fase-mínima)
P3	$G_{P3}(s) = \frac{(1-10s)e^{-2s}}{(1+10s)(1+4s)}$	Processo de 2ª ordem estável, com atraso de transporte e um zero instável (fase não-mínima)
P4	$G_{P4}(s) = \frac{-1}{(1-10s)(1+2s)}$	Processo de 2ª ordem, instável em malha aberta
P5	$G_{P5}(s) = \frac{1}{s(1+4s)}$	Processo de 2ª ordem estável, com um pólo na origem (integrador)
P6	$G_{P6}(s) = \frac{e^{-10s}}{1+s}$	Processo de 1ª ordem estável, com grande atraso de transporte

Os resultados de simulação são apresentados nas figuras (2.13) a (2.18), na forma magnitude x amostras, onde cada um dos gráficos corresponde a um dos controladores: (a) CFPID 1; (b) CFPID 2; (c) CFPID 3; (d) CFPID 4; (e) CFPID 5; (f) CFPID 6; (g) CFPID 7; (h) CFPID 8; e (i) CFPID 9.

É importante salientar algumas características que podem ser observadas nos resultados de simulação. O controlador CFPID 6 (FPI + D) consegue evitar o *kick* derivativo na mudança de referência devido a sua estrutura de cálculo da parcela derivativa com base na saída do processo (*y*) e não no erro do sistema (*e*), porém essa estrutura não

evita o pico de controle na resposta a perturbação de carga. Já o controlador CFPID 7 (FI + FPD incremental) apresenta picos de controle tanto nas mudanças de referência quanto da aplicação da perturbação de carga.

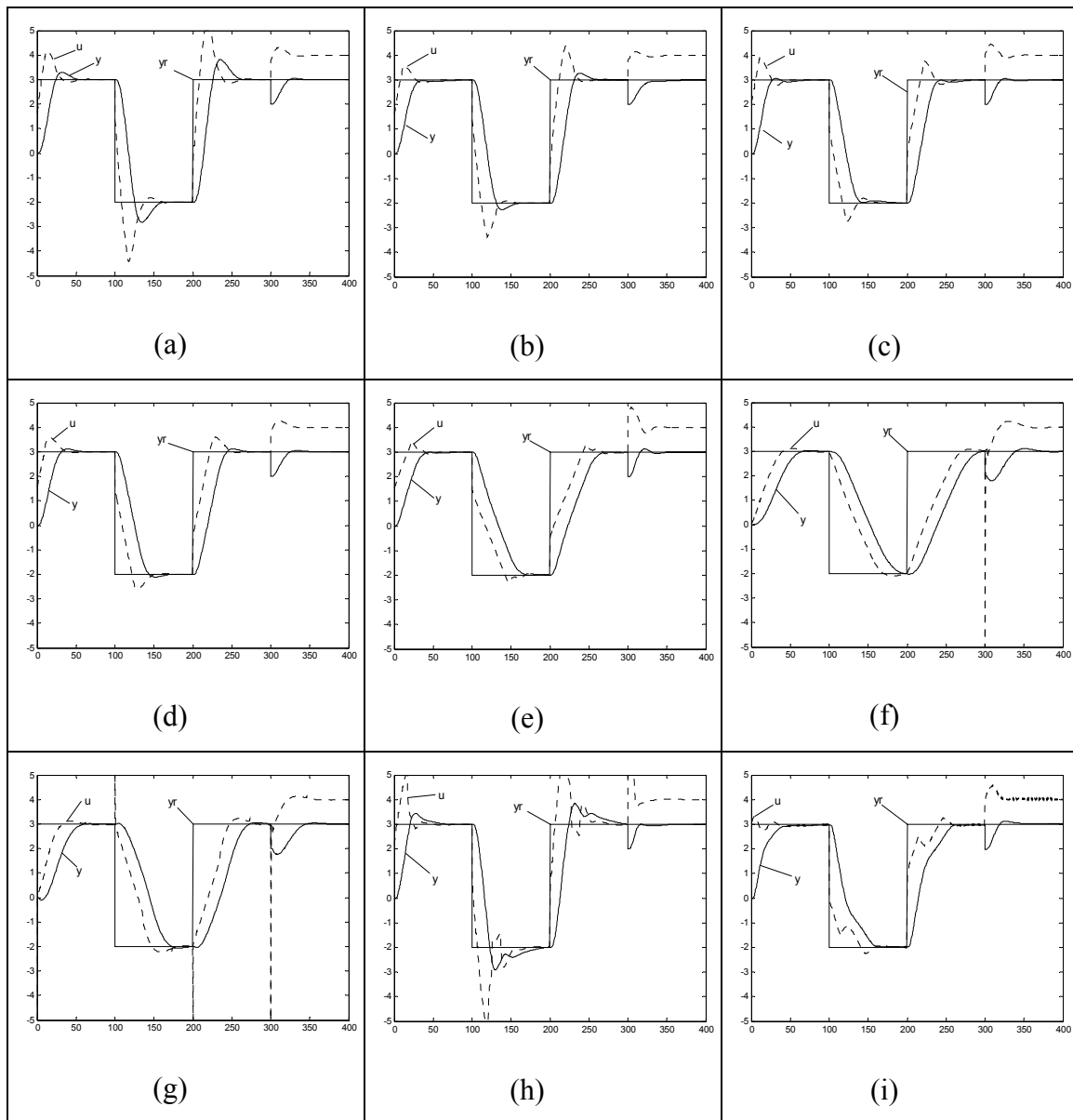


Figura 2.13 – Resultados de simulação do processo P1 controlado por diferentes FPID.

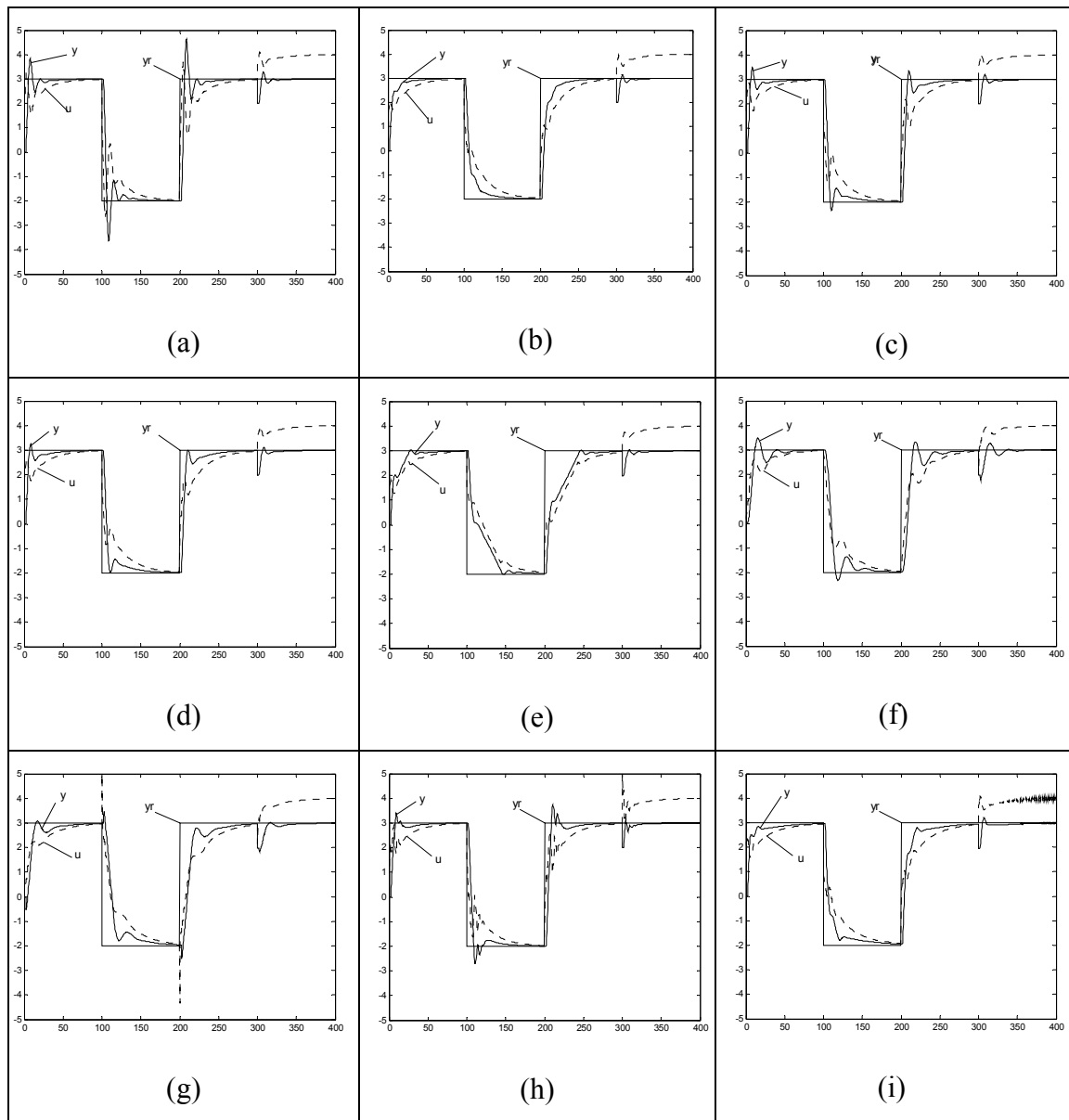


Figura 2.14 – Resultados de simulação do processo P2 controlado por diferentes FPID.

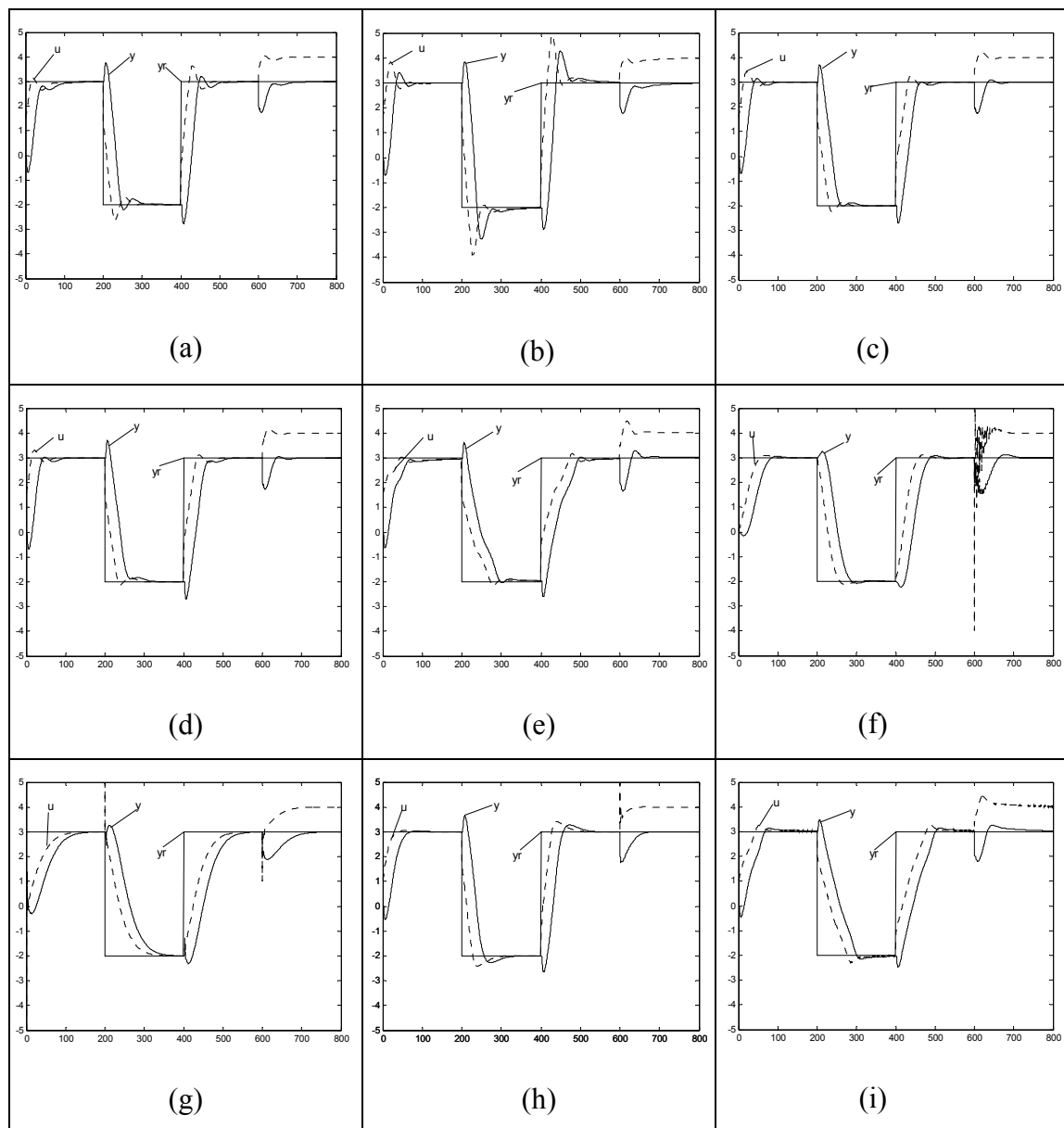


Figura 2.15 – Resultados de simulação do processo P3 controlado por diferentes FPID.

Na simulação do sistema instável em malha aberta (P4) (Figura 2.16), para os controladores CFPID 6 e CFPID 7 não foi possível encontrar uma sintonia que possibilitasse a estabilização do sistema em malha fechada. Essa impossibilidade se deve ao fato de que para alcançar a estabilidade são necessários ganhos elevados na parcela proporcional dos controladores nebulosos. Tanto a estrutura do controlador CFPID 6 por possuir um único parâmetro de sintonia para o ganho proporcional e o ganho integral, como o controlador CFPID 7, que possui a estrutura FPD na forma incremental, não permitem que se estabilize o sistema.

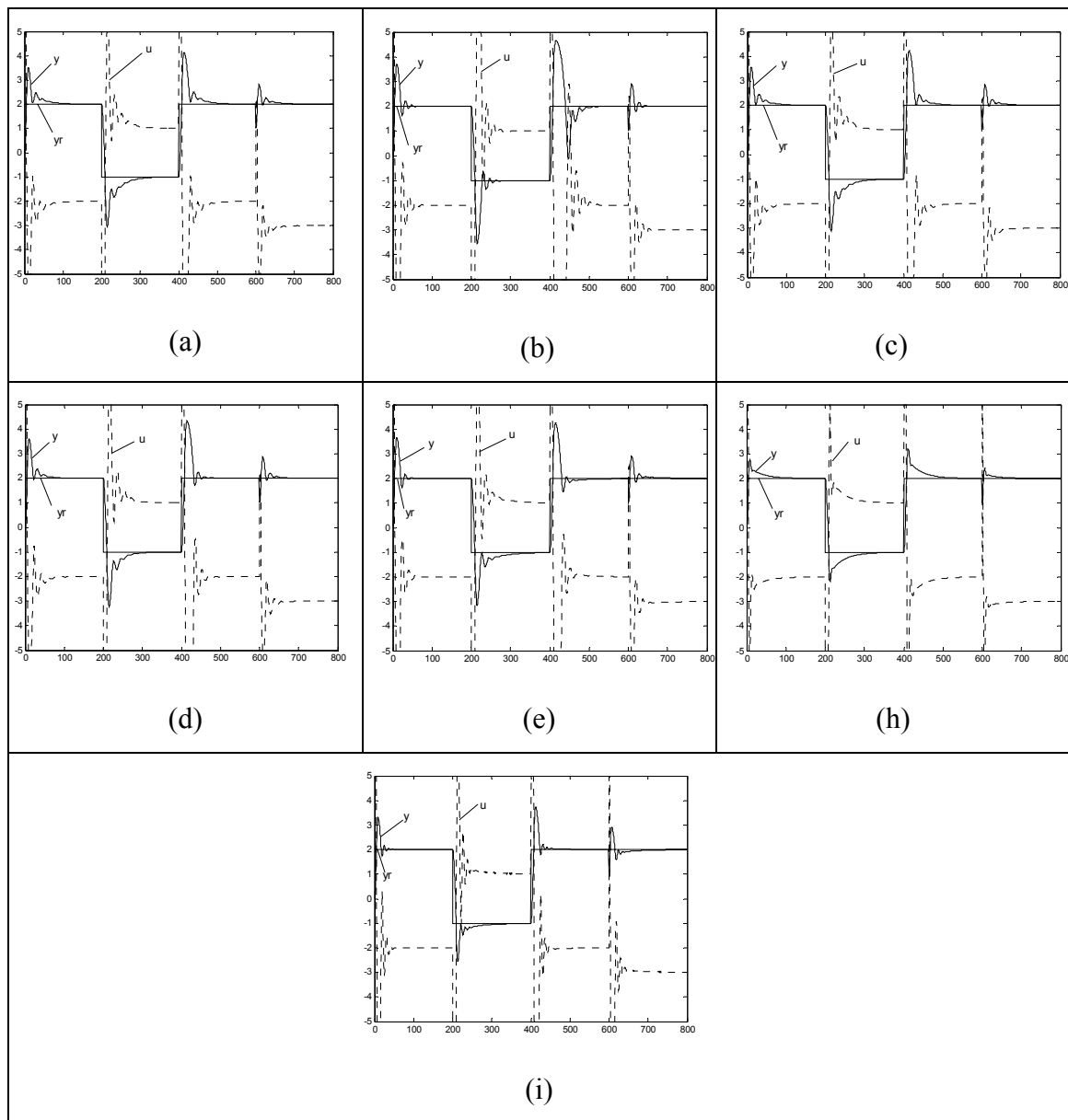


Figura 2.16 – Resultados de simulação do processo P4 controlado por diferentes FPID.

Na simulação do processo com um pólo na origem (P5) (Figura 2.17), são apresentados somente três resultados de simulação. Novamente os controladores CFPID 6 e CFPID 7 não puderam ser adequadamente sintonizados e os controladores CFPID 1, CFPID 2, CFPID 3, CFPID 4 e CFPID 5 são reduzidos a forma FPD, através da definição do ganho de saída da parcela integral como zero. Este expediente é utilizado pelo fato do processo apresentar um integrador o que torna desnecessária e até, em alguns casos, inadequada a utilização de um integrador também no controlador. Portanto a resposta

desses controladores torna-se idêntica para o processo em questão, dispensando a reprodução dos demais resultados, ou seja, a figura (2.17a) representa a resposta desses cinco controladores e as figuras (2.17b) e (2.17c) correspondem aos controladores CFPID8 e CFPID9 respectivamente.

