

**OTACÍLIO DA MOTA ALMEIDA**

**CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL, INTELIGENTE E  
PREDITIVO**

**FLORIANÓPOLIS  
2002**

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

**CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL, INTELIGENTE E**  
**PREDITIVO**

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

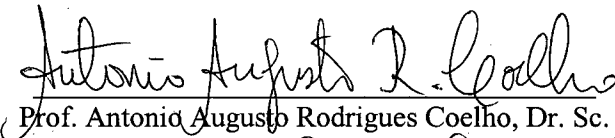
Otacílio da Mota Almeida

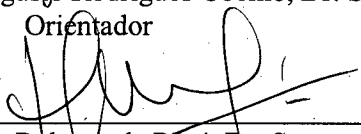
Florianópolis, Março 2002

# CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL, INTELIGENTE E PREDITIVO

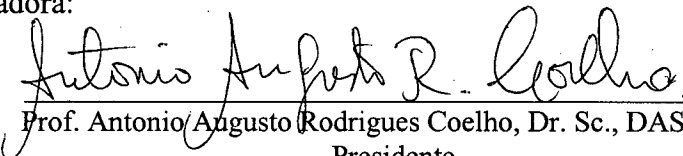
Otacílio da Mota Almeida

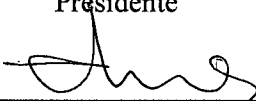
‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Sistemas de Informação*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

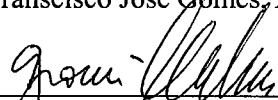
  
Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr. Sc.  
Orientador

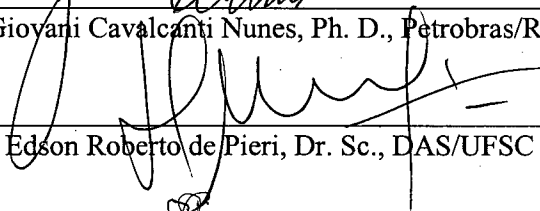
  
Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr. Sc.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica


Banca Examinadora:

  
Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr. Sc., DAS/UFSC  
Presidente

  
Prof. Francisco José Gomes, Dr. Sc., UFJF/MG

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

  
Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr. Sc., DAS/UFSC

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

“Os prêmios da vida estão no fim de cada jornada, não próximos do começo, não me é dado saber quantos passos são necessários a fim de alcançar o objetivo. O fracasso pode ainda se encontrar no milésimo passo. O êxito, contudo, se encontra atrás da próxima curva da estrada. Jamais saberei a que distância está, a não ser que dobre a curva”

O. G. Mandino

Dedico este trabalho à Edlene, minha esposa, pela compreensão, amizade e ajuda durante a execução deste trabalho, e a meu filho Igor, pelo carinho e alegria de sua infância que nos momentos mais difíceis alimenta-me de esperança em direção à próxima curva.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por estar presente em todos os momentos de minha vida.

Meus mais profundo agradecimento ao meu orientador Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho pela confiança, colaboração e principalmente amizade, auxiliando-me nos momentos mais difíceis da execução desta Tese, proporcionando-me assim maior segurança.

Aos meus colegas da Pós-graduação Leandro dos Santos Coelho, pela sua amizade e sugestões consistentes na fase inicial deste trabalho, José Eli Santos e Santos, pela amizade e ajuda na revisão ortográfica e Rodrigo Rodrigues Sumar, pela sua amizade e constante disposição em ajudar.

À minha esposa Maria Edlene Felix de Lima pela motivação e apoio sempre presente.

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

## **CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL, INTELIGENTE E PREDITIVO**

**Otacílio da Mota Almeida**

Março / 2002

Orientador: Antonio Augusto Rodrigues Coelho.

Área de Concentração: Sistemas de Informação.

Palavras-chave: controle *PID*, controle avançado, controle preditivo, inteligência computacional, sistemas nebulosos, processos multivariáveis.

Número de Páginas: 141

**RESUMO:** A maioria dos especialistas em controle de processos industriais denomina controladores avançados os controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivo. As estratégias de controle avançado permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle, quando combinadas ou utilizadas em substituição ao controle convencional. Esta tese aborda estratégias de controle *PID* convencionais, inteligentes e preditivas para sistemas monovariáveis e multivariáveis. O objetivo principal, para as estratégias convencionais, é prepará-las de forma conveniente para tornarem-se avançadas. Para isto combinam-se estratégias convencionais com o controle nebuloso e preditivo. As técnicas convencionais baseiam-se no auto-ajuste das margens de fase e de ganho do sistema e utilizam abordagem seqüencial para auto-ajuste de controladores multivariáveis *PID* descentralizados. Como vantagens deste método pode-se citar: *i)* é conceitualmente simples e, através do projeto seqüencial, pode ser analisado a partir de estruturas *SISO*; *ii)* a estabilidade do sistema é assegurada em todos os estágios do projeto seqüencial; *iii)* por se tratar de um método auto-ajustável nenhum conhecimento prévio da estrutura do processo é necessário; *iv)* de acordo com os experimentos realizados o método proposto apresenta melhor desempenho que alguns algoritmos convencionais bem estabelecidos em aplicações. Para introduzir inteligência nas estruturas convencionais, as margens de fase e de ganho do sistema são transformadas em variáveis nebulosas e novas abordagens de controle nebuloso, com estrutura *PID*, são derivadas. Algumas vantagens sobre os projetos nebulosos *PID* freqüentemente encontrados na literatura podem ser observadas: *i)* o conjunto de regras nebulosas é simples e intuitivo; *ii)* é completamente auto-ajustável; *iii)* os limites de estabilidade do sistema podem ser facilmente estabelecidos através de teorias bem estabelecidas para sistemas não-lineares. Em termos de controle preditivo a previsão é introduzida nos algoritmos propostos através da nebulização do critério preditivo utilizado no controlador preditivo generalizado (*GPC*). Assim, uma estratégia de controle nebuloso *PID* preditivo com escalonamento nebuloso dos ganhos e uma estratégia nebulosa preditiva para o ajuste nebuloso das margens de fase e de ganho são propostas para os casos monovariáveis e multivariáveis. Nos casos multivariáveis as estratégias são avaliadas em sistemas com acoplamento e desacoplados através de desacopladores dinâmicos, estáticos e nebulosos.

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

## **AUTO-TUNE, PREDICTIVE AND INTELLIGENT PID CONTROL**

**Otacílio da Mota Almeida**

March / 2002

Advisor: Antonio Augusto Rodrigues Coelho.

Area of Concentration: Information Systems.

Keywords: *PID* control, identification, advanced control, predictive control, computational intelligence, fuzzy systems, multivariable processes.

Number of Pages: .

**ABSTRACT:** According to the majority of control specialists, advanced control technologies cover a range of technologies related to intelligent, adaptive, nonlinear and predictive controllers. Also, advanced control can improve the performance of control systems when combined with or in replacing to conventional control strategies. This these deal with *PID* conventional, intelligent and predictive monivariable and multivariable control conceptions. The conventional strategies are conceived in specials structures to settle intelligent conception. So, a conventional *PID* strategy is combined with fuzzy and predictive conceptions resulting intelligent and predictive *PID* controllers. The conventional approach is based on auto-tuning of gain and phase margins and it uses a sequential strategy to auto-tuning multiloop *PID* controllers. The proposed method has advantages such as: *i*) it is conceptually simple and retains the sequential design of the single-loop tuning structure; *ii*) stability and robustness aspects are ensured at each stage of the sequential steps; *iii*) since it is an auto-tuning method, no knowledge of the plant is required and, *iv*) the method has shown better performance than some well accepted control method in industry applications. Intelligence are set in the conventional structures through the fuzzification of gain and phase margins. So, the fuzzy auto-tune procedure adjusts on-line the parameters of a conventional *PID* controller located in the forward loop of the process. Fuzzy rules, employed to determine the set of *PID* gains, are based on the representation of human expertise on how must be the behavior of gain and phase margins of a control system to efficiently compensating the system errors. The proposed control scheme offers advantages over the conventional fuzzy controller such as: *i*) a systematic design is attained in both *SISO* and *MIMO* cases; *ii*) it is necessary only one rule base for all loops; *iii*) the tuning mechanism is simple and control operators can easily understand how it works; and *iv*) it is completely auto-tuned, requiring only one relay feedback experiment per loop. Prediction is introduced in the proposed algorithms through the fuzzification of *GPC* criteria. So, two strategies are devised to *SISO* and *MIMO* cases: a fuzzy predictive *PID* control algorithm with a fuzzy gain schedule strategy and a fuzzy predictive *PID* control based on fuzzy gain and phase margins. In the *MIMO* case, the proposed strategies are assessed in a coupled system and in dynamic, static and fuzzy decoupled systems.



# SUMÁRIO

## 1. INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TRABALHO.....	1
1.1.1 OS SISTEMAS DE CONTROLE <i>PID</i> .....	2
1.1.2 OS SISTEMAS DE CONTROLE INTELIGENTES.....	4
1.1.3 OS SISTEMAS DE CONTROLE PREDITIVOS.....	5
1.2 OBJETIVOS, ORGANIZAÇÃO E CONTRIBUIÇÕES DA TESE.....	6

## 2. CONTROLE *PID* AUTO-AJUSTÁVEL: MONOVARIÁVEL E MULTIVARIÁVEL

2.1 INTRODUÇÃO.....	9
2.2 AUTO-AJUSTE DE CONTROLADORES <i>PID</i> : PROCESSOS MONOVARIÁVEIS.....	11
2.2.1 IDENTIFICAÇÃO EM FREQUÊNCIA DO PROCESSO.....	12
2.2.1.1 ESTIMAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO POR MEIO DO RELÉ..	14
2.2.2 <i>PID</i> AUTO-AJUSTÁVEL ATRAVÉS DAS MARGENS DE FASE E DE GANHO ( <i>PID-AT-FG</i> )..	17
2.2.2.1 ÍDICES DE DESEMPENHO.....	20
2.2.2.2 EXEMPLO DE APLICAÇÃO PRÁTICA.....	21
2.3 AUTO-AJUSTE DE CONTROLADORES <i>PID</i> : PROCESSOS MULTIVARIÁVEIS.....	23
2.3.1 MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO SEQUENCIAL EM FREQUÊNCIA DE SISTEMAS <i>MIMO</i> .....	27
2.3.2 SINTONIA DE CONTROLADORES <i>PID</i> DESCENTRALIZADOS.....	31
2.3.2.1 SINTONIA DE CONTROLADORES <i>PID</i> DESCENTRALIZADOS ATRAVÉS DO MÉTODO.	31
<i>BLT</i>	
2.3.2.2 CONTROLADOR <i>PID MIMO</i> AUTO-AJUSTÁVEL E DESCENTRALIZADO: PROJETO .....	31
SEQUENTIAL BASEADO EM MARGENS DE FASE E DE GANHO – ( <i>PID-FG-MIMO</i> )	
2.3.2.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO – SISTEMA COM ACOPLAMENTO.....	34
2.3.2.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTABILIDADE DO SISTEMA.....	37
2.3.3 DESACOPLAMENTO DAS MALHAS DE CONTROLE.....	37
2.3.3.1 RESULTADO DE SIMULAÇÕES – SISTEMA COM DESACOPLAMENTO.....	40
2.4 CONCLUSÃO.....	41

## 3. CONTROLE *PID* AVANÇADO: ABORDAGENS INTELIGENTE E NEBULOSA

3.1 INTRODUÇÃO.....	43
3.2 CONTROLADORES NEBULOSOS – <i>CN'S</i> .....	45
3.2.1 PROCEDIMENTO DE NEBULIZAÇÃO.....	46
3.2.2 BASE DE CONHECIMENTO.....	46
3.2.3 PROCEDIMENTO DE INFERÊNCIA.....	47
3.2.4 PROCEDIMENTO DE DESNEBULIZAÇÃO.....	48
3.3 CONTROLADORES NEBULOSOS <i>PID</i> – <i>CN-PID</i> .....	48

3.3.1	<i>CN-PID</i> BASEADO EM MARGENS DE GANHO E DE FASE – <i>CN-PID-FG</i> .....	50
3.3.1.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E APLICAÇÃO PRÁTICA.....	55
3.3.2	ASPECTOS DE ESTABILIDADE DO <i>CN-PID-FG</i> .....	61
3.3.3	CONSIDERAÇÃO SOBRE PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE.....	64
3.4	CONTROLADORES NEBULOSOS MULTIVARIÁVEIS.....	66
3.4.1	CONTROLADOR NEBULOSO <i>PID</i> MULTIVARIÁVEL – <i>CN-PID-FG-MIMO</i> .....	67
3.4.1.1	PROJETO DE <i>CN-PID-FG-MIMO</i> .....	68
3.4.1.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	70
3.4.3	PROJETO COM DESACOPLEMENTO NEBULOSO.....	72
3.5	CONCLUSÃO.....	76
<b>4.</b>	<b>CONTROLE <i>PID</i> AVANÇADO: ABORDAGENS PREDITIVA E NEBULOSA</b>	
4.1	INTRODUÇÃO.....	78
4.2	CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO COM ESTRUTURA <i>PID</i> .....	81
4.2.1	EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E APLICAÇÃO PRÁTICA.....	86
4.3	CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO MULTIVARIÁVEL COM ESTRUTURA.....	89
	<i>PID</i>	
4.3.1	PROJETO DO PRÉ-COMPENSADOR.....	90
4.3.2	EXEMPLO DE APLICAÇÃO.....	92
4.4	CONTROLADOR NEBULOSO PREDITIVO.....	93
4.4.1	CONTROLADOR NEBULOSO <i>PID</i> GANHO ESCALONADO PREDITIVO – <i>CN-PID-GE-P</i> .....	94
4.4.1.1	EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E APLICAÇÃO PRÁTICA.....	98
4.4.2	CONTROLADOR NEBULOSO PREDITIVO <i>PID</i> BASEADO EM MARGENS DE GANHO E	100
	DE FASE – <i>CN-PID-FG-P</i>	
4.4.2.1	EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO E APLICAÇÃO PRÁTICA.....	103
4.4.3	CONTROLADOR NEBULOSO PREDITIVO MULTIVARIÁVEL.....	106
4.4.3.1	EXEMPLO DE SIMULAÇÃO.....	107
4.5	CONCLUSÃO.....	109
<b>5.</b>	<b>CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS</b>	
5.1	CONCLUSÃO.....	111
5.2	PERSPECTIVAS.....	113
	APÊNDICE A.....	115
	APÊNDICE B.....	116
	REFERÊNCIAS.....	133

## Simbologia

### Abreviaturas

sigla	significado
<i>ARMAX</i>	<i>AutoRegressive Moving Average Model Structure with exogenous inputs</i>
<i>ARX</i>	<i>("Auto Regressive Exogenous")</i>
<i>ATV</i>	<i>Auto Tune Variation</i>
<i>BLT</i>	<i>Biggest Log-Module Tuning</i>
<i>CARIMA</i>	<i>Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average</i>
<i>CN</i>	controlador Nebuloso
<i>CN's</i>	controladores Nebulosos
<i>CN-PID</i>	controlador Nebuloso <i>PID</i>
<i>CN-PID-FG</i>	<i>CN-PID</i> baseado em margens de Fase e de Ganho
<i>CMAC</i>	<i>Cerebellar Model Articulation Controller</i>
<i>CN-PID-FG-SISO</i>	Controlador Nebuloso <i>PID SISO</i> baseado em margens de fase e de ganho
<i>CN-PID-FG-MIMO</i>	Controlador Nebuloso <i>PID MIMO</i> baseado em margens de Fase e de Ganho
<i>CN-PID-GE-P</i>	Controlador Nebuloso <i>PID</i> Ganho Escalonado Preditivo
<i>CN-PID-FG-P</i>	Controlador Nebuloso Preditivo <i>PID</i> baseado em margens de Fase e de Ganho
<i>CN-PID-FG-P-MIMO</i>	Controlador Nebuloso Preditivo <i>PID</i> baseado em margens de Fase e de Ganho <i>MIMO</i>
<i>det</i>	Determinante de uma matriz
<i>DMC</i>	<i>Dynamic Matrix Control</i>
<i>EPSAC</i>	<i>Extended Prediction Self-Adaptive Control</i>
<i>FP</i>	Função de Pertinência
<i>FP's</i>	Funções de Pertinência
<i>GPC</i>	<i>Generalized Predictive Control</i>
<i>IC</i>	Inteligência Computacional
<i>ITE</i>	<i>Integral absolute Error</i>
<i>ISE</i>	<i>Integral Squared Error</i>
<i>MAC</i>	<i>Model Algorithmic Control</i>
<i>MF</i>	Margem de Fase
<i>MG</i>	Margem de Ganho
<i>MIMO</i>	<i>Multi-Input Multi-Output</i>
<i>MPBC</i>	<i>Model Predictive Based Control</i>
<i>MRAC</i>	<i>Model reference Adaptive Control</i>
<i>MISO</i>	<i>Multi-Input Single-Output</i>
<i>PID</i>	Proporcional + Integral + Derivativo
<i>PID-AT-FG</i>	<i>PID</i> auto-ajustável ( <i>Auto-Tuning</i> ) através das <i>MF</i> e <i>MG</i>
<i>PID-ZN</i>	<i>PID</i> sintonizado pelo método de Ziegler-Nichols

<i>PID-FG-MIMO</i>	<i>PID MIMO</i> auto-ajustável e descentralizado baseado em <i>MF</i> e <i>MG</i>
<i>PID-GPC</i>	<i>PID</i> baseado no projeto <i>GPC</i>
<i>RGA</i>	<i>Relative Gain Array</i>
<i>SN</i>	Sistema Nebuloso
<i>SN's</i>	Sistemas Nebulosos
<i>SISO</i>	<i>Singe-Input Single-Output</i>
<i>TITO</i>	<i>Two-Input Two-Output</i>
<i>WB</i>	coluna de destilação de WOOD & BERRY
<i>X<sub>1</sub>-R</i>	malha 1 da coluna <i>WB</i>
<i>X<sub>2</sub>-V</i>	malha 2 da coluna <i>WB</i>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação e relevância do trabalho

A maioria dos problemas de controle de processos, principalmente no meio industrial, pode ser resolvido satisfatoriamente através de técnicas de controle do tipo clássica ou convencional. Alguns motivos para o sucesso de controladores baseados nestas abordagens são: *i)* apresentam uma estrutura simples; *ii)* possuem reduzido número de parâmetros de ajuste; *iii)* levam em consideração o conhecimento heurístico e intuitivo do usuário e, *iv)* não necessitam de profundos conhecimentos matemáticos.

O controlador *PID* (Proporcional, Integral e Derivativo) é a principal estrutura de controle convencional e a sintonia ótima, ou o auto-ajuste dos seus parâmetros, constitui ainda hoje, desafio tanto em nível acadêmico quanto industrial (ÅSTRÖM & HÅGGLUND, 1995, 2001). Entretanto, os controladores baseados em técnicas convencionais, por serem projetados considerando-se apenas as relações lineares entre as variáveis do modelo do processo a ser controlado, apresentam limitações frente a sistemas que possuem modelagens complexas, não-linearidades, atrasos de transporte e parâmetros variantes no tempo (BUSHNELL, 1996; ÅSTRÖM & HÅGGLUND, 2001).

Para superar as limitações do controle convencional, as técnicas de controle avançadas podem ser empregadas. Muitos especialistas em controle denominam controladores avançados quando referem-se a controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos. As estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle, quando comparadas às técnicas convencionais. Por outro lado, para a implementação do controle avançado, há necessidade da configuração de elevado número de parâmetros, o que requer conhecimentos especializados e de técnicas matemáticas complexas (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1995; ÅSTRÖM & HANG, 1991; YAGER & FILEV, 1994; CAMACHO & BORDON, 1995;

ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2001). Entre as técnicas de controle avançadas, os controladores inteligentes vem sendo implementados com sucesso, principalmente pela capacidade de incorporarem conhecimentos especializados e pela possibilidade de associações com técnicas convencionais e avançadas. O desenvolvimento da tecnologia de processamento de informação, aliado às técnicas de inteligência computacional, tornou possível o desenvolvimento de sistemas de controle automáticos, ditos inteligentes, como solução para suprir deficiências dos sistemas de controle convencionais. Desde que a inteligência computacional apresenta aspectos relativos à incorporação de características da inteligência humana, os sistemas de controle inteligentes tendem a imitar a maneira de tomada de decisões humana. As vantagens potenciais oferecidas em relação aos esquemas convencionais de controle são: *i*) menor dependência de modelos quantitativos; *ii*) algoritmos de tomada de decisões estruturados de maneira simples; *iii*) capacidade de aprendizado e, *iv*) maior grau de autonomia (NG & LI, 1994; BARTOS, 1997; COELHO & COELHO, 1997a, 1997b).

Atualmente, tem-se observado o aprimoramento, em grande quantidade de aplicações, das tecnologias convencionais através da utilização de estruturas inteligentes, visando ao aprimoramento tecnológico e econômico do setor industrial e, como consequência, promovendo profundas mudanças sociais (KHEIR *et al.*, 1996).

### 1.1.1 Sistemas de controle *PID*

O controlador *PID* constitui a estrutura de controle convencional de maior sucesso em termos de aplicação industrial. As ações de controle proporcional (*P*), integral (*I*) e derivativa (*D*) são bem entendidas pelo engenheiro de controle e, devido a sua simplicidade e robustez, são aplicadas à maior parcela dos processos industriais (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1995, 2001). Neste início de novo milênio, o controlador *PID* continua sendo componente chave na indústria de controle (ÅSTRÖM, 2001). Atualmente, as estruturas dos controladores *PID* são diferentes das estruturas analógicas originais. As implementações atuais são baseadas em projetos digitais, o que favorece a aplicação de algoritmos para melhorar o desempenho, tais como: *anti-windup*, auto-ajuste, adaptativo, preditivo e inteligente. Entretanto, estes controladores mantêm as mesmas ações básicas.

Nestas últimas décadas o interesse por controladores com estrutura *PID* avançada vem crescendo (BENNETTI, 2000). Muitas das novas capacidades dos controladores *PID* digitais vêm sendo introduzidas por pesquisadores da comunidade acadêmica e os usuários de controle industrial vêm aplicando estas inovações de forma simples e entusiástica (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2001). Ademais, o controlador *PID* é um dos mais importantes meios de trabalho conjunto entre pesquisadores especialistas e usuários da indústria de controle (ÅSTRÖM *et al.*, 2001a).

Segundo a classificação de controladores avançados (UNBEHAUEN, 1996), controladores *PID* avançados são controladores compostos de estrutura *PID*, cujos parâmetros são sintonizados de forma adaptativa, ou não, por um dos métodos pertencentes ao controle inteligente, robusto, preditivo, adaptativo, não-linear ou ótimo. Duas grandes vantagens no projeto de controladores *PID* avançados são: a utilização da estrutura de controle mais conhecida e aceitável do ponto de vista prático e a capacidade destes controladores de superar deficiências no projeto convencional de controladores *PID*.

Controladores *PID* inteligentes podem ser obtidos através da utilização da teoria da lógica nebulosa proposta por ZADEH (1965). Este tipo de controlador é baseado na computação nebulosa, que consiste em conjunto de regras lingüísticas que utilizam a teoria dos conjuntos nebulosos para transformar, através da lógica nebulosa, um conjunto de regras em uma coerente estratégia de controle. Vários resultados teóricos e práticos, sobre controladores *PID* inteligentes com estrutura nebulosa, podem ser encontrados na literatura, (KWOK *et al.*, 1990; ZHAO *et al.*, 1993; QIN, 1994; YEGER & FILEV, 1994; GOLUB, 1998; COELHO *et al.*, 1998; ALMEIDA & COELHO, 1999a). Utilizando-se o conceito de previsão do controle preditivo, aliado à capacidade de identificação e controle dos sistemas nebulosos, pode-se projetar controladores inteligentes e preditivos (MICHELS, 1997; POSTHLETHWAITE *et al.*; 1997, ABONYI *et al.*, 1999; LU *et al.*, 2000, 2001). Através da identificação nebulosa de um modelo ou de modelos para o processo, os controladores preditivos são capazes de superar problemas de não-linearidades e complexidades matemática na modelagem de processos. Se a estrutura preditiva nebulosa é combinada com a estrutura *PID* convencional, obtém-se os controladores *PID* preditivos e inteligentes que aliam a simplicidade estrutural do *PID* à capacidade de previsão dos controladores preditivos e estruturação não-linear do sistema nebuloso. Controladores *PID* inteligentes podem ser também projetados baseados em redes

neurais (NGUYEN & WIDROW, 1990; ZHAO, 1994; COELHO *et al.*, 2001), algoritmos genéticos e estruturas híbridas (PORTES & JONES, 1992; WANG & KWOK, 1993; COELHO *et al.*, 2001).

### 1.1.2 Sistemas de controle inteligentes

Os sistemas de controle inteligentes têm habilidades de aprendizado, raciocínio e tomada de decisão. Numa tentativa de tornar claro o conceito de sistemas inteligentes pode-se dizer que sistemas de controles convencionais apresentam certo grau de inteligência. O controlador *PID* convencional, por exemplo, tem baixo nível de inteligência devido à sua estrutura fixa, à sua incapacidade de tomada de decisão baseada apenas na realimentação do erro e à sua incapacidade de auto-reconfiguração. O controlador *PID* adaptativo, por outro lado, apresenta um nível médio de inteligência desde que, através da identificação do sistema, apresenta mecanismos de auto-reconfiguração dos ganhos do controlador. Algumas características, portanto, diferenciam os sistemas inteligentes dos convencionais. Os sistemas de controle inteligentes devem possuir a habilidade de tratar um vasto conjunto de incertezas, aspectos qualitativos da informação que recebem, estruturas de dados complexas e longa quantidade de dados não-estruturados. Em termos de inteligência, é esperado que um sistema de controle inteligente seja capaz de replicar habilidades humanas, entre as quais a de criação, sensação, percepção, adaptação, inferência e desenvolvimento de experiência. Contudo, no atual estágio de desenvolvimento tecnológico, os atuais sistemas de controle inteligentes apresentam ainda características rudimentares quanto a aspectos de autonomia, auto-aprendizado, raciocínio, planejamento e tomada de decisões (SHOURESHI, 1993; WARWICK, 1998; BUTU & DUMITRACHE, 2000).

De forma geral, os sistemas de controle inteligentes são baseados em sistemas especialistas, sistemas nebulosos, redes neurais artificiais, computação evolutiva e sistemas híbridos (combinação das diferentes metodologias). Estas metodologias, por sua vez, podem ser divididas em *soft-computing* e *hard-computing*. A denominação *soft-computing* foi proposta por ZADEH (1994), correspondendo ao conjunto de metodologias que visam explorar a tolerância, imprecisão e incerteza para proporcionar tratabilidade, robustez e



solução de baixo custo. Os principais membros da *soft-computing* incluem sistemas nebulosos, redes neurais, computação evolutiva, sistemas baseados em raciocínio probabilísticos e sistemas híbridos. Os sistemas *hard-computing*, por sua vez, representam lógica *crisp* ou binária e o estilo tradicional de computação, por exemplo, computação numérica, processamento simbólico e engenharia do conhecimento. Os sistemas *soft-computing*, têm como concepção básica, emular habilidades dos seres humanos, constituindo-se, portanto, uma poderosa ferramenta para o desenvolvimento de sistemas inteligentes (ZADEH, 1994, 1996). As metodologias de *soft-computing* são sinérgicas e complementares mais do que competitivas. A combinação destas metodologias em sistemas híbridos é freqüentemente vantajosa. Os sistemas híbridos podem ser encontrados na forma neuro-nebuloso, nebuloso-evolutivo, neuro-evolutivo e neuro-nebuloso-evolutivo (KHOSLA & DILLON, 1997). Estas técnicas são adequadas para tratamento de problemas complexos, matematicamente difíceis ou onde sua utilização resulte em melhor desempenho, simplicidade de implementação ou melhor relação custo e benefício (CHIU *et al.*, 1995; BARTOS, 1997).

### 1.1.3 Sistemas de controle preditivos

O conceito de controle preditivo foi introduzido, simultaneamente, por RICHALET *et al.* (1978) e CUTLER & REMAKER (1980) na década de 70. O controle preditivo é uma metodologia que utiliza um modelo do processo para o cálculo das previsões e otimização das ações de controle. Os dois princípios relevantes que regem os controladores preditivos são: *i*) utilização explícita de modelo para a previsão das saídas do processo, nos instantes de tempo futuros e, *ii*) o cálculo de ação de controle ótima, baseado na minimização de uma ou mais funções de custo, possivelmente incluindo restrições nas variáveis do processo (DE KEYSER, 1998; DEMIRCI OGLU & KARASU, 2000). Uma das características mais atrativas dos controladores preditivos é a relativa facilidade de ajuste dos parâmetros do controlador. Outras características são: *i*) facilidade de generalização para processos multivariáveis; *ii*) aplicabilidade a processos não-lineares; *iii*) tratamento sistemático das restrições introduzidas nas variáveis do processo; *iv*) corresponde a um metodologia aberta no sentido de que existe grande variedade de formas

de projeto; *v*) pode ser aplicado a processos de fase não-mínima, com atrasos de transporte e instáveis em malha aberta; *vi*) facilidade na implementação de ações realimentadas para compensação de perturbações e seguimento de referências; *vii*) previsibilidade na trajetória de referência e, *viii*) podem ser combinados com técnicas inteligentes, gerando controladores preditivos inteligentes (SOETERBOEK, 1992; ABONYI, 1999). A maior dificuldade em aplicar o controle preditivo está relacionada à necessidade de um modelo prévio para o processo.

## 1.2 Objetivos, organização e contribuições da tese

O objetivo desta tese é propor novas estratégias de projeto de controle monovariável e multivariável. As principais motivações para o desenvolvimento das estratégias propostas podem ser resumidas como: *i*) derivar procedimentos sistemáticos de projeto; *ii*) considerar o auto-ajuste nas estratégias propostas; *iii*) utilizar parâmetros de projeto que fazem parte do cotidiano do engenheiro de controle; *iv*) buscar simplicidade nos procedimentos de projeto, nem sempre alcançado por projetos de controladores nebulosos até então presentes na literatura.

Todos os pontos mencionados são de importância crucial para viabilizar a implementação industrial dos algoritmos propostos e a consolidação de cada questão levantada na tese procura contribuir neste sentido.

A metodologia para atingir os objetivos da tese pode ser descrita como: *i*) inicialmente apresenta-se uma estratégia de projeto de controlador *PID* monovariável, consolidada na literatura; *ii*) em seguida, propõe-se um novo algoritmo que generaliza o *PID* monovariável para o caso *PID* multivariável descentralizado com projeto sequencial; *iii*) determina-se no algoritmo *PID* monovariável convencional, quais os parâmetros de projeto podem ser transformados em variáveis nebulosas e uma nova estratégia de projeto de controle nebuloso *PID* monovariável é proposta, *iv*) a extensão para o caso multivariável, com as devidas observações, vem, em seguida, como uma nova proposta de controlador nebuloso *PID* multivariável; *v*) a partir de um projeto *PID* preditivo baseado na estrutura *GPC* (“*Generalized Predictive Control*”) inclui-se previsão na estratégia nebulosa *PID* e três novos algoritmos nebulosos *PID* são propostos, dois monovariáveis e

um multivariável. Desde que desacoplamentos entre as malhas do processo multivariável podem ser considerados nos projetos, duas novas abordagens de desacoplamento são desenvolvidas.

No capítulo 2 apresenta-se um algoritmo *PID* monovariável e propõe-se um novo algoritmo de projeto de controlador *PID* convencional multivariável. O algoritmo é baseado em abordagem sequencial de projeto e constitui extensão para o caso multivariável da abordagem *PID* monovariável correspondente. Demonstra-se, no capítulo, através de teoremas, as condições de estabilidade do algoritmo proposto. Finalmente, utilizando a mesma estrutura de identificação utilizada para o projeto do controlador *PID* multivariável propõe-se uma estrutura de desacoplamento entre as malhas do processo. Parte destas contribuições estão publicadas em ALMEIDA & COELHO (2001a, 2001b) e ALMEIDA *et al.* (2001a, 2001b).

No capítulo 3, três novos algoritmos nebulosos são propostos, para os casos monovariável e multivariável, que transformam as estruturas *PID* convencionais do capítulo 2 em estruturas nebulosas *PID*. Desta forma propõe-se nova estratégia para a síntese de controladores nebulosos *PID* monovariáveis, nova estratégia para o controle nebuloso *PID* multivariável descentralizado e nova estratégia nebulosa para desacoplar malhas de controle com controladores *PID* ou nebuloso *PID* multivariável e descentralizado. Todos os algoritmos propostos são avaliados no controle de processos lineares, não-lineares, variantes no tempo e no controle de um processo prático. As contribuições propostas neste capítulo encontram-se nas seguintes publicações: COELHO *et al.* (1998, 2000a, 2000b, 2000c, 2001), ALMEIDA & COELHO (1999a, 1999b), (2001c, 2001d, 2002), ALMEIDA *et al.* (1999a, 2000a, 2000b, 2000c), COELHO *et al.* (2000a, 2000b).

No capítulo 4, utiliza-se técnicas de controle preditivo para introduzir a previsão nos algoritmos nebulosos e novas estratégias são propostas. A sistemática adotada neste capítulo é transformar o critério preditivo, adotado no algoritmo *GPC*, em variável nebulosa e substituir soluções analíticas, baseadas em otimização, por soluções baseadas em lógica nebulosa. Assim, desenvolve-se abordagens de controle preditivo nebuloso com estruturas *PID* monovariáveis e multivariáveis. Inicialmente propõe-se extensão, para o caso multivariável, de uma abordagem que combina o controlador *GPC* com o controlador *PID*, gerando-se uma estrutura preditiva *PID* multivariável. Em seguida, propõe-se novas

estratégias preditivas nebulosas através da conjunção de um critério preditivo com a lógica nebulosa. Duas abordagens são apresentadas como contribuição desta tese. Na primeira determinam-se regras nebulosas para um critério preditivo considerando-se que o controlador tem estrutura *PID*. Em seguida, outra abordagem é discutida através da inclusão do critério preditivo no mecanismo de raciocínio nebuloso proposto no capítulo 3. Estas contribuições estão ainda para serem submetidas a publicações em congressos especializados.

## Capítulo 2

### Controle *PID* Auto-Ajustável: Monovariável e Multivariável

#### 2.1 Introdução

O controlador *PID* de estrutura fixa ainda corresponde a uma das estruturas de controle mais utilizadas em nível industrial devido à sua simplicidade de implementação e capacidade de satisfazer a maioria dos requisitos de projeto (ÅSTRÖM & HÅGGLUND, 1995, 2001; TAKATSUN & ITOH, 1999). Entretanto, mesmo sendo estratégia conhecida e dominada pelos engenheiros de controle, aspectos de sintonia continuam sendo, em nível de engenharia e pesquisa, um desafio (UNAR & SHAH, 1996; TAKATSUN & ITOH, 1999). O nível de dificuldade presente no projeto torna-se proporcional à complexidade dos requisitos de controle exigidos (por exemplo: resposta rápida do sistema, restrições nas variáveis, índices de robustez, etc.) e às complexidades presentes na dinâmica do processo a ser controlado (não-linearidades, atraso de transporte, fase não-mínima, interações nas malhas).

Como exemplos de métodos de sintonia de controladores *PID* de grande sucesso no meio industrial, pode-se citar os métodos de ZIEGLER & NICHOLS (1942, 1943). Estas técnicas constituíram um marco no desenvolvimento de métodos sistemáticos de ajuste de controladores *PID* e, a partir das quais, ocorreu uma impulsão nas aplicações destes controladores em processos industriais. A partir deste marco, centenas de outras abordagens sistematizadas de projeto foram e continuam sendo propostas por pesquisadores e engenheiros, sempre buscando melhorar o desempenho de determinado aspecto operacional, figura 2.1 (BENNETT, 2000; ÅSTRÖM, 2001). As implementações *PID* atuais são, de fato, diferentes de sua estrutura analógica original. As implementações atuais são digitais, o que facilita a inclusão de algoritmos para melhoria de desempenho tais como “*anti-windup*”, auto-sintonia, adaptativos, nebulosos, otimizados, entre outros. No

entanto, sua ação básica continua a mesma (ÅSTRÖM *et al.*, 2001a). Exemplos de integração dos controladores *PID* com recentes tecnologias podem ser encontrados em LEE, *et al.* (2001) que utilizam atuadores inteligentes e distribuídos para garantir bom desempenho ao controlador *PID*, e PUIG & QUEVEDO (2001) que aplicam técnicas de tolerância a falhas e tecnologia de agentes para garantir o funcionamento em ambientes industriais. De acordo com ÅSTRÖM & HÄGGLUND (2001), os controladores *PID* continuarão sendo uma das técnicas de controle mais utilizadas no futuro e isto justifica o ressurgimento do grande interesse pela técnica na última década, conforme ilustra a figura 2.1.

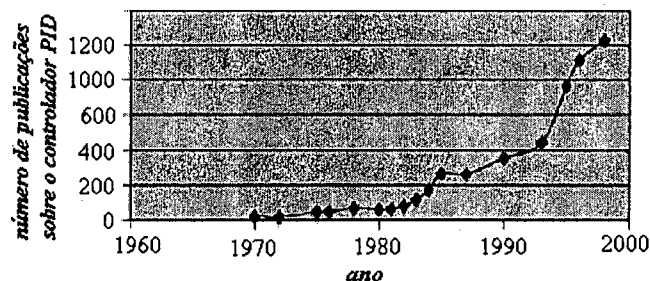


Figura 2.1. Evolução do número de publicações *PID* nos últimos 30 anos.

Este capítulo tem como objetivo o projeto e aplicação prática de métodos de sintonia de controladores *PID SISO* (“*Single Input Single Output*”) com estrutura fixa e auto-ajustável assim como a extensão das técnicas para o caso *MIMO* (“*Multi Input Multi Output*”). Um novo método de projeto de controlador *PID MIMO* auto-ajustável com desacoplamento é também proposto. Estes métodos são utilizados em capítulos posteriores para o desenvolvimento de controladores *PID* avançados dos tipos inteligentes e preditivos. O projeto proposto combina as técnicas do relé *SISO* e *PID SISO*, baseado em especificações de margem de fase e margem de ganho, para sintetizar um método de projeto de controladores *PID MIMO* multivariável com sintonia automática ou auto-sintonia. Para isto, inicialmente, desenvolve-se a teoria relacionada ao controlador *PID SISO* validando-a através de exemplo de aplicação prática. Em seguida apresenta-se a teoria do controlador *PID MIMO* proposto. Validações do algoritmo e conclusões sobre estabilidade, robustez e limitações são também avaliadas. O capítulo está organizado como segue: na seção 2.2 faz-se uma breve introdução ao estado da arte no desenvolvimento de

controladores com estrutura *PID* e apresenta-se o método de projeto *PID* auto-ajustável monovariável. O controlador *PID* multivariável proposto é apresentado na seção 2.3. Na seção 2.4 apresentam-se as conclusões do capítulo.

## 2.2 Auto-ajuste de controladores *PID*: processos monovariáveis

Os métodos para sintonia de controladores *PID* começaram a surgir na década de 40 ocorrendo a partir de então explosão no número de abordagens propostas. Os dois primeiros métodos de sintonia *PID*, devidos a ZIEGLER & NICHOLS (1942, 1943), são baseados em abordagens heurísticas e experimentais. No primeiro, proposto em 1942, a sintonia do controlador é baseada no ganho crítico e frequência crítica do processo (“*Continuous Cycling Method*”). No segundo método, proposto em 1943, os parâmetros do controlador são determinados a partir da curva de reação do processo à entrada degrau (“*Process Reaction Curve Method*”). A partir da interpretação dos parâmetros ganho crítico e frequência crítica no domínio da frequência, muitos outros métodos de sintonia e auto-sintonia de controladores *PID* foram propostos, que buscam superar dificuldades relacionadas aos métodos originais de Ziegler-Nichols.

Num contexto auto-ajustável e procurando conferir simplicidade de projeto aos controladores *PID*, mesmo em situações de difícil operação e sem necessidade de definir modelo explícito para o processo a ser controlado, vários métodos de auto-ajuste têm sido propostos (SCHEI, 1994; ÅSTRÖM & WITENMARK, 1995; HO *et al.*, 1995; WANG *et al.*, 1999a; COELHO *et al.* 1998; WANG & SHAO, 1999; SUNG & LEE, 2000; ALMEIDA *et al.*, 2001a, 2001b; ALMEIDA & COELHO, 2001a, 2001b; HO *et al.*, 2001).

Um dos mais bem sucedidos métodos de auto-ajuste foi proposto por ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984). Este método pode ser considerado um marco no desenvolvimento de abordagens *PID* auto-ajustáveis e surgiu da combinação do método frequencial de ZIEGLER & NICHOLS (1943) com a estimação em frequência da função de transferência do processo através de experimentações com uma não-linearidade do tipo relé na malha direta do processo. O método do relé e variações apresentam duas importantes características para o controle de processos industriais: *i*) é simples de projetar e implementar e, *ii*) economiza tempo de projeto, principalmente por não ser necessária a

identificação explícita de modelo para o processo (ÅSTRÖM & WITENMARK, 1995). Nesta mesma perspectiva de projeto encontra-se o trabalho de ALMEIDA & AMARAL (1991) que propuseram extensões ao método de ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984) através da introdução de procedimento sistemático para utilização de outros pontos freqüenciais, diferentes do ponto crítico, no projeto *PID*. HANG *et al.* (1991) propuseram refinamentos heurísticos nas fórmulas utilizadas no método de Ziegler-Nichols obtendo melhor desempenho do controlador *PID*. Duas grandezas foram introduzidas na heurística, o atraso de transporte normalizado e o ganho do processo normalizado. HANG *et al.* (1991) utilizaram também um fator de ponderação no termo proporcional para reduzir o sobre-sinal máximo na resposta do sistema. ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984) e ALMEIDA & AMARAL (1991) propuseram métodos baseados no posicionamento de pólos dominantes do processo. HO *et al.* (1995, 1998), WANG *et al.* (1999) e WANG & SHAO (1999) propuseram métodos de projeto de controladores *PID* baseados em especificações de margem de fase e de ganho. Todos os métodos mencionados têm em comum a utilização do método do relé para a identificação em freqüência do processo.

Nesta seção o método de sintonia *PID* monovariável proposto por WANG *et al.* (1999) e WANG & SHAO (1999), associado ao esquema de identificação com o relé, é utilizado como projeto básico a partir do qual as propostas auto-ajustáveis inteligentes e preditivas multivariáveis são desenvolvidas.

### 2.2.1 Identificação em freqüência do processo

Experimentos com um relé na malha de realimentação com propósito de identificação de processos, tornaram-se populares a partir do trabalho de ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984). Este método foi utilizado para determinar o ganho crítico e a freqüência crítica e, conseqüentemente, automatizar métodos de projeto de controladores *PID* propostos por ZIEGLER-NICHOLS (1943). A abordagem baseia-se na modelagem da não-linearidade através de sua função descritiva e da sua interpretação em termos do diagrama de Nyquist para obtenção de informação, em freqüência, do processo. A partir deste trabalho surgiu, na literatura de controle, grande quantidade de aplicações e modificações na proposta original com o objetivo de melhorar a técnica. LUYBEN (1997)



sugeriu a combinação deste método com a resposta ao degrau do processo para gerar dados suficientes para identificação da função de transferência de um modelo matemático para o processo. LI *et al.* (1991), mantendo o objetivo de LUYBEN (1997), propuseram a substituição da resposta ao degrau por um segundo experimento com o relé. Neste caso foi utilizado um relé sem histerese com atraso de transporte adicional na malha de realimentação, sendo o método denominado *ATV* (“*Auto Tune Variation*”). LI *et al.* (1991), também investigaram erros de modelagem quando a não-linearidade é modelada pelo método da função descritiva. SCHEI (1994) utilizou dois experimentos com o relé para estimar dados na freqüências crítica e de cruzamento do eixo imaginário negativo do diagrama de Nyquist e, então, determinar os parâmetros de um modelo discreto *ARX* (“*Auto Regressive Exogenous*”) para a função de transferência do processo. LUNDH & ÅSTRÖM (1994) sugeriram a utilização dos dados gerados pelo experimento com o relé para estimar um modelo contínuo para o processo e sua utilização para ajuste inicial dos ganhos de controladores “*self-tuning*”. WANG *et al.* (1997a) derivaram expressões exatas para os períodos e amplitudes dos ciclos limites estabelecidos com um processo de primeira ordem com atraso de transporte. WANG *et al.* (1997b) propuseram a utilização do método para determinação da função de transferência do processo em um grande intervalo de freqüência. BI *et al.* (1997) utilizaram a transformada rápida de Fourier para melhorar a precisão na estimação dos dados a partir do experimento com o relé. WANG & CLUET (1996) propuseram novo método para, a partir do experimento com o relé, obter a resposta em freqüência e a resposta ao degrau do processo utilizando a técnica *FSF* (“*Frequency Sampler Filter*”) e estimador dos mínimos quadrados. Em 1997, FRIMAN & WALLER (1997) propuseram a técnica denominada de *TCR* (“*Two Channel Relay*”), a qual utiliza dois relés em paralelo para identificar vários pontos do terceiro quadrante do diagrama de Nyquist. WANG *et al.* (1999c) utilizando a transformada rápida de Fourier, propuseram uma modificação que possibilita a estimação da função de transferência do processo em várias freqüências. Em SCALI *et al.* (1999) é proposta uma associação entre a técnica *ATV* e um esquema de minimização no sentido dos mínimos quadrados com o objetivo de, a partir da identificação de três pontos do diagrama de Nyquist, determinar a função de transferência do processo. O panorama das técnicas que utilizam o relé apresentado acima,

embora cubra as principais propostas, não é completo desde que várias outras técnicas que propõem melhorias na técnica original, podem ser encontradas na literatura especializada.

Nesta seção adota-se uma modificação da técnica proposta por SCALI *et al.* (1999) para identificação em frequência do processo e implementação do auto-ajuste dos algoritmos de controle propostos.

### 2.2.1.1 Estimação da função de transferência do processo por meio do relé

A identificação do processo é feita a partir da estimação em frequência da função de transferência do processo em malha aberta. Para tanto utiliza-se uma não-linearidade tipo relé realimentando o sistema, conforme ilustra a figura 2.2.

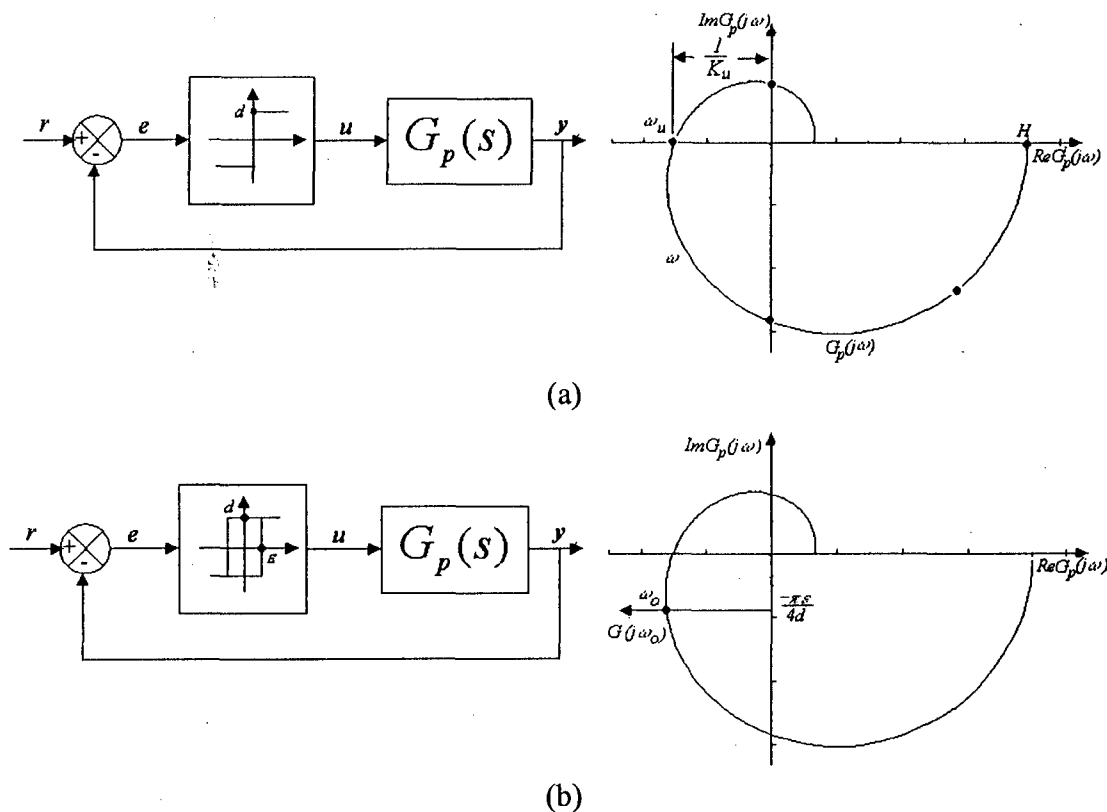


Figura 2.2. Realimentação do processo através do relé.

