

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

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DIGITAL PID
AUTO-AJUSTÁVEL BASEADO NUM SISTEMA ESPECIALISTA**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DE GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA**

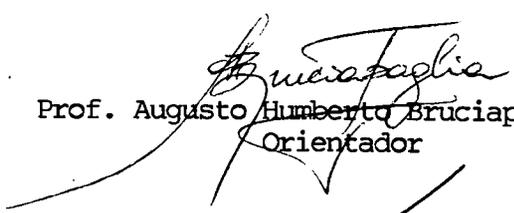
DANIEL JUAN PAGANO

FLORIANÓPOLIS, MARÇO - 1989

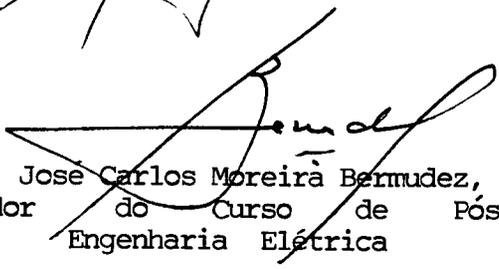
DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DIGITAL PID AUTO-AJUSTÁVEL
BASEADO NUM SISTEMA ESPECIALISTA

DANIEL JUAN PAGANO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

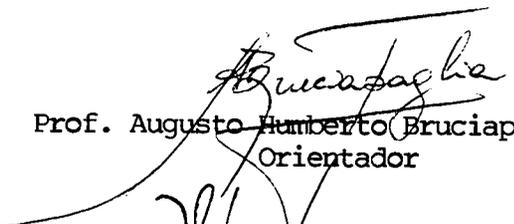


Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Orientador



Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

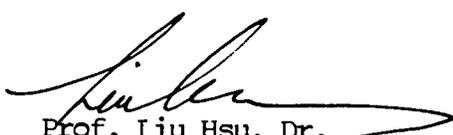
BANCA EXAMINADORA



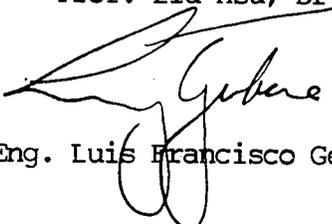
Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Orientador



Prof. Hervé Eric Garncusset, Dr.
Co-orientador



Prof. Liu Hsu, Dr.



Eng. Luis Francisco Gerbase, M.Sc.

SUMÁRIO

RESUMO.....	viii
ABSTRACT.....	ix
SIMBOLOGIA	x
 CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO.....	 1
 CAPÍTULO II - MÉTODOS PARA AJUSTE DE CONTROLADORES PID	
 2.1 - Introdução.....	 5
2.2 - Levantamento das técnicas de ajuste.....	6
2.2.1 Métodos clássicos.....	6
2.2.1.1 Métodos empíricos ou iterativos por tentativa e erro	
2.2.1.2 Método de Ziegler-Nichols	
2.2.1.3 Método de alocação de pólos e zeros	
2.2.1.4 Métodos baseados em otimização	
2.2.1.5 Métodos baseados em margem de fase e/ou margem de ganho	
2.2.2 Métodos adaptativos.....	11
2.2.2.1 Métodos baseados no modelo ("model-based")	
2.2.2.2 Modelo de referência	
2.2.2.3 Baseados na identificação dos parâmetros do processo	

2.2.3 Métodos auto-ajustáveis.....	15
2.2.3.1 Método de Åström-Hagglund	
2.2.3.2 Método de Bristol	
2.2.3.3 Baseados num sistema especialista	
2.3 - Conclusão.....	22
 CAPÍTULO III - METODOLOGIA DE AJUSTE DESENVOLVIDA	
3.1 - Introdução.....	24
3.2 - Formulação do problema.....	25
3.2.1 Hipóteses de trabalho.....	26
a) Universo de processos considerado	
b) Estrutura do controlador	
c) Objetivos de controle	
d) Sinais de entrada	
3.2.2 Trabalhos prévios (ZN, Shinskey, Bristol).....	31
3.3 - Estratégia de solução.....	33
3.4 - Metodologia de ajuste desenvolvida.....	35

3.4.1	Aquisição do conhecimento.....	35
	a) parâmetros de malha aberta	
	b) reconhecimento e classificação da resposta de malha fechada	
	c) parâmetros de orientação para o ajuste	
3.4.2	Estratégias de ajuste.....	47
	a) estratégia de ajuste global	
	b) estratégia de ajuste por grupos	
	c) metodologia de fase	
3.4.3	Exemplos.....	53
3.5	- Ajuste de Ziegler-Nichols-Modificado (ZNM).....	57
3.6	- Síntese do procedimento.....	59
3.7	- Conclusão.....	61
<p style="text-align: center;">CAPÍTULO IV - APRESENTAÇÃO DO SISTEMA ESPECIALISTA DESENVOLVIDO</p>		
4.1	- Introdução.....	62
4.2	- Justificativa do uso de um SE no ambiente industrial.....	62
4.3	- Características gerais de um SE.....	64
	4.3.1 Memória de trabalho.....	65
	4.3.2 Memória de regras.....	65
	4.3.3 Máquina de inferência.....	66
	4.3.4 Diferenças entre o modelo de produção e o modelo procedural.....	68

4.4 - A linguagem de representação desenvolvida.....	69
4.4.1 Os elementos manipulados (MT).....	69
4.4.2 As regras.....	70
a) A parte esquerda	
b) A parte direita	
4.4.3 A máquina de inferência.....	72
4.5 - Modelagem do conhecimento.....	72
4.5.1 Identificação.....	73
4.5.2 Conceitualização.....	74
4.5.3 Estruturação do conhecimento.....	74
4.5.4 Teste.....	78
4.5.5 Regras de produção.....	79
4.6 - Funcionamento do sistema.....	81
4.7 - Conclusão.....	83

CAPÍTULO V - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 - Introdução.....	85
5.2 - Processos estacionários.....	86
5.2.1 Análise da convergência.....	86
5.2.1.1 Ajuste inicial de ZN	

5.2.1.2 Ajuste inicial de ZNM	
5.2.1.3 Ajuste inicial a partir de um estado qualquer do sistema	
5.2.1.4 Conclusões	
5.2.2 Análise estatística.....	90
5.3 - Processos não-estacionários.....	91
5.4 - Conclusão.....	97
CAPÍTULO VI - CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS.....	98
APÊNDICE A - SISTEMA DE DESENVOLVIMENTO.....	101
APÊNDICE B - CONTROLADOR PID.....	105
APÊNDICE C - EXEMPLOS DE CASOS SIMULADOS.....	111
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	124

RESUMO

A presente dissertação aborda o problema de desenvolvimento de um controlador digital PID auto-ajustável utilizando um sistema especialista baseado em regras de produção.

Este controlador está habilitado para (a) auto-ajustar-se até alcançar as especificações de controle de malha fechada e (b) adaptar-se a mudanças na dinâmica da planta.

A abordagem adotada não requer informação sobre o modelo matemático do processo a controlar. Esta baseia-se no reconhecimento e classificação da resposta no tempo, do sistema, em grupos pré-estabelecidos de formas de onda. Define-se, para estes, diferentes estratégias de ajuste que garantem a convergência do sistema para o objetivo definido pela resposta desejada (especificada). Também são destacados aspectos relativos à metodologia de ajuste implementada, à arquitetura do sistema especialista e às regras de produção utilizadas.

Resultados de simulação permitem concluir sobre o desempenho do sistema proposto.

ABSTRACT

The present dissertation deals with the problem of developing a self-tune PID digital controller using an expert system based on production rules.

This controller is able (i) to self-tune in order to reach the specified closed-loop step response and (ii) to adapt to changes in the dynamics of the plant.

The approach adopted does not require a mathematical model of the process. It is based on the recognition and classification of the output signal in groups of wave-patterns. For these groups, different tune strategies are defined, thus guaranteeing the convergence of the system to the goal defined by the desired output signal. Some aspects related to the implemented tuning method, the expert system architecture and the production rules used are highlighted.

Simulation results allow the drawing of conclusions about the proposed system performance.

SIMBOLOGIA

- $u(t)$ sinal de controle (sinal de entrada do processo)
- $y(t)$ variável controlada (saída do processo)
- $y_r(t)$ sinal de referência do sistema de controle
- $e(t)$ sinal de erro do sistema
- $w(t)$ perturbação de carga
- $u(k)$ sinal de controle no instante k
- $y(k)$ variável controlada no instante k
- $y_r(k)$ referência do sistema de controle no instante k
- $e(k)$ sinal de erro do sistema no instante k
- $U(s)$ transformada de Laplace do sinal de controle
- $Y(s)$ transformada de Laplace do sinal de saída do processo
- $E(s)$ transformada de Laplace do erro do sistema
- $W(s)$ transformada de Laplace da perturbação de carga
- $G(s)$ função de transferência do processo
- $U(z)$ transformada Z do sinal de controle
- $Y(z)$ transformada Z do sinal de saída do processo
- $E(z)$ transformada Z do erro de seguimento
- P** ação proporcional do controlador
- I** ação integral do controlador

- D ação derivativa do controlador
- T período de amostragem
- Kc ganho proporcional do PID
- Ti tempo de integração do PID ("reset-time") [s/rep]
- Td tempo derivativo do PID ("rate-time") [s]
- s operador de Laplace
- z operador Z
- w operador freqüencial
- Kp ganho estático do processo
- L atraso de transporté do processo
- τ constante de tempo do processo
- Tu período de oscilação crítico do laço
- Ku ganho crítico do laço
- So sobrepasso do sinal de saída do processo
- Su subpasso do sinal de saída do processo
- Ta período de oscilação amortecido de malha fechada
- θ_c fase do controlador
- TaxaI taxa de ajuste da ação integral
- TaxaD taxa de ajuste da ação derivativa

Capítulo I

INTRODUÇÃO

Por não ser possível modelar os sub-processos presentes numa planta industrial típica de forma a implementar um controle específico para cada um deles, empregam-se, na prática, controladores de estrutura fixa e parâmetros ajustáveis. Estes controladores são simples e de propósito geral, e são otimizados conforme as características do processo a controlar. Dentre estes controladores, o mais utilizado na indústria nas últimas quatro décadas, nas suas versões analógica e, recentemente, digital, é o que implementa a lei de controle dita: **Proporcional + Integral + Derivativa**, conhecido como **PID**.

Este controlador, nas suas diferentes formas de implementação digital, constitui o núcleo de grande parte dos softwares desenvolvidos para controle digital direto (CDD) de processos industriais e é, atualmente, o mecanismo básico dos sistemas de controle distribuído (SDCD) comerciais.

Engenheiros e/ou operadores de planta ajustam estes controladores usando critérios empíricos (representações conceituais) ou regras formuladas sem um alto grau de conhecimento da teoria de controle ou do comportamento do próprio processo.

Na prática, apesar da existência de uma certa variedade de técnicas de ajuste dos parâmetros do PID [Lipták 85], é comum observar muitas malhas de controle mal ajustadas ou, pior ainda, trabalhando em modo manual (malha aberta). Isto é devido, entre outras possíveis causas, às características inerentes dos processos sob controle - não-linearidades, ruído, mudanças dos parâmetros dos processos, interação com outros processos, etc.- assim como, também, a ajustes inadequados dos controladores, realizados por pessoal não especializado ou que carece da necessária dedicação para fazê-lo. Todos estes elementos contribuem para que a malha de controle tenha um mal desempenho.

Os motivos acima expostos justificam o interesse existente no desenvolvimento de controladores do tipo PID com a capacidade de se adaptar automaticamente frente a variações no comportamento do processo controlado e, além disto, auto-ajustar-se caso

estiver inicialmente desajustado. Isto é viabilizado pelos avanços recentes em microeletrônica. Duas abordagens podem ser empregadas para atender este objetivo [Carmon 86]:

- a) a introdução de conhecimento adicional sobre o processo na estrutura do controlador, usando técnicas tais como o planejamento do ganho [Rodhe 85] ou o preditor de Smith [Hang 80];
- b) o ajuste do controlador mediante alguma das seguintes técnicas:
 - projeto de controlador adaptativo baseado num modelo de referência [Astrom 87];
 - projeto de controlador adaptativo baseado na identificação dos parâmetros do processo através de métodos conhecidos como: mínimos quadrados recursivo, variáveis instrumentais, etc. [Astrom 87], [Fong-Chnee 88];
 - projeto de controlador auto-ajustável baseado num sistema especialista (inteligência artificial) [Krauss 84], [Porter 87], [Carmon 86], [Bristol 87], [Shinsky 87].

A primeira abordagem, necessita de dados suplementares sobre o processo nem sempre acessíveis e, além disso, reduz a flexibilidade do controlador pois torna-o dedicado.

Na segunda abordagem, as duas primeiras técnicas, clássicas do controle adaptativo, apresentam os seguintes problemas [Astrom 87]:

- a estrutura a identificar deve ser adequadamente definida;
- identificação se vê prejudicada pela presença de ruído;
- não apresentam uma interface simples para o operador;
- a estabilidade não é totalmente garantida.

Por estas razões, estes métodos não têm alcançado um grau ótimo de desempenho apresentando em alguns casos graves problemas [Seborg 86].

Recentemente, considerando o aspecto empírico e declarativo do conhecimento de um operador de planta, algumas pesquisas têm sido direcionadas para uma abordagem do problema baseada em sistemas especialistas. Estes sistemas têm suscitado um grande interesse em engenharia desde a década de 80, pois permitem expressar problemas para os quais nenhuma solução algorítmica é conhecida. A característica fundamental dos sistemas especialistas, reside na forma declarativa de se expressar o conhecimento e na separação deste dos mecanismos que o utilizem. O conhecimento é representado por um conjunto de regras do tipo <condições> / <ações>, especificando as ações a realizar se as condições forem verificadas.

O presente trabalho aborda o problema de desenvolvimento de um controlador PID auto-ajustável utilizando esta última técnica apresentada.

Neste primeiro capítulo realizou-se uma breve introdução apresentando o problema que originou este trabalho, mencionando algumas das propostas existentes como solução prática. Também destacou-se o interesse industrial pelo desenvolvimento de controladores do tipo PID com a capacidade de se adaptar automaticamente frente a variações do processo controlado, dados os benefícios decorrentes da sua utilização.

O capítulo II será dedicado a apresentar os métodos, a nosso critério, mais importantes para o ajuste de controladores PID. Também, neste capítulo, será justificada a abordagem adotada para o desenvolvimento de um controlador PID com características auto-ajustáveis.

No capítulo III serão identificadas as características do problema, formulando-se certas hipóteses de trabalho e a estratégia de solução utilizada. Além disso, analisar-se-á a metodologia de ajuste desenvolvida resultante da nossa aprendizagem, sobre o ajuste do PID, realizada sobre um sistema de simulação digital desenvolvido para estes fins.

No capítulo IV, após uma breve introdução aos sistemas especialistas, apresentar-se-á o sistema especialista de ajuste desenvolvido, descrevendo-se a linguagem de representação utilizada e o procedimento seguido para a modelização do conhecimento.

Ainda neste capítulo, explicitar-se-á o funcionamento deste sistema integrado ao controlador PID.

O capítulo V mostrará os resultados de simulação do controlador PID auto-ajustável atuando sobre diferentes malhas de controle industrial.

Finalmente, o capítulo VI será dedicado as conclusões gerais e as perspectivas de continuidade do trabalho desenvolvido.

Capítulo II

MÉTODOS PARA AJUSTE DE CONTROLADORES PID

2.1 Introdução

Desde o surgimento dos primeiros controladores PID industriais, há mais de cinco décadas atrás, uma grande quantidade e diversidade de métodos de ajuste têm sido propostos por diferentes autores. Dentre estes, o método mais difundido e utilizado no ambiente industrial é o proposto por Ziegler e Nichols [Ziegler 42], devido a sua relativa simplicidade, confiabilidade e ampla aceitação.

Os métodos de ajuste de controladores de processos estão usualmente baseados sobre critérios no domínio do tempo. No método de Ziegler-Nichols, por exemplo, o critério empregado corresponde a verificar um amortecimento de 1/4 de onda na resposta do sistema. Outros critérios utilizados na prática para otimizar o ajuste do PID [Rohde 85], considerando o desempenho da resposta de saída da malha, são:

- **Critério da área mínima** : tem por objetivo minimizar a área delimitada pela curva da resposta de saída e o sinal de referência.
- **Critério do distúrbio mínimo** : consiste em estabilizar o processo num tempo mínimo, evitando qualquer oscilação.
- **Critério da amplitude mínima**: objetiva minimizar a diferença entre a variável medida e o valor desejado (referência), sem restrição importante no tempo de estabelecimento.

Selecionado um destes critérios, consideram-se como parâmetros ótimos do PID aqueles que produzem uma resposta de saída do sistema, após uma mudança de referência ou perturbação de carga, que verifica o critério escolhido.

Este capítulo objetiva apresentar e avaliar os métodos mais utilizados para determinar os parâmetros ótimos do PID. Porém, não se pretende realizar um levantamento exaustivo de todas as técnicas de ajuste existentes mas sim apresentar os métodos mais relevantes. Como resultado desta análise, determinar-se-á uma proposta de ajuste do PID.

2.2 Levantamento das técnicas de ajuste do PID

Alguns dos métodos empregados fundamentam-se em resultados empíricos, enquanto que outros baseiam-se em considerações matemáticas.

A primeira classificação realizável, do ponto de vista do grau de participação humana, divide os métodos em manuais e automáticos. Os métodos manuais dividem-se em experimentais e analíticos. Dentre os experimentais podemos mencionar o método iterativo por tentativa e erro e o de Ziegler-Nichols para malha aberta e malha fechada. Os métodos analíticos baseiam-se num conhecimento detalhado do processo e de seu comportamento dinâmico. Dentre os métodos automáticos podemos citar aqueles próprios do controle adaptativo e dos sistemas auto-ajustáveis.

A nossa classificação divide os métodos de ajuste em três grupos diferentes: clássicos, adaptativos e auto-ajustáveis.

2.2.1 Métodos clássicos

2.2.1.1 Métodos empíricos ou iterativos por tentativa e erro

Os métodos empíricos são geralmente aplicados nos casos onde não existe conhecimento suficiente sobre o processo a controlar. Consistem fundamentalmente no ajuste empírico e iterativo dos parâmetros do PID, a partir da observação da variável controlada do sistema e dependem do grau de conhecimento e experiência do engenheiro ou operador de planta, no ajuste de tais controladores. Estes métodos procuram muito mais

assegurar a estabilidade da malha de controle, obtendo um comportamento aceitável, do que lhe oferecer um comportamento específico. A metodologia utilizada por estes baseia-se no seguinte procedimento iterativo:

Enquanto a resposta no tempo do sistema não verificar o objetivo de controle:

- (1) Produzir uma pequena mudança na referência da planta quando o sistema estiver em regime permanente ou esperar por uma perturbação de carga;
- (2) observar as características temporais da resposta da malha;
- (3) modificar o ajuste dos parâmetros do PID de forma que a resposta do sistema tenda à resposta desejada.

Esta técnica está baseada em critérios empíricos, próprios do operador, e não necessita de um modelo matemático do processo.

2.2.1.2 Método de Ziegler-Nichols

Este método é um dos mais divulgados e utilizados no ambiente industrial de controle de processos. Consiste, basicamente, em dois conjuntos de regras de ajuste obtidas empiricamente [Ziegler 42]. O primeiro deles baseia-se na informação extraída da resposta de malha aberta do processo a uma excitação do tipo degrau (curva de reação). Sobre esta curva é traçada a tangente ao ponto de inflexão, determinando-se três parâmetros: o atraso de transporte efetivo (L), a constante de tempo equivalente (τ) e o ganho estático do processo ($K_p = \Delta y / \Delta u$), como ilustrado na fig. 2.1 abaixo.

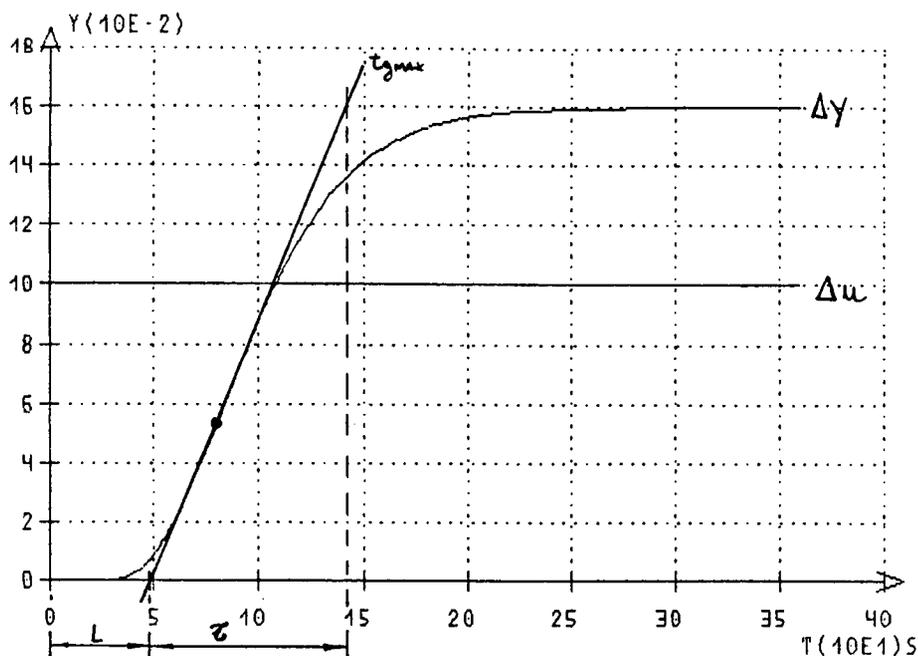


Fig. 2.1 Resposta de malha aberta do processo

O ajuste dos parâmetros do controlador PID é então realizado utilizando as relações empíricas (válidas para $0.1 < L/\tau < 1$):

$$K_c = 1.2 \tau / (L K_p)$$

$$T_i = 2 L$$

$$T_d = 0.5 L$$

O segundo conjunto de regras está baseado no conhecimento do ponto em que a curva de Nyquist da função de transferência do processo, intercepta pela primeira vez o eixo real negativo. Este ponto é caracterizado por parâmetros K_u e W_u , denominados de ganho crítico e frequência crítica. Em geral utiliza-se o período de oscilação crítica da malha (T_u) em lugar de W_u , resultando as seguintes fórmulas (válidas para $2 < k k_u < 20$, onde k é o ganho estático do processo):

$$K_c = 0.6 K_u$$

$$T_i = 0.5 T_u$$

$$T_d = 0.12 T_u$$

Estes conjuntos de regras foram obtidos através da análise de diferentes processos, modelados como uma combinação de atraso de transporte e uma constante de tempo dominante. Este método requer mínima informação da planta, mas não é efetivo para aqueles casos onde a simplicidade do modelo utilizado não pode "representar adequadamente" o comportamento do laço (p.e. procesos com atraso de transporte dominante).