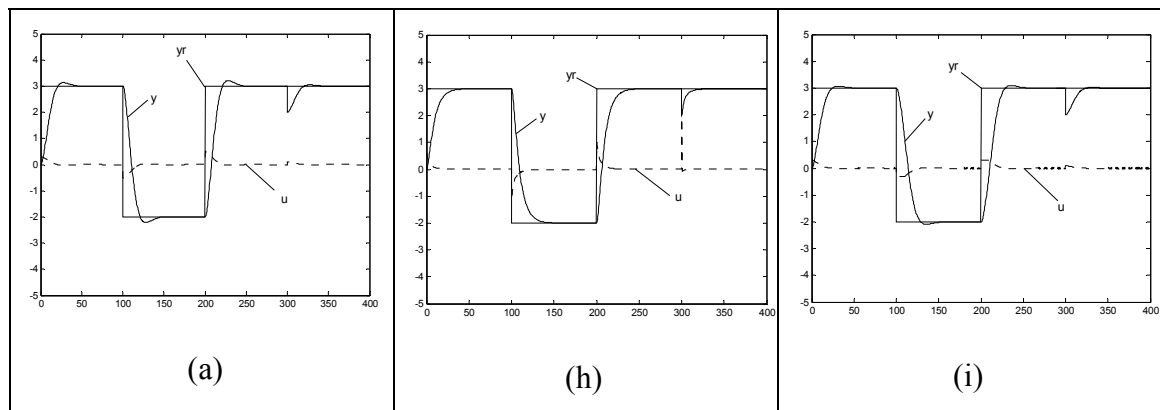


Figura 2.17 – Resultados de simulação do processo P5 controlado por diferentes FPID.

Para comparar o desempenho dos sistemas de controle FPID, de acordo com o seguimento de referência e a energia de controle utilizada, os seguintes índices foram utilizados: (1) somatório do erro quadrático, calculado por $J_1 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [e(t)]^2$, e (2) somatório do incremento de controle quadrático, calculado por $J_2 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u(t) - u(t-1)]^2$. A avaliação dos índices é efetuada por 75seg após cada mudança de referência nas simulações com duração de 400seg e por 150seg nas de 800seg, como forma de avaliar o comportamento transitório. Pela análise dos resultados dos índices de desempenho (Tabela 2.2) e das respostas (Figuras 2.13 - 2.18) podem ser tiradas algumas conclusões a respeito dos controladores apresentados.

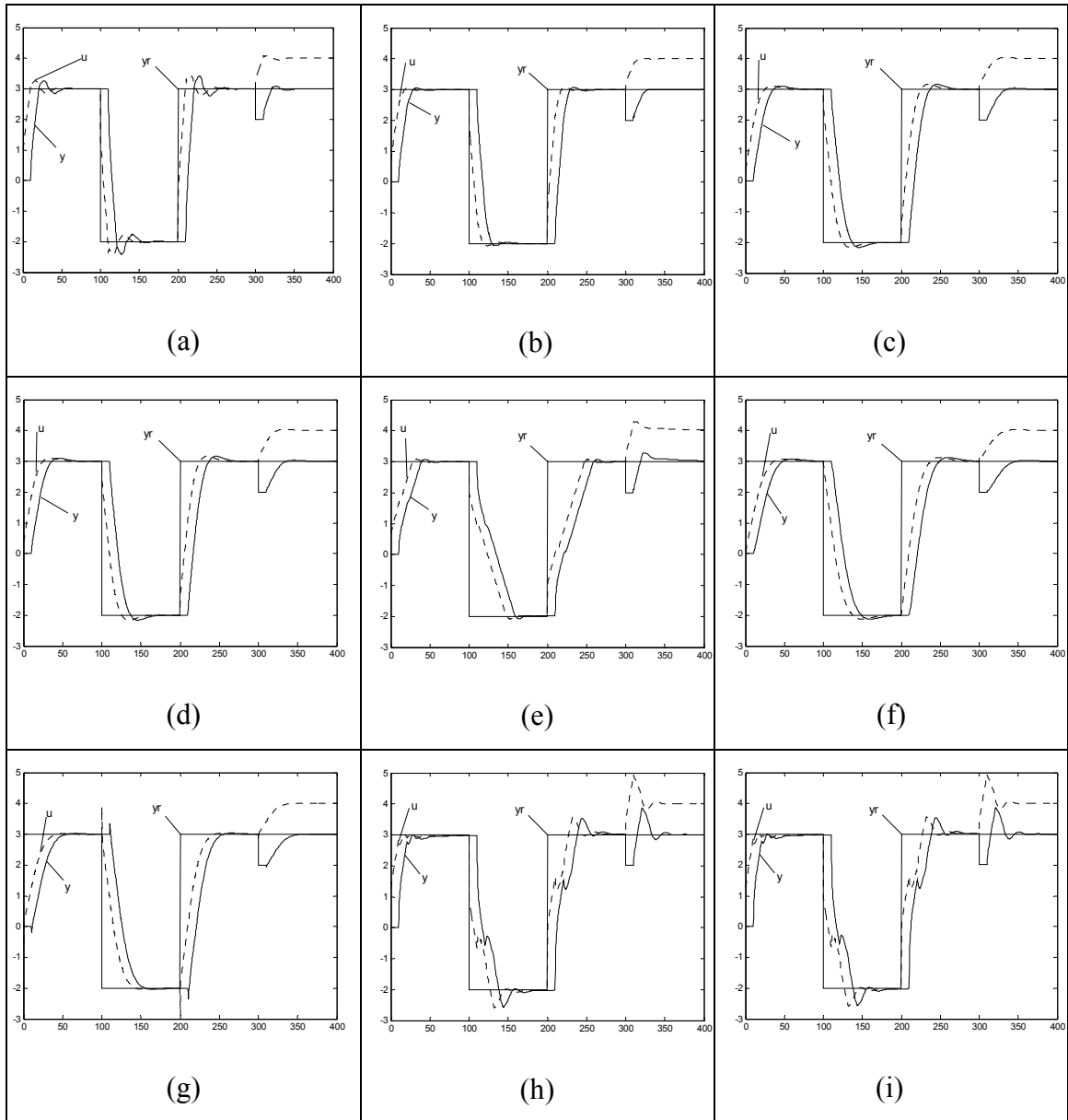


Figura 2.18 – Resultados de simulação do processo P6 controlado por diferentes FPID.

Tabela 2.2 – Índices de desempenho dos sistemas simulados.

Controlador	Índice	P1	P2	P3	P4	P5	P6
CFPID 1	<i>J1</i>	2.4774	0.9853	2.3031	0.2921	1.1560	2.2469
	<i>J2</i>	0.0107	0.0183	0.0037	0.0607	6.4828e-04	0.0082
CFPID 2	<i>J1</i>	2.4518	1.2385	2.4087	0.4636	1.1560	2.5231
	<i>J2</i>	0.0091	0.0077	0.0042	0.0694	6.4828e-04	0.0043
CFPID 3	<i>J1</i>	2.3773	1.0489	2.3987	0.3045	1.1560	2.8506
	<i>J2</i>	0.0127	0.0102	0.0035	0.0600	6.4828e-04	0.0020
CFPID 4	<i>J1</i>	2.6524	1.0914	2.4134	0.3207	1.1560	2.7405
	<i>J2</i>	0.0077	0.0091	0.0034	0.0610	6.4828e-04	0.0021
CFPID 5	<i>J1</i>	3.4381	1.6881	2.8484	0.3054	1.1560	3.6044
	<i>J2</i>	0.0090	0.0066	0.0033	0.0646	6.4828e-04	0.0032
CFPID 6	<i>J1</i>	5.0817	1.3724	3.2359	-	-	3.0674
	<i>J2</i>	0.1466	0.0045	0.0832	-	-	0.0011
CFPID 7	<i>J1</i>	5.3328	2.6015	4.3599	-	-	3.9383
	<i>J2</i>	0.2041	0.0347	0.0403	-	-	0.0058
CFPID 8	<i>J1</i>	2.3165	1.0752	2.4868	0.1848	1.0101	2.4699
	<i>J2</i>	0.0239	0.0204	0.0063	0.0931	0.0143	0.0110
CFPID 9	<i>J1</i>	2.6914	1.2165	3.1349	0.2106	1.4274	2.4699
	<i>J2</i>	0.0248	0.0138	0.0020	0.1158	2.4511e-04	0.0110

De um modo geral os controladores CFPID 2, CFPID3 e CFPID 4 apresentam um melhor desempenho que os outros controladores mantendo um equilíbrio entre o esforço de controle e o seguimento de referência em praticamente todos os processos simulados para os índices *J1* e *J2*. Os controladores CFPID 6 e CFPID 7 se destacam de forma negativa demonstrando serem de difícil sintonia e apresentando um comportamento instável nos processos de maior complexidade (P4 e P5). Já os controladores CFPID 8 e CFPID 9 apresentam em linhas gerais um desempenho inferior aos demais controladores, porém na

tarefa de controlar os processos mais complexos comportam-se bem, tendo ainda como ponto positivo a facilidade de sintonia e implementação.

2.6 – Resultados da Experimentação

Para efeito de comprovação da eficácia dos controladores PID nebulosos apresentados na seção (2.4.1), foi efetuado um experimento em um processo de laboratório ilustrado na figura (2.19). Esse processo é selecionado por apresentar um elevado grau de complexidade, isto é, integrador duplo, instabilidade em malha aberta, fase não-mínima e não-linearidades. As características deste processo tornam o uso de controladores convencionais inadequado, justificando o uso dos controladores nebulosos.

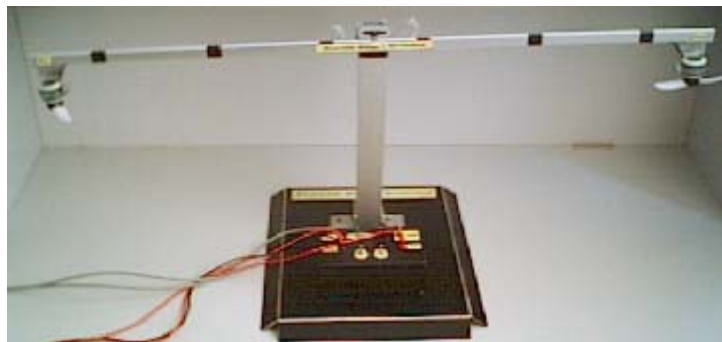


Figura 2.19 – Processo experimental balanço horizontal.

O processo utilizado nas experimentações denomina-se balanço horizontal e é constituído por uma haste horizontal com hélices conectadas as suas extremidades e um potenciômetro conectado ao eixo central. O objetivo de controle é posicionar a haste em ângulos pré-determinados através do controle da velocidade de rotação de uma das hélices, enquanto a outra mantém-se em rotação constante. O ângulo de inclinação é obtido por um potenciômetro conectado no eixo central.

Cada controlador é avaliado com base em testes de seguimento de referência. O período de amostragem selecionado é 250mseg e os experimentos tem a duração de 450 amostras (112,5 seg). Primeiro é aplicado um degrau de 2Volts no instante inicial do experimento, após 150 períodos de amostragem a referência é deslocada para 3Volts e, por

fim, a referência é 4Volts após o mesmo período de tempo permanecendo nesse nível até o final do experimento.

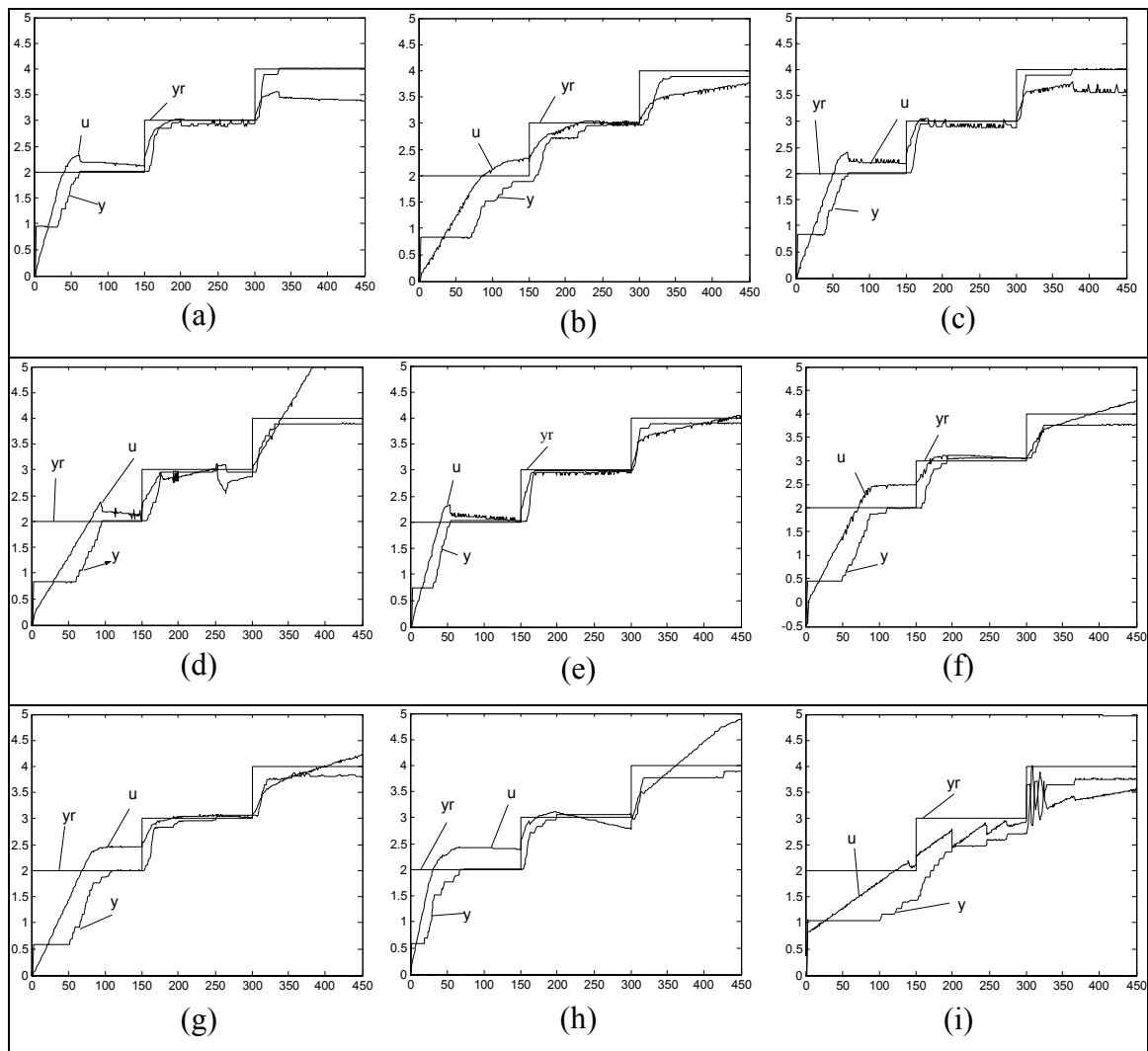


Figura 2.20 – Resultados do processo experimental controlado por diferentes FPID.

Analisando os resultados obtidos nas respostas do processo experimental controlado pelos controladores nebulosos (Figura 2.20) e pelos índices de desempenho apresentados em (Tabela 2.3), pode-se concluir que os controladores CFPID 1, CFPID 3, CFPID 5 e CFPID 8 apresentam o melhor desempenho com destaque para os controladores CFPID 1 e CFPID 3 que eliminam o erro em regime permanente do sistema. O controlador CFPID 9 mostra-se ineficaz no controle do processo experimental balanço horizontal, não

conseguindo eliminar o erro em regime em nenhum dos níveis da referência aplicada e, inclusive, apresentando comportamento oscilatório.

Tabela 2.3 – Índices de desempenho do sistema experimental.

Controladores	J_1	J_2
CFPID 1	0.1336	0.7826 e-03
CFPID 2	0.3459	0.9913 e-03
CFPID 3	0.1751	1.8073 e-03
CFPID 4	0.2780	1.7347 e-03
CFPID 5	0.1700	1.5531 e-03
CFPID 6	0.4103	1.9675 e-03
CFPID 7	0.3438	0.3862 e-03
CFPID 8	0.1788	0.5891 e-03
CFPID 9	0.4621	6.4904 e-03

2.7 Conclusão

Este capítulo apresentou diversas estruturas de controle que combinam a estrutura clássica PID com a lógica nebulosa. Foram apresentados também resultados de simulação e experimentação como forma de validar a aplicação do controle nebuloso em processos onde o controle clássico não apresenta resultados satisfatórios.

Foi mostrada a eficiência dos controladores PID nebulosos em processos de simulação e experimental deixando clara a possibilidade de utilização em diversos processos industriais com dinâmicas e características distintas caracterizando a realidade nos meios acadêmico e industrial.

Também foi buscada uma sintonia única para cada controlador PID nebuloso que fosse capaz de controlar todos os processos simulados, o que representaria uma forma robusta de utilizar os controladores em diversas situações na indústria sem a necessidade de realizar uma nova sintonia. Infelizmente, não foi possível obter tal resultado, devido,

principalmente, a dificuldade de compatibilizar os resultados dos processos P4 (instável em malha aberta) e P5 (integrador) com os resultados do demais processos.

As diversas estruturas desenvolvidas oferecem uma ampla gama de possibilidades no que se refere a desempenho e facilidade de implementação, dispondo assim de soluções para os mais diversos níveis de aplicações. No entanto, sem extrapolar os resultados para qualquer processo, os controladores PID nebulosos se destacam como um bom indicativo de um caminho a ser seguido na indústria.

A seguir, nos capítulos 3 e 4, são apresentadas diferentes formas de se melhorar o controle nebuloso pela adição de características auto-ajustáveis e modelo de referência, aumentando a capacidade de adaptação e aprendizado dos controladores PID nebulosos.

Capítulo 3

Controlador PID Nebuloso Auto-Ajustável

3.1 Introdução

O objetivo do controlador nebuloso é compensar as características dinâmicas complexas do sistema controlado, e para isso, é necessário obter um ajuste ótimo para o controlador (Maeda e Murakami, 1992). A obtenção das regras de um controlador nebuloso muitas vezes se dá pela extração do conhecimento de um operador especialista, o que pode gerar uma base de regras incompleta ou até mesmo inconsistente em determinadas situações. No entanto, de um modo geral, a base de regras é facilmente obtida e condicionada, sendo que a maior dificuldade do projeto é definir as funções de pertinência (Rashid e Heger, 1993).

Um método de sintonia através do algoritmo de mínimos quadrados é sugerido por Rashid e Heger (1993). Este método considera todo o sistema de controle como sendo um sistema dinâmico com parâmetros a serem otimizados. A literatura ilustra inúmeras formas de efetuar o auto-ajuste dos parâmetros de um controlador nebuloso (Maeda e Murakami, 1992; Poulin *et al.*, 1996; Mrad e Deeb, 2002). No entanto, este capítulo trata apenas do controlador PID nebuloso sintonizado via técnica dos mínimos quadrados.

As duas concepções de controle nebuloso abordadas são estático (Figura 3.1) e dinâmico (Figura 3.2), e diferem basicamente pela presença de uma estrutura de ajuste dos parâmetros na concepção dinâmica ou auto-ajustável. O método pelo qual esse ajuste é efetuado define qual o tipo de controlador é implementado. Neste capítulo é apresentado o controlador com mecanismo de ajuste via mínimos quadrados.