O ponto crítico do processo, caracterizado por um ganho e uma frequência crítica,  $(K_u, \omega_u)$ , pode ser estimado a partir do experimento ilustrado na figura 2.2a. Outros pontos

do diagrama podem ser estimados utilizando histerese no relé, conforme figura 2.2b. Através da relação  $(\epsilon/d)$  pode-se definir o ponto do diagrama a ser estimado.

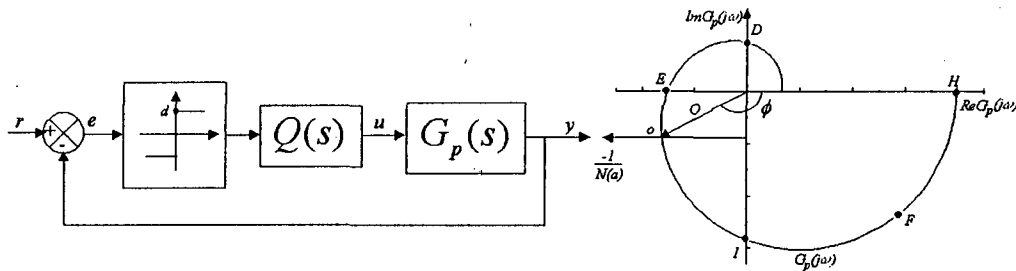


Figura 2.3. Teste do relé para determinação de pontos no diagrama de Nyquist.

Uma forma de evitar procedimentos iterativos na definição da relação  $(\epsilon/d)$  é ilustrada na figura 2.3 (SCALI *et al.*, 1999). Através de uma função  $Q(s)$  apropriada pode-se determinar qualquer ponto de interesse no diagrama de Nyquist. Para determinar-se os pontos  $(D, E, O, I)$  a função  $Q(s)$  deve ser um bloco de derivação, um ganho unitário, um atraso de transporte ( $e^{-ts}$ ) ou um integrador, respectivamente, figura 2.3.

Da modelagem do relé por função descritiva e da operação do sistema sob o controle do relé, pode-se determinar a função de transferência do processo conforme as equações:

$$G(j\omega) = -\frac{\pi a}{4d} \tag{2.1}$$

$$G(j\omega) = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \epsilon^2} - j \frac{\pi \epsilon}{4d} \tag{2.2}$$

onde  $d$  e  $\epsilon$  são definidos na figura 2.2,  $a$  é a amplitude de oscilação do sinal na saída do processo e  $\omega$  é a frequência de oscilação medida.

A equação (2.1) permite estimar a função de transferência do processo na frequência de cruzamento, para isto utilizando-se um relé sem histerese. A equação (2.2) permite estimar a função de transferência do processo em diferentes frequências utilizando-se um relé com histerese e diferentes valores para a relações  $(\epsilon/d)$ . Geralmente  $d$  é fixado e  $\epsilon$  é variado conforme algum critério (ALMEIDA & CORADORI, 1991).

Se uma estimação mais precisa da função de transferência é necessária, pode-se obter a transformada de Laplace da relação saída pela entrada (SHIU & HWANG, 1998)

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.3)$$

e, substituindo  $s=j\omega_o$ , tem-se:

$$g(j\omega_o) = \frac{\int_0^{\infty} y(t) \cos(\omega_o t) dt - j \int_0^{\infty} y(t) \sen(\omega_o t) dt}{\int_0^{\infty} u(t) \cos(\omega_o t) dt - j \int_0^{\infty} u(t) \sen(\omega_o t) dt} \quad (2.4)$$

Dada a periodicidade dos sinais no sistema a equação 2.4 pode ser calculada considerando alguns períodos do sinal, isto é,

$$g(j\omega_o) = \frac{\int_0^{t_0-mT} y(t) \cos(\omega_o t) dt - j \int_0^{t_0-mT} y(t) \sen(\omega_o t) dt}{\int_0^{t_0-mT} u(t) \cos(\omega_o t) dt - j \int_0^{t_0-mT} u(t) \sen(\omega_o t) dt} \quad (2.5)$$

onde  $t_0$  é um tempo qualquer na experimentação após o transitório do sinal,  $m$  é um número inteiro positivo e  $T=2\pi/\omega_o$  é o período das oscilações.

O ganho de regime pode ser calculado por

$$K_p = g(0) = \frac{\int_{t_0}^{t_0+mT} y(t) dt}{\int_{t_0}^{t_0+mT} u(t) dt} \quad (2.6)$$

Deve ser observado que as oscilações provocadas pela não-linearidade não podem ocorrer em torno do  $y(t)=0$ , para evitar integrais nulas nas equações 2.5 e 2.6.

### 2.2.2 *PID* auto-ajustável através das margens de fase e de ganho (*PID-AT-FG*)

Métodos de projeto de controladores *PID* convencionais com especificações em termos da margem de fase, *MF*, e margem de ganho, *MG*, não são recentes (FRANKLIN *et al.*, 1986; OGATA, 1995). No entanto, as soluções encontradas são através de métodos numéricos ou gráficos do tipo tentativa e erro. Neste projeto, para superar estas dificuldades, são utilizadas aproximações matemáticas das equações de projeto, simplificando o procedimento de sintonia do controlador. Este procedimento é conveniente num contexto de controle adaptativo ou auto-ajustável, onde os parâmetros do controlador devem ser sintonizados em tempo real. Métodos eficientes de auto-sintonia de controladores *PID*, baseados nestas medidas, podem ser encontrados em YAMAMOTO *et al.* (1994), ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1995), HO *et al.* (1995), WANG *et al.* (1999a), WANG & SHAO (1999) e ALMEIDA & COELHO (2001a, 2001b).

Seja um modelo de segunda ordem, dado pela equação 2.7, considerado suficiente para representação da maioria dos processos práticos encontrados em sistemas de controle,

$$\hat{G}_p(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (2.7)$$

onde os parâmetros  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $L$  são determinados através do método do relé, apresentado na seção 2.2.1, proporcionando característica auto-ajustável ao controlador. Conforme os valores determinados para os parâmetros  $a$ ,  $b$  e  $c$ , o modelo pode apresentar pólos reais ou complexos em sua dinâmica adequando-se à representação de processos cuja respostas são exponenciais ou oscilatórias.

Seja a função de transferência do controlador *PID* na sua forma padrão

$$G_c(s) = k \left( \frac{As^2 + Bs + C}{s} \right) \quad (2.8)$$

onde  $A=K_d/k$ ,  $B=K_c/k$ ,  $C=K_i/k$  e  $(K_c, K_i, K_d)$  são os ganhos do controlador *PID*.

Se os zeros do controlador são definidos de forma a cancelar os pólos do modelo, tais que  $A=a$ ,  $B=b$  e  $C=c$ , a função de transferência de malha aberta do sistema é dada por

$$\hat{G}_p(s)G_c(s) = \frac{ke^{-sL}}{s} \quad (2.9)$$

onde  $k$  é derivado dos valores de margem de ganho ( $A_m$ ) e margem de fase ( $\Phi_m$ ) do sistema. Considerando as equações para o sistema, nas frequências de cruzamento de ganho ( $\omega_g$ ) e cruzamento de fase ( $\omega_p$ ) (FRANKLIN, 1986), as seguintes equações podem ser estabelecidas:

$$\arg[\hat{G}_p(j\omega_g)G_c(j\omega_g)] = -\pi \quad (2.10)$$

$$A_m |\hat{G}_p(j\omega_g)G_c(j\omega_g)| = 1 \quad (2.11)$$

$$|\hat{G}_p(j\omega_p)G_c(j\omega_p)| = 1 \quad (2.12)$$

$$\Phi_m = \pi + \arg[\hat{G}_p(j\omega_p)G_c(j\omega_p)] \quad (2.13)$$

Inserindo a equação (2.9) nas equações (2.10)-(2.13) tem-se

$$\omega_g L = \frac{\pi}{2}, \quad A_m = \frac{\omega_g}{k} \quad (2.14)$$

$$k = \omega_p, \quad \Phi_m = \frac{\pi}{2} - \omega_p L \quad (2.15)$$

Das equações (2.14) e (2.15) tem-se

$$A_m \omega_p = \omega_g \quad (2.16)$$

Combinando as equações (2.14)-(2.16) resulta

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (2.17)$$

das equações (2.8), (2.14) e (2.15) tem-se que os ganhos do controlador *PID* são dados por

$$\begin{bmatrix} K_c \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2A_m L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Os parâmetros do processo estimados através do método do relé são calculados por

$$c = \frac{1}{K_p}; \quad a = \left[ c - \text{real}\left( e^{-j\omega_c L} / G(j\omega_c) \right) \right] / \omega_c^2; \quad b = \text{imag}\left( e^{-j\omega_c L} / G(j\omega_c) \right) / \omega_c \quad (2.19)$$

onde  $L$  é o atraso de transporte do processo,  $K_p$  é o ganho do processo e  $\omega_c$  é a frequência de cruzamento.

Em projetos de controladores *PID* industriais, os valores típicos da margem de ganho estão no intervalo de 2 a 5 e a margem de fase entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . Devido a relação entre  $A_m$  e  $\Phi_m$  dado pela equação (2.17)  $A_m$  no intervalo de 2 a 5 implica  $\Phi_m$  no intervalo de  $45^\circ$  a  $60^\circ$ .

Desde que a função de transferência de malha direta do sistema é dada pela equação (2.9), os pólos de malha fechada são posicionados conforme o lugar das raízes apresentado na figura 2.4 para diferentes valores do ganho  $k$ .

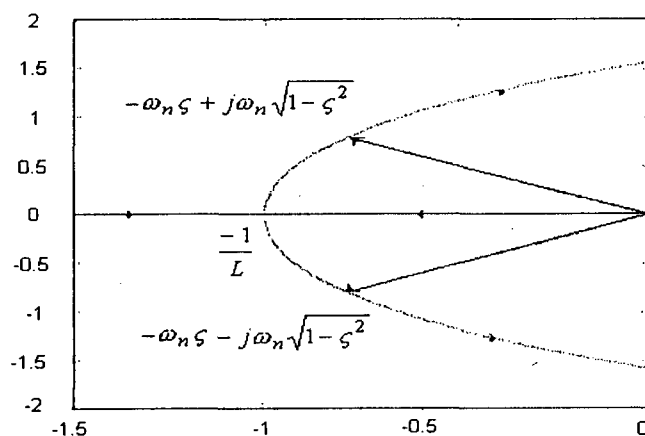


Figura 2.4. Lugar das raízes da equação (2.9), onde  $\omega_n$  é frequência natural do sistema e  $\zeta$  é o fator de amortecimento.

Como o método baseia-se no cancelamento entre pólos e zeros, podem ocorrer situações onde o cancelamento exato não seja possível; por exemplo, se o processo é de ordem elevada e apresenta comportamento oscilatório não obtém-se o cancelamento perfeito. Para minimizar estes efeitos, é conveniente evitar valores de  $k$  que resultem em pólos complexos de malha fechada reforçando as oscilações no sistema. Por outro lado, para processos não-oscilatórios ou fracamente oscilatórios, dinâmicas não canceladas não provocam restrições sérias no cancelamento dos pólos. Detalhes adicionais sobre como realizar o cancelamento entre pólos e zeros em sistemas oscilatórios podem ser encontrados em WANG *et al.* (1999a, 1999b).

### 2.2.2.1 Índices de desempenho

Para avaliar os controladores, quanto aos desempenhos servo e rejeição à perturbações, utiliza-se  $M_p$  como medida de sobre-sinal,  $T_e$  para o tempo de estabilização e  $M_\zeta$  para a capacidade de promover amortecimento do sinal de saída do sistema. Estes parâmetros são definidos na figura 2.5. Deve-se notar que um pequeno valor de  $M_\zeta$  indica bom amortecimento (HANG *et al.*, 1993) sendo, portanto, diferente do fator de amortecimento, grandeza geralmente utilizada em controle clássico (OGATA, 1995), na qual um pequeno valor indica pobre amortecimento.

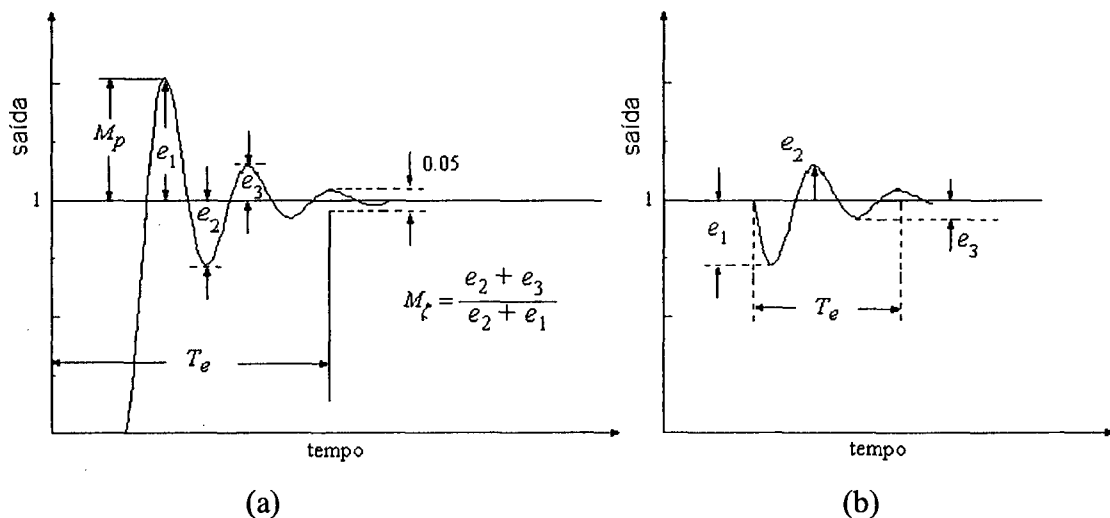


Figura 2.5. Critério de desempenho para: (a) Comportamento servo; (b) Rejeição à perturbações.



Outro indicador utilizado para avaliar o desempenho é o erro quadrático do sistema e o esforço ponderado de controle, isto é,

$$I = \sum_{t=1}^H e(t)^2 + \sigma \sum_{t=1}^H \Delta u(t)^2 \quad (2.20)$$

onde  $\sigma$  pondera o esforço de controle e  $H$  é o horizonte de avaliação de desempenho para o qual o índice é calculado. De forma geral, quanto menor o valor de  $I$  melhor é o desempenho do controlador.

### 2.2.2.2 Exemplo de aplicação prática

Para realizar os testes de avaliação das estruturas *PID* monovariáveis utiliza-se um processo prático denominado túnel de aquecimento, desenvolvido no Departamento de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina (<http://www.lcmi.ufsc.br/lcp>). O diagrama esquemático do processo é apresentado na figura 2.6. Conforme ilustra a figura, o processo é composto de um sistema de ventilação e um sistema de aquecimento a resistor elétrico, montados em um tubo de 50 cm com seção transversal uniforme. A potência do resistor elétrico é controlada por um circuito eletrônico de potência cuja entrada é compatível com a saída D/A da placa de aquisição de dados. A temperatura é medida através de dois sensores posicionados nas extremidades do túnel cuja saída é compatível com a entrada A/D do sistema de aquisição de dados. Uma das extremidades do túnel pode ter sua seção transversal de saída regulada com o objetivo de introduzir perturbações de carga no sistema. A variação da temperatura ambiental constitui também, outra fonte de perturbações no sistema. O túnel de aquecimento apresenta comportamento não-linear e dinâmica composta de funções de primeira e de segunda ordens.

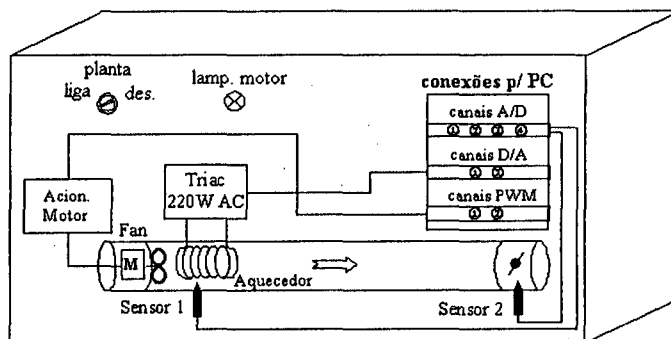


Figura 2.6. Processo túnel de aquecimento.

A figura 2.7 apresenta o resultado da aplicação do controlador *PID-AT-FG* ao túnel de aquecimento. Na figura ilustra-se também a aplicação do método de Ziegler-Nichols (*PID-ZN*), para fins de comparação.

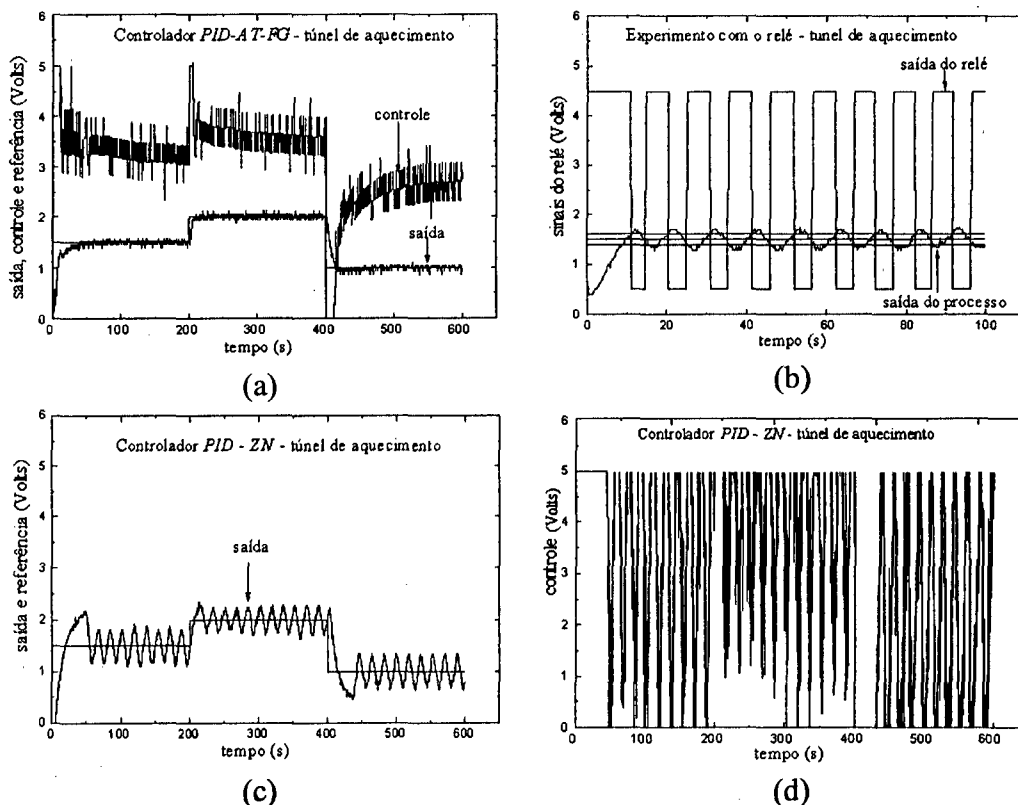


Figura 2.7. (a) Túnel de aquecimento sob um *PID-AT-FG*; (b) Experimento com o relé; (c) e (d) Túnel de aquecimento sob um *PID-ZN*.

Conforme pode-se notar da figura 2.7 e tabela 2.1, o algoritmo *PID-AT-FG* apresenta um desempenho superior ao método de Ziegler-Nichols, em termos do esforço de controle e de seguimento de trajetória. O algoritmo *PID-AT-FG* apresenta ausência de sobre-sinal ( $M_p=0$ ), proporciona ao sistema um excelente amortecimento ( $M_\zeta=0$ ) e índice  $I$  menor.

Tabela 2.1. Índices de desempenho para os controladores *PID-AT-FG* e *PID-ZN*.

	$I (\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
<i>PID-AT-FG</i>	212.34	0%	0%	34.20
<i>PID-ZN</i>	5996.71	46.66%	97.14%	>200

Os parâmetros do controlador *PID-AT-FG*, que controla o túnel de aquecimento, conforme a figura 2.7a, são  $A_m=5$ ,  $\Phi_m=72^\circ$ ,  $K_c=2.2926$ ,  $K_i=0.1795$  e  $K_d=0.7847$ . Para o método de Ziegler-Nichols tem-se  $K_c=9.2566$ ,  $K_i=1.7801$  e  $K_d=12.0335$ .

### 2.3 Auto-ajuste de controladores *PID*: processos multivariáveis

A maioria dos processos industriais, operando em cadeias produtivas, utilizam com mais de uma malha de controle e são, portanto, multivariáveis ou *MIMO* (“*Multi-Input, Multi-Output*”). Os processos *MIMO* são, em sua maioria, controlados por estruturas *PI* ou *PID* inadequadamente sintonizadas, como se fossem processos *SISO*, e não consideram as interações entre as malhas ou as consideram de forma inapropriada (SHINSKEY, 1988; MORARI & LEE, 1991; CAMACHO & BORDONS, 1995; ÅSTRÖM *et al.*, 2001b).

Apesar do esforço empregado em pesquisa e desenvolvimento em sistemas de controle multivariáveis nas três últimas décadas, projetar adequadamente estes sistemas continua sendo um desafio imposto, em parte, pela natureza complexa das interações entre as malhas (NIEDERLINSKI, 1971; LUYBEN, 1986; SHIU & HWANG, 1998; DAI *et al.*, 2001). As estruturas de controle *MIMO* podem ser divididas em duas grandes classes: *i*) estruturas descentralizadas (“*decentralized controllers*”), caracterizadas por um controlador por malha, e, *ii*) estruturas multivariáveis completas (“*full cross-coupled multivariable controllers*”). Estruturas descentralizadas continuam sendo as mais utilizadas em malhas industriais e grande esforço de pesquisa vem sendo dispendido no aperfeiçoamento e

desenvolvimento de novas concepções de controle, a despeito do avanço no desenvolvimento de estruturas completas. Uma das vantagens do uso de estruturas descentralizadas refere-se ao menor grau de dificuldade envolvido em sua análise e projeto. De fato, para as estruturas completas manterem a superioridade na relação custo/desempenho, há a necessidade de um bom conhecimento das equações matemáticas que governam o processo e maior esforço teórico e computacional é geralmente necessário, aumentando a complexidade de projeto (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 1996; HALEVI *et al.*, 1997; WANG, *et al.*, 1997c; SEMINO & SCALI, 1998).

Para manter a simplicidade do projeto *MIMO* descentralizado, controladores com estruturas *PID* são geralmente utilizados. Em termos de número de parâmetros a serem sintonizados, para um processo com  $n$  entradas e  $n$  saídas ( $n \times n$ ),  $3n$  parâmetros são sintonizados no projeto *PID* descentralizado, enquanto que  $3n^2$  necessitam de sintonia num projeto completo. Outra vantagem do controlador descentralizado é a simplicidade na estabilização manual de uma malha de controle no caso de falhas em sensores ou atuadores, o que lhes confere certo grau de tolerância a falhas. Portanto, controladores *PID* descentralizados são aplicados em larga escala em malhas de controle *MIMO* (SEMINO & SCALI, 1998).

Algumas propostas de controladores *PID* descentralizados tratam o processo *MIMO* com um bloco de  $n$  entradas e  $n$  saídas. Uma das primeiras propostas de projeto de controle *PID* descentralizado com esta abordagem deve-se a NIEDERLINSKI (1971) que desenvolveu um método heurístico baseado na generalização do método de sintonia de ZIEGLER & NICHOLS (1942) para o caso multivariável. Para implementar este método é necessária a substituição dos controladores por uma matriz de ganhos e processar a identificação de  $n$  pontos críticos e frequências críticas do processo. Desde que, no caso *MIMO*, múltiplos pontos críticos podem ser estabelecidos, este método tem uma desvantagem relacionada com a escolha do ponto crítico do processo a ser identificado (PALMOR, 1995). Devido à complexidade de projeto o método não teve boa aceitação em aplicações industriais. LUYBEN (1986) propôs um método baseado no “*biggest closed-loop log modulus*” do processo em malha fechada ao qual denominou *BLT* (“*Biggest Log-Module Tuning*”). O método *BLT* requer a sintonia de um controlador *PID* descentralizado baseado no método de ZIEGLER & NICHOLS (1942), desconsiderando as interações entre

as malhas para, em seguida, realizar relaxamento através de fator que garanta a estabilidade do sistema. A estabilidade é analisada através do diagrama de Nyquist, polinômios característicos ou algum outro critério de distância. Este método é talvez o mais utilizado em aplicações industriais (SEMINO & SCALI, 1998) devido a sua simplicidade de projeto. Aperfeiçoando o método *BLT*, MONICA *et al.* (1988) propuseram a utilização do índice de otimização *ITE* para determinar diferentes fatores de relaxamento considerado as diferentes interações entre malhas. Outras abordagens que propõem modificações no método *BLT* podem ser encontradas no trabalho de BASUALDO & MARCHETTI (1990) que procuram atender requisitos de robustez baseados em estruturas *IMC*.

A forma seqüencial de projetar malhas de controle também tem boa aceitação em sistemas de controle multivariáveis descentralizados (O'REILLY & LEITHEAD, 1991; CHIU & ARKUN, 1992; LOH *et al.*, 1993; HOVD & SKOGESTAD, 1994; SHEN & YU, 1994; SHIU & HWANG, 1998). No algoritmo seqüencial, o projeto *MIMO* é decomposto em uma seqüência de projetos *SISO* de forma que apenas uma malha de controle *SISO* é sintonizada por vez. Pode-se citar como vantagens desta forma de projeto: *i)* a dinâmica real das malhas do processo é identificada levando em conta as interações entre as mesmas; *ii)* cada passo do projeto envolve a síntese de apenas um controlador *SISO* por vez; *iii)* em termos de identificação apenas  $n$  funções de transferências são necessárias para um processo  $n \times n$ ; *iv)* é mais robusto em termos de tolerância a falhas. Se a estabilidade é garantida durante o projeto seqüencial das malhas de controle, o sistema se mantém estável mesmo com a perda de uma das malhas de controle; *v)* durante a partida (“*startup*”) do sistema a estabilidade é garantida se as malhas de controle iniciam a operação na ordem em que foram projetadas. Algumas desvantagens podem ser citadas como: *i)* a colocação em funcionamento do controlador final pode depender da ordem em que as malhas foram projetadas; *ii)* desde que o projeto de uma malha subsequente pode influenciar no projeto da malha já projetada, é necessário o reprojeto das malhas até a convergência ser atingida; *iii)* a função de transferência entre entrada e saída, em um passo seqüencial, pode conter zeros instáveis que não correspondem aos zeros de transmissão da função de transferência do processo. Uma forma de minimizar as deficiências *(i)* e *(ii)* é projetar malhas mais rápidas primeiro, desde que são menos sensíveis aos efeitos das malhas mais lentas. Para tratar o problema *(iii)* pode-se alterar a ordem de projeto das malhas para garantir a

estabilidade do sistema. Este problema também é minimizado se malhas mais rápidas são projetadas e postas em operação primeiro. O sucesso do projeto seqüencial depende de como os problemas acima citados são considerados (CHIU & ARKUS, 1992; BRYANT & YEUNG, 1994; HOVD & SKOGESTAD, 1994; SHEN & YU, 1994; SEMINO & SCALI, 1998; SHIU & HWANG, 1998).

Recentemente alguns trabalhos têm proposto métodos de auto-sintonia de controladores *PID* descentralizados baseados no projeto seqüencial e que utilizam não-linearidades do tipo relé com o propósito de identificação de cada malha seqüencial do processo (LOH *et al.*, 1993; SHEN & YU, 1994; SEMINO & SCALI, 1998; SHIU & HWANG, 1998; WANG *et al.*, 1998). O sucesso deste mecanismo de auto-sintonia deve-se à sua simplicidade o que favorece o aprendizado por parte do operador do processo. Outra vantagem diz respeito à sua capacidade de identificação de sistemas não-lineares como, por exemplo, colunas de destilação (LUYBEN, 1987; CHENG & YU, 1999). LOH *et al.* (1993) propõem um procedimento baseado na combinação do projeto seqüencial com a identificação *SISO* através do método do relé conforme proposta de HANG *et al.* (1991) para a sintonia de controladores *PI/PID* descentralizados. No trabalho proposto por SHEN & YU (1994), o método do relé na estrutura proposta por ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984) é aplicado no projeto seqüencial de controladores *PID* multivariáveis descentralizados. Em SEMINO & SCALI (1998) é proposta a extensão para o caso *MIMO* do método de identificação com o relé denominado *ATV* e proposto por LI *et al.* (1991). Uma técnica de sintonia *PID MIMO* descentralizado baseada na identificação com o relé e na integral do erro quadrático foi proposta por SHIU & HWANG (1998). Em HUANG *et al.* (2001), os controladores *PID* descentralizados são projetados baseados no conceito de funções de sensibilidade, complementar de sensibilidade e projeto *IMC*.

Nesta seção, propõe-se nova abordagem de projeto de controlador *PID MIMO* descentralizado como numa extensão do caso *SISO* da seção anterior. A nova proposta utiliza um projeto seqüencial associado à técnica do relé para a identificação de um modelo para a malha resultante, a cada passo seqüencial. O controlador descentralizado *PID MIMO* é sintonizado com base nas margens de ganho e de fase para o processo *MIMO* e oferece vantagens tais como: *i)* é conceitualmente simples e, através do projeto seqüencial, pode ser analisado a partir de estruturas *SISO*; *ii)* se a estabilidade do sistema é assegurada em

todos os estágios do projeto seqüencial, a estabilidade geral é garantida, conforme teorema no apêndice B; *iii*) por se tratar de um método auto-ajustável nenhum conhecimento da estrutura do processo é necessário; *iv*) de acordo com os experimentos realizados na coluna de destilação *WB*, o método proposto apresenta melhor desempenho que algumas técnicas consagradas em aplicações industriais; *v*) os modelos considerados são de segunda ordem com atraso de transporte os quais se mostraram apropriados para as possíveis dinâmicas encontradas durante o projeto das malhas *SISO* no algoritmo seqüencial.

### 2.3.1 Método de identificação seqüencial em frequência de sistemas *MIMO*

Quando a técnica de identificação por meio do relé é aplicada ao caso *MIMO*, existe a possibilidade de três esquemas: *i*) Experimentos *SISO* independentes (“*independent single relay*”), neste caso os experimentos são realizados sem levar em consideração as interações entre as malhas de controle, ou seja, uma malha é submetida à experimentação enquanto as outras funcionam em malha aberta; *ii*) Experimentos sequenciais (“*sequential relay feedback*”), neste caso os experimentos seguem o esquema seqüencial de projeto de forma que as interações entre as malhas são consideradas e a cada experimento o projeto de um controlador para a malha submetida é realizado; *iii*) experimentos descentralizados (“*decentralized relay feedback*”), neste caso, todas as malhas são submetidas a experimentos com relés simultaneamente e, portanto, é necessário um critério extra para identificar o verdadeiro ponto de operação do sistema, desde que devido a característica multivariável do sistema, vários pontos de operações podem surgir (PALMOR *et al.*, 1999).

O controlador *PID* descentralizado proposto utiliza na identificação do processo um esquema seqüencial de experimentações com o relé conforme a figura 2.8. Embora um sistema com duas entradas e duas saídas (*TITO*) seja utilizado como exemplo, a extensão para o caso  $n \times n$  é direta. No caso *TITO* supõe-se conhecida a associação dos pares entradas e saídas ( $y_1-u_1, y_2-u_2$ ) através de índices como o de Nierderlinski ou *RGA* (“*Relative Gain Array*”) (NIERDERLINSKI, 1971; GROSDIDIER *et al.*, 1985). A função de transferência do processo é dada por ( $G(s)=g_{ij}(s)$ ),  $i=1,2$  e  $j=1,2$ ) e para o controlador descentralizado tem-se ( $G_c(s)=diag(g_{ci}(s))$ ,  $i=1,2$ ). O procedimento de identificação e sintonia pode ser

resumido em três passos: *i*) inicialmente, um relé é posicionado na malha 1 (entre  $u_1$  e  $y_1$ ), com  $u_2$ =constante, conforme figura 2.8a, identifica-se a função de transferência entre  $u_1$ - $y_1$  e sintoniza-se o controlador  $g_{c1}$ ; *ii*) com  $g_{c1}$  sintonizado no passo anterior e controlando a malha 1, posiciona-se o relé na malha 2 (entre  $u_2$ - $y_2$ ), figura 2.8b, identifica-se a função de transferência entre  $u_2$ - $y_2$  e sintoniza-se o controlador  $g_{c2}$ ; *iii*) os passos (*ii*) e (*iii*) são repetidos até a convergência dos parâmetros do controlador ser atingida, figura 2.8c.

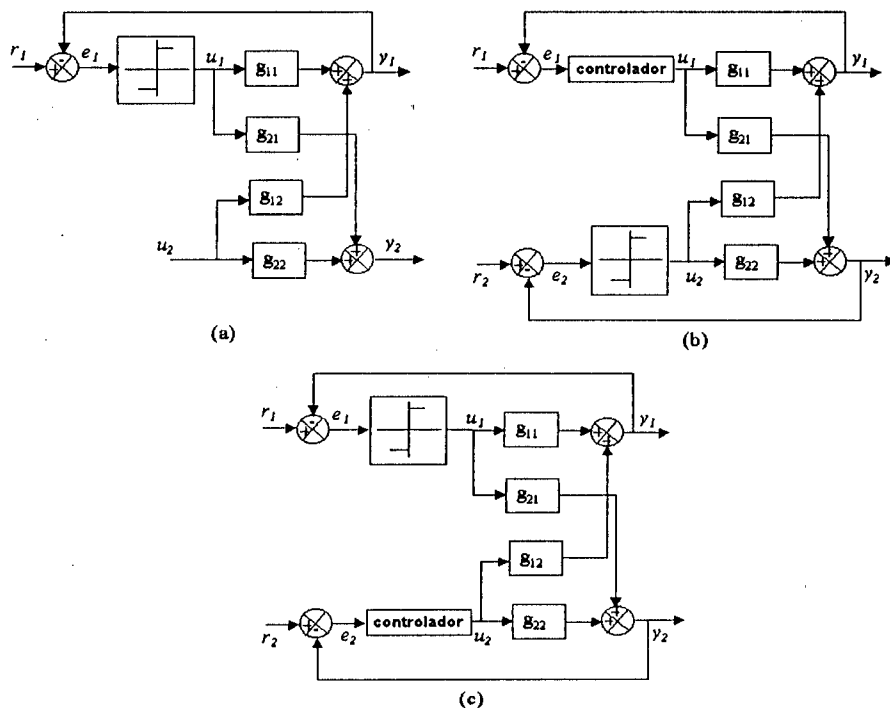


Figura 2.8. Sintonia seqüencial de um sistema TITO.

No projeto seqüencial descentralizado da figura 2.8 pode-se obter as seguintes equações:

$$g_{11,OL}(s) = \left( \frac{y_1}{u_1} \right)_{OL} \tag{2.21}$$

$$g_{11,CL}(s) = \left( \frac{y_1}{u_1} \right)_{CL} = g_{11}[1 - \kappa h_2] \tag{2.22}$$



$$g_{22,CL}(s) = \left( \frac{y_2}{u_2} \right)_{CL} = g_{22} [1 - \kappa h_1] \quad (2.23)$$

$$\kappa = \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}g_{22}}; \quad h_2 = g_{22}g_{c2}(1 - g_{22}g_{c2})^{-1}; \quad h_1 = g_{11}g_{c1}(1 - g_{11}g_{c1})^{-1} \quad (2.24)$$

onde  $g_{ii,OL}$  é a função de transferência entre  $u_i$  e  $y_i$  com o malha 2 aberta,  $g_{ii,CL}$  é a função de transferência entre  $u_i$  e  $y_i$  com o malha 2 fechada e  $g_{22,CL}$  é a função de transferência entre  $u_1$  e  $y_1$  com o malha 1 fechada.

As raízes das equações características de malha fechada do sistema ( $\det[I + GG_c] = 0$ ) são determinadas através das equações (LUYBEN, 1990)

$$1 + g_{11}(1 - \kappa h_2)g_{c1} = 0 \quad \text{ou} \quad 1 + g_{22}(1 - \kappa h_1)g_{c2} = 0 \quad (2.25)$$

A configuração de pólos e zeros da função de transferência *SISO*, obtida a cada passo do projeto seqüencial, deve ser considerada na sintonia do controlador. A tabela 2.2 apresenta a configuração obtida a cada passo do projeto seqüencial.

Tabela 2.2. Pólos e zeros no projeto seqüencial de um sistema *TITO*.

	pólos de	zeros de
passo 1	$g_{11}$	$g_{11}$
passo 2	$g_{22}, g_{12}, g_{21}, h_1$	$1 - \kappa h_1$
passo 3	$g_{11}, g_{12}, g_{21}, h_2$	$1 - \kappa h_2$

Mesmo que uma função de transferência *SISO* seja obtida a cada passo do projeto seqüencial, a matriz função de transferência obtida pode possuir componentes cujos comportamentos podem diferenciar de um sistema de primeira ordem com atraso de transporte, ou seja, a função de transferência  $g_{ii,CL}$  geralmente possui pólos subamortecidos (complexos conjugados).

Para propósito de identificação de  $g_{ii,CL}$  e  $g_{ii,OL}$ , no projeto seqüencial, o modelo sugerido na seção 2.2.2, capaz de representar uma combinação de sistema subamortecido e sobre-amortecido, é utilizado. O modelo de segunda ordem com atraso de transporte para cada passo seqüencial é dado por

$$g_{ii,CL,j}(s) = \frac{e^{-sL_j}}{a_j s^2 + b_j s + c_j}, \quad j = 1, \dots, n_p \quad (2.26)$$

onde  $a_j$ ,  $b_j$ ,  $c_j$  e  $L_j$  devem ser identificados e o índice  $j$  é o número do passo no projeto seqüencial. Dependendo dos valores de  $a_j$ ,  $b_j$  e  $c_j$ , o modelo pode conter pólos reais ou complexos. Estes modelos são capazes de representar os comportamentos exibidos pelas equações (2.21), (2.22) e (2.23).

No esquema apresentado, apenas um experimento com o relé por malha é necessário para identificar um modelo dado pela equação (2.26). Um relé padrão (sem histerese) é capaz de estabelecer um ciclo limite se a função de transferência de malha, em cada passo do projeto seqüencial, apresentar atraso de pelo menos  $\pi$  radianos. As oscilações obtidas na saída do processo são utilizadas para calcular o ganho crítico  $K_{u,j}$  e o período crítico  $T_{u,j}$  na frequência de cruzamento de fase. O atraso de transporte  $L_j$  pode ser estimado do teste com o relé medindo-se o tempo entre a mudança na sua condição de entrada e o tempo necessário para a saída do relé mudar. Para garantir uma estimacão robusta dos parâmetros é aconselhável calcular valores médios considerando-se vários ciclos de oscilação. O ganho estático de malha  $k_{p,j}$  pode ser determinado através da equação (2.6) quando aplicado ao valor de regime. Com estas informações os parâmetros do modelo da equação (2.27) podem ser obtidos como

$$c_j = 1/k_{p,j} \quad (2.27)$$

$$a_j = \frac{c_j - \text{real}[e^{-jw_{u,j}L_j} / G_j(jw_{u,j})]}{w_{u,j}^2} \quad (2.28)$$

$$b_j = \frac{\text{imag}[e^{-jw_{u,j}L_j} / G_j(jw_{u,j})]}{w_{u,j}} \quad (2.29)$$

Observar que, por questão de simplificação, os índices relativos às malhas foram suprimidos.

### 2.3.2 Sintonia de controladores *PID* descentralizados

Inicialmente, para propósito de comparação, é colocada uma breve introdução do método proposto por LUYBEN (1986) e, posteriormente modificado por MONICA *et al.* (1989) e sendo denominados de *BLT* e *BLT4*, respectivamente. Em seguida propõe-se um novo projeto de controlador descentralizado *PID* auto-ajustável baseado em margem de fase e de ganho.

#### 2.3.2.1 Sintonia de controladores *PID* descentralizados através do método *BLT*

O método *BLT* constitui um método iterativo para sintonia de controladores *PID MIMO* descentralizados. Neste método, as regras de sintonia de Ziegler-Nichols são aplicadas aos elementos da diagonal da matriz função de transferência do processo *MIMO*, a partir do conhecimento do ganho crítico e da frequência crítica destes elementos. Em seguida os parâmetro *PID* são relaxados por um fator  $F$  entre 2 e 5 cuja escolha depende de testes de estabilidade utilizando a função  $W(s) = (-1 + \det(I + G_p(s)G_c(s)))$ . O objetivo do fator  $F$  é considerar as interações entre malhas. Uma deficiência do método *BLT* em sua forma original é que apenas um fator de relaxamento  $F$  é usado para sintonizar todas as malhas do processo. Procurando superar este problema, MONICA *et al.* (1988) desenvolveram uma modificação no método *BLT* na qual, baseando-se no índice *ITE*, as interações entre malhas são consideradas diferentes e portanto um valor diferente de  $F$  é determinado para cada malha. Conforme apresentado em MONICA *et al.* (1988), esta modificação no método *BLT* melhorou seu desempenho. Uma outra dificuldade com o método *BLT* deve-se à necessidade de conhecimento de um modelo completo para o processo multivariável.

#### 2.3.2.2 Controlador *PID MIMO* auto-ajustável e descentralizado: Projeto seqüencial baseado em margem de fase (*MF*) e de ganho (*MG*) – (*PID-FG-MIMO*)

Este método de projeto é uma extensão para o caso *MIMO* da técnica de sintonia *PID SISO* apresentada na seção 2.2, acrescida de um mecanismo de sintonia automática baseado em experimentos seqüenciais com o relé.

Para um processo *TITO*, a função de transferência de um controlador *PID* descentralizado pode ser escrita como

$$g_{c,j}(s) = k_j \left( \frac{A_j s^2 + B_j s + C_j}{s} \right), \quad j = 1, 2 \quad (2.30)$$

onde  $A_i = K_{d,i}/k_j$ ,  $B_j = K_{c,j}/k_j$  e  $C_j = K_{i,j}/k_j$ . Se os zeros do controlador são escolhidos de tal forma que cancelem os pólos do modelo dado pela equação (2.31), em cada passo seqüencial, isto é  $A_j = a_j$ ,  $B_j = b_j$  e  $C_j = c_j$ , a seguinte equação é válida:

$$\hat{g}_j(s) g_{c,j}(s) = \frac{k_j e^{-sL_j}}{s} \quad (2.31)$$

onde valores de  $k_j$  são obtidos de especificações de margens de fase e de ganho, para cada malha no projeto seqüencial.

Supondo-se que  $A_{m,j}$  e  $\Phi_{m,j}$  sejam a *MG* e *MF* e  $\omega_{g,j}$  e  $\omega_{p,j}$  as freqüências de cruzamento de ganho e de fase, respectivamente, as seguintes equações podem ser deduzidas:

$$\arg[g_{c,j}(j\omega_{g,j}) \hat{g}_j(j\omega_{g,j})] = -\pi \quad (2.32)$$

$$A_{m,j} |g_{c,j}(j\omega_{g,j}) \hat{g}_{p,j}(j\omega_{g,j})| = 1 \quad (2.33)$$

$$|g_{c,j}(j\omega_j) \hat{g}_j(j\omega_j)| = 1 \quad (2.34)$$

$$\Phi_{m,j} = \pi + \arg[g_{c,j}(j\omega_{g,j}) \hat{g}_{p,j}(j\omega_{g,j})] = 1 \quad (2.35)$$

onde o índice  $j$  corresponde ao passo no projeto seqüencial. Substituindo-se a equação (2.31) nas equações de (2.32) a (2.33), as expressões para as margens de ganho e de fase na freqüência de cruzamento de fase podem ser obtidas

$$\omega_{g,j} L_j = \frac{\pi}{2}; \quad A_{m,j} = \frac{\omega_{g,j}}{k_j} \quad (2.36)$$

$$k_j = \omega_{p,j}; \quad \Phi_m = \frac{\pi}{2} - \omega_{p,j}L_j \quad (2.37)$$

As relações de restrições entre as *MG* e *MF* são estabelecidas a partir das equações (2.36) e (2.37) tais que

$$\Phi_{m,j} = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{1}{A_{m,j}} \right) \quad (2.38)$$

Valores típicos de  $A_{m,j}$  situam-se entre 2 e 5 o que corresponde a valores de  $\Phi_{m,j}$  entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . Considerando  $A_{m,j}=3$  e  $\Phi_{m,j}=60^\circ$  os parâmetros  $k_j$  para cada malha são dados por

$$k_j = \frac{\pi}{6L_j} \quad (2.39)$$

e os parâmetros do controlador *PID* são

$$\begin{bmatrix} K_{c,j} \\ K_{i,j} \\ K_{d,j} \end{bmatrix} = \frac{\pi}{6L_j} \begin{bmatrix} b_j \\ c_j \\ a_j \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Embora estas escolhas resultem em bom desempenho para o controle de processos com vários tipos de dinâmicas, tais como: processos de alta e baixa ordens, com grandes ou pequenos atrasos de transportes, oscilatórios ou monotônicos, melhorias no desempenho podem ser verificadas se relações entre o atraso de transporte, a constante de tempo e o fator de amortecimento são determinadas, conforme sugerido na seção 2.2.2, para o caso *SISO*.

### 2.3.2.3 Resultados de simulação – sistema com acoplamento

Nesta seção uma coluna de destilação de Wood e Barry (*WB*) de oito pratos para separação de metanol e água é utilizada para teste de simulação dos algoritmos *PID* multivariáveis (WOOD & BERRY, 1973). Esta coluna de destilação apresenta uma forte interação entre as malhas e seu modelo é dado por

$$\begin{bmatrix} X_t(s) \\ X_b(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{12.8e^{-s}}{16.7s+1} & \frac{-18.9e^{-3s}}{21s+1} \\ \frac{6.6e^{-7s}}{10.9s+1} & \frac{-19.4e^{-3s}}{14.4+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(s) \\ V(s) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

onde as variáveis manipuladas  $R(s)$  e  $V(s)$  são o refluxo e o fluxo, respectivamente. As variáveis controladas são as composições do topo  $X_t(s)$  e da base da coluna  $X_b(s)$ . A matriz interactor do processo, que representa a estrutura do atraso de transporte para o caso *MIMO*, é não-diagonal. O valor do *RGA* para a configuração da equação (2.40) é  $\lambda_{ii}=2.01$  significando que existe acoplamento entre as malhas do processo tornando-o atrativo em aplicativos *MIMO*. A frequência crítica da malha 1 é 1.63 rad/min enquanto a frequência da malha 2 é 0.56 rad/min. Desde que a malha 1 é mais rápida, esta deve ser ajustada primeiro e, segundo o projeto seqüencial, em seguida a malha 2 deve ser sintonizada com a malha 1 em operação. A seqüência de sintonia, e os respectivos parâmetros *PID* para cada malha, são apresentados na tabela 2.3.