Também existem outras regras de ajuste, como as propostas por Cohen e Coon [Cohen 53] e Yuwana e Seborg [Yuwana 82], baseadas em parâmetros obtidos da curva de reação do processo.

2.2.1.3 Método de alocação de pólos e zeros

Este método analítico consiste em determinar os pólos e zeros do controlador, a partir do conhecimento dos pólos e zeros do modelo da planta, para que o sistema em malha fechada apresente singularidades em lugares pré-fixados do plano complexo. Estas singularidades são dados presentes no projeto de controle e correspondem a algum objetivo de controle dado. Este método é aplicável a sistemas lineares, invariantes no tempo e cujo modelo matemático é conhecido. Portanto, na maioria dos casos, o seu emprego impõe certas restrições quando aplicado à classe de processos encontrados no ambiente industrial.

O método de alocação ou posicionamento de pólos e zeros é extensamente tratado no caso dos controladores digitais [Stojic 86], [Hagglund 85], [Amaral 85].

2.2.1.4 Métodos baseados em otimização

Os parâmetros do PID são otimizados de forma a minimizar (ou maximizar) uma função custo, sujeita a certas restrições de projeto.

Esta função custo pode ser algum índice de desempenho como os integrais do: erro ao quadrado (ISE), erro absoluto (IAE), erro absoluto pelo tempo (ITAE), etc. [Liptak 85] ou ser definida sobre algum horizonte de predição como exemplificado a seguir :

$$J = \sum_{k=0}^n e(k)^2 + w \sum_{k=0}^{n-1} [e(k+1) - e(k)]^2$$

onde o primeiro termo penaliza o quadrado do afastamento do erro do valor desejado (zero) e o segundo penaliza as variações do erro, o que equivale a penalizar o consumo de energia [Tonelli 88].

Outros métodos equivalentes foram apresentados por Mc Gregor e outros [Mc Gregor 75] e Isermann [Isermann 81].

2.2.1.5 Métodos baseados em margem de fase e/ou margem de ganho

Estes métodos propõem o ajuste dos parâmetros do PID de forma a verificar especificações de margem de fase e/ou margem de ganho, em uma frequência pré-estabelecida [Åström 82]. Para sua aplicação é necessário conhecer um ponto da característica de Nyquist do sistema, que pode ser aquele utilizado no método de Ziegler-Nichols de malha fechada. Conhecido este ponto, é possível deslocá-lo até uma posição arbitrária no plano S , através de uma estrutura de controle PID. Na fig. 2.2, o ponto A pode ser deslocado nas direções de $G(j\omega)$, $G(j\omega) / j\omega$ e $j\omega G(j\omega)$ modificando os valores dos parâmetros proporcional, integral e derivativo respectivamente.

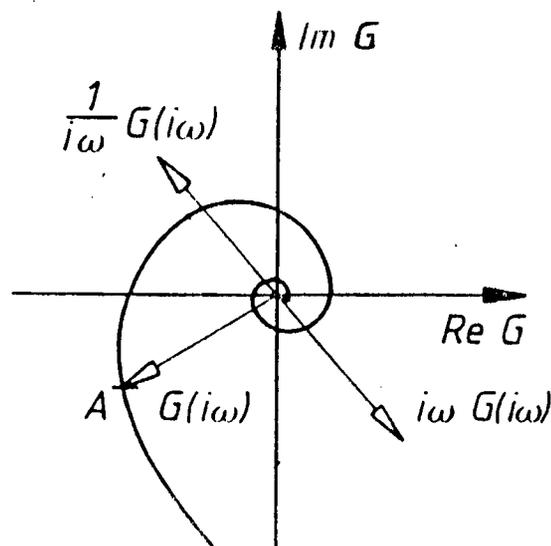


Fig. 2.2 Diagrama polar do sistema

Desta forma, movimentando o ponto A sobre o círculo unitário é possível obter sistemas com uma certa margem de fase especificada. Analogamente, especificações de margem de ganho são obtidas variando o módulo da função complexa.

2.2.2 Métodos adaptativos

2.2.2.1 Métodos baseados no modelo ("model-based")

Consiste na introdução de conhecimento adicional sobre o processo na estrutura do controlador, usando técnicas tais como o planejamento do ganho [Rhode 85] ou o preditor de Smith [Hang 80].

A técnica baseada no planejamento do ganho parte da premissa de que o ganho ótimo é necessário somente no entorno do valor desejado (referência). Além deste, muitas vezes é conveniente que o ganho incremente ou decremente na medida que aumente o desvio (erro), de forma a limitar a excursão da variável de saída e obter uma rápida recuperação do laço às perturbações. A fig. 2.3 mostra a característica do ganho variável do controlador função do erro, utilizada no controle de PH [Rhode 85]:

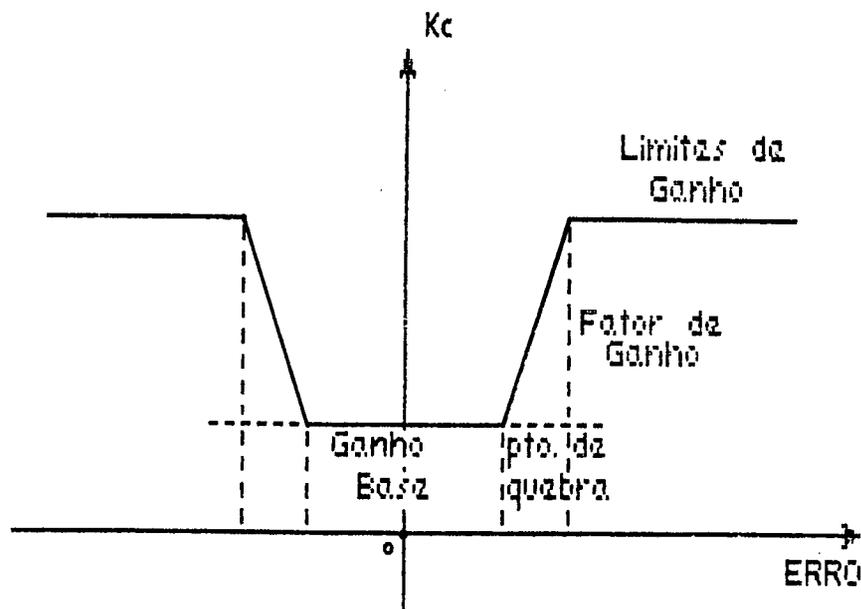


Fig. 2.3 Planejamento do ganho

Sobre esta característica, os seguintes parâmetros são ajustáveis: ganho de base, pontos de quebra, fatores de ganho, limites do ganho.

Para aplicar esta técnica é necessário conhecer características nem sempre acessíveis do processo.

Este método não é considerado, por alguns autores, como pertencente à classe dos métodos adaptativos. Porém, neste trabalho, foi analisado como um método adaptativo dado que o ganho do controlador pode acompanhar as variações do ganho do processo.

2.2.2.2 Modelo de referência

Nesta abordagem, as especificações de controle são colocadas na forma de um modelo de referência. Este determina como deveria responder, idealmente, a saída do processo, a um sinal de controle. O diagrama de blocos do sistema é mostrado na fig. 2.4 abaixo:

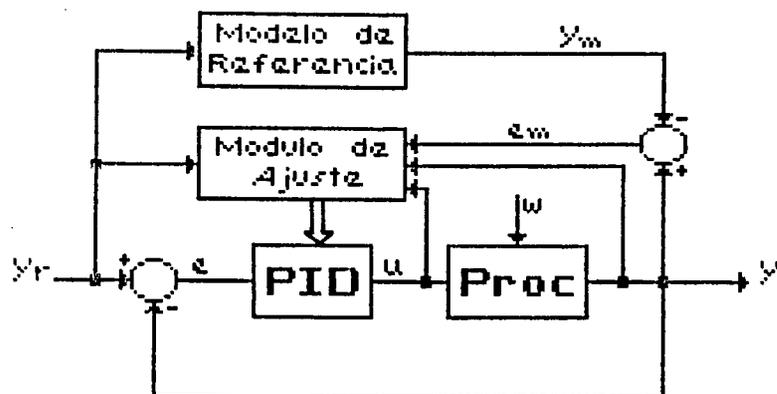


Fig. 2.4 Modelo de referência

O modelo de referência é parte do sistema de controle, e juntamente com o módulo de ajuste do PID constitui um segundo laço de realimentação, encarregado de ajustar os

parâmetros do PID. Este ajuste é realizado de forma tal que o erro, existente entre a saída do modelo Y_m e a saída do processo Y , tenda a zero.

O sistema, assim definido, é robusto. No entanto, o principal problema deste método reside na determinação do mecanismo de ajuste do PID de forma que o sistema seja estável e verifique os objetivos de controle [Åström 87].

Por razões de estabilidade, o modelo de referência da planta usado no projeto da lei de controle deve ter a mesma complexidade do sistema real. Esta suposição é bastante aproximada pois os processos reais, em geral, apresentam uma dinâmica mais complexa que a utilizada para a determinação da lei de controle [Åström 87].

2.2.2.3 Baseados na identificação dos parâmetros do processo

Nesta técnica os parâmetros estimados do processo são atualizados via identificação e os parâmetros do PID são obtidos a partir da solução do problema de projeto, utilizando técnicas tais como posicionamento de pólos e zeros, minimização de uma função de custo, etc. A fig. 2.5 apresenta o esquema completo deste sistema:

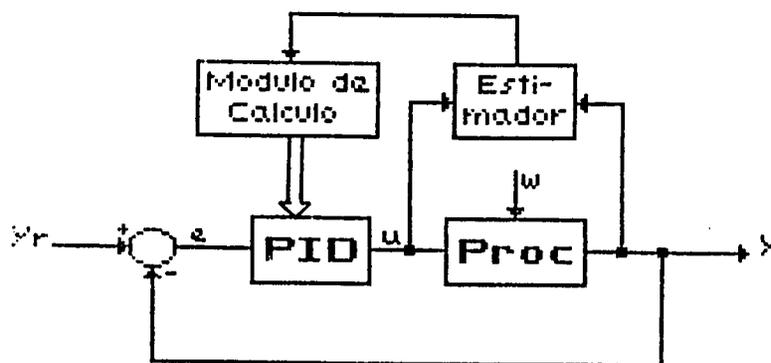


Fig. 2.5 Método baseado na identificação do processo

Este sistema pode ser analisado considerando-o como composto por dois laços de controle. O primeiro corresponde à realimentação clássica. O segundo laço é composto de

um estimador de parâmetros recursivo e de um módulo de cálculo dos parâmetros do PID. O sistema total deve ser visto como um processo de modelagem e projeto de controle automatizado, onde o modelo e o cálculo do controle são atualizados a cada período de amostragem. O módulo de projeto calcula os novos parâmetros do controlador com base na informação obtida do processo. Por exemplo, Åström e Witenmark [Åström 73] propuseram um regulador cujo objetivo era minimizar a variância do sinal de saída do processo controlado. Os mesmos autores, apresentaram uma outra versão fundamentada num controle Gaussiano-Linear-Quadrático [Åström 74]. Wellstead e outros [Wellstead 79] sugeriram o projeto do controlador através do método de posicionamento de pólos e zeros (com certas limitações). Åström e Witenmark [Åström 80] estenderam a proposta anterior para o caso do servomecanismo. Cameron e outros [Cameron 83] propuseram uma versão modificada da solução obtida por Clarke e Gawthrop [Clarke 75].

O mecanismo de identificação pode empregar diferentes técnicas, como: mínimos quadrados recursivo, variáveis instrumentais, máxima de verossemelhança, etc.

Os problemas operacionais dos algoritmos de estimação de parâmetros são discutidos extensamente por Seborg, Edgar e Shah [Seborg 86].

Este método tem sido implementado em controladores comerciais como: Eletromax V (Leeds & Northrup) que utiliza um modelo de segunda ordem na estimação e um algoritmo de posicionamento de pólos no projeto do controle; ASEA-Novatune (Novatune) baseado na estimação de mínimos quadrados e controle por minimização da variância; e o controlador da Turnbull Control Systems que emprega estimação de mínimos quadrados sobre um modelo de segunda ordem e um projeto do controle seguindo o critério de margem de fase.

2.2.3 Métodos auto-ajustáveis

2.2.3.1 Método de Åström-Hagglund

Este método automático está baseado na determinação de pontos específicos na curva de Nyquist do sistema, a partir dos quais aplica-se o método de Ziegler-Nichols de malha fechada ou as técnicas de margem de fase e/ou margem de ganho [Åström 82, 84].

A idéia básica consiste na determinação do ganho crítico (K_u) e do período crítico (T_u) do laço, através da introdução de uma não-linearidade (relé) no sistema, durante a fase de ajuste, como mostrado na fig. 2.6 abaixo.

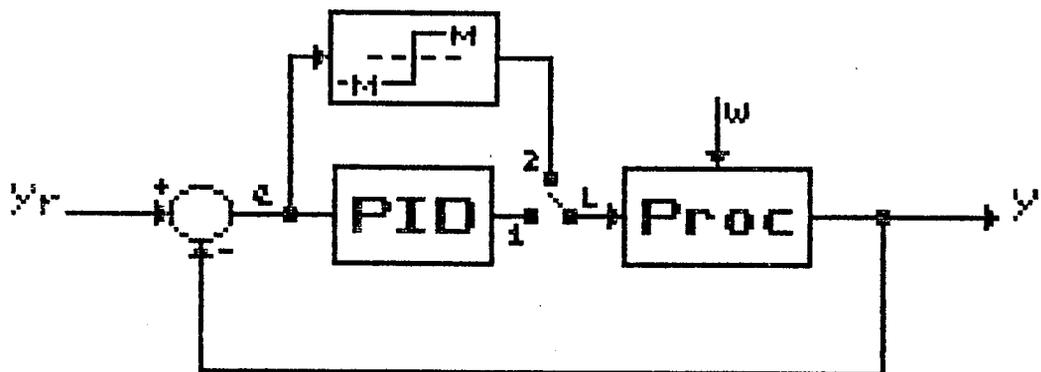


Fig. 2.6 Método de Åström-Hagglund

Nesta fase (chave L na posição 2), a saída do sistema é levada a uma condição de oscilação controlada mediante o trem de pulsos, gerado pela característica do relé, aplicado na entrada do processo. A seguinte fig. 2.7 mostra os sinais de entrada e saída da planta:

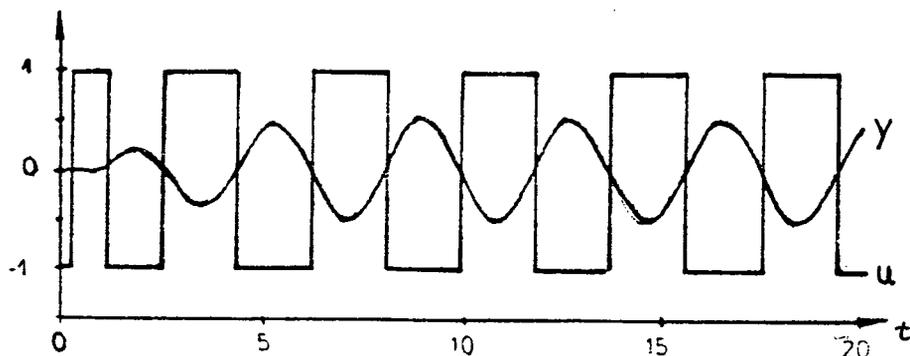


Fig. 2.7 Sinais de entrada e saída da planta

Se o processo atenua as altas frequências correspondentes ao espectro do trem de pulsos, no desenvolvimento em série de Fourier deste sinal, pode-se considerar somente a componente harmônica fundamental (método da função descritiva), sendo que a amplitude desta é dada pela seguinte expressão:

$$A = 4 M / \pi$$

onde M é a amplitude do sinal do relé.

Se a amplitude de saída do processo é Y , então o ganho do processo é $\pi Y / 4M$, para essa frequência crítica. Portanto, o ganho crítico é deduzido da condição de oscilação do sistema como:

$$K_c K_p = 1 \quad \Rightarrow \quad K_c = 1/K_p = 4 M / Y \pi$$

O período crítico é medido sobre a resposta de saída, considerando o tempo entre picos ou entre pontos de cruze.

Obtidos os valores de K_u e T_u , os parâmetros do PID são determinados através dos métodos mencionados anteriormente. A chave L é colocada na posição 1 desligando-se o relé e conectando-se o PID.

Outros pontos da curva de Nyquist do sistema podem ser obtidos mediante a introdução de uma histerese na característica do relé ou de alguma dinâmica conhecida. A partir destes, aplicam-se métodos baseados em margem de fase e/ou margem de ganho.

A versão comercial deste tipo de controlador é fabricada pela Swedish Company Satt Control, sob o nome de Sattcontrol Auto-tuner.

2.2.3.2 Método de Bristol

Este método [Bristol 70, 77, 83] baseia-se no reconhecimento da forma da resposta de saída do laço, a mudanças de referência e/ou perturbações de carga. A fig. 2.8 mostra o diagrama esquematizado deste sistema:

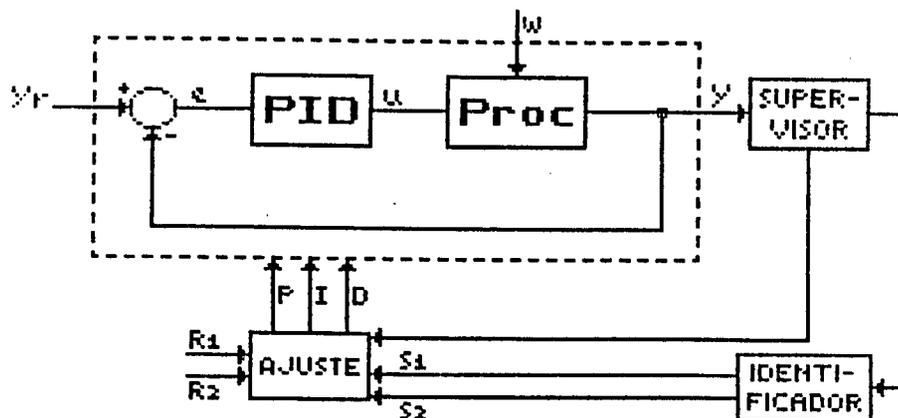


Fig. 2.8 Método de Bristol

Basicamente consiste em comparar as características da resposta do laço com as da resposta desejada. A diferença entre estas duas respostas é utilizada para adaptar os parâmetros do PID. A fig. 2.9 mostra a resposta decorrente de mudanças de referência aplicadas no sistema, e os parâmetros através dos quais é identificada.

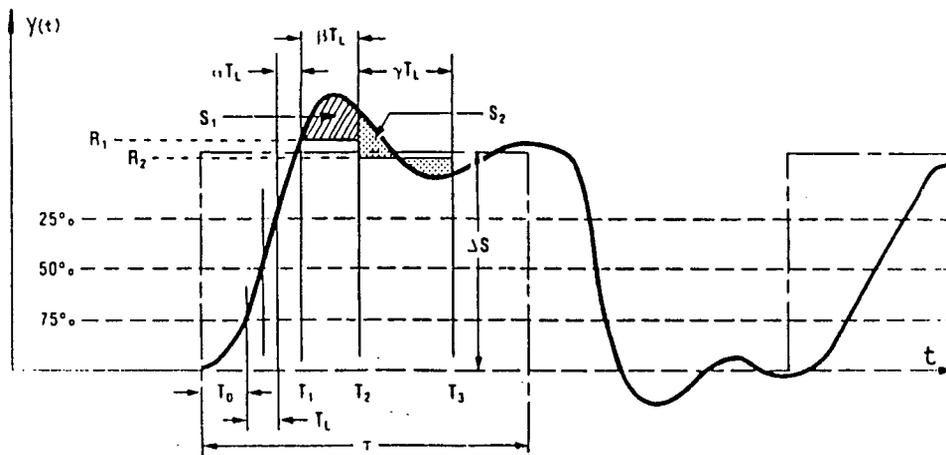


Fig. 2.9 Parâmetros de identificação da resposta

O mecanismo de reconhecimento e auto-ajuste do PID, começa a funcionar quando a resposta de saída excede um certo limiar de ruído, especificado pelo usuário. A seguir, as seguintes etapas são executadas:

(1) **Identificação da resposta:** os seguintes parâmetros caracterizam a resposta:

T_r : tempo de subida (entre o 25% e o 75% do valor de pico)

T_d : tempo de atraso (entre 0% e 25% do valor de pico)

$$T_1 = T_d + (1 + \alpha) T_r$$

$$T_2 = T_1 + \beta T_r$$

$$T_3 = T_2 + \delta T_r$$

onde α , β , δ são determinadas de forma que o primeiro pico da resposta situe-se entre T_1 e T_2 , e que a maior parte do transitório seja contido no intervalo de tempo $[T_1, T_3]$.