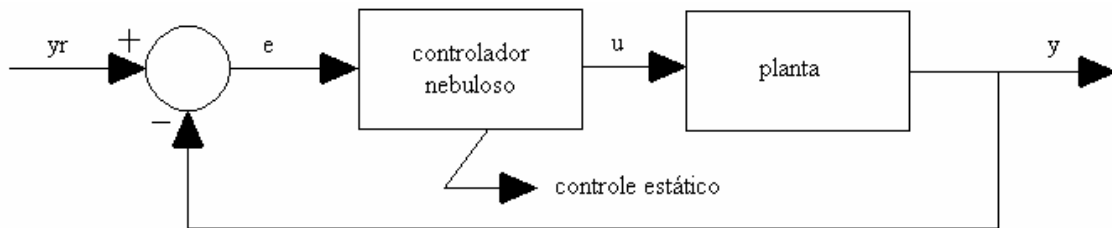


Figura 3.1 – Controlador nebuloso estático.

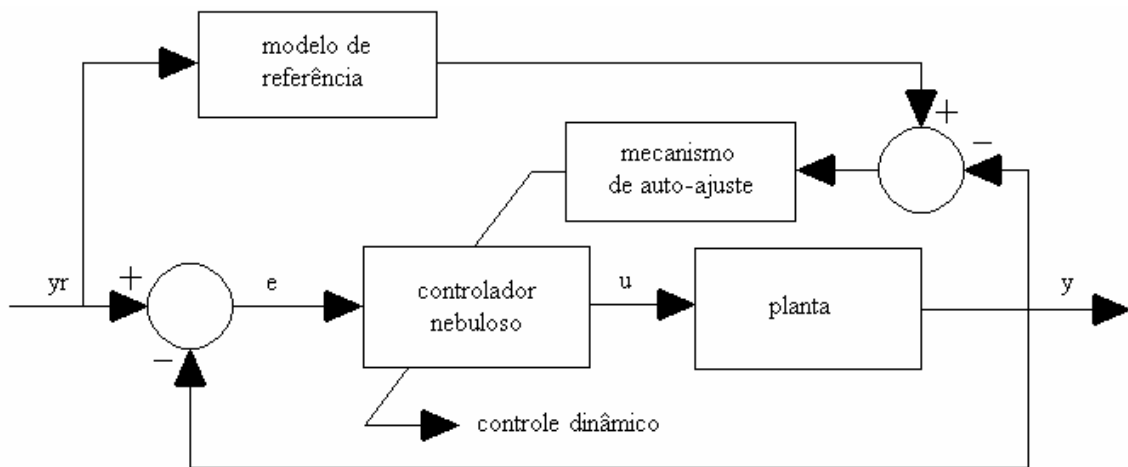


Figura 3.2 – Controlador nebuloso dinâmico.

3.2 Controlador PID Nebuloso com Mínimos Quadrados

Com o conhecimento *a priori* da base de regras, os principais parâmetros de sintonia do controlador nebuloso são as funções de pertinência das variáveis nebulosas, em especial da variável de saída. Uma forma de efetuar o auto-ajuste do controlador é otimizar as funções de pertinência, definição do universo de discurso e da distribuição das funções no universo de discurso.

A otimização dos parâmetros do controlador é obtida pelo deslocamento das funções de pertinência da variável nebulosa de saída, conforme pode ser visto na figura (3.3), onde N corresponde a variável nebulosa “Negativo”, Z corresponde a “Zero”, P é “Positivo” e Z’ é a variável Z após a otimização. Quando o método de desnebulização utilizado é o centro de massa, as funções de pertinência podem ser representadas apenas por um vetor contendo os centros das funções. Utilizando esta forma simplificada de

determinação do valor da variável de controle pelo método dos centros de massa é possível obter o equacionamento adequado para implementar o algoritmo dos mínimos quadrados para otimizar a saída do sistema nebuloso (Rashid e Heger, 1993).

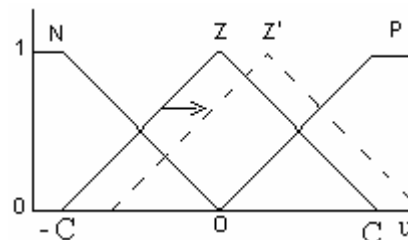


Figura 3.3 – Deslocamento da função de pertinência.

3.2.1 Algoritmo dos Mínimos Quadrados

A saída de um controlador nebuloso pode ser calculada utilizando uma versão simplificada do método do centro de massa equação (3.1),

$$u = \sum_{j=1}^{n_0} a_j c_j \tag{3.1}$$

onde c_j é o centróide da função de pertinência do subconjunto nebuloso de saída correspondente e a_j define o quanto cada subconjunto nebuloso de saída contribui para a saída total. Os valores de a_j são calculados pela equação (3.2), isto é,

$$a_j = \frac{\mu_{R_j}}{\sum_{j=1}^{n_0} \mu_{R_j}} \tag{3.2}$$

Segundo Rashid e Heger (1993), um controlador nebuloso pode ser visualizado como um sistema dinâmico com alguns parâmetros que necessitam ser otimizados. A expressão matemática que descreve este sistema é a equação (3.1), a qual fornece a relação entrada-saída no domínio numérico. Esses parâmetros, que necessitam ser otimizados, são

as funções de pertinência da saída e, para efeito de cálculo, são considerados somente os seus centros de massa.

Admite-se que para um determinado controle conhecido, u_{dk} , aplicado a planta, a resposta desejada, y_{dk} , é obtida. No entanto, em um controlador nebuloso não-sintonizado, a saída u_k nem sempre corresponde a saída desejada u_{dk} . Assim, pode-se representar o controlador não-sintonizado na forma vetorial da equação (3.3), onde e_k é o erro entre a saída desejada do controlador e a saída real, ou seja,

$$u_k = a_k^T c + e_k \quad (3.3)$$

Os vetores a_k e c são dados pelas equações (3.4) e (3.5), respectivamente.

$$a_k^T = [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{n_0}]_k \quad (3.4)$$

$$c^T = [c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_{n_0}] \quad (3.5)$$

O objetivo do estimador é minimizar o somatório do erro quadrático da equação (3.3), através de modificações do vetor centróide. Sendo c^* o novo vetor centróide, a função custo a ser minimizada é dada pela equação (3.6), isso é,

$$J = \sum_{k=1}^{n_s} [a_k^T c^* - u_{dk}]^2 \quad (3.6)$$

Fazendo $\frac{\partial J}{\partial c^*} = 0$, obtém-se o vetor centróide ótimo

$$c^* = \left[\sum_{k=1}^{n_s} a_k a_k^T \right]^{-1} \sum_{k=1}^{n_s} a_k u_{dk} = R_{n_s} P_{n_s} \quad (3.7)$$

onde

$$R_{n_s} = \left[\sum_{k=1}^{n_s} a_k a_k^T \right]^{-1} \quad (3.8)$$

$$P_{n_s} = \sum_{k=1}^{n_s} a_k u_{dk} \quad (3.9)$$

A equação (3.7) determina o vetor de centróides estimado, onde R_{n_s} é uma matriz $(n_s \times n_s)$ e P_{n_s} é um vetor de ordem n_s .

Para implementação do algoritmo em tempo real é necessário expressar as equações (3.8) e (3.9) na forma recursiva, ou seja,

$$R_{n_s}^{-1} = R_{n_s-1}^{-1} + a_{n_s} a_{n_s}^T \quad (3.10)$$

$$P_{n_s} = P_{n_s-1} + a_{n_s} u_{dn_s} \quad (3.11)$$

Para evitar que a cada iteração seja necessário calcular a inversa da matriz R_{n_s} , utiliza-se a seguinte identidade que permite a atualização direta da matriz (Wellstead e Zarrop, 1991).

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (3.12)$$

Através de algumas manipulações algébricas obtém-se a equação que calcula o novo vetor centróide, equação (3.13), onde

$$c_{n_s}^* = c_{n_s-1}^* + R_{n_s} a_{n_s} \left[u_{dn_s} - a_{n_s}^T c_{n_s-1}^* \right] \quad (3.13)$$

A equação (3.13) é composta pelo vetor de centróides do instante anterior mais uma parcela incremental para cada um dos centros de massa das funções de pertinência ativadas

pelo controle nebuloso no instante atual. Esta parcela incremental é determinada pelo método dos mínimos quadrados.

3.2.2 Determinação do Controle Desejado

Uma das maiores dificuldades para implementação de um controlador nebuloso com sintonia via mínimos quadrados com um bom desempenho consiste na determinação do sinal de controle desejado, u_{dn_s} , que nada mais é o sinal de controle necessário para que o sistema tenha uma resposta dentro das especificações do objetivo de controle.

A sugestão contida no pioneiro trabalho de Rashid e Heger (1993) é que seja utilizado um controle linearizante como u_{dn_s} . No entanto, esse tipo de solução tem sua aplicação restringida aos casos onde o processo é conhecido e bem modelado, que são a minoria das situações da indústria. Para superar essa dificuldade são propostas outras duas opções para se determinar o controle ideal de forma *on-line*. A primeira é usar a função de custo do controlador de variância mínima generalizado (GMV) modificada para incluir o direção do erro (Equação 3.14). Outra opção sugerida é a utilização de uma função que inclua o erro quadrático mais o sentido do erro (Equação 3.15).

$$u_{des}(k) = \text{sign}[e(k)] \left\{ \lambda_e [e(k)]^2 + \lambda_u [u(k) - u(k-1)]^2 \right\} \quad (3.14)$$

$$u_{des}(k) = \text{sign}[e(k)] \lambda [e(k)]^2 \quad (3.15)$$

As equações (3.14) e (3.15) apresentam como diferencial a função $\text{sign}(e(k))$, que calcula o sinal do erro, fazendo que o valor do controle desejado seja calculado levando em conta variações positiva e negativa do erro. A não inclusão dessa função faz com que o controle desejado seja calculado apenas em valores absolutos, podendo levar o sistema a instabilidade quando a variação da referencia é negativa.

O desempenho de cada uma destas funções como controle desejado é avaliado na próxima seção, juntamente com a função proposta inicialmente no trabalho de Rashid e Heger (1993).

3.3 Resultados de Simulação

Para efeito de avaliação do controlador nebuloso auto-ajustável apresentado são efetuadas simulações em um processo não-linear. As respostas das nove estruturas do capítulo 2 são avaliadas no controle do processo não-linear representado pelo modelo da equação (3.16). A estrutura de pior desempenho é implementada na forma auto-ajustável e as respostas são comparadas.

$$\dot{y}(t) = -y(t) + \text{sen}^2\left(\sqrt{|y(t)|}\right) + u(t) \quad (3.16)$$

O modelo do processo utilizado nas simulações, representado na equação (3.16), tem um alto grau de não-linearidade, como pode ser visualizado na figura (3.4) que representa a não-linearidade estática da planta, ou seja, a variação do ganho estático de acordo com o nível da entrada. O ponto de operação de maior interesse para as simulações está em torno da origem (0,0), onde existe um ponto de inflexão na curva do ganho, tornando o processo altamente não-linear para variações de referência em torno deste ponto.

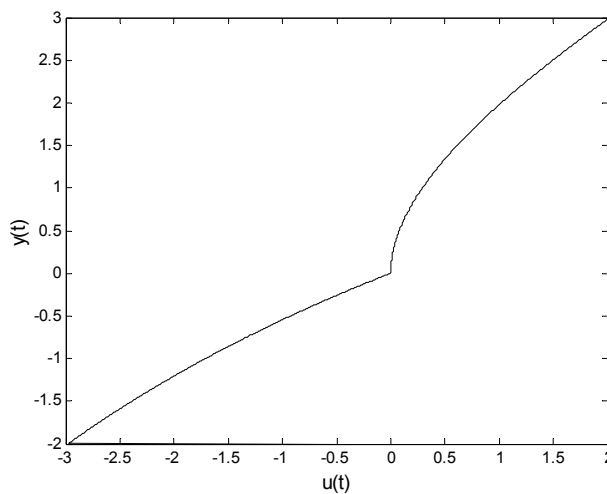


Figura 3.4 – Curva da não-linearidade estática.

As simulações foram efetuadas considerando um sinal de referência variando a magnitude de (3) para (-2) e novamente para (3), cada mudança de referência ocorre após 50 segundos. No instante 150seg é aplicada uma perturbação de magnitude (-1).

A seguir, deriva-se o controle linearizante desejado para o controlador PID nebuloso. Seja o processo não-linear contínuo

$$\dot{y}(t) = -y(t) + \text{sen}^2 \sqrt{|y(t)|} + u(t) \tag{3.17}$$

Considerando a discretização da equação (3.17), pelo método de Euler, para um período de amostragem de 0.5seg, então o processo não-linear discreto é dado por

$$y(k+1) = 0.5 \left[y(k) + \text{sen}^2 \sqrt{|y(k)|} + u(k) \right] \tag{3.18}$$

cuja dinâmica linear desejada é

$$y(k) = \frac{\beta_0}{z + \beta_1} v(k) \tag{3.19}$$

$$y(k+1) + \beta_1 y(k) = \beta_0 v(k) \tag{3.20}$$

onde $\beta_0 = 1 + \beta_1$ é a condição para que se tenha ganho unitário em regime. Portanto, o controle linearizante desejado é

$$0.5y(k) + 0.5 \text{sen}^2 \sqrt{|y(k)|} + 0.5u(k) + \beta_1 y(k) = \beta_0 v(k) \quad (3.21)$$

$$u_d(k) = u(k) = 2\beta_0 v(k) - \text{sen}^2 \sqrt{|y(k)|} - (1 + 2\beta_1)y(k) \quad (3.22)$$

onde β_0 e β_1 são parâmetros de projeto e $v(k) = y_r(k)$. A figura (3.5) ilustra a idéia do controle linearizante. Informações adicionais podem ser obtidas em Slotine e Li (1991).

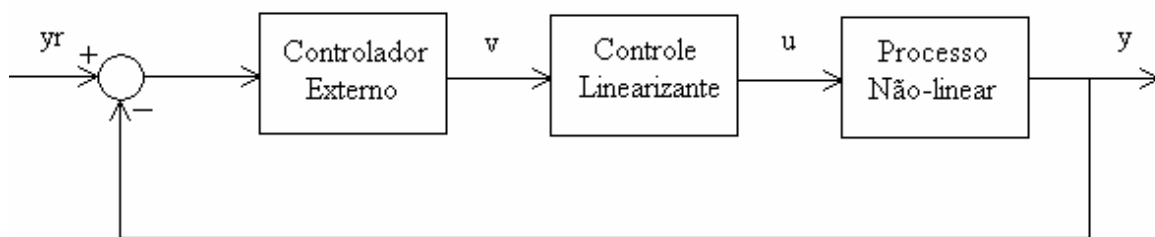


Figura 3.5 – Controle linearizante.

A figura (3.6) apresenta um controlador FPI dinâmico com formas diferentes de determinar o sinal u_d : (a) controle linearizante (Equação 3.22), (b) função custo do GMV modificada (Equação 3.14) e, (c) função proposta, incluindo erro quadrático e o sentido do erro (Equação 3.15). A diferença entre as respostas é mínima. No entanto, a função derivada do controle linearizante necessita de um modelo adequadamente identificado, o que nem sempre é possível. Entre as duas funções propostas, que empregam somente as medidas disponíveis da planta, como alternativa ao controle linearizante, a equação (3.15) tem vantagem por ter apenas um parâmetro de sintonia, o que facilita o projeto do controlador, sem apresentar perda de desempenho.

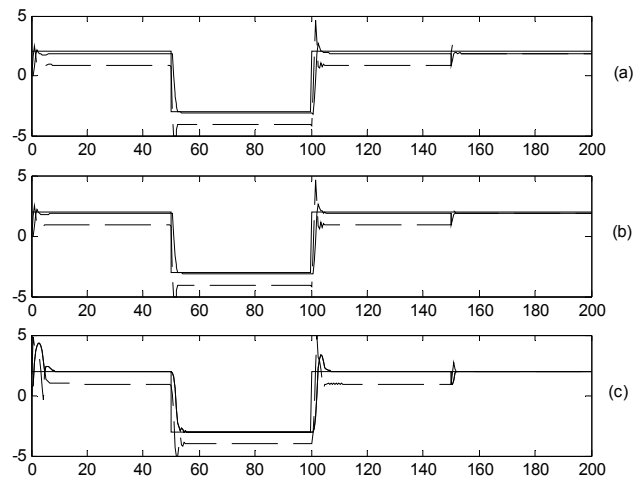


Figura 3.6 – Resultado com o controle FPID dinâmico para diferentes funções u_d .

Na figura (3.7) são apresentados os resultados do sistema não-linear com os controladores PID nebulosos com o sinal u_d determinado pela equação (3.15). As respostas de cada um dos controladores nebulosos estáticos são representadas por: (a)CFPID1, (b)CFPID2, (c)CFPID3, (d)CFPID4, (e)CFPID5, (f)CFPID6, (g)CFPID7, (h)CFPID8 e (i)CFPID9. Os índices de desempenho avaliados e apresentados na tabela (3.1) são os mesmos utilizados na seção 2.5.

Tabela 3.1 – Índices de desempenho de simulação.