Tabela 2.3. Seqüência de parâmetros *PID*.

	malha 1 ( $X_t-R$ )			malha 2 ( $X_b-V$ )		
	$K_c$	$K_i$	$K_d$	$K_c$	$K_i$	$K_d$
passo 1	0.2861	0.0205	0.0088	-	-	-
passo 2	0.2861	0.0205	0.0088	-0.0317	-0.0060	-0.0278
passo 3	0.2821	0.0405	0.0105	-0.0328	-0.0060	-0.0382

A figura 2.9 apresenta os sinais de saída, controle e referência para a coluna *WB* sob o controle dos algoritmos *PID-FG-MIMO* e *BLT*. Os resultados de simulação indicam que o método *PID-FG-MIMO* apresenta melhor desempenho que o método *BLT* quanto às mudanças de referência, ao sobre-sinal máximo, ao nível de interação entre as malhas e ao

tempo que o processo leva para estabilizar. O processo também apresenta maior estabilidade relativa com o *PID-FG-MIMO*.

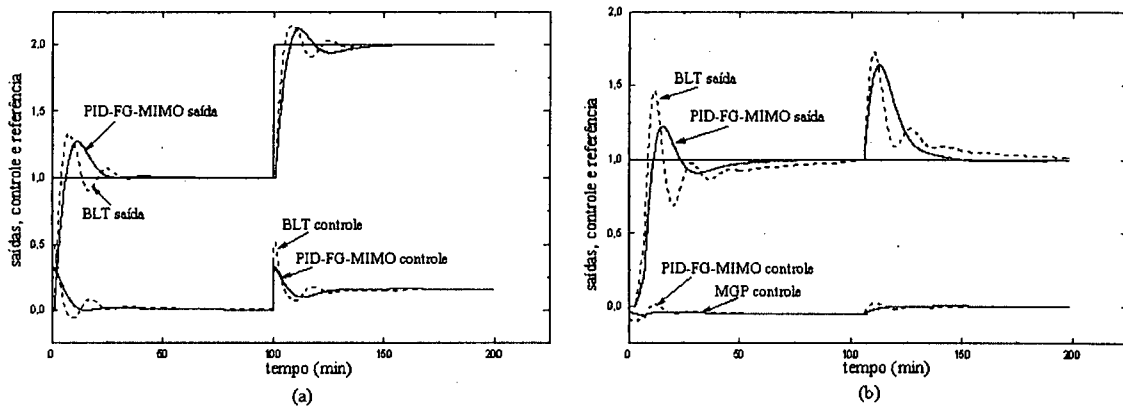


Figura 2.9. Controle, saída e referência para coluna *WB*: (a) par  $X_1-R$ ; (b) par  $X_b-V$ .

Para fins de comparação de desempenho a tabela 2.4 apresenta resultados numéricos obtidos para os métodos *PID-FG-MIMO* e *BLT* de acordo com o critério  $I$  multivariável:

$$I_i = \sum_{t=1}^H e_i(t)^2 + \sigma \sum_{t=1}^H \Delta u_i(t)^2 ; \quad i = 1, 2 \tag{2.42}$$

onde  $i$  é o número da malha,  $e_1(t)=r_1-X_1$ ,  $e_2(t)=r_2-X_b$ ,  $u_1=R$ ,  $u_2=V$  e  $H$  é o horizonte de desempenho. O método *PID-FG-MIMO* apresenta melhores índices de desempenhos comparado ao *BLT* em todas as situações consideradas, exceto para o tempo de estabilização ( $T_e$ ) da malha  $X_1-R$ , conforme ilustra a figura 2.9 e tabela 2.4. Os índices apresentados são calculados para o intervalo de tempo de 100 min a 200 min. Para malha  $X_1-R$  os índices revelam o comportamento servo, enquanto para a malha  $X_b-V$  (malha lenta) revelam a capacidade de rejeição da perturbação causada pela mudança de referência na malha  $X_1-R$  (malha rápida).

Tabela 2.4. Índices de desempenho para *BLT* e *PID-FG-MIMO* com  $\sigma = 0.5$ .

pares	<i>BLT</i>				<i>PID-FG-MIMO</i>			
	$I$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e(\text{min})$	$I$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e(\text{min})$
$X_1-R$	59.09	7.09%	52.95%	25.4	47.86	6.16%	33.51%	31.2
$X_b-V$	114.73	72.63%	0.13%	87.2	107.02	62.01%	0.71%	41.4

As funções  $W(j\omega)$  e  $L(j\omega)$ , segundo LUYBEN (1990), podem ser utilizadas para medir a característica de robustez de um sistema *MIMO*. A função  $W(j\omega)$  é, para o caso multivariável, o equivalente ao diagrama de Nyquist para o caso monovariável. A função  $L(j\omega)$  é uma medida, para sistemas multivariáveis, que tem interpretação similar à curva logarítmica do módulo pela frequência em sistema *SISO*. Quanto mais  $W(j\omega)$  se aproxima do ponto (-1,0) pior é a estabilidade relativa do sistema. Quanto menor o valor de pico de  $L(j\omega)$  mais robusto é o sistema *MIMO*.

As figuras 2.10 e 2.11 apresentam as funções  $W(j\omega)$  e  $L(j\omega)$  para a coluna *WB* sob os controles *BLT* and *PID-FG-MIMO*. Sob o aspecto de estabilidade robusta, pode-se concluir que o método *PID-FG-MIMO* apresenta melhor resultado do que o *BLT*.

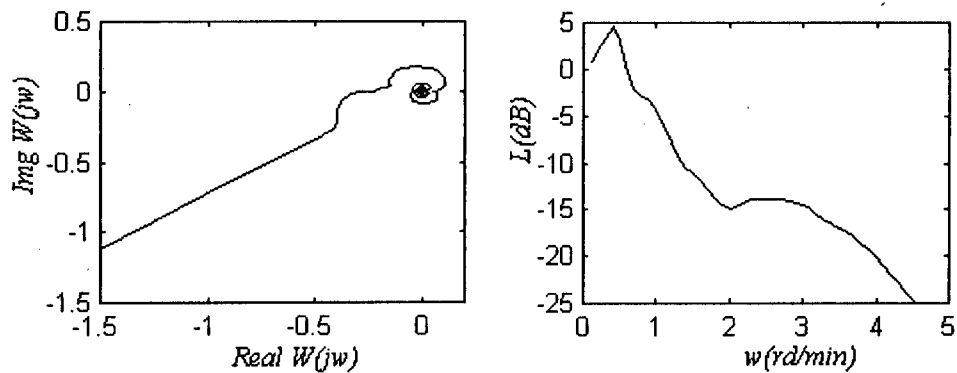


Figura 2.10. (a)  $W(j\omega)$ ; (b)  $L(j\omega)$  para o método *BLT*.

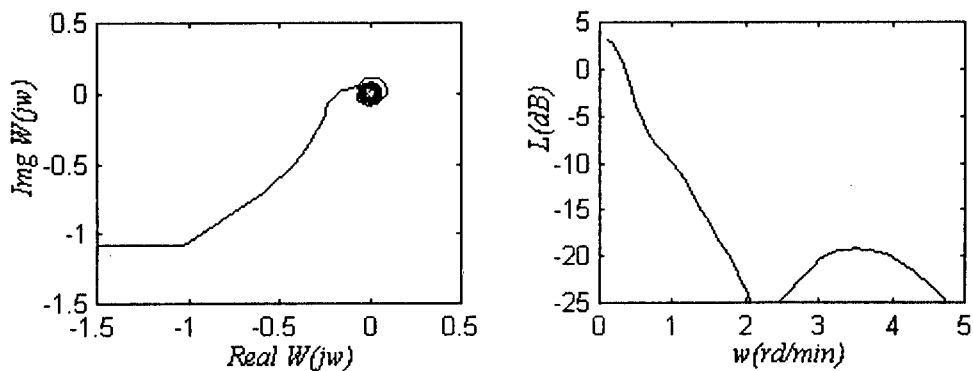


Figura 2.11. (a)  $W(j\omega)$ ; (b)  $L(j\omega)$  para o método *PID-FG-MIMO*.



### 2.3.2.4 Considerações sobre a estabilidade do sistema

Devido a erros de modelagem, para o projeto *PID MIMO* ser factível em termos de robustez, a seguinte condição deve ser válida (MORARI & ZAFIRIOU, 1989; ALMEIDA & COELHO, 2001b; HUANG *et al.* 2001):

$$\left| \frac{g_{ci}g_i(j\omega)}{1+g_{ci}g_i(j\omega)} \right| \leq \frac{1}{\max |\delta g_i(j\omega)|} \quad (2.43)$$

onde  $g_i$  é a função de transferência real obtida no  $i$ -ésimo passo do projeto seqüencial,  $\delta(g_i) = |g_i - \hat{g}_i| / \hat{g}_i$  é o erro de modelagem,  $\hat{g}_i$  é a função de transferência determinada com o relé a cada passo  $i$ -ésimo e  $g_{ci}$  é a função de transferência do controlador no  $i$ -ésimo passo para a malha em questão.

**Lema 2.1:** Considerando que  $G_c(s)$  é um *PID* diagonal, então

$$\det[I + G(s)G_c(s)] = (1 + g_{ci}g_i) \det[I + G_\delta^i G_c^i] \quad (2.44)$$

A prova e as definições envolvidas neste lema encontram-se em HUANG *et al.* (2001).

**Teorema 2.1:** Assumindo que: *i)*  $G(s)$  é estável em malha aberta; *ii)*  $g_i$  é estável em malha aberta a cada passo seqüencial; *iii)* o controlador seja factível em termos de robustez, isto é, a equação (2.43) é válida a cada passo seqüencial. Então, se  $g_{ci}$  estabiliza  $g_i$  a cada passo seqüencial, o sistema *MIMO* é estável sob o controle do controlador  $G_c(s)$  (*PID MIMO*) obtido pelo algoritmo proposto.

### 2.3.3 Desacoplamento das malhas de controle

Uma das formas de minimizar as interações ou acoplamento entre as malhas de controle multivariáveis pode ser realizada através de desacoplamentos estáticos ou dinâmicos (ÅSTRÖM *et al.* 2001b). No controle descentralizado de um sistema *MIMO*,

são de fato necessários  $n$  controladores *PID* e  $n!$  desacopladores. Para um processo  $n \times n$ , a estrutura, considerando o caso *TITO*, é ilustrada na figura 2.12. Pode-se observar que blocos adicionais de funções de transferência são colocados entre as saídas dos controladores *PID* e as entradas do processo.

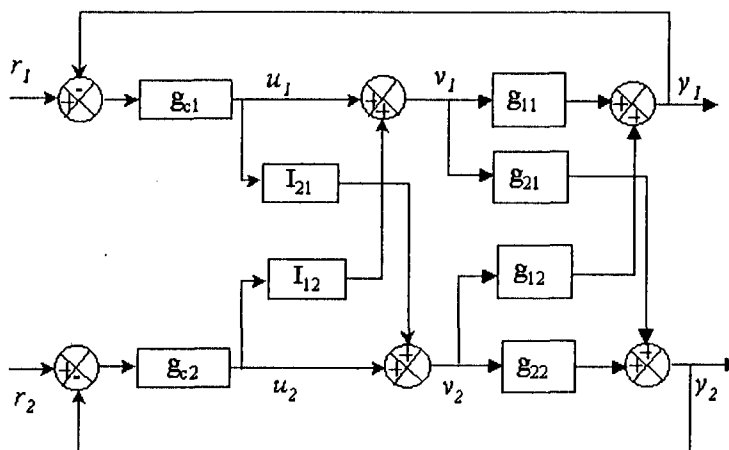


Figura 2.12. Desacoplamento para um processo *TITO*.

Para projetar os desacopladores, representados na figura 2.12 pelos blocos  $I_{21}$  e  $I_{12}$ , a proposta é utilizar a mesma estrutura de identificação seqüencial com o relé e apresentada na seção 2.2.1 obtendo, também as funções de transferências  $g_{ij}$  ( $i \neq j$ , termos cruzados). Considerando-se, portanto, o caso *TITO* como ilustrado na figura 2.12, o processo é modelado por

$$y_1 = g_{11}v_1 + g_{12}v_2; \quad y_2 = g_{21}v_1 + g_{22}v_2 \tag{2.45}$$

Devido aos desacopladores os sinais na saída dos controladores *PID* são

$$v_1 = u_1 + I_{12}u_2; \quad v_2 = u_2 + I_{21}u_1 \tag{2.46}$$

Substituindo-se as equações (2.46) em (2.45) tem-se:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} + g_{12}I_{21} & g_{12} + g_{11}I_{12} \\ g_{21} + g_{22}I_{21} & g_{22} + g_{21}I_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Para que a saída  $y_i$  seja afetada apenas por  $u_i$  deve-se garantir que

$$I_{12} = -\frac{g_{12}}{g_{11}}; \quad I_{21} = -\frac{g_{21}}{g_{22}} \quad (2.48)$$

Com a incorporação destes blocos no sistema, conforme a figura 2.12, as duas malhas funcionam de forma independente e, portanto, podem ser sintonizadas como malhas monovariáveis.

Supondo-se que as funções de transferência dos termos cruzados, assim como dos termos diretos, sejam modeladas por

$$\hat{g}_{ij}(s) = \frac{e^{-sL_{ij}}}{a_{ij}s^2 + b_{ij}s + c_{ij}}, \quad i, j = 1, \dots, n; \quad i \neq j \quad (2.49)$$

os blocos de desacoplamento podem ser calculados como

$$I_{12} = -\frac{(a_{11}s^2 + b_{11}s + c_{11})}{(a_{12}s^2 + b_{12}s + c_{12})} e^{-(L_{12}-L_{11})s}; \quad I_{21} = -\frac{(a_{22}s^2 + b_{22}s + c_{22})}{(a_{21}s^2 + b_{21}s + c_{21})} e^{-(L_{21}-L_{22})s} \quad (2.50)$$

Os desacopladores devem ser estáveis e causais. A estabilidade é garantida através do esquema de identificação que gera funções de transferência estáveis. Para garantir causalidade é necessário que o menor atraso de transporte, em uma dada linha da matriz, ocorra no elemento da diagonal. Se isto não é o caso, deve-se utilizar a seguinte aproximação, por série de Taylor, ou outra aproximação que garanta a causalidade dos desacopladores:

$$e^{+sL} = \frac{Ls + 1}{0.2Ls + 1} \quad (2.51)$$

Vale ressaltar que um perfeito desacoplamento, certamente, não é possível através de projetos baseados em modelos, prática comum em projetos industriais. No entanto, mesmo que seja para o caso estático, eficientes e simples desacopladores podem ser obtidos para cada aplicação particular (SHIU & HWANG, 1998; YAMAMOTO & SHAH, 1998; ÅSTRÖM *et al.*, 2001b).

### 2.3.3.1 Resultado de simulações – sistemas com desacoplamento

A figura 2.13 apresenta o resultado do projeto *PID-FG-MIMO* com desacoplamento quando aplicado à coluna *WB*. Neste caso, os coeficientes utilizados nos blocos desacopladores, da equação (2.47), são dados por: ( $a_{11}=0.0322$ ,  $b_{11}=1.0948$ ,  $c_{11}=0.0781$ ,  $a_{12}=0.0535$ ,  $b_{12}=0.9262$ ,  $c_{12}=0.0529$ ,  $L_{12}=3$ ,  $L_{11}=1$ ,  $a_{22}=0.0238$ ,  $b_{22}=0.6195$ ,  $c_{22}=0.0515$ ,  $a_{21}=0.0649$ ,  $b_{21}=1.3575$ ,  $c_{21}=0.1515$ ,  $L_{21}=7$ ,  $L_{22}=3$ ). Os parâmetros *PID* são: para malha 1 ( $K_c=0.2216$ ,  $K_i=0.04927$ ,  $K_d=0.02010$ ) e para a malha 2 ( $K_c=-0.06206$ ,  $K_i=-0.01549$ ,  $K_d=-0.04251$ ).

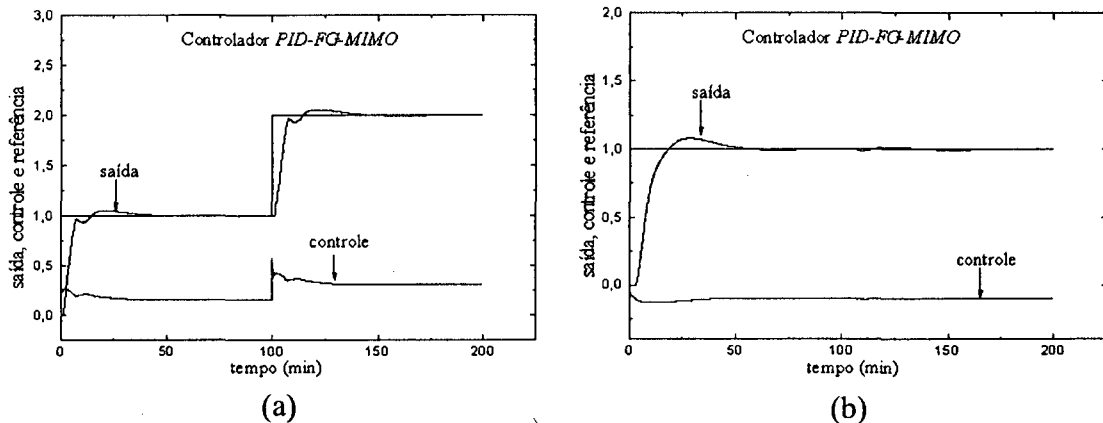


Figura 2.13. Controle, saída e referência para a coluna *WB* com desacoplamento: (a) par  $X_1-R$ , (b) par  $X_2-V$ .

Conforme ilustra a figura 2.13, o controlador *PID-FG-MIMO* com desacopladores apresenta excelente desempenho, eliminando quase, por completo, para este processo com duas entradas e duas saídas, as interações entre as malhas de controle.

Na tabela 2.5, os índices de desempenho para o algoritmo *PID-FG-MIMO* com desacoplamento indicam superioridade de desempenho quando comparado com o caso sem desacoplamento, tabela 2.4.

Tabela 2.5. Índices de desempenho para *PID-FG-MIMO* com desacoplamento.

pares	<i>PID-FG-MIMO</i> com desacoplamento			
	$I (\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e(\text{min})$
$X_r-R$	29.65	2.75%	6.0 %	33.1
$X_b-V$	31.74	1.40%	53.40%	0

O valor de  $T_e=0$  indica que a malha não desvia de 5% da referência o que significa ausência de interação devido as ações dos desacopladores.

## 2.4 Conclusão

Embora, a finalidade principal deste capítulo seja desenvolver estratégias convencionais de controle *SISO* e *MIMO* com estruturas preparadas para aplicações de técnicas nebulosas, duas novas estratégias de controle *PID MIMO* são propostas como contribuições da tese. Para isto, inicialmente desenvolveu-se um método para auto-sintonia de controlador *PID SISO* baseado em margens de fase e de ganho. Em seguida propõe-se uma nova abordagem de projeto de controlador *PID MIMO* descentralizado baseado numa extensão do caso *SISO* para o caso *MIMO*. A nova proposta utiliza um projeto seqüencial associado à técnica do relé para a identificação de um modelo para a malha resultante a cada passo seqüencial. O controlador descentralizado *PID MIMO* é sintonizado com base nas margens de ganho e de fase para o processo *MIMO* e oferece vantagens, tais como: *i)* é conceitualmente simples e através do projeto seqüencial pode ser analisado a partir de estruturas *SISO*; *ii)* se a estabilidade do sistema é assegurada em todos os estágios do projeto seqüencial, a estabilidade geral é garantida; *iii)* por se tratar de um método auto-ajustável nenhum conhecimento da estrutura do processo é necessário; *iv)* de acordo com os experimentos realizados na coluna de destilação *WB*, o método proposto apresenta melhor desempenho do que o algoritmo *BLT*; *v)* os modelos considerados são de segunda

ordem com atraso de transporte os quais se mostraram apropriados para as possíveis dinâmicas encontradas durante o projeto das malhas *SISO* no algoritmo seqüencial.

Finalmente, propõe-se um projeto *PID MIMO* com desacoplamento dinâmico para as malhas do processo e cuja estrutura resulta do algoritmo de identificação seqüencial utilizado para identificar o processo.

## Capítulo 3

### Controle PID Avançado: Abordagens Inteligente e Nebulosa

#### 3.1 Introdução

O desenvolvimento da teoria dos conjuntos nebulosos iniciou-se a partir de 1965 com os trabalhos de Zadeh (ZADEH, 1965, 1978). Como resultado, foram introduzidos os conceitos dos sistemas nebulosos, a qual constitui uma das tecnologias emergentes bem sucedida no desenvolvimento de sistemas de controle complexos (ZADEH, 1973; CASTRO, 1995; HIROTA & SUGENO, 1995; MENDEL, 1995). Entretanto, mesmo com o grande número de trabalhos em nível acadêmico e industrial, investigações em busca de formas sistemáticas de projeto dos controladores nebulosos, que garantam desempenho estável e robusto, continuam sendo um desafio (HU *et al.*, 1999).

Um controlador nebuloso é um sistema de controle baseado na lógica nebulosa, também conhecida como lógica difusa ou lógica “fuzzy”. Também pode ser considerado como um tipo de sistema especialista baseado em conhecimento que contém, no algoritmo de controle, um conjunto de regras do tipo:

**Se <condição> Então <ação>** (3.1)

O conhecimento, representado na base de regras, é derivado da heurística, experiência e intuição de especialistas em controle de processos, assim como do conhecimento teórico e prático da dinâmica do sistema a ser controlado. Se o conhecimento representado na base de regras é derivado do sistema de forma analítica, as ações de controle são definidas como função das variáveis de estado do sistema e, dependendo dos valores que as variáveis de estados assumem, diferentes ações de controle baseadas em regras são executadas. As faixas de valores assumidas pelas variáveis de estado são modeladas por conjuntos nebulosos e são denominadas termos lingüísticos (HARRIS *et al.*, 1993; YAGER & FILEV, 1994; KOSKO, 1996; SANDRI & CORREIA,

1999). Outro importante aspecto relacionado à informação contida em um algoritmo nebuloso diz respeito à imprecisão e incerteza (HIROTA & SUGENO, 1995; KOSKO, 1996). Atualmente, a teoria dos conjuntos nebulosos é a mais adequada para tratar informações imprecisas e vagas (KOSKO, 1996).

As primeiras implementações de controladores nebulosos (*CN's*) foram realizadas por MAMDANI (1974) e MAMDANI & ASSILIAN (1975), motivados pelos trabalhos de ZADEH (1965, 1973). Isto deu-se pela eficiente capacidade dos *CN's* de representarem imprecisões e serem excelentes aproximadores universais. Como resultado, mostraram-se robustos, de grande adaptabilidade e capazes de incorporar conhecimentos que outros sistemas nem sempre conseguem acomodar (LEE, 1990a; LEE, 1990b; HARRIS *et al.*, 1993; YAGER & FILEV, 1994; KOSKO, 1996; COELHO *et al.*, 1998). *CN's* têm sido utilizados com sucesso no controle de processos complexos, com modelos de difícil representação matemática, não-lineares, sujeito a perturbações, na presença de incertezas paramétricas e com elevado nível de ruído (HARRIS *et al.*, 1993; YAGER & FILEV, 1994; CASTRO, 1995; KOSKO, 1996; ALMEIDA & COELHO, 1999a, 2001; COELHO *et al.* 2000b; ALMEIDA *et al.*, 2001b). Estes resultados despertaram o interesse dos *CN's* como área de estudos e pesquisas, em diversas instituições de ensino, pesquisa e desenvolvimento de sistemas de controle no mundo (JAMSHIDI *et al.*, 1993; HIROTA & SUGENO, 1995). Nos últimos anos tem-se observado número crescente de técnicas de controle nebulosas aplicadas no controle de processos industriais (BARE *et al.*, 1990; CLYMER *et al.*, 1992; YOSHIDA & WAKABAYASHI, 1992; LIN, 1994; INOUE & NAKOAKA, 1996; YOJO & MORAES, 1999). Recentemente estas técnicas têm sido também combinadas com as de controle convencionais para projetar controladores nebulosos com estrutura *PID* (*CN-PID*). Dado que, como a sintonia ótima dos ganhos dos controladores *PID* convencionais é, geralmente, uma tarefa complexa, a determinação dos ganhos via algoritmo nebuloso é um importante aspecto considerado pela comunidade industrial. Técnicas que proporcionem algoritmos eficientes, capazes de reduzir o grau de heurística envolvida no projeto, são necessárias para garantir simplicidade e funcionalidade dentro das especificações de projeto estabelecidas.

Neste capítulo são propostas novas abordagens de projeto de controladores nebulosos *PID* monovariável e multivariável. No caso monovariável propõe-se a transformação da margem de ganho do processo em uma variável nebulosa a partir do



projeto da base de regras que representa seu comportamento esperado, para compensar eficientemente desvios entre a referência e a saída do processo, em malha fechada. Análise e novos resultados sobre a estabilidade de controladores nebulosos são avaliados sobre processos lineares, não-lineares e variantes no tempo. No caso multivariável novos resultados são obtidos utilizando-se o projeto descentralizado nebuloso com o controlador nebuloso sendo extensão do caso monovariável. Finalmente, propõe-se nova estratégia para projetar desacopladores nebulosos para o caso de sistemas multivariáveis com controladores *PID* ou *PID* nebulosos descentralizados. O capítulo está dividido como segue: na seção 3.2 apresenta-se um resumo dos conceitos associados aos sistemas nebulosos necessários no desenvolvimento dos algoritmos propostos. Na seção 3.3 desenvolve-se o controlador *PID* nebuloso proposto para o caso monovariável. Na seção 3.4 o caso multivariável é apresentado. Na seção 3.5 trata-se do desacoplamento nebuloso das malhas do processo, e apresentam-se os novos resultados relacionados. As conclusões do capítulo são apresentadas na seção 3.6.

### 3.2 Controladores nebulosos – *CN's*

Ao contrário dos controladores convencionais, em que o algoritmo de controle é descrito analiticamente por equações matemáticas, algébricas ou diferenciais, um *CN*, na sua forma básica, utiliza regras de produção e mecanismos de inferência na estrutura. A figura 3.1 ilustra a estrutura básica de um *CN* (ZHAO *et al.*, 1993; LEE, 1995a, 1995b), que pode apresentar pequenas modificações dependendo do objetivo de projeto ao qual se propõe, sendo, no entanto, adequada para o acompanhamento do fluxo de informações no sistema.

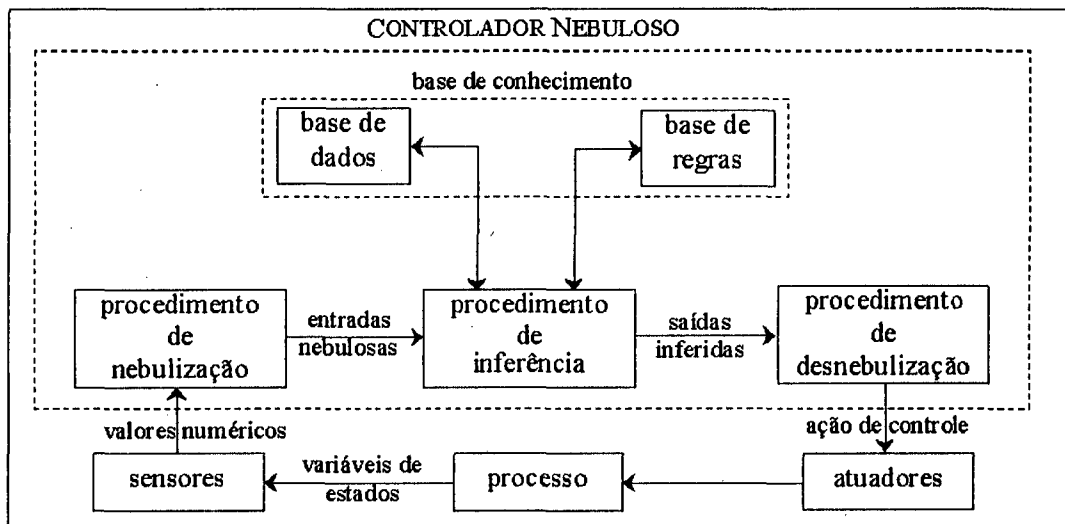


Figura 3.1. Estrutura básica de um controlador nebuloso do tipo Mamdani.

### 3.2.1 Procedimento de nebulização

A interface de nebulização é responsável pela medida dos valores das variáveis de entrada, que caracterizam o estado do sistema (variáveis de estado), e pela normalização destas variáveis em universo de discurso padronizado. Estes valores são, então, desnebulizados, com a transformação da entrada “*crisp*” em instâncias das variáveis linguísticas, dentro dos conjuntos nebulosos associados.

As funções de pertinência (*FP's*) formam a base da nebulização. A forma, a sobreposição, e os valores de pico influenciam diretamente em como deve ser o projeto e em como comporta-se o sistema. É importante, portanto, estabelecer as propriedades das *FP's*, do conjunto de *FP's*, assim como dos conjuntos nebulosos que representam. Propriedades dos conjuntos nebulosos tais como, as associadas ao suporte, normalidade, núcleo, convexidade, localidade e globalidade são apresentadas apêndice *B* por possuírem importante significado prático no contexto abordado neste trabalho.

### 3.2.2 Base de conhecimento

A base de conhecimento consiste de uma base de dados e uma base de regras, que caracterizam a estratégia de controle adotada e suas metas. Na base de dados ficam

armazenadas as definições sobre a quantização e normalização dos universos de discurso, e as definições das funções de pertinência dos termos nebulosos. A base de regras é formada por estruturas do tipo:

**se** <condição> **então** <ação>

como, por exemplo:

**se** <Erro é Positivo Grande > e <Derivada do Erro é Positivo Grande>  
**Então** <Controle é Positivo Grande>

As regras, juntamente com os dados de entrada, são processados pelo procedimento de inferência, o qual infere as ações de controle de acordo com o estado do sistema.

Em um *CN* é necessário que a base de regras seja completa para garantir que pelo menos uma regra seja disparada, para qualquer estado possível do sistema. A consistência da base de regras é também importante para garantir a inexistência de contradições entre <condições> e <ações>, nas ações do controlador. Propriedades dos sistema nebulosos, neste contexto, são abordadas no apêndice *B*.

### 3.2.3 Procedimento de inferência

O mecanismo de raciocínio nebuloso ou procedimento de inferência é o núcleo do controlador nebuloso. Este deve ser capaz de tomar decisões a partir das regras, que estabelecem as implicações nebulosas para o comportamento do sistema, assim como dos conceitos advindos da lógica nebulosa (LEE, 1990a, 1990b). O processo de inferência consiste nas seguintes ações (SANDRI & CORREIA, 1999):

1. verificação do grau de compatibilidade entre os fatos e as cláusulas nas premissas das regras;
2. determinação do grau de compatibilidade global ou grau de disparo (*GD*) da premissa de cada regra;
3. determinação do valor da conclusão, em função do grau de compatibilidade da regra com os dados e as ações de controle constantes na conclusão;

4. agregação dos valores obtidos como conclusão nas várias regras, obtendo-se uma ação de controle global.

Os controladores nebulosos encontrados na literatura são os modelos clássicos, compreendendo os de Mamdani e Larsen e os de interpolação de Takagi-Sugeno e Tsukamoto, (LEE, 1990a, 1990b; YAGER & FILEV, 1994; SANDRI & CORREIA, 1999), que diferem quanto à forma da representação dos termos na premissa, quanto às representações das ações de controle e quanto aos operadores utilizados para implementação do controlador.

Sob algumas suposições o mecanismo de raciocínio de Mamdani é igual ao mecanismo Sugeno. No mecanismo de Mamdani os conseqüentes das regras são proposições nebulosas e o sistema tem uma interpretação lingüística. No mecanismo de Sugeno os conseqüentes são funções dos parâmetros de entrada do sistema. Se o mecanismo Mamdani utiliza “*singletons*” para os conjuntos nebulosos de saída e o mecanismo Sugeno utiliza funções do tipo constante na saída, os mecanismos são iguais.

### 3.2.4 Procedimento de desnebulização

Nos controladores nebulosos do tipo clássico, a interface de desnebulização é utilizada para obter uma única ação de controle. O procedimento compreende a identificação do domínio das variáveis de saída num correspondente universo de discurso. Com a ação de controle nebulosa inferida, evolui-se para uma ação de controle não-nebulosa. O método de desnebulização mais utilizado em controle de processo nebulosos é o método do centro de gravidade (apêndice B)

### 3.3 Controladores nebulosos *PID* – *CN-PID*

Deve-se a KICKERT & LEMKE (1976) a primeira associação de *CN's* com controladores clássicos, que utilizam as mesmas variáveis de entrada e saída. Os autores apresentaram três diferentes estruturas de *CN's*. A primeira estrutura, por utilizar  $e(t)$  e  $\Delta e(t) = e(t) - e(t-1)$  como variáveis de entrada e  $\Delta u(t)$  como variável de saída, foi associada a um algoritmo de controle *PI* incremental; o segundo, por utilizar  $e(t)$  como variável de

entrada e  $\Delta u(t)$  como saída, foi associada a um algoritmo de controle *I* incremental; e a terceira, por utilizar  $e(t)$  como entrada e  $u(t)$  como variável de saída, foi associada a um algoritmo de controle *P* posicional. Com estas associações, Kickert e Lemke estudaram os diferentes comportamentos dos três controladores. Desde então, um grande número de trabalhos sobre controladores nebulosos *PI*, *PD* e *PID* têm sido publicados (HU *et al.*, 1999).

Dentre os tipos *PI*, *PD* e *PID*, os controladores nebulosos *PI* (*CN-PI*) e *PD* (*CN-PD*) são os mais comuns. Pode-se citar dois motivos principais responsáveis por esta preferência: *i*) os *CN-PID* utilizam três variáveis como entrada, ocasionando maior número de regras, e portanto, dificultando o projeto; *ii*) com o emprego de apenas duas variáveis, pode-se utilizar técnicas clássicas de análise de sistemas de controle, principalmente a do plano de fase, para a especificação e análise da base de regras do controlador. Contudo, estruturas alternativas para a implementação de controladores *PID* têm sido propostas (KWOK *et al.*, 1990; ZHAO *et al.*, 1993; QIN, 1994; NOBRE & PALHARES, 1997; HU *et al.*, 1999, ALMEIDA *et al.*, 2001c).

Em geral, as maiores dificuldades encontradas no projeto de controladores nebulosos consistem na definição das *FP*'s, na especificação de uma base de regras, e na sintonia dos fatores de escalas do controlador (ISAKA & CHU, 1995). A complexidade na especificação da base de regras e *FP*'s de um *CN* cresce à medida que um número maior de regras é necessário para garantir o desempenho do controlador (ISAKA & CHU, 1995). Nestes casos, muitas vezes, é preferível uma determinação automática da base de regras. A desvantagens dos métodos de definição automática da base de regras e de definições automáticas de funções de pertinência deve-se à falta de procedimentos sistemáticos e a perda do significado heurístico do sistema (RASHID & HEGER, 1993; TZAFESTAS *et al.*, 1994; ABE & LAN, 1995; CHENG, 1995; CHAK *et al.*, 1998; CHO *et al.*, 1998; WANG, 1999).

Quanto aos fatores de escalas, a dificuldade na obtenção de uma fórmula fechada para sintonia, deve-se, principalmente, à não-linearidade inerente do controlador nebuloso. As não-linearidades de um *CN* podem ser visualizadas a partir de sua superfície de controle. Devido a esta dificuldade, métodos heurísticos têm sido estudados (ABDELNOUR, 1991; MOEDA & MURAKAMI, 1992; COELHO & COELHO, 1998; COELHO *et al.*, 2000a, 2000b). Procurando superar o problema do envolvimento de

heurística na determinação dos fatores de escala do controlador nebuloso, abordagens de ajuste automático destes fatores têm sido propostas (BUCKLEY & YING, 1989; YING & SILER, 1989; YING, 1993; QIN, 1994; JANTZEN, 1997; ALMEIDA & COELHO, 1999a, 1999b; ALMEIDA *et al.* 1999a, 1999b; HU *et al.*, 1999; ALMEIDA *et al.*, 2000a, 2000b, 2000c). Em geral, para determinar os fatores de escala, lineariza-se o controlador nebuloso e, associando-o à uma estrutura linear do tipo *PID*, determinam-se os fatores de escalas em função dos parâmetros do controlador *PID* convencional (ALMEIDA & COELHO, 2000b).

### 3.3.1 *CN-PID* baseado em margens de ganho e de fase – *CN-PID-FG*

Nesta seção é proposto um *CN-PID* cuja estrutura é baseada na nebulização da margem de fase e de ganho do sistema. O *CN-PID* proposto pode ser considerado como um controlador *PID* não-linear cujos parâmetros são determinados, a cada período de amostragem, em função do erro entre a referência e a saída do processo. Para a compensação do erro, um conjunto de regras, traduzindo o conhecimento intuitivo do operador sobre quantidades satisfatórias de margens de ganho e de fase para o sistema são empregadas, a cada etapa da evolução do processo, conforme apresentado na figura 3.2.

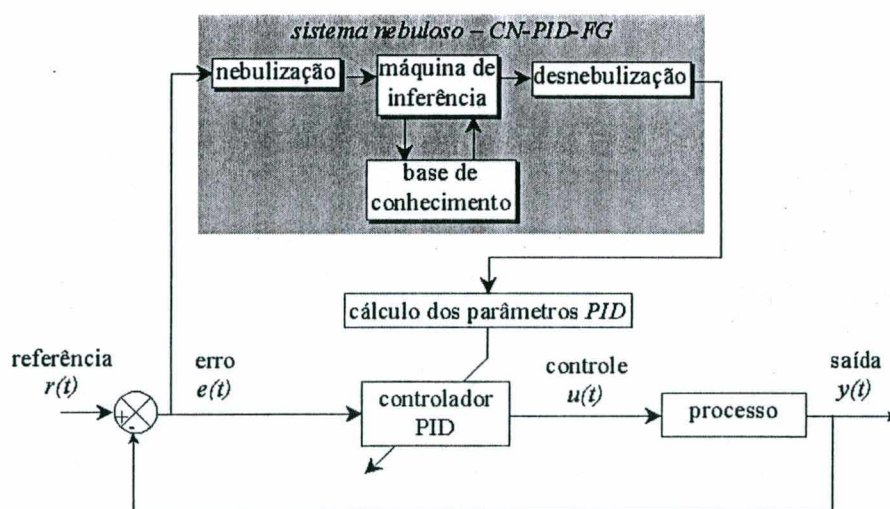


Figura 3.2. Estrutura do *CN-PID* auto-ajustável.

Para a implementação do projeto é necessário: *i*) identificar um modelo de segunda ordem para o processo dado pela equação (2.7); *ii*) sintonizar um controlador *PID* (não necessariamente bem sintonizado) para determinado ponto de operação e, *iii*) definir limites de variação nebulosa das margens de fase e de ganho do sistema em malha fechada.

Os parâmetros  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $L$  do modelo são determinados através do método do relé apresentado na seção 2.2.1, o que proporciona uma característica auto-ajustável ao controlador. Conforme os valores determinados para os parâmetros  $a$ ,  $b$  e  $c$ , o modelo matemático pode apresentar pólos reais ou complexos em sua dinâmica adequando-se à representação de processos cuja respostas são exponenciais ou oscilatórias.

Considerando a função de transferência do controlador *PID* na sua forma padrão, conforme equação (2.8), e definindo os zeros do controlador para cancelar os pólos do modelo, conforme estabelecido na seção 2.2.2, as seguintes equações podem ser derivadas:

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} K_c \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2A_m L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Os parâmetros  $A_m$  ou  $\Phi_m$  podem ser considerados variáveis lingüísticas, desde que seus valores sejam expressos em termos de regras lingüísticas extraídas a partir do conhecimento operacional do processo. Para garantir que a margem de ganho e a margem de fase do sistema sejam mantidas em intervalo especificado  $[A_{m,\min}, A_{m,\max}]$  e  $[\Phi_{m,\min}, \Phi_{m,\max}]$  promove-se uma normalização no sistema. Os parâmetros normalizados assumem valores entre 0 e 1 e são obtidos através das seguintes transformações:

$$A'_m = (A_m - A_{m,\min}) / (A_{m,\max} - A_{m,\min}) \quad (3.4)$$

$$\Phi'_m = (\Phi_m - \Phi_{m,\min}) / (\Phi_{m,\max} - \Phi_{m,\min}) \quad (3.5)$$

Os valores de  $A'_m$  ou  $\Phi'_m$  são obtidos através de regras lingüísticas do tipo

se  $e(t)$  é  $A_i$  e  $\Delta e(t)$  é  $B_i$  então  $A'_{m,i}$  é  $C_i$ ;  $i=1,n$  (3.6)

onde  $A'_{m,i}$  é a margem de ganho normalizada para a regra  $i$ ;  $A_i$ ,  $B_i$  e  $C_i$  são conjuntos nebulosos definidos no universo de discurso das variáveis correspondentes e os valores de  $\Phi'_m$  são obtidos através da equação (3.2).

A base de regras para a margem de ganho pode ser extraída de resposta típica do processo a uma entrada degrau. Uma resposta típica e uma possível base de regras é apresentada nas figuras 3.3a e 3.3b, respectivamente.

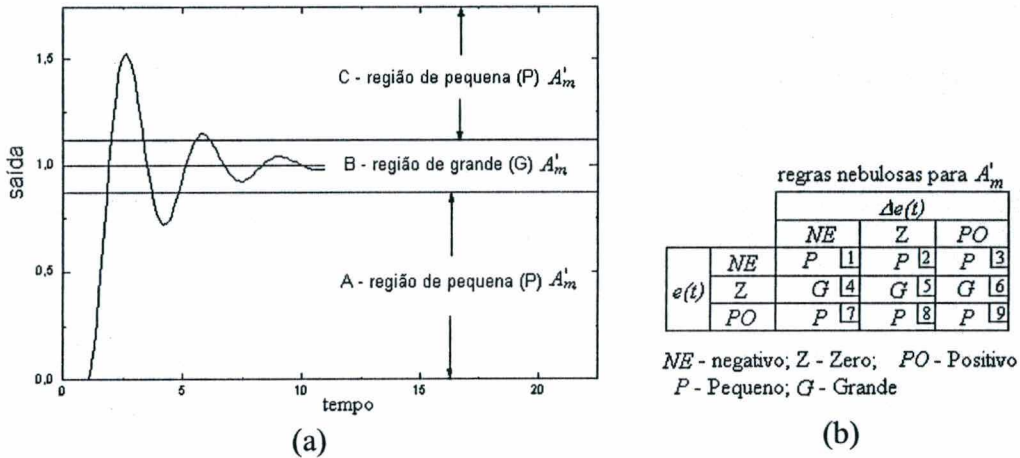


Figura 3.3. (a) Resposta do processo; (b) Regras para o CN-PID auto-ajustável.

As funções de pertinência para o CN-PID são definidas conforme a figura 3.4. Funções triangulares são atribuídas ao erro  $e(t)$  e derivada do erro  $\Delta e(t)$  e funções logarítmicas para a saída  $A'_m$ , isto é,

$$\mu_G(A'_m) = -\frac{1}{4} \ln(A'_m) \text{ ou } A'_m(\mu_G) = e^{-4\mu_G} \tag{3.7}$$

$$\mu_P(A'_m) = -\frac{1}{4} \ln(1 - A'_m) \text{ ou } A'_m(\mu_P) = 1 - e^{-4\mu_P} \tag{3.8}$$



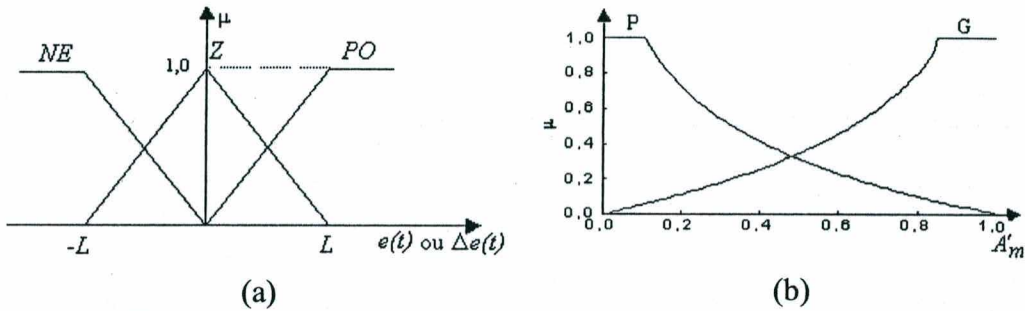


Figura 3.4. Funções de pertinência do CN-PID auto-ajustável.

Considere que o grau de disparo de cada regra  $\mu_i$  (YEGER & FILEV, 1994) seja dado pelo produto dos valores de pertinência dos termos antecedentes das regras, composição *produto-soma*, ou seja,

$$\mu_i = \mu_{A_i}[e(k)] \cdot \mu_{B_i}[\Delta e(t)] \tag{3.9}$$

O valor de saída  $A'_{m,i}$  para cada regra é determinado baseado em  $\mu_i$ , conforme o processo de implicação nebuloso da figura 3.5.

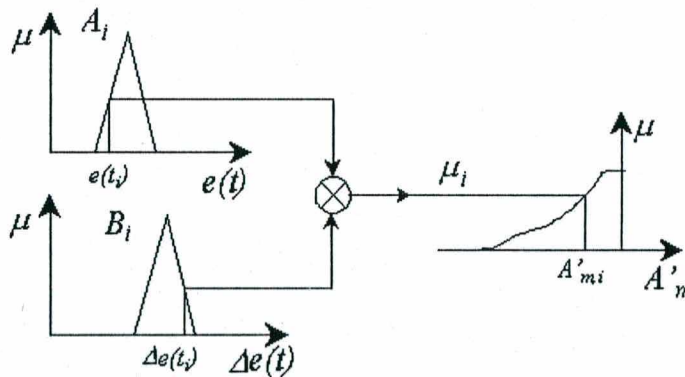


Figura 3.5. Processo de implicação de uma regra nebulosa.

**Teorema 3.1.** Utilizando-se as funções de pertinência da figura 3.4 e o processo de implicação nebuloso esquematizado na figura 3.5 garante-se a normalidade do sistema nebuloso e, conseqüentemente, tem-se que

$$\sum_{i=1}^n \mu_i = 1 \tag{3.10}$$

$$A'_m = \sum_{i=1}^n \mu_i A'_{m,i} \quad (3.11)$$

onde  $A'_{m,i}$  é a margem de ganho normalizada para o correspondente grau de pertinência  $\mu_i$  da  $i$ -ésima regra.