S_1, S_2 : integrais do sinal do erro do sistema, avaliadas no intervalo de tempo $(T_2 - T_1)$ e $(T_3 - T_2)$ respectivamente. Ambos valores são normalizados em relação ao intervalo de integração e ao valor do primeiro pico do erro. S_1 e S_2 são os parâmetros empregados pelo mecanismo de auto-ajuste.

- (2) **Mecanismo de auto-ajuste:** As especificações de controle são definidas no domínio temporal pelo usuário, através dos parâmetros R_1, R_2 (vide fig. 2.9). As diferenças $(S_1 - R_1)$ e $(S_2 - R_2)$ representam uma medida do afastamento da resposta atual, em relação à desejada. Portanto, são utilizadas para calcular os novos parâmetros do PID mediante as seguintes fórmulas empíricas:

$$K_c = K_c' \quad 1 / (1 + K_{p1} (S_1 - R_1) + K_{p2} (S_2 - R_2))$$

$$T_i = T_i' \quad (1 + K_{i1} (S_1 - R_1) + K_{i2} (S_2 - R_2))$$

K_c', T_i' : parâmetros atuais do PID

K_c, T_i : parâmetros novos do PID

K_{p_i}, K_{i_i} : valores empíricos

O ajuste da ação derivativa não é explicitado nas referências consultadas.

Desta forma, os parâmetros do controlador são calculados iterativamente até que as especificações sejam verificadas. Se este objetivo não for alcançado o sistema é reinicializado começando novamente a operação de ajuste.

2.2.3.3 Baseados num sistema especialista

O surgimento dos sistemas especialistas tem possibilitado a aquisição e utilização do conhecimento de um engenheiro ou operador de planta, no ajuste de controladores PID.

Um sistema especialista é um programa para resolução de problemas, que contém uma base de conhecimento e mecanismos de inferência, que se assemelham ao conhecimento e procedimentos utilizados por especialistas humanos em domínios bem definidos.

A idéia básica é obter um conjunto de regras do tipo <condições> / <ações>, cuja função é, entre outras, determinar os parâmetros do PID a partir da informação da resposta de saída da planta, de forma que o laço permaneça aceitavelmente ajustado na presença de mudanças no processo e se auto-ajuste caso estiver inicialmente desajustado. O diagrama da fig. 2.10 ilustra estes conceitos.

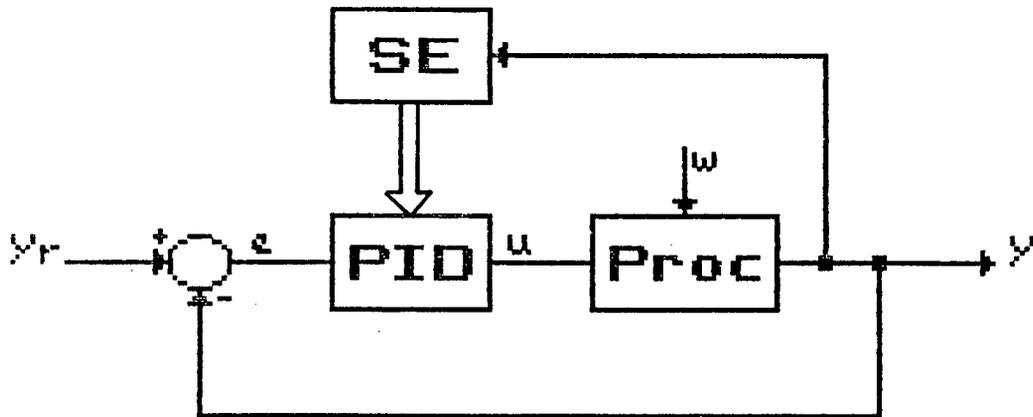


Fig. 2.10 Sistema especialista de ajuste

É importante ressaltar que esta abordagem não requer informação sobre o modelo matemático do processo.

Entre os controladores PID auto-ajustáveis baseados num sistema especialista, destaca-se o controlador EXACT (Expert Adaptive Controller Tuning) desenvolvido pela empresa Foxboro. A técnica empregada baseia-se na análise da resposta de saída, frente a variações de referência e/ou carga, como descrita por Kraus e Myron [Kraus 84], e nas idéias colocadas por Bristol [Bristol 83].

O mecanismo de auto-ajuste consta de duas fases:

- (1) **Estimação dos parâmetros:** O sinal do erro do sistema é monitorado em forma contínua. Quando este excede o limiar de ruído, especificado pelo usuário, ativa-se o mecanismo de detecção e validação dos picos do sinal. Assim, são determinados os picos E_1 , E_2 , E_3 e o período da resposta (T_a), como mostrado na fig. 2.11.

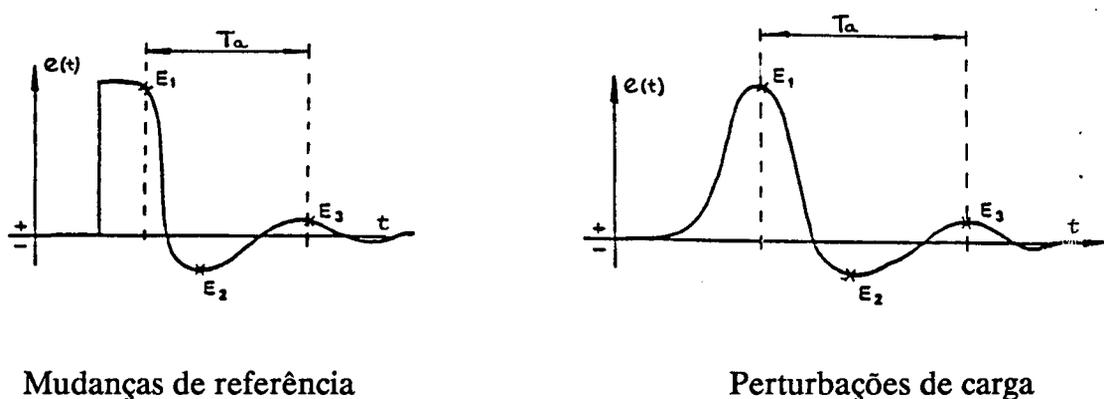


Fig. 2.11 Estimação dos parâmetros

A partir dos parâmetros estimados, sobre esta curva, determina-se os valores de sobrepasso (OVR) e relação de amortecimento (DMP), como:

$$\text{OVR} = -E_2 / E_1$$

$$\text{DMP} = -(E_3 - E_2) / (E_1 - E_2)$$

- (2) **Cálculo dos parâmetros do PID :** As regras de ajuste de ZN para malha fechada, definem os valores de T_i e T_d como:

$$T_i = 0.5 T_u$$

$$T_d = 0.12 T_u$$

T_u : período de oscilação crítico do laço

Analogamente, na solução implementada por Foxboro, os valores de T_i e T_d são estimados aproximando o período de oscilação crítico pelo período de oscilação amortecida, medido sobre a resposta de saída, e adaptando as constantes 0.5 e 0.12, com base em estudos empíricos [Carmon 86], adequando-as às características dos diferentes processos.

O ganho proporcional ajusta-se para compensar as mudanças provocadas pelo ajuste de T_i e T_d , e para diminuir a diferença entre os valores de sobrepasso e amortecimento estimados e os especificados.

Também deve-se mencionar o sistema para ajuste de controladores PI, desenvolvido por Porter e outros [Porter 87]. Este fundamenta-se no reconhecimento e na classificação da resposta de malha fechada e malha aberta em padrões pré-definidos de formas de onda. Para cada combinação destas respostas existem diferentes conjuntos de regras de ajuste, obtidas através da síntese dos conhecimentos de muitos engenheiros de controle.

Existem outras abordagens utilizando sistemas especialistas, como a desenvolvida por Åström e outros [Åström 86] denominada de "expert control", cuja base é a seleção de diferentes estratégias de estimação e controle, através de certas regras lógicas exploradas mediante um sistema especialista. Outra aproximação considerada por Van Nauta Lemke e outros [Van Nauta Lemke 85] emprega a teoria de conjuntos difusos para o desenvolvimento de um controlador PID supervisor.

2.3 Conclusão

A nível industrial, o ajuste de controladores PID para sistemas monovariáveis é um dos aspectos menos dominados e mal resolvido, apesar de ser uma parte extremamente importante da aplicação da teoria de controle automático. As conseqüências derivadas do mal ajuste destes controladores refletem-se diretamente sobre a produção e a qualidade do produto elaborado.

Levando em consideração este fato, dedicou-se este capítulo a abordagem dos diferentes métodos existentes para o ajuste ou auto-ajuste de controladores PID como base para desenvolvimentos de novos métodos.

Dentre os métodos levantados, os baseados em sistemas "inteligentes" aparecem como uma nova e promissora alternativa para solucionar este problema. Os resultados obtidos com controladores comerciais deste tipo validam esta abordagem. Entretanto, por se tratar de tecnologia de alto valor comercial, as informações existentes sobre os controladores PID auto-ajustáveis baseados em sistemas especialistas são confusas e incompletas. Apesar da existência destes controladores comerciais nas plantas industriais, o sigilo industrial impõe sérias restrições ao seu conhecimento. Estas razões fundamentam nosso interesse em realizar pesquisas no sentido de desenvolver um controlador PID auto-ajustável baseado num sistema de conhecimento (sistema especialista).

Esta abordagem impõe como condições necessárias a obtenção de conhecimento para o ajuste do PID e o desenvolvimento de um sistema especialista de ajuste, a ser abordados nos próximos capítulos.

Capítulo III

METODOLOGIA DE AJUSTE DESENVOLVIDA

3.1 Introdução

No capítulo anterior, foi realizada uma apresentação de alguns dos métodos mais utilizados para o ajuste de controladores PID. Dentre estes, os métodos baseados em sistemas "inteligentes" (sistemas especialistas) parecem ser uma interessante solução ao problema, como demonstram os resultados obtidos em ambientes industriais. Entretanto, pouca informação é conhecida sobre eles. Estes dois fatos nos levaram a pesquisar no sentido de desenvolver um controlador PID auto-ajustável deste tipo.

Neste capítulo são identificadas as características do problema, assim como são formuladas certas hipóteses de trabalho e a solução adotada. Também analisa-se a metodologia de ajuste desenvolvida, resultante da integração de conceitos próprios da teoria de controle com a nossa aprendizagem no ajuste do controlador PID realizada sobre um **sistema de desenvolvimento** (programa de simulação de sistemas contínuos controlados por PID), especialmente projetado para essa finalidade (vide apêndice A).

A metodologia utilizada baseia-se na classificação da resposta temporal do sistema em grupos de padrões de onda e na aplicação, para cada um destes, de estratégias de ajuste que garantem a convergência global do sistema para o objetivo definido pela resposta desejada.

3.2 Formulação do problema

Considere-se o sistema de controle monovariável representado pela fig.3.1 abaixo:

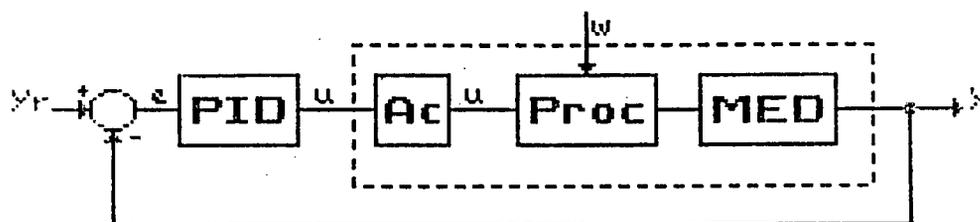


Fig.3.1 Diagrama do sistema de controle

- **Proc** : representa uma planta industrial cujo **modelo matemático não é conhecido**, com parâmetros variantes no tempo.
- **Med** : medidor
- **Ac** : atuador
- **PID** : controlador digital de estrutura clássica com parâmetros otimizáveis K_c , T_i , T_d .
- $y(t)$: referência pertencente à classe de sinais constantes.
- $y(t)$: variável controlada
- $u(t)$: variável de controle
- $w(t)$: perturbação de carga pertencente à classe de sinais constantes, atuando em diferentes pontos do processo.

No que se segue, denominaremos "processo" ou "sistema a controlar" à associação em serie de atuador, processo propriamente dito e medidor.

O problema consiste em ajustar automaticamente os parâmetros do PID, de tal forma que o laço de controle apresente uma resposta no tempo dentro das especificações de controle colocadas pelo usuário; e isto, apesar do desconhecimento do modelo do processo e de possíveis mudanças da estrutura e/ou parâmetros do mesmo.

3.2.1 Hipóteses de trabalho

Dada a grande variedade de situações apresentadas no controle de processos industriais foi necessário limitar a análise do problema através de certas hipóteses de trabalho, as quais são colocadas a seguir. Também define-se a estrutura do controlador PID utilizado e os objetivos de controle.

a) Universo de processos considerado

No estudo realizado limita-se o universo de processos reais àqueles cuja resposta de malha aberta (curva de reação) apresenta uma característica sobreamortecida (curva em "S"), como mostrada na fig. 3.2.

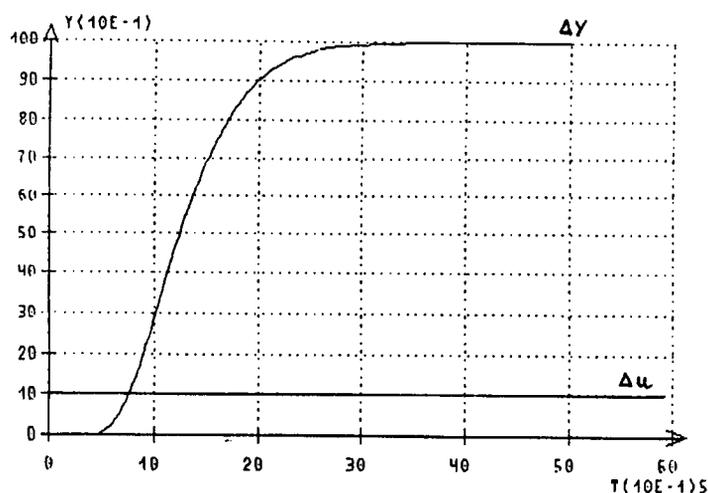


Fig. 3.2 Curva de reação sobreamortecida

Esta curva corresponde à dinâmica de um processo, representada com razoável aproximação por um modelo das seguintes características:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p \prod_{z=0}^m (1 + T_z s) e^{-Ls}}{\prod_{p=1}^n (1 + T_p s)}$$

desde que a presença dos zeros do processo não afete a característica sobreamortecida de malha aberta do sistema.

A aproximação anterior modela a maioria dos processos industriais (trocadores de calor, fornos, colunas de destilação, etc.) [Shinskey 79]. No entanto, na prática, existem processos de maior complexidade (reatores nucleares, turbinas hidráulicas, unidades químicas de alta complexidade, estruturas espaciais, etc.), os quais não são abordados neste trabalho.

b) Estrutura do controlador

b1- Algoritmo PID

A lei de controle discreta que representa a estrutura do controlador PID utilizada neste trabalho é descrita pela equação (3.1) abaixo:

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2) \quad (3.1)$$

com:

$$K_1 = K_c \left(1 + \frac{T}{2 T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$K_2 = - K_c \left(1 + \frac{2 T_d}{T} - \frac{T}{2 T_i} \right) \quad (3.2)$$

$$K_3 = K_c \frac{T_d}{T_i}$$

Este algoritmo é obtido a partir de seu equivalente contínuo (algoritmo clássico PID) por discretização, considerando o período de amostragem T , das ações proporcional, integrativa e derivativa (vide apêndice B).

b2- Tempo de amostragem

A escolha do tempo de amostragem depende da dinâmica do processo a controlar. Por exemplo, no caso dos processos químicos o tempo de amostragem pode ser da ordem de segundos sem que isso degrade o controle. Diferentes regras empíricas podem ser encontradas na literatura para a escolha do tempo de amostragem. Estas são função de algum parâmetro da resposta do sistema ou das constantes de tempo do processo [Åström 84].

Na nossa implementação do controlador PID, o tempo de amostragem foi estabelecido no valor de 100 ms, eliminando, desta forma, um grau de liberdade do controlador. Este valor é compatível com o tipo de processos a tratar.

b3- Estratégia de eliminação da sobrecarga de ação integral

Para sistemas que apresentam a necessidade de freqüentes mudanças no sinal de referência (ou na inicialização da planta) o benefício aportado pela ação integral é acompanhado pelo problema de sobrecarga, e eventual saturação, da ação integral ("reset wind-up"). Com efeito, nas grandes transições em que a ação de controle (soma dos três termos) satura, o sinal atuante evolui mais lentamente que o previsto no projeto, provocando uma sobrecarga da ação integral que deverá ser eliminada às custas da inversão do sinal do erro com conseqüentes sobresinais, severos e indesejáveis, da variável controlada.

Para evitar este problema, a maior parte dos controladores comercializados, particularmente os digitais, são dotados de dispositivos adicionais para prevenir a

sobrecarga da ação integral e, conseqüentemente, as consideráveis ultrapassagens quando de grandes transições [Apolônio 88].

Na nossa abordagem, este problema é contornado utilizando-se uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral por atualização das variáveis (vide apêndice B).

c) Objetivos de controle

Os objetivos de controle são definidos sobre a resposta no tempo do sistema em malha fechada (Fig. 3.3) a mudanças de referência ou perturbações de carga, pelas seguintes especificações:

- Erro nulo em regime permanente para referências e perturbações constantes (garantido pela ação integral do PID)
- Sobrepasso máximo admissível (Somax)
- Subpasso máximo admissível (Sumax)

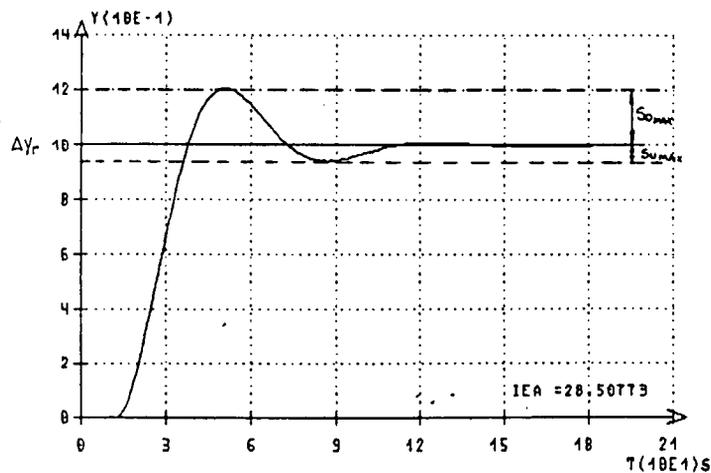


Fig. 3.3a Mudanças de referência

No caso de perturbações de carga (Fig. 3.3b), considera-se o primeiro pico da resposta como se fosse uma mudança de referência, sendo, portanto, definidas as especificações de controle sobre o segundo e terceiro pico da resposta.

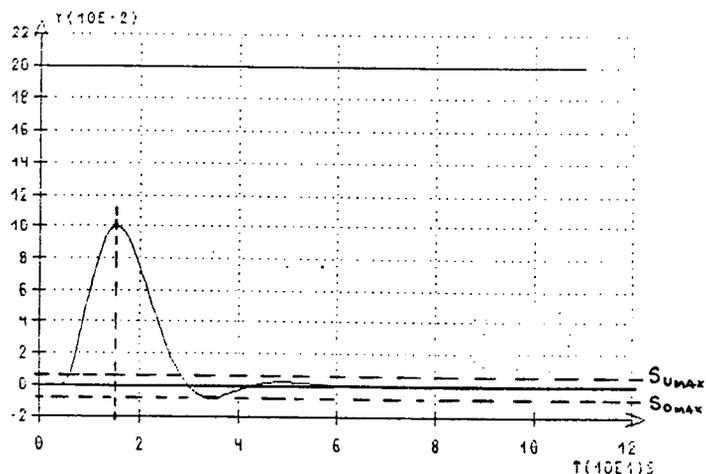


Fig. 3.3b Perturbações de carga

Estas duas restrições, no entanto, não garantem um tempo de estabelecimento mínimo da resposta do sistema. Na figura 3.4 pode observar-se a existencia de duas respostas que verificam uma dada faixa de especificação.