	CFPID1	CFPID2	CFPID3	CFPID4	CFPID5	CFPID6	CFPID7	CFPID8	CFPID9
$J1$	0.7009	0.7452	1.0387	0.7544	1.5322	2.3714	2.4962	0.9861	2.6322
$J2$	0.0977	0.0317	0.0552	0.0656	0.0145	0.0188	0.0081	0.0183	0.0093

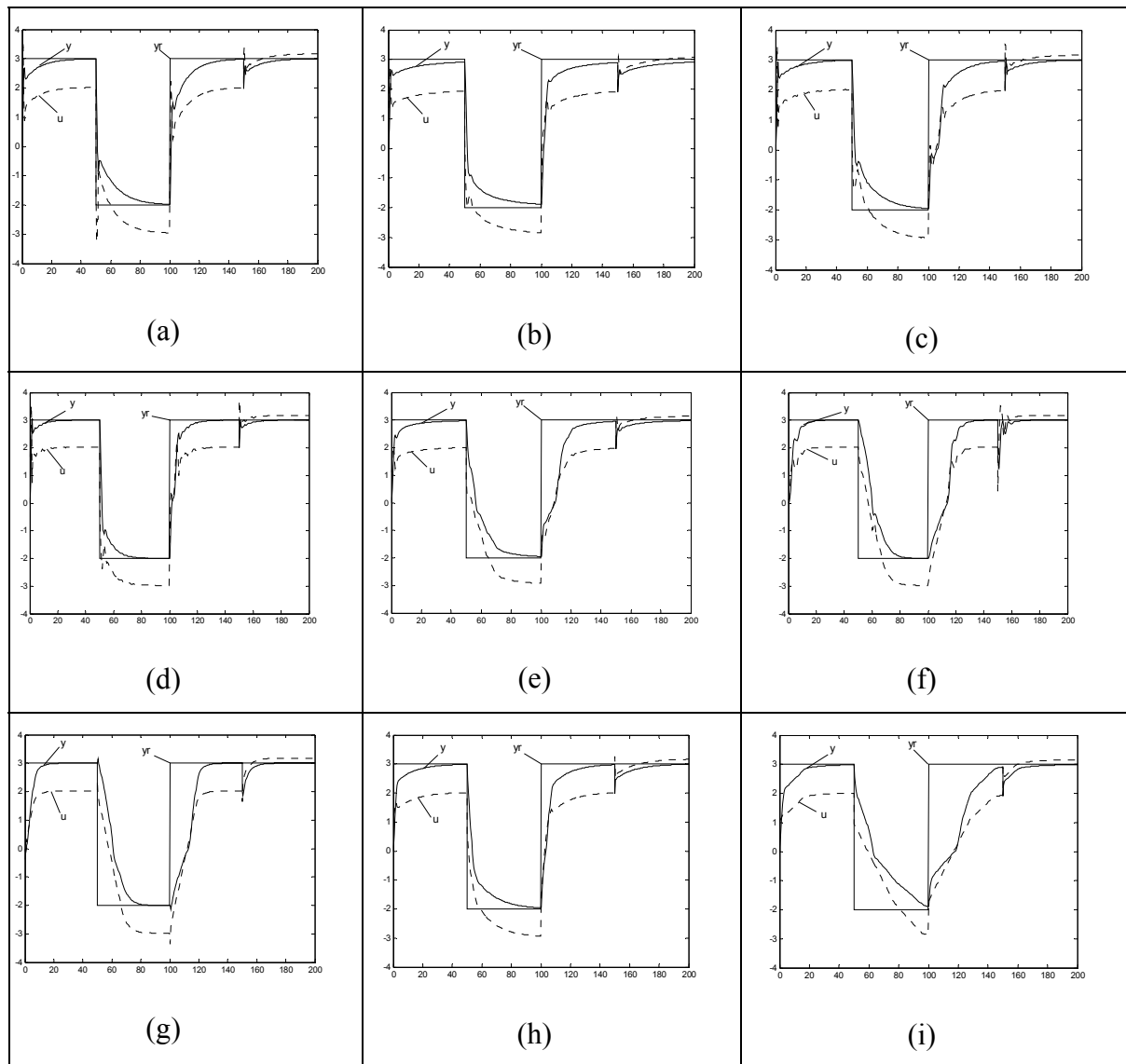


Figura 3.7 – Respostas dos controladores PID nebulosos estáticos.

Comparando as respostas dos CFPID estáticos e os índices de desempenho, pode ser observado que o controlador que apresenta o pior desempenho é o controlador CFPID9 (Figura 3.7(i)). Para verificar a eficiência do uso de um controlador auto-ajustável é adicionado o algoritmo dos mínimos quadrados a esta estrutura, e os resultados de simulação da estrutura estática e da estrutura dinâmica são comparados.

O controlador CFPID9 é implementado com o algoritmo dos mínimos quadrados sendo utilizado para determinar os vetores dos centros de massa das três parcelas (FP, FI e FD) independentemente. Os valores dos vetores dos centróides iniciais e do peso do sinal de controle desejado são diferentes para cada parcela. A resposta para o sistema com a

estrutura dinâmica apresenta uma melhora significativa. Os índices de desempenho são, para o erro e o controle respectivamente, $J1=0.7901$ e $J2=0.0209$, e a figura (3.8) ilustra a resposta do sistema.

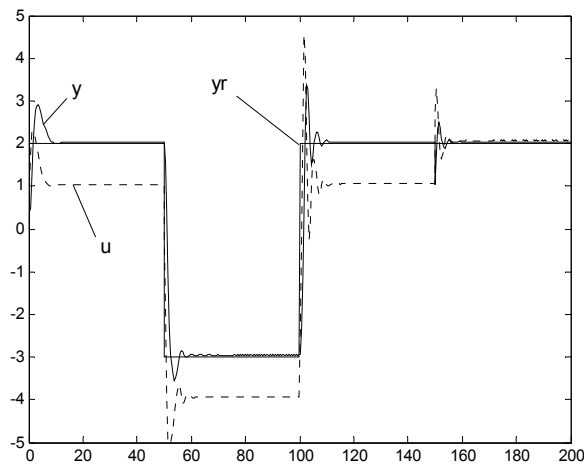


Figura 3.8 – Resposta do controlador CFPID9 dinâmico.

A estrutura dinâmica (com o algoritmo dos mínimos quadrados) do controlador CFPID9 (FP+FI+FD) apresenta uma resposta superior que a estrutura estática por não apresentar erro em regime e por ter uma resposta mais rápida, apesar de um pouco oscilatória.

3.4 Resultados da Experimentação

De forma semelhante aos resultados de simulação os resultados experimentais também consistem na comparação entre o pior resultado dos controladores estáticos e sua versão auto-ajustável. O processo utilizado no experimento com o controlador auto-ajustável é o mesmo utilizado no capítulo 2 (balanço horizontal).

A figura (3.9) é o resultado da resposta do controlador CFPID9 estático, apresentada no capítulo 2. Para efetuar a comparação a figura (3.10) apresenta o resultado do controlador CFPID9 dinâmico com u_d determinado pela equação (3.15).

A avaliação dos controladores é baseada no mesmo teste de referência aplicado no capítulo 2. O período de amostragem selecionado é 250mseg e os experimentos tem a duração de 450 amostras (112.5 seg). Primeiro é aplicado um degrau de 2Volts no instante inicial do experimento, após 150 períodos de amostragem a referência é deslocada para 3Volts e, por fim, a referência é 4Volts após o mesmo período de tempo permanecendo nesse nível até o final do experimento.

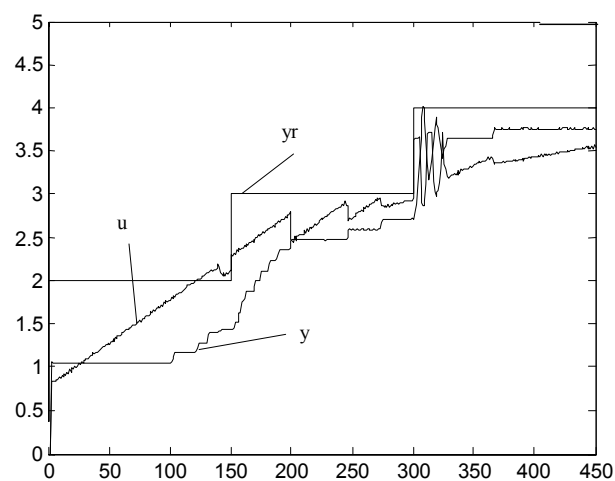


Figura 3.9 – Balanço horizontal com CFPID9 estático.

Tabela 3.2 – Índices de desempenho de experimentação.

	CFPID9 estático	CFPID9 dinâmico
<i>J1</i>	0.9242	0.6109
<i>J2</i>	0.0129	0.0022

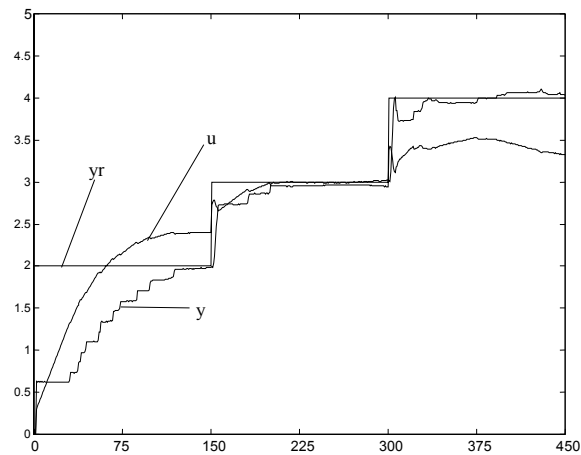


Figura 3.10 – Balanço horizontal com CFPID9 dinâmico.

A estrutura dinâmica apresenta uma melhora considerável em relação a estrutura estática. A estrutura auto-ajustável não apresenta erro em regime em nenhuma das variações de referência e tem uma dinâmica rápida. Por outro lado o controlador estático não apresenta uma dinâmica adequada nem é capaz de eliminar o erro em regime permanente.

3.5 Conclusão

A utilização de uma estrutura auto-ajustável é interessante quando não existem informações suficientemente precisas para efetuar a sintonia do controlador nebuloso, ou quando o processo a ser controlado apresenta um alto grau de complexidade.

Neste capítulo foi apresentada uma estrutura de controle auto-ajustável baseada na sintonia dos parâmetros do controlador via o algoritmo dos mínimos quadrados. Foram propostas duas novas formas de determinar o controle desejado que tem por função determinar a convergência dos parâmetros a serem ajustados visando a melhor dinâmica de malha fechada.

Pelos resultados obtidos tanto nas simulações quanto nas experimentações, observou-se uma melhora no comportamento em regime e na dinâmica dos sistemas. Verificou-se também um aumento na robustez do sistema, uma vez que não ocorreram

alterações significativas na dinâmica da resposta nem oscilações excessivas. No entanto, a dificuldade de projeto, deve-se a determinação do controle desejado. Para que se torne uma opção viável são necessários testes adicionais na forma das equações (3.14) e (3.15), ou que se busque outras opções para melhorar a capacidade de adaptação aos controladores. No capítulo 4 são discutidos controladores que utilizam modelos de referência para realizar a adaptação dos controladores nebulosos.

Capítulo 4

Controlador PID Nebuloso por Modelo de Referência

4.1 Introdução

Diversas técnicas de controle moderno vem sendo desenvolvidas nos últimos anos com o objetivo de melhorar o desempenho dos controladores PID clássicos. O controle adaptativo é uma das técnicas que apresenta os melhores resultados quando é necessária uma resposta rápida em sistemas onde as condições de operação variam. Diferentes esquemas de adaptação foram propostos, tais como: auto-ajustável, modelo de referência e modos deslizantes (Åström e Wittenmark, 1995). O projeto de controladores adaptativos clássicos é baseado na modelagem matemática e é usualmente complexo devido ao esforço computacional dos algoritmos de controle (Minh e Hoang, 1996).

O controle nebuloso é uma alternativa viável ao controle clássico no controle de processos com parâmetros variantes no tempo, não-lineares e com informações imprecisas. No entanto, apesar das diversas aplicações comerciais e industriais bem sucedidas existem algumas desvantagens: (i) é difícil determinar alguns parâmetros do controlador (funções de pertinência, método de desnebulização e método de inferência) de forma analítica; (ii) o controlador nebuloso projetado para as condições nominais de um determinado processo pode apresentar um desempenho inadequado se ocorrerem variações paramétricas significantes, alterações estruturais ou perturbações ambientais (Sugeno, 1985; Kung e Liaw, 1996; Moudgal *et al.*, 1995; Chiu, 1998). Como forma de solucionar esses problemas é sugerida a utilização de um controlador nebuloso adaptativo por modelo de referência (Layne e Passino, 1996).

O uso de uma grande faixa de operação no controle de um processo não-linear pode levar o sistema a apresentar um desempenho indesejável devido a dinâmica variável do processo. Além disso, as regras obtidas podem não ser válidas para todos os pontos de operação do processo (Rashid e Heger, 1993; Kung e Liaw, 1996; Layne e Passino, 1996;

Minh e Hoang, 1996; Mrad e Deeb, 2002). Com o controlador nebuloso por modelo de referência se pretende superar as desvantagens de ambas técnicas utilizando-as de forma complementar. O controlador nebuloso permite que o projeto dispense o uso de modelos matemáticos complexos e se torne computacionalmente atrativo. O controle adaptativo permite que a imprecisão inerente ao projeto do controlador nebuloso seja superado pelo mecanismo de adaptação e que mudanças nas condições de operação sejam incorporadas no controlador.

4.2 Controlador FPID Adaptativo com Modelo Nebuloso Interno

O controlador adaptativo proposto por Layne e Passino (1996), *Fuzzy Model Reference Learning Control* (FMRLC), é denominado controle adaptativo direto uma vez que atualiza diretamente os parâmetros do controlador sem uma identificação explícita dos parâmetros do processo. Este controlador é uma extensão dos conceitos do *self-organizing control* (SOC) proposto por Procyk e Mamdani (1979), em combinação com algumas idéias do *model reference adaptive control* (MRAC) de Åström e Wittenmark (1995).

O controlador FMRLC (Figura 4.1) utiliza um mecanismo de aprendizado que: (i) observa os dados de entrada e saída de um sistema de controle nebuloso, (ii) avalia o desempenho atual e, (iii) automaticamente sintetiza e/ou ajusta os parâmetros do controlador nebuloso para que os requisitos de controle previamente estabelecidos sejam satisfeitos. Estes requisitos de controle são estabelecidos na definição do modelo de referência (Layne e Passino, 1996).

O controlador da figura (4.1) pode ser dividido em três partes diferentes: (i) um controlador PID nebuloso, (ii) um modelo de referência e, (iii) o mecanismo de ajuste. Como controlador PID nebuloso qualquer uma das estruturas apresentadas no capítulo 2 pode ser utilizada.

O modelo de referência propicia a possibilidade de quantificar o desempenho desejado do processo. De um modo geral, o modelo de referência pode ser qualquer tipo de sistema dinâmico. O desempenho total do sistema é computado com relação ao modelo de referência gerando um sinal de erro $e_m(k)$, onde

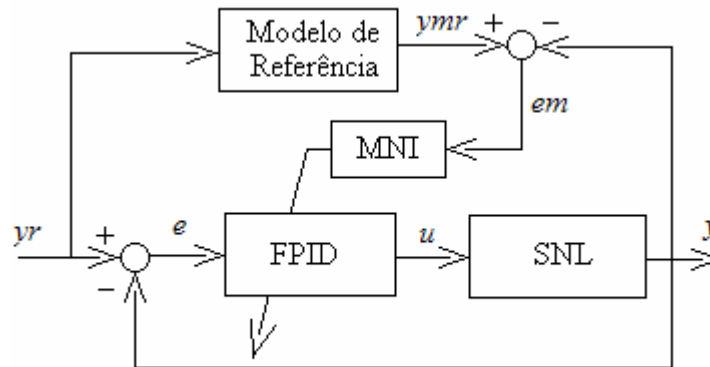


Figura 4.1 – Controlador nebuloso + modelo nebuloso inverso.

$$e_m(k) = y_{mr}(k) - y(k) \quad (4.1)$$

Os critérios de projeto, tais como, estabilidade, tempo de subida, sobre-sinal, tempo de estabilização são representados no modelo de referência e a entrada deste é o sinal de referência $y_r(k)$. O sistema atinge o desempenho desejado se o mecanismo de ajuste forçar $e_m(k)$ a permanecer num valor mínimo ou nulo (Layne e Passino, 1996). Uma vez que a saída do sistema atinja o valor desejado, então $e_m(k)$ tende a zero e o mecanismo de ajuste não tem influência significativa no sistema.

O mecanismo de ajuste é composto por um modelo nebuloso inverso (MNI) e por um “modificador da base de conhecimento”. O modelo nebuloso inverso tem a função de mapear o sinal $e_m(k)$ para as modificações necessárias nos parâmetros do controlador, ou seja, determina como alterar a entrada do processo para que a saída esteja o mais próxima possível da saída do modelo de referência. É importante ressaltar que não é necessário um modelo matemático preciso do processo, e que não é necessário, nem mesmo que exista a inversa do processo (processos de fase não-mínima). Apenas uma idéia aproximada é necessária.

A modificação da base de regras se dá através da atualização dos valores dos centros de massa das funções de pertinência. Com as informações a respeito das modificações necessárias nos parâmetros do controlador expressas no vetor $\mathbf{p}(k)$

proveniente do modelo nebuloso inverso, o mecanismo de ajuste altera os parâmetros do vetor dos centros de massa da variável nebulosa de saída, alterando assim o sinal de controle aplicado.

Seja, $c_n^{j\dots k,l\dots m}$ o centro das funções de pertinência simétricas associadas com o conjunto nebuloso $U_n^{j\dots k,l\dots m}$. A modificação da base de conhecimento é efetuada deslocando os centros das funções de pertinência dos conjuntos nebulosos $U_n^{j\dots k,l\dots m}$ que estão associados com as implicações que contribuíram para a ação de controle anterior $u(k-1)$. O tamanho do deslocamento dos centros é determinado pelo vetor $\mathbf{p}(k) = [p_1(k) \dots p_r(k)]^T$, conforme a equação (4.2).

$$c_n^{j\dots k,l\dots m}(k) = c_n^{j\dots k,l\dots m}(k-1) + p_n(k) \tag{4.2}$$

As principais características deste controlador são apresentar uma adaptação local, uma vez que o mecanismo de ajuste altera somente os centros das funções de pertinência ativadas naquele instante, e ter uma memória uma vez que em uma condição operacional nova ele terá que se adaptar, mas se retornar a essa mesma condição de operação já estará bem sintonizado.

Para ilustrar o funcionamento do controlador da figura (4.1) são apresentadas as bases de regras do controlador FPI (Tabela 4.1) usado na malha direta, e do modelo nebuloso inverso (Tabela 4.2).

Tabela 4.1 – Base de regras do controlador FPI.

		Erro		
		N	Z	P
Variação do erro	N	Z	NP	PP
	Z	NG	Z	PG
	P	NP	PP	Z

Tabela 4.2 – Base de regras do modelo nebuloso inverso.

		Erro		
		N	Z	P
Variação do erro	N	NG	Z	PP
	Z	NP	Z	PP
	P	NP	Z	PG

Nas tabelas os valores são definidos da seguinte forma: N – negativo; Z – zero; P – positivo; NG – negativo grande; NP – negativo pequeno; PG – positivo grande e PP – positivo pequeno.

4.3 Controlador FPID Adaptativo com Compensação Nebulosa

Segundo Minh e Hoang (1996) a adaptação de um sistema de controle nebuloso pode ser obtida usando os mesmos esquemas desenvolvidos para os sistemas adaptativos clássicos. No entanto, tanto o projeto quanto a implementação podem ser simplificados pelo uso da lógica fuzzy no mecanismo de adaptação.

O diagrama da figura (4.2) representa o controlador nebuloso adaptativo de Minh e Hoang (1996). Da mesma forma que a estrutura apresentada na figura (4.1) o modelo de referência é responsável pela determinação da dinâmica desejada, e na maioria dos casos um sistema de primeira ordem pode ser usado como modelo de referência. Como a entrada aplicada tanto no modelo de referência quanto no controlador nebuloso é a mesma, a diferença (e_m) entre a saída real (y) e a saída do modelo de referência (y_{mr}), valor desejado, serve como sinal de entrada para o mecanismo de adaptação. O mecanismo de adaptação nebuloso (MAN) gera a partir desse sinal de erro (e_m) uma compensação que é adicionada diretamente ao sinal de controle.