**Teorema 3.2.** Considere o controlador nebuloso dado pela estrutura da figura 3.6, em que o mecanismo nebuloso funcione como estabelecido pelo teorema 3.1 e com plano de fase para as variáveis de entrada  $e(t)$  e  $\Delta e(t)$ , conforme a figura 3.10. A ação de controle do controlador nebuloso depende dos setores do plano de fase e é dada pelo seguinte conjunto de equações:

$$u_i = \frac{K_c}{A_{m,i}} e(t) + \frac{K_i}{A_{m,i}} \int_0^t e(t) dt + \frac{K_d}{A_{m,i}} \frac{de(t)}{dt} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.12)$$

onde  $i$  é o número do setor,  $A_{m,i}$  é função da margem de ganho normalizada ( $A'_{m,i}$ ) e dos valores máximo e mínimo ( $A_{m,max}$ ,  $A_{m,min}$ ), sendo dado pela equação (3.4), onde tem-se

Para o região 1

$$A'_{m,1} = \mu_5(1 - e^{-\eta\mu_5}) + \mu_6(1 - e^{-\eta\mu_6}) + \mu_8 e^{-\eta\mu_8} + \mu_9 e^{-\eta\mu_9} \quad (3.13)$$

$$\mu_5 = \left(\frac{-\Delta e}{L} + 1\right)\left(\frac{-e}{L} + 1\right); \quad \mu_6 = \left(\frac{-e}{L} + 1\right)\frac{\Delta e}{L}; \quad \mu_8 = \frac{e}{L}\left(-\frac{\Delta e}{L} + 1\right); \quad \mu_9 = \left(\frac{\Delta e}{L}\right)\left(\frac{e}{L}\right)$$

Para o região 2

$$A'_{m,2} = \mu_1 e^{-\eta\mu_1} + \mu_2 e^{-\eta\mu_2} + \mu_4(1 - e^{-\eta\mu_4}) + \mu_5(1 - e^{-\eta\mu_5}) \quad (3.14)$$

$$\mu_1 = \left(\frac{-e}{L}\right)\left(\frac{-\Delta e}{L}\right); \quad \mu_2 = \frac{-e}{L}\left(\frac{\Delta e}{L} + 1\right); \quad \mu_4 = \frac{-\Delta e}{L}\left(\frac{e}{L} + 1\right); \quad \mu_5 = \left(\frac{e}{L} + 1\right)\left(\frac{\Delta e}{L} + 1\right)$$

Para o região 3

$$A'_{m,3} = \mu_4(1 - e^{-\eta\mu_4}) + (1 - \mu_5 e^{-\eta\mu_5}) + \mu_7 e^{-\eta\mu_7} + \mu_8 e^{-\eta\mu_8} \quad (3.15)$$

$$\mu_4 = \left(\frac{-e}{L} + 1\right)\frac{\Delta e}{L}; \quad \mu_5 = \left(\frac{-e}{L} + 1\right)\left(\frac{\Delta e}{L} + 1\right); \quad \mu_7 = \left(\frac{e}{L}\right)\left(\frac{-\Delta e}{L}\right); \quad \mu_8 = \frac{e}{L}\left(\frac{\Delta e}{L} + 1\right)$$

Para o região 4

$$A'_{m,4} = \mu_2 e^{-\eta\mu_2} + \mu_3 e^{-\eta\mu_3} + \mu_5 (1 - e^{-\eta\mu_5}) + \mu_6 (1 - e^{-\eta\mu_6}) \tag{3.16}$$

$$\mu_2 = \frac{-e}{L} \left( \frac{-\Delta e}{L} + 1 \right); \quad \mu_3 = \left( \frac{-e}{L} \right) \left( \frac{-\Delta e}{L} \right); \quad \mu_5 = \left( \frac{e}{L} + 1 \right) \left( \frac{-\Delta e}{L} + 1 \right); \quad \mu_6 = \left( \frac{e}{L} + 1 \right) \frac{\Delta e}{L}$$

As provas destes teoremas encontram-se no apêndice B.

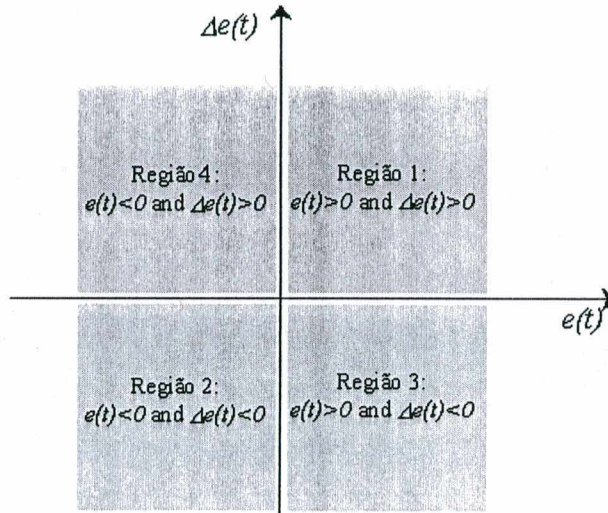


Figura 3.6. Plano de fase do *CN-PID*.

### 3.3.2 Resultados de simulação e aplicação prática

Nesta seção, o *CN-PID-FG* é aplicado a um processo linear e a processos não-lineares e variantes no tempo para verificar sua habilidade em superar condições de operações complexas. Em todas as aplicações, o desempenho do controlador é comparado com o desempenho do controlador *PID* correspondente, apresentado no capítulo 2, e cujos parâmetros são utilizados no esquema nebuloso proposto para derivar o *CN-PID-FG*.

O primeiro processo a ser examinado é linear de segunda ordem e com atraso de transporte, cuja equação é dada por

$$G_p(s) = \frac{1}{(2.5s + 1)(3.75s + 1)} e^{-2s} \tag{3.17}$$

A figura 3.7 apresenta os sinais de saída, controle e referência para o processo. Ambos os controladores apresentam resposta satisfatória. Entretanto, conforme ilustra os resultados numéricos da tabela 3.1, o *CN-PID-FG* apresenta índices de desempenho superiores com ausência de sobre-sinal e tempo de estabilização menor.

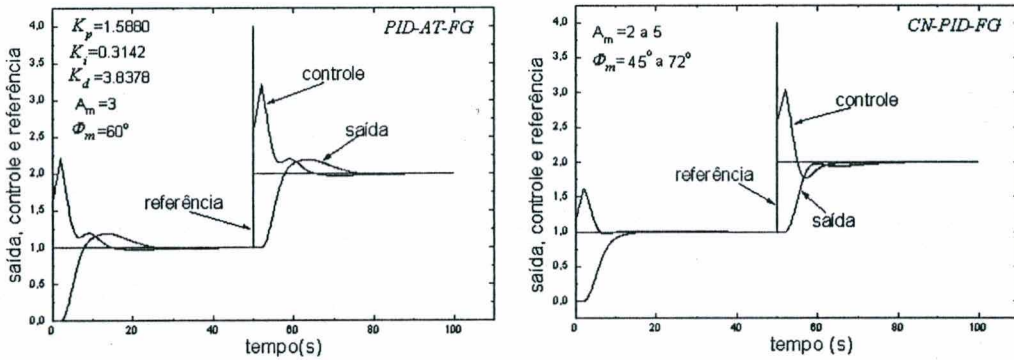


Figura 3.7. Saída, controle e referência do processo linear sob o controle *PID-AT-FG* e *CN-PID-FG*.

Tabela 3.1. Índices de desempenho para o exemplo do processo linear

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_z$	$T_e$ (seg)
<i>CN-PID-FG</i>	59.73	0%	0%	11.1
<i>PID-AT-FG</i>	70.05	18.45%	73.1%	24.3

Para testar o desempenho dos controladores sob difícil condição de operação, uma variação de no máximo 50% com uma variância de 0.01 é provocada no atraso de transporte do processo. A figura 3.8 apresenta os resultados de simulação.

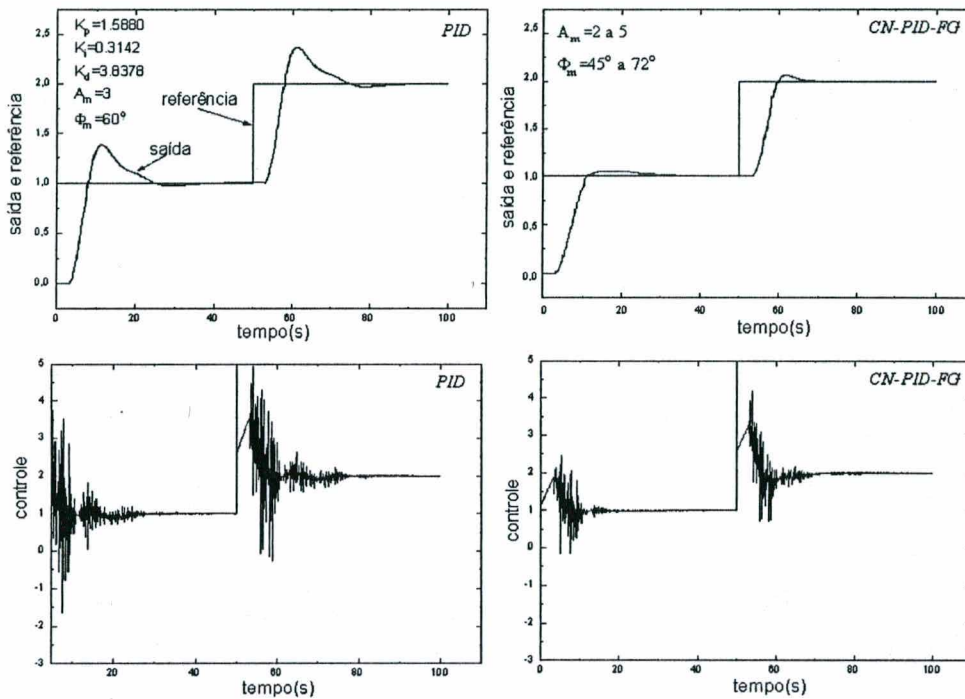


Figura 3.8. Saída, controle e referência do processo linear como variação de 50% e variância de 0.01 no atraso de transporte sob o controle *PID* e *CN-PID-FG*.

Conforme pode-se observar da figura 3.8 e tabela 3.2, o desempenho do *CN-PID-FG* é superior ao controlador *PID-AT-FG* com menores valores do índice *I*, sobre-sinal, tempo de estabilização e taxa de amortecimento.

Tabela 3.2. Índices de desempenho para o processo com variação no atraso de transporte.

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e(\text{seg})$
<i>CN-PID-FG</i>	154.63	6.4%	4.47%	15.8
<i>PID-AT-FG</i>	553.74	37.1%	7.53%	26.6

A seguir, além da variação no atraso de transporte, uma ruptura no modelo do processo com o parâmetro *b* da equação (3.18), variando em 50%, é simulada. A figura 3.9 apresenta o resultado obtido.

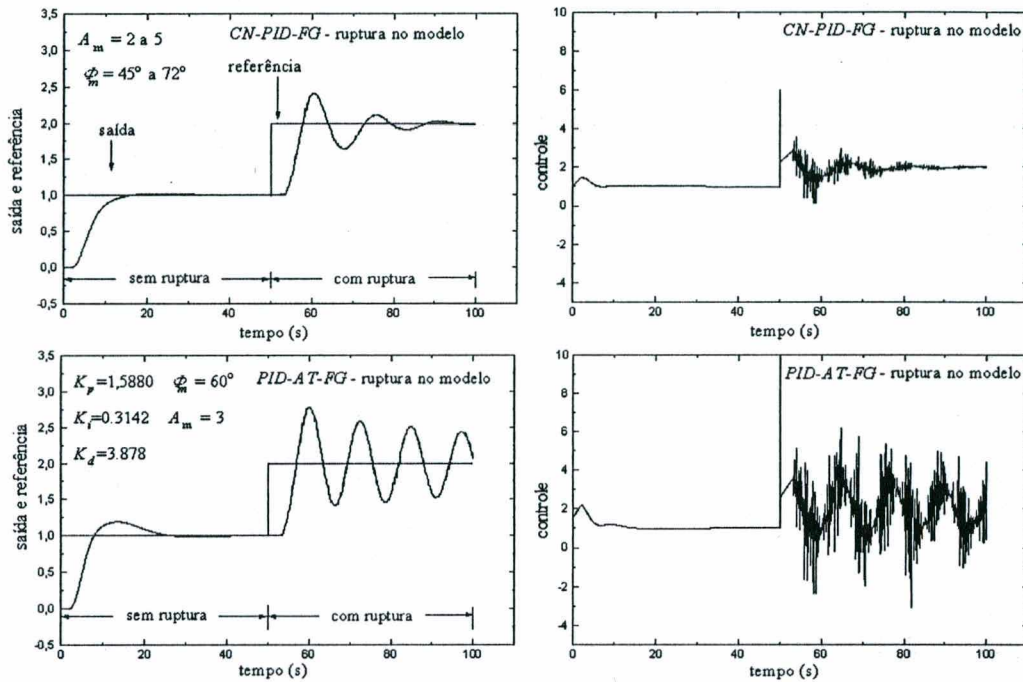


Figura 3.9. Saída, controle e referência considerando uma ruptura no modelo do processo.

Os resultados da figura 3.9 e os índices da tabela 3.3 revelam que o CN-PID-FG também apresenta melhor desempenho nestas circunstâncias. O tempo de estabilização obtido para o controlador PID-AT-FG, ( $T_e > 50\text{seg}$ ), mostra que não estabiliza o sistema diante do objetivo de controle estabelecido.

Tabela 3.3. Índices de desempenho para o processo com ruptura no modelo (> significa maior que).

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e(\text{seg})$
CN-PID-FG	290.308	39.41%	61.5%	38.2
PID-AT-FG	7195.14	62.51%	80.58%	>50

A seguir, considera-se o controle de um processo não-linear, dado pela equação (3.19). A figura 3.10 ilustra os resultados obtidos para esta simulação.

$$\dot{y}(t) = -y(t) + \sin^2(\sqrt{|y(t)|}) + u(t) \tag{3.18}$$

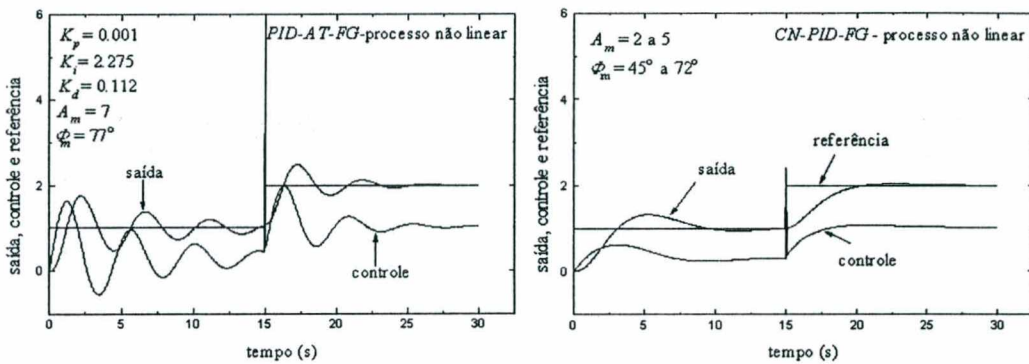


Figura 3.10. Saída, controle e referência do processo não-linear sob o controle *PID* e *CN-PID-FG*.

Da figura 3.10 e tabelas 3.4 e 3.5 observa-se que os controladores apresentam diferentes desempenhos para diferentes faixas de operação do sistema, fato comum no controle de sistemas não-lineares. Pode-se observar, também, que o *CN-PID-FG* apresenta desempenho superior ao controlador *PID-AT-FG* em ambas as faixas de operação, desde que todos os índices obtidos foram favoráveis. Diante dos objetivos de desempenho estabelecidos pode-se dizer que o controlador *PID-AT-FG* não estabiliza o sistema na faixa de  $t=0$ seg a  $t=15$ seg desde que o tempo de estabilização obtido resultou maior do que o tempo de simulação ( $T_e > 15$ seg).

Tabela 3.4. Índices de desempenho para o processo não-linear ( $t=0$ seg a 15seg)

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
<i>CN-PID-FG</i>	52.27	31.05%	82.15%	7.8
<i>PID-AT-FG</i>	57.96	75.57%	71.12%	>15

Tabela 3.5. Índices de desempenho para o processo não-linear ( $t=15$ seg a 30seg)

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
<i>CN-PID-FG</i>	35.92	2.53%	10%	4.9
<i>PID-AT-FG</i>	48.36	48.54	50.55	9.7

Para finalizar a etapa de avaliação da versão monovariável, os controles *PID-AT-FG* e *CN-PID-FG* são aplicados ao processo túnel de aquecimento. Os resultados obtidos são ilustrados na figura 3.11.

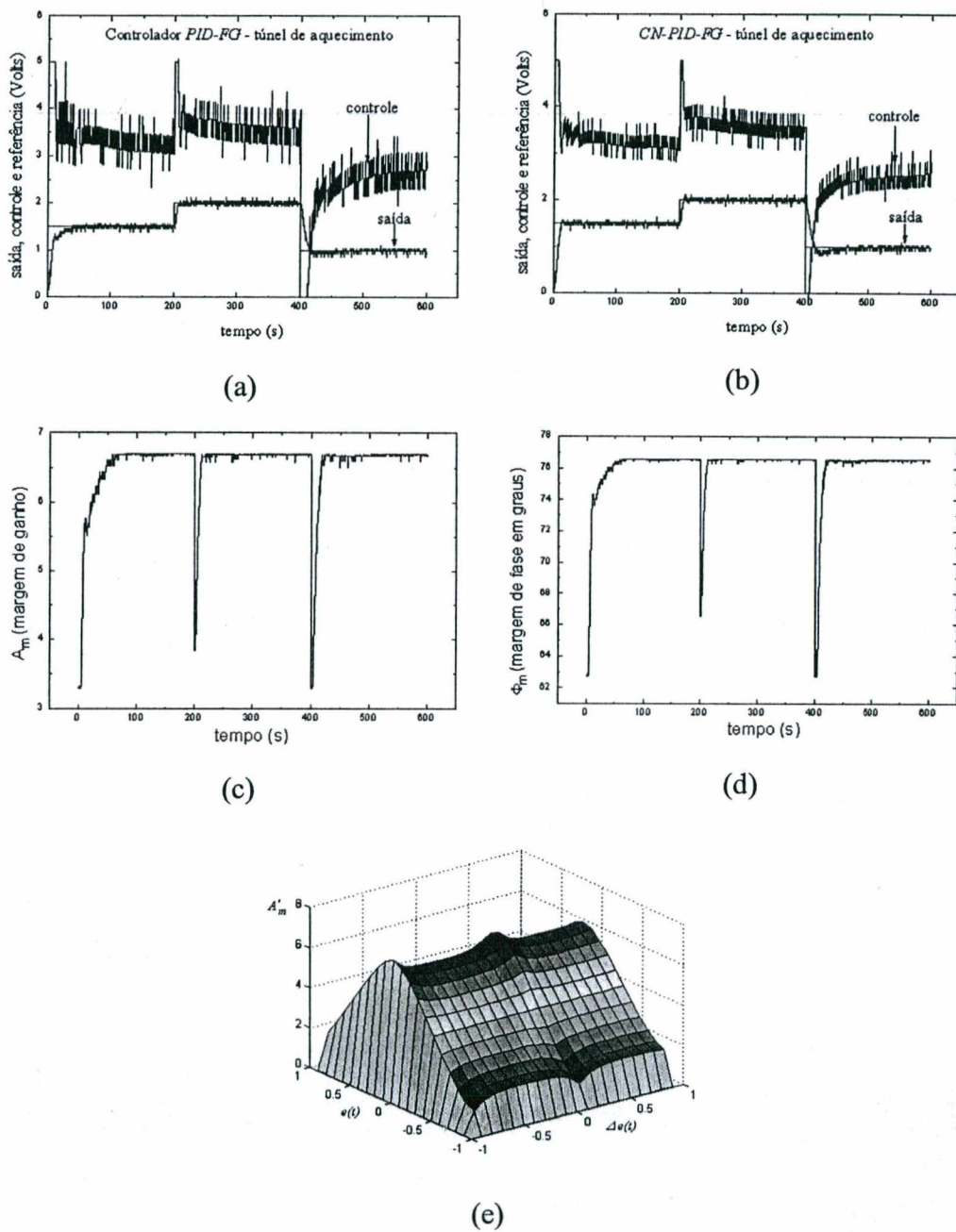


Figura 3.11. (a) Controlador *PID-FG* ( $K_c=2.2926$ ,  $K_i=0.1795$ ,  $K_d=0.7847$ ,  $A_m=5$ ,  $\Phi_m=72^\circ$ ); (b) *CN-PID-FG* ( $A_{m,min}=2$ ,  $A_{m,max}=7$ ,  $\Phi_{m,min}=60^\circ$ ,  $\Phi_{m,max}=77.14^\circ$ ); (c) Comportamento da margem de ganho; (d) Comportamento da margem de fase; (e) Superfícies de variação da margem de ganho do *CN-PID-FG*.

Os índices de desempenho da tabela 3.6 revelam que ambos os controladores apresentam respostas do tipo monotônica para o sistema. Este tipo de resposta é



caracterizada pela ausência de sobre-sinal ( $M_p = 0$ ) e amortecimento ( $M_\zeta = 0$ ). Os dados da tabela também indicam que o *CN-PID-FG* apresenta desempenho superior ao *PID-AT-FG* com menores valores do índice  $I$  e do tempo de estabilização ( $T_e$ ). Os resultados corroboram com os obtidos em todos os exemplos de simulação apresentados. Em termos de sinal de controle, observa-se que, nesta implementação, o *CN-PID-FG* apresenta sinal de controle menos agressivo evitando a saturação do atuador.

Tabela 3.6. Índices de desempenho para os controladores *PID-AT-FG* e *CN-PID-FG*.

	$I (\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
<i>CN-PID-FG</i>	130.968	0%	0%	14.6
<i>PID-AT-FG</i>	212.349	0%	0%	34.20

### 3.3.2 Aspectos de estabilidade do *CN-PID-FG*

Embora o procedimento de projeto do *CN-PID-FG* garanta uma margem de ganho e de fase sempre dentro dos limites de estabilidade em malha fechada, uma análise sistemática da estabilidade do sistema, mesmo para os casos de processos não-lineares, pode ser realizada através do método da função descritiva. Esta análise é válida se as características relevantes do sistema estão no espectro de baixa em frequência o que ocorre na maioria das aplicações de controle de processo.

A função descritiva de um elemento não-linear é, conceitualmente, similar à função de transferência de um elemento linear. Dado uma entrada senoidal para um elemento não-linear, a função descritiva deste elemento é definida como a razão complexa entre a saída e a entrada. Em muitos casos a distorção harmônica pode ser desprezada e a razão complexa pode ser obtida considerando-se apenas as componentes fundamentais da entrada e saída do sistema (KHALIL, 1996; KIM, 2000). Para aplicar a técnica, o sistema deve ter características passa baixo e ser considerado conforme o diagrama de blocos da figura 3.12a.

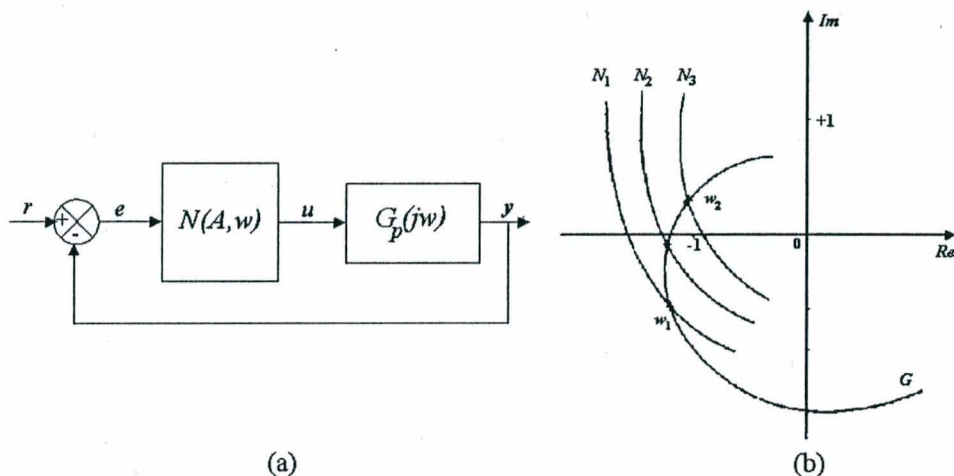


Figura 3.12. (a) Sistema não-linear; (b) Diagrama de Nyquist de  $N(A, \omega)$  e  $G(j\omega)$ .

Por definição, considerando-se a entrada do elemento não-linear como  $e(t) = A \sin(\omega t)$  e a expansão em Fourier da saída  $u(t) = f(e, \dot{e})$  do sistema, a função descritiva do elemento não-linear, para a componente fundamental, é dada por

$$N(A, \omega) = \frac{1}{A} (b_1 + ja_1) \tag{3.19}$$

onde

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cos(\omega t) d\omega t \qquad b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \sin(\omega t) d\omega t \tag{3.20}$$

A condição para que o sistema em malha fechada, figura 3.16a, oscile é dada por

$$H(A, \omega) = N(A, \omega)G_p(j\omega) = -1 \tag{3.21}$$

Para analisar a estabilidade do sistema pode-se utilizar uma simplificação do critério de estabilidade do círculo. O critério do círculo simplificado baseia-se em uma família de curvas dadas pelo recíproco negativo de  $N(A, \omega)$  traçadas no plano complexo conforme ilustra a figura 3.12b (KHALIL, 1996; KIM *et al.*, 2000). Assim, tem-se que o sistema em malha fechada é: (a) assintoticamente estável quando  $G_p(j\omega)$  não envolve  $-1/N(A, \omega)$ ; (b) instável quando  $G_p(j\omega)$  envolve um círculo definido no plano complexo incluindo o lugar geométrico de  $-1/N(A, \omega)$  (critério do círculo); (c) oscilatório com ciclo

limite quando os lugares geométricos de  $G_p(j\omega)$  e  $-1/N(A, \omega)$  têm uma freqüência comum no ponto em que se interceptam; (d) difícil de julgar no caso em que o lugar geométrico de  $G_p(j\omega)$  entra no círculo definido em (b).

Nos exemplos simulados e práticos, aos quais o método é aplicado, pode-se simplificar o procedimento para analisar a estabilidade do sistema como segue: inicialmente define-se o intervalo de freqüência de interesse  $[\omega_1, \omega_2]$ , determina-se experimentalmente ou analiticamente as funções de transferências  $G_p(j\omega)$  e  $N(A, \omega)$ ; em seguida, estabelece-se que: *i)* o sistema é assintoticamente estável quando  $G_p(j\omega)$  não envolve  $-1/N(A, \omega)$ , dentro do intervalo de freqüência considerado  $[\omega_1, \omega_2]$ ; *ii)* o sistema é instável quando  $G_p(j\omega)$  envolve  $-1/N(A, \omega)$ , dentro do intervalo de freqüência considerado  $[\omega_1, \omega_2]$ ; *iii)* o sistema é oscilatório quando  $G_p(j\omega)$  intercepta  $-1/N(A, \omega)$  em uma freqüência comum a ambos os lugares geométricos no intervalo  $[\omega_1, \omega_2]$ .

Conforme ilustra a figura 3.13, desde que, para o processo linear, equação (3.17), e para o túnel de aquecimento,  $G_p(j\omega)$  não envolve  $-1/N(A, \omega)$  dentro do intervalo de freqüência especificado, o sistema é assintoticamente estável para o intervalo considerado.

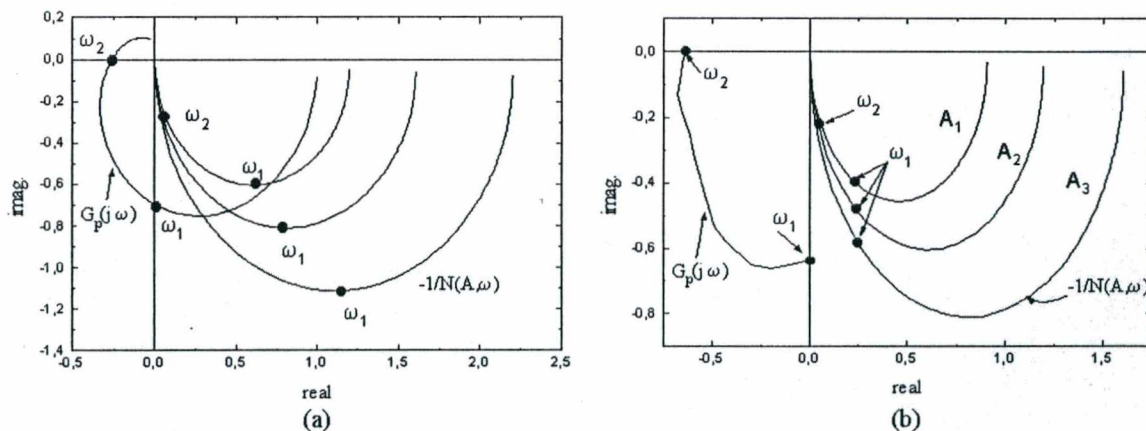


Figura 3.13. Critério de estabilidade: (a) Processo linear da equação (3.17) onde  $[\omega_1, \omega_2]=[0.21\text{rd/s}, 0.55\text{rd/s}]$ ; (b) Túnel de aquecimento onde  $[\omega_1, \omega_2]=[0.23\text{rd/s}, 0.44\text{rd/s}]$ .

### 3.3.3 Consideração sobre processos com atraso de transporte

O Atraso de transporte é um fenômeno comum em processos industriais que resulta em duas principais dificuldades no projeto de controladores: *i)* torna complexa a análise do sistema, desde que a equação característica resultante é irracional e, *ii)* penaliza o controlador dificultando a eficácia da ação de controle (SMITH, 1959; PALMOR, 1996; ALMEIDA & COELHO, 2001b). Embora as propostas que utilizam o preditor de Smith como base sejam consideradas eficientes para superar os problemas com o atraso de transporte, com o controle nebuloso também é possível obter bons resultados neste sentido. O *CN-PID-FG*, proposto neste trabalho, pode ser utilizado eficientemente no controle de processos com atrasos de transporte. Para isto, pequenas modificações devem ser levadas em conta no projeto do controlador. Desde que o atraso de transporte tem efeito na redução da margem de fase do processo, supondo-se que o atraso de transporte seja  $L$ , deve-se redefinir, no algoritmo do *CN-PID-FG*, o intervalo de variação da margem de fase para considerar a parcela introduzida pelo atraso de transporte. Assim, supondo-se que os valores típicos para as margens de ganho ( $A_m$ ) e de fase ( $\Phi_m$ ) situam-se nos intervalos  $\Phi_m=[60^\circ, 72^\circ]$  e  $A_m=[3, 7]$ , para o processo com atraso deve-se redefinir a margem de fase como:

$$\begin{aligned}\Phi'_{m,\min} &= \Phi_{m,\min} + \kappa(\omega L) > 0^\circ \\ \Phi'_{m,\max} &= \Phi_{m,\max} + \kappa(\omega L) < 90^\circ\end{aligned}\tag{3.22}$$

onde  $\omega$  é uma frequência no terceiro quadrante do diagrama de Nyquist que pode ser, a frequência crítica, a dos pólos dominantes ou aquela na qual a curva de Nyquist intercepta o círculo unitário e  $\kappa$  é um parâmetro empírico de sintonia que promove a modificação necessária na margem de fase para minimizar o problema do atraso. Na figura 3.14 ilustra-se o resultado obtido quando o *CN-PID-FG* é aplicado ao túnel de aquecimento com atraso de transporte adicional de 20 segundos, incluído no sinal de saída para o atuador de forma que o processo apresente um atraso de transporte considerado longo  $L/\tau > 1$  ( $L$  é o atraso de transporte e  $\tau$  é a constante de tempo do processo).

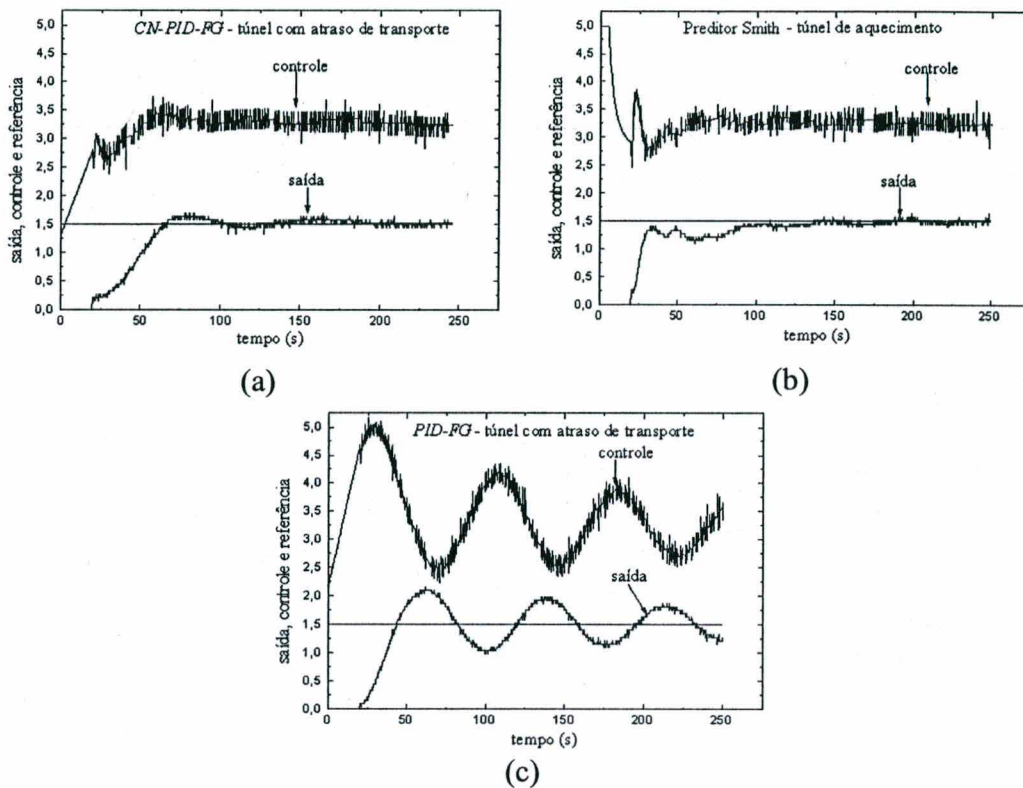


Figura 3.14. Controle do túnel de aquecimento com atraso de transporte: (a) *CN-PID-FG* com  $A_{m,min}=7$   $A_{m,max}=20$ ,  $\Phi_{m,min}=77.14^\circ$ ,  $\Phi_{m,max}=85.5^\circ$ ; (b) *Preditor de Smith (PS)* com *PID-FG* como controlador primário  $A_m=7$  e  $\Phi_m=77.14^\circ$ ; (c) *PID-FG* com  $A_m=10$  e  $\Phi_m=81^\circ$ .

Os resultados de implementação ilustrados na figura 3.14 e tabela 3.7 indicam que, para estas condições de operação, o *CN-PID-FG* pode ser empregado com sucesso no controle de processos com atraso de transporte. Os índices da tabela 3.7 indicam uma pequena superioridade do *CN-PID-FG* sobre o controlador *PS* na estrutura implementada. A figura 3.14c e os índices mostram que a aplicação do controlador *PID-AT-FG* é inadequada para esta condição de operação do processo.

Tabela 3.7. Índices de desempenho no controle do túnel com atraso de transporte.

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
<i>CN-PID-FG</i>	257.11	8.96%	55.50%	90.4
<i>PS</i>	197.876	0%	0%	98.2
<i>PID-AT-FG</i>	279.75	51.33%	78.04%	>250

Desde que  $T_e > 250$  é obtido para o controlador *PID-AT-FG*, pode-se dizer que este não controla o processo para os objetivos de controle estabelecidos. A ausência de sobresinal no controle *PS* resultou em valores nulos para  $M_p$  e  $M_\zeta$ .

### 3.4 Controladores nebulosos multivariáveis

O projeto de um *CN* para uma ou duas dimensões é simples, mas existem problemas quanto ao projeto de *CNs* em aplicações multivariáveis, principalmente devido a: *i*) limite da intuição do especialista para dimensões elevadas; *ii*) complicações no tratamento matemático dos conceitos dos *SN's* em problemas multivariáveis; *iii*) crescimento do número de regras; e *iv*) a elucidação simplificada da base de regras para um operador é tarefa complexa (GOMIDE *et al.*, 1995; COELHO *et al.*, 2000a).

Recentemente, a literatura tem apresentado estudos sobre a utilização de *SNs* em controle de processos multivariáveis. Sabe-se que uma das maiores dificuldades no projeto de *CN's* multivariáveis está relacionada à dimensão e ao tamanho da base de regras, que muitas vezes pode se tornar impraticável, para aplicações em tempo real. Procurando superar esta dificuldade, LINKENS & NYONGESA (1996) propuseram um esquema hierárquico para o *CN* multivariável de forma que o controlador resultante apresenta variáveis de estado (entradas) decompostas em pares, formando níveis intermediários de inferência que, por sua vez, são premissas para o próximo nível de inferência até a saída ser obtida. Pode-se mostrar que o número de regras para o *CN* multivariável hierárquico é função linear do número de entradas, enquanto que, para o mesmo *CN* multivariável implementado de forma convencional, a função é exponencial crescente (LINKENS & NYONGESA, 1996). No mesmo enfoque, procurando superar o número excessivo de regras e sistematizar o projeto do controlador, NIE (1997) projetou um *CN* multivariável utilizando a idéia de desacoplamento entre as malhas de controle e do controle descentralizado. Nesta abordagem, um *CN* convencional deve ser projetado para cada uma das malhas de controle que também utilizam desacopladores nebulosos. O *CN* multivariável proposto por QIN *et al.* (1998) baseia-se no conceito de controle de modos deslizantes ("*sliding-mode control*") e na semelhança entre este e o conceito de controle nebuloso. Neste caso, o conjunto de regras do *CN* são estabelecidas para controlar a

distância entre os estados do sistema e o hiperplano de deslizamento (“*sliding hyperplane*”). O *CN* multivariável, assim projetado, foi utilizado para controlar um processo de forno de siderurgia. Em COELHO *et al.* (2000a) o *CN-(PD+I)* incremental (MALKI *et al.*,1997) é estendido para o caso *MISO* e aplicado ao processo prático, em nível de protótipo, desenvolvido no laboratório *LCP/DAS/LCMI* e denominado balanço horizontal.

### 3.4.1 Controlador nebuloso *PID* multivariável – *CN-PID-FG-MIMO*

O *CN-PID-FG* proposto na seção 3.3.1, para o caso monovariável pode ser generalizado para o caso multivariável (*MIMO*). Assim, como no caso *SISO* o *CN-PID-FG-MIMO* pode ser dividido em dois estágios: *i*) identificação do processo e, *ii*) projeto do controlador propriamente dito. No estágio de identificação utiliza-se o esquema de identificação seqüencial descrito no capítulo 2, conferindo capacidade de auto-ajuste ao controlador. No segundo estágio o projeto *CN-PID-FG-SISO* é estendido ao caso *MIMO*. A redução da dimensão da base de regras, a redução no número de regras, assim como a simplicidade na derivação das regras, são características importantes do controlador proposto.

#### 3.4.1.1 Identificação seqüencial do processo no projeto *CN-PID-FG-MIMO*

O esquema de identificação utilizado na implementação do *CN-PID-FG-MIMO* é o mesmo utilizado no controlador *PID-FG-MIMO*, proposto na seção 2.4.4. No projeto nebuloso, entretanto, apenas um passo da identificação seqüencial é realizada conforme ilustra a figura 3.15, desde que para o projeto se faz necessária a sintonia não refinada de um controlador *PID* convencional.

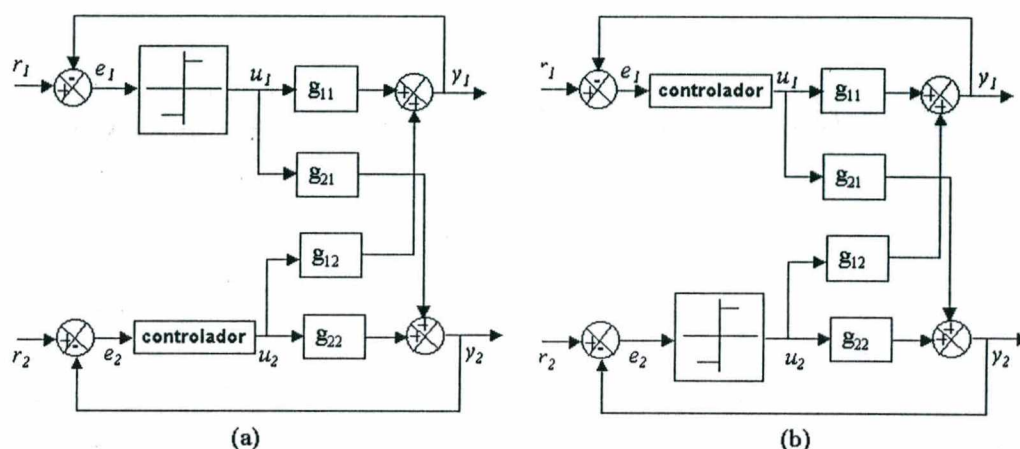


Figura 3.15. Estágio de identificação seqüencial utilizado no projeto *CN-PID-FG-MIMO*.

### 3.4.1.1 Projeto do *CN-PID-FG-MIMO*

Seguindo o mesmo esquema do caso *SISO*, o *CN-PID-FG-MIMO* utiliza um sistema nebuloso baseado em regras que expressam como devem se comportar as margens de ganho e de fase para compensar eficientemente o erro entre a referência e saída, em sistema *MIMO* com realimentação de saída. As regras são representadas na forma Mamdani e dadas por

$$R_j: \text{ se } e_i(t) \text{ é } A_v \text{ e } \Delta e_i(t) \text{ é } B_v \text{ então } A'_{m,i} \text{ é } C_v; \quad i=1,n \quad v=1\dots p \quad (3.23)$$

onde  $A_{m,i}$  é a margem de ganho para a malha  $i$ ,  $A_v$ ,  $B_v$  e  $C_v$  são os correspondentes conjuntos nebulosos definidos em seus respectivos suportes,  $n$  é o número das malhas,  $p$  é o número de conjuntos nebulosos e  $R_j$  é a regra  $j$  do conjunto de regras. A figura 3.16 ilustra o diagrama do *CN-PID-FG-MIMO*.



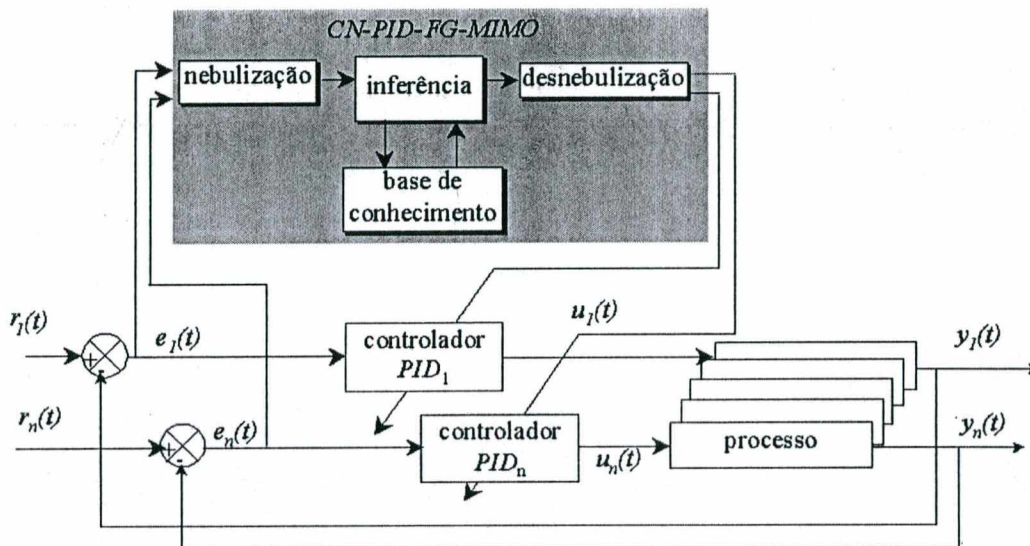


Figura 3.16. Diagrama do CN-PID-FG-MIMO.

A base de regras e as funções de pertinência do CN-PID-FG-MIMO são dadas na figura 3.17.

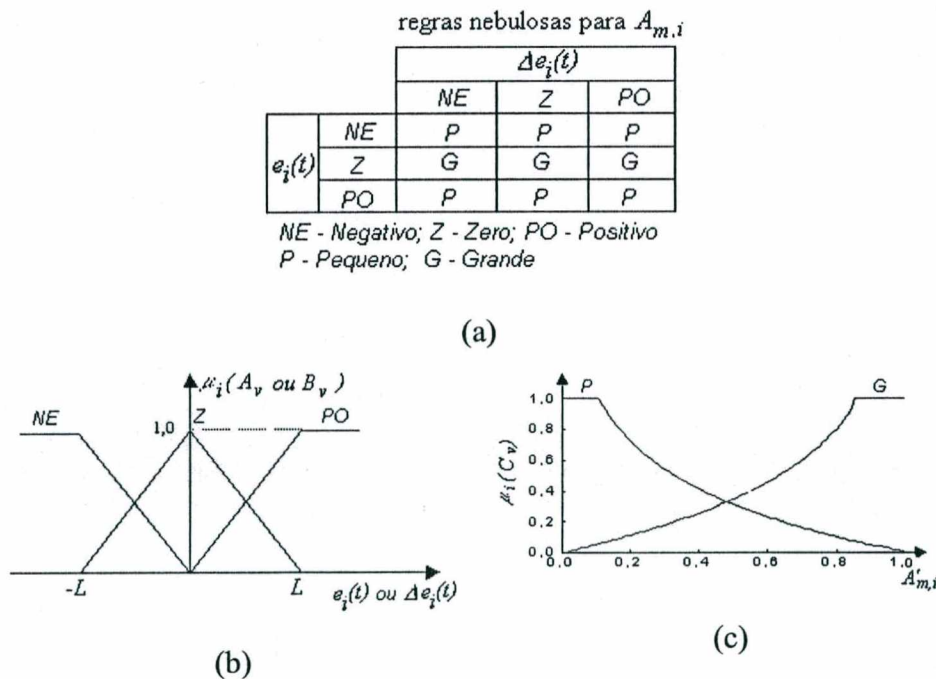


Figura 3.17. (a) Base de regras do CN-PID-FG-MIMO; (b) e (c) Funções de pertinência.

Considerando-se um processo com duas entradas e duas saída, para o propósito de exemplificação do funcionamento do método, os parâmetros do controlador *PID* de cada malha são dados por

$$\begin{bmatrix} K_{c,i} \\ K_{i,i} \\ K_{d,i} \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2LA_{m,i}} \begin{bmatrix} b_i \\ c_i \\ a_i \end{bmatrix} \quad i = 1, 2 \quad (3.24)$$

onde  $A_{m,i}$  é determinado a partir da saída normalizada do mecanismo de raciocínio nebuloso utilizado e os parâmetros,  $L$ ,  $a_i$ ,  $b_i$  e  $c_i$  são determinados para cada malha através do processo de identificação sequencial descrito nas seções 2.2.2.2 e 3.4.1.1.

O algoritmo do *CN-PID-FG-MIMO* é composto dos seguintes passos: *i*) sintonizar um controlador *PID* pelo método de Ziegler-Nichols para cada malha do processo; *ii*) identificar o sistema de forma sequencial conforme a seção 3.4.1.1; *iii*) definir os universos de discurso; *iv*) especificar valores máximo e mínimo para variações das margens de ganho ( $A'_{m,i}$ ) e fase ( $\Phi'_{m,i}$ ), onde valores típicos são de  $A'_{m,i}:[3; 5]$  e  $\Phi'_{m,i}:[60^\circ, 72^\circ]$  e, *v*) aplicar o algoritmo em malha fechada.

### 3.4.1.2 Resultados de simulação do *CN-PID-FG-MIMO*

Como exemplo, o controlador nebuloso proposto é aplicado em nível de simulação à coluna *WB*, e seu desempenho comparado com o obtido com o *PID* multivariável sintonizado através das regras de Ziegler-Nichols (*PID-ZN*) e cujos parâmetros são apresentados na tabela 3.2.

Tabela 3.8. Parâmetros *PID-ZN*.

malhas	parâmetros		
	$K_c$	$K_i$	$K_d$
1	0.9450	0.2898	0.5545
2	-0.1960	-0.2177	-0.3175

Os parâmetros identificados para cada malha, segundo o procedimento sequencial, são dados na tabela 3.3.

Tabela 3.9. Parâmetros da função de transferência obtido pelo algoritmo sequencial.

malhas	parâmetros			
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>L</i>
1	0.0231	0.9487	0.1565	1.01
2	0.6222	0.4609	0.1032	2.98

A figura 3.18 apresenta os sinais de saídas, controles e referências para a coluna *WB* quando controlada pelo *CN-PID-FG-MIMO* e pelo método de Ziegler-Nichols (*PID-ZN*). Na figura 3.19 ilustra-se como se comporta os parâmetros do controlador *PID* com o *CN-PID-FG-MIMO*.