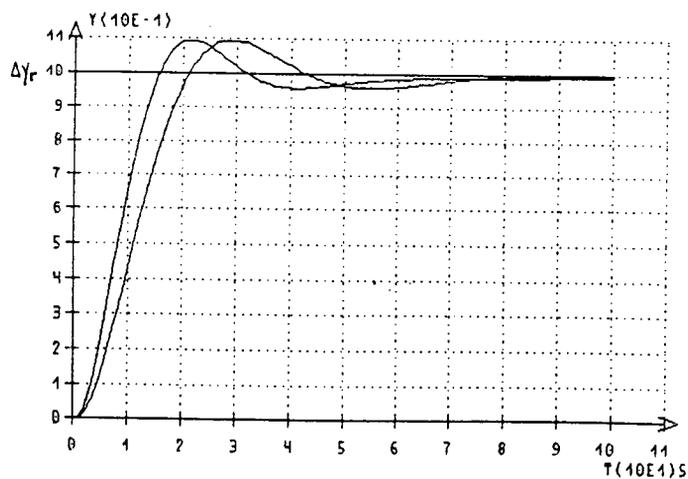


Fig. 3.4

Esta última restrição no tempo deverá ser atendida pela seguinte especificação:
Tempo de resposta "mínimo".

d) Sinais de entrada

Neste trabalho, somente são consideradas as excitações exógenas do sistema: mudanças de referência ou perturbações de carga (atuando em diferentes partes da planta), pertencentes à classe dos sinais constantes (degrau).

3.2.2 Trabalhos prévios (ZN, Shinskey, Bristol e outros)

Os primeiros trabalhos, sobre ajuste de controladores PID foram realizados por Ziegler e Nichols [Ziegler 42]. Os resultados empíricos obtidos por estes, a partir de informações extraídas da resposta de malha aberta ou malha fechada do sistema, **sugeriram fórmulas para ajustar o PID. Também propuseram um método para classificação dos processos industriais em termos dos parâmetros obtidos da curva de reação do processo, onde a relação entre o tempo de atraso de transporte efetivo e a constante de tempo equivalente (L/τ), medidos sobre esta curva, é considerada como um índice de controlabilidade do processo.**

Na década do 70 as pesquisas foram continuadas por Shinskey [Shinskey 79], obtendo, entre outras, as seguintes conclusões:

- *Os controladores PID podem ser ajustados variando a sua contribuição de fase ao laço de controle.*

Neste sentido propôs um método de ajuste fundamentado na obtenção da fase ótima do controlador, que minimiza a integral do erro do sistema.

- *O período de oscilação crítico de uma dada malha de controle é característico desta.*

Portanto o período de oscilação crítico é uma variável dependente dos elementos da malha, incluindo o controlador. Esta relação pode ser utilizada para analisar a dinâmica do processo de duas maneiras:

- (1) se as características dos elementos do processo são conhecidas, então o período pode ser estimado;
 - (2) se o processo não é conhecido, então as características deste podem ser identificadas através do período.
- *O ganho proporcional (K_c) necessário para obter o amortecimento requerido varia inversamente com a relação L/τ do processo.*
 - *O tempo integrativo (T_i) necessário para produzir um determinado ângulo de fase varia diretamente com o atraso de transporte do processo.*

Posteriormente, Bristol [Bristol 77, 83] observou através de um estudo empírico que:

- *O modelo matemático do processo não é uma informação crítica para estabelecer um bom desempenho da malha de controle e que a resposta de malha fechada contém informações suficientes para ajustar o PID.*

Com base nestes conceitos, desenvolveu um método de ajuste a partir do reconhecimento da resposta do sistema, em lugar de utilizar os métodos clássicos de identificação.

Toda esta informação foi assimilada pelo grupo de pesquisadores da empresa Foxboro, desenvolvendo o controlador PID auto-ajustável denominado EXACT (Expert Adaptive Controller Tuning) [Kraus 84]. O método desenvolvido está baseado nas idéias levantadas por Bristol (que desenvolveu o conceito de reconhecimento de formas), Shinskey, Ziegler-Nichols e engenheiros da empresa com muitos anos de experiência no ajuste de controladores [Shinskey 86]. Dentre as poucas informações existentes sobre este

controlador podem-se destacar as seguintes:

- *Os tempos de integração e derivação do controlador PID são relacionados com o período da resposta de forma tal que o deslocamento de fase do controlador é otimizado, provavelmente, em relação à minimização do tempo de recuperação do laço.*
- *As taxas integrativa e derivativa utilizadas por Ziegler-Nichols, no método de malha fechada, são modificadas adequando-as às características dos diferentes processos:*
 - + *processos com características de atraso de transporte dominante necessitam menores valores das taxas.*
 - + *processos com características de constante de tempo dominante necessitam maiores valores das taxas.*
- *A ação derivativa não é útil na presença de processos com grande atraso de transporte ou quando a medição apresenta excessivo ruído.*

3.3 Estratégia de solução

Definido o problema e formuladas as hipóteses de trabalho, desenvolveu-se uma estratégia para a resolução deste. A estratégia de solução empregada consistiu em:

- a) Aquisição de conhecimento para o ajuste do controlador PID.
- b) Transformação do conhecimento em regras.
- c) Implementação do sistema de auto-ajuste.
- d) Validação e testes.

O diagrama da figura 3.5 mostra as relações entre as quatro fases da estratégia adotada:

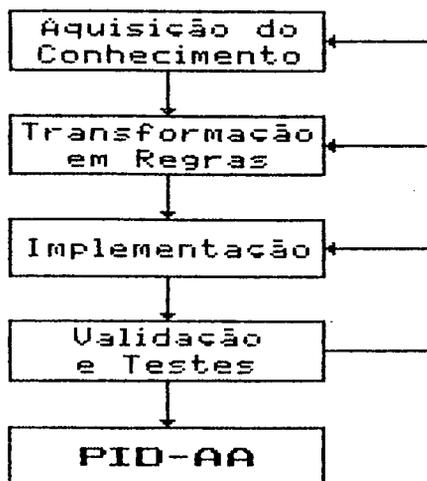


Fig. 3.5 Estratégia de solução

Em relação a etapa de aquisição do conhecimento foi necessário desenvolver um programa de simulação de sistemas contínuos controlados por PID, denominado de **sistema de desenvolvimento** (vide apêndice A), como ferramenta indispensável de trabalho. Este sistema nos permitiu analisar uma grande diversidade de processos, dentre um universo previamente definido, controlados por PID, observando a sua resposta no tempo para diferentes parâmetros do controlador.

As fases de transformação do conhecimento em regras e implementação do sistema de auto-ajuste implicaram, também, o desenvolvimento de ferramentas apropriadas: linguagem de produção.

A última etapa foi dedicada à validação e testes do sistema implementado, via simulação digital. Os resultados obtidos foram realimentados nas etapas anteriores, eliminando erros e acrescentando novas regras.

3.4 Metodologia de ajuste

A metodologia de ajuste desenvolvida é resultante do estudo empírico realizado sobre o sistema de desenvolvimento, aplicando a estratégia de solução explicitada no item anterior.

3.4.1 Aquisição do conhecimento

A etapa de aquisição do conhecimento foi realizada a partir de um estudo empírico, utilizando o sistema de desenvolvimento (simulador) anteriormente mencionado, que ocupou a maior parte do tempo empregado (14 meses) na realização total deste trabalho. Este estudo foi guiado pelas considerações levantadas nos trabalhos citados no item 3.2.2, por experiências de campo em ambientes industriais de controle de processos e por conceitos próprios da teoria de controle.

O procedimento utilizado para a aquisição do conhecimento consistiu na análise das respostas no tempo (malha aberta e malha fechada) de uma grande quantidade de processos, pertencentes à classe definida nas hipóteses de trabalho, controlados por PID.

Através de experiências conduzidas no sentido de analisar as alterações produzidas na resposta de malha fechada do sistema, quando modificavam-se os parâmetros do PID, desenvolveram-se certas regras e conceitos, para o ajuste do controlador, semelhantes aos utilizados pelos operadores de planta.

Esta análise nos permitiu, também, verificar as conclusões deduzidas por Bristol (vide item 3.2.2) no sentido de que o modelo matemático do processo não é uma informação crítica para o ajuste do sistema e que tal informação está contida nas respostas no tempo do sistema.

Tudo isso nos levou a determinar certos parâmetros nas respostas de malha aberta e

malha fechada do sistema utilizados para:

- determinar as características do processo (parâmetros de malha aberta);
- reconhecer e classificar a resposta de malha fechada;
- orientar o ajuste do controlador PID baseado nos conceitos e regras determinados.

a) Parâmetros de malha aberta

A curva de reação do processo é obtida excitando o sistema, em malha aberta, com um degrau de valor conhecido. Sobre esta curva são extraídos os seguintes parâmetros: tempo de atraso de transporte efetivo (L), constante de tempo equivalente (τ), ganho estático do processo (k_p), ponto de inflexão (P_{INF}).

A figura 3.6 mostra uma curva de reação de um processo real na qual identificam-se estes parâmetros.

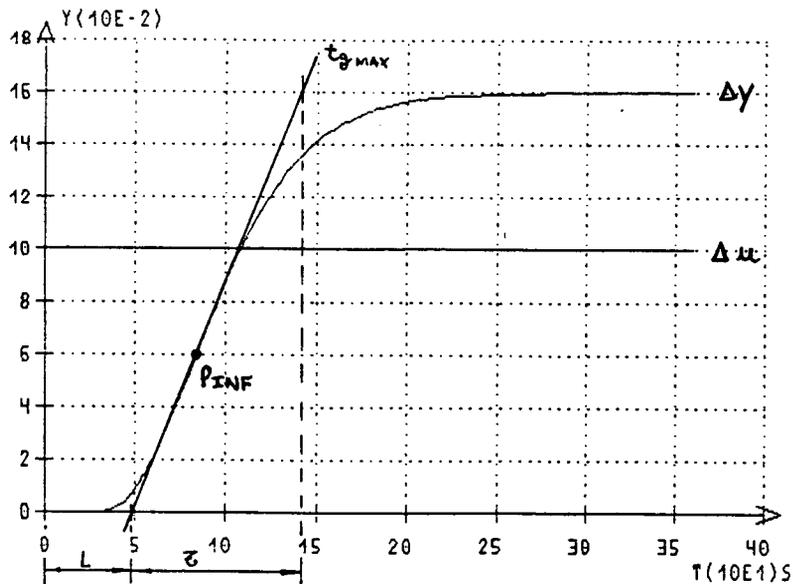


Fig. 3.6 Parâmetros de malha aberta

A partir dos parâmetros L e τ , extraídos de forma automática da curva de reação, obtém-se a relação L/τ de malha aberta.

A relação L/τ e o ponto de inflexão da curva são empregados para caracterizar o processo a ser controlado. Assim, o primeiro parâmetro permite identificar a característica dominante (atraso ou constante de tempo) da planta e o segundo dá idéia da ordem do processo a tratar, segundo foi detectado no estudo empírico realizado.

Esta informação de malha aberta é utilizada pela metodologia de ajuste baseada na otimização da fase do controlador, a qual será detalhada a posteriori no item 3.4.2.

b) Reconhecimento e classificação da resposta de malha fechada do sistema

O reconhecimento da resposta de malha fechada baseia-se na interpretação de distúrbios transitórios na variável controlada, resultantes de mudanças de referência ou perturbações de carga em forma de degrau.

A nossa experiência de ajuste, adquirida sobre o sistema de desenvolvimento, nos levou a definir os dez grupos de padrões de ondas mostrados nas figuras 3.7a e 3.7b, como classificação mínima para a metodologia adotada.

Estas respostas transitórias são reconhecidas através de certos **parâmetros de classificação** como : a ausência ou presença de picos e vales; a posição relativa destes em relação às especificações de controle e ao sinal de referência; e a diferença entre os primeiros dois picos ($P1 - P2$) e os primeiros dois vales ($V1 - V2$). Por exemplo, uma resposta que apresenta uma característica oscilatória assintoticamente crescente (fig. 3.8) é identificada avaliando os seguintes parâmetros:

$$\text{delta-R} = (Y_r - P1) > 0$$

$$\text{delta-P} = (P1 - P2) < 0$$

$$\text{delta-V} = (V1 - V2) < 0$$

onde:

Y_r : valor da referência

P_1, P_2 : picos da resposta

V_1, V_2 : vales da resposta

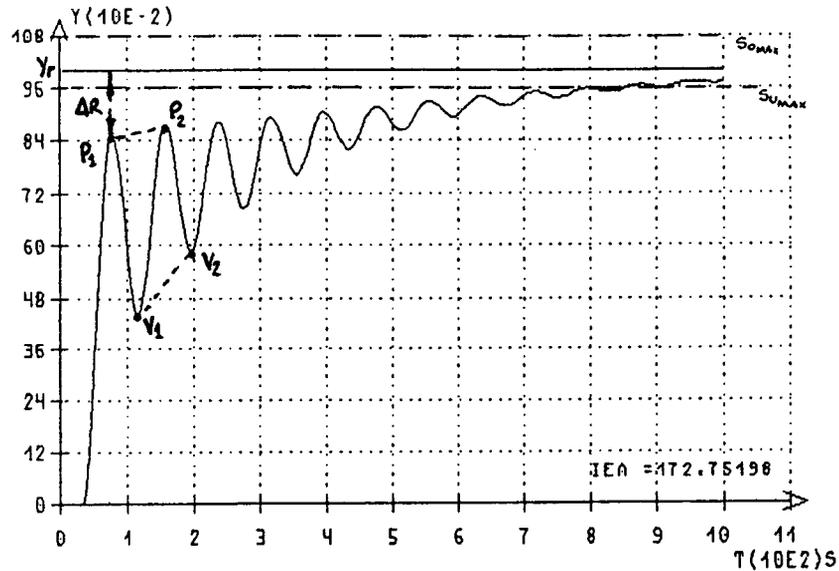
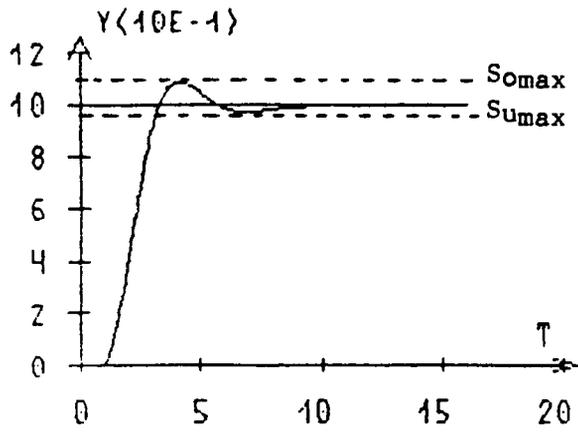


Fig. 3.8 Resposta de malha fechada do sistema

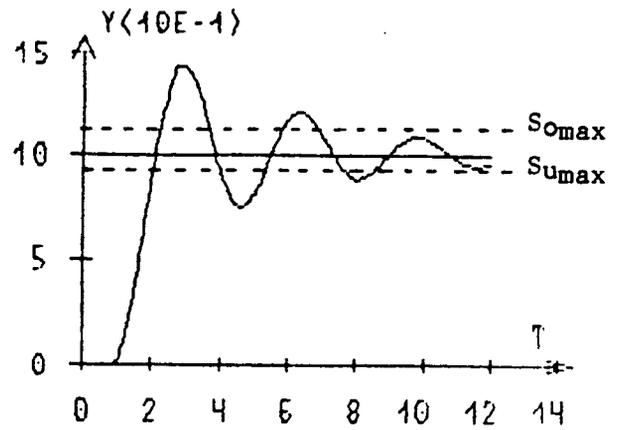
A tabela 3.1 identifica os padrões de onda da figura 3.7, classificando-os em grupos.

Grupos	Características da resposta
1	dentro das especificações
2	sobrepasso fora e subpasso fora
3	sobrepasso fora, subpasso dentro e monótona após o 1o vale
4	sobrepasso dentro e subpasso fora
5	sobrepasso fora e monótona após o 1o pico
6	sobrepasso fora e oscilatória
7	monótona crescente
8	oscilatória assintoticamente crescente
9	oscilatória amortecida com o 2o pico maior que o 1o
10	fora dos limites de segurança

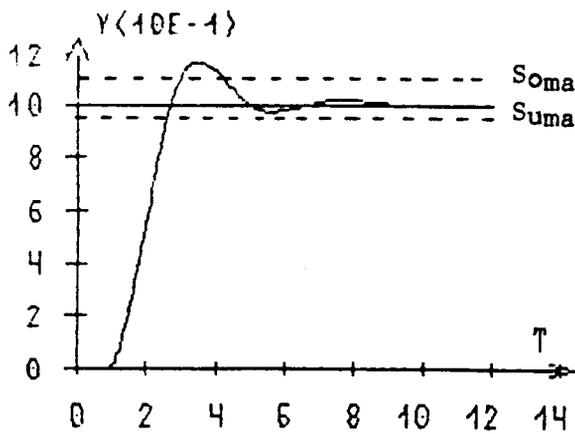
Tabela 3.1 Grupos de padrões de respostas