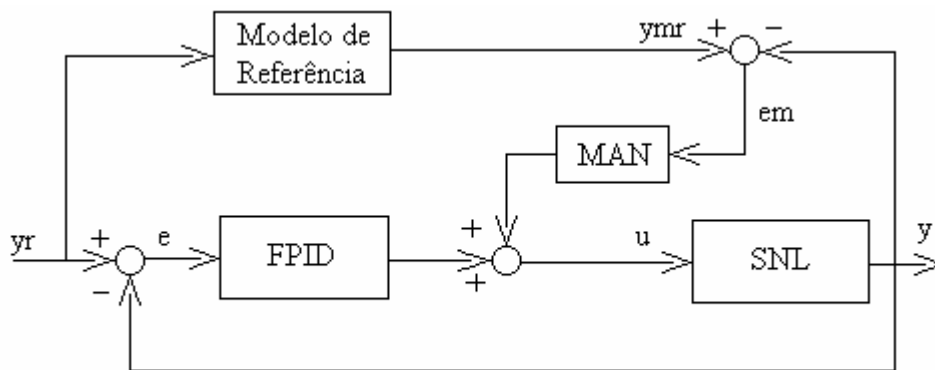


Figura 4.2 – Controlador nebuloso + mecanismo de adaptação nebuloso.

A estrutura interna do mecanismo nebuloso de adaptação é muito similar a de um controlador PD nebuloso. Como tal utiliza como sinais de entrada o erro do modelo (Equação 4.3) e a variação do erro do modelo (Equação 4.4), e calcula o sinal de controle correspondente através da avaliação das regras, onde

$$e_m(k) = y(k) - y_{mr}(k) \quad (4.3)$$

$$ce_m(k) = e_m(k) - e_m(k-1) \quad (4.4)$$

4.4 Controle PID Clássico com Adaptação Nebulosa

O controlador apresentado na figura (4.3) é uma proposta de alteração do controlador apresentado por Minh e Hoang (1996). A estrutura de funcionamento é basicamente a mesma, um modelo de referência determina quais as especificações de desempenho devem ser atingidas e um mecanismo de adaptação nebuloso compensa a diferença entre a saída real e a saída desejada. A única diferença é que neste controlador é sugerida a utilização de um controlador PID convencional na malha principal. As vantagens deste controlador se referem principalmente a facilidade de projeto e implementação, uma vez que as técnicas de sintonia de controladores clássicos são bem conhecidas e exploradas na literatura de controle clássico. A idéia básica é sintonizar um

controlador convencional para a condição nominal de operação e quando houver alguma alteração no desempenho do sistema, o mecanismo de adaptação nebuloso deve compensar as imprecisões na dinâmica de malha fechada.

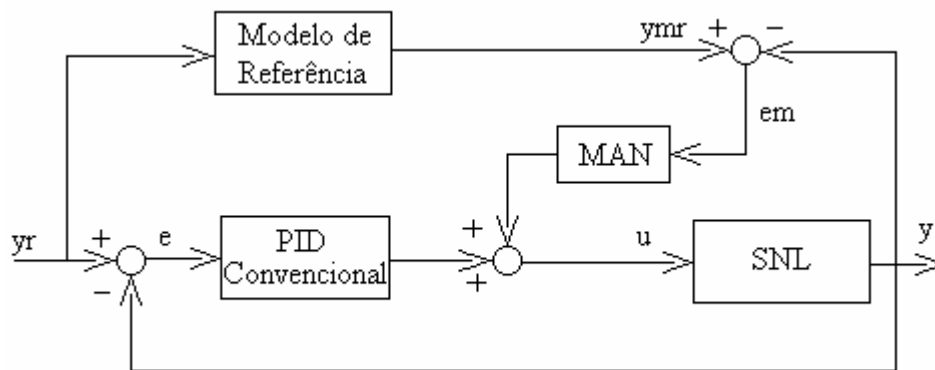


Figura 4.3 – Controlador convencional + mecanismo de adaptação nebuloso.

Quando o controlador está operando nas condições nominais, o seguimento do modelo é perfeito, e o mecanismo de adaptação não tem função. Quando mudanças paramétricas significativas ocorrem, ou o conhecimento representado na base de regras não é confiável, um sinal de adaptação é produzido pelo mecanismo de adaptação nebuloso e é adicionado ao sinal de controle gerado pelo controlador direto, neste caso, o controlador PID convencional (Mrad e Deeb, 2002).

4.5 Resultados de Simulação

Para verificar a eficiência dos controladores apresentados neste capítulo, é utilizado o mesmo modelo não-linear (Equação 3.16) utilizado na obtenção dos resultados de simulação do controlador auto-ajustável do capítulo 3. O controlador avaliado é composto por um PI nebuloso com a etapa de desnebulização efetuada pelo método do centro de massa. As simulações são efetuadas por um período de 90seg. Novamente o objetivo da simulação é avaliar o comportamento do controlador frente a uma situação altamente não-linear, portanto a variação da referência é feita da seguinte forma: no instante inicial é aplicado um degrau de magnitude (-2), após 30seg a referência é colocada em (2) e

permanece nesse nível. No instante 60seg é aplicada uma perturbação de carga de magnitude (-2), para que possa ser avaliada também a capacidade do controlador de rejeitar perturbações, e não só de realizar o seguimento de referência.

Na figura (4.4) apresenta-se a dinâmica do controlador FPI sem nenhum tipo de adaptação para que possa ser realizada uma comparação entre os controladores, e que se possa ter uma dimensão da contribuição do sistema adaptativo. Essa comparação é relevante, porque a sintonia do controlador FPI é a mesma dos controladores FPI utilizados em conjunto com as estratégias adaptativas. Portanto, a melhora que pode ser percebida nas respostas das figuras (4.5) e (4.6) se deve a introdução da capacidade de adaptação aos controladores nebulosos (Layne e Passino, 1996; Minh e Hoang, 1996).

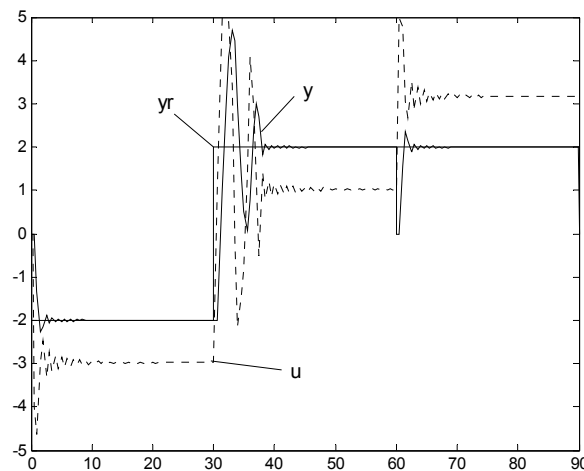


Figura 4.4 – FPI não auto-ajustável.

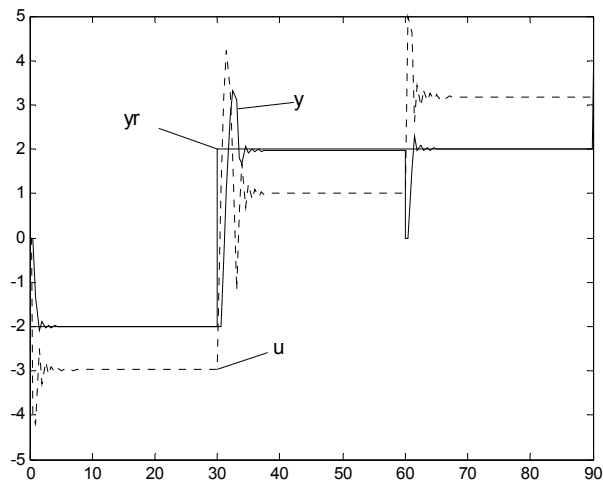


Figura 4.5 – FPI + adaptação nebulosa.

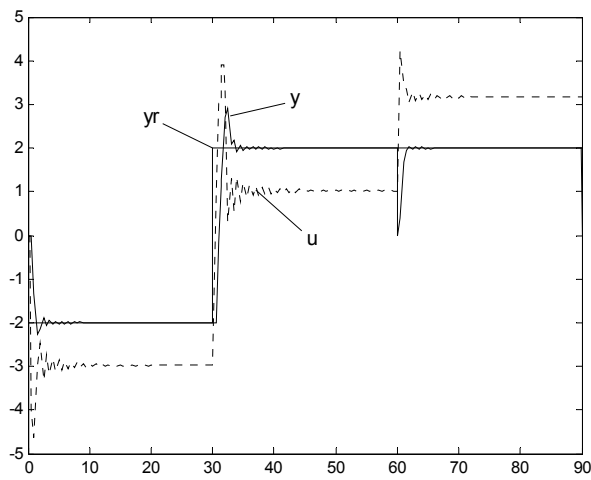


Figura 4.6 – FPI + compensação nebulosa

Enquanto o controlador FPI apresenta uma dinâmica pouco amortecida, os controladores adaptativos apresentam uma rápida convergência e um menor sobre-sinal.

A resposta do controlador proposto (PI + compensação nebulosa) é a que apresenta o controle mais suave, mas um pouco oscilatório e lento (Figura 4.7). Para que se tenha uma dimensão quantitativa do desempenho dos controladores, na tabela (4.3) são apresentados os resultados dos índices de desempenho (seção 2.5) e avaliados por 15seg após cada alteração nas condições de operação do sistema.

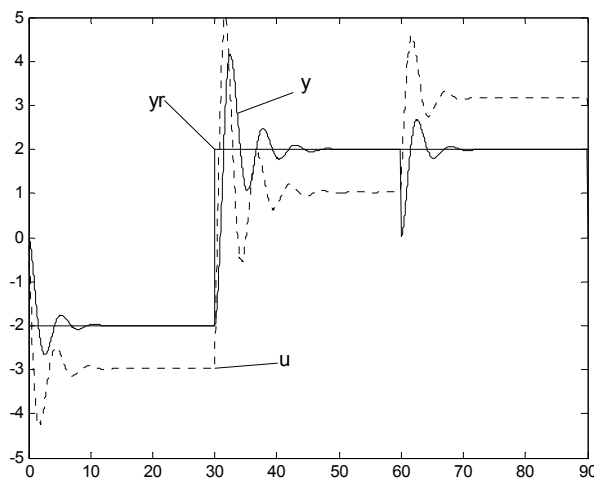


Figura 4.7 – PI + compensação nebulosa

Tabela 4.3 – Índices de desempenho de simulação.

Controlador	FPI (Não Adaptativo)	FPI + Adaptação Nebulosa	FPI + Compensação Nebulosa	PI + Compensação Nebulosa
J_1	0.4718	0.3296	0.2977	0.3368
J_2	0.6050	0.4476	0.3629	0.2394

4.6 Resultados da Experimentação

Os resultados experimentais foram obtidos no controle do processo balanço horizontal (Figura 2.18) e são apresentadas as respostas do sistema controlado pelos três

controladores adaptativos apresentados neste capítulo. O experimento foi realizado com um período de amostragem de 250mseg, a referência é estabelecida em 2.5Volts, após 40seg é deslocada para 3.5Volts por mais 40seg quando retorna ao nível anterior (2.5Volts), permanecendo até o fim do experimento. O experimento de rejeição de carga é efetuado aplicando uma perturbação elétrica de 0.5Volts no instante 120seg na saída do processo. Os índices de desempenho são também apresentados (Tabela 4.3) e computados por 20seg após cada alteração nas condições de operação.

Os resultados são apresentados da seguinte forma: (Figura 4.8) controlador PI nebuloso com modelo nebuloso inverso; (Figura 4.9) controlador PI nebuloso com compensação nebulosa e (Figura 4.10) controlador PI clássico com compensação nebulosa.

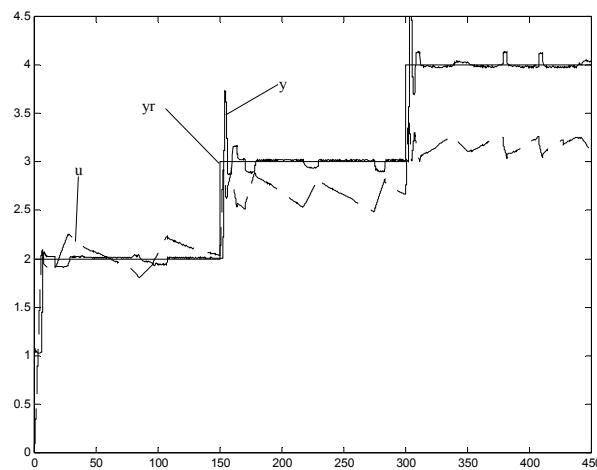


Figura 4.8 – CFPI + modelo nebuloso inverso.

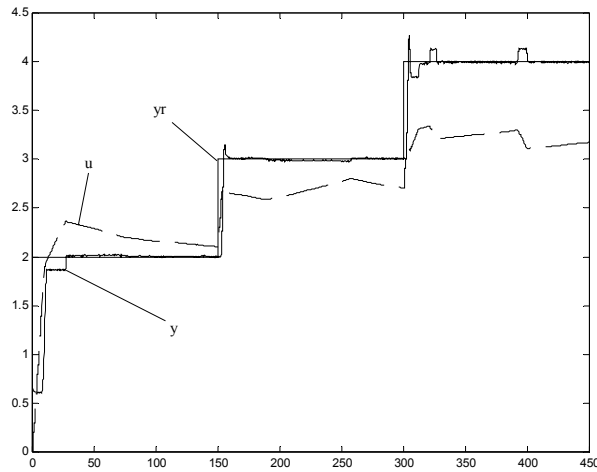


Figura 4.9 – CFPI + compensação nebulosa.

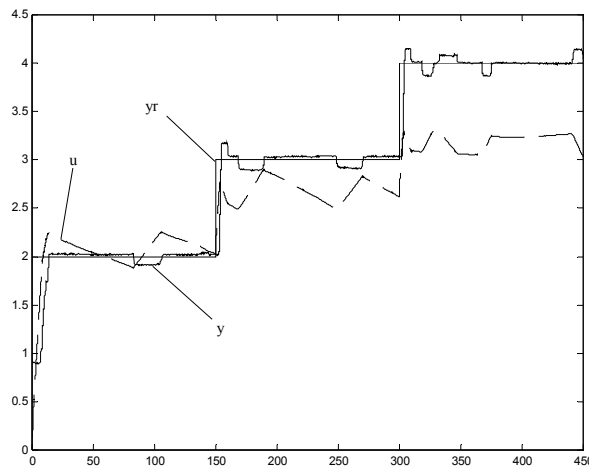


Figura 4.10 – PI + compensação nebulosa.

Os resultados obtidos na experimentação são bastante promissores, pois em todos os três casos o sistema conseguiu realizar ambas tarefas, seguimento de referência e rejeição de perturbação, de forma satisfatória e com uma dinâmica bem comportada.

Como forma de permitir uma melhor comparação entre os três controladores nebulosos apresentados neste capítulo e o controlador nebuloso auto-ajustável apresentado no capítulo 3, são apresentados os índices de desempenho (Tabela 4.4) relativos ao desvio no seguimento de referência e ao esforço de controle. Nota-se que o desempenho dos controladores apresentados neste capítulo tem desempenho significativamente superior ao método que utiliza a técnica dos mínimos quadrados. Não se pode, no entanto, esquecer que a estrutura básica deste não é o PI como nos demais e sim uma estrutura que calcula as parcelas P, I e D de forma isolada.

Tabela 4.4 – Índices de desempenho de experimentação.

Controlador	FPI + Adaptação Nebulosa	FPI + Compensação Nebulosa	PI + Compensação Nebulosa	CFPID9 via MQR
J_1	0.0275	0.0863	0.0916	0.6109
J_2	0.4398 e-03	0.0467 e-03	0.4215 e-03	2.1932 e-03

4.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados três tipos diferentes de concepções de controladores adaptativos que utilizam a lógica nebulosa como ferramenta para adaptação e/ou como controlador.

Todas as estruturas foram avaliadas tanto em simulações quanto em experimentos de laboratório. Os resultados obtidos se mostraram satisfatórios e os controladores propostos apresentaram uma melhora significativa de desempenho quando comparados com a estrutura de controle nebulosa sem características de adaptação. Entretanto, a comparação entre os controladores apresentados neste capítulo e um controlador com a estrutura PID clássica deve levar em conta a forma de obtenção dos parâmetros de sintonia. Os parâmetros de sintonia de um controlador PID clássico são calculados por um dos diversos métodos disponíveis e os controladores nebulosos apresentados foram sintonizados por tentativa e erro.

A melhora apresentada na comparação entre os métodos utilizados e a técnica dos mínimos quadrados é válida, mesmo sabendo das diferenças entre as estruturas básicas

destes controladores. No entanto, é interessante que sejam efetuados mais ensaios em estudos de casos comparativos entre as estruturas, para ratificar os resultados aqui apresentados.

Observou-se neste capítulo que os controladores adaptativos nebulosos são uma boa solução para o controle de plantas com alto grau de complexidades e plantas não-lineares, sem a necessidade de realizar a identificação de modelos matemáticos linearizados, muitas vezes ineficazes, ou não-lineares, difíceis de se obter.

A seguir, o capítulo 5 trata outra abordagem para o controle de plantas não-lineares, o controle por escalonamento de ganhos nebuloso. Assim, tem-se uma nova metodologia adaptativa de realizar o controle de plantas complexas e não-lineares por meio de uma abordagem inteligente, utilizando como ferramenta a lógica nebulosa.

Capítulo 5

Controlador PID com Escalonamento de Ganhos por Lógica Nebulosa

5.1 Introdução

Em processos não-lineares, as respostas temporais de malhas de controle convencionais podem apresentar dinâmicas distintas em função da faixa de operação (por exemplo, para diferentes níveis de referência as respostas a entradas do tipo degrau apresentam dinâmicas distintas). As plantas com parâmetros variantes no tempo também apresentam respostas diferenciadas. Nestes casos torna-se necessário ajustar ou sintonizar novamente as malhas de controle em função das condições de operação dos sistemas (Pinheiro, 2002).

Uma forma de controlar processos não-lineares e com parâmetros variantes no tempo de forma satisfatória sem abrir mão dos controladores convencionais, é utilizar a técnica de escalonamento de ganhos, proposta por Åström e Wittenmark (1995). Esta abordagem tem como principal desvantagem o fato de as mudanças de parâmetros ocorrerem de forma abrupta, podendo levar o sistema a um desempenho inadequado ou, até mesmo, tornar o sistema instável em malha fechada (Santos *et al.*, 2000). Para superar esta dificuldade foi proposta a utilização da lógica nebulosa para realizar o escalonamento dos ganhos de forma suave (Zhao *et al.*, 1993).

Neste capítulo é apresentado o projeto de um controlador PID com escalonamento de ganhos nebuloso para uma planta não-linear. São discutidos aspectos da determinação do controlador PID através de um projeto do tipo *Internal Model Control* (IMC), para diversos pontos de operação da planta. Também é discutida a diferença entre possíveis métodos de realizar o escalonamento e quais variáveis utilizar como entrada do supervisor e que influência tem sobre o sistema de controle. Finalmente, são apresentados resultados de simulação.

5.2 Escalonamento de Ganhos Nebuloso

O escalonamento de ganhos pode ser combinado com a lógica nebulosa de diversas formas com diferentes níveis de inteligência incorporada ao algoritmo. No nível mais alto de inteligência a base de regras nebulosas pode ser construída de forma a detectar a necessidade de re-sintonização do controlador convencional se o desempenho da malha de controle se deteriorar. Um supervisor nebuloso pode, além de escalonar os ganhos, decidir quando deve ser efetuada uma nova sintonização do controlador.