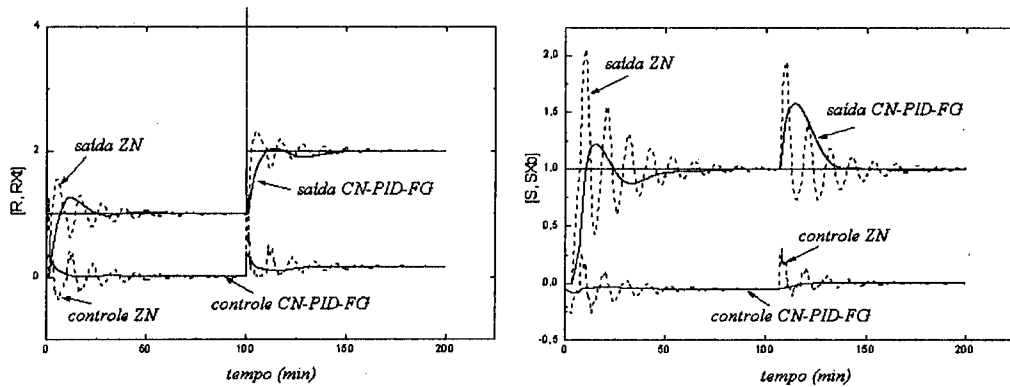


Figura 3.18. Controle, saída e referência para a coluna *WB*, (a) *R-Xt*; (b) *S-Xb*.

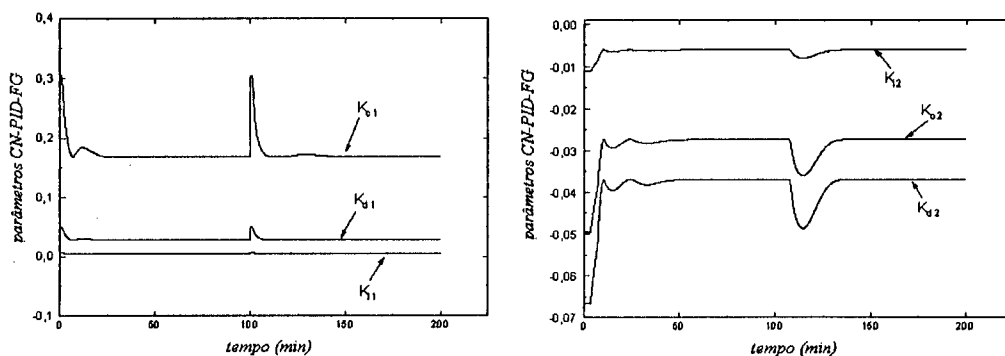


Figura 3.19. Parâmetros do *CN-PID-FG-MIMO*.

O algoritmo *CN-PID-FG-MIMO* apresenta melhores índices de desempenhos do que *PID-ZN* em todas as situações consideradas, conforme ilustram as figuras 3.18, 3.19 e tabela 3.10. Os indicadores são calculados para o intervalo de tempo de 100 min a 200 min. Para a malha *X<sub>r</sub>-R* os índices revelam o comportamento servo, enquanto para a malha

$X_b-V$  (malha lenta) revelam a capacidade de rejeição da perturbação causada pela mudança de referência na malha  $X_r-R$  (malha rápida).

Tabela 3.10. Índices de desempenho para *PID-ZN* e *CN-PID-FG-MIMO*.

pares	<i>PID-ZN</i>				<i>PID-FG-MIMO</i>			
	$I$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (min)	$I$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (min)
$X_r-R$	90.38	16.55%	86.74%	48.25	51.77	5.01%	51.90%	35.5
$X_b-V$	134.92	83.30%	61.53%	81.55	108.05	62.50%	0.71%	32.6

Os índices para o *CN-PID-FG-MIMO*, tabela 3.10, indicam menores valores para os tempos de estabilização, picos de sobre-sinal, melhor coeficiente de amortecimento e menores níveis de interação entre as malhas.

### 3.4.3 Projeto com desacoplamento nebuloso

Conforme estabelecido no capítulo 2, quando existem fortes interações entre as malhas de um processo *MIMO*, o projeto de controladores descentralizados é beneficiado pela introdução de ações de desacopladores nas malhas do sistema. A maioria dos projetos de desacopladores nebulosos requer conhecimento das ações das variáveis do processo, responsáveis pelas interações entre as malhas (VILJAMAA & KOIVO, 1993; NIE, 1997; LIAN & HUANG, 2001).

A principal motivação no esquema do desacoplamento nebuloso proposto nesta seção é a possibilidade de sistematizar um procedimento de projeto. Assim, como na maioria dos projetos de desacopladores nebulosos, algumas informações do processo são necessárias. Nesta proposta, as informações de ganho estático dos desacopladores cujas funções de transferência são dadas pelas equação (2.48) do capítulo 2 devem ser obtidas a partir da resposta ao degrau, conforme o diagrama da figura 3.20.

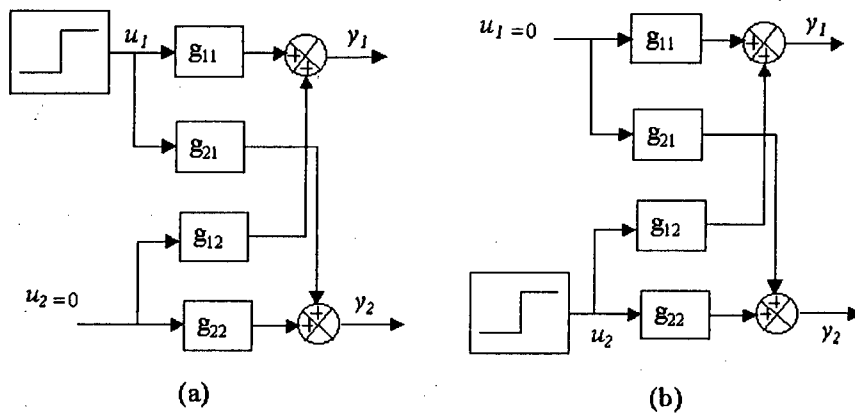


Figura 3.20. (a) Determinação do ganho estático de  $I_{12} = -g_{21}/g_{11}$ ; (b) Determinação do ganho estático de  $I_{21} = -g_{12}/g_{22}$ .

A partir da determinação do ganho estático, duas ações do desacoplador nebuloso devem ser projetadas de acordo com o sinal do ganho estático. Estas ações de desacoplamento são válidas quando o controle do processo é descentralizado e do tipo *PID* ou *PID*-nebuloso. As possíveis ações do desacoplamento são ilustradas na figura 3.21.

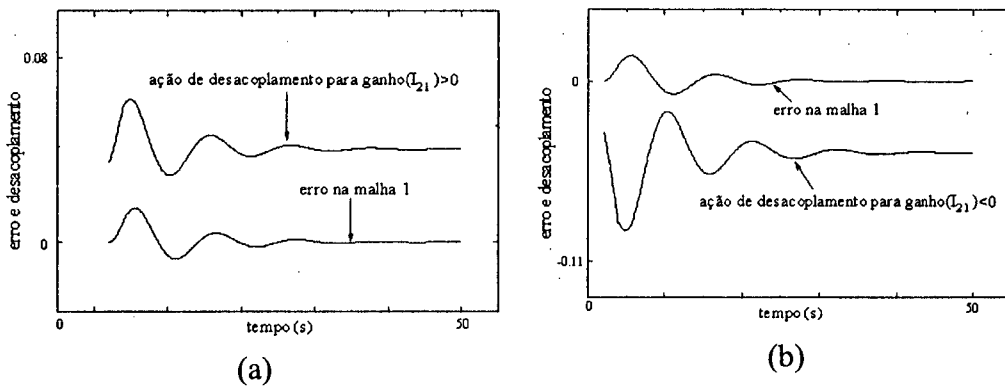


Figura 3.21. Ações do desacoplador nebuloso: (a) Caso do ganho estático positivo; (b) Caso do ganho estático negativo.

De acordo com a ação de desacoplamento a ser adotada, a tabela 3.11 define as bases de regras para cada caso nas quais, em os termos lingüísticos, *N* significa negativo, *Z* zero e *P* positivo. As ações de desacoplamento agem no sentido de minimizar as oscilações em torno do valor de saída estático do desacoplador.

Tabela 3.11. Base de regras para o desacoplamento nebuloso: (a) Caso onde o ganho estático é  $I_{21} < 0$ ; (b) Caso onde o ganho é  $I_{21} > 0$ .

		$e(t)$		
		$N$	$Z$	$P$
$\Delta e(t)$	$N$	$N$	$N$	$Z$
	$Z$	$N$	$Z$	$P$
	$P$	$Z$	$P$	$P$

(a)

		$e(t)$		
		$N$	$Z$	$P$
$\Delta e(t)$	$N$	$P$	$P$	$Z$
	$Z$	$P$	$Z$	$N$
	$P$	$Z$	$N$	$N$

(b)

As funções de pertinência utilizadas são apresentadas na figura 3.22.

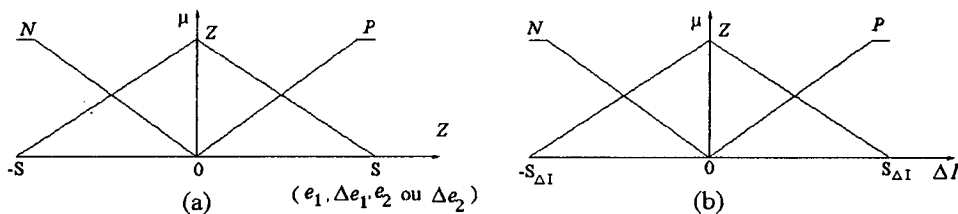


Figura 3.22. Funções de pertinência para o desacoplador nebuloso com termos lingüísticos *N*-Negativo, *P*-Positivo e *Z*-Zero.

A figura 3.23 apresenta os resultados quando o *CN-PID-FG* com desacoplamento é aplicado à coluna *WB*.

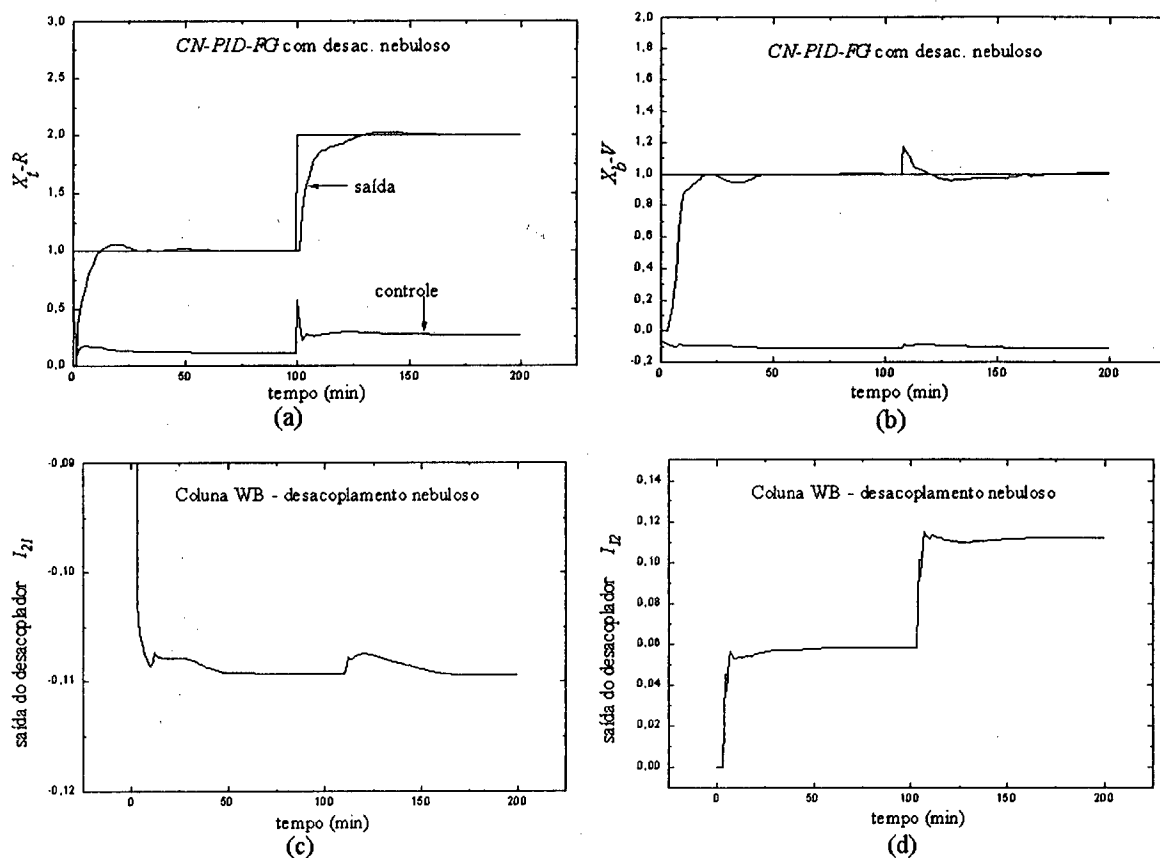


Figura 3.23. (a) e (b) Sinais de saída, controle e referência para a coluna *WB* quando controlado pelo *CN-PID-FG* com desacoplamento nebuloso; (c) e (d) Ações nebulosas de desacoplamento entre malhas.

Pode-se notar da figura 3.23 que quando o desacoplamento nebuloso é introduzido no projeto do *CN-PID-FG-MIMO*, este apresenta desempenho superior quando comparado ao caso sem desacoplamento, figura 3.18.

Este projeto de desacopladores tem a vantagem de ser dinâmico, não necessitar de um modelo para o processo e ser simples de projetar, não acarretando inconsistências comuns aos desacoplamentos convencionais.

Conforme ilustra a tabela 3.12, os índices de desempenho para o algoritmo *CN-PID-FG-MIMO* com desacoplamento indicam superioridade de desempenho quando comparado com o caso sem desacoplamento. Em uma comparação com o projeto com desacoplamento dinâmico apresentado na seção 3.3.3, os índices indicam desempenhos similares.

Tabela 3.12. Índices de desempenho para *CN-PID-FG-MIMO* com desacoplamento nebuloso.

<i>CN-PID-FG-MIMO</i> com desacoplamento				
pares	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (min)
$X_r-R$	38.16	1.50%	0 %	23.1
$X_b-V$	36.55	18.20%	79.03%	33.1

O valor de  $M_\zeta=0$  indica ausência de oscilação na saída da malha.

### 3.5 Conclusão

Neste capítulo foram propostas novas abordagens de projeto de controladores nebulosos para sistemas monovariáveis e multivariáveis. Para o caso monovariável realizou-se sintonia automática e nebulosa dos parâmetros de um controlador *PID* posicionado na malha direta do processo. A base de regras do sistema nebuloso foi construída a partir do conhecimento operacional de como deve ser o comportamento da margem de ganho de um sistema de controle realimentado para eficientemente compensar o erro entre a saída do sistema e a referência. As garantias sobre a margem de fase foram também estabelecidas. Os aspectos de estabilidade do sistema de controle foram considerados e demonstrou-se que, através do método da função descritiva, é possível analisar a estabilidade do sistema. Exemplos de simulações e aplicação prática foram utilizados para avaliar o controlador nebuloso proposto em sistemas lineares, não-lineares e variantes no tempo. Em todos os exemplos utilizados, o controlador proposto demonstrou-se superior ao controlador *PID* convencional, principalmente nos casos em que o processo apresentou características não-lineares e variantes no tempo. Outra importante característica do esquema proposto foi a capacidade de controlar processos que apresentam longos atrasos de transporte.

No caso multivariável, a nova proposta foi dividida em duas fases: fase de identificação e fase de controle. Na fase de identificação, um passo do algoritmo seqüencial descentralizado, proposto no capítulo 2, foi utilizado para inicializar o controlador nebuloso. Na fase de controle, a proposta do controlador nebuloso monovariável foi generalizada para o caso multivariável. Conforme evidenciaram as simulações realizadas, o controlador proposto apresentou desempenho superior ao



controlador *PID* convencional sintonizado pelas regras de Ziegler-Nichols ou pelo método *BLT*. Em relação às propostas de controladores nebulosos multivariáveis constantes na literatura especializada, identificou-se as seguintes vantagens do esquema proposto: *i*) a abordagem de projeto, seja no caso *SISO* ou *MIMO* é sistemática; *ii*) é necessária apenas uma base de regras bidimensional independentemente da quantidade de malhas do processo; *iii*) o esquema proposto é completamente auto-ajustável requerendo apenas um experimento com o relé por malha; *iv*) as grandezas envolvidas no projeto são conhecidas por técnicos da área de controle o que facilita o projeto e manutenção do controlador e, *v*) devido às propriedades do sistema nebuloso utilizado, um conjunto de equações para o controlador pode ser derivado, o que facilita as etapas de implementação e análise.

Finalmente, foi proposta nova abordagem para o projeto de desacopladores nebulosos para processos controlados por estruturas *PID* descentralizadas. Uma vantagem eminente desta nova abordagem diz respeito à sistematização da forma de projetar desacopladores com uma reduzida quantidade de informação requerida sobre o processo.

## Capítulo 4

### Controle *PID* Avançado: Abordagens Preditiva e Nebulosa

#### 4.1 Introdução

Para grande parcela das aplicações industriais o controle preditivo baseado em modelos (*MBPC* – “*Model Based Predictive Control*”) constitui a estratégia de controle adotada (CAMACHO & BORDONS, 1995). O termo *MBPC* descreve uma classe de algoritmos computacionais de controle que, a partir de previsões baseadas em modelo do processo, controla o comportamento futuro através da minimização de uma função objetivo. A tecnologia *MBPC* foi originalmente aplicada em sistemas de potência e refinarias petrolíferas. Atualmente, podem ser encontrados *MBPC*'s em uma variedade de ambientes de manufatura, incluindo-se químicos, processamento de alimentos, automotivos, aeroespacial, metalúrgico e fabricação de papel (QIN & BADGWELL, 1997; VAN DOREN, 1997; BONAVIDA & TOMASI, 1998; QIN & BADGWELL, 1998). O controle preditivo é composto de três passos básicos: *i*) previsão da saída, onde um modelo do processo faz as previsões do comportamento futuro da saída, baseada nos dados disponíveis no instante presente; *ii*) cálculo do controle, buscando colocar a previsão da saída o mais próximo possível da referência especificada; *iii*) aplicação do controle em malha fechada. Os dois primeiros passos são realizados em malha aberta e, em seguida, o valor do controle futuro calculado é aplicado a cada instante de amostragem em malha fechada. Desde que apenas o valor do controle calculado no instante atual é efetivamente aplicado, descartando-se os calculados para instantes futuros, esta técnica é também denominada de horizonte deslizando (“*receding horizon*”).

Os primeiros algoritmos *MBPC*'s propostos, basearam-se na resposta da planta ao impulso, como o *MAC* (“*Model Algorithmic Control*”) proposto por RICHLET *et al.* (1978), ou na resposta ao degrau, como o *DMC* (“*Dynamic Matrix Control*”) proposto por

CUTLER & RAMAKER (1980). Estes métodos, embora funcionem bem para plantas estáveis, apresentam duas deficiências imediatas: *i*) não podem ser aplicados a plantas instáveis e, *ii*) necessitam de grande número de parâmetros para representar o modelo do processo e garantir estabilidade em malha fechada. Por outro lado, os métodos mais recentes, por utilizarem o modelo *CARMA* (“*Controlled Auto-Regressive Moving Average*”) ou o modelo *CARIMA* (“*Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*”) para representar o processo, removem as deficiências dos primeiros métodos. Utilizando o modelo *CARMA* tem-se, por exemplo, o *EPSAC* (“*Extended Prediction Self Adaptive Control*”), proposto por DE KEYSER *et al.* (1985) enquanto, baseado no modelo *CARIMA*, tem-se o *GPC* (“*Generalized Predictive Control*”), proposto por CLARKE *et al.* (1987) e CLARKE & MOHTADI (1989).

Segundo recente pesquisa, realizada nas indústrias japonesas (TAKATSU & ITOH, 1999), os controladores preditivos baseados em modelos, competem com as estratégias de controle *PID* convencional e com o controle nebuloso, no que se refere ao número de malhas de processos controlados e quanto ao grau de satisfação dos usuários. Do ponto de vista prático, os controladores preditivos superam deficiências dos controladores clássicos, quando utilizados no controle de sistemas complexos caracterizados por atrasos de transportes, parâmetros variantes no tempo, mudança na ordem do modelo, fase não-mínima, e erros de modelagens (LANDAU, 1993; FROISY, 1994; KWONG *et al.*, 1995; SHMIDT & MODARNESES, 1995; DEMIRCIOGLU & KARASU, 2000; GUIBÉ & VAUCORET, 2001). O controlador *GPC*, estratégia *MBPC* utilizada neste capítulo, tem provado ser eficiente no controle de processos práticos em diversas áreas do conhecimento, podendo-se citar: em robótica, no controle de manipuladores (GENCER & ISTEANOPULOS, 1992; IQBAL & ZHENG, 1999; GANGLOFF & MATHELIN, 2000; TORRES *et al.*, 2001); em colunas de destilação binária (NAGY *et al.*, 2000); no controle de plantas para geração de energia elétrica (CAMACHO & BERENGUEL, 1994; RAMOND *et al.*, 2001); no controle de fluxo (SANTOS *et al.* 1998; DEMIRCIOGLU & KARASU, 2000; COELHO *et al.* 2001a); no controle de temperatura (TSAI & LU, 1998, NORMEY, 2001); na área médica (MAHFOUF *et al.*, 1997) entre muitas outras aplicações descritas na literatura especializada. Os exemplos de aplicações de casos multivariáveis

podem ser encontrados em refinarias petrolíferas, petroquímicas e farmacêuticas, processamento de gás natural e indústria aeroespacial (VAN DOREN, 1997).

Recentemente, algumas propostas buscam aliar o compromisso entre a simplicidade do controlador convencional *PID* à capacidade preditiva e de desempenho robusto do controlador *GPC* (YAMAMOTO *et al.*, 1994; MILLER *et al.*, 1996, 1999; COELHO *et al.*, 1998; e MORADI *et al.*, 2001). O caso multivariável pode ser encontrado em TSAI & LU (1998) e YAMAMOTO & SHAH (1998). Nestes tipos de processos, em que existem acoplamentos entre as variáveis e atrasos de transporte, geralmente representados pela matriz interactor, o controle *PID* convencional não apresenta desempenho adequado, enquanto que, associado ao controlador *GPC*, a maioria destes problemas pode ser minimizada ou mesmo superada. Nos casos que apresentam fortes interações entre as malhas aconselha-se a utilização de desacopladores ou pré-compensadores para preservar o desempenho e a estrutura da associação *GPC/PID* (YAMAMOTO & SHAH, 1998; ÅSTRÖM *et al.*, 2001b). Para o caso em que o atraso de transporte é longo aconselha-se a associação com a estrutura do preditor de Smith (NORMEY & CAMACHO, 2000).

Os controladores preditivos baseados em modelos lineares apresentam deficiências frente a processos não-lineares. Procurando superar estas deficiências, algumas abordagens que associam esquemas *MBPC's* com abordagens baseadas em lógica nebulosas têm sido recentemente propostas. Pode-se encontrar estas associações nos trabalhos de BIASIZZO *et al.* (1997) que utiliza modelagem nebulosa com o critério *GPC* e nos trabalhos de LU *et al.* (2000, 2001) que utiliza o critério *GPC* como entrada para o controlador nebuloso proposto MALKI *et al.* (1997).

O objetivo deste capítulo é desenvolver, implementar e analisar abordagens de controle preditivo nebuloso com estruturas *PID* monovariáveis e multivariáveis. Inicialmente propõe-se uma extensão para o caso multivariável da estrutura proposta por MILLER *et al.* (1999) e que combina o controlador *GPC* com o controlador *PID*, gerando-se uma estrutura preditiva *PID* multivariável. Em seguida, propõe-se novas estratégias preditivas nebulosas através da conjunção de um critério preditivo com a lógica nebulosa. Duas abordagens são apresentadas como contribuição desta tese. Na primeira determinam-se regras nebulosas para o critério preditivo considerando-se que o controlador tem

estrutura *PID*. Depois, outra abordagem é discutida através da inclusão do critério preditivo no mecanismo de raciocínio nebuloso, conforme proposto no capítulo 3.

## 4.2 Controlador preditivo generalizado com estrutura *PID*

Considerando-se que o processo seja adequadamente representado por um modelo *CARIMA* dado por:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta} \xi(t) \quad (4.1)$$

onde  $A$ ,  $B$  e  $C$  são polinômios no operador atraso  $z^{-1}$ ;  $y$ ,  $u$  e  $\xi$  são a saída, a entrada de controle e o ruído branco de média zero, respectivamente. Utilizando a previsão da saída do processo  $j$  passos a frente, o critério *GPC* com ponderação de regime (KWOK *et al.*, 1994; CAMACHO & BORDONS, 1999; MILLER *et al.*, 1999) é dado por

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_y} \gamma_y [\hat{y}(t+j/t) - r(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 + \gamma \sum_{j=1}^{N_u} [y(s/t+j-1) - r(s)] \quad (4.2)$$

onde  $r(t)$  é a referência,  $\gamma_y$  é a ponderação finita da saída,  $\gamma$  é a ponderação em regime,  $\lambda(j)$  é a ponderação de controle,  $N_1$  e  $N_y$  são os horizontes inicial e final de previsão da saída e  $N_u$  é o horizonte de controle e  $s$  define valores em regime de  $y(t)$  e  $r(t)$ . A vantagem em utilizar o terceiro termo na equação (4.2) deve-se à diminuição do horizonte de saída e, conseqüentemente, do esforço computacional do algoritmo de controle.

A entrada de controle ótima e irrestrita para o processo na forma linear *RST* do *GPC* é representada por

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})r(t) - S(z^{-1})y(t) \quad (4.3)$$

onde os polinômios  $R$ ,  $S$  e  $T$  são dados por

$$R = C + z^{-1} \left[ \sum_{j=N_1}^{N_y} \bar{G}_j h_j + \bar{G}_s h_s \right] \quad (4.4)$$

$$S = \sum_{j=N_1}^{N_y} F_j h_j + F_s h_s \quad (4.5)$$

$$T = C \left[ \sum_{j=N_1}^{N_y} h_j + h_s \right], \quad (4.6)$$

com ordens dadas por

$$nT = \max(nB, nC) \quad nR = nC \quad nS = \max(nA, nC-1) \quad (4.7)$$

Os polinômios  $\bar{G}_j$  e  $\bar{F}_j$  são obtidos a partir da solução das identidades

$$C = A \Delta E_j + q^{-j} F_j \quad (4.8)$$

$$G_j' = E_j B = C \tilde{G}_j + q^{-j} \bar{G}_j \quad (4.9)$$

Os valores de  $\bar{G}_s$  e  $\bar{F}_s$ , satisfazem as seguintes equações

$$\bar{G}_s A = g_s C - e_s B, \quad \bar{F}_s = e_s A \quad (4.10)$$

onde

$$e_s = \frac{C(1)}{A(1)}, \quad g_s = \frac{B(1)}{A(1)} \quad (4.11)$$

Os parâmetros  $h_j$ , elementos do vetor  $\mathbf{h}$ , e  $h_s$  são obtidos a partir das equações

$$\mathbf{h} = \text{primeira linha} \left[ \mathbf{G} \gamma_y \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} + \mathbf{G}_s^T \gamma \mathbf{G}_s \right]^{-1} \mathbf{G}^T \gamma_y \quad (4.12)$$

$$\mathbf{h}_s = \Sigma \left\{ \text{primeira linha} \left[ \mathbf{G} \gamma_y \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} + \mathbf{G}_s^T \gamma \mathbf{G}_s \right]^{-1} \mathbf{G}^T \gamma_y \right\} \quad (4.13)$$

onde as matrizes  $\mathbf{G}$  e  $\mathbf{G}_s$  são dadas por

$$\mathbf{G} = \left\{ \tilde{\mathbf{G}}_1, \tilde{\mathbf{G}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{G}}_N \right\} \quad \mathbf{G}_s = \begin{bmatrix} g_s & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ g_s & \dots & g_s \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Por outro lado, prática comum na implementação do controlador *PID* digital é utilizar estrutura (*PD+I*), onde a referência é removida das partes derivativa e proporcional do controlador, o que evita ações de controle abruptas em decorrência de mudanças na referência. Desta forma, a saída do controlador posicional é

$$u(t) = -K_c y(t) + K_i \sum_{k=1}^t e(k) + K_d [-y(t) + y(t-1)] \quad (4.15)$$

enquanto o controle incremental é

$$\Delta u(t) = K_i r(t) - [(K_i + K_c + K_d) - (K_c + 2K_d)z^{-1} + K_d z^{-2}] y(t) \quad (4.16)$$

Esta equação pode ser escrita na estrutura *RST*, isto é

$$R \Delta u(t) = T r(t) - S y(t) \quad (4.17)$$

onde

$$T = K_i \quad (4.18)$$

$$S = (K_i + K_c + K_d) - (K_c + 2K_d)z^{-1} + K_d z^{-2} \quad (4.19)$$

$$R = 1 \quad (4.20)$$

Se  $S$  é de grau unitário a estrutura  $R$ ,  $S$  e  $T$  representa um controlador *PI*.

Para que o controlador *PID*, obtido através das equações (4.17), (4.18), (4.19) e (4.20), seja interpretado como equivalente ao controlador *GPC*, algumas condições devem ser respeitadas. Dois casos são considerados: o primeiro refere-se a processos que não apresentam atrasos de transporte e o polinômio  $B$  é de grau zero e, o segundo caso ocorre quando o processo apresenta atraso de transporte e o polinômio  $B$  é de grau maior que zero.

Seja inicialmente o primeiro caso onde  $C=1$ , os polinômios  $T$ ,  $R$  e  $S$  são de grau 0, 0 e 2, respectivamente. Assim,

$$\Delta u(t) = t_0 r(t) - (s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2}) y(t) \quad (4.21)$$

onde  $t_0$  e  $s_i$  ( $i=0, 1, 2$ ) são coeficientes dos polinômios  $T$  e  $S$ , respectivamente. Das equações (4.18) e (4.19) pode-se deduzir que:

$$K_i = t_0 \quad (4.22)$$

e, das seguintes equações

$$s_0 = K_i + K_c + K_d, \quad s_1 = -(K_c + 2K_d), \quad s_2 = K_d \quad (4.23)$$

obtém-se os parâmetros  $K_c$  e  $K_d$  para o controlador *PID-GPC* dados por

$$K_c = -(s_1 + 2s_2) = s_0 - t_0 - s_2 \quad (4.24)$$

$$K_d = s_2 \quad (4.25)$$

Se o modelo do processo apresenta atraso de transporte, com polinômio  $B$  de grau diferente de zero, a solução apresentada para o primeiro caso não garante uma solução prática satisfatória e outras considerações devem ser examinadas. Se o atraso de transporte é maior que duas vezes a constante de tempo do processo, uma solução é utilizar o esquema do preditor de Smith para garantir o desempenho e a robustez do sistema (NORMEY, 2001; ALMEIDA & COELHO, 2001b). Se o atraso de transporte é menor que



a constante de tempo do processo e incorporado ao polinômio  $B$ , pode-se aproximar o grau do polinômio  $B$  para 1. Supondo-se, também, que o grau de  $C$  é diferente de zero, pela equação (4.15) tem-se que o grau do polinômio  $T$  também é diferente de zero e igual ao grau de  $C$ . Desta forma, para garantir a equivalência entre o *PID* e o *GPC*, uma solução possível é aproximar o polinômio  $C$  pelo seu valor em regime, com certo comprometimento na resposta servo do sistema. A lei de controle resultante é

$$\Delta u(t) = T r(t) - S y(t) - G_{MP} S \Delta u(t-1) \tag{4.26}$$

onde  $S$ ,  $T$  são dados pelas equações (4.19) e (4.20), e  $G_{MP}$  é dado pela equação (4.27)

$$G_{MP} = \frac{\left[ \sum_{j=N_1}^{N_y} \bar{G}_j h_j + \bar{G}_s h_s \right] + (C-1)}{S} \tag{4.27}$$

A figura 4.1 apresenta o controlador *PID-GPC* com o preditor expandido e implementado na estrutura *RST*.

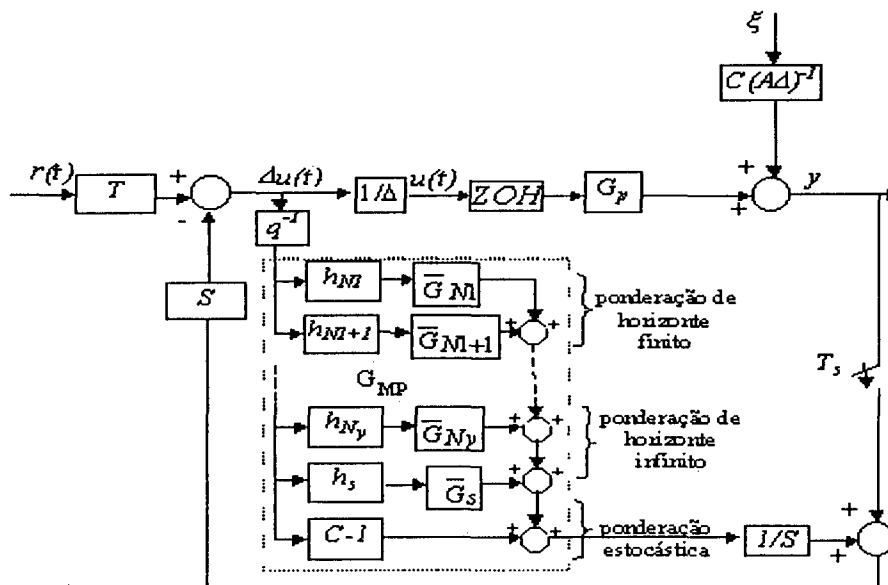


Figura 4.1. Controlador *PID-GPC* com o preditor expandido e estrutura *RST*.

A estrutura obtida pode ser interpretada como um controlador *PID*, representado na figura 4.1, mais um preditor  $N_y$  passos à frente. Conceitualmente  $G_{MP}$  pode ser interpretado como um preditor. Seja, por exemplo,  $A=1-1.7z^{-1}+0.7165z^{-2}$ ,  $B=0.012+0.0107z^{-1}$  e  $C=1$ , os elementos da resposta ao degrau a cada período de amostragem de 0.5 segundos são dados no vetor  $[0, 0.0119, 0.0429, 0.0867, 0.1387, 0.1956, \dots, 1]$  e o valor de  $\bar{G}_1=0.0119$  para  $j=1$ ,  $\bar{G}_2=0.0429$  para  $j=2$ ,  $\bar{G}_3=0.0867$  para  $j=3$ ,  $\bar{G}_4=0.1387$  para  $j=4$ . Desta forma a ação do controlador *PID* é baseada na saída atual e nas saídas futuras ponderadas  $N_y$  passos a frente.

#### 4.2.1 Exemplos de simulação e aplicação prática

Nesta seção avalia-se o controlador *PID-GPC* monovariável em termos de duas simulações e uma aplicação prática. Nos exemplos de simulação dois processos são utilizados. O primeiro corresponde a um processo linear de segunda ordem com atraso de transporte, cuja função de transferência é dada pela equação (2.7), submetido a uma difícil condição de operação, caracterizada por atraso de transporte variante no tempo e ruptura do modelo. A ruptura no modelo é causada por uma mudança nos pólos do processo de  $(-0.4000, -0.2667)$  para  $(-0.1669 \pm j0.2807)$  devida à mudança de 50% no parâmetro  $b=6.25$ . O parâmetro  $b$ , além de ter seu valor modificado para  $b=3.125$ , apresenta ainda uma variância de 0.01, implicando que o pólo varia no tempo. Outra ruptura ocorre simultaneamente no atraso de transporte, que aumenta em 50%, com uma variância de 0.01. A figura 4.2a apresenta os resultados do controlador *PID-GPC* sob a condição de operação apresentada.

O segundo exemplo de aplicação do algoritmo *PID-GPC* é realizado sobre um processo não-linear, equação (3.18). Os resultados de simulação para o processo não-linear são ilustrados na figura 4.2b.

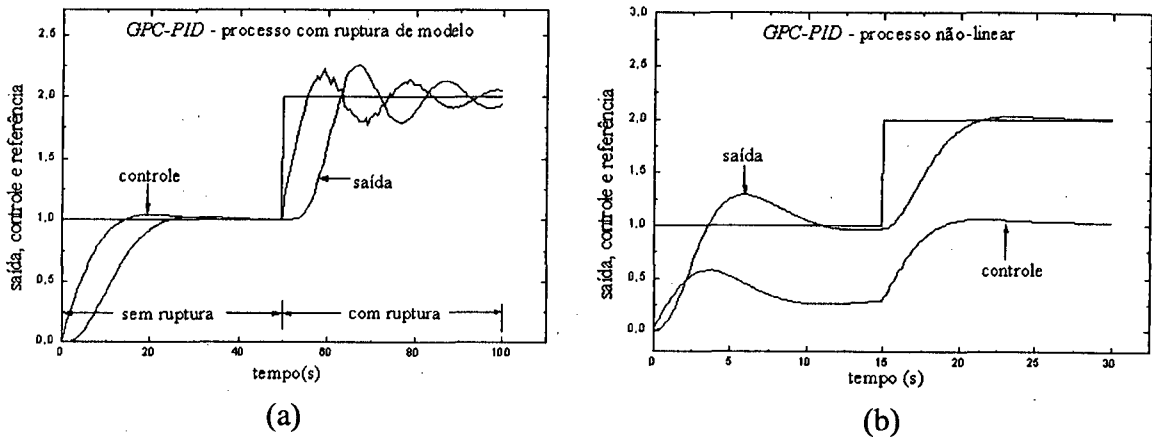


Figura 4.2. Desempenho do controlador *PID-GPC* para o caso (a) Ruptura do modelo ( $K_c=0.6072, K_i=0.090, K_d=1.4378, N_y=7; N_u=1; \lambda=1, \gamma=0.2, \gamma_y=0.01$ ) e (b) Não-linear ( $K_c=-0.0001, K_i=0.0241, K_d=0.1083, N_y=7; N_u=1; \lambda=0.5, \gamma=0.001, \gamma_y=0.0008$ ).

A tabela 4.1 e a figura 4.2a revelam que o controlador *GPC-PID* continua apresentando um comportamento assintótico mesmo após a ruptura do modelo. O comportamento é assintótico também para o caso do processo não linear, figura 4.2b. Os índices da tabela 4.1 indicam também que o *GPC-PID* apresenta um comportamento superior ao *PID-AT-FG* apresentado no capítulo 2 e inferior ao *CN-PID-FG* do capítulo 3 para ambos os casos. Pode-se atribuir a queda de desempenho do controlador *PID-GPC* à falta de representatividade dos modelos. No caso de ruptura na dinâmica do processo é impossível a definição de um único modelo determinístico para representá-lo, desde que os parâmetros variam no tempo. No caso do processo não-linear um único modelo não é suficiente para representar o comportamento dinâmico do processo em todas as faixas de operação.

Tabela 4.1. Índices de desempenho no controle *GPC-PID*.

casos	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
Ruptura no modelo	16.8470	24.50%	74.34%	>50
Não-linear (t=0 a 15seg)	39.15	41.77%	76.17%	10.1
Não-linear (t=0 a 15seg)	42.81	2.45%	0%	5.5

Como exemplo de aplicação prática monovariável o controlador preditivo *PID-GPC* é aplicado no controle do processo túnel de aquecimento. Para efeito de projeto de controle identifica-se o seguinte modelo:

$$G(s) = \frac{0.6250 e^{-2s}}{11.476s + 1} \quad (4.28)$$

Na figura 4.3 ilustram-se os resultados quanto ao comportamento servo, figura 4.3a, e quanto à capacidade de rejeição de perturbação, figura 4.3b, quando um estrangulamento de 50% é provocado na saída do túnel.

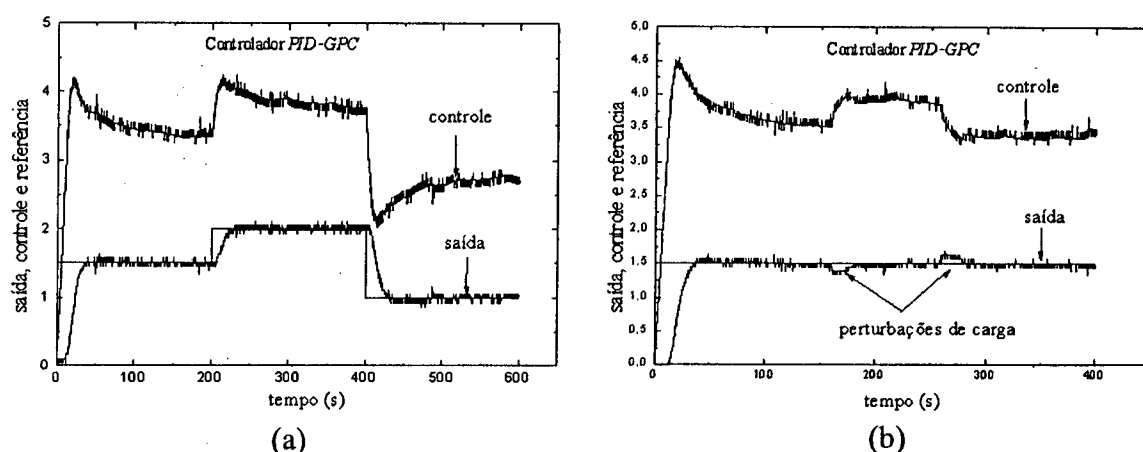


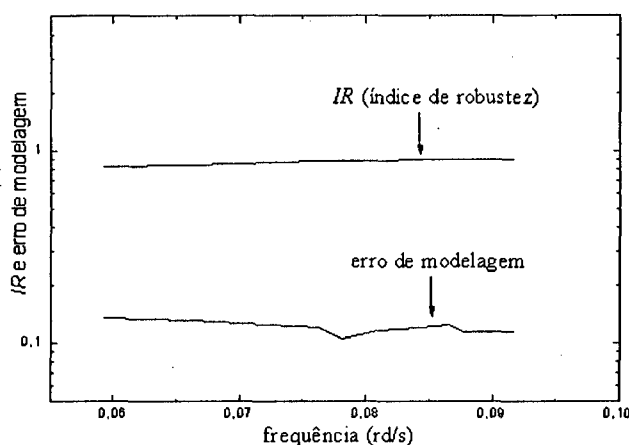
Figura 4.3. Desempenho do controlador *PID-GPC* para o túnel de aquecimento: (a) Servo; (b) Regulatório ( $K_c=1.5808$ ,  $K_i=0.0388$ ,  $K_d=1.8601$ ,  $N_y=5$ ;  $N_u=1$ ;  $\lambda=0.1$ ,  $\gamma=1$ ,  $\gamma_y=1$ ).

Os índices de desempenho para o controle do túnel de aquecimento sob o controle do algoritmo *GPC-PID* são apresentados na tabela 4.2. Desta tabela observa-se que devido a ausência de sobre-sinal os índices  $M_p$  e  $M_\zeta$  são nulos para o caso servo. No caso regulatório, os índices indicam a capacidade do controlador em rejeitar perturbações de carga,  $M_p$  e  $T_e$  indicam respectivamente o máximo sobre-sinal e o tempo de retorno a 0.05% da referência, após ocorrer a perturbação.

Tabela 4.2. Índices de desempenho *GPC-PID* – túnel de aquecimento.

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
servo	274.71	0%	0%	23.80
regulatório	9.082	10%	0%	50.0

Embora o processo túnel de aquecimento seja composto de diferentes dinâmicas lineares, para diferentes faixas de operação (ALMEIDA & COELHO, 2001b), o controlador *PID-GPC* apresenta bom desempenho quanto à robustez e comportamentos servo e regulatório.

Figura 4.4. Robustez do controlador *PID-GPC* para o túnel de aquecimento.

### 4.3 Controlador preditivo generalizado multivariável com estrutura *PID*

Uma das vantagens dos controladores *MBPC* é a direta aplicabilidade a processos multivariáveis. Entretanto, algumas dificuldades na aplicação direta destes controladores a processos *MIMO* estão relacionadas aos atrasos de transporte e à existência de fortes interações entre as malhas do processo. Devido a estes fatores, muitas vezes, os controladores são projetados de forma conservativa, para garantir robustez, embora tendo seu desempenho comprometido (YAMAMOTO & SHAH, 1998; NORMEY & CAMACHO, 2001). Uma maneira de superar estes problemas, sem comprometer o desempenho, é utilizar pré-compensadores para desacoplar o sistema (ÅSTRÖM *et al.*, 2001) e o preditor de Smith para minimizar os efeitos dos atrasos de transporte.

Os pré-compensadores podem ser estáticos ou dinâmicos. Uma vez projetadas, as malhas de controle podem ser consideradas de forma independente e o sistema sendo controlado através de um conjunto de controladores monovariáveis, um para cada malha de controle. A idéia proposta neste trabalho estende o controlador *PID-GPC* preditivo desenvolvido na seção 4.2 para o caso multivariável, em conjunção com um sistema de pré-compensadores.

### 4.3.1 Projeto do pré-compensador

Aproveitando a representação do modelo discreto do processo e para efeito de comparação com o projeto de desacoplamento dinâmico apresentado no capítulo 2, e o projeto nebuloso do capítulo 3, apresenta-se nesta seção um projeto de desacoplamento estático baseado em pré-compensadores.

Considere um modelo *CARIMA* para o processo multivariável

$$A(z^{-1})y(t) = DB(z^{-1})u(t-1) + \frac{1}{\Delta}C(z^{-1})\xi(t) \quad (4.29)$$

onde  $u(t)$  e  $y(t)$  são os vetores de entrada e saída com  $n$  elementos,  $A(z^{-1})$  é uma matriz diagonal  $n \times n$  de polinômios mônicos,  $B(z^{-1})$  é uma matriz polinomial  $n \times n$ , e  $D$  é a matriz de atraso que tem a forma diagonal dada por

$$D = \begin{bmatrix} z^{-d_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & z^{-d_n} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

onde  $z^{-d_i}$  é o menor valor do atraso estimado para a  $i$ -ésima linha. Se o atraso real é conhecido antecipadamente, então

$$d_i = \min_{j=1, \dots, n} \{d_{i,j}\} \quad (4.31)$$

Embora a matriz de atraso pareça restritiva, para muitos casos práticos isto não ocorre devido à natureza diagonal da matriz interactor ou pela adição forçada do atraso no sistema como, por exemplo, nos atuadores (SINGH & NARENDRA, 1984; YAMAMOTO & SHAH, 1998).

Para projetar o pré-compensador utiliza-se uma forma paramétrica estática dada por

$$H = B^{-1}(1)A(1) = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n,1} & \cdots & h_{n,n} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

O sistema composto ao adicionar o pré-compensador é:

$$A(z^{-1})y(t) = DB(z^{-1})Hv(t-1) + \frac{C(z^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (4.33)$$

onde  $v(t)$  é a entrada para o sistema pré-compensado. Neste projeto a utilização da aproximação estática  $B^{-1}(z^{-1})A(z^{-1})$ , para o desacoplamento das malhas do sistema, evita a necessidade de garantir estabilidade assintótica para o polinômio  $B(z^{-1})$ . Embora o sistema não seja perfeitamente desacoplado, este projeto, geralmente, atinge os objetivos de desacoplamento das malhas do processo para efeito do projeto do controlador (YAMAMOTO & SHAH, 1998; ÅSTRÖM *et al.*, 2001b). Com o desacoplamento o sistema torna-se diagonal e, para cada elemento da diagonal, tem-se

$$A_i(z^{-1})y_i(t) = z^{-d_{mi}} \bar{B}_i(z^{-1})v_i(t-1) + C_i \frac{\xi_i}{\Delta} \quad (4.34)$$

onde

$$\bar{B}_i(z^{-1}) = \sum_{k=1}^n B_{i,k}(z^{-1})h_{k,i} = \bar{b}_{i,0} + \bar{b}_{i,1}z^{-1} + \cdots + \bar{b}_{i,m}z^{-m} \text{ e } A_i \text{ é elemento diagonal de}$$

$$A = \begin{bmatrix} A_1(z^{-1}) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & A_n(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Conforme a equação (4.17), o controlador *GPC* multivariável na forma *RST* é dada por

$$\Delta v_i(t) = T_i w_i(t) - S_i y_i(t) - G_{MP_i} S_i \Delta v_i(t-1) \quad (4.36)$$

e os parâmetros do  $K_{i,i}$ ,  $K_{c,i}$  e  $K_{d,i}$  para o controlador *PID-GPC* multivariável são

$$K_{i,i} = t_{0,i} \quad (4.37)$$

$$K_{c,i} = -(s_{1,i} + 2s_{2,i}) \quad (4.38)$$

$$K_{d,i} = s_{2,i} \quad (4.39)$$

### 4.3.2 Exemplo de aplicação

Para mostrar a aplicabilidade do algoritmo *PID-GPC* multivariável utiliza-se a coluna *WB* e os resultados são ilustrados na figura 4.5.