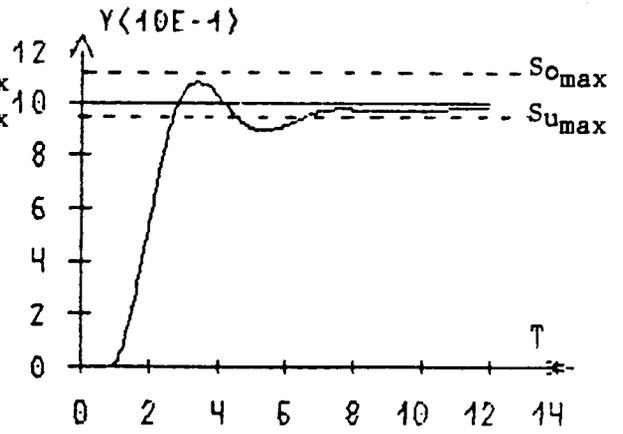
Grupo 1



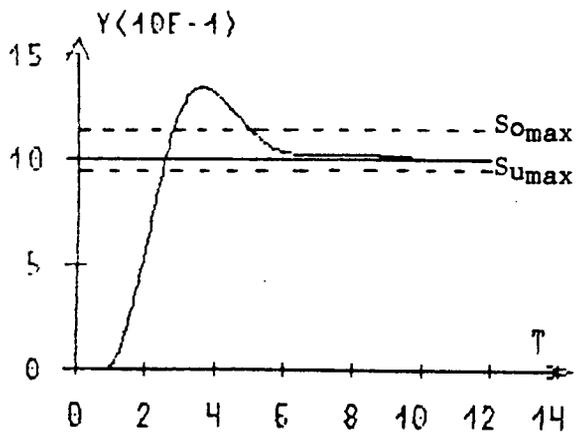
Grupo 2



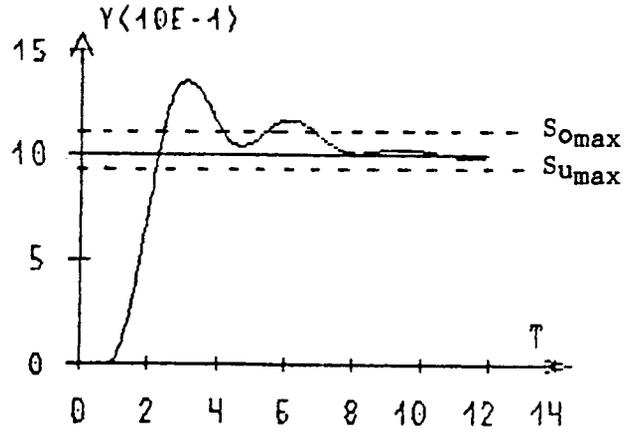
Grupo 3



Grupo 4

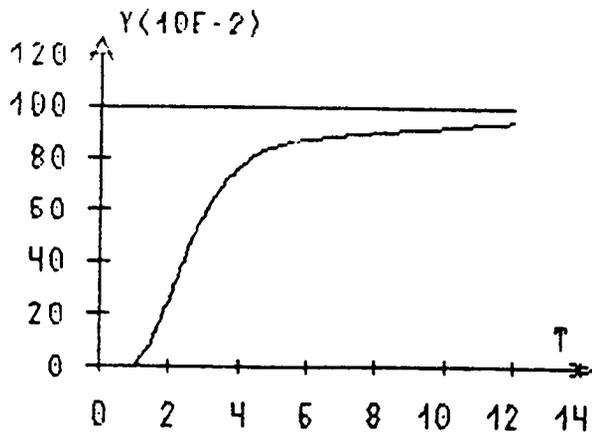


Grupo 5

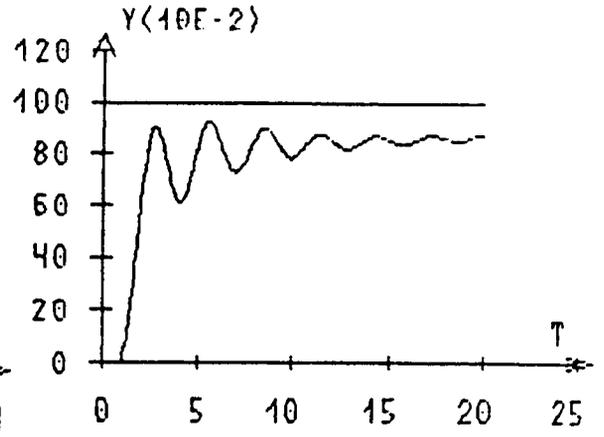


Grupo 6

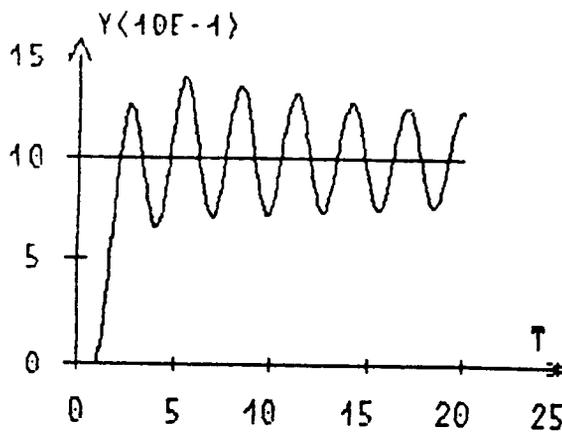
Fig. 3.7.a. Mudanças de Referência



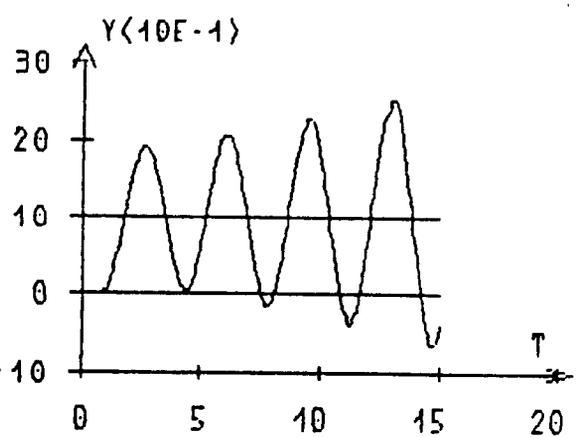
Grupo 7



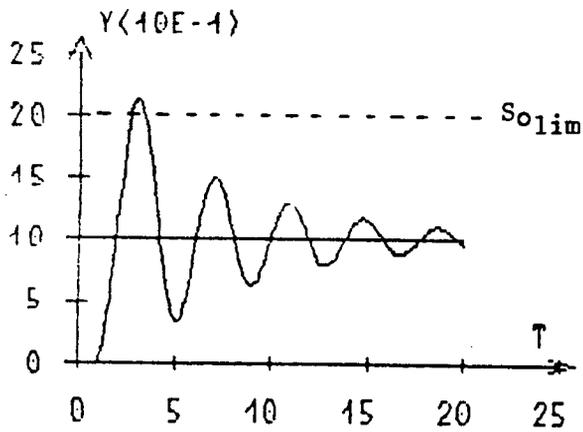
Grupo 8



Grupo 9



Grupo 10



Grupo 10

Fig.3.7.a. Mudanças de Referência

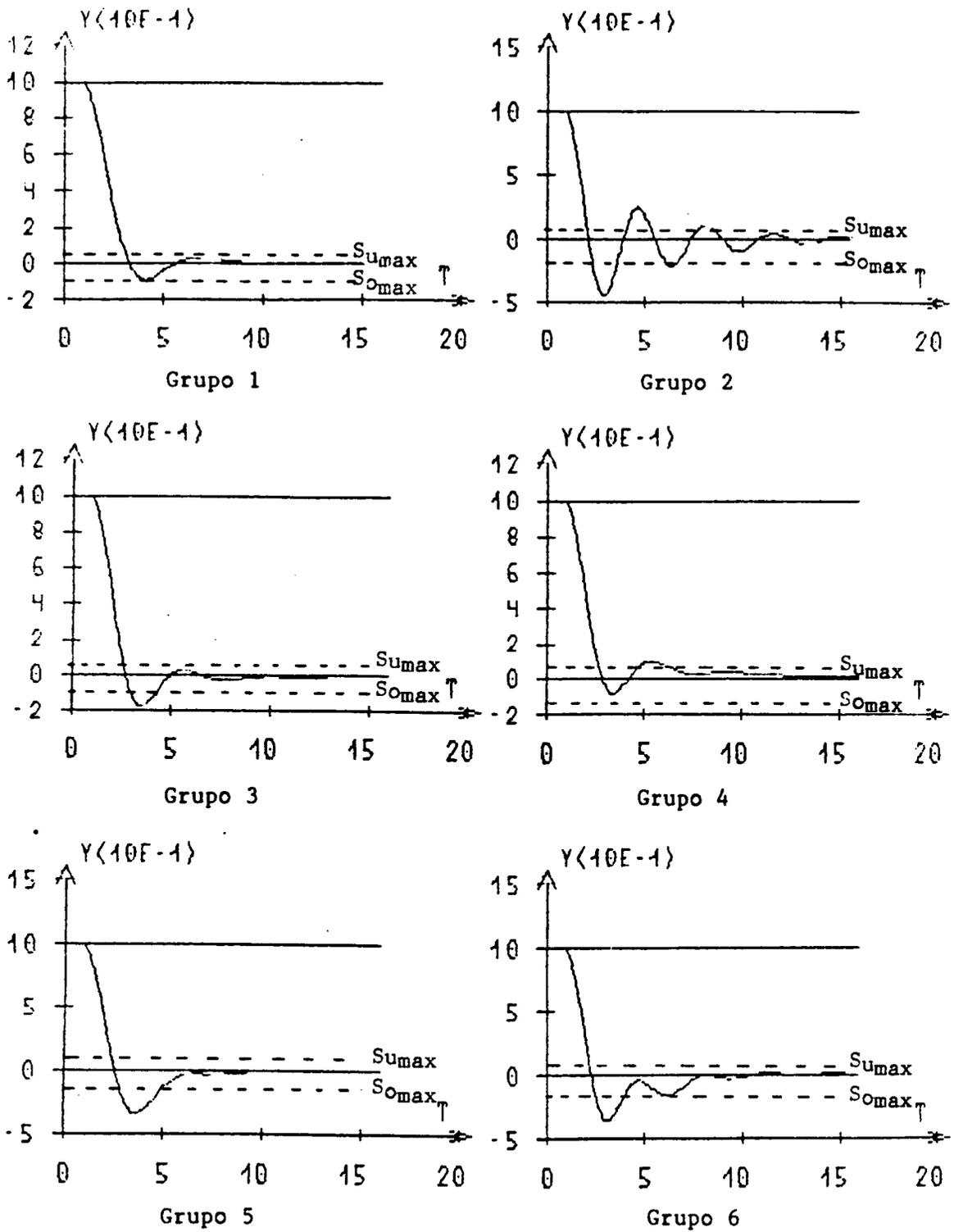
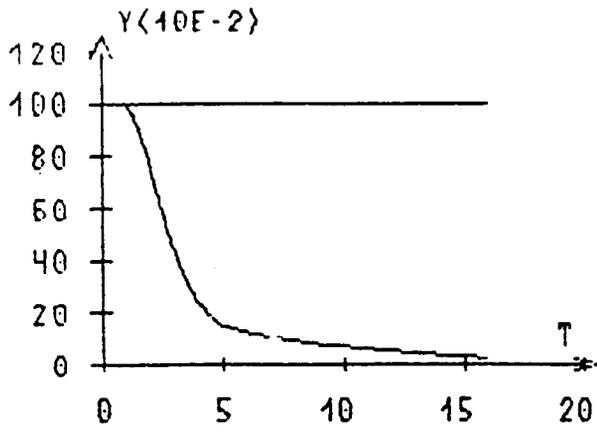
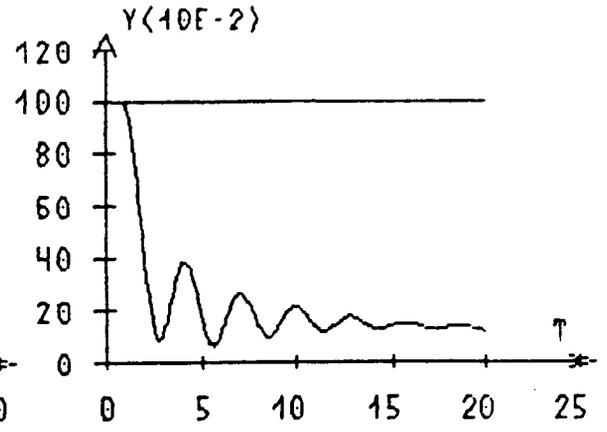


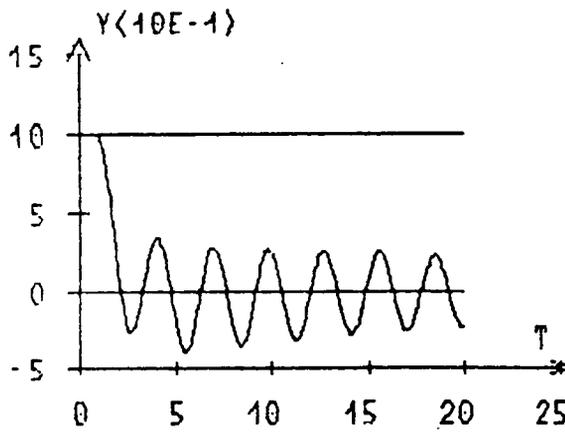
Fig. 3.7.b. Perturbações de Carga na Saída do Processo



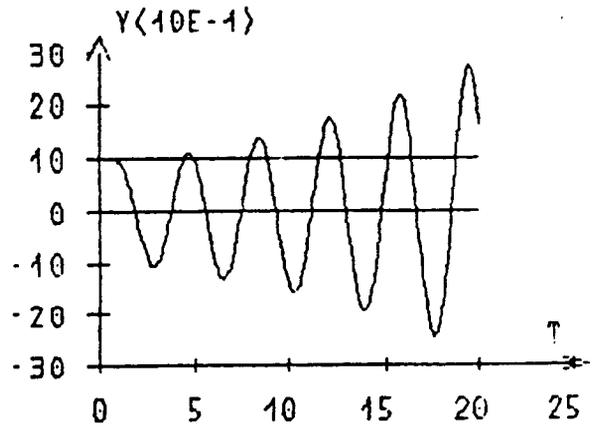
Grupo 7



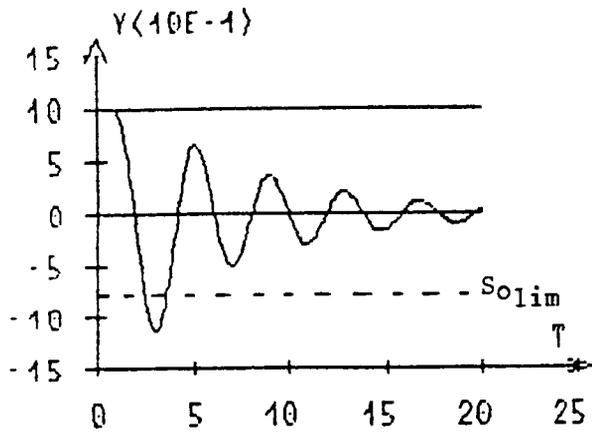
Grupo 8



Grupo 9



Grupo 10



Grupo 10

Fig. 3.7.b. Perturbações de Carga na Saída do Processo

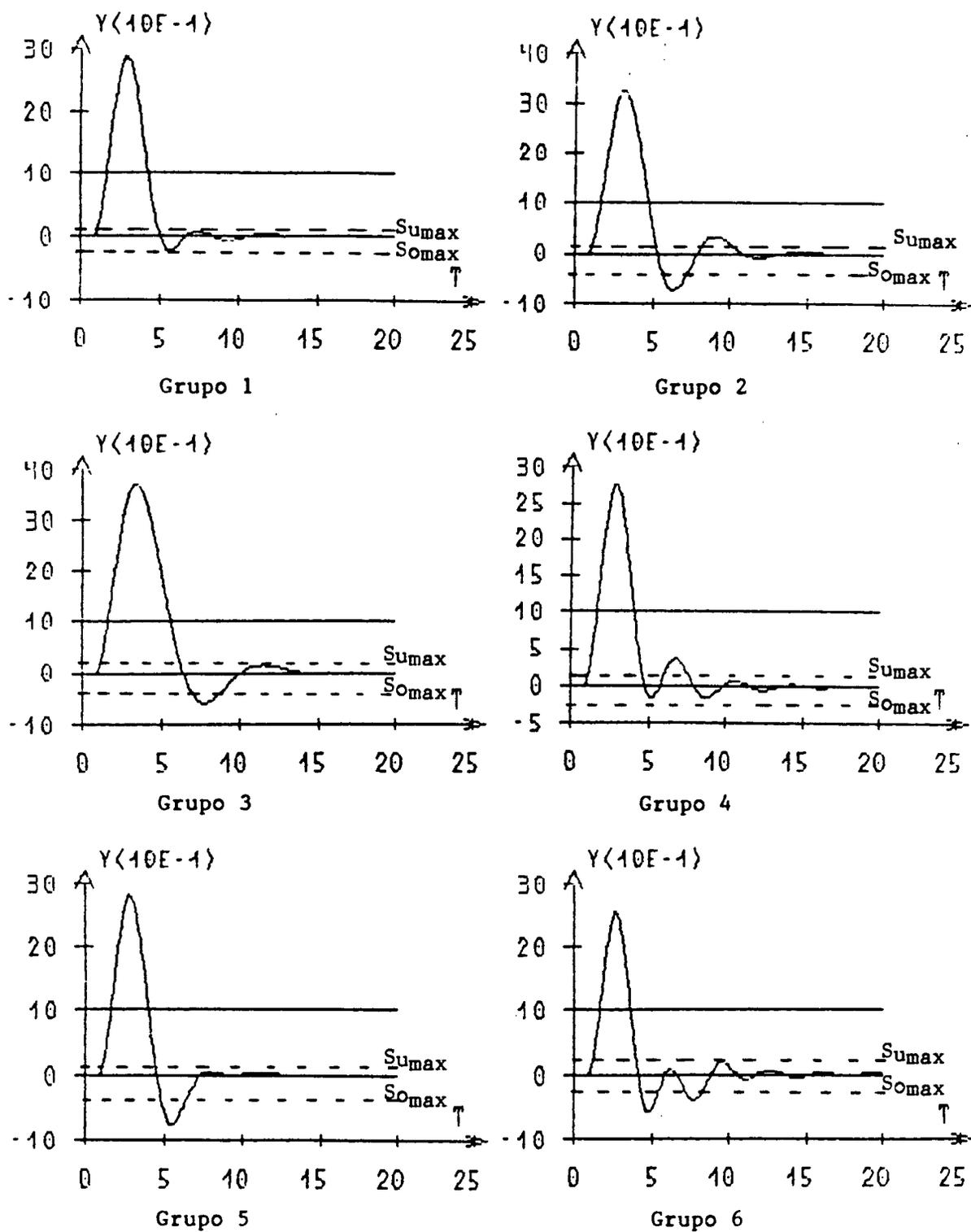
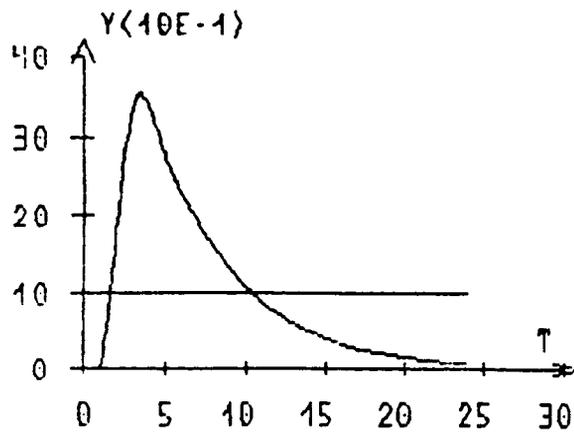
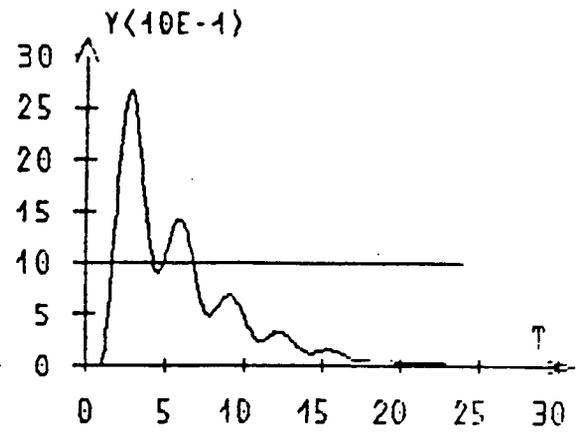


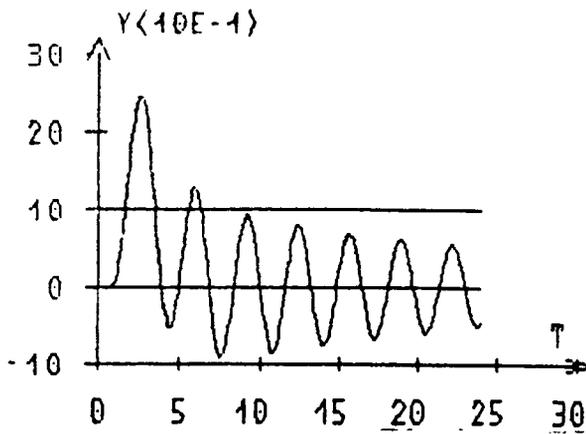
Fig. 3.7.b. Perturbações de Carga no Processo



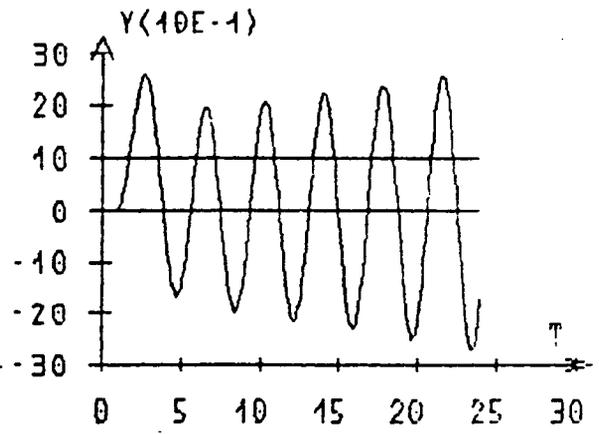
Grupo 7



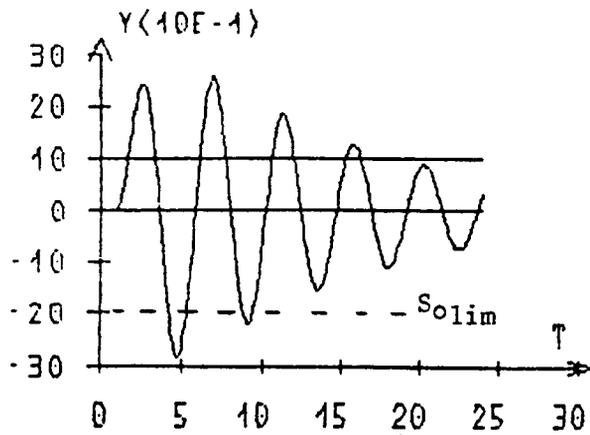
Grupo 8



Grupo 9



Grupo 10



Grupo 10

Fig. 3.7.b. Perturbações de Carga no Processo

Nesta tabela, definem-se os termos "dentro" e "fora" como dentro e fora das especificações de sobrepasso e subpasso.

c) Parâmetros de orientação para o ajuste

No item anterior foram mencionados os parâmetros que permitem reconhecer e classificar a resposta em grupos pré-definidos de formas de onda.

Da mesma forma são definidos certos parâmetros da resposta (malha aberta e malha fechada) do sistema que nos permitem quantificar o ajuste dos parâmetros do controlador. Estes parâmetros são denominados de "parâmetros de orientação para o ajuste".

Os parâmetros de orientação para o ajuste extraídos da resposta de malha aberta são: a relação L/τ e o ponto de inflexão.

Em relação aos parâmetros de malha fechada, os mais utilizados são o sobrepasso (S_o), o subpasso (S_u) e o período de oscilação amortecido (T_a).

$$S_o = \Delta Y_1 / \Delta Y_r$$

$$S_u = \Delta Y_2 / \Delta Y_r$$

$$T_a = t_1 - t_3$$

Os parâmetros S_o e S_u são normalizados em relação ao valor de referência aplicado na planta. A figura 3.9 mostra a resposta de malha fechada do sistema, identificando os valores de Δy_1 , Δy_2 , Δy_r , t_1 , t_3 .

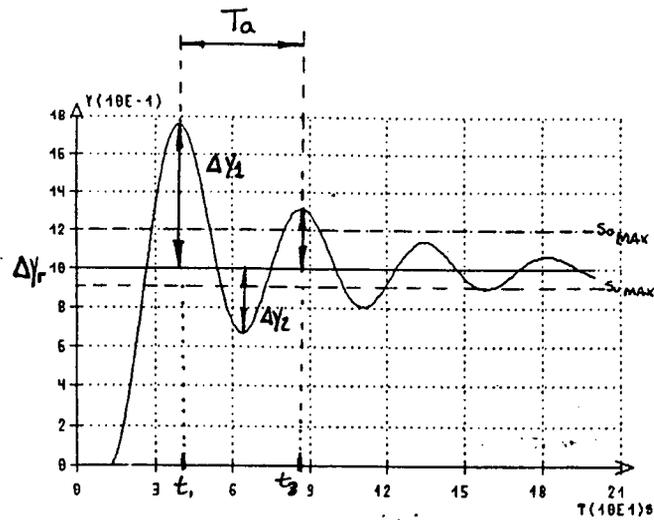


Fig. 3.9 Parâmetros de malha fechada

No caso de perturbações de carga (fig. 3.10) são utilizadas as seguintes fórmulas para calcular os valores de S_o , S_u , T_a :

$$S_o = \Delta Y_2 / \Delta Y_1$$

$$S_u = \Delta Y_3 / \Delta Y_1$$

$$T_a = t_1 - t_3$$

Neste caso os valores de S_o e S_u são normalizados em relação ao primeiro pico da resposta (Δy_1).