Com um nível menor de inteligência o supervisor nebuloso pode efetuar somente o chaveamento dos ganhos. Esta possibilidade é discutida em detalhes neste capítulo, por ser uma solução relativamente simples de implementar e projetar, e por apresentar resultados de simulação satisfatórios. O sistema de controle PID com escalonamento de ganhos nebuloso está apresentado na figura (5.1), onde dois escalonadores nebulosos determinam os parâmetros pré-definidos para cada faixa de operação. As faixas de operação são identificadas pelos valores de referência (y_r) e de saída (y) do sistema.

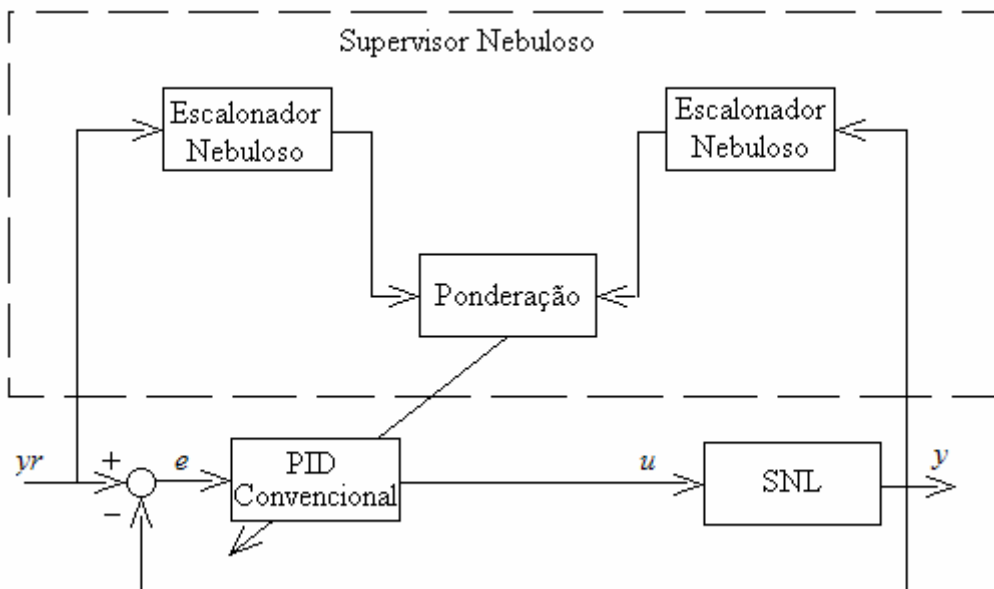


Figura 5.1 – Escalonamento de ganhos por lógica nebulosa.

O escalonador funciona chaveando os ganhos quando ocorrem mudanças significativas das condições de operação. Como a determinação da faixa de operação na qual cada conjunto de parâmetros é válido não pode ser feita de forma precisa, a lógica nebulosa proporciona uma solução adequada para o problema do escalonamento, por lidar com informações imprecisas (Viljama, 2000). Esse sistema de controle exige que se obtenha os parâmetros de sintonia em diversos pontos de operação, como se fossem vários sistemas localmente linearizados em torno do ponto de operação.

Outra questão importante a ser discutida é a determinação da variável de escalonamento, a variável que serve para determinar qual o ponto de operação do sistema. Em diversos trabalhos a variável utilizada é o sinal de erro (Zhao *et al.*, 1993; Pinheiro, 2002), em outros é utilizado o sinal de referência (Santos *et al.*, 2000; Viljama, 2000). A determinação da variável de escalonamento deve levar em conta a influência exercida sobre a dinâmica da planta. Também podem ser utilizadas mais de uma variável, neste caso é importante que se defina corretamente o peso de cada uma das variáveis na determinação dos parâmetros do controlador.

O funcionamento do escalonador pode ser resumido em três etapas: (i) análise da variável de escalonamento e determinação do ponto de operação; (ii) avaliação da base de regras, que relaciona o ponto de operação determinado com os ganhos do controlador, e (iii) definição do valor dos parâmetros de sintonia do controlador PID e atualização do controlador.

5.3 Projeto do Controlador PID via Estrutura IMC

O controlador utilizado na malha principal do sistema de controle por escalonamento de ganhos nebuloso pode ser qualquer controlador linear. Devido à ampla gama de técnicas de projeto desenvolvidas o controle PID torna-se uma ótima opção como base do controle de ganhos escalonados.

Uma dessas metodologias de projeto é baseada na estrutura de controle por modelo interno (IMC). O controlador IMC é projetado para funcionar como o inverso do modelo da planta e sendo necessária a utilização de um filtro para possibilitar a implementação do controlador IMC (Seborg *et al.*, 1989).

A figura (5.2) apresenta a estrutura de controle IMC, onde: $Y_r(s)$ – referência, $E(s)$ – erro, $U(s)$ – controle, $D(s)$ – perturbação, $Y(s)$ – saída do processo, $G_p(s)$ – processo não-linear, $G_c(s)$ – controlador e $\tilde{G}_p(s)$ – modelo do processo. A função de transferência de malha fechada (FTMF) está representada na equação (5.1).

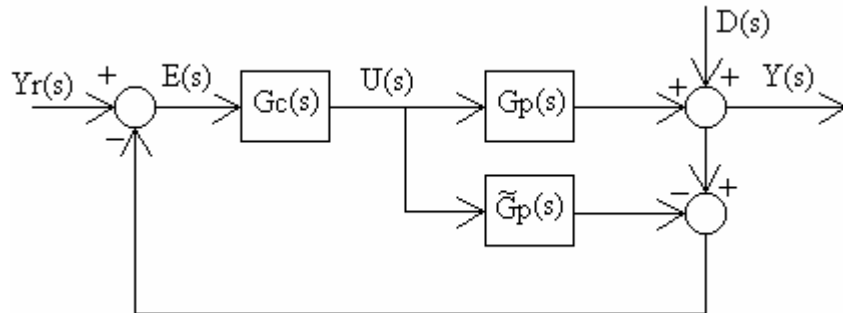


Figura 5.2 – Estrutura IMC.

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]G_c(s)} Y_r(s) + \frac{[1 - G_c(s)\tilde{G}_p(s)]}{1 + [G_p(s) - \tilde{G}_p(s)]G_c(s)} D(s) \quad (5.1)$$

Considerando a planta idêntica ao modelo, e desprezando os efeitos da perturbação,

$$G_p(s) = \tilde{G}_p(s) \quad (5.2)$$

então

$$Y(s) = G_c(s)\tilde{G}_p(s)Y_r(s) \quad (5.3)$$

$$Y(s) = Y_r(s) \rightarrow G_c(s) = \frac{1}{\tilde{G}_p(s)} \quad (5.4)$$

O modelo do processo pode ser dividido em duas parcelas, ou seja

$$G_p(s) = G_p^-(s)G_p^+(s) \quad (5.5)$$

Admitindo o modelo da planta com características monotônica ou oscilatória e de fase não-mínima

$$G_p(s) = \frac{K_p(-\beta s + 1)}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1} \quad (5.6)$$

então

$$G_p^-(s) = \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1} \quad (5.7)$$

$$G_p^+(s) = -(\beta s + 1) \quad (5.8)$$

$$F(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (5.9)$$

A equação do controlador IMC torna-se

$$G_c(s) = \frac{1}{\tilde{G}_p^-(s)} F(s) \quad (5.10)$$

$$G_c(s) = \frac{(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1)}{K} \frac{1}{(\lambda s + 1)} \quad (5.11)$$

$$G_c(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1}{K[\lambda s + 1]} \quad (5.12)$$

A estrutura IMC (Figura 5.2), pode ser rearranjada na forma da figura (5.3), que equivale a estrutura PID da figura (5.4).

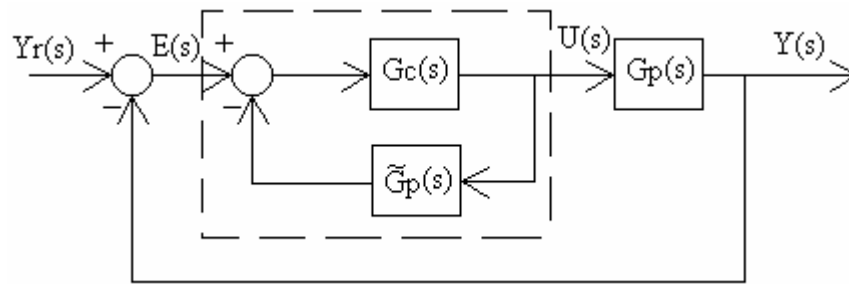


Figura 5.3 – Estrutura IMC rearranjada.

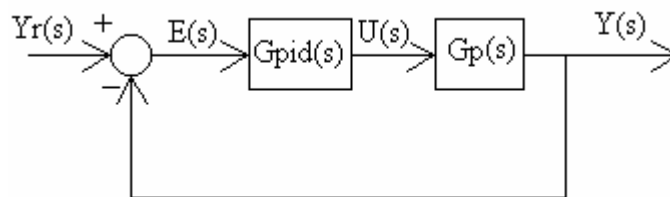


Figura 5.4 – Estrutura PID.

Igualando os dois controladores obtém-se

$$G_{pid}(s) = \frac{G_c(s)}{1 - G_c(s)\tilde{G}_p^+(s)\tilde{G}_p^-(s)} \quad (5.13)$$

$$G_{pid}(s) = \frac{[\tilde{G}_p^-(s)]^{-1} F(s)}{1 - [\tilde{G}_p^-(s)]^{-1} \tilde{G}_p^+(s)\tilde{G}_p^-(s) F(s)} \quad (5.14)$$

$$G_{pid}(s) = \frac{F(s)}{\tilde{G}_p^-(s)[1 - \tilde{G}_p^+(s)F(s)]} \quad (5.15)$$

Substituindo as equações (5.7), (5.8) e (5.9) na equação (5.15) deriva-se o controlador PID sintonizado via estrutura IMC (Equação 5.16), isto é,

$$G_{pid}(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1}{K(\lambda s + \beta s)} \quad (5.16)$$

Comparando a equação (5.16) na forma clássica de representar o controle PID (Equação 5.17),

$$G_{pid}(s) = \frac{K_c}{T_i s} (T_d T_i s^2 + T_i s + 1) \quad (5.17)$$

obtem-se os parâmetros do controlador PID em função dos parâmetros de sintonia do controlador com estrutura IMC. Portanto,

$$\begin{aligned} T_i &= 2\xi\tau \\ T_d &= \frac{\tau}{2\xi} \\ K_c &= \frac{2\xi\tau}{K(\lambda + \beta)} \end{aligned} \quad (5.18)$$

onde λ é o parâmetro de sintonia relativo a constante de tempo do sistema de malha fechada. Informações adicionais sobre o projeto PID/IMC podem ser obtidas em Seborg *et al.* (1989).

5.4 Sintonia do Controlador e do Escalonador

Na estrutura do controlador da equação (5.17), o erro é processado diretamente pela parcela derivativa, o que causa uma ação de controle abrupta nos instantes onde ocorrem as mudanças de nível da referência. Para evitar variações do nível de controle com grandes magnitudes pode-se utilizar a estrutura de controle PI+D (Equação 5.19), onde a parcela derivativa do controlador é calculada somente com base na saída do sistema, evitando assim o denominado *kick derivativo*. Logo, a equação do controlador tem a forma

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \frac{K_p T_d s}{1 + a T_d s} Y(s) \quad (5.19)$$

onde a é a constante de filtro que assume valores entre 0 e 1. A função do filtro é minimizar os efeitos do ruído de alta frequência na medição da saída do processo.

O controlador PI+D discretizado tem a forma

$$\begin{aligned}
 u_{pi}(k) &= u_{pi}(k-1) + K_c \left[ce(k) + \frac{T_s}{T_i} e(k) \right] \\
 u_d(k) &= \frac{T_d}{T_s + aT_d} [au_d(k-1) - K_c cy(k)] \\
 u(k) &= u_{pi}(k) + u_d(k)
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

onde T_s é o período de amostragem, $ce(k) = e(k) - e(k-1)$ é a variação do erro e $cy(k) = y(k) - y(k-1)$ é a variação da saída.

Para que a sintonia do controlador possa ser realizada é necessário que seja realizada a identificação de modelos do processo. A quantidade de modelos lineares necessários depende da intensidade da não-linearidade do sistema. Quando a não-linearidade não é conhecida, devem ser identificados alguns modelos linearizados em torno de pontos de operação uniformemente distribuídos na faixa de operação do controle. Se é percebido que em determinada região da faixa a não-linearidade é mais forte devem ser identificados mais alguns pontos nesta região (Viljama, 2000). Utilizando os parâmetros encontrados na identificação obtém-se os parâmetros de sintonia do controlador através das equações (5.18), que são armazenados em vetores representando os centros de massa das funções de pertinência das variáveis nebulosas do escalonador.

$$\theta_{in1} = \left[y_0^{(1)} \quad y_0^{(2)} \quad \dots \quad y_0^{(m_y)} \right] \tag{5.21}$$

$$\theta_{in2} = \left[y_{r0}^{(1)} \quad y_{r0}^{(2)} \quad \dots \quad y_{r0}^{(m_r)} \right] \tag{5.22}$$

$$\theta_{out} = \begin{bmatrix} K_{p1} & T_{i1} & T_{d1} \\ K_{p1} & T_{i2} & T_{d2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{p_{m_y}} & T_{i_{m_y}} & T_{d_{m_y}} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

onde m_y e m_r estão associados aos diferentes pontos de operação identificados para o controlador PID.

As funções de pertinência geradas podem se utilizadas em uma base de regras bidimensional ou em duas bases de regras unidimensionais. No exemplo de simulação apresentado na seção (5.5) são utilizadas duas bases unidimensionais, pois desta forma a carga computacional do algoritmo de controle é reduzida, e a ponderação de influência das variáveis de escalonamento na saída pode ser efetuada externamente, facilitando a avaliação destes parâmetros no funcionamento do controlador.

5.5 Resultados de Simulação

As simulações visam comprovar a eficiência do controlador por escalonamento de ganhos nebuloso em processos altamente não-lineares. Assim utiliza-se o sistema não-linear representado na forma de equações de estado (Equação 5.24), isto é,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} x_2(t) - u(t) \\ -0.25x_1(t) - 0.70(x_2(t) - u(t)) + (4.75 - 4.50x_1(t))u(t) \end{bmatrix} \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (5.24)$$

A figura (5.5) apresenta a resposta do sistema para entradas degrau de magnitude 0.1. Verifica-se uma grande variação do ganho estático do processo, o que torna a utilização de qualquer controlador linear simples impraticável.

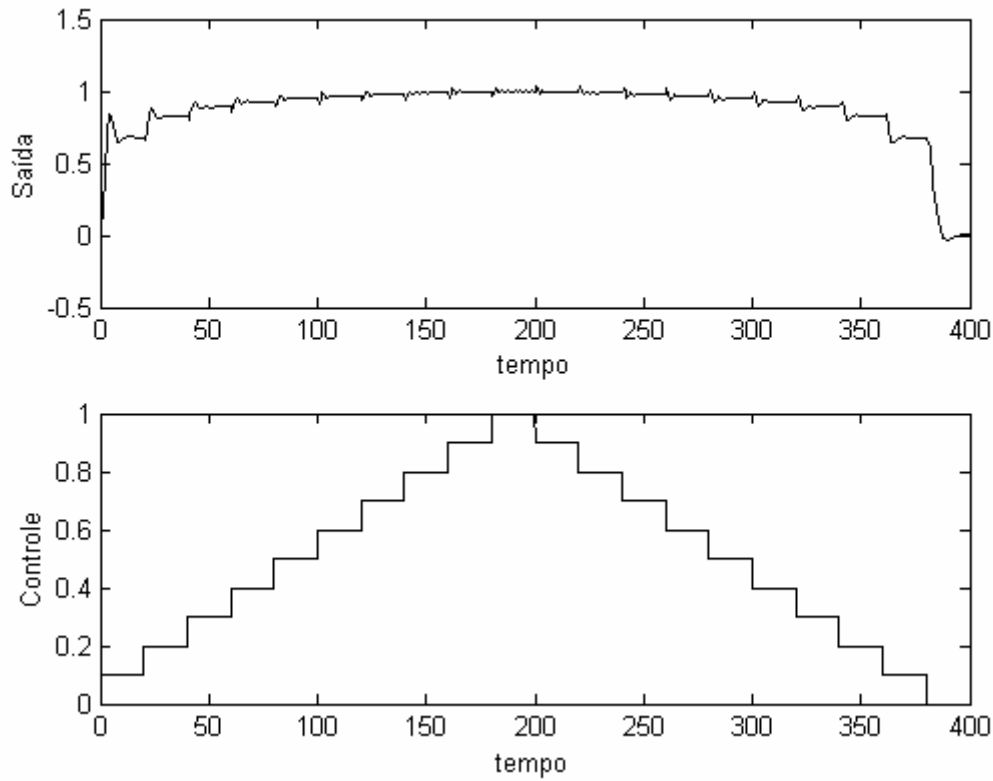


Figura 5.5 – Não-linearidade do processo da equação (5.24).

O sistema não-linear da equação (5.24) pode ser linearizado e representado pela equação (5.25)

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.25 - 4.5u_0 & -0.70 \end{bmatrix} \tilde{x}(t) + \begin{bmatrix} -1 \\ 0.7 + \frac{4.75}{1+18u_0} \end{bmatrix} \tilde{u}(t) \\ y(t) &= [1 \quad 0] \tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (5.25)$$

onde em regime permanente

$$y_0 = \frac{4.75u_0}{0.25 + 4.50u_0}. \quad (5.26)$$

A representação por função de transferência do sistema linearizado (5.25) é

$$G(s) = \frac{-a_0s + b_0}{s^2 + c_0s + d_0} \quad (5.27)$$

onde

$$\begin{aligned} a_0 &= -1 \\ b_0 &= \frac{4.75}{1 + 18u_0} \\ c_0 &= 0.70 \\ d_0 &= 0.25 + 4.50u_0 \end{aligned} \quad (5.28)$$

O intervalo de controle utilizado é (0.1) e o período de amostragem é $T_s=0.5\text{seg}$. Como pode ser visualizado na figura (5.4) a não-linearidade é mais forte para sinais de controle pequenos, portanto são determinados mais pontos de operação próximos ao zero. O sinal de controle é aplicado nos seguintes pontos [0.0025 0.025 0.05 0.25 0.75]. O vetor com os pontos de operação, que representam os centros das funções de pertinência da variável de entrada correspondentes ao sinal de controle é dado por

$$\theta_{in} = [0.045 \quad 0.33 \quad 0.5 \quad 0.86 \quad 0.95 \quad 0.98] \quad (5.29)$$

o que abrange praticamente toda faixa de operação do sistema. É interessante ressaltar que os pontos de operação correspondentes aos escalonadores baseados no sinal de referência e na saída são os mesmos, portanto as funções de pertinência de entrada de ambos são iguais.