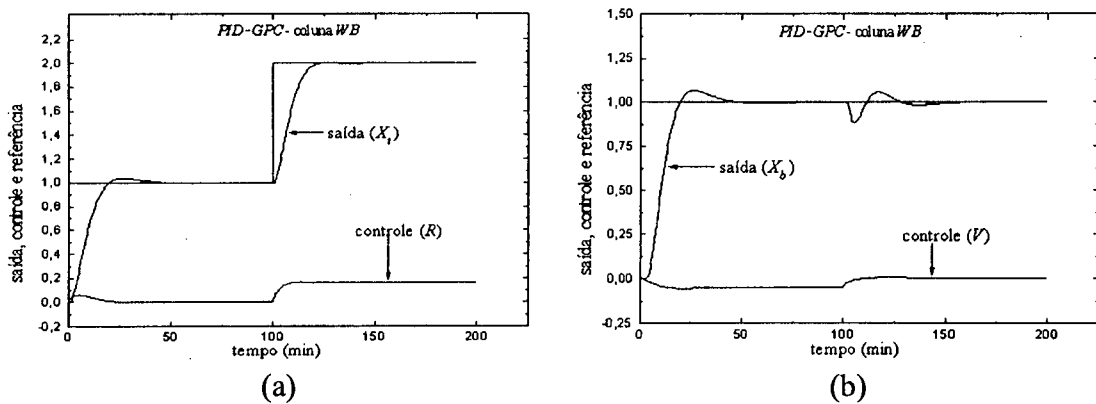


Figura 4.5. *PID-GPC* multivariável aplicado à coluna *WB*: (a) Malha 1 ( $N_1=1, N_y=5, N_u=1, K_c=0.6013, K_i=0.4040, K_d=1.0263, \gamma_y=0.01, \gamma_c=0.01, \lambda=1, G_{MP} \neq 0$ ) (b) Malha 2 ( $N_1=1, N_y=5, N_u=1, K_c=0.2390, K_i=0.1035, K_d=3.78833, \gamma_y=0.01, \gamma_c=0.03, \lambda=1, G_{MP} \neq 0$ ).



De acordo com os resultados pode-se notar que o controlador *PID-GPC* proporciona um desempenho adequado no controle da coluna *WB*. Pode-se observar que devido a natureza estática do desacoplamento entre as malhas não foi possível eliminar completamente a influência da malha ( $X_b-V$ ) na malha ( $X_r-R$ ). A figura 4.5 e os dados da tabela 4.3 indicam que o desempenho do *GPC-PID* multivariável é superior ao obtido com o *CN-PID-FG-MIMO*, tabela 3.10 do capítulo 3, e similar ao desempenho obtido quando o desacoplamento é considerado no projeto, tabela 3.12.

Deve-se observar que os índices para a malha  $X_b-V$  (malha lenta) indicam a capacidade desta malha em se recuperar à mudança de referência na malha  $X_r-R$  (malha rápida), enquanto para a malha  $X_r-R$  indicam o comportamento servo. Os índices são contabilizados nos instantes de tempo entre 100min e 200min.

Tabela 4.3. Índices de desempenho *GPC-PID* – coluna *WB*.

malha	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (min)
$X_r-R$	52.31	0.02%	0%	18.21
$X_b-V$	51.93	11.55%	42.70%	4.45

#### 4.4 Controlador nebuloso preditivo

A implementação de controladores que combinam o controle nebuloso com esquemas de *MBPC* possui duas concepções de projeto. A primeira utiliza um modelo nebuloso do processo no *MBPC*, enquanto que a outra utiliza a previsão no próprio controlador nebuloso.

A utilização de controladores *MBPC* baseados em modelos nebulosos é motivada pelo fato dos *SN's* serem aproximadores universais (BUCKLEY & HAYASHI, 1993). Os *SN's* proporcionam um mapeamento não-linear adequado e genérico entre as variáveis de entrada e de saída na identificação de processos complexos (NAZZETTA *et al.*, 1998). Neste sentido de projeto encontram-se os trabalhos de BIASIZZO *et al.* (1994), que propõem um algoritmo de controle preditivo baseado em *SN's*, com um mecanismo de adaptação de ganhos e o ajuste de fatores de escala das funções de pertinência. SOUZA *et al.* (1997) apresentam um método de projeto de *MBPC* baseado em modelo nebuloso do tipo Sugeno, com aplicação no controle de temperatura de um sistema de ar condicionado.

NAZETTA *et al.* (1998) desenvolvem um *MBPC* baseado em modelo nebuloso relacional para calcular a previsão da saída do processo. ABONYI *et al.* (1999) propõem a utilização de modelos nebulosos adaptativos, com linearização instantânea, com um esquema *MBPC* para o controle de nível e de reatores químicos. BIASIZZO *et al.* (1997) aplicam a idéia no controle de PH.

As propostas que incluem previsão diretamente no mecanismo de raciocínio nebuloso são bastante recentes e devem-se aos trabalhos de LU *et al.* (2000, 2001). A proposta de LU *et al.* (2000, 2001) utiliza o esquema proposto por MALKI *et al.* (1997) substituindo a entrada do sistema, originalmente baseada no erro entre a variável de saída do processo e a referência, pelo critério do controlador preditivo *GPC*. Com isto a função objetivo do controlador *GPC* é minimizada, de forma nebulosa, não sendo, portanto, necessária a otimização analítica nem a utilização de algum método de otimização para determinar o sinal de controle.

Duas novas propostas de controladores nebulosos preditivos monovariáveis e uma multivariável são apresentadas neste capítulo. As duas primeiras propostas monovariáveis adicionam o critério do controlador *GPC* na base de regras do controlador nebuloso *PID* com ganhos escalonados (COELHO *et al.*, 1998; ALMEIDA & COELHO, 1999a; ALMEIDA *et al.*, 1999a, 1999b) e na base de regras do controlador nebuloso *PID* proposto no capítulo 3, respectivamente. A proposta multivariável é uma generalização para o caso *MIMO*.

#### 4.4.1 Controlador nebuloso *PID* ganho escalonado preditivo – *CN-PID-GE-P*

Em muitas aplicações é possível, com algoritmos de escalonamento de ganhos, reduzir o tempo e o esforço computacional gastos no processo de otimização para sintonizar os parâmetros dos controladores e um bom desempenho pode ser obtido para o sistema (QIN & BORDERS, 1994; COELHO *et al.*, 1998; ALMEIDA & COELHO, 1999a; ALMEIDA *et al.*, 1999a, b). O *CN-PID-GE-P* implementa escalonamento nebuloso dos ganhos do controlador *PID* baseado em um conjunto de regras para os ganhos ( $K_c$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ) e na avaliação de um critério preditivo, conforme a figura 4.6.

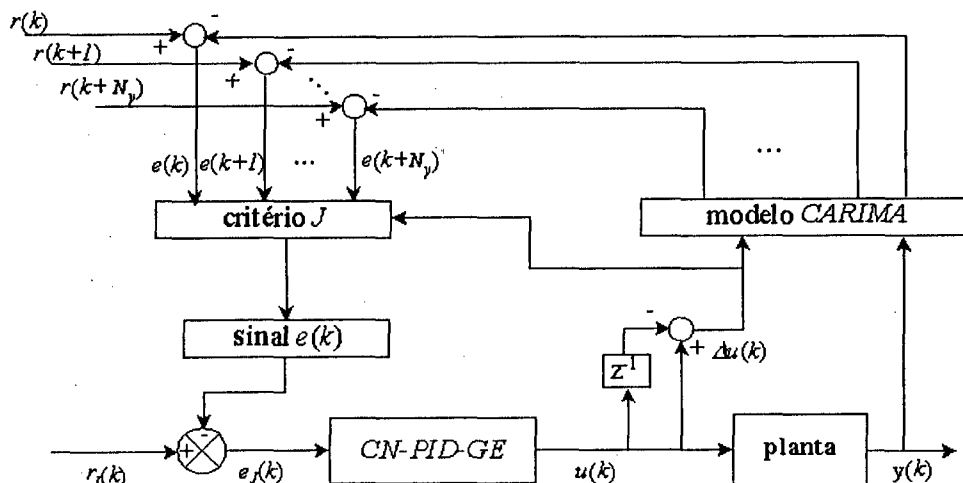


Figura 4.6. Diagrama do controlador *CN-PID-GE-P*.

O conjunto de regras utilizado no *CN-PID-GE-P* é derivado da modificação do conjunto de regras para os ganhos do controlador *PID* proposto por ZHAO *et al.* (1993). Neste caso as regras têm como antecedentes o critério *J* e  $\Delta J$ , sendo dado pelas equações

$$J(k) = \gamma \sum_{j=1}^{N_y} [y(k+j) - r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \tag{4.40}$$

$$\Delta J(k) = J(k) - J(k-1)$$

Os ganhos *PID* são os conseqüentes das regras do tipo Mamdani dadas por:

se  $J(k)$  é  $A_i$  e  $\Delta J(k)$  é  $B_i$  então  $K'_c = C_i$ ,  $K'_i = D_i$  e  $\alpha = \alpha_i$ ;  $i = 1, 2, \dots, n$  (4.41)

onde  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$  e  $D_i$  são conjuntos nebulosos,  $\alpha_i$  é um valor “*crisp*” e  $n$  o número de regras.

Os conjuntos nebulosos  $A_i$ ,  $B_i$ , associados ao critério preditivo e à sua diferença, podem assumir os valores *PO* (Positivo), *Z* (Zero) ou *NE* (Neagtivo), enquanto os conjuntos nebulosos  $C_i$  e  $D_i$ , associados aos parâmetros do controlador, podem assumir as variáveis lingüísticas *G* (Grande) ou *P* (Pequena).

Na tabela 4.4  $K'_c$  e  $K'_i$  são valores normalizados entre 0 e 1 e são relacionados aos reais valores dos ganhos através das seguintes equações:

$$K'_c = \frac{K_c - K_{c\_min}}{K_{c\_max} - K_{c\_min}} \tag{4.42}$$

$$K'_i = \frac{K_i - K_{i\_min}}{K_{i\_max} - K_{i\_min}} \tag{4.43}$$

onde  $K_c$  e  $K_i$  são os ganhos de um controlador *PID* convencional sintonizado para o processo e os intervalos  $[K_{c\_min}, K_{c\_max}]$  e  $[K_{i\_min}, K_{i\_max}]$  são os intervalos de escalonamento dos ganhos. O parâmetro  $\alpha$  estabelece uma relação entre os ganhos  $K_i$  e  $K_d$  (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2001). A tabela 4.4 apresenta o conjunto de regras utilizado.

Tabela 4.4. Regras nebulosas de ajuste para os ganhos *PID* (*PO* – Positivo, *Z* – Zero, *NE* – Negativo, *P* – Pequeno, *G* – Grande).

		$\Delta J(k)$		
		<i>NE</i>	<i>Z</i>	<i>PO</i>
$J(k)$	$K'_c$	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
	<i>NE</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>P</i>
	<i>PO</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>

		$\Delta J(k)$		
		<i>NE</i>	<i>Z</i>	<i>PO</i>
$J(k)$	$K'_i$	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>P</i>
	<i>NE</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>P</i>
	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	<i>PO</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>P</i>

		$\Delta J(k)$		
		<i>NE</i>	<i>Z</i>	<i>PO</i>
$J(k)$	$\alpha$	4	2	4
	<i>NE</i>	4	4	4
	<i>Z</i>	4	2	4
	<i>PO</i>	4	2	4

As funções de pertinência para as variáveis lingüísticas antecedentes e conseqüentes são apresentadas na figura 4.7.

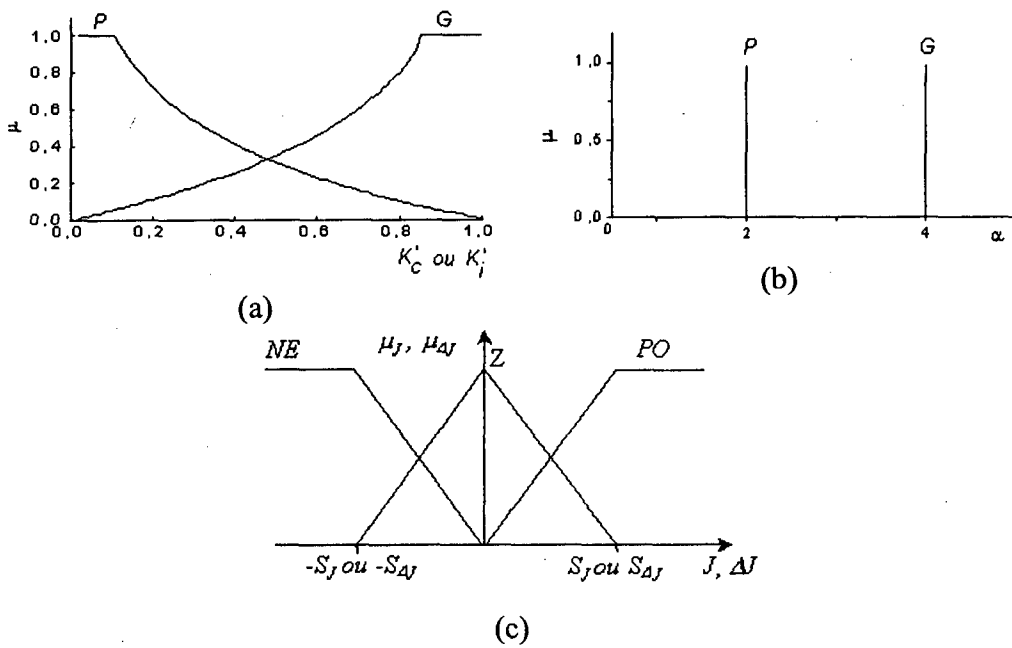


Figura 4.7. Funções de pertinência para CN-PID-GE-P.

Da inferência sobre a  $i$ -ésima regra obtém-se  $\mu_i$ , grau de disparo para a regra  $i$ -ésima (YAGER & FILEV, 1994) pelo produto dos valores de pertinência dos antecedentes da regra

$$\mu = \mu_{A_i}[J(k)] \cdot \mu_{B_i}[\Delta J(k)] \tag{4.44}$$

onde  $\mu_{A_i}$  e  $\mu_{B_i}$  são os valores das funções de pertinência dos conjuntos  $A_i$  e  $B_i$  para o  $J$  e  $\Delta J$ , respectivamente. Considerando-se que as funções de pertinência de  $J$  e  $\Delta J$  são da forma da figura 4.7, tem-se

$$\sum_{i=1}^m \mu_i = 1 \tag{4.45}$$

para  $m$  regras ativas. O processo de desnebulização é realizado utilizando-se as seguintes equações:

$$K'_c = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{c,i} \quad (4.46)$$

$$K'_i = \sum_{i=1}^m \mu_i K'_{i,i} \quad (4.47)$$

$$\alpha = \sum_{i=1}^m \mu_i \alpha_i \quad (4.48)$$

onde  $K'_{c,i}$  e  $K'_{i,i}$  são os valores de  $K'_c$  e  $K'_i$ , correspondente ao grau  $\mu_i$  para a  $i$ -ésima regra. Os fatores de escalas podem ser determinados por tentativa e erro ou através de procedimentos propostos em QIN (1994) ou ALMEIDA *et al.* (1999a, b).

O algoritmo de controle *CN-PID-GE-P* consiste dos seguintes passos: *i*) identificar o processo através de um experimento com o relé e calcular os parâmetros para um controlador *PID* ( $K_c$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ) convencional; *ii*) determinar as escalas do controlador  $S_J$ ,  $S_{\Delta}$ ; *iii*) definir o intervalo de escalonamento de ganhos  $[K_{c,min}, K_{c,max}]$  e  $[K_{i,min}, K_{i,max}]$ ; *iv*) normalizar os parâmetros do controlador  $K_c$  e  $K_i$ ; *v*) determinar os parâmetros  $K'_c$ ,  $K'_i$  e  $\alpha$  através do escalonamento nebuloso de ganhos; *vi*) calcular os ganhos escalonados  $K_c$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador *PID*; *vii*) determinar em malha fechada a ação de controle que minimiza o critério  $J$  a  $n$  passos à frente; *viii*) quando houver mudança de referência, repetir os passos a partir de (*ii*), caso contrário repetir de (*iii*).

#### 4.4.1.1 Exemplos de simulação e aplicação prática

Nesta seção avalia-se o *CN-PID-GE-P* quando aplicado em nível de simulação e em ensaio prático. Nos exemplos de simulação dois processos são utilizados. O primeiro corresponde a um processo linear de segunda ordem com atraso de transporte descrito na seção 4.2.1. As figuras 4.8a e 4.8b apresentam os resultados do controlador *CN-PID-GE-P* sob a condição de operação descrita na seção 4.2.1. O segundo exemplo de aplicação do algoritmo *CN-PID-GE-P* é realizado sobre o processo não-linear, equação (3.19). Os resultados da simulação são também apresentados nas figuras 4.8c e 4.8d. As figuras 4.8(b) e (d) ilustram a minimização nebulosa do índice preditivo  $J$  com o *CN-PID-GE-P*.

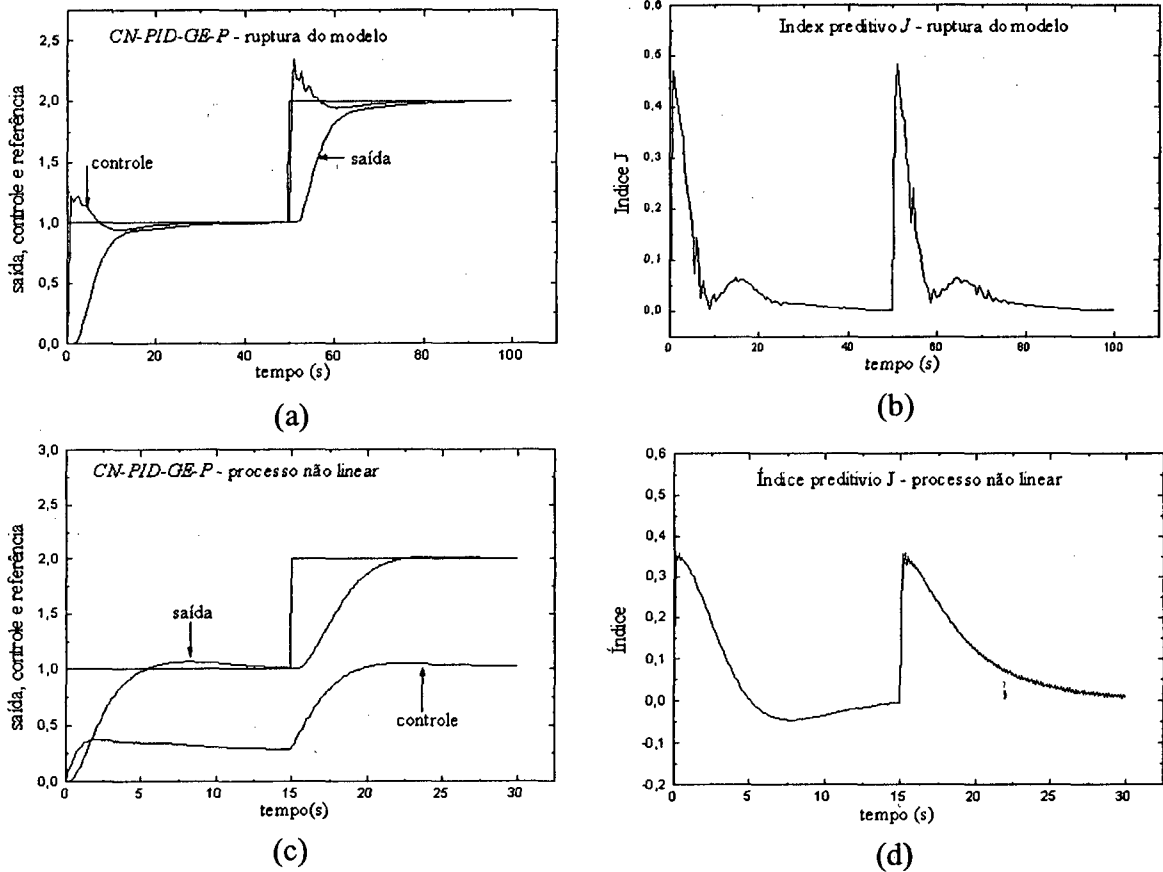


Figura 4.8. Controle, saída, referência: (a) Processo com ruptura no modelo; (c) Processo não-linear. Minimização do índice preditivo: (b) Processo com ruptura no modelo; (d) Processo não-linear.

Os resultados de simulação da figura 4.8 e os índices tabela 4.5 indicam que o *CN-PID-GE-P* apresenta resultados superiores aos obtidos com *PID-GPC* para os casos considerados de ruptura do modelo do processo, figuras 4.8a e 4.8b, e processo não-linear, figuras 4.8c e 4.8d.

Tabela 4.5. Índices de desempenho no controle *CN-PID-GE-P*.

casos	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_c$	$T_e$ (seg)
ruptura no modelo	11.39	0%	0%	23
não-linear (t=0 a 15seg)	33.46	10.30%	0%	12.1
não-linear (t=15 a 30seg)	47.74	1.82%	0%	6.25

Para aplicação prática *SISO* do controlador utilizou-se novamente o processo túnel de aquecimento. Os resultados obtidos no experimento são ilustrados na figura 4.9.

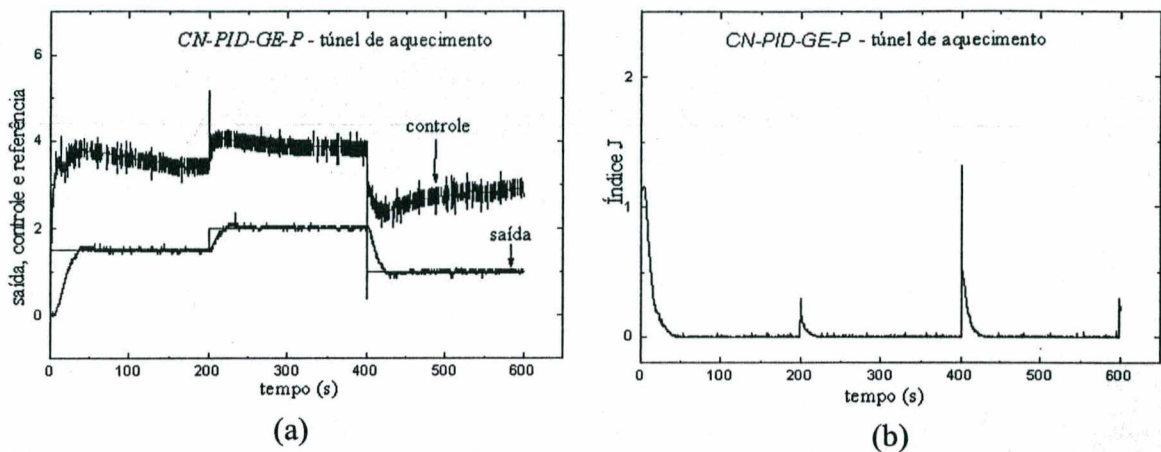


Figura 4.9. (a) Comportamento servo-regulatório do *CN-PID-FG-P* ( $\gamma=0.1, \lambda=0.1$ ); (b) Minimização do índice preditivo.

Os resultados da figura 4.9 e os dados da tabela 4.6 indicam que o *CN-PID-GE-P* e o controlador *GPC-PID* resultam em desempenhos similares para o controle do túnel de aquecimento.

Tabela 4.6. Índices de desempenho *CN-PID-GE-P* – túnel de aquecimento.

	$I (\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
servo	297.11	0%	0%	23.7

Os valores nulos obtidos para os índices de desempenho  $M_p$ , e  $M_\zeta$  revelam a característica monotônica da resposta do túnel sob o controle *CN-PID-GE-P*.

#### 4.4.2 Controlador nebuloso preditivo *PID* baseado em margens de ganho e de fase – *CN-PID-FG-P*

Nesta proposta, a previsão é adicionada ao controlador *PID* nebuloso proposto no capítulo 3. Assim, a base de regras tem como entrada o índice  $J(k)$  e sua diferença  $\Delta J(k)=J(k)-J(k-1)$ . Desde que, quando o erro  $e(k)$  e a diferença do erro  $\Delta e(k)$  aproximam-se ambos de zero, o índice  $J(k)$  e a sua diferença também aproximam-se de zero, pode-se definir uma base de regras para o controlador utilizando-se o mesmo raciocínio adotado para as margens de ganho e de fase proposto no capítulo 3. O controlador funciona como



um controlador nebuloso *PID*, baseado em margens de ganho e de fase, dotado de previsão e que minimiza, de forma nebulosa, o critério dado pela equação (4.40). A figura 4.10 apresenta o diagrama esquemático desta proposta.

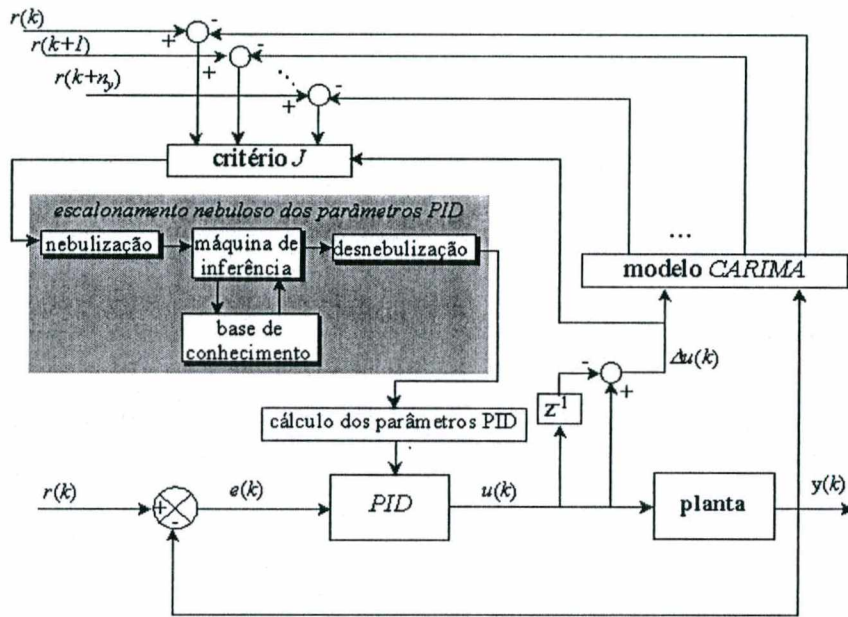


Figura 4.10. Diagrama esquemático do *CN-PID-FG-P*.

A base de regras do controlador e as funções de pertinência são apresentadas na figura 4.11.

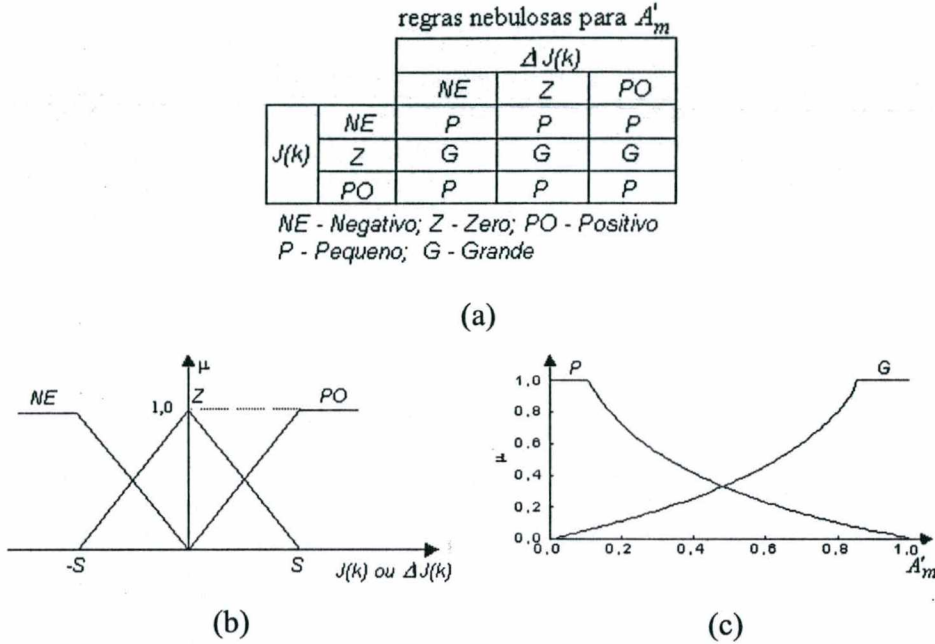


Figura 4.11. (a) Base de regras do CN-PID-FG-P; (b) e (c) Funções de pertinência.

De forma semelhante ao controlador nebuloso proposto no capítulo 3, as regras são do tipo Mamdani e expressas como

$$\text{se } J(k) \text{ é } A_i \text{ e } \Delta J(k) \text{ é } B_i \text{ então } A'_m(k) \text{ é } C_i; \quad i = 1, \dots, 9 \tag{4.49}$$

onde  $A_i$ ,  $B_i$ , e  $C_i$  são conjuntos nebulosos e  $i$  é número da regra,

O mecanismo de inferência deste controlador é o mesmo do controlador nebuloso proposto no capítulo 3, sendo que agora as entradas são o critério  $J(k)$  e sua variação  $\Delta J(k)$ .

O algoritmo de controle CN-PID-FG-P consiste dos seguintes passos: *i*) identificar o processo através de um experimento com o relé e calcular os parâmetros para um controlador PID ( $K_c$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ) convencional; *ii*) determinar as escalas do controlador  $S_J$ ,  $S_{\Delta J}$ ; *iii*) definir o intervalo de variação da margem de ganho e conseqüentemente da margem de fase  $[A_{m,min}, A_{m,max}]$  e  $[\Phi_{m,min}, \Phi_{m,max}]$ ; *iv*) normalizar a margem de ganho; *v*) determinar de forma nebulosa a margem de ganho para malha; *vi*) calcular os ganhos  $K_c$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador PID; *vii*) aplicar os ganhos determinados ao controlador PID em malha fechada; *viii*) quando houver mudança de referência, repetir os passos de *(ii)*, caso contrário repetir de *(iii)*.

#### 4.4.2.1 Exemplos de simulação e aplicação prática

Para efeito de análise do desempenho e para manter os exemplos padrões das simulações anteriores, dois processos são controlados. O primeiro é o processo linear, equação (3.18). O segundo exemplo de aplicação do algoritmo *CN-PID-FG-P* é realizado sobre o processo não-linear, equação (3.19). A figura 4.12 ilustra os resultados obtidos nas simulações.

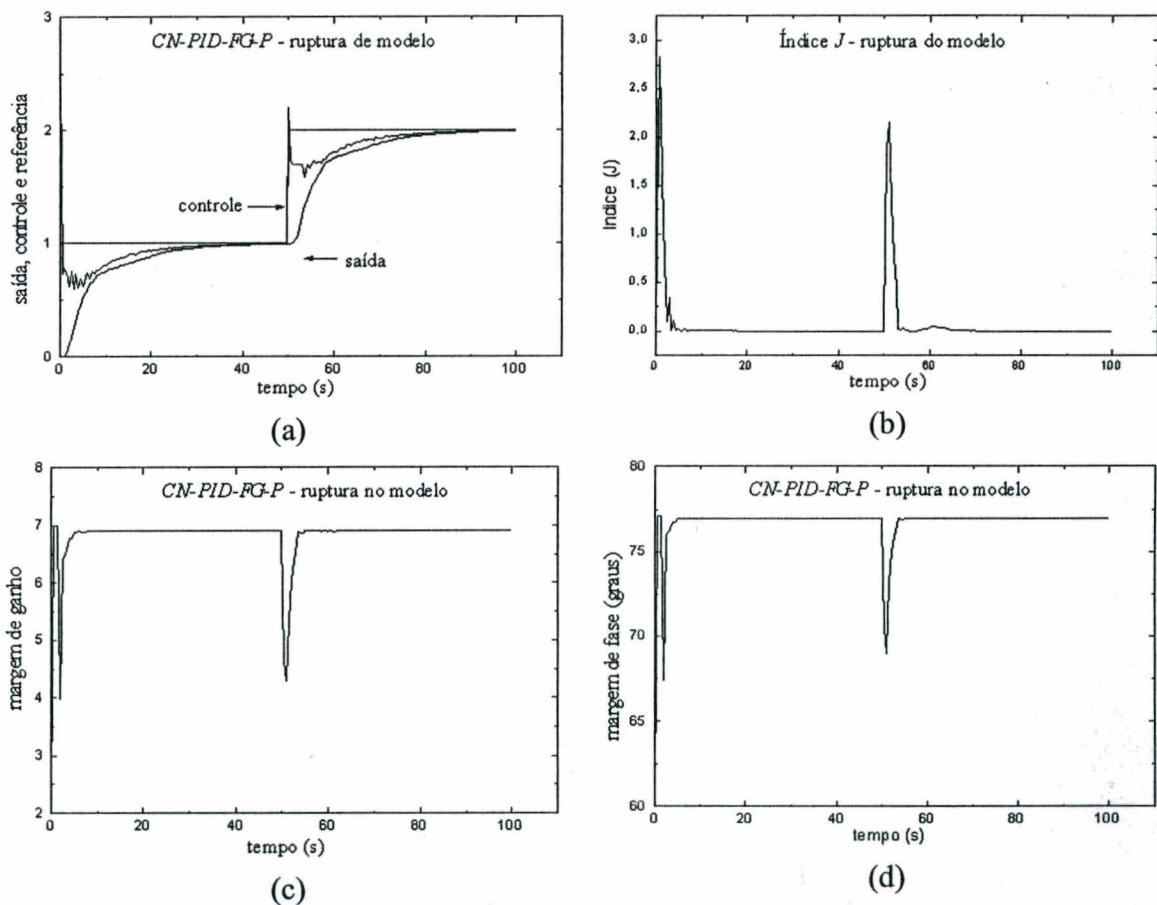


Figura 4.12. (a) Saída, controle e referência para o processo com ruptura do modelo e *CN-PID-FG-P*; (b) Minimização do índice de desempenho  $J$ ; (c) Margem de ganho (d) Margem de fase.

A minimizando do índice de previsão  $J$  para o processo não linear sob o controle *CN-PID-FG-P* e ilustrado na figura 4.13b, o comportamento das margens de ganho e de fase são ilustrados na figura 4.13c e 4.13d.

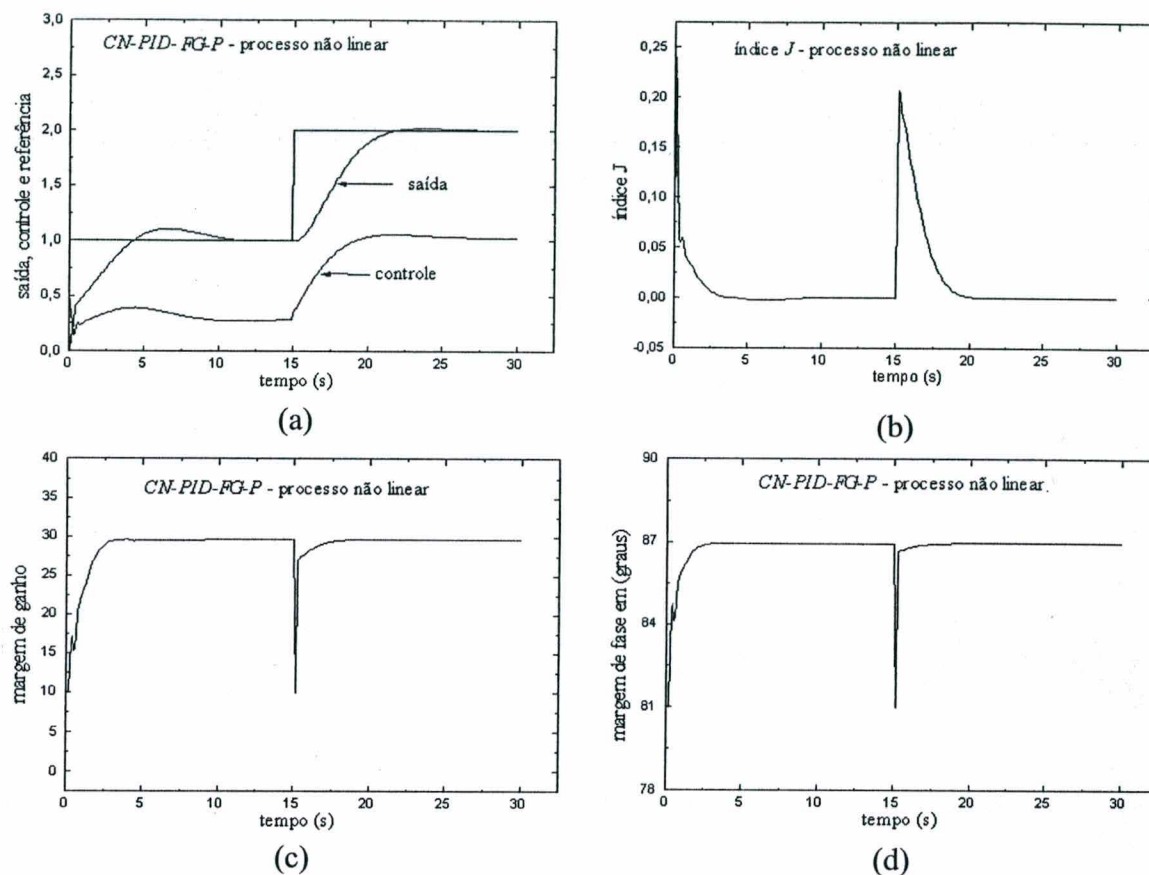


Figura 4.13. (a) Saída, controle e referência para o processo não-linear e CN-PID-FG-P; (b) Minimização do índice de desempenho; (c) Margem de ganho; (d) Margem de fase.

Os resultados de simulações das figuras 4.12 e 4.13 e os índices das tabelas 4.5 e 4.7 indicam que as duas abordagens nebulosa preditiva apresentam desempenho similares para o caso do processo com ruptura dinâmica e para o processo não-linear.

Tabela 4.7. Índices de desempenho no controle CN-PID-GE-P.

casos	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
ruptura no modelo	4.67	0%	0%	30.5
não-linear (t=0 a 15seg)	16.54	9.50%	0%	10.1
não-linear (t=15 a 30seg)	40.69	2.52%	0%	5.5

Como aplicação prática do algoritmo CN-PID-FG-P utiliza-se o processo túnel de aquecimento. A figura 4.14 ilustra os resultados obtidos para esta aplicação.

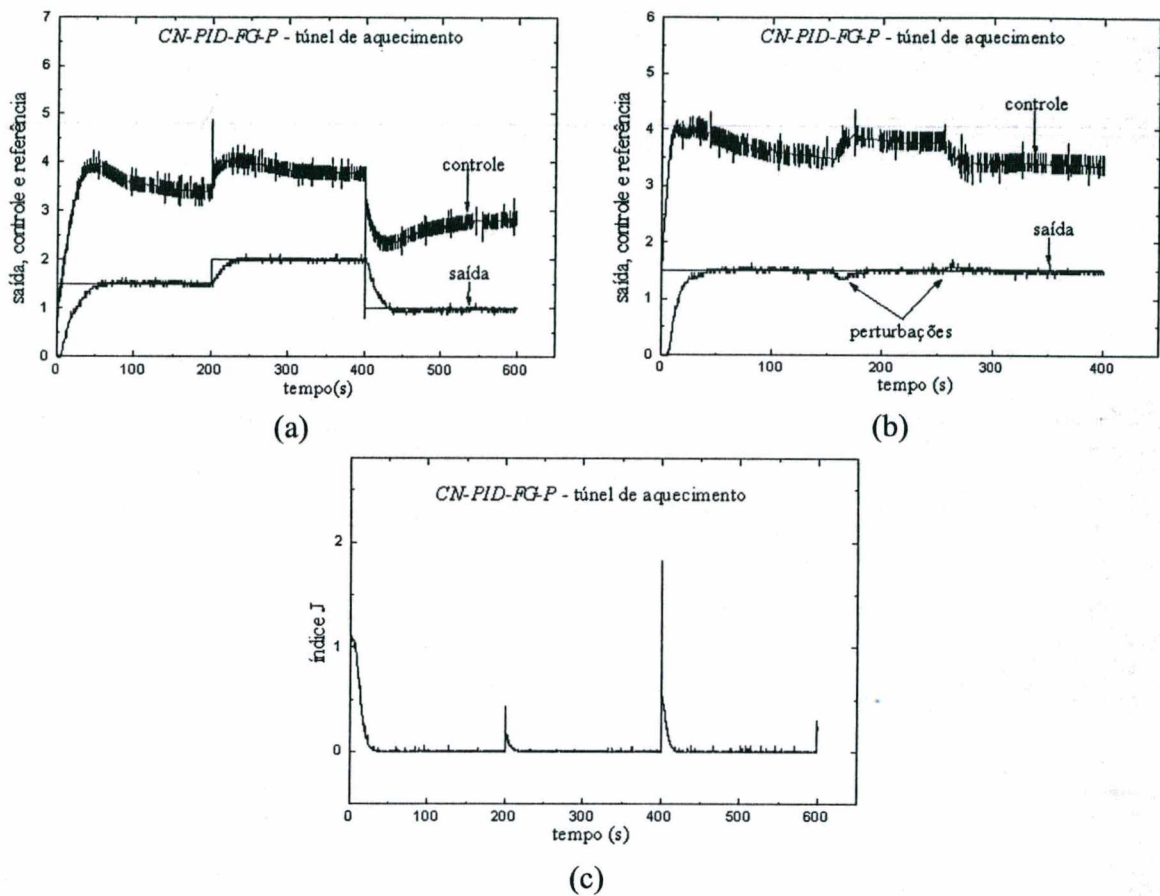


Figura 4.14. (a) Comportamento de servo do *CN-PID-FG-P*; (b) Comportamento de servo do *CN-PID-FG-P*; (c) Minimização do índice preditivo ( $\gamma=0.1, \lambda=0.1$ ).

Os resultados da figura 4.14 e os índices das tabelas 4.8 e 4.2 indicam que o *CN-PID-FG-P* apresenta superioridade no aspecto de rejeição à perturbação, quando comparado com o algoritmo *GPC-PID*, apresentando menor tempo para eliminar a perturbação e menor sobre-sinal. Em relação ao comportamento servo, os índices revelam que o algoritmo *GPC-PID* leva vantagem, apresentando melhores indicativos.

Tabela 4.8. Índices de desempenho *CN-PID-FG-P* – túnel de aquecimento.

	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (seg)
servo	301.73	0%	0%	46.26
regulatório	13.76	8.14%	0%	40.0

### 4.4.3 Controlador nebuloso preditivo multivariável

Com a utilização do sistema de desacoplamento nebuloso proposto no capítulo 3, o controlador nebuloso preditivo desenvolvido na seção 4.4.1 pode ser diretamente aplicado ao caso multivariável. A figura 4.15 apresenta um diagrama para o caso de um sistema *TITO*.

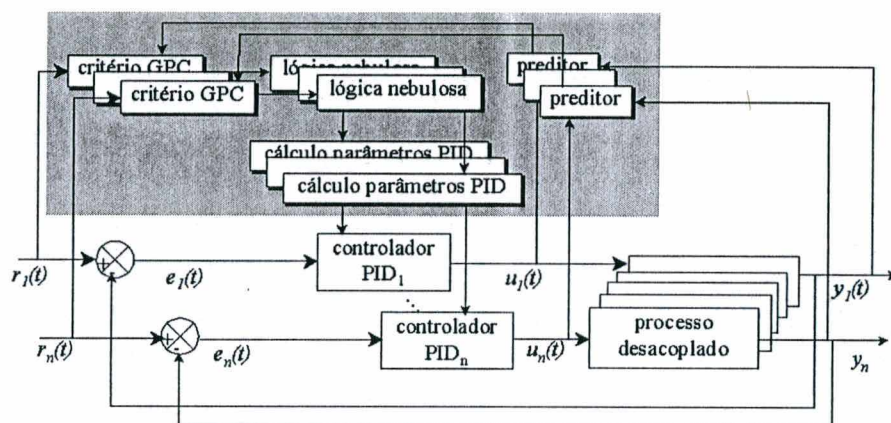


Figura 4.15. Diagrama do *CN-PID-FG-P-MIMO*.

Cada malha é projetada de forma independente e uma importante característica deste esquema é o reduzido número de regras necessário para sua implementação. As regras são da forma

$$R_i: \text{ se } J_j(k) \text{ é } A_j \text{ e } \Delta J_j(k) \text{ é } B_j \text{ então } A_{m,j} \text{ é } C_j \quad i=1, \dots, p; \quad j=1, \dots, n \quad (4.50)$$

onde  $A_{m,j}$ , é a margem de ganho para a malha  $j$ ;  $A_j$ ,  $B_j$  e  $C_j$  são conjuntos nebulosos;  $p$  é o número de regras e  $n$  o número de malhas do sistema multivariável. As funções de pertinência das variáveis nebulosas  $J_j(k)$  e  $\Delta J_j(k)$ , assim como a base de regras, são generalizações para o caso *MIMO* do caso *SISO*. Os parâmetros do controlador *PID MIMO* são determinados para garantir adequadas margens de fase e de ganho.

A base de regras e as funções de pertinência utilizadas são dadas na figura 4.16.

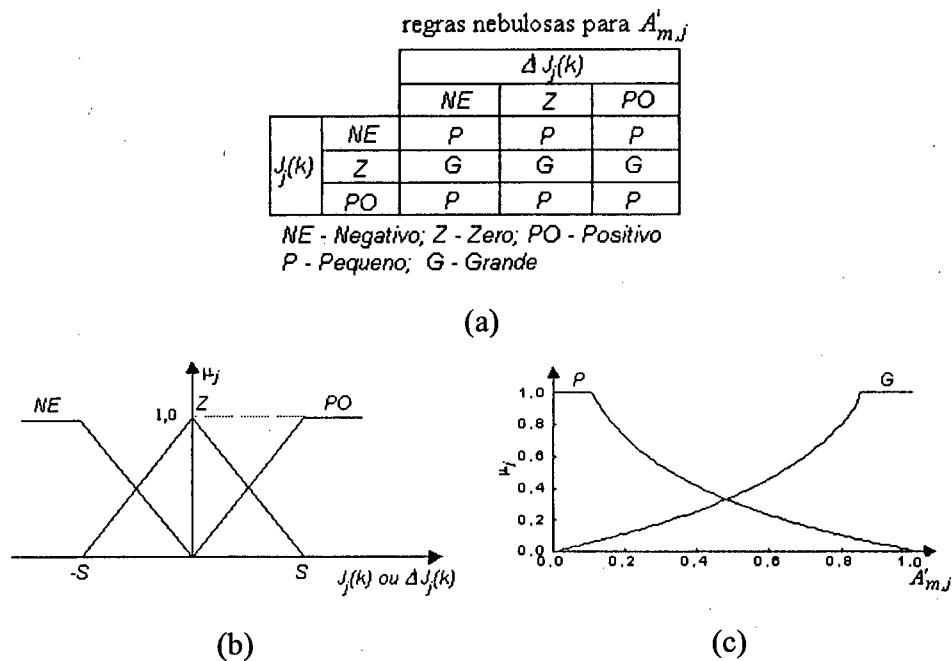


Figura 4.16. (a) Base de regras do *CN-PID-FG-P-MIMO*; (b) e (c) Funções de pertinência.