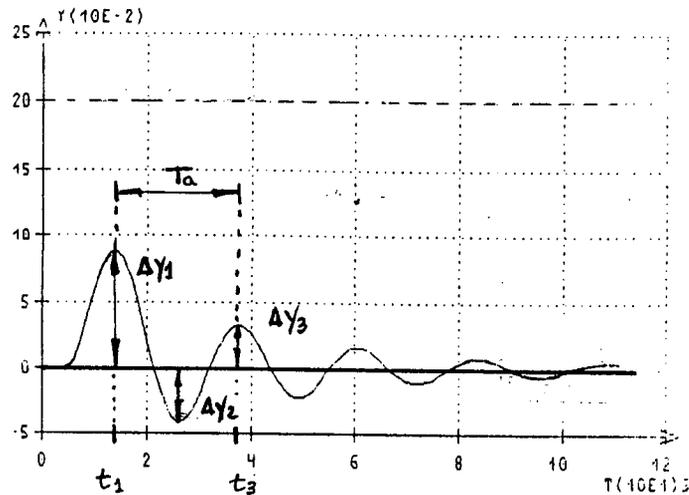


Fig. 3.10 Parâmetros de malha fechada

Outros parâmetros identificados na resposta de malha fechada do sistema são o erro de regime permanente; as áreas sob a curva de saída medidas a determinados instantes de tempo; o segundo sobrepasso da resposta; etc.

3.4.2 Estratégias de ajuste

A classificação da resposta de malha fechada do sistema permitiu definir diferentes estratégias de ajuste, para cada grupo definido na tabela 3.1, que garantem a convergência do sistema para o objetivo definido pela resposta desejada (especificada).

As diferentes estratégias empregadas são descritas a seguir :

a) Estratégia de ajuste global

Esta estratégia leva em conta a evolução da resposta aos sucessivos ajustes. Desta forma o problema geral de ajuste é resolvido levando, primeiro, o sistema a um estado específico, definido por condições particulares da variável controlada, a partir do qual aplica-se uma metodologia quase que sistemática de obtenção da resposta desejada

(objetivo final - OF). Este estado constitui o objetivo intermediário (OI) que pode ser alcançado, a partir de qualquer estado do sistema, utilizando regras de ajuste vinculadas à forma da resposta no tempo. Na tabela 3.1, o grupo 2 identifica o OI a alcançar. Quando o OI for alcançado, a metodologia de ajuste definida garante a convergência do sistema para o OF. Esta baseia-se no ajuste dos parâmetros T_i e T_d impondo uma condição sobre a fase do controlador (metodologia de fase).

Esta estratégia não descarta a possibilidade de que o OF possa ser alcançado a partir de um ajuste realizado para qualquer dos grupos estabelecidos na tabela 3.1, sem passar pelo OI.

b) Estratégia de ajuste por grupos

Para cada grupo identificado na tabela 3.1 existem regras que representam o conhecimento necessário para ajustar o PID de forma que a resposta tenda à desejada. Por exemplo, para o grupo 5 (sobrepasso fora e monótona após o 1o pico) a estratégia de ajuste aplicada consiste na alteração da ação integrativa segundo uma dada relação de áreas medida a determinados instantes de tempo na resposta de malha fechada do sistema.

c) Metodologia de fase

Esta metodologia baseia-se no ajuste dos parâmetros T_i e T_d impondo uma condição sobre a fase do controlador [Shinskey 79], e no posterior ajuste do ganho K_c compensando as mudanças provocadas pelo ajuste de T_i e T_d e diminuindo a diferença entre os valores de sobrepasso e subpasso medidos e os valores especificados, como apresentado a seguir:

- (1) Utilizando o período amortecido, medido sobre a resposta do laço, ajusta-se os parâmetros T_i e T_d de forma a verificar a relação:

$$\theta_c = \text{tg}^{-1} \left[2 \pi \text{TaxaD} - (1 / (2 \pi \text{TaxaI})) \right]$$

onde:

θ_c : fase ótima do controlador

$TaxaD = T_d / T_a$

$TaxaI = T_i / T_a$

T_a : período de oscilação amortecido

T_d : tempo derivativo

T_i : tempo de integração

Através de um estudo empírico, realizado sobre um universo importante de processos reais, foi determinada uma relação entre a taxa L/τ , extraída da curva de reação do processo (fase inicial de ajuste), e a contribuição de fase ótima do PID que "minimiza" o tempo de resposta sujeito as restrições S_{max} e $Sumax$. Esta relação define, para um processo qualquer, caracterizado inicialmente por L/τ , a fase ótima do controlador e, conseqüentemente, as taxas integrativa ($TaxaI$) e derivativa ($TaxaD$). Estas taxas são similares às propostas por Ziegler-Nichols [Ziegler 42] e Shinskey [Shinskey 79] e definem os ângulos de avanço e atraso do controlador.

As relações empíricas obtidas para as especificações $S_{max} = 10\%$ e $Sumax = 5\%$, são mostradas nas curvas da figura 3.11.

Os gráficos obtidos mostram que:

- *As taxas integrativa e derivativa assim como a fase ótima do PID diminuem a medida que a relação L/τ aumenta.*
- *A ação integrativa deverá ser pequena (T_i grande) para aqueles processos que apresentem uma relação L/τ pequena e vice-versa.*
- *A ação derivativa diminui a medida que L/τ aumenta.*

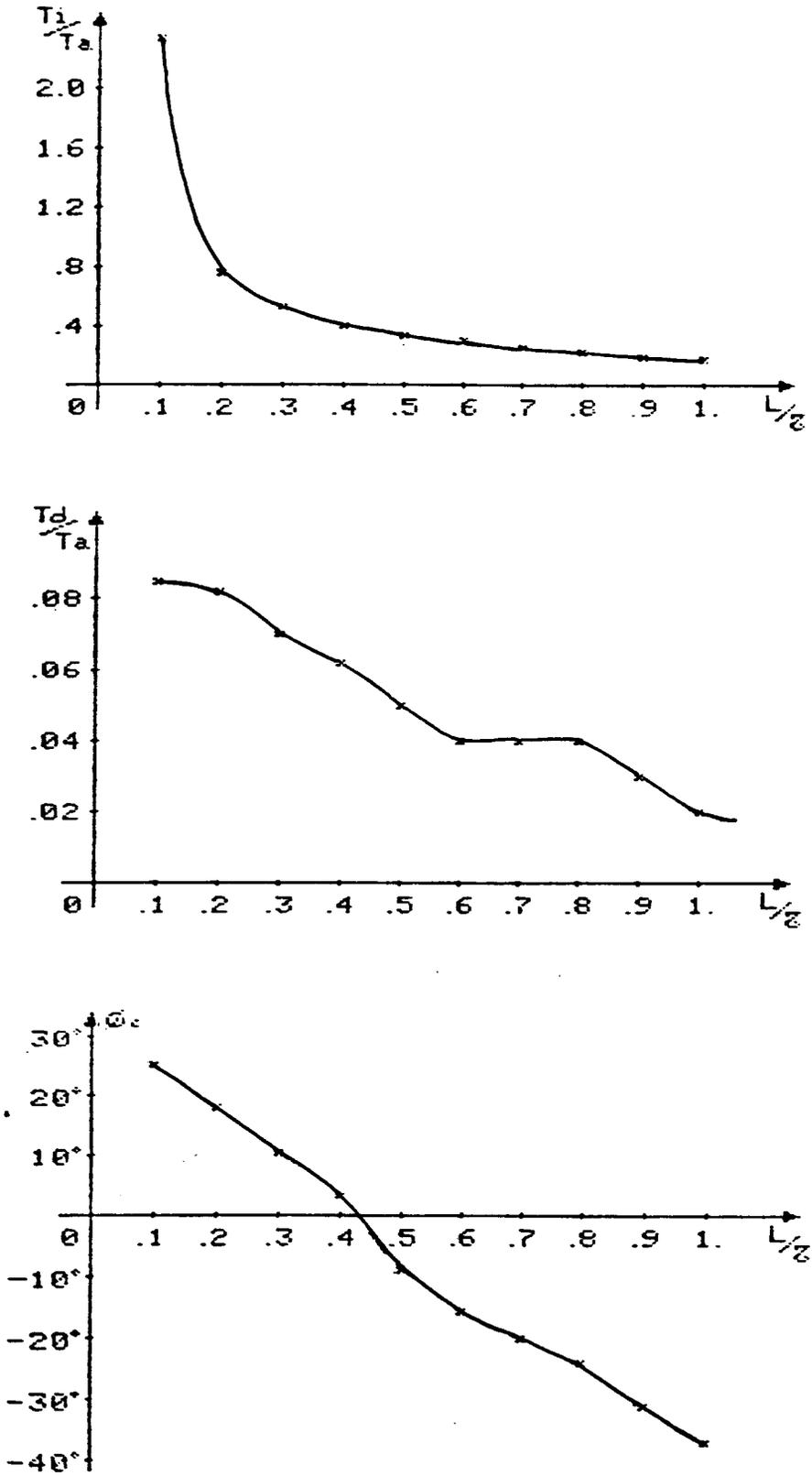


Fig. 3.11. Relações Empíricas

Estas conclusões são decorrentes do estudo empírico realizado e estão de acordo com as considerações levantadas no item 3.2.2.

- (2) ajusta-se o ganho K_c para compensar as mudanças provocadas pelo ajuste de T_i e T_d , e para reduzir a diferença entre os valores de sobrepasso e subpasso medidos sobre a resposta e os valores especificados.

A variação do ganho proporcional (K_c) do PID é quantificada como uma função dos seguintes parâmetros:

$$\Delta T_i = \frac{T_i - T_i'}{T_i'} \qquad \Delta T_d = \frac{T_d - T_d'}{T_d'}$$

$$\Delta S_o = \frac{S_o - S_{o\max}}{S_{o\max}} \qquad \Delta S_u = \frac{S_u - S_{u\max}}{S_{u\max}}$$

onde:

T_i', T_d' : parâmetros atuais do PID

T_i, T_d : novos parâmetros do PID calculados em (1)

Se ΔT_i e ΔT_d são positivos, o ganho K_c é aumentado segundo uma dada lei de variação empírica e vice-versa.

Os parâmetros ΔS_o e ΔS_u dão uma medida do afastamento da resposta atual da desejada e são utilizados para variar K_c , através de uma outra lei de variação empírica.

Em resumo, para obter uma resposta de tempo "mínimo" de malha fechada, dentro da faixa especificada pelo usuário, nos introduzimos uma relação entre a fase do controlador (conseqüentemente taxas integrativa e derivativa) e a taxa L/τ , extraída da resposta de malha aberta do sistema. Esta relação é dada por um conjunto de curvas (vide fig. 3.11) construídas através do ajuste de uma grande quantidade de processos simulados.

Caso ocorra mudanças nos parâmetros da planta (processos de dinâmica não estacionária), a taxa L/τ é reavaliada dinamicamente por atualização das taxas integrativa e derivativa. Por exemplo, para uma dada relação $(L/\tau)_1$ correspondem determinadas taxas ($TaxaI_1$, $TaxaD_1$), como mostrado na figura 3.12. Se a dinâmica do processo é estacionária, o sistema trabalhará com estas taxas, quando aplicada a metodologia de fase. Quando houver variações na dinâmica da planta a relação L/τ varia, passando por exemplo a valer $(L/\tau)_2$, tendo que ser, portanto, reavaliadas as taxas de ajuste. Para tal é suficiente reavaliar somente uma delas ($TaxaI_2$) pois a outra ($TaxaD_2$) é obtida em forma decorrente, conforme ilustrado na Fig. 3.10. A taxa integrativa é atualizada, dentro do grupo 2, quando a resposta passa pelos grupos que alteram a ação integrativa do PID. Desta forma, a cada variação da dinâmica da planta, aplica-se um método empírico de seguimento que consiste em reavaliar iterativamente a taxa L/τ utilizando o comportamento da resposta de malha fechada do sistema.

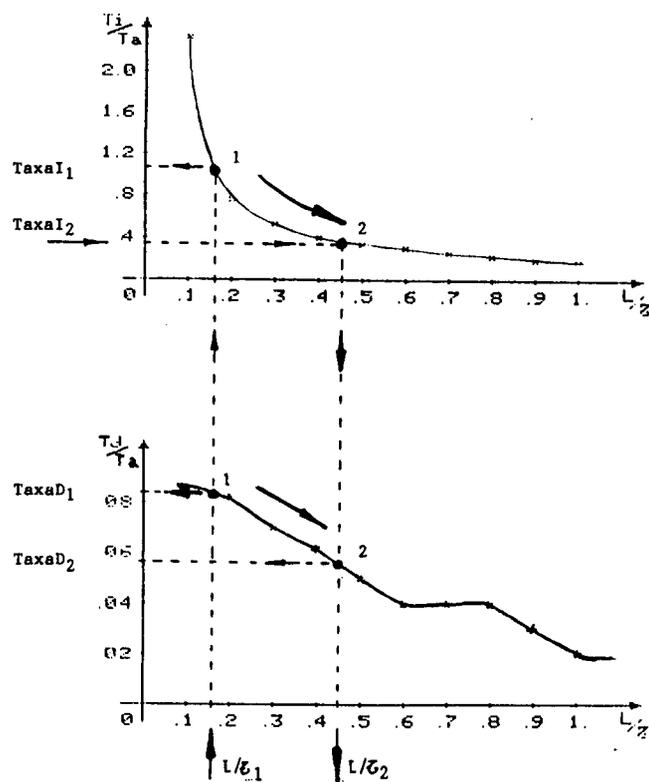


Fig. 3.12 Método de seguimento

3.4.3 Exemplos

Neste item tentaremos esclarecer a metodologia de ajuste utilizada através de uma serie de exemplos.

As respostas de malha fechada, apresentadas a seguir, foram obtidas utilizando um conjunto dado de parâmetros do PID sobre um certo processo. As especificações de controle foram definidas como: Somax = 10% e Sumax = 5% .

Exemplo 1:

A resposta em malha fechada mostrada na figura 3.13 é reconhecida e classificada como pertencente ao grupo 8 (resposta oscilatória assintoticamente crescente). O parâmetro de orientação para o ajuste é a diferença normalizada existente entre o primeiro pico do sinal de saída e a variação do sinal de referência, como definido abaixo:

$$\Delta \Gamma = \frac{\Delta y_r - \Delta y_1}{\Delta y_r}$$

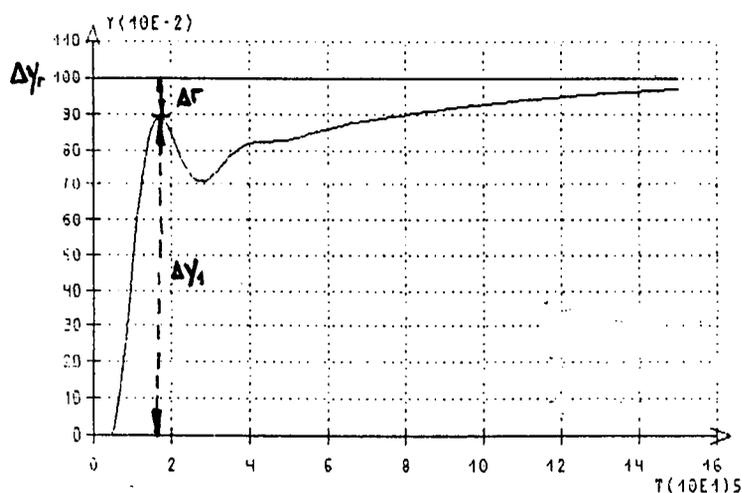


Fig. 3.13 Resposta pertencente ao grupo 8

O conhecimento adquirido através do estudo empírico realizado nos leva a seguinte conclusão aplicável para este caso:

+ *A ação integrativa do PID deve ser aumentada (diminuir T_i) para melhorar a resposta.*

O parâmetro de orientação para o ajuste da ação integrativa é a diferença Δr .

A figura 3.14 apresenta a resposta resultante, após uma mudança de referência, produto da modificação do parâmetro integrativo (T_i) do PID.

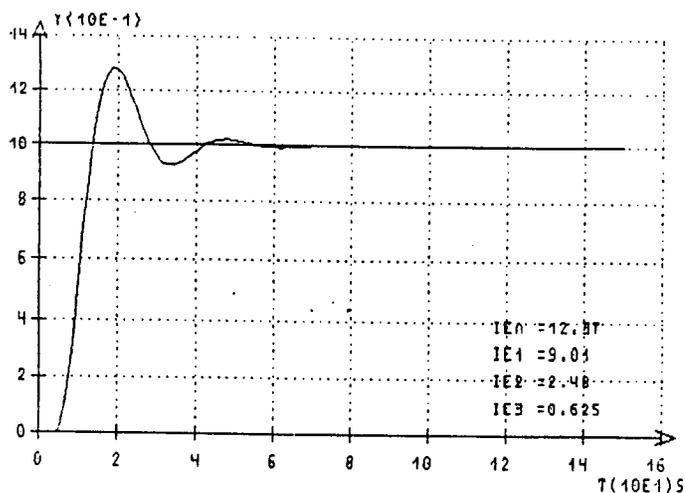


Fig. 3.14 Resposta pertencente ao grupo 2

Esta nova resposta é classificada como sendo do grupo 2 (sobrepasso fora e subpasso fora). Este grupo foi definido como objetivo intermediário na estratégia de ajuste global portanto:

- *Deve aplicar-se a estratégia baseada na otimização da fase do controlador (metodologia de fase).*

Os parâmetros de orientação do ajuste são : S_o , S_u , T_a . As taxas de ajuste são extraídas de tabelas em função da relação L/τ de malha aberta.

A figura 3.15 apresenta a resposta obtida com os novos parâmetros do PID, a qual verifica as especificações de controle estabelecidas.

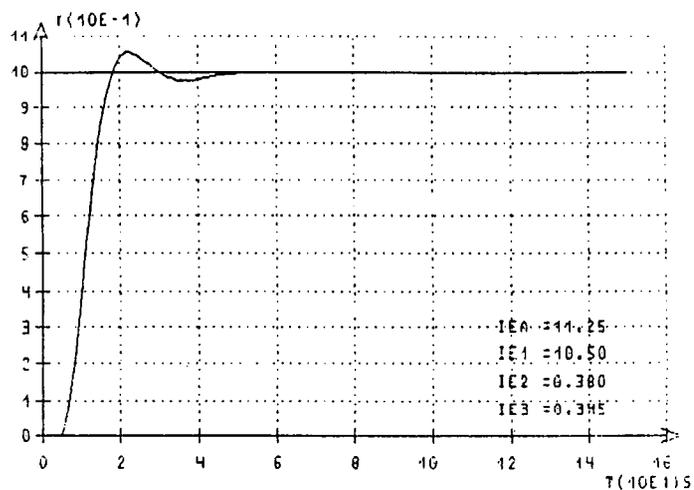


Fig. 3.15 Resposta pertencente ao grupo 1

Exemplo 2:

A seguinte resposta (fig. 3.16) é classificada como pertencente ao grupo 9 (oscilatória amortecida com o 2o pico maior que o 1o).

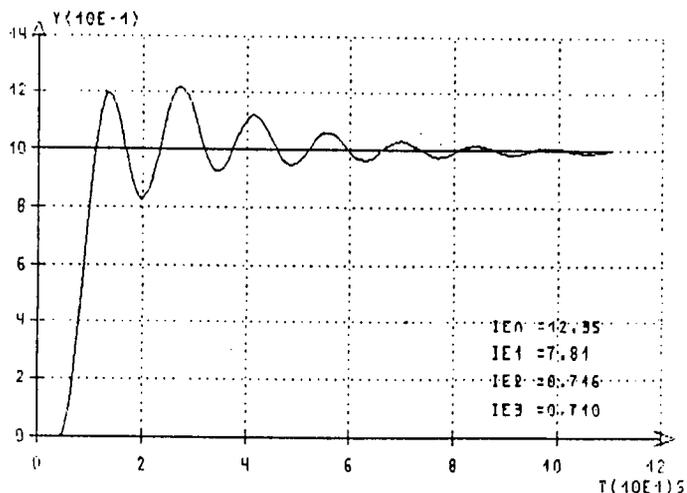


Fig. 3.16 Resposta pertencente ao grupo 9

Este tipo de resposta revela uma excessiva ação derivativa no controlador. Portanto a solução consiste em:

- + *A ação derivativa (T_d) deve ser diminuída para melhorar a resposta do sistema.*

A melhoria na resposta transitória é observada na figura 3.17. Esta resposta pertence ao grupo 2, portanto o próximo passo a seguir seria aplicar a estratégia baseada na metodologia de fase.