Os parâmetros do controlador são determinados pelas regras de sintonia IMC, ou seja,

$$\theta_{out} = \begin{bmatrix} 0.03 & 2.7 & 1.4 \\ 0.04 & 1.9 & 1.4 \\ 0.052 & 1.5 & 1.4 \\ 0.13 & 0.51 & 1.4 \\ 0.15 & 0.28 & 1.4 \\ 0.19 & 0.19 & 1.4 \end{bmatrix}. \quad (5.30)$$

Para avaliar o controlador são realizados dois tipos de simulação. A primeira varia a referência em degraus de magnitude 0.1 de 0 até 1 em intervalos de 40seg (Figura 5.6), o valor da constante do filtro é $a=0.01$. Pode ser notado que o controle nos níveis próximos aos limites (principalmente o limite superior) tem um desempenho menos satisfatório, principalmente devido a menor quantidade de informação nestas regiões.

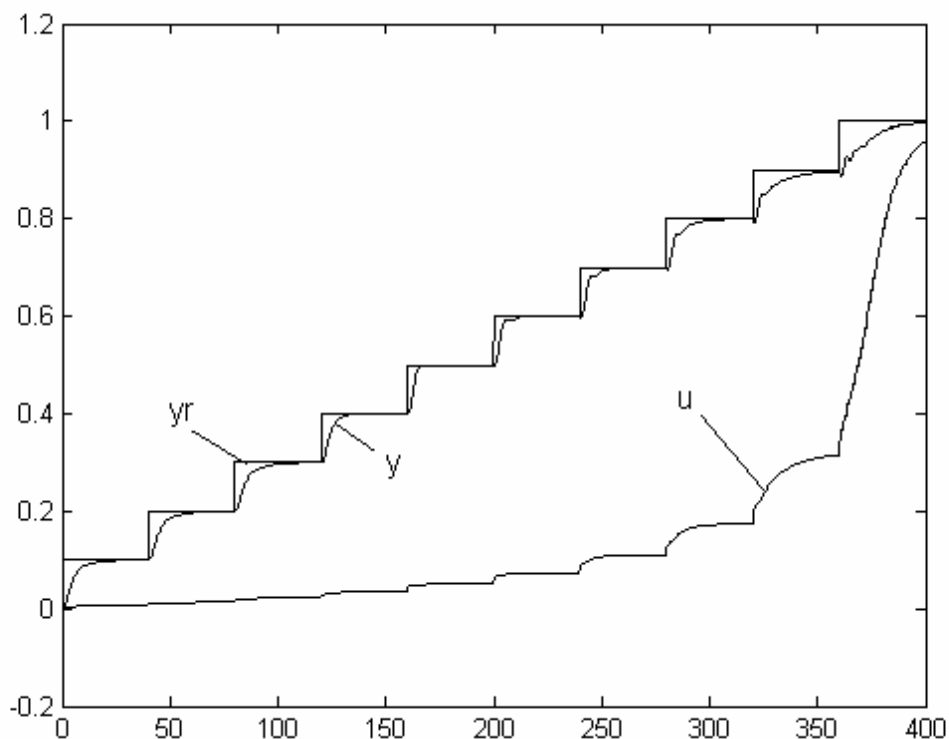


Figure 5.6 – Sistema de controle por escalonamento e ganhos nebuloso.

Na segunda simulação utilizam-se degraus maiores, de amplitude de 0.5, e apresenta resultados para diferentes ponderações da variável de escalonamento. É importante ressaltar que a soma dos pesos de cada uma das variáveis de escalonamento deve ser sempre igual a 1.

Observa-se que com o aumento da ponderação da referência na definição dos parâmetros do controlador a resposta apresenta um sobre-sinal menor, de característica mais oscilatória, portanto, é importante obter um ponto que satisfaça esse compromisso operacional.

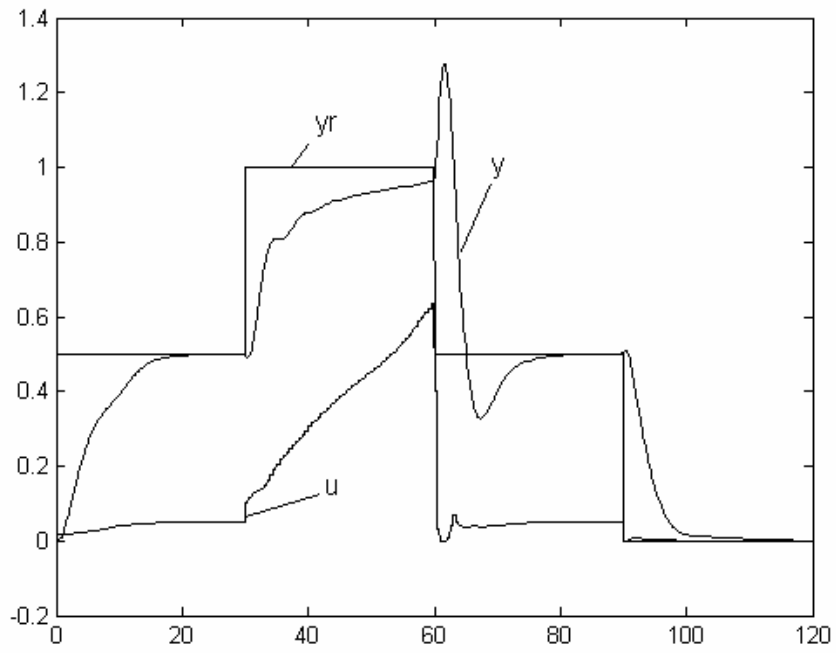


Figura 5.7 – Ponderação da variável de escalonamento ($1.0 y - 0.0 y_r$).

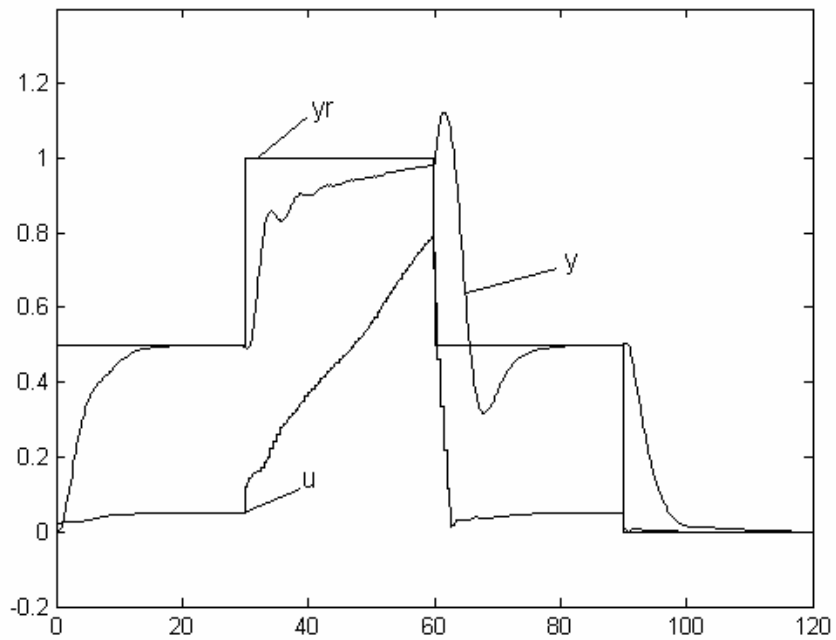


Figura 5.8 – Ponderação da variável de escalonamento ($0.8 y - 0.2 y_r$).

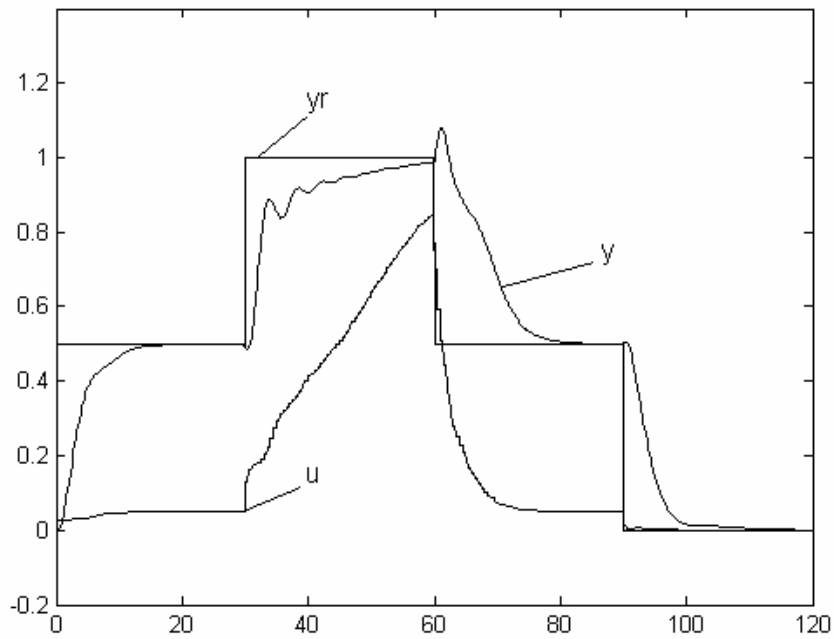


Figura 5.9 – Ponderação da variável de escalonamento ($0.7 y - 0.3 y_r$).

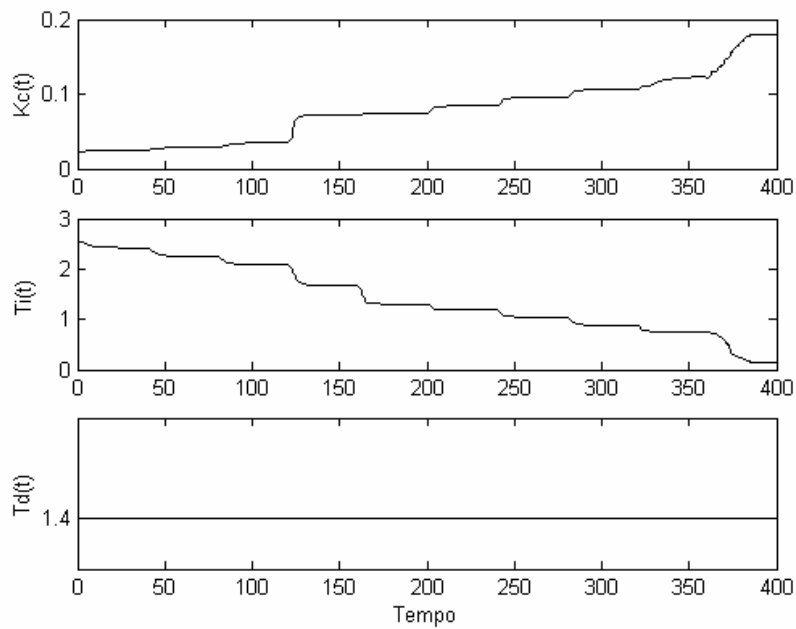


Figura 5.10 – Evolução dos parâmetros do controlador PID.

As figuras (5.10) e (5.11) apresentam a evolução dos parâmetros do controlador para as simulações das figuras (5.6) e (5.9) respectivamente.

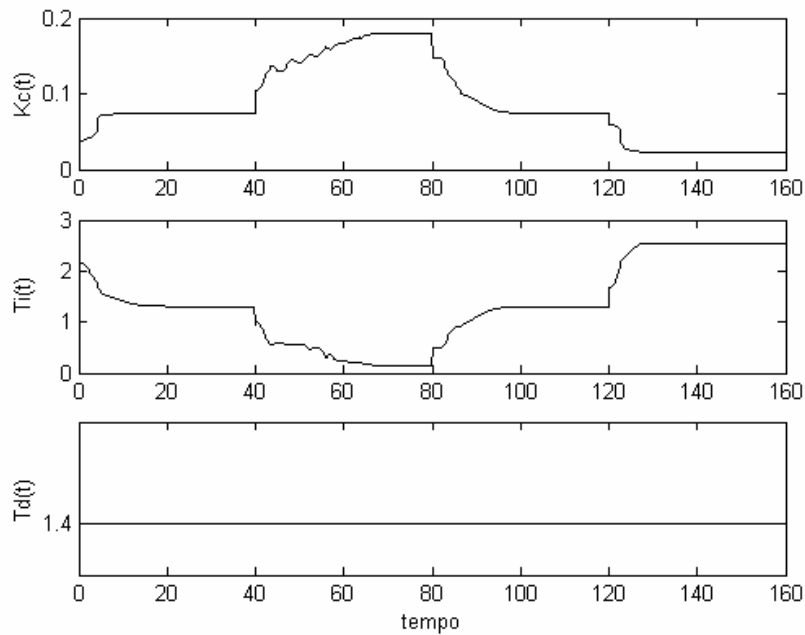


Figura 5.11 – Evolução dos parâmetros do controlador PID.

Para efeito de comparação são apresentadas as respostas de simulações do sistema utilizando um controlador PI+D convencional e um controlador PID nebuloso sem nenhuma estratégia de adaptação. A sintonia dos controladores foi efetuada com base nos valores encontrados para determinados pontos de operação definidos para o controlador de escalonador de ganhos nebuloso.

O controlador da figura (5.12) tem a sintonia fixada no ponto de operação $y = 0.5$, apresenta uma resposta razoável para essa faixa de operação, no entanto, para outros valores tem uma resposta muito amortecida. Já na figura (5.13) o sistema é sintonizado no ponto de operação $y = 0.95$, e apresenta uma resposta excessivamente oscilatória, devido aos valores mais elevados dos parâmetros do controlador serem inadequados aos valores mais baixos do sinal de referência.

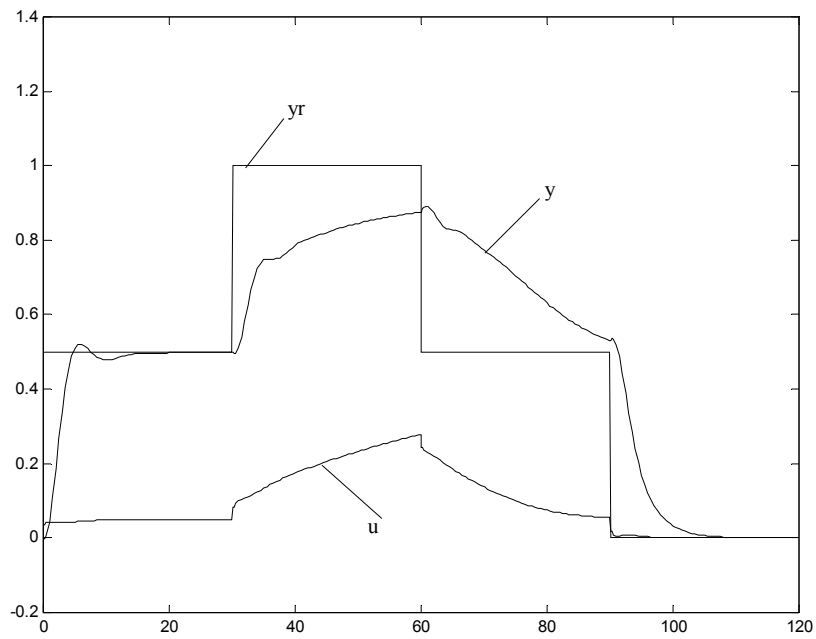


Figura 5.12 – Controlador PID com ganhos fixos ($\gamma=0.5$).

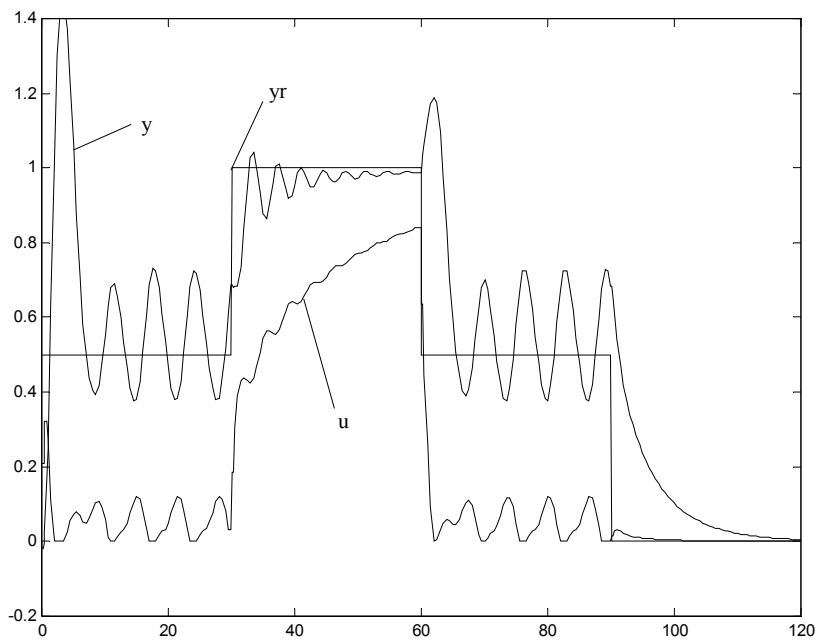


Figura 5.13 – Controlador PID com ganhos fixos ($\gamma=0.95$).

Os controladores nebulosos costumam apresentar um desempenho melhor que os controladores convencionais em plantas com um nível de complexidade maior, por apresentar uma certa capacidade de adaptação. No entanto, como pode ser visto nas figuras (5.14) e (5.15), para plantas complexas essa capacidade de adaptação é insuficiente. A sintonia dos controladores foi efetuada com base nos pontos de operação previamente levantados, respectivamente, em $y = 0.5$ e $y = 0.95$, a estrutura do controlador utilizado para efetuar a comparação é baseada na estrutura do controlador CFPID5, conforme apresentado no capítulo 2.

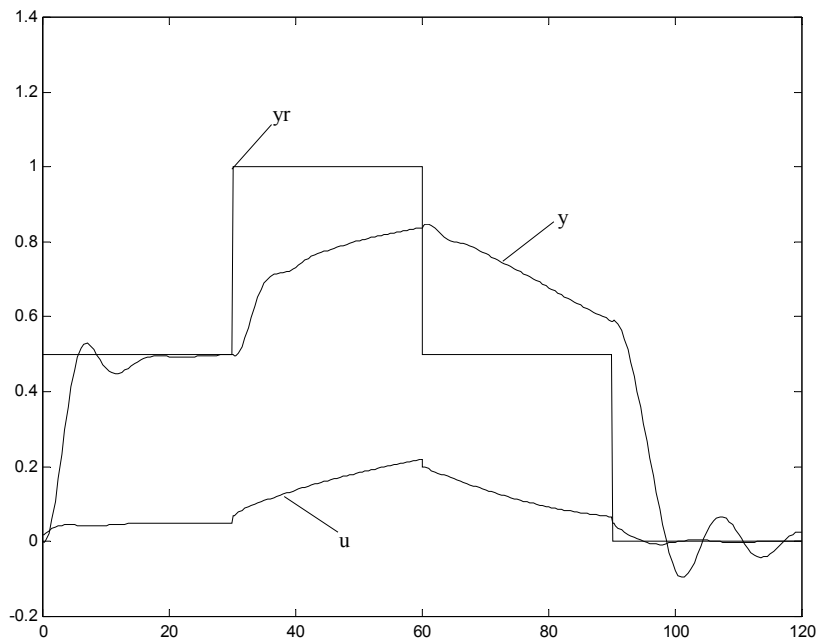


Figura 5.14 – Controlador PID nebuloso estático ($y= 0.5$).