Por utilizar as funções de pertinência e as bases de regras conforme a figura 4.16, associadas ao desacoplamento nebuloso entre as malhas, proposto na seção 3.5, as equações do controlador nebuloso podem ser determinadas como uma generalização para o caso *MIMO* das equações obtidas para o caso *SISO*.

#### 4.4.3.1 Exemplo de simulação

O algoritmo *CN-PID-FG-P* multivariável é aplicado à coluna *WB* e os resultados são ilustrados na figura 4.17.

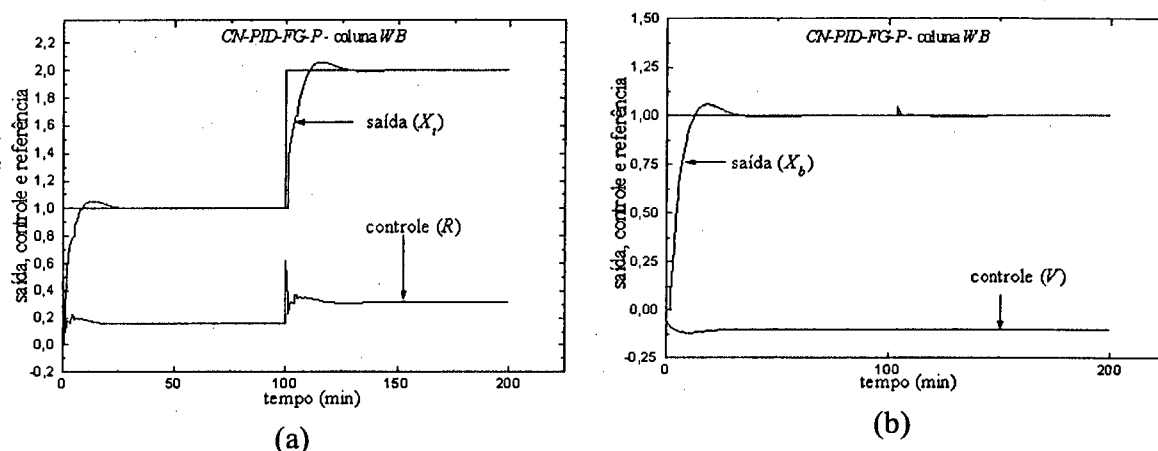


Figura 4.17. Saídas, controles e referências para a coluna *WB* com o *CN-PID-FG-P MIMO*.

Pode-se notar, da figura 4.17, que o projeto *CN-PID-FG-P* multivariável apresenta excelentes resultados no controle da coluna *WB*. Vale ressaltar a simplicidade deste controlador que funciona com apenas uma base constituída por 9 regras. Devido ao desacoplamento nebuloso dinâmico, conforme descrito no capítulo 3, o sistema torna-se quase completamente desacoplado, conforme ilustra a figura 4.17b.

A tabela 4.9 apresenta os índices de desempenho do controlador para os casos servo (comportamento dinâmico da malha  $X_r-R$ ) e regulatório (comportamento da malha  $X_b-V$  à mudança de referência na malha  $X_r-R$ ) determinados a partir do tempo  $t=100\text{min}$ . A regulação, portanto, refere-se à capacidade de recuperação da malha quando a outra sofre mudança de referência.

Tabela 4.9. Índices de desempenho *CN-PID-FG-P* – coluna *WB*.

malha	$I(\sigma=0.5)$	$M_p$	$M_\zeta$	$T_e$ (min)
$X_r-R$	32.45	2.90%	9.13%	20
$X_b-V$	35.36	0.35%	35.50%	2.1

Uma análise das tabelas 4.9 e 4.3 revelam que o *CN-PID-FG-P* apresenta, em geral, desempenho superior ao *GPC-PID* multivariável, com desacoplamento, no que se refere minimizar o acoplamento entre as malhas e rejeitando de forma mais eficiente a influência da mudança de referência que ocorre na malha  $X_r-R$ . No que se refere ao comportamento servo da malha  $X_r-R$ , o *GPC-PID* apresenta superioridade com menor sobre-sinal, tempo de estabilização e somatório do erro quadrático com o esforço ponderado de controle.



#### 4.5 Conclusão

Neste capítulo foram propostos algoritmos para implementação de controladores *PID* preditivos e *PID* nebulosos preditivos. A primeira proposta utiliza um esquema de desacoplamento estático para generalizar, para o caso *MIMO*, o controlador *PID-GPC SISO* proposto por MILLER *et al.* (1999). Em seguida, propõe-se um algoritmo que minimiza de forma nebulosa um critério preditivo composto de previsões  $j$  passos à frente, gerando o *CN-PID-GE-P*. Utilizando o mecanismo de sintonia nebulosa de margem de ganho, conforme proposto no capítulo 3, gerou-se o *CN-PID-FG-P*. Finalmente, a partir do caso *SISO* do *CN-PID-FG-P* e com o desacoplamento nebuloso proposto no capítulo 3, estendeu-se a abordagem para o caso *MIMO*.

As aplicações simuladas e práticas realizadas tiveram como objetivos testar e comprovar a eficácia dos métodos propostos, tanto no caso *SISO* quanto *MIMO*. Em simulações do caso *SISO* utilizou-se processo linear com ruptura de modelo e processo não-linear. Para o teste prático dos controladores utilizou-se o processo túnel de aquecimento, cujo modelo pode ser representado por uma composição de modelos lineares. As aplicações multivariáveis foram realizadas sobre a coluna de destilação *WB*. Embora não seja uma tarefa fácil concluir qual das abordagens propostas apresenta o melhor desempenho, desde que o ajuste dos controladores depende também da experiência do operador, pode-se dizer que o projeto *CN-PID-FG-P* é mais simples quanto a aspectos de auto-sintonia e manutenção, principalmente por ser baseado em apenas uma base de regras, fundamentada em grandezas de fácil interpretação, as margens de ganho e de fase.

Para o controlador *PID-GPC* é necessário o ajuste de 5 parâmetros (horizonte de controle, de saída e 3 ponderações). O entendimento do significado dos parâmetros apresenta um elevado grau de complexidade e, muitas vezes, outras teorias devem ser envolvidas para ajustá-los, tais como otimização e robustez de sistemas. Em aplicação a processos não-lineares ou com ruptura de modelo o controlador *PID-GPC* certamente tem seu desempenho comprometido, desde que um modelo linear não pode representar satisfatoriamente o processo. Em aplicações *MIMO* ( $n$  malhas) do *PID-GPC*, o número de parâmetros ajustados é  $5n$  e outras dificuldades devem ser consideradas como, por exemplo, o acoplamento entre as malhas e a matriz interactor do sistema.

Para o *CN-PID-GE-P* são utilizados 3 parâmetros de um controlador *PID* convencional não necessariamente otimizados, 6 parâmetros de escalas e 3 intervalos de escalonamento dos ganhos do controlador *PID*, num total de 12 parâmetros. Três bases de regras são necessárias, uma para cada parâmetro *PID*. O grau de complexidade teórica para ajustar os parâmetros do *CN-PID-GE-P* é elevado, pois é necessário estabelecer o intervalo de escalonamento sem garantir a estabilidade assintótica do controlador. Este algoritmo é capaz de controlar processos com rupturas no modelo e não-lineares, com desempenho superior ao caso *PID-GPC*. Para o caso *MIMO* a aplicação não é aconselhável desde que o número de parâmetros de ajuste e a base de regras tornam-se elevados ( $12n$  parâmetros e  $3n$  bases de regras).

Para o *CN-PID-FG-P* são utilizados 3 parâmetros *PID* não necessariamente bem sintonizados, 2 parâmetros de escalas para os antecedentes das regras nebulosas e um intervalo de escalonamento da margem de ganho do sistema. Entretanto, duas importantes vantagens deste controlador são evidentes: o sistema pode ser auto-justável, através do método do relé, e a teoria envolvida no ajuste dos parâmetros do controlador é de baixa complexidade, pois os conceitos de margens de ganho e de fase são de conhecimento básico na área de controle. Quanto a processos não-lineares e com ruptura no modelo, o controlador tem apresentado, em nível de simulação, um bom desempenho, superando os controladores lineares como, por exemplo, o controlador *PID-GPC*. A aplicação do controlador no caso de processos *MIMO* tem se mostrado viável desde que o número de parâmetros e o número de bases de regras não são proibitivos ( $5n$  parâmetros, 1 base de regras) e podem ser auto-ajustáveis.

## Capítulo 5

### Conclusão e Perspectivas

#### 5.1 Conclusão

Considerando-se a possibilidade de combinar estratégias de controle convencional *PID* auto-ajustável com estruturas inteligentes e preditivas, esta tese apresentou novas estratégias de projeto de controladores que buscam: *i)* simplicidade nas abordagens propostas, através da utilização de parâmetros de projeto bem definidos e conhecidos por engenheiros de controle ou operadores de processos; *ii)* a redução do esforço computacional envolvido nos algoritmos, através da redução do número e dimensão das bases de regras utilizadas na computação nebulosa, assim como, evitando-se o emprego de métodos de otimização nos algoritmos de controle preditivo pela utilização da computação nebulosa na minimização de critérios preditivos; *iii)* a redução do emprego de conhecimento empírico através de estratégias de auto-ajuste.

No capítulo 2 desenvolveu-se técnicas convencionais para o projeto de controladores *PID* auto-ajustável monovariável e multivariável. O objetivo do capítulo foi explorar uma técnica convencional com capacidade de auto-ajuste e com estruturas preparadas para combinação com técnicas inteligentes. O algoritmo *PID* monovariável auto-ajustável baseou-se em especificações de margens de ganho e de fase e, corresponde a proposta bem consolidada na literatura especializada de controle, enquanto o algoritmo *PID* multivariável constituiu uma das contribuições desta tese. O algoritmo *PID* multivariável proposto representou extensão do caso monovariável para o caso multivariável, mediante um esquema seqüencial e descentralizado de projeto. Algumas vantagens de implementação são: *i)* é conceitualmente simples e, através do projeto seqüencial, pode ser analisado a partir de estruturas *SISO*; *ii)* se a estabilidade do sistema é assegurada em todos os estágios do projeto seqüencial, a estabilidade geral é garantida; *iii)* por se tratar de um método auto-ajustável nenhum conhecimento da estrutura do processo é

necessário; *iv*) de acordo com os experimentos realizados, o método proposto apresenta melhor desempenho que alguns métodos consagrados em pesquisas e aplicações práticas; *v*) os modelos considerados são de segunda ordem, com atraso de transporte, apropriados para grande parcela de processos industriais. Finalmente, foi proposta a associação do projeto *PID* multivariável descentralizado com uma estrutura de desacoplamento que, embora não seja original na idéia, o é nas estruturas dos desacopladores utilizados.

No capítulo 3, adicionou-se a inteligência computacional aos algoritmos convencionais discutidos no capítulo 2 pela utilização da computação nebulosa. Uma nova abordagem de projeto de controlador nebuloso *PID* foi proposta, a partir da transformação das margens de ganho e de fase do sistema em grandezas nebulosas cuja base de regras reflete o comportamento nebuloso desejado da margem de ganho do sistema para compensar eficientemente o erro em malha fechada entre a referência e a saída. A eficácia do método proposto foi avaliada através de exemplos simulados em sistemas lineares, não-lineares, variantes no tempo e, de forma prática em processo com e sem atraso de transporte. A abordagem *SISO* foi estendida para o caso multivariável e nova abordagem de controle nebuloso multivariável *PID* foi derivada. Como vantagens desta abordagem multivariável sobre as demais encontradas na literatura especializada de controle nebuloso têm-se: *i*) a abordagem de projeto, seja no caso *SISO* ou *MIMO*, é sistemática; *ii*) é necessária apenas uma base de regras bidimensional, independentemente da quantidade de malhas do processo; *iii*) o esquema proposto é completamente auto-ajustável; *iv*) as grandezas envolvidas no projeto são bastante conhecidas por técnicos da área de controle o que facilita o projeto e manutenção do controlador; *v*) devido às propriedades do sistema nebuloso utilizado, um conjunto de equações para o controlador pode ser derivado, o que facilita as etapas de implementação e análise. Finalmente, foi proposta nova abordagem para o projeto de desacopladores nebulosos para processos controlados por estruturas *PID* descentralizadas. Uma vantagem eminente desta nova abordagem diz respeito à sistematização da forma de projetar desacopladores com uma reduzida quantidade de informação requerida sobre o processo.

No capítulo 4 buscou-se introduzir a previsão nos algoritmos nebulosos, sendo o critério utilizado no controlador preditivo *GPC* transformado em variável nebulosa e derivou-se algoritmos de controle preditivos e nebulosos que combinaram um sistema

preditivo com a computação nebulosa. A primeira proposta foi desenvolvida para fins de referência comparativa e utilizou-se um esquema de desacoplamento estático generalizando, para o caso multivariável, um controlador *PID-GPC* proposto na literatura. Em seguida desenvolveu-se novo algoritmo que minimizou de forma nebulosa um critério preditivo composto de previsões a diferentes números de passos à frente. Finalmente, versões nebulosas preditivas para cada um dos controladores nebulosos *PID*, monovariável e multivariável, propostos no capítulo 3, foram derivadas. Dada a dificuldade de se estabelecer parâmetros de comparação de desempenho para as versões nebulosas preditivas, realizou-se comparação estrutural das abordagens, na qual o número de parâmetros do controlador, a ser especificado ou ajustado pelo usuário, foi tomado como referência. Neste sentido, as propostas derivadas da inclusão de previsão nos algoritmos do capítulo 3, levaram vantagens sobre as demais.

## 5.2 Perspectivas

Visando associar as perspectivas de trabalhos futuros às perspectivas em cada uma das concepções de projeto envolvidas no desenvolvimento da tese, é possível idealizar: o futuro das abordagens de controle *PID* convencionais, o futuro das técnicas de controle inteligentes e o futuro dos algoritmos de controle preditivos. A partir desta associação de idéias torna-se difícil estabelecer um limite para as possibilidades de pesquisas futuras. Entretanto, algumas resultados imediatos podem ser vislumbrados como complemento aos algoritmos de controle desenvolvidos na tese:

- i)* projetar controladores *PID* auto-ajustáveis multivariáveis com um controlador completo, com identificação descentralizada e não sequencial através do método do relé;
- ii)* analisar a estabilidade do controlador nebuloso *PID* multivariável, proposto no capítulo 3, utilizando o método da função descritiva multivariável;
- iii)* estender a sistemática de projeto, utilizada para o desenvolvimento dos algoritmos nebulosos da tese, para transformar em variáveis nebulosas outros parâmetros derivados de projetos convencionais de controlador;

iv) através da utilização do segundo método de Lyapunov, derivar as condições de estabilidade dos controladores preditivos nebulosos propostos no capítulo 3;

v) utilizar abordagens de computação evolutiva e/ou métodos de otimização para ajustar as escalas e formas das funções de pertinência dos controladores nebulosos desenvolvidos.

## Apêndice A

### A.1 - Prova de estabilidade do controlador *PID-FG-MIMO*

#### Prova do teorema 2.1

Prova: Considerando a fórmula de Schur's para o particionamento de determinantes tem-se

$$\det \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 & \mathbf{G}_2 \\ \mathbf{G}_3 & \mathbf{G}_4 \end{bmatrix} = \det[\mathbf{G}_1] \cdot \det[\mathbf{G}_4 - \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_1^{-1} \mathbf{G}_2] = \det[\mathbf{G}_4] \cdot \det[\mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_4^{-1} \mathbf{G}_2] \quad (\text{A.1})$$

Assim, se  $\mathbf{G}^{[i]}$  é particionada conforme

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{\alpha}^i & \mathbf{G}_{\beta}^i \\ \mathbf{G}_{\gamma}^i & \mathbf{G}_{\delta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{i,i} & \mathbf{G}_{\beta}^i \\ \mathbf{G}_{\gamma}^i & \mathbf{G}_{\delta}^i \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

pode-se escrever o  $\det[\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{G}_s(s)]$  como

$$\det[\mathbf{I} + \mathbf{G}(s)\mathbf{G}_c(s)] = (1 + g_{c,i}g_i) \det[\mathbf{I} + \mathbf{G}_{\delta}^i \mathbf{G}_c^i] \quad (\text{A.3})$$

onde  $\mathbf{G}_c^i(s)$  é uma matriz diagonal resultante da eliminação da *i*-ésima linha e a *i*-ésima coluna da matriz original  $\mathbf{G}_c(s)$  (HUANG, et al., 2001). Considerando a suposição *i*) do teorema na qual cada componente de  $\mathbf{G}(s)$ , ou seja  $g_{i,j}$ , não têm pólos instáveis. Considerando também as suposições *ii*) e *iii*), o controlador  $g_{c,i}$  estabiliza  $g_{i,i}$  para cada subsistema de ordem  $n-1$ . Então de acordo com o lema 1, o sistema *MIMO* é estável se cada função  $g_i$  é estabilizada por  $g_{c,i}$ . Desde que no projeto seqüencial proposto o controlador  $g_{c,i}$  estabiliza  $g_i$  (função de transferência entre a entrada *i* e saída *i*) a cada passo seqüencial, o sistema *MIMO* resultante é estável.

## Apêndice B

### Controladores Nebulosos – Conceitos Básicos

Neste apêndice apresenta-se a terminologia e os conceitos básicos da lógica nebulosa utilizados no desenvolvimento da tese e que podem ser encontrados em diversos livros da literatura relacionada ao tema.

#### B.1 Conjuntos nebulosos

Na teoria de conjuntos nebulosos, conjuntos no sentido ordinário são denominados como conjunto “*crisp*”. Se um conjunto “*crisp*” ( $C$ ) pertence ao conjunto dos números reais ( $\mathcal{R}$ ), é verdadeira a preposição de que um elemento  $x \in \mathcal{R}$  implica que  $x \in C$  ou  $x \notin C$ . Com os conjuntos nebulosos esta preposição não necessariamente é verdadeira, ou seja, um elemento  $x \in \mathcal{R}$  pode pertencer parcialmente a um conjunto nebuloso ( $N$ ). Esta propriedade caracteriza o conceito de informação vaga ou imprecisa. Os conjuntos nebulosos são caracterizados por funções de pertinência que assumem valores contínuos entre o *falso*(0) e *verdadeiro*(1).

**Definição B.1.** Um função de pertinência  $\mu_N$  de um conjunto nebuloso ( $N$ ) é uma função

$$\mu_N : \mathcal{R} \rightarrow [0, 1] \tag{B.1}$$

a qual determina o grau de pertinência  $\mu_N(x)$  de um elemento  $x$  em um conjunto nebuloso  $N$ .

Um conjunto nebuloso é completamente definido por



$$F = \{(x, \mu_N(x)) \mid x \in \mathfrak{R}\} \quad (\text{B.2})$$

As funções de pertinência podem ter formas triangulares, trapezoidais, B-splines, ou gaussianas (forma de sino), conforme ilustra a figura B.1.

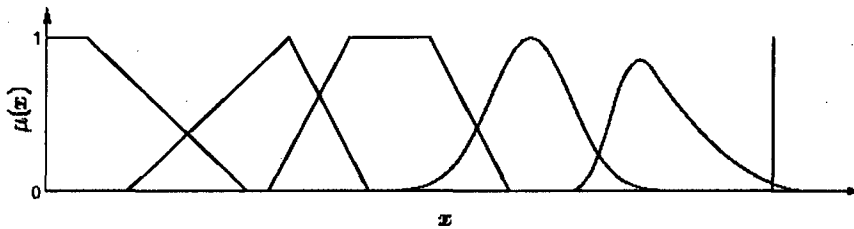


Figura B.1. Formas típicas de funções de pertinência

Um conjunto nebuloso denominado “*singleton*” apresenta uma forma especial para a função de pertinência. Um “*singleton*” é um conjunto que possui apenas um elemento  $x_0$  com função de pertinência dada por

$$\mu_F = \begin{cases} 1, & \text{se } x = x_0 \\ 0, & \text{se } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

“*Singletons*” são bastantes utilizados como consequentes de regras nebulosas.

Através das funções de pertinência avalia-se o grau de verdade de uma preposição nebulosa.

**Definição B.2.** Uma preposição nebulosa é uma expressão do tipo ‘ $x$  é  $N$ ’, onde  $N$  é um conjunto nebuloso com função de pertinência  $\mu_N$ . A função de pertinência é a medida do grau verdade da preposição nebulosa.

Sistemas nebulosos são uma coleção de regras ‘*se-então*’ formadas por preposições nebulosas relacionadas através de conectivos nebulosos do tipo ‘*e*’ e ‘*ou*’.

## B.2 $T$ -norma e $T$ -conorma

Conjuntos nebulosos são geralmente relacionados através de uma função *interseção* ou *união*, representadas através de normas do tipo  $T$ -norma,  $T$ -conorma (ou  $S$ -norma). A função de pertinência do conjunto nebuloso resultante é composta de funções de pertinência dos conjuntos originais através de  $T$ -norma ou  $T$ -conorma. As normas são também utilizadas nos mecanismos de raciocínio nebuloso.

Seja  $a$ ,  $b$  e  $c$  valores verdade de uma preposição nebulosa.

**Definição B.3.** Seja  $T:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ ;  $T$  é uma  $T$ -norma se e somente se para todo  $a, b, c \in [0,1]$ :

$$T(a,b) = T(b,a) \quad (\text{B.4})$$

$$T(a,b) \leq T(a,c), \text{ se } b < c \quad (\text{B.5})$$

$$T(a, T(b,c)) = T(T(a,b), c) \quad (\text{B.6})$$

$$T(a, 1) = a \quad (\text{B.7})$$

onde  $a$ ,  $b$  e  $c$  são valores verdade de funções de pertinência.

$T$ -norma é utilizada para representar a interseção entre dois conjuntos nebulosos ou um conectivo lógico 'e' entre duas preposições nebulosas. ZADEH (1965) propôs a função  $T(a,b) = \min(a,b)$  para a  $T$ -norma, atualmente o produto  $T(a,b) = ab$  é mais utilizado.

**Definição B.4.** Seja  $S:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ .  $S$  é uma  $S$ -norma se e somente se para todo  $a, b, c \in [0,1]$ :

$$S(a,b) = S(b,a) \quad (\text{B.8})$$

$$S(a,b) \leq S(a,c), \text{ se } b < c \quad (\text{B.9})$$

$$S(a, S(b,c)) = S(S(a,b), c) \quad (\text{B.10})$$

$$S(a,0)=a \tag{B.11}$$

$T$ -conorma é utilizada para representar a união de dois conjuntos nebulosos ou o conectivo 'ou' entre duas proposições nebulosas. Zadeh propôs a função  $S(a,b)=\max(a,b)$  para a  $T$ -conorma, outra possibilidade bastante utilizada é  $S(a,b)=a+b-ab$ . Existem vários tipos de normas e informações adicionais podem ser encontrados em GUPTA & QI (1991).

### B.3 Raciocínio nebuloso

No raciocínio nebuloso a decisão é baseada na informação de entrada e no conhecimento armazenado na base de regras. As regras são formadas por proposições nebulosas nos antecedentes e consequentes das mesmas. O método de raciocínio nebuloso por sua vez, é classificado com base na forma do consequentes das regras.

#### B.3.1 Regras nebulosas do tipo Mamdani

Se em ambos antecedentes e consequentes as regras são combinadas utilizando-se conectivos nebulosos, estas são do tipo Mamdani e expressas da seguinte forma:

se  $x_1$  é  $X_1^i$  e  $x_2$  é  $X_2^i$  e ... e  $x_{nx}$  é  $X_{nx}^i$  então  $z$  é  $Z^i$

onde  $X_j^i$  é o conjunto nebuloso da  $j$ -ésima entrada ( $nx$  é o número de entradas) e  $Z^i$  é o conjunto nebuloso da saída, ambos relacionados à  $i$ -ésima regra.

Na execução do raciocínio nebuloso aplicado às regras do tipo Mamdani, inicialmente o valor verdade dos antecedentes são avaliados conforme o conectivo utilizado. Para as regras do tipo Mamdani em que o conectivo 'e' é utilizado, o valor verdade é determinado por:

$$\psi_i = T(\mu_{X_1^i}(x_1), \dots, \mu_{X_{nx}^i}(x_{nx})) \quad (\text{B.12})$$

O conjunto nebuloso de saída é obtido através da avaliação com  $T$ -norma do consequentes das regras nebulosas. O raciocínio nebuloso produz um conjunto nebuloso de saída do tipo:

$$\mu_{Z^i}(z) = T(\psi_i, \mu_{Z^i}(z)) \quad \forall z \in \mathfrak{R} \quad (\text{B.13})$$

Os consequentes de todas as regras são combinados juntos (agregados) através da  $T$ -conorma como segue:

$$\mu_Z(z) = S(\mu_{Z^1}(z), \dots, \mu_{Z^m}(z)) \quad \forall z \in \mathfrak{R} \quad (\text{B.14})$$

onde  $m$  é o número de regras.

O raciocínio nebuloso do tipo Mamdani é ilustrado na figura B.2 para o caso de duas entradas e duas regras do tipo

se  $x_1$  é  $X_1^1$  e  $x_2$  é  $X_2^1$  então  $z$  é  $Z^1$   
 se  $x_1$  é  $X_1^2$  e  $x_2$  é  $X_2^2$  então  $z$  é  $Z^2$

utilizando-se a função *min* para o conectivo  $T$ -norma e a função *max* para o conectivo  $T$ -conorma.

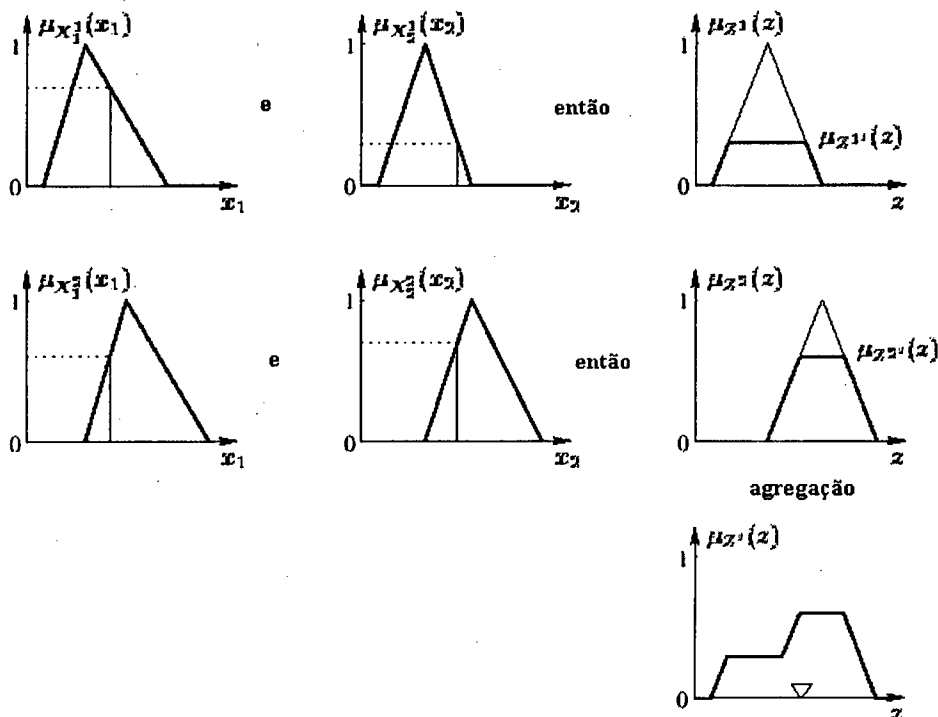


Figura B.2. Raciocínio nebuloso com regras do tipo Mamdani

### B.3.2 Regras nebulosas do tipo Sugeno

Nas regras do tipo Sugeno consequentes são funções das entradas. A forma típica destas regras é

se  $x_1$  é  $X_1^i$  e  $x_2$  é  $X_2^i$  e .... e  $x_{nx}$  é  $X_{nx}^i$  então  $z = f_i(x_1, x_2, \dots, x_{nx})$ ,

onde  $X_j^i$  é o conjunto nebuloso da  $j^{th}$  entrada ( $nx$  é o número de entradas) e  $f_i$  é a função de saída para a  $i^{th}$  regra.

A saída de uma regra do tipo Sugeno é o valor “crisp” da função. A saída final do raciocínio é obtida através de uma média ponderada dada por

$$z = \frac{\sum_{i=1}^m \psi_i f_i(x_1, x_2, \dots, x_{nx})}{\sum_{i=1}^m \psi_i} \quad (\text{B.15})$$

onde  $m$  é o número de regras e  $\psi_i$  é o valor verdade do antecedente obtido através de (B.12)

#### B.4 Desnebulização

Regras do tipo Mamdani produzem uma saída nebulosa. Na prática um valor “crisp” é necessário como saída. Portanto, um procedimento de desnebulização se faz necessário.

Assumindo que o conseqüente do raciocínio nebuloso é uma função de pertinência  $\mu(z)$ , o valor de saída do conseqüente nebuloso pode ser obtido através de diferentes métodos (YAGER & FILEV, 1994). O método mais comum emprega a técnica do centro de gravidade

$$z = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(z_i) z_i}{\sum_{i=1}^n \mu(z_i)} \quad (\text{B.16})$$

onde  $z_i$  são pontos da função de pertinência de saída  $\mu(z)$  e  $n$  o número de pontos (figura B.3).

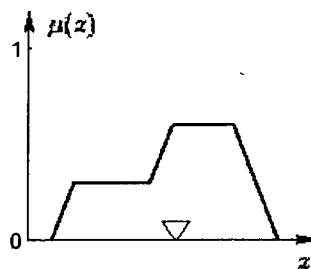


Figura B.3. Desnebulização pelo método do centro de gravidade

### B.5 Definições de conjuntos nebulosos

As definições apresentadas neste apêndice são utilizadas no capítulo 3 da tese.

**Definição B.5.** O suporte de um conjunto nebuloso  $X$  é um conjunto “*crisp*”

$$\text{suporte}(X) = \{x \in \mathfrak{R} \mid \mu_X(x) > 0\} \quad (\text{B.17})$$

**Definição B.6.** Um conjunto nebuloso  $X$  é normal se

$$\sup_{x \in \mathfrak{R}} \mu_X(x) = 1 \quad (\text{B.18})$$

**Definição B.7.** O núcleo de um conjunto nebuloso  $X$  é um conjunto “*crisp*”

$$\text{nucleo}(X) = \{x \in \mathfrak{R} \mid \mu_X(x) = 1\} \quad (\text{B.19})$$

**Definição B.8.** Um conjunto nebuloso  $X$  é convexo, se  $\forall x_1, x_2 \in \mathfrak{R}$  e  $\forall \lambda \in [0, 1]$

$$\mu_X(\lambda x_1 + (1 - \lambda)x_2) > \min(\mu_X(x_1), \mu_X(x_2)) \quad (\text{B.20})$$

### B.6 Definições para conjuntos de funções de pertinência

**Definição B.9.** Um conjunto de funções de pertinência  $\mu_{X^i}(x)$  é normal se

$$\sum_i \mu_{X^i}(x) = 1 \quad \forall x \in \mathfrak{R} \quad (\text{B.21})$$

**Definição B.10** Um conjunto de funções de pertinência  $\mu_{X^i}(x)$  é completo se

$$\forall x \in \mathfrak{R} \exists i : \mu_{\chi^i}(x) > 0 \quad (\text{B.22})$$

### B.7 Definições para sistemas nebulosos

**Definição B.11** Uma base de regras é completa se todas as combinações possíveis das variáveis nebulosas de entrada são expressas na base.

**Definição B.12** Um sistema nebuloso é normal se a soma de valores verdade dos antecedentes é igual à unidade

$$\sum_{i=1}^{n_\psi} \psi_i = 1, \quad \forall x \in \mathfrak{R}^{nx} \quad (\text{B.23})$$

onde  $\psi_i$  é o valor verdade da  $i^{\text{th}}$  regra e  $n_\psi$  é o número de regras.

### B.8 Normalidade dos sistemas nebulosos

Utilizando a desnebulização através do método do centro de gravidade, a saída do sistema nebuloso pode ser expressa por

$$z = \frac{\theta_f^T \psi}{\sum_{i=1}^{n_\psi} \psi^{(i)}} \quad (\text{B.24})$$

onde  $\theta_f \in \mathfrak{R}^{n_\psi \times nz}$  define a posição dos “singleton” de saída ponderados e  $\psi^{(i)}$  representa o valor verdade da  $i^{\text{th}}$  regra. O número de regras e o número de saída são dados por  $n_\psi$  e  $nz$ , respectivamente.

Sob certas circunstâncias o denominador de (B.24) é igual à unidade



**Teorema B.1.** A soma dos valores verdade das regras é igual à unidade, ou seja

$$\sum_{i=1}^n \psi^{(i)} = 1, \quad \forall x \in \mathcal{R}^{nx} \quad (\text{B.25})$$

Se o conjunto de funções de pertinência para cada entrada é normal (definição B.9), a base de regras é completa e os conectivos nebulosos são implementados como o produto.

## B.9 Propriedades dos sistemas nebulosos

A saída de um sistema nebuloso é usualmente composta do conseqüente de várias regras. Uma regra afeta a saída apenas no suporte (definição B.5) do seu conjunto nebuloso de entrada. Quando os conjuntos nebulosos associados a uma regra são normais (definição B.6) e o conjunto de *FP*'s é normal (definição B.9) pode acontecer o caso em que apenas uma regra é ativada em um dado instante.

Se o núcleo de um conjunto nebuloso (definição B.7) é formado por apenas um ponto, as funções de pertinência podem ser parametrizadas com relação a este ponto. Os conjuntos nebulosos são geralmente convexos e a não convexidade pode produzir interpolações não monotônicas entre regras.

**Definição B.13.** Um conjunto nebuloso  $X$  é local, se sua função de pertinência  $\mu_X(x)$  tem um suporte compacto. Então, o *suporte*( $X$ ) é um subconjunto limitado e fechado de  $\mathcal{R}$ .

**Definição B.14.** Um conjunto nebuloso  $X$  é global, se suas funções de pertinência tem um suporte infinito, isto é, *suporte*( $X$ ) =  $\mathcal{R}$ .

As formas dos conjuntos nebulosos de entrada têm efeito no projeto e manutenção do sistema. Um conjunto nebuloso global dificulta mudanças locais no comportamento do sistema. As propriedades dos conjuntos nebulosos são ilustradas na figura B.4.

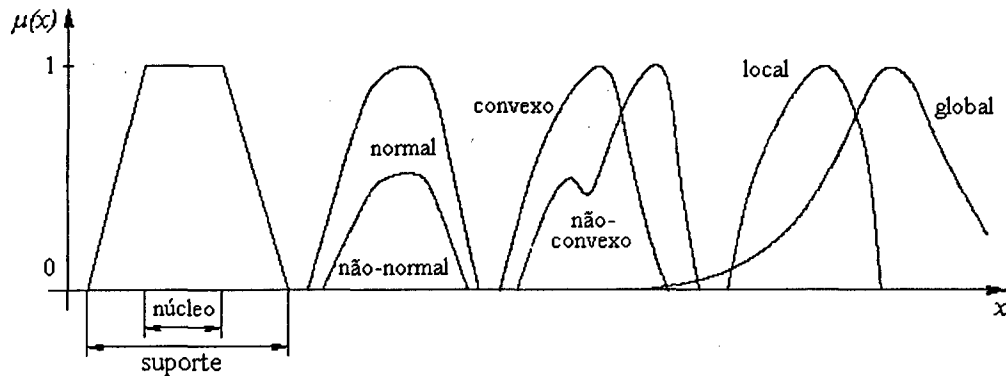


Figura B.4. Propriedades dos conjuntos nebulosos.

O conjunto de *FP's* apresenta, também, importantes propriedades práticas tais como as associadas à normalidade, integralidade e área de eficiência. Por exemplo, a normalidade do conjunto de *FP's* é definida no apêndice B (definição B.9). O conjunto de *FP's* pode ser considerado uma função multivariável. Com escolhas apropriadas da *T-norma* e *T-conorma* e do método de inferência nebulosa, a normalidade das *FP's* implica na normalidade do conjunto de *FP's*. Com a normalidade do conjunto de *FP's*, geralmente não é necessário a desnebulização explícita pelo método do centro de gravidade (definição B.16), em lugar disto, um conjunto de equações descrevendo o sistema pode ser obtido. É importante que o conjunto de *FP's* e a base de regras sejam completos desde que isto garanta pelo menos uma regra seja sempre ativada em um dado momento.

As propriedades do conjunto *FP's* são apresentadas na figura B.5.

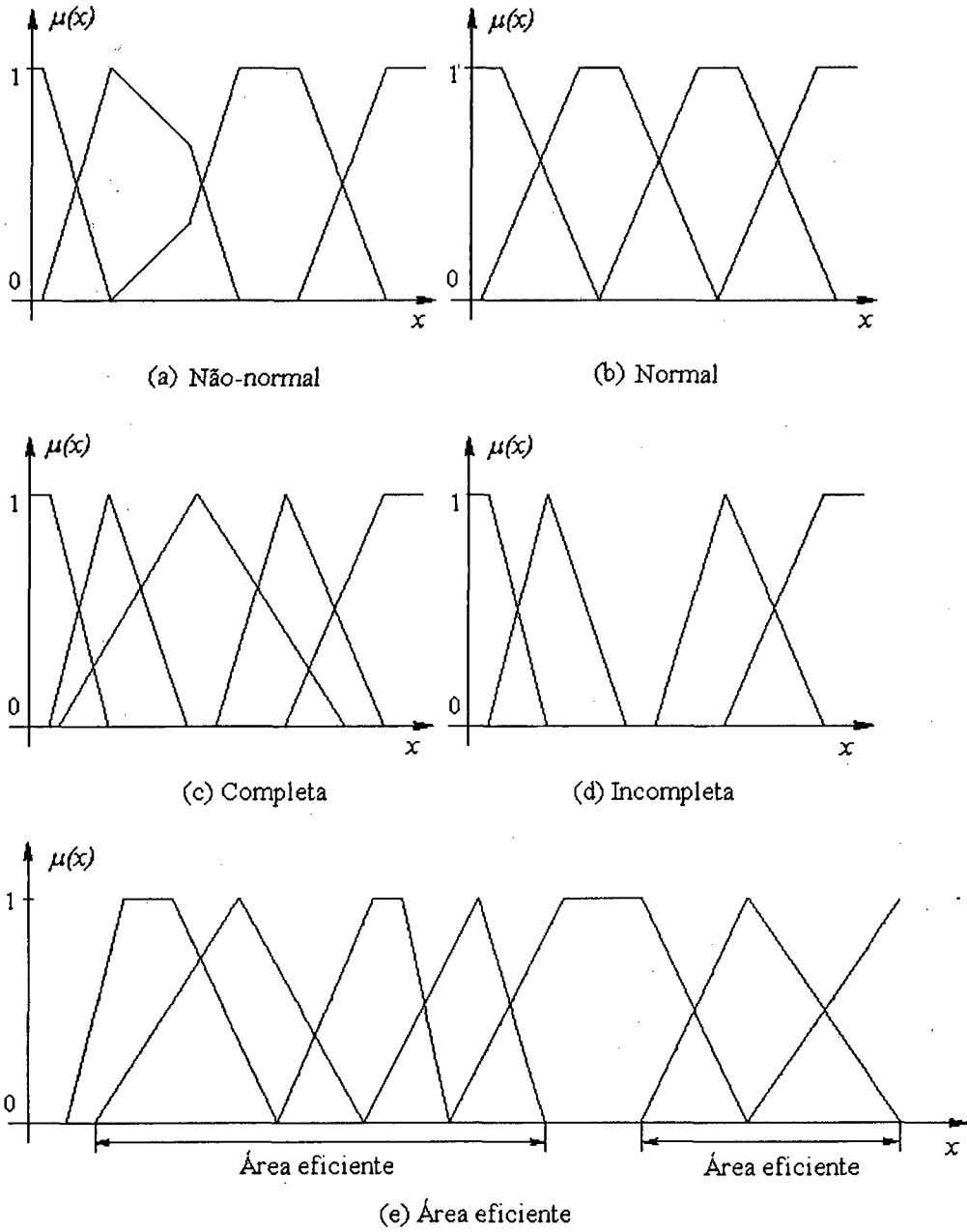


Figura B.5. Propriedades do conjunto da função de pertinência.

A propriedade de transparência é importante para os sistemas nebulosos. Um sistema nebuloso é dito ser transparente se o resultado confere com o que está expresso na base de regras.

**Definição B.15.** Os parâmetros de projeto de um sistema nebuloso são locais se uma mudança paramétrica no sistema resulta em mudanças localizadas na saída.

A propriedade de kocalidade é simples de ser obtida se o conjunto de *FP's* é local e, se cada regra na base de regras não compartilha conjuntos nebulosos no conseqüente. A primeira proposição é facilmente obtida enquanto a segunda não é realista. No entanto quanto maior o grau de localidade do sistema, mais fácil sua manutenção.

A saída de um conjunto nebuloso que utiliza regras do tipo Sugeno ou Mamdani são similares como pode ser constado das equações (B.15) e (B.16). O denominador da função de saída do sistema corresponde ao fator comum. Quando o sistema é normal (definição B.12) a função de saída pode ser simplificada para

$$z = \sum_{i=1}^{n_{\psi}} \psi_i z_i \quad (\text{B.26})$$

onde  $z=f_i(x)$  para o caso de um *SN* do tipo Sugeno ou  $z$  é um “*singleton*” para a  $i$ -ésima regra no caso Mamdani.

**Teorema B.1.** Um sistema nebuloso é normal se o conjunto de *FP's* para cada entrada normal é também normal (definição A.9), a base de regras é completa (definição A.11) e os conectivos nebulosos são implementados como produto-soma.

Se o sistema nebuloso é normal, a análise e implementação do sistema torna-se mais simples e um conjunto de equações pode ser derivado para descrever o sistema.

### B.10 Propriedades da “*T-norma*”

A grande maioria dos mecanismos Mamdani utiliza a composição *min-max*, *min* para a *T-norma* e *Max* para *T-conorma*. No controle nebuloso é comum a utilização do *produto* para a *T-norma* e *soma* para a *T-conorma*. Uma comparação da capacidade de interpolação entre regras, para as composições *min-max* e *produto-soma*, esclarece algumas das vantagens da utilização da composição *produto-soma*. A figura B.6 apresenta

a superfície de controle para as duas composições, com a mesma base de regras, para o sistema com duas variáveis de entrada e funções de pertinência lineares. Conforme pode-se observar a composição *min-max* resulta em uma superfície não-linear.

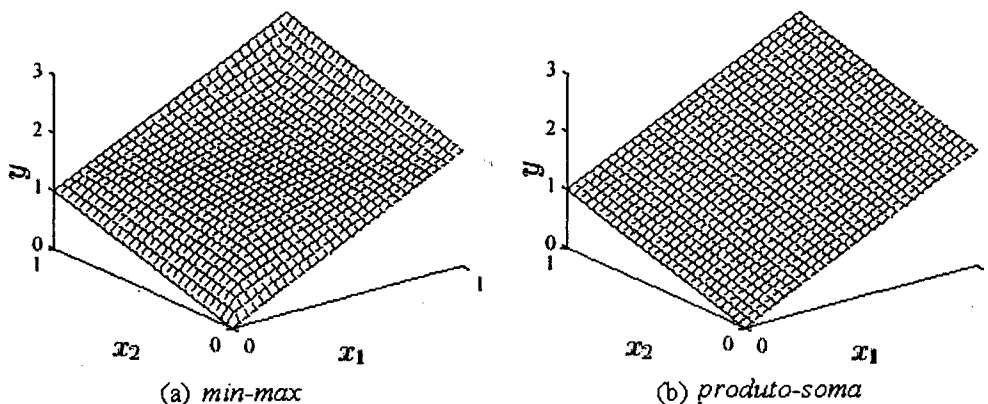


Figura B.6. Capacidade de interpolação entre regras para um sistema nebuloso de duas entradas ( $x_1, x_2$ ).

Seja um sistema nebuloso com três entradas ( $x_1, x_2, x_3$ ), com funções de pertinência lineares e triangulares entre zero e 1 para cada variável e base de regras completa de 8 regras conforme a tabela B.1, na qual o valor lingüístico  $N$  significa negativo,  $NM$  negativo médio,  $NP$  negativo pequeno,  $P$  positivo,  $PP$  positivo pequeno,  $PM$  positivo médio,  $PG$  positivo grande. Quando a composição *produto-soma* é utilizada o sistema interpola as regras de forma não-linear e sempre monotônica. Quando a composição *min-max* é utilizada, resultados não monotônicos podem ser obtidos, por exemplo, quando  $x_1 = -0.5, 0$  ou  $0.5$ , na ilustração da figura B.7.

Tabela B.1. Base de regras para um sistema nebuloso com três variáveis de entrada.

y	N	NM	NP	NG	P	PM	PP	PG
x1	N	N	N	N	P	P	P	P
x2	N	N	P	P	N	N	P	P
x3	N	P	N	P	N	P	N	P

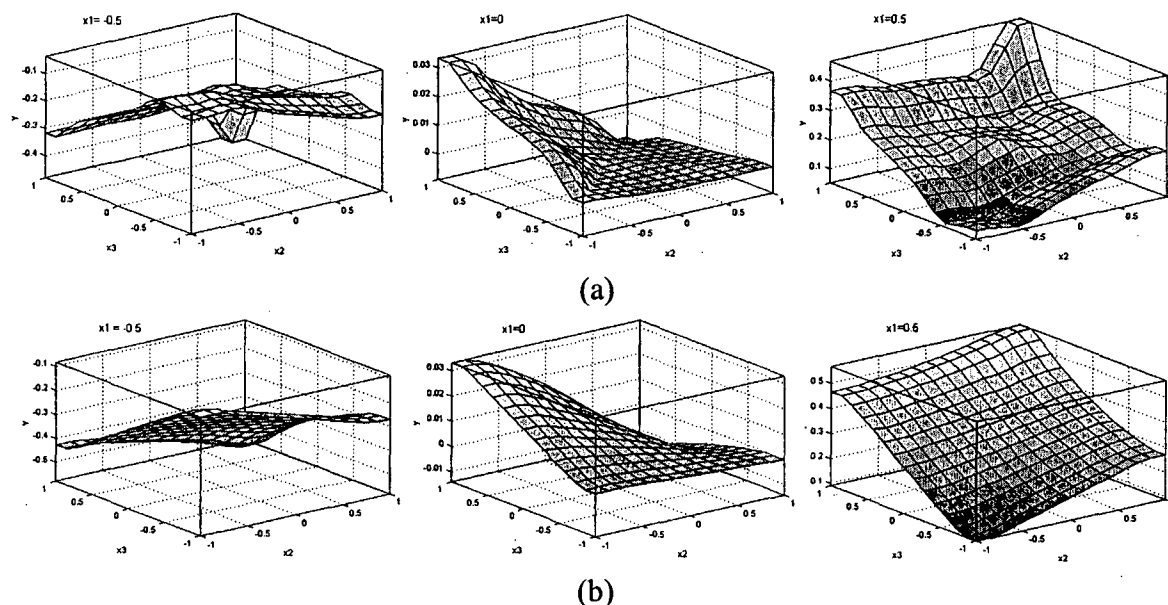


Figura B.7. Comparação da capacidade de interpolação entre as composições: (a) *Min-max*; (b) *Produto-soma*.

Na implementação de controladores nebulosos, geralmente os sistemas são compostos de duas entradas, tais como, o erro e a derivada do erro no sistema. Portanto, a utilização da composição *min-max* ou *produto-soma* não geram resultados que divergem entre si. Entretanto, a composição *produto-soma* é geralmente utilizada por facilitar a determinação das equações para o sistema. Com o sistema nebuloso representado por um conjunto de equações, a implementação e análise de estabilidade do sistema torna-se possível, além de facilitar a implementação do procedimento de desnebulização.