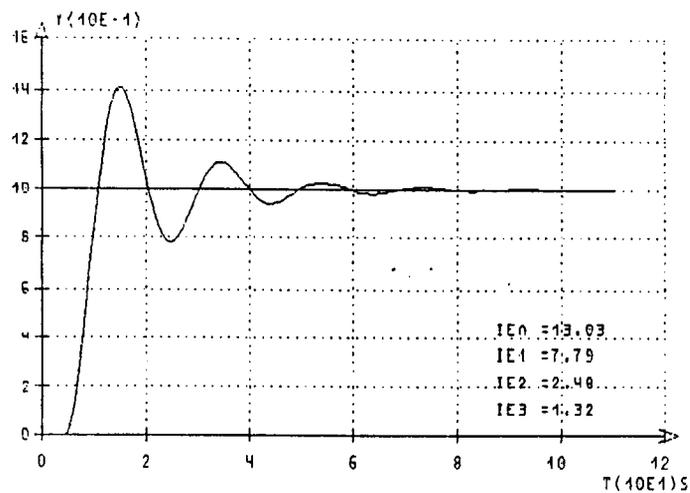


Fig. 3.17 Resposta pertencente ao grupo 2

Exemplo 3:

A figura 3.18 mostra a resposta do sistema a uma perturbação de carga atuando na saída do processo (curva 1). Esta é classificada como pertencente ao grupo 3 (sobrepasso fora e subpasso dentro).

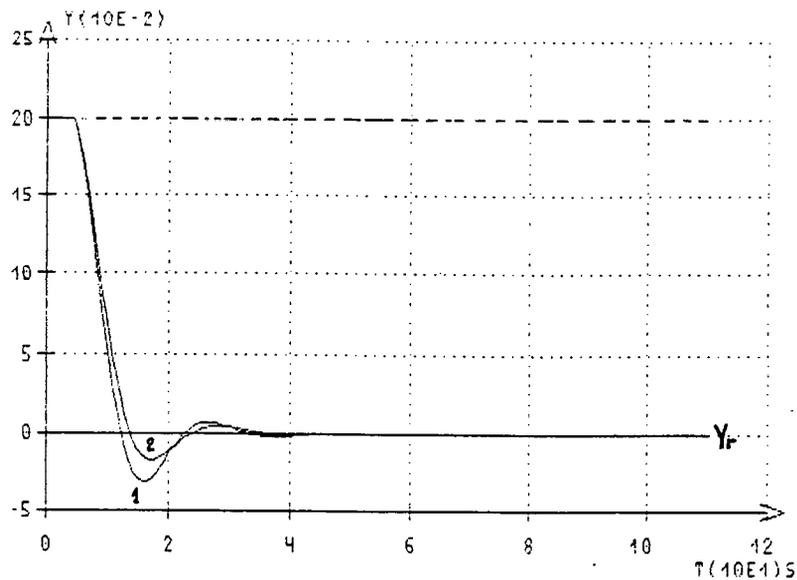


Fig. 3.18 Resposta pertencente ao grupo 3

A ação corretiva aplicável a este caso consiste em:

- Diminuir o ganho proporcional (k_c) do controlador até atingir a especificação de S_{omax} .

A amplitude da variação do parâmetro proporcional é função da diferença entre o sobrepasso medido (s_o) e o especificado (S_{omax}). Na mesma figura pode apreciar-se a resposta obtida depois do ajuste realizado (curva 2).

3.5 Ajuste de Ziegler-Nichols-Modificado (ZNM)

No caso de não dispor-se de um conjunto de valores dos parâmetros do PID, para uma inicialização adequada do sistema (sistema estável) e tendo como objetivo de minimizar o número de passos de ajuste, realiza-se um pré-ajuste do controlador, empregando o método de Ziegler-Nichols (ZN). A partir deste ajuste inicial e aplicando a metodologia desenvolvida consegue-se chegar, após uma série de tentativas de ajuste, a uma resposta que satisfaça aos objetivos de controle.

O número de tentativas de ajuste pode ser reduzido sensivelmente partindo-se de um estado do sistema mais próximo do estado final especificado. Esta idéia nos levou a relacionar os parâmetros iniciais do PID, obtidos mediante o método de ZN, com os

parâmetros finais de ajuste, resultantes da aplicação de nossa metodologia, através de coeficientes (α , β , δ) definidos como funções da relação de malha aberta L/τ . Assim, as equações de ZN foram modificadas, com base nestes coeficientes, como mostrado abaixo:

$$K_c = K_{czn} \cdot \alpha (L/\tau)$$

$$T_i = T_{izn} \cdot \beta (L/\tau)$$

$$T_d = T_{dzn} \cdot \delta (L/\tau)$$

onde:

α , β , δ são funções de L/τ

K_{czn} , T_{izn} , T_{dzn} são os parâmetros de ZN

As curvas da figura 3.19 mostram as relações existentes entre α , β , δ e o parâmetro L/τ de malha aberta, para certas especificações de controle.

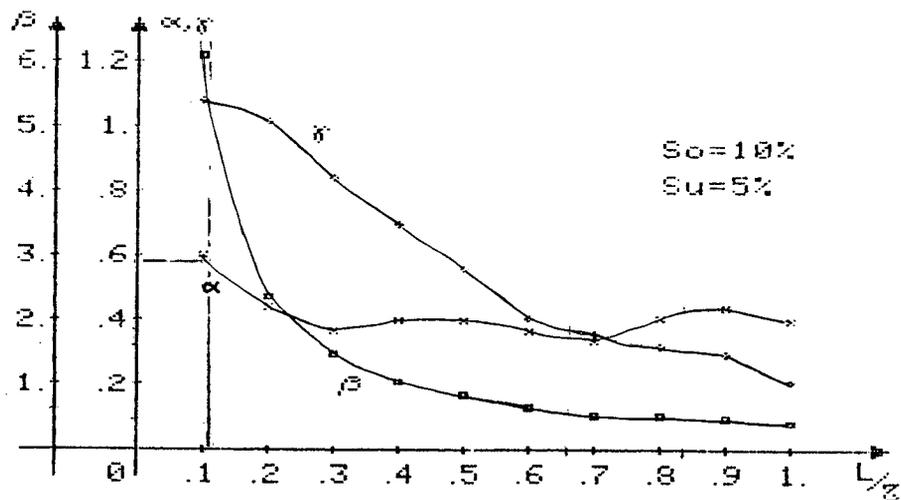


Fig. 3.19 Curvas empíricas

Desta forma o conhecimento adquirido no ajuste do controlador PID nos levou a aperfeiçoar as regras de ajuste formuladas por ZN. Esta alteração foi denominada de

"ajuste de Ziegler-Nichols-Modificado" (ZNM) e os resultados obtidos foram amplamente satisfatórios, logrando-se, em alguns casos, o estado final especificado no primeiro ajuste.

Para efeitos comparativos na figura 3.20 são mostradas duas respostas de malha fechada para um dado processo ajustado segundo os parâmetros de ZN (curva 1) e de ZNM (curva 2).

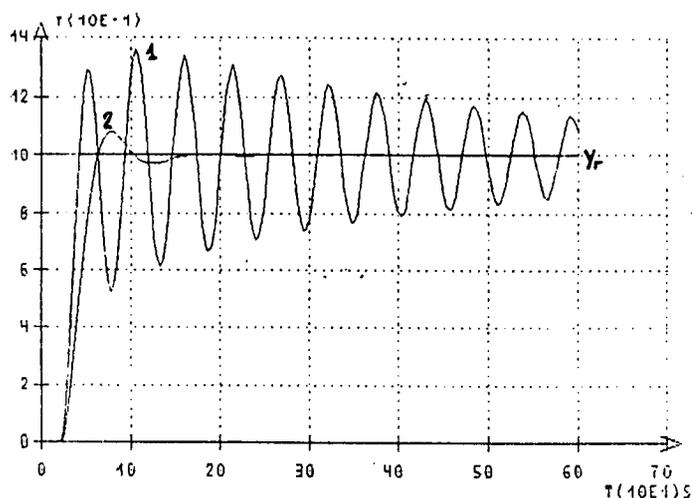


Fig. 3.20 Comparação respostas ZN - ZNM

3.6 Síntese do procedimento

No procedimento de ajuste desenvolvido, o controlador auto-ajustável monitora continuamente a variável controlada do sistema na procura de transitórios produzidos por mudanças de referência ou perturbações de carga. Quando detecta uma variação deste tipo (evento que inicia o processo de identificação da resposta), procede automaticamente ao reconhecimento e a classificação da resposta de saída, e ao cálculo dos novos parâmetros do PID de forma que a resposta do sistema tenda para a resposta desejada (especificada).

Desta forma, o controlador se auto-ajusta, a cada mudança de referência ou perturbação de carga, até atingir as especificações de controle e adapta-se quando ocorrer mudanças dos parâmetros do processo ou das especificações de controle.

Este procedimento apresenta duas opções para inicialização da operação de auto-ajuste:

a) Sem pré-ajuste

O controlador auto-ajustável determina **automaticamente** os parâmetros da resposta de malha aberta do sistema e estabelece o ajuste inicial através do método de ZN ou ZNM.

b) Com pré-ajuste

Dado que existem informações sobre o processo a controlar, o ajuste inicial é realizado por algum operador especializado que entra manualmente os parâmetros do PID, prescindindo-se do ensaio de malha aberta. A seguir começa o ciclo de auto-ajuste do controlador como descrito anteriormente. A relação L/τ é obtida através das taxas de ajuste calculadas sobre o primeiro ajuste realizado, entrando nas curvas da figura 3.11 pelo caminho inverso. No decorrer do ciclo de ajuste e dependendo da evolução da resposta, a taxa L/τ será reavaliada.

A referência da planta é monitorada continuamente para determinar qual é o tipo de excitação (referência ou perturbação de carga) atuando sobre o sistema. Desta forma podem-se distinguir duas situações possíveis para as quais correspondem diferentes conjuntos de parâmetros do controlador:

- a- mudanças de referência e perturbações de carga na saída do processo;
- b- perturbações de carga atuando sobre o processo.

A variável de controle também é monitorada para poder detectar e contornar os problemas de saturação, através da aplicação de uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral (vide apêndice B).

3.7 Conclusão

Neste capítulo apresentamos a metodologia de ajuste desenvolvida. Esta foi obtida como resultado de um estudo empírico guiado por conceitos próprios da teoria de controle e por trabalhos prévios realizados nesta área. A ferramenta empregada para este estudo foi um programa de simulação (sistema de desenvolvimento). A metodologia, assim desenvolvida, combina várias estratégias de ajuste baseadas no reconhecimento da resposta de malha fechada do sistema e na utilização de parâmetros para orientar o ajuste, extraídos das respostas do sistema.

Em relação à determinação dos parâmetros de malha aberta (L , τ , P_{inf}) e ao reconhecimento da resposta de malha fechada do sistema deverão ser desenvolvidos procedimentos de identificação da resposta aptos para trabalhar na presença de ruído próprio dos ambientes industriais.

A partir deste estudo desenvolveu-se um sistema especialista de ajuste, o qual será apresentado no próximo capítulo.

• Como resultado decorrente da metodologia utilizada, foram modificadas as equações propostas por Ziegler-Nichols para malha aberta, obtendo-se um ajuste inicial do PID (ajuste de Ziegler-Nichols-Modificado) que, no contexto da nossa aplicação, permite obter resultados muito superiores.

Capítulo IV

APRESENTAÇÃO DO SISTEMA ESPECIALISTA DESENVOLVIDO

4.1 Introdução

No capítulo anterior foi apresentada a metodologia de ajuste desenvolvida baseada na utilização de conhecimentos operatórios sobre o ajuste de controladores PID. Neste capítulo é apresentado o sistema especialista desenvolvido a partir do conhecimento adquirido.

Primeiramente será realizada uma breve introdução aos sistemas especialistas destacando as características principais destes. A seguir, será apresentada a linguagem de representação utilizada assim como o procedimento de modelização do conhecimento. Finalmente, será explicado o funcionamento do sistema especialista de ajuste integrado ao controlador PID (controlador PID Auto-Ajustável).

4.2 Justificativa do uso de um SE no ambiente industrial

Os Sistemas Especialistas (*) apareceram no final da década de 70 como uma alternativa aos métodos gerais de resolução de problemas (Domain-independent Problem-Solving) [Feigenbaum 82] que logo mostraram suas limitações frente à explosão combinatória. Nos Sistemas Especialistas (SE), uma ênfase particular é dada ao conhecimento resultante da experiência adquirida, durante muitos anos, por peritos humanos dedicados à resolução de problemas numa determinada área.

Os primeiros sistemas desta nova família mostraram excelentes resultados: o sistema DENTRAL [Buchanan 78], um dos pioneiros nesta área, desenvolvido em conjunto com J. Lederberg (prêmio Nobel de química), que forneceu o conhecimento, determina a

(*) Embora a terminologia "Sistema Especialista" abranja uma grande variedade de formalismos de representação do conhecimento e técnicas de resolução de problemas (incluindo neles modelos probabilísticos, técnicas gerais de resolução de problemas - General Problem Solving -, etc.) refer-se-á, nesta dissertação, a uma classe particular de Sistemas Baseados no Conhecimento denominada de Sistemas de Produção. Nestes, o formalismo de representação baseia-se em regras de produção do tipo: condições - ações. Este abuso de linguagem, acha aqui sua justificativa por ser de uso comum na literatura.

estrutura molecular de um componente químico desconhecido por análise espectrográfica com um desempenho superior aos melhores químicos nesta área.

Estes sistemas tiveram uma imediata repercussão em áreas onde uma grande parte das tarefas eram pouco automatizadas por serem mal formalizadas, dificilmente mecanizáveis, ou por não possuírem um algoritmo de resolução. Por tudo isto, eram deixadas a cargo de especialistas humanos. Esta situação é comum em engenharia, onde muitos problemas dependem, ainda, da experiência acumulada pela longa prática do engenheiro ou técnico.

No ambiente industrial os conhecimentos e/ou experiência de um especialista, num domínio específico, o tornam imprescindível quando existem problemas ou situações difíceis de contornar. Isto leva a vários problemas que envolvem aspectos econômicos e de segurança. Do ponto de vista econômico, a formação de pessoal qualificado é um investimento que, por ser a longo prazo, tem um alto custo para a empresa. Além disto, a formação deste pessoal tem que ser mantida durante a sua permanência dentro da empresa, a fim de acompanhar as mudanças de equipamentos, de produção, etc. Por outro lado, a qualidade do serviço prestado por estes especialistas pode estar sujeita a grandes variações, dependendo das condições de trabalho. Este problema vai manifestar-se, por exemplo, quando uma decisão deve ser tomada rapidamente (e sob pressões físicas ou psicológicas importantes) para evitar danos econômicos e/ou materiais que podem chegar a ser consideráveis. Este último ponto levanta também o problema da segurança do pessoal envolvido nestas fases. Estes aspectos aparecem, por exemplo, em fases de manutenção do equipamento, que são tradicionalmente de alto risco para o pessoal.

Portanto, a falta e a grande demanda de pessoal especializado, o alto custo de capacitação e o tempo requerido para a sua formação, somado as condições de trabalho enfrentadas por este pessoal, justificam plenamente o emprego de SE, automatizando estas tarefas.

No ambiente industrial de controle de processos, estes sistemas podem ser utilizados para monitorar, supervisionar e controlar uma planta industrial, otimizando a produção, melhorando o controle de qualidade e mantendo os níveis de segurança sob especificação.

Atuando diretamente sobre a malha de controle, podem realizar tarefas de ajuste e configuração de controladores, assim como cumprir funções de diagnóstico e detecção de falhas.

4.3 Características gerais de um SE

Os SE's são sistemas computacionais que apresentam um desempenho comparável ao próprio especialista humano num domínio bem definido.

O núcleo de um Sistema Especialista (segundo o modelo de produção ao qual limitamos nossa apresentação) consiste dos três componentes seguintes:

- (1) **A Memória de Trabalho (MT)** : Representa o estado do sistema. É a memória dinâmica do SE.
- (2) **A Memória de Regras (MR)** : Contém o conhecimento do especialista na forma de regras condicionais (produções). Estas regras representam operadores de mudança de estado do sistema. É um componente que, geralmente, não é alterado dinamicamente. Representa a memória a longo prazo do SE.
- (3) **A Máquina de Inferência (MI)** : É o programa de exploração do conhecimento para obter a solução de um dado problema. Determina as regras aplicáveis em função do estado da MT; escolhe a regra a ser disparada e a executa (ciclo de inferência).

As relações entre estes três componentes são ilustradas na figura seguinte:

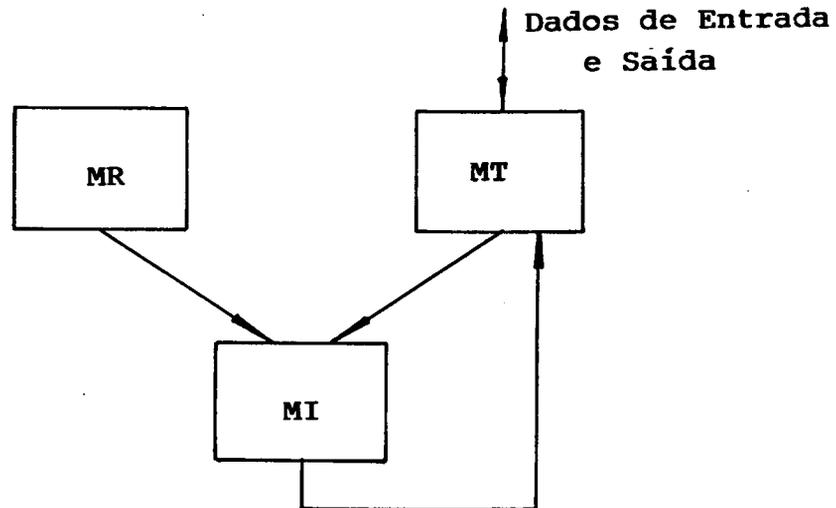


Fig.4.1 Arquitetura básica de um SE

A MT e a MR constituem a Base de Conhecimentos (BC) do sistema especialista.

Em analogia com a teoria de controle analítico, a MT representa o vetor de estado do sistema e as regras são análogas às funções de transição, operando sobre o estado.

4.3.1 Memória de trabalho

A Memória de trabalho (MT) representa, a cada ciclo de inferência, a situação corrente do problema. Ela está constituída de elementos que codificam: fatos relacionados ao domínio de aplicação, objetos físicos ou objetos conceituais (tais como objetivos) vinculados à estratégia de resolução do problema.

4.3.2 Memória de regras

A Memória de Regras (MR) contém o conhecimento do especialista na forma de regras (de produção). Estas regras apresentam-se na forma geral :

SE $c_1 c_2 \dots c_n$ ENTÃO $a_1 a_2 \dots a_k$

onde:

$\{c_i\}$ $i=1,n$ representam condições de aplicabilidade da regra (premissas); este conjunto de condições constitui a "parte esquerda" ou "antecedente" da regra.

$\{a_j\}$ $j=1,k$ representam as ações (ou conclusões) a serem executadas quando a regra é disparada. Constituem a "parte direita" da regra.

Uma regra é **válida** (aplicável) quando as condições descritas no seu antecedente são **todas** verdadeiras para o estado corrente da MT.

O **disparo** de uma regra consiste na execução de todas as ações constituindo a sua parte direita. A sua execução tem por efeito atualizar a MT por adição, deleção ou modificação de elementos de memória. Podem ser incluídas, nesta parte, meta-ações sem efeito imediato sobre a MT, como por exemplo, procedimentos de entrada/saída, funções de controle (deleção de uma regra, parada da máquina de inferência, etc.), chamada de um procedimento externo, etc.

O formalismo de representação das regras permite modelizar o problema. Este formalismo não deve excluir, no entanto, a possibilidade de resolução parcial do problema através de modelos matemáticos ou algorítmicos quando estes existem.

4.3.3 A máquina de inferência

A máquina ou motor de inferência (MI) é o programa que vai explorar a Base de Conhecimento para obter a solução a um dado problema. É o mecanismo necessário para executar (disparar) as regras. A MI deve determinar quais regras são relevantes para um dado contexto da MT e escolher uma delas para ser aplicada.

A MI pode ser descrita como uma máquina de estado finito, cujo funcionamento cíclico segue os três tempos seguintes:

- 1) **Geração dos conflitos ("match")**: consiste na determinação das regras sensibilizadas (válidas) pelo estado corrente da MT por unificação das regras com os dados. O conjunto de regras assim obtido é denominado "**conjunto dos conflitos**". O principal inconveniente dos SE's reside na ineficiência da MI na geração deste conjunto, devido à complexidade da unificação. A solução mais simples consiste em diminuir a combinatória da interpretação por redução do número de regras e de elementos de memória a serem unificados a cada ciclo, utilizando técnicas de partição contextual da MR e MT (a árvore contextual do MYCIN [Feigenbaum 82] e o "blackboard" do HEARSAY II [Feigenbaum 82] são exemplos destas técnicas). Por outro lado, uma maior eficiência pode ser obtida por compilação das regras em estruturas equivalentes usadas pela MI na geração dos conflitos a fim de evitar as redundâncias estruturais (repetição de uma determinada condição) [Garnousset 88].

- 2) **Resolução dos conflitos ("select")** : consiste em determinar qual(ais) das regras em conflito será(ão) disparada(s). Esta escolha é realizada segundo diversas estratégias de controle:
 - a primeira regra encontrada;
 - a regra que apresenta o maior interesse em relação ao objetivo que se pretende alcançar;
 - as regras mais específicas;
 - as regras que se unificam com os fatos julgados mais importantes;
 - as regras menos empregadas;
 - as regras mais simples;
 - as regras que utilizam a maior quantidade de fatos recentemente gerados.

- 3) **Execução ("execute")**: A máquina de inferência dispara a(s) regra(s) escolhida(s) neste ciclo e atualiza a MT segundo às conclusões da(s) regra(s).