Fica evidente, pela avaliação das figuras (5.14) e (5.15), que controladores nebulosos com ganhos fixos não conseguem controlar uma planta com um elevado nível de não-linearidade. Na melhor das hipóteses esses controladores possibilitam o seguimento de referência em uma pequena faixa de operação.

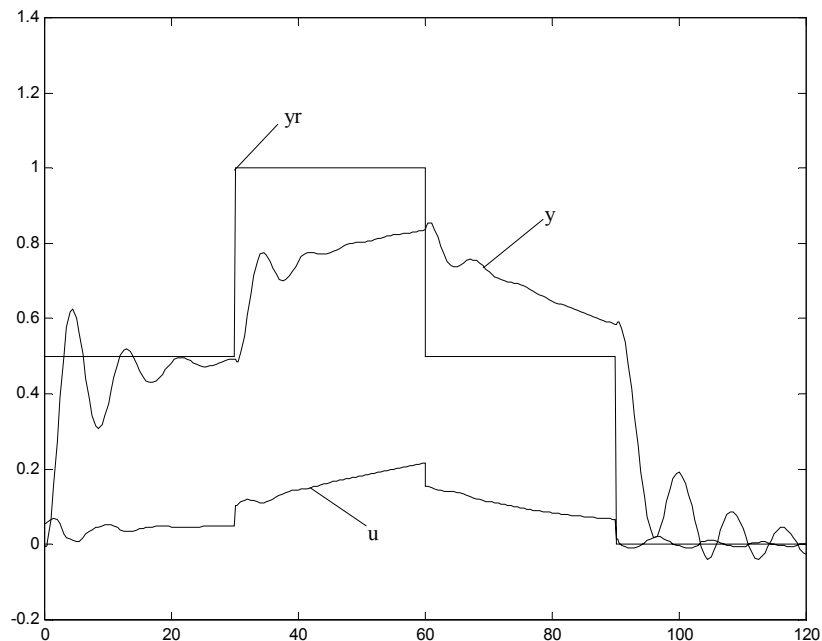


Figura 5.15 – Controlador PID nebuloso estático($\gamma = 0.95$).

O controlador por escalonamento de ganhos nebulosos possibilita o controle de plantas desse tipo com maior flexibilidade por utilizar uma espécie de “memória” com diversos pontos de operação e suas respectivas sintonias. É importante destacar que o desempenho do sistema está diretamente relacionado com o número de pontos de operação definidos para o escalonador, o que leva a uma clara relação entre o desempenho do sistema e a capacidade de processamento. Também deve ser salientado que quanto maior é o número de pontos de operação utilizados maior a dificuldade de projeto.

5.6 Conclusão

Utilizar a lógica nebulosa para realizar tarefas de controle de alto nível também mostra-se uma possibilidade promissora. Existem diversas outras formas de se aplicar a lógica nebulosa em sistemas de controle além de utilizá-la como controlador (Chiu, 1998). Neste capítulo foi apresentado o uso de um escalonador de ganhos nebuloso, onde a

definição dos ganhos de um controlador PID convencional é efetuada por meio da lógica nebulosa.

Na função de realizar o escalonamento dos ganhos de um controlador PID linear em um sistema altamente não-linear, a lógica nebulosa permitiu um chaveamento suave apresentando bons resultados de simulação. É importante notar que não houve mudanças bruscas nos valores dos parâmetros do controlador e que, ainda assim, foi possível controlar uma planta altamente não-linear com base em um controlador linear convencional.

No capítulo 6 são discutidas as conclusões obtidas neste trabalho e são apresentadas propostas de continuação da pesquisa. Aponta-se caminhos que podem levar a um melhor entendimento e ampliar a gama de aplicações da lógica nebulosa no controle de processos.

Capítulo 6

Conclusão e Perspectivas Futuras

6.1 Conclusão

Esta dissertação apresentou diversas formas de incluir características inteligentes a diferentes algoritmos de controle. A forma de conferir inteligência computacional aos controladores foi a utilização da lógica nebulosa como ferramenta. Foram apresentadas modificações em diversos tipos de controladores desde os controladores clássicos (PID) até estruturas mais avançadas como o controle por escalonamento de ganhos, passando por estruturas adaptativas. O principal objetivo dessa abordagem é permitir que através de estruturas bem exploradas no contexto do controle de processos possam ser controladas, de forma eficiente, desde as plantas mais comuns presentes na indústria até as plantas mais complexas, através da inserção de um componente inteligente, tal qual a lógica nebulosa.

No capítulo 2 foram apresentadas nove diferentes estruturas de controle combinando a lógica nebulosa com o controlador PID clássico. Essas diferentes estruturas oferecem uma ampla gama de opções para se efetuar o controle de plantas industriais, constituindo diversas opções no que se refere a desempenho exigido, capacidade de processamento disponível e facilidade de projeto e implementação. Foram efetuadas diversas simulações utilizando diferentes modelos que buscam cobrir boa parte da gama das plantas presentes na indústria. Individualmente os resultados encontrados se mostraram satisfatórios, no entanto, foi buscada uma sintonia única, de forma que fosse obtido um controlador robusto o suficiente para apresentar resultados satisfatórios para as diversas plantas simuladas, devido a diferença entre as sintonias exigidas para cada planta esse resultado não pôde ser alcançado. Também foram apresentados resultados experimentais realizados em uma planta de laboratório de alto grau de complexidade (Balanço Horizontal) e foram comparados os resultados de forma a indicar as estruturas mais adequadas dentre as apresentadas.

Nos capítulos 3 e 4 foram apresentadas estruturas adaptativas e auto-ajustáveis dos controladores PID nebulosos. O objetivo destes dois capítulos foi buscar uma forma automatizada de se encontrar a sintonia ótima dos controladores, além de permitir que fossem efetuadas adequações na sintonia na ocorrência de modificações nas condições de operação da planta.

No capítulo 3 foi apresentado o controlador PID nebuloso auto-ajustável via algoritmo dos mínimos quadrados. O método visou adequar as funções de pertinência da variável de saída do controlador através da estimação destes parâmetros. No entanto, para que essa estimação ocorresse de forma eficiente foi necessário determinar qual a referência ideal para o estimador, ou seja, qual o sinal de controle desejado para obter a resposta ótima. Como contribuição foram propostas novas formas de se determinar esta referência a ser seguida pelo estimador de mínimos quadrados como forma de facilitar o projeto do controlador sem que ocorra uma perda de desempenho significativa. Este controlador permitiu obter resultados satisfatórios em condições onde a estrutura PID nebulosa não-adaptativa equivalente não satisfazia os requisitos de controle.

Também como forma de aperfeiçoar o desempenho dos controladores PID nebulosos em processos complexos e não-lineares, foram apresentadas no capítulo 4, diferentes estruturas de controle nebuloso adaptativo por modelo de referência. Foram apresentadas duas estruturas presentes na literatura que utilizam estruturas completamente nebulosas tanto na malha principal quanto no mecanismo de adaptação. A diferença básica destas duas estruturas reside na forma de efetuar a adaptação, enquanto uma modifica diretamente os parâmetros do controlador determinando novos valores para eles a cada amostra, a outra estrutura adiciona um sinal de compensação à saída do controlador, sem alterar os parâmetros do controlador, ou seja, sem memória. Também foi proposta uma estrutura modificada onde o controlador da malha principal é um controlador PID convencional e a estrutura nebulosa age como um compensador da mesma forma que a segunda estrutura proposta anteriormente, diminuindo assim a carga computacional do algoritmo e facilitando o projeto do controlador. Foram obtidos resultados de simulação e experimentais. Os resultados experimentais, obtidos na mesma planta de laboratório do balanço horizontal, quando comparados a um controlador nebuloso não-adaptativo mostraram-se bastante promissores.

Como forma de contornar as dificuldades de controlar uma planta altamente não-linear, existem diversos métodos conhecidos na literatura de controle de processos, dentre esses o método de escalonamento de ganhos se destaca por propor o controle com diversos controladores convencionais sintonizados para pequenas faixas de operação onde a planta pode ser localmente linearizada sem perda significativa de desempenho. A dificuldade dessa técnica reside na mudança brusca de parâmetros que ocorre no instante do chaveamento entre os pontos de operação pré-definidos. No capítulo 5 foi apresentada a estrutura de controle PID com escalonamento de ganhos nebuloso, que contorna o problema do chaveamento entre pontos de operação por apresentar resultados mais suaves que os da estrutura não-nebulosa, no instante da transição, no controle de plantas não-lineares. Essa estrutura baseia-se no modelo linearizado da planta para diversos pontos de operação para os quais foram calculados os parâmetros de sintonia de um controlador PID pelo projeto IMC. Como pontos negativos essa estrutura apresentou a necessidade de se obter a identificação de diversos modelos lineares para os pontos de operação determinados, relacionando diretamente o desempenho do sistema com o aumento da complexidade de projeto e da capacidade computacional requerida.

6.2 Perspectivas Futuras

Nos últimos anos vem crescendo o interesse na área de controle inteligente juntamente com o número de publicações científicas neste campo. A lógica nebulosa vem se mostrando uma das principais técnicas de inteligência computacional para sistemas de controle, no entanto, é necessário o desenvolvimento teórico/prático para explorar todas as possibilidades oferecidas por essa ferramenta.

Observa-se um grande número de aplicações do controle nebuloso em processos industriais e até mesmo em sistemas embarcados, por exemplo, em eletrodomésticos e automóveis, e parece ser uma tendência natural o crescimento dessa utilização. Porém, no campo teórico falta que o conhecimento seja mais disseminado e que se avance no desenvolvimento de estudos de estabilidade e que as metodologias de projeto menos dependentes do conhecimento empírico sejam exploradas de forma a facilitar o acesso a essa tecnologia de forma mais ampla.

É interessante também que se busque o desenvolvimento de outras formas de integração da lógica nebulosa a diferentes tipos de controlador. A utilização do controlador nebuloso associado ao controle preditivo vem se mostrando uma boa opção. O uso da lógica nebulosa em tarefas de controle de mais alto nível, tais como, supervisão, tomada de decisões e identificação de condições de operação, parece ser bem adequado às características da ferramenta e se apresenta como uma boa linha de pesquisa a ser seguida.

A combinação da lógica nebulosa com outras técnicas de inteligência artificial, tais como, redes neurais e algoritmos evolutivos, também possibilitaria a ampliação de opções para o desenvolvimento de controladores inteligentes, desde as etapas de identificação e sintonia até a supervisão.

O número de aplicações comerciais já disponíveis que fazem uso de técnicas de inteligência artificial tem, por si só, justificado as pesquisas de técnicas aplicadas e são um bom indicativo para a ampliação das mesmas. No entanto, é importante que sejam efetuadas, também, pesquisas teóricas como forma de se desenvolver novas possibilidades e indicar caminhos seguros a serem percorridos. O uso de técnicas inteligentes se apresenta como uma nova fronteira no campo do controle de processos por lidar de uma forma mais intuitiva com os problemas de controle. Desta forma apresenta-se como uma alternativa diferenciada, que, se bem trabalhada pode proporcionar bons resultados práticos.

Referências Bibliográficas

Almeida, O. M.; *Controle PID auto-ajustável, inteligente e preditivo*. Florianópolis, 2002.
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

Almeida, O. M.; Coelho, L. S. e Coelho, A. A. R.; *Controlador nebuloso PID auto-ajustável com especificações de margem de fase e de ganho: Implementação e análise de um processo não-linear de luminosidade*. XIII Congresso Brasileiro de Automática, 2002.

Åström, K. J. e Hägglund, T.; *PID controllers: theory, desing and tuning*. 2nd Edition, Instrument Society of America, 1995.

___; *The future of PID control*. Control Engineering Practice, Vol. 9, pp. 1163-1175, 2001.

Åström, K. J.; Albertos, P. e Quevedo J.; *Preface: PID control*. Control Engineering Practice, No. 9, pp.1159-1161, 2001.

Åström, K. J. e Wittenmark B.; *Adaptive Control*. Addison-Wesley Publishing Company, 1995.

Callai, T. C. e Coelho, A. A. R.; *Análise e experimentação do controle PID nebuloso: projetos estático e auto-ajustável*. XIV Congresso Brasileiro de Automática, Setembro, 2002.

- Castro, J. L.; *Fuzzy logic controllers are universal approximators*. IEEE Transactions Systems Man Cybernetics, Vol. 25, No. 4, pp. 629-635, 1995.
- Chen, G.; *Conventional and fuzzy PID controllers: An overview*. International Journal of Intelligent Control and Systems, Vol. 1, No. 2, pp. 235-246, 1996.
- Chiu, S.; *Using fuzzy logic in control applications: Beyond fuzzy PID control*. IEEE Control Systems Magazine, Vol. 18, No. 5, pp. 100-104, 1998.
- Coelho, L. S. e Coelho A. A. R.; *An experimental comparative study of PID control structures*. Advances in Soft Computing: Engineering Design and Manufacturing, Springer, London, pp. 147-159, 1999.
- Golob, M.; *Decomposed fuzzy proportional-integral-derivative controllers*. Applied Soft Computing, Vol. 18, pp. 1-14. 2001.
- Hirota, K. e Sugeno, M.; *Industrial applications of fuzzy technology in the world*. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 1995.
- King, P. e Mamdani, E.; *The application of fuzzy control systems to industrial process*. Automatica, Vol. 13, pp. 235-242, 1977.
- Kung, Y. S. and Liaw C.; *A fuzzy controller improving a linear model following controller for motor drives*. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 2, No. 3, pp. 194-202, 1996.
- Kwok, D. P.; Tam, P.; Li, C. K. e Wang, P.; *Linguistic PID controllers*. 11th IFAC World Congress, Tallin, Estonia, USSR, Vol. 7, pp. 192-197, 1990.
- Layne, J. R. and Passino, K. M.; *Fuzzy model reference learning control*. Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, Vol. 4, pp. 33-47, 1996.

- Li, H. X. e Gatland, H. B.; *Enhanced methods of fuzzy logic control*. Proceedings of FUZZY- IEEE/IFES'95, Yokohama, Japan, Vol. 1, pp. 331-336, 1995.
- Li, W.; *Design of a hybrid fuzzy logic proportional plus conventional integral-derivative controller*. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 6, pp. 449-463, 1998.
- Li, Y. F. e Lau, C. C.; *Development of fuzzy algorithms for servo systems*. IEEE Control Systems Magazine, pp. 65-72, Abril, 1989.
- Luiz, C. C.; *Sistema de controle integrado simplificado de um processo de nível*. Trabalho de Conclusão de Curso, Curso de Ciência da Computação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Julho, 1996.
- Maeda, M. e Murakami, S.; *A self-tuning fuzzy controller*. Fuzzy Sets and Systems, Vol. 51, pp. 29-40, 1992.
- Malki, H. A.; Misir, D.; Feigenpan, D. e Chen, G.; *Fuzzy PID control of a flexible-joint robot arm with uncertainties from time-varying loads*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 5, pp. 371-378, 1997.
- Mamdani, E. e Assilan, S.; *An experiment in linguistic synthesis of a fuzzy logic controller*. Int. Journal of Man-Machine Studies, Vol. 7, No. 1, pp. 1-13, 1975.
- Mendel, M. J.; *Fuzzy logic systems for engineering: a tutorial*. Proceedings of IEEE, Vol. 83, 1995.
- Minh T. C. e Hoang, L. H.; *Model reference adaptive fuzzy controller and fuzzy estimator for high performance induction motor drives*. Proceedings Annual Meeting IEEE Industrial Application Society, pp. 380-387, 1996.
- Moudgal, V. G.; Kwong, W. A.; Passino, K. M. e Yurkovich, S.; *Fuzzy learning control for a flexible-link robot*. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 3, No. 2, 1995.

- Mrad, F. e Deeb G.; *Experimental comparative analysis of adaptive fuzzy logic controllers*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 10, pp. 250-255, 2002.
- Navarro, J. L. e Albertos, P.; *Fuzzy logic implementation of industrial controllers*. 13th IFAC World Congress, San Francisco, California, USA, pp. 409-414, 1996.
- Pavlica, V. e Petrovacki, D.; *An application of PID-fuzzy hybrid controller*. Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications, Trieste, Italia, 1998.
- Pinheiro, C. A. M.; *Escalonamento de ganhos de controladores PID por lógica nebulosa*. XIV Congresso Brasileiro de Automática, 2002.
- Pinheiro, C. A. M. e Gomide, F. A. C.; *Design and tuning of fuzzy control systems to nonlinear process*. Induscon, pp. 123-127, 1999.
- Poulin, E.; Pomerleau, A.; Desbiens, A. e Hodouin, D.; *Development and evaluation of an auto-tuning and adaptive PID controller*. Automatica, Vol. 32, No. 1, pp. 71-82, 1996.
- Procyk, T. e Mamdani, E.; *A linguistic self-organizing controller*. Automatica, Vol. 15, pp. 15-30, 1979.
- Rashid, N. K. A. e Heger, A. S.; *Tuning of fuzzy logic controllers by parameter estimation method*. Fuzzy Logic and Control: Software and Hardware Applications, Prentice Hall, pp. 374-392, 1993.
- Rezende, S. O. (Org.); *Sistemas inteligentes: Fundamentos e aplicações*. Barueri, SP: Manole, 2003.
- Santos, M.; Brandizzi, J. e Dexter, A. L.; *Control of cryogenic process using a fuzzy PID scheduler*. IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, Terrassa, Spain, 2000.

- Seborg, D. E.; Edgar, T. F. e Mellichamp, D. A.; *Process dynamics and control*. John Wiley & Sons, 1989.
- Slotine, J. J. e Li, W.; *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- Sugeno, M.; *An introductory survey of fuzzy control*. Information Science, Vol. 36, pp. 59-83, 1985.
- Sumar, R. R.; *Combinação da abordagem estrutura variável na síntese de algoritmos de controle preditivo e nebuloso*. Florianópolis, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Viljama, Pauli; *Fuzzy gain schedule and tuning of multivariable fuzzy control – Methods of fuzzy computing in control systems*. Tampere, Finlândia, 2000. Tese de Doutorado – University of Technology.
- Wellstead, P. E. e Zarrop, M. B.; *Self-tuning systems control and signal processing*. John Wiley & Sons, Chichester, 1991.
- Ying, H.; *The simplest fuzzy controllers using different inference methods are different nonlinear proportional-integral controllers with variable gains*. Automatica, Vol. 29, No. 6, pp. 1579-1589, 1993.
- Zadeh, L. A.; *Fuzzy sets*. Information and Control, Vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- ____; *Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision process*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, SMC-3, pp. 28-44, 1973.
- ____; *Fuzzy sets as a basis for a theory of possibility*, Fuzzy Sets and Systems, Vol. 1, pp. 3-28, 1978.

Zhao, Z. Y.; Tomizuka, M. e Isaka, S.; *Fuzzy gain scheduling of PID controllers*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 23, No. 5, pp. 1392-1398, 1993.