## B.9 Controlador nebuloso *PID* com especificações margens de fase e de ganho – *CN-PID-FG*

### Prova do Teorema 3.1

Desde que a soma do conjunto de funções de pertinência definidas para o *CN-PID-FG* é normal (definição B.9), a base de regras é completa (definição B.11) e os conectivos nebulosos são implementados através da *T*-norma produto então as equações (3.11) e

(3.12) são válidas. Pela definição (B.12), desde que a soma dos valores verdade dos termos antecedentes é unitária, o sistema nebuloso obtido é normal.

**Prova do Teorema 3.2:**

Considerando a base de regras, funções de pertinência para antecedente e conseqüente e plano de fase, conforme a figura B.8, e que o teorema B.1 é válido,

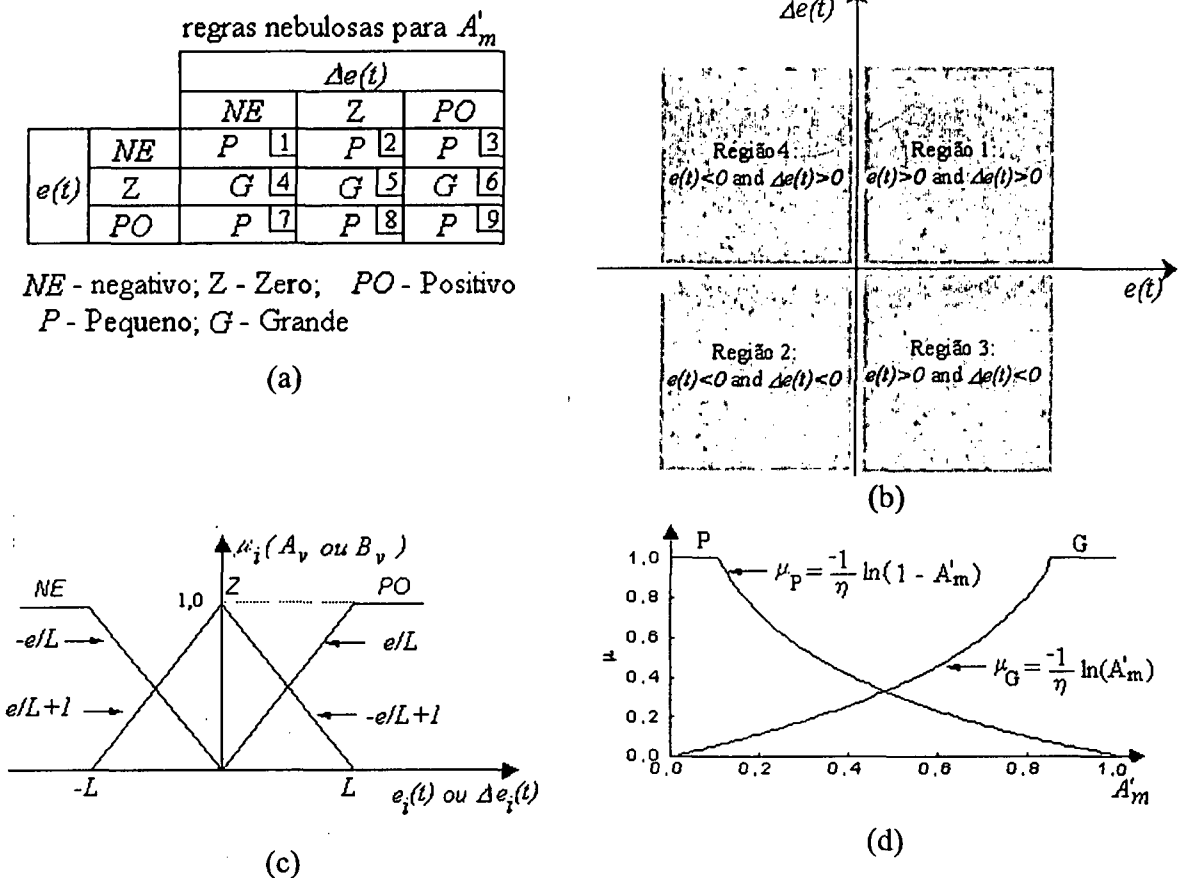


Figura B.8. (a) Base de regras; (b) Plano de fase; (c) Função de pertinência dos termos antecedentes e; (d) Função de pertinência do termo conseqüente

pode-se calcular o valor de saída para cada uma das regiões delimitadas na figura B.4b. Para a região 1 tem-se a seguinte tabulação:

Tabela B.2. Regras disparadas para a região 1

regra	grau de verdade	saída	inferência (produto)
$R_5$	$\mu_5 = \left(\frac{-\Delta e}{L} + 1\right)\left(\frac{-e}{L} + 1\right)$	$1 - e^{-\eta\mu_5}$	$A'_{m,5} = \mu_5(1 - e^{-\eta\mu_5})$
$R_6$	$\mu_6 = \left(\frac{-e}{L} + 1\right)\left(\frac{\Delta e}{L}\right)$	$1 - e^{-\eta\mu_6}$	$A'_{m,6} = \mu_6(1 - e^{-\eta\mu_6})$
$R_8$	$\mu_8 = \left(\frac{-\Delta e}{L} + 1\right)\left(\frac{e}{L}\right)$	$e^{-\eta\mu_8}$	$A'_{m,8} = \mu_8(e^{-\eta\mu_8})$
$R_9$	$\mu_9 = \left(\frac{e}{L}\right)\left(\frac{\Delta e}{L}\right)$	$e^{-\eta\mu_9}$	$A'_{m,9} = \mu_9(e^{-\eta\mu_9})$

Desde que o sistema nebuloso é normal, a agregação é realizada conforme as equações (B.25) e (B.26). Assim, seja a saída para a região 1 é a soma das parcelas da 4ª coluna da tabela B.1.

$$A'_m = A'_{m,5} + A'_{m,6} + A'_{m,8} + A'_{m,9} \quad (\text{B.27})$$

O valor da margem de ganho dada pela equação (B.27) está normalizado. Para obter-se o valor real da margem de ganho da região 1 ( $R_1$ ), utiliza-se as equações (3.5) e (3.6).

Utilizando-se a equação do controlador *PID*, obtém-se o teorema 3.2.



## Referências

- ABDELNOUR, G. M.; (1991). Design of a Fuzzy Controller using Input and Output Mapping Factors, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, v. 21, n. 5, p. 298-301.
- ABE, S., LAN, M. S.; (1995). A Method for Fuzzy Rules Extraction Directly from Numeric Data and Its Application to Pattern Classification, *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, v.3, n. 1, p. 18-28.
- ABONYI, J., NAGY, L., SZEIFERT, F.; (1999). Adaptive Fuzzy Inference System and its Application in Modelling and Model based Control, *Chemical Engineering Research and Design*, v. 77A, p. 281-290.
- ALMEIDA, O. M.; (1990). Método Frequencial para Ajuste de Controladores PID, *Dissertação de Mestrado, Faculdade de Eng. Elétrica, Unicamp, Campinas, Brasil*.
- ALMEIDA, O. M., AMARAL, W. C.; (1991). Método Frequencial para Auto-ajuste de Controladores PID: Implementação e Análise, *VIII CBA*, p. 45-50, Belém, Brasil.
- ALMEIDA, O. M., COELHO, A. A. R.; (1999a). Controladores PID Auto-Ajustável e Nebulosos: Aspectos de Projeto, Sintonia e Aplicação Prática, *4º SBAI – Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, p. 675-680, São Paulo, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (1999b). Análise e Projeto de Controle Lógico Nebuloso Auto-tuning e Ganho Escalonado Aplicado a Processo Fan-and-Plate, *Revista In-Tech Brasil – ISA (The International Society for Measurement and Control) 4<sup>th</sup> District Publication*, setembro 99, p. 73-86.
- \_\_\_\_\_; (2001a). Regulação e Auto-Ajuste de Controladores para Processos com Atraso de Transporte, *IX RPIC – IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, Santa Fe-Argentina*, p. 288-293
- \_\_\_\_\_; (2001b). Robust Tuning of a Dead Time Compensator, *The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'01*, v. 1, p. 741 – 745, Danver, USA.
- \_\_\_\_\_; (2001c). Controlador PID com Escalonamento Nebuloso dos Ganhos: Auto-Sintonia, Análise e Implementação, *V Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente – V SBAI*, Canelas, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (2002). A Fuzzy Logic Method for Autotuning a PID Controller: SISO and MIMO Systems, Aceito para publicação no *15<sup>th</sup> IFAC World Congress on Automatic Control*.
- ALMEIDA, O. M. COELHO, L. S., COELHO, A. A. R.; (1999a). Practical Robust Control to a Nonlinear System Using Auto-Tuning Fuzzy and Sliding-Mode Approaches, *4th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, sponsored by World Federation on Soft Computing and IEEE System, Man and Cybernetics Society*.
- \_\_\_\_\_; (2000a). Controlador Nebuloso PID Auto-ajustável com Especificação de Margem de Fase e de Ganho: Implementação e Análise de um Processo Não-Linear de Luminosidade, *XIII CBA*, p.747-752
- \_\_\_\_\_; (2000b). Aspectos Relevantes no Projeto e Experimentação de Controladores Nebulosos PID, *IV Conferência de Aplicações Industriais – INDUSCON*, p. 168-173.

- \_\_\_\_\_; (2001c). Autotuning of a *PID*-Fuzzy Controller Based on Fuzzy Gain and Margin Phase: Analysis and Design, *6th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, sponsored by World Federation on Soft Computing and IEEE System, Man and Cybernetics Society*.
- ALMEIDA, O. M., PASSOLD F. BORGES, P. S.; (2000d). Design Issues and Laboratory Experiments in Fuzzy *PID* Control Teaching, *XXVIII COBENGE*, Ouro Preto, Brasil.
- ALMEIDA O. M., CAMARGO, A., SCHEFFER, C. B., VARGAS, F. J. T., COELHO, A. A. R.; (1999b). Avaliação Experimental da Hibridização de Estratégias de Controle Nebulosa e Preditiva em um Processo Não-Linear de Luminosidade, *IV Congresso Brasileiro de Redes Neurais*, p. 136-141, São José dos Campos, Brasil.
- ALMEIDA, O. M., COELHO, A. A. R., COELHO, L. S., SANTANDER, A. C., BOL, E. W.; (1999c). Software WinFACT em Conexão com o Ensino Prático de Controle de Processos, *XVII COBENGE*, São Paulo, Brasil.
- ALMEIDA, O. M. COELHO, A. A. R., SUMAR, R. R., SANTOS, J. E. S.; (2001d). Auto-sintonia de Controladores *PID* Multivariáveis com Especificações de Margens de Fase e de Ganho, *V Seminário de Automação de Processos*, p. 59-69, Belo Horizonte, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (2001b). Evaluation of Three *PID* Conceptions in a Nonlinear Plant, *IX RPIC – IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, p. 294-299, Santa Fe-Argentina
- ÅSTRÖM, K. J., HANG, C. C.; (1991). Toward Intelligent *PID* Control, *Automatica*, 28(1), p. 1-9.
- ÅSTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T.; (1984). Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins, *Automatica* V.20, N. 5, pp-645-651.
- \_\_\_\_\_; (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America.
- \_\_\_\_\_; (1996). *PID Control, The Control Handbook*, IEEE Press, p. 198-209.
- \_\_\_\_\_; (2001). The Future of *PID* Control, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1163-1175.
- ÅSTRÖM, K. J., ALBERTOS, P., QUEVEDO, J.; (2001a). *PID Control - Preface*, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1159-1161.
- ÅSTRÖM, K. J., JOHANSSON, WANG, Q. -G.; (2001b). Design of Decoupled *PID* Controllers for *MIMO* Systems, *Proceedings of the American Control Conference*, p.2015 – 2020.
- ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B.; (1973). On Self Tuning Regulators, *Automatica* V. 9, p. 185-199.
- \_\_\_\_\_; (1980). Self-tuning controllers based on Pole-zero placement, *IEE Proc.*, n. 127 p. 120-130.
- \_\_\_\_\_; (1995). *Adaptive Control*, Adison-Wesley Publishing Company.
- \_\_\_\_\_; (1997). *Computer Controlled Systems; Theory and Design*, Prentice-Hall International.
- BARE, W. H., MULHOLL, R. J., SOFER, S. S.; (1990). Design of a Self-tuning Rule Based Controller for a Gasoline Refinery Catalytic Reformer, *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, v. 35, p. 156-164.
- BARTOS, F. J.; (1997). Artificial Intelligence: Smart Thinking for Complex Control, *Control Engineering*, p. 44-52.

- BASUALDO, M. S., MARCHETTI, J. L.; (1990). Tuning Method for Interactive Multiloop IMC, PI and PID Controllers. *Chem. Eng. Commun.*, v. 97, p. 47 – 52.
- BENNETT, S.; (2000). The past of PID controllers, *Past, Present and Future of PID Control IFAC Workshop*, p. 1-11, Terrassa, Spain.
- BI, Q., WANG, Q. -G., HANG, C. -C, (1997). Relay-based estimation of multiple points of process frequency response, *Automatica*, v. 33, p. 1753-1757.
- BIASIZZO, K. K., SKRJANC, I., MATKO, D.; (1997). Fuzzy Predictive Control of Highly Nonlinear pH Process., *Computers Chem. Engineering*, v. 21, p. s613-s618.
- BOL, E. W.; SANTANDER, A. C., COELHO, L. S., ALMEIDA, O. M., COELHO, A. A. R., (1999a). WinFact - a tool for teaching digital, *38<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control*. Phoenix, USA.
- \_\_\_\_\_; (1999b). Contribution to Digital Control Education on the WinFACT; Paper Ref. # 527, *Anais da International Conference on Engineering and Computer Education, ICECE Rio de Janeiro, Brasil*.
- BONAVITA, N.; TOMASI, R.; (1998). Improvements in Process Control through Model-Based Techniques: a Control System Vendor's Perspective, *IEEE International Conference on Control Applications*, v. 01 p. 298-303.
- BUCKLEY, J. J.; HAYASHI, Y.; (1993). Fuzzy Input-Output Controllers are Universal Approximators. *Fuzzy Sets and Systems*, v. 58, p. 273-278.
- BUCKLEY, J. J., YING, H.; (1989). Fuzzy Control Theory : Limit Theorems for Linear Fuzzy Control Rules, *Automatica* , v. 25, n.3, p. 469-472
- BUIU, C., DUMITRACHE, I.; (2000). Advance Technologies for Intelligent Control Research and Teaching, *Proceedings of 15<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Intelligent Control*, p. 381-384. Massachusetts, USA.
- BUSHNELL, L. G.; (1996). On the History of Control, *IEEE Control Systems*, v. 16, n. 3, p. 14-16.
- CAMACHO, E. F., BORDONS, C.; (1995). *Model Predictive Control in the Process Industry, Advances in Industrial Control*, London Springer-Verlag,
- CAMACHO, E. F., BERENGUEL, M.; (1994). Application of Generalised Predictive Control to a Solar Power Plant, *in Advanced in Model Based Predictive Control, Oxford Univ. Press*, p. 471-482.
- CASTRO, J. L.; (1995). Fuzzy Logic Controllers are Universal Approximators, *IEEE Trans. Systems Man Cybernetics*, v. 25, n.4, p.629-635.
- CHAK, K. C., FENG, G., MA, J.; (1998). An Adaptive Neural Network for MIMO System Model Approximation in High-Dimension Space, *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, v. 28, n.3, p. 436 - 446.
- CHENG, B. M.; (1995). Tuning Effect of Fuzzy Membership Functions, *VI IFSA World Congress, São Paulo Brazil*, v. 1, p. 205-208.
- CHENG, -C. Y., YU, C. -C.; (1999). Identification and Control of Nonlinear Systems Using Multiple Models: Relay Feedback Approach, *Proceedings of the American Control Conference*, p. 3327-3331
- CHIU, M. S., ARKUN, Y.; (1992). A methodology for sequential design of robust decentralized control systems, *Automatica*, v. 28, p. 997-1002.
- CHIU, S., CHENG, J. J., SITTE, C., FOOKS, E.; (1995). Perspectives on the Industrial Application of Intelligent Control, *Proceedings of the 34th Conference on Decision & Control*, p. 757-761, New Orleans, USA.

- CHO Y. LU, K., YOO, J., PARK, M.; (1998). Autogeneration of Fuzzy Rules and Memberships Functions for Fuzzy Modelling Using Rough Set Theory, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, v. 145, n.5, p. 437-442.
- CLARKE, D. W., GAWTHROP, P. J.; (1975). Self-tuning Controller; *IEE Proc. D*, v. 122, p. 929-934.
- CLARKE, D. W., MOHTADI, C., TUFFS, P. S.; (1987). Generalized Predictive Control – Part I The Basic Algorithm – Part II Extensions and Interpretations, *Automatica*, v. 23, n. 2, p. 137-160.
- CLYMER, J. R., COREY, P. D., GARDNER, J. A.; (1992). Discrete Event Fuzzy Airport Control, *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, smc-22, p. 243-351.
- COELHO, L. S., COELHO, A. A. R.; (1997a). Algoritmos Híbridos Inteligentes Aplicados no Controle de um Veículo de Carga, *III Congresso Brasileiro de Redes Neurais*, p. 419-424, Florianópolis, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (1997b). Controlador Nebuloso com Otimização Evolutiva Aplicado em Controle de Processos: Um Estudo de Caso, *II Simpósio Nacional de Informática*, p. 16-20.
- \_\_\_\_\_; (1998). Fuzzy *PID* Controllers: Structures, Design Principles and Application for a Nonlinear Practical Process, *3<sup>th</sup> Online World Conference os Soft Computing in Industrial Applications*, p. 125-135.
- COELHO, A. A. R., AMARAL, W. C., FAVIER, G.; (1988), Métodos de Ajuste do Erro em Regime para o Controlador Autoajustavel Multivariável, *VII Congresso Brasileiro de Automática*, p. 93-98, São José dos Campos, Brasil.
- COELHO, L. S., ALMEIDA, O. M., COELHO, A. A. R.; (1998). Intelligent and Self-Tuning *PID* Controllers: Methods and Application, *Proceedings of XII Brazilian Automatic Control Conference*, v. I, p.375-380, Uberlândia, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (2000a). Fundamentos Relevantes de Controle Nebuloso: Aspecto de Implementação e Estudo de Caso Multivariável, *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, p. 1185-1190, Florianópolis, Brasil.
- \_\_\_\_\_; (2000b). Design and Tuning of Intelligent and Self-Tuning *PID* Controllers, *5<sup>th</sup> Online World Conference os Soft Computing in Industrial Applications*, pp: 213-223.
- COELHO, L. S., SUMAR, R. R., ALMEIDA, O. M., COELHO, A. A. R.; (2001) Predictive Control of a Nonlinear Process Using Multiple Models: Evolutionary and Adaptive Approaches, *6th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, sponsored by World Federation on Soft Computing and IEEE System, Man and Cybernetics Society*.
- COELHO, A. A. R.; ALMEIDA, O. M.; SUMAR, R. R., SANTOS, J. E. S; (2001c). Learning Lab. For Understanding Control Theory of Signal and Linear Systems, *39<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control*, Sidney, Australia.
- COHEN, G. M., COON, G. A.; (1953). Theoretical Considerations of Retarded Control, *Transaction ASME*, v. 75, p. 827.
- CUTLER, C. R., RAMARKER, B. L.; (1980). Dynamic matrix control - A computer control algorithm, *Proceedings JACC*, San Francisco, U.S.A.
- DAI, X., HE, D., ZHANG, X., ZHANG, T.; (2001). *MIMO* System Invertibility and Decoupling Control Strategies Based on ANN  $\alpha$ th-order Inversion, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, v. 148, n. 2, 125 – 136.
- DEMIRCIOGLU, H., KARASU, E.; (2000). Generalized Predictive Control: A Practical Application and Comparison of Discrete and Continuous Time Versions, *IEEE Control Systems Magazine*, v 20, p. 36-47.

- DE KEYSER, R.; (1998). A Gentle Introduction to Model Based Predictive Control, *Proc. of the Int. Workshop on Constrained Control Systems, NECCOSYDE: Alfa Network for Constrained Control System Development*, Florianópolis, SC.
- FROISY, J. B.; (1994). Model Predictive Control: Past, Present and Future, *ISA Transactions*, v. 33, p. 235-243.
- FURUTA, K. KOSUGE, K., KOBAYASHI, K.; (1989). VSS-Type Self-Tuning Control of Direct Drive Motor, *Proceedings of IECON'89*, p.281-286, Philadelphia, USA
- FRANKLIN, G. F., J. D. POWELL, BAEINI, A. E.; (1986). *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley.
- FRIMAN, M., WALLER, K. V.; (1997). Two-Channel Relay for Autotuning, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 36, n. 7, p. 2662-2671.
- GANGLOFF, J. A., MATHELIN, M. F.; (2000). High Speed Visual Servoing of a 6 DOF Manipulator, *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, p. 3751-3756, San Francisco, USA.
- GARCIA, C. E., PRETT, D. M., MORARI, M.; (1989). Model Predictive Control: Theory and Practice – A Survey; *Automatica* v. 25, p.335-348
- GOLOB, M., TOVORNIK, B.; (1998). Real Time Controller Structures, *3<sup>th</sup> Word Congress on Soft Computing*, hosted on the internet in Granfield University, UK.
- GOMIDE, F.A.C., R. R. GUDWIN, TANSCHKEIT R.; (1995). Conceitos Fundamentais da Teoria de Conjuntos Fuzzy, Lógica Fuzzy e Aplicações. *Sixth International Fuzzy Systems Association World Congress Tutorials – IFSA'95*, p. 01-38.
- GROSDIDIER, P., MORARI, M. HOLT, B. R.; (1985). Closed-Loop Properties from Steady State Gain Information, *Ind. Eng. Chem. Fund.*, v. 24, p. 221-226.
- GUIBÉ, J. B., VAUCORET, C.; (2001). Robust Multivariable Predictive Control – An Application to an Industrial Plant Stand, *IEEE Control Systems Magazine*, v. 21, p. 54-65.
- HANG, C. C., Q. G., CAO, L. S.; (1995). Self-tuning Smith Predictor for Process with Long Dead Time, *International Journal of Adaptive Control Signal Process*, v. 9, p. 255-279.
- HANG, C. C., LEE, T. H., HO, W.K.; (1993). *Adaptive Control*, Instrument Society of America press.
- HANG, C. C., K. J. ÅSTRÖM, HO, W. K.; (1991). Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula, *IEE proceedings-D*, v. 138, n. 2, p. 111-118.
- HARRIS, C. J., MOORE, C. G., BROWN M.; (1993). *Intelligent Control – Aspects of Fuzzy Logic and Neural Nets*, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.
- HIROTA, K., SUGENO, M., (1995), *Industrial Applications of Fuzzy Technology in the World*, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd..
- HO, W. K. ; HANG C. C.; CAO L. S.; (1995). Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specification; *Automatica*, v. 31, n. 3, p. 497-502.
- HO, W. K., LIM, K. W., XU, W.; (1998). Optimal Gain and Phase Margin Tuning for PID, Controllers, *Automatica*, v. 34, n. 08, p. 1009-1014.
- HO, W. K., LEE., T. H., HAN, H. P., HONG, Y.; (2001). Self-tuning IMC-PID Control with Interval Gain and Phase Margins Assignment, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 9, n. 3, p. 535–541.
- HOVD, M., SKOGESTAD, S. (1994). Sequential design of decentralized controllers, *Automatica*, v. 30, p. 1601-1607.

- HU, B., MANN, G. K. I., GOSINE, R. G.; (1999). New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID Controllers, *Trans. on Fuzzy Systems*, v. 7, n. 5, p. 521-539.
- HUANG, H. -P., JENG, J. -C., CHIANG, C. -H.; (2001). Dynamic Loop Interactions and Multi-loop Controller Design, *The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'01*, v. 1, p. 730 – 735, Denver, USA.
- INOUE, K., NAKAOKA, M.; (1997). Autotuning Gain Parameter Implementation With Fuzzy Learning Control Scheme for DC Brushless Servo System, *IEE Proc-Control theory Appl.*, v. 145, n. 5, p. 419-427.
- IQBAL, K., ZHENG, Y. F.; (1999). Arm-Manipulator Coordination for Load Sharing Using Predictive Control, *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, p. 2539-2544.
- ISAKA, S., CHU, V. K.; (1995). *Industrial Fuzzy Control Review from Feedback and Manufacturing*, Advances in Fuzzy Systems Applications and Theory, v. 2, p. 1-28, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.
- JAMSHIDI, M., VADIEE, N., ROSS, T. J.,(1998). *Fuzzy Logic Control: Software and Hardware Applications*, Prentice Hall.
- JANTZEN, J.; (1993). Design of Fuzzy Controllers, *Proceedings Fifth European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies*, v. 9, p. 1222-1227, Aachen, Germany.
- KHALIL, H. K.; (1996). *Nonlinear System*, Prentice Hall
- KHEIR, N. A., ÅSTRÖM, K. J., AUSLANDER, D., CHEOK, K. C., FRANKLIN, G. F., MASTEN, M., RABINS, M.; (1996). Control Systems Engineering Education, *Automatica*, v. 32, n. 2, p. 147-166.
- KHOSLA, R., DILLON, T.; (1997). *Engineering Intelligent Hybrid Multi-Agent Systems*, Kluwer Academic Publishers.
- KICKERT, W. J. M., LEMKE, H. R. V. N.; (1976). The Application of Fuzzy Set Theory to Control a Warm Water Process, *Automatica*, v. 2, n. 4, p. 301-308.
- KIM, E.; LEE, H., PARK, M.; (2000). Limit-cycle prediction of a fuzzy control system based on describing function method, *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, v. 8, n. 1, p. 11-22.
- KOSKO, B.; (1996). *Neural Networks and Fuzzy Systems – A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligent*, Prentice Hall.
- KWOK, D. P., TAN, P., LI, C. K., WANG, P.; (1990). Linguistic PID Controllers, *11th IFAC World Congress*, v. 7, p. 192-197, St. Petersburg, Russia.
- KWOK, K. Y., SHAH, S. L.; (1994). Long-Range Predictive Control with a Terminal Matching Condition, *Chemical Engineering*, v. 49, n. 9, p. 1287-1300.
- KWONG, G. K., KWOK, K. E., FINEGAN, B. A., SHAH, S. L.; (1995). Clinical Evaluation of Long Range Adaptive Control for Mean Arterial Blood Pressure Regulation, *Proc. of the American Control Conference*, Seattle Washington, p. 786-800.
- LANDAU, I. D.; (1993). Evolution of Adaptive Control, *Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, v. 115, p. 381-391.
- LEE, C. C.; (1990a). Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I, *IEEE Trans. on Systems Man and Cybernetics*, v. 20, n. 2, p. 104-435.
- LEE, C. C.; (1990b). Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller – Part II, *IEEE Trans. Systems Man, Cybernetics*, v. 20, n. 2, p. 404-418.

- LEE, D., ALLAN, J., THOMPSON, H. A., BENNETT, S.; (2001). *PID Control for a Distributed System with a Smart Actuator*, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1235 – 1244.
- LIAN, R. -J., HUANG, S. -J.; (2001). A Mixed Fuzzy Controller for MIMO Systems, *Fuzzy Set and Systems*, v. 120, p. 73-93.
- LI, H. X., GATLAND H. B.; (1995a). A New Methodology for Designing a Fuzzy Logic Controller, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, v. 25 n. 3, p. 501-512.
- LI, H. X., GATLAND, H. B.; (1995b). Enhanced Methods of Fuzzy Logic Control, *Proc. of FUZZ-IEEE/IFES'95*, v. 1, p. 331-336.
- LI, W., ESKINAT, E., LUIBEN, W. L.; (1991). An Improved Autotune Identification Method, *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, v. 30, p. 1530-1541.
- LIN, Y. C.; (1994). The application of Fuzzy Logic Control to Speed Control of a DC Servo Motor System, *Proceedings of American Control Conference*, Baltimore, v. 3, n. 10, p. 590-594.
- LINKENS, D.A., NYONGESA H. O.; (1996). A Hierarchical Multivariable Fuzzy Controller for Learning with Genetic Algorithms, *International Journal of Control*, v. 63, n. 5, p. 865-883.
- LOH, A. P., HANG, C. C., QUEK, C. K., VASNANI, V. U.; (1993). Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 32, p. 1102-1107.
- LU, J., RANGANATHAN, R. S., MALKI, H. A.; (2000). Predictive Fuzzy PID Control for Complex Process, *The 9<sup>th</sup> IEEE International Conference on Fuzzy Systems - Fuzzy IEEE 2000*, v. 2, p. 544-548.
- LU, J., CHEN, G., YING, H. (2001). Predictive Fuzzy PID Control: Theory, Design and Simulation, *Information Sciences*, v. 137, p. 157-187.
- LUNDH, M., ÅSTRÖM, K. J.; (1994). Automatic Initialization of a Robust Self-tuning Controller, *Automatica*, v. 30, p. 1649-1662.
- LUYBEN, W. L.;(1986). Simple Method for Tuning SISO Controllers in Multivariable Systems, *Ind. Eng. Chem. Des. Dev.*, vol. 25, pp. 654-660.
- \_\_\_\_\_; (1987). Derivation of Transfer Function for Highly Non-Linear Distillation Columns, *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, v. 26, p. 2490-2495.
- \_\_\_\_\_; (1990). *Process Modeling Simulation, and Control for Chemical Engineers*, McGraw-Hill, Inc.
- MAHFOUF, M.; LINKENS, D. A.; (1997). Constrained Multivariable Generalized Predictive Control for Anesthesia: the Quadratic-Programming Approach. *International Journal of Control*, v. 67, n. 4, p. 507-527.
- MALKI, H. A., MISIR, D., FEIGENSPAN, D., CHEN, G.; (1994). New Design and Stability Analysis of Fuzzy Proportional-Derivative Control Systems, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, v. 2, n. 4, p. 245-254.
- \_\_\_\_\_; (1997). Fuzzy *PID* Control of a Flexible-Joint Robot Arm with Uncertainties From Time-Varying Loads, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 5, n. 3, p. 371-378.
- MAMDANI, E. H.; (1974). Applications of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant, *Proc. IEE*, v. 121, n. 12, p. 1585-1588.
- MAMDANI, E. H., ASSILIAN, S.; (1975). An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, *Int. J. Man Machine Studies*, v. 7, n. 1, p. 1-13.

- MENDEL, M. J.; (1995). Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial, *Proceedings of IEEE* v. 83.
- MACINTOSH, A. R. , SHAH, S. L., FISHER, D. G.; (1991). Analysis and Tuning of Adaptive Generalized Control, *Can. J. Chem. Engng.*, v. 69, p. 97-110.
- MICHELS, K.; (1997). A model-based fuzzy controller, *Fuzzy Sets and Systems*, n. 85, p. 223-232.
- MILLER, R. M., KOWK, K. E., SHAH, L. S., LAND, H., WOOD, R. K.; (1996). Development of a Stochastic Predictive PID Controller, *Proceedings of American Control Conference*, p. 4204-4208.
- MILLER, R. M., KOWK, K. E., SHAH, L. S., WOOD, R. K.; (1999). Predictive PID, *ISA Transactions*, v. 38, n.1, p. 11-23.
- MOEDA, M., MURAKAMI, S.; (1992). A Self-Tuning Fuzzy Controller, *Fuzzy Sets and Systems*, v. 51, p. 29-40.
- MONICA, T. J., YU, C. -C., LUYBEN, W. L.; (1988). Improved Multiloop Single-Input/Single-Output (SISO) Controllers for Multivariable Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 27, p. 969-973.
- MORADI, M. H., KATEBI, M. R., JOHNSON, M. A.; (2001). Predictive PID Control, *IV Conferência de Aplicações Industriais – INDUSCON*, p. 764-769.
- MORARI, M., ZAFIROU, E.; (1989). *Robust Process Control*, Prentice-Hall International Inc.
- NAGY, Z., FINDEISEN, R., DIEHL, M. ALLGÖWER, F. BOCK, H. G.; (2000); Real-time Feasibility of Nonlinear Predictive Control for Large Scale Processes – A case Study, *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics & Automation*, v. 6, p. 4249-4253, San Francisco, USA.
- NAZZETTA, R. M.; OLIVEIRA, G. H. C.; CAMPELLO, R. J. G. B.; AMARAL, W. C.; (1998). Controle Preditivo de Processos Não Lineares Utilizando Modelos Dinâmicos Nebulosos, *XII Congresso Brasileiro de Automática*. p. 169-174.
- NG, K. C., LI, Y.; (1994). Design of Sophisticated Fuzzy Logic Controllers Using Genetic Algorithms, *IEEE World Congress on Computational Intelligence, in Proc. 3rd IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, v. 3, p. 1708-1712.
- \_\_\_\_\_.; (1998), Reduced Rule-Base and Direct Implementation of Fuzzy Logic Control, *13th IFAC World Congress*, p. 85-90, San Francisco, USA.
- NGUYEN, D. H., WIDROW, B.; (1990). Neural Networks for Self-Learning Control Systems, *IEEE Control Systems*, v. 10, p. 18-23.
- NIE, J.; (1997). Fuzzy Control of Multivariable Nonlinear Servomechanisms with Explicit Decoupling Scheme, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, v. 5, n. 2, p. 304-311.
- NIEDERLINSK, A.; (1971). A Heuristic Approach to the Design of Linear Multivariable Interacting Control Systems, *Automatica*, v. 7, p. 691-701.
- NOBRE, F. S. M., PALHARES, A. G. B.; (1997). Informações Quantitativas e Qualitativas no Projeto de Controladores Nebulosos, *SBA Controle & Automação*, v. 8, n. 2, p. 77-93.
- NORMEY, J. E.; (2001). GPC Adaptativo Basado en el Predictor de Smith para Processos com Retardo Variable, *SBAI 2001*, Canelas, Brasil.
- NORMEY, J. E., CAMACHO, E. F.; (2000). Multivariable Generalised Predictive Controller Based on The Smith Predictor, *IEE Proc. Control Theory Applications*, v. 147, n. 5, p. 538-546.
- OGATA, K.; (1995). *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.



- O'REILLY, J., LEITHEAD, W. E.; (1991). Multivariable Control by Individual Channel Design, *International Journal of Control*, v. 54, n. 1, p. 47-82.
- PALMOR, Z. J., BLAU, M.; (1994). An Auto-tuner for Smith Real-time Compesator, *International Journal of Control*, v. 60, p. 117-135.
- PALMOR, Z. J., HALEVI, Y., KRASNEY, N.; (1995). Automatic Tuning of Decentralized *PID* Controllers for *TITO* Processes, *Automatica*, v. 31, p. 1001-1010
- PALMOR, Z. J.; (1996); Time-delay Compansation – Smith Predictor and its Modifications, *The Control Handbook*, New York,: CRC and IEEE Press, p. 224-237.
- PORTER, B., JONES, A. H.; (1992). Genetic Tuning of Digital *PID*, *Electron. Lett.*, v. 28, p. 843-844.
- POSTHLETHWAITE, B.; (1997). Building a Model-based Fuzzy Controller, *Fuzzy Sets and Systems*, n. 79, p. 453-458.
- PUIG, V., QUEVEDO, J.; (2001). Fault-tolerant *PID* Controllers using a Passive Robust Fault Diagnosis Approach, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1221-1234.
- QIN, S. J.; (1994). Auto-Tuned Fuzzy Logic Control, *Proc. of the American Control Conference*, Baltimore, p. 2465-2469.
- QIN, S. J., BORDERS, G.; (1994). A Multiregion Fuzzy Logic Controller for Nonlinear Process Control, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, v. 2, n. 1, p. 74-81.
- QIN, Y., JIA, L. -M., ZHANG X. -D.; (1998). Automation of Combustion Process for Coke Oven Using Multivariable Fuzzy Control Technique, *IEEE World Congress on Computational Intelligence, Proc. of FUZZ-IEEE*, Anchorage, Alaska, USA, p. 606-610.
- QIN, S. J.; BADGWELL, T. J.; (1997). An Overview of Model Predictive Control Technology, *Proceedings AIChE Symposium Series 316*. v. 93, p. 232-256.
- \_\_\_\_\_; (1998). An Overview of Nonlinear Model Predictive Control Applications, *International Symposium on Nonlinear Model Predictive Control Workshop - Assessment and Future Directions, Preprints*.
- RAMOND, G. DUMUR, D., LIBAUX A., BOUCHER, P.; (2001). Direct Adaptive Predictive Control of a Hydro-Electric Plant, *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*, v. 01, p. 600-611, Alaska, USA.
- RASHID, A. N. K., HI, A. S.; (1993). *Tuning of Fuzzy Logic Controllers by Parameter Estimation Method*, *Fuzzy Logic and Control*, Prentice Hall Environmental and Intelligent Manufacturing Systems Series, Editor: Mahammad Jamshidi, p. 373-392.
- RICHALET, J., RAULT, A., TESTUD, J. L., PAPON, J.; (1978). Model Predictive Heuristic Control: Aplications to Industrial Processes, *Automatica*, v. 14, n. 5, p. 413-428.
- SANDRI S., CORREA, C.; (1999). Lógica Nebulosa – Tutorial, *V Escola de Redes Neurais - Turorial*, p. 028-072, São José dos Campos, Brasil
- SANTOS, J. E. S., SIMAS, H., COELHO, A. A. R.; (1998). Comparison of Adaptive Controllers in a Nonlinear Plant, *Proceedings of 1998 IEEE International Conference on Control Applications*, p. 1353-1357. Trieste, Italy.
- SCALI, C., MARCHETTI, G., SEMINO, D.; (1999). Relay with Additional Relay for Identification and Autotuning of Completely Unknown Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 38, n. 5, p. 1987-1997.
- SCHEI, T. STEINER; (1994). Automatic Tuning of *PID* Controllers Based on Transfer Function Estimation, *Automatica*, v. 30, n. 12, p. 1983-1989.

- SEMINO, D. AND SCALI, C.; (1998). Improved Identification and Autotuning of *PI* Controllers for *MIMO* Processes by Relay Techniques, *Journal of Process Control*, v. 8, p. 219-227.
- SHEN, S. -H., YU, C. -C.; (1994). Use of Relay-feedback Test for Automatic Tuning of Multivariable Systems, *AIChE Journal*, v. 40, n. 4, p. 627-646.
- SHEN, J. H., WU, J. S., YU, C. C., (1991), Use of Based-relay Feedback for System Identification, *AIChE J.*, v. 42, p. 1174-1180.
- SHIU, S. -J., HWANG, S. -H.; (1998). Sequential Design Method for Multivariable Decoupling and Multiloop *PID* Controllers, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 37, p. 107-119.
- SHINSKEY, F. G.; (1988). *Process Control Systems: Application, Design and Tuning*, McGraw-Hill.
- SHMIDT, R. N., MODARNESESZEDEH, M.; (1995). A Case for Adaptive Predictive Multiloop Controller, *Instrumentation & Control*, v. 68, n. 8, p. 59-63.
- SHOURESHI, R.; (1993). Intelligent Control Systems: Are They for Real?, *Transactions of the ASME*, v. 115, p. 392-401.
- SING, R. P., NERENDRA, K. S.;(1984). Prior Information in the Design of Multivariable Adaptive Controllers, *IEEE Trans. on Automatic Control*, v.29, n. 12, p. 1108-1111.
- SKOGESTAD, S., POSTHLETHWAITE, I.; (1996). *Multivariable Feedback Control – Analysis and Design*, John Wiley & Sons.
- SMITH, O. J.; (1959). A controller to Overcome Dead Time, *ISA Journal*, v. 6, p. 28-33.
- SOETERBOEK, R. (1992). *Predictive control - A Unified Approach*, Prentice Hall.
- SOUZA, J. M.; BABUSKA, R.; VERBRUGGEN, H. B.; (1997). Fuzzy Predictive Control Applied to an Air-Conditioning System, *Control Engineering Practice*, v. 5, n. 10, p. 1395-1406.
- SUNG, S. W., LEE, I. -B; (2000). An Improved Algorithm for Automatic Tuning of *PID* Controllers, *Chemical Engineering Science*, v. 55, p. 1883-1891.
- TAKATSU H., ITOH, T; (1999). Future Needs for Control Theory in Industry – Report of the Control technology Survey in Japanese Industry, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 37, n. 3, p. 298-305.
- TORRES, S., MÉNDEZ, J. A., ACOSTA, L., SIGUT, M., MARICHAL, G. N. MORENO, L.; (2001). A Predictive Control Algorithm with Interpolation for a Robot Manipulator with Constraints, *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, p. 536-541, Michigan, USA.
- TSAI, C. C.; LU, C. H.; (1998). Multivariable Self-Tuning Temperature Control for Plastic Injection Molding Process. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 2, p. 310-318.
- TZAFESTAS, S. G., TERZAKIS, S., VENETSANOPOULUS, A. N.; (1994). *Fuzzy Reasoning in Information, Precision and Control Systems*, Netherlands, Klumer Academic Publishier, p. 348-369.
- WANG, P., KWOK, D. P.; (1993). Optimal Design of *PID* Process Controllers Based on Genetic Algorithms, *12th World Congress of IFAC*, v. 5, p. 261-265, Santa Barbara, USA.
- WANG Q. G., LEE, T. H., TAN, K. K.; (1995). Automatic Tuning of Finite Spectrum Assignment Controllers for Relay Systems, *Automatica*, v. 31, p. 477-482.
- WANG, L., CLUET, W. R.; (1996). Use of PRESS Residual in Dynamic System Identification, *Automatica*, v. 32, 181-784.

- WANG, Q. -G., HANG, C. -C., ZOU B.; (1997a)., Process Frequency Response Estimation from Relay Feedback, *Control Engineering Practice*, v. 5, p. 1293-1302.
- \_\_\_\_\_; (1997b). Low-order Modeling for Relay Feedback, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 36 p.375-386.
- WANG, G. Q., LEE, T. H., FUNG, HO, W., BI, Q., ZHANG, Y.; (1999a). PID Tuning for Improved Performance, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, v. 7, n.4, p. 457 – 465.
- WANG, Q., -G; ZOU, B., LEE, T., -H. AND BI, Q.; (1997c). Auto-tuning of Multivariable PID Controllers from Decentralized Relay Feedback, *Automatica*, v. 33, p. 319-330.
- WANG, Q. G., LEE, T. H, ZHANG, Y.; (1998). Multiloop Version of the Modified Ziegler-Nichols Method for Two Input Two Output Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 37, p. 4725-4733.
- WANG, Q. G., HANG, C. C., BI, Q.; (1999c). A Technique for Frequency Response Identification Relay Feedback, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 7, n. 1, p. 122 – 128.
- WANG, L. DESARMO, M. L., CLUETT, W. R.; (1999d). Real-time Estimation of Process Frequency Response and Step Response from Relay Feedback Experiments, *Automatica*, v. 35, p. 1427-1436.
- WANG, Y. -G., SHAO, H. -H.; (1999). PID, Autotuner Based on Gain and Phase Margin Specifications, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 38, p. 3007-3012.
- WANG, L. X.; (1999). Automatic Design of Fuzzy Controllers, *Automatica*, v. 35, p. 1471-1475.
- WOOD, R. K., BERRY, M. W.; (1973). Terminal Composition Control of a Binary Distillation Column, *Chem. Eng. Sci.*, v. 28, p. 1707-1717.
- WARWICK, K.; (1998). Recent Developments in Intelligent Control, *IEE colloquium on Update on Developments in Intelligent Control*, v. 1, p. 1-4.
- VAN DOREN, V. J.; (1995). Neural Networks for Process Modeling and Control (Software Review). *Control Engineering International*, v. 42, p. 62.
- \_\_\_\_\_; (1997). Multivariable Controllers Enter the Mainstream. *Control Engineering International*, v. 44, n. 4, p. 107-112
- XU, J. -X., POK, Y. -M., LIU, C., HANG, C. C.; (1998). Tuning and Analysis of a Fuzzy PI Controller Based on Gain and Phase Margins, *Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, v. 28, n. 5, p. 685-691.
- YAGER, R. R., FILEV, D. P.; (1994). *Essentials of Fuzzy Modeling and Control*, John Wiley & Sons, Inc. – Interscience Publication.
- YOJO, L. M., MORAES, J. N. P.; (1999). Avaliação de Controladores PID com Lógica Fuzzy para Controle de Temperatura, *4º Congresso de Equipamentos e Automação da Indústria Química, Revista Intech-Brasil*, Maio.
- YOSHIDA, S., WAKABAYASHI, N.; (1992). A Fuzzy Logic Controller for a Rigid Disk Driver. *IEEE Control System Magazine*, p. 67-70.
- YING, H., SILER, W. , BUCKLEY, J. J.; (1990). Fuzzy Control Theory : A Nonlinear Case, *Automatica*, v. 23, n. 6, p. 513-520.
- YING, H.; (1993). The Simplest Controllers Using Different Inference Methods are Different Nonlinear Proportional-Integral-Derivative Controllers with Variable Gains, *Automatica*, v. 29, n. 6, p. 1579-1589.
- \_\_\_\_\_; (1994). Analytical Structure of a Fuzzy Controller with Linear Control Rules, *Information Systems*, v. 81, p. 213-227.

- YING, H., SILER, W.; (1989). Fuzzy Control Theory: The Linear Case, *Fuzzy Sets and Systems*, v. 33, p. 275-290.
- YAMAMOTO, T., OMATU, S., KANEDA, M.; (1994). A design Method of Self-Tuning PID Controllers, *Proceedings of the American Control Conference*, Baltimore, p. 3263-3267.
- YAMAMOTO, T., SHAH, S. L.; (1998). Design and Experimental Evaluation of a Multivariable Self-Tuning PID Controller, *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications*, p. 1230-1234.
- YEGER, R. R., FILEV, D. P.; (1994). *Essentials of Fuzzy Modeling and Control*, John Wiley & Sons, Inc, New York.
- UNAR, M. A., MURRAY-SMITH, D. J., SHAH, S. F.; (1996). Design and Tuning of Fixed Structure PID Controllers: A Survey, *Faculty of Engineering, Glasgow G12 8Q, Scotland Technical Report CSC-96016*.
- UNBENHAUEN L.; (1996). Distributed Supervisory Industrial Control Systems and their Problems for Embedding Advanced Control Strategies, *7º Congreso Latinoamericano de Control Automático e XV Simposio Nacional de Control Automático*, v. 1, p. I-VIII, Buenos Aires, Argentina.
- VILJAMAA, P., KOIVO, H. N.; (1993). Tuning of Multivariable Fuzzy Logic Controller, *IEEE, Intelligent Automation and Soft Computing*, v.2, p. 697-701.
- ZADEH, L. A.; (1994). Soft Computing and Fuzzy Logic, *IEEE Software*, v. 11, n. 6, p. 48-56.
- \_\_\_\_\_; (1996). Fuzzy Control: Issues, Contentions and Perspectives, *13th Triennial World Congress IFAC*, p. 35-38, San Francisco, USA.
- \_\_\_\_\_; (1965). Fuzzy Sets, *Information and Control*, v. 8, p. 338-353.
- \_\_\_\_\_; (1973). Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process, *IEEE Trans. Systems Man Cybernetics*, SMC-3, p. 28-44.
- \_\_\_\_\_; (1978). Fuzzy Sets as a Basis for a Theory of Possibility, *Fuzzy Sets and Systems*, v. 1, p. 3-28.
- ZHAO, Z. Y., TOMIZUKA, M., ISAKA, S.; (1993). Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers; *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, v. 23 n. 5, p. 1392-1398.
- ZHAO, M.; (1994). Neural-net-based Adaptive PID Regulator with Attenuating Excitation signal, *Proceedings of American Control Conference*, Baltimore, USA.
- ZIEGLER, J. G., NICHOLS, N. B.; (1943). Optimum Settings for Automatic Controllers, *Transactions ASME*, v. 65, p. 433-444.
- \_\_\_\_\_; (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers, *Transactions ASME*, v. 64, p. 759-768.