O funcionamento cíclico da MI é governado por uma estratégia determinada de resolução de problemas [Rich 83]. Na maioria dos SE's, devido à dimensão da MT, somente o estado corrente do problema é memorizado. A estratégia de resolução usada consiste, por esta razão, numa busca em profundidade primeiro ("depth-first search"). No entanto alguns sistemas permitem reconsiderar o estado a desenvolver quando, por exemplo, a profundidade de desenvolvimento ultrapassa um limiar escolhido ou quando no estado corrente nenhuma regra possa ser aplicada (conjunto dos conflitos vazio). Recorre-se então a uma volta para trás ("backtracking") até um determinado ponto de retorno. O estado da MT é então restaurado a partir do estado corrente revertendo as ações das regras disparadas sobre o caminho que as ligam.

4.3.4 Diferenças entre o modelo de produção e o modelo procedural (clássico)

O modelo ou sistema de produção (SP) é computacionalmente diferente em relação aos programas escritos em linguagens procedurais (Fortran, Pascal, etc.). A principal diferença está no fato do SP utilizar um conjunto de regras sensibilizadas por dados, em lugar de uma seqüência pré-definida de instruções. Num SP o controle é baseado na reavaliação freqüente do estado da MT, em lugar de consistir numa estrutura estática (fluxo de controle do programa) como no modelo clássico.

Uma outra diferença importante surge comparando a estrutura de dados e controle de ambos modelos. Em contraste com uma linguagem procedural, na qual o conhecimento (dados), sobre o problema, é misturado com o conjunto de instruções correspondentes ao fluxo de controle, o modelo de produção permite uma separação entre o conhecimento (as regras e os fatos) e o controle (a cargo da MI). Este tipo de estrutura permite uma grande flexibilidade na modificação e integração de novas regras (extensibilidade).

4.4 A linguagem de representação utilizada

A linguagem suporte utilizada para a modelização do nosso problema foi especificada em conjunto com membros do grupo de IA deste laboratório e implementada num dialeto de LISP sobre microcomputador IBM-PC. Seu desenvolvimento foi motivado pela inexistência, neste laboratório, de uma linguagem com características voltadas para a nossa aplicação, oferecendo um alto grau de flexibilidade. A seguir será apresentada a sintaxe da linguagem assim como o funcionamento da MI.

4.4.1 Os Elementos Manipulados (MT)

A MT é constituída de elementos que são duplas do tipo Atributo-Valor (A V), codificando por exemplo: o valor dos parâmetros do PID; características da reposta de malha aberta e malha fechada; conclusões intermediárias; variáveis internas; etc. Um atributo é representado por uma seqüência de caracteres alfanuméricos. Ele pode ser de tipo simbólico, booleano ou numérico, e é definido por seu valor ou a sua pertinência a um intervalo $[a,b]$ ou a um conjunto discreto $\{a,b,c,d\}$.

Como ilustração, a proposição :

"A resposta do sistema pertence ao grupo 2, com um sobre-passo de entre 20 e 25% e um período de 60s"

será representada na MT pelas 3 duplas :

(grupo 2)

(So [.20,.25])

(Ta 60)

4.4.2 As regras

As regras são representadas segundo a seguinte sintaxe:

(<nome> (SE c1 c2 ... cn) (ENTAO a1 a2 ... ak))

a) A parte esquerda

A parte esquerda é a expressão que começa pela palavra chave "SE", seguida de uma seqüência de uma ou mais condições. Estas condições seguem a seguinte forma pré-fixada:

(predicado atributo valor)

Por exemplo, a condição abaixo expressa o fato que o ponto de inflexão normalizado da resposta de malha aberta do sistema deve ser menor ou igual (predicado LE) a 0,05.

(LE ponto-inflexão 0.05)

O valor pode também ser obtido por avaliação de uma função LISP como mostrado no exemplo abaixo:

(GT Ti (* 2 Td))

Para atributos vetoriais, funções de acesso a uma determinada componente do atributo foram definidas como ilustrado no exemplo abaixo, onde a função "NEXT" retorna o valor da primeira componente do atributo vetorial "registro".

(EQ (NEXT registro) 3)

Na linguagem utilizada foram definidos os seguintes predicados básicos: EQ (igual a), NEQ (diferente de), LT (menor que), LE (menor ou igual que), GT (maior que), GE (maior ou igual que), OR ("ou" lógico), AND ("e" lógico), NOT (negação lógica),

PERTENCE (função predicado de pertinência a um conjunto), ENTRE (determina se um valor pertence a um intervalo aberto).

Embora esta lista de predicados satisfaça o objetivo da nossa aplicação, outros predicados podem ser definidos em LISP quando necessário.

b) A parte direita

Esta parte da regra, após a declaração "ENTÃO", representa as conclusões acerca do problema ou ações de controle a serem executadas quando a regra for disparada.

b1) as conclusões

As conclusões seguem as duas formas seguintes:

1- (CONCLUI atributo valor)

permite criar, na MT, um novo atributo com um valor associado ou modificar o valor de um atributo já existente, como mostrado nos exemplos a seguir :

(CONCLUI objetivos (calcular_Ti compensar_Ti))

onde **objetivos** é um atributo vetorial cujos componentes, **calcular_Ti** e **compensar_Ti**, dados no campo valor, são elementos de controle para o sequenciamento de novas regras (vide item 3.3a).

(CONCLUI Ti (DIMINUI Ti .20))

cujo efeito é diminuir o valor corrente de Ti em 20%

2- (DEL atributo)

permite deletar um dado atributo da MT.

b2) as ações

As ações de controle permitem controlar de forma simples o funcionamento da MI. Por exemplo, parar a MI (**PARE**), aplicar uma ação condicional sobre a conclusão (**IF...**), habilitar um procedimento de entrada (**READ...**) ou de saída (**PRINT...**), etc.

4.4.3 A máquina de inferência

A estratégia de controle escolhida consiste numa busca em "profundidade primeiro". O motor de inferência implementado funciona de maneira revogável, gera as voltas para trás ("Backtracking") por restauração do estado anterior, e é não-monotônico pois permite reconsiderar o valor de um elemento da MT (ações **CONCLUI**, usada para modificar um fato já estabelecido, e **DEL**).

4.5 Modelagem do conhecimento

A aquisição do conhecimento é o problema fundamental na implementação de um SE. Desta fase resultará o desempenho do sistema na resolução de problemas. Este processo é realizado em conjunto com um ou mais especialistas humanos (i.e. operadores de planta, engenheiros de controle, instrumentistas, etc.) possuindo níveis diferentes de perícia e de experiência sobre o problema, que "fornecem" o conhecimento ao "engenheiro de conhecimento" que o modeliza e testa.

Em nosso caso, a dificuldade em se encontrar especialistas no ajuste de controladores PID, nos levou a realizar um estudo empírico baseado no ajuste de processos industriais, usando um sistema de simulação digital (vide capítulo III). A nossa atuação sobre este simulador, durante um grande período de tempo, nos permitiu obter uma boa experiência no ajuste de tais controladores. Esta formação foi complementada por diversas experiências de campo em ambientes industriais (plantas petroquímicas, bancos de ensaio de motores de combustão interna, etc.).

Paralelamente, foi realizado um estudo teórico e bibliográfico sobre métodos e técnicas de ajuste de controladores PID que salientou a relevância do uso de modelos quantitativos (i.e. matemáticos) junto a modelos qualitativos (i.e. empíricos).

A experiência acumulada durante esta etapa de formação foi o ponto de partida da fase de modelagem e teste do PID auto-ajustável desenvolvido, apresentada a seguir. O processo de modelagem do conhecimento foi conduzido através dos seguintes passos: identificação, conceitualização, estruturação e teste, como mostrado na fig.4.2 abaixo:

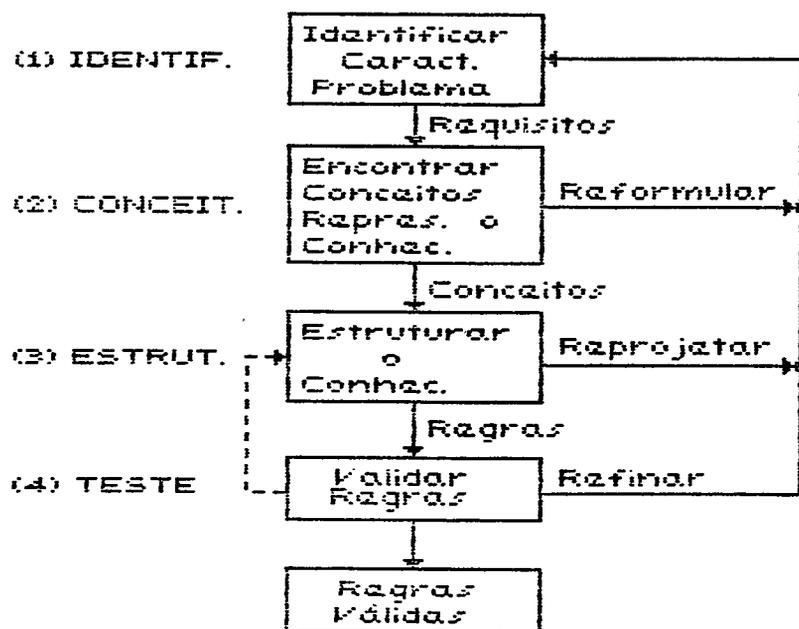


Fig.4.2 Modelagem do conhecimento

4.5.1 Identificação

Nesta fase, foram determinadas as características do problema, resultando num conjunto de requisitos para a resolução deste. Os seguintes pontos foram destacados (vide capítulo III):

- especificação dos objetivos de controle;
- limitação do universo de processos considerados;
- definição do tipo de excitação sobre o sistema;
- determinação da estrutura do controlador PID;

- utilização das próprias perturbações do sistema (carga e referência) como geradoras do ciclo de ajuste;
- uso da resposta temporal (malha aberta e fechada) para a tomada de decisões sobre o ajuste;
- ajuste por tentativa e erro;
- critério de qualidade da resposta baseado na disparidade entre características temporais desta e os objetivos de controle;
- etc.

4.5.2 Conceitualização

O objetivo, nesta fase, foi encontrar representações conceituais que nos permitissem formalizar o conhecimento, a partir dos requisitos levantados na fase de identificação.

O reconhecimento e classificação da resposta do sistema em grupos pré-definidos de formas de onda, juntamente à adoção de estratégias de ajuste particulares para cada grupo, possibilitou partilhar o espaço de estado do problema em sub-espacos facilitando a resolução do mesmo. Desta forma, para cada tipo de resposta, foi implementada uma estratégia de ajuste específica, desenvolvida mediante experiências realizadas no simulador, empregando **modelos quantitativos** (metodologia de fase) e conceitos próprios da teoria de controle (vide capítulo III).

Desta maneira, foi possível desenvolver um **modelo qualitativo** através do qual abordar o problema de ajuste do controlador PID.

4.5.3 Estruturação do conhecimento

Uma vez obtido um modelo qualitativo do conhecimento, semelhante ao empregado pelos operadores de planta, o problema centrou-se na forma de estruturar e quantificar estas informações assim como na síntese de regras apropriadas. Para tal foram definidos vários mecanismos e estruturas, detalhadas a seguir:

a) Mecanismos de controle sobre as regras

Além de conclusões sobre elementos da MT, algumas regras possibilitam definir mecanismos de controle sobre a própria MR. Estes mecanismos podem ser divididos em duas classes:

- controle por contexto;
- seqüenciamento das regras por elementos de controle.

a1- Controle por contexto

Este tipo de controle permite reduzir a MR a um sub-conjunto específico de regras vinculado a um contexto particular (aqui o contexto é definido pela classificação em padrões de formas de ondas). Por exemplo :

"Se a resposta for classificada como sobrepasso fora e subpasso fora então, constituir uma MR contendo somente as regras definidas pelo grupo 2 (no arquivo 'pid2.br')."

```
SE      (EQ grupo 2)
ENTÃO
      (LOAD pid2.br)
```

Este conjunto de metaregras (regras sobre as regras de ajuste) constituem o "metaconhecimento" do sistema. O metaconhecimento facilita o controle do espaço de procura da base de regras partilhando-a em subespaços, para os quais aplicam-se conhecidas regras de ajuste.

a2- Seqüenciamento das regras por elementos de controle

O objetivo é de garantir a execução seqüencial de uma série de regras sem alterar o aspecto declarativo do conhecimento. Para isso, cria-se na MT um "flag" que aparece na

premissa da regra a disparar prioritariamente (esta marca representa uma condição necessária para o disparo desta regra). Deste modo, por criação e remoção de "flags" na MT, obtém-se a possibilidade de encadear certas regras.

No exemplo, cria-se um atributo vetorial "objetivos" que representa uma seqüência ordenada de objetivos a serem cumpridos para realizar um ajuste determinado. Os componentes deste vetor vão ser "flags" criados seqüencialmente na MT.

```
SE      (EQ grupo 2)
ENTAO
          (CONCLUI objetivos (estimar-taxa-i
                                estimar-taxa-d
                                calcular-Ti-&-Td))
```

A primeira regra a ser disparada deverá referir-se ao objetivo "estimar-taxa-i" já que este é o primeiro "flag". A regra abaixo verifica esta condição. O disparo da regra:

```
SE      (EQ (NEXT objetivos) 'estimar-taxa-i)
...
ENTAO
...
          (CONCLUI objetivos (TAIL objetivos))
```

vai deletar este "flag" e ativar o próximo objetivo a ser cumprido (o comando TAIL, na conclusão desta regra, redefine os objetivos).

b) Filtros:

Os filtros são funções utilizadas para **quantificar** o valor de um dado atributo segundo a magnitude de um outro. Por exemplo, o atributo "delta-Kc" que define a variação do ganho proporcional do PID é quantificado como uma função do atributo "delta-So" que define a variação do sobrepasso em relação à especificação, como declarado pelas duas

regras seguintes:

```
SE (EQ (NEXT objetivos) 'filtro2)
  (LE delta-so .20)
ENTAO
  (CONCLUI delta-kc (/ delta-kc (- 8 (* 35 delta-so)))
  (CONCLUI objetivos (TAIL objetivos))
```

```
SE (EQ (NEXT objetivos) 'filtro2)
  (GT delta-so .20)
ENTAO
  (CONCLUI objetivos (TAIL objetivos))
```

A função de quantificação utilizada é:

$$\Delta K_c = \frac{\Delta K_c}{8 - 35 \Delta S_o}$$

onde:

$$\Delta S_o = \frac{S_o - S_{\text{omax}}}{S_{\text{omax}}}$$

c) Sensibilidade de ajuste:

Em determinadas circunstâncias, devido ao fato de não possuir informações suficientes sobre o processo, o primeiro ajuste realizado é conservativo. O comportamento do sistema (resposta temporal) a este ajuste vai ser interpretado para determinar um índice de sensibilidade associado a cada parâmetro do PID. Este índice é afinado a medida que são realizados novos ajustes e é usado para quantificar as variações sobre os parâmetros do PID. Este mecanismo pode ser considerado como um **aprendizado**, por ajuste de parâmetros, realizado sobre a resposta do sistema.

d) Conhecimento temporal (memória)

Além das estratégias particulares de ajuste definidas para cada grupo, foi implementada uma estratégia global de resolução que considera a evolução da resposta durante os sucessivos ciclos de ajuste (vide capítulo III). Assim, para uma resposta temporal do sistema classificada como sendo do mesmo grupo que a anterior, a decisão a ser tomada depende dos ajustes passados. Este histórico é efetuado através da memorização dos estados (padrões de resposta) gerados nos ciclos anteriores de ajuste. Estes são armazenados num registro atualizado a cada ciclo, o qual permite dispor de uma memória limitada sobre os eventos passados do sistema. Este registro é representado na MT através do atributo vetorial "registro". A seguinte regra ilustra este conceito :

```

SE (OR (PERTENCE 8 registro)
      (PERTENCE 4 registro))
...
ENTAO
...

```

Neste exemplo, o predicado "PERTENCE" testa se a resposta atual (classificada como grupo 8 ou 4) corresponde a algum estado passado do sistema, armazenado no vetor registro.

4.5.4 Teste

Nesta etapa, o conjunto de regras formuladas é validado através de resultados de simulação, sobre um conjunto de processos dados. As regras são modificadas segundo os problemas apresentados, assim como novas regras são acrescentadas de forma a contornar situações não consideradas. Desta forma foi depurada a base de regras do SE. O resultado final é um conjunto de regras válidas que constitui o conhecimento presente no controlador PID auto-ajustável.

4.5.5 Regras de produção

O tamanho atual da base de regras de produção do SE desenvolvido é de 100 regras. Estas dividem-se em três classes:

- (a) As regras que classificam a resposta de malha fechada do sistema em grupos pré-definidos de formas de onda;
- (b) as regras que representam a experiência obtida no ajuste do PID através do sistema de simulação;
- (c) as regras que sintetizam a estratégia de ajuste baseada na fase do controlador (metodologia de fase).

Como exemplos apresentam-se as seguintes regras de ajuste correspondentes aos casos analisados no capítulo anterior (exemplos 1 e 2 do item 3.4.3).

Regra tirada do grupo 8:

"Se a resposta anterior não for oscilatória assintoticamente crescente (grupo 8), e o objetivo atual for diminuir T_i , e o parâmetro delta-R (extraído da resposta) for inferior ou igual a 0.15, então diminuir o tempo integral em 15% e considerar o novo objetivo"

terá a forma interna :

```
SE (NEQ (NEXT registro) 8)
    (EQ (NEXT objetivos) 'diminuir-Ti)
    (LE delta-R 0.15))
ENTAO
    (CONCLUI Ti (diminue Ti 0.15))
    (CONCLUI objetivos (TAIL objetivos))
```

Esta regra poderá ser disparada (será válida) numa determinada situação se as três condições compondo sua premissa forem todas verdadeiras nesta situação. O disparo desta regra provocará então a modificação do valor dos atributos "Ti" e "objetivos" na MT.

Regra tirada do grupo 2:

"Se o objetivo for calcular as ações integrativa (Ti) e derivativa (Td) do controlador, então armazenar os valores atuais de Ti e Td e calcular os novos parâmetros Ti e Td a partir das taxas integrativa e derivativa e do período de oscilação amortecida da resposta"

terá a forma interna :

```
SE      (EQ (NEXT objetivos) 'calcular-Ti-&-Td )
ENTÃO
      (CONCLUI Ti-old Ti)
      (CONCLUI Ti (* Ta taxa-i))
      (CONCLUI Td-old Td)
      (CONCLUI Td (* Ta taxa-d))
      (DEL objetivos)
```

A execução desta regra modifica o valor dos atributos "Ti" e "Td" na MT. A ação "DEL" elimina o objetivo executado.

Regra tirada do grupo 9:

"Se a resposta apresenta características oscilatória amortecida com o 2o pico maior que o 1o (grupo 9), então diminuir a ação derivativa em 50%"

terá a forma interna :

```

SE      (EQ grupo 9)
ENTÃO
      (CONCLUI Td (DIMINUI Td .5))
      (PARE)
  
```

A execução desta regra modifica o valor do atributo "Td". A ação "PARE" interrompe a MI.

4.6 Funcionamento do sistema

O SE anteriormente apresentado é integrado a um controlador PID clássico como mostrado na figura 4.3, constituindo o denominado "controlador PID Auto-Ajustável" (PID-AA). Uma importante característica deste controlador é o aproveitamento das próprias perturbações exôgenas do sistema (mudanças de referência e perturbações de carga, ambas pertencentes à classe dos sinais constantes) como geradoras do ciclo de ajuste. Não sendo, portanto, necessário introduzir outro tipo de sinal para excitar o sistema.

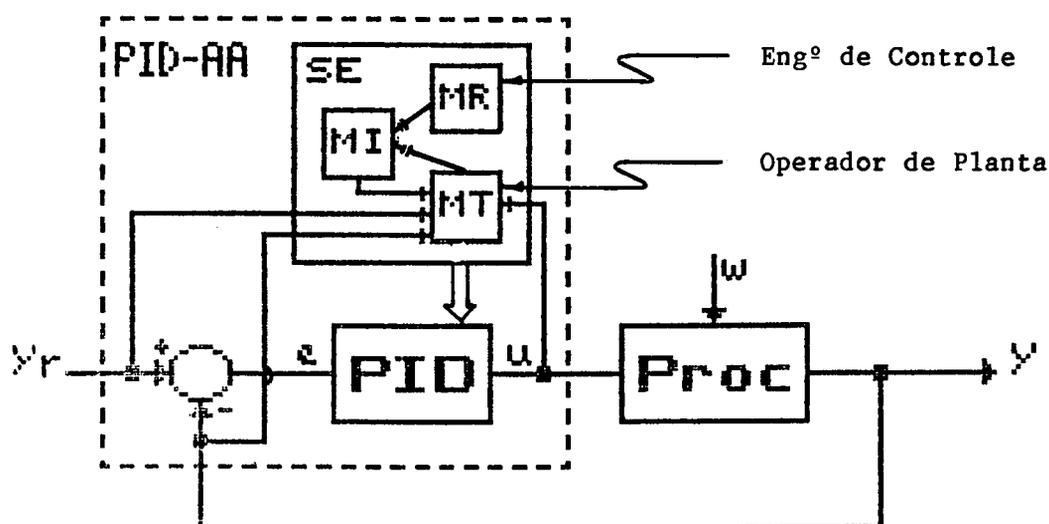


Fig. 4.3 Controlador PID-AA

O funcionamento do sistema é explicado através de um diagrama de fluxo de dados (DFD), como mostrado a seguir (fig.4.4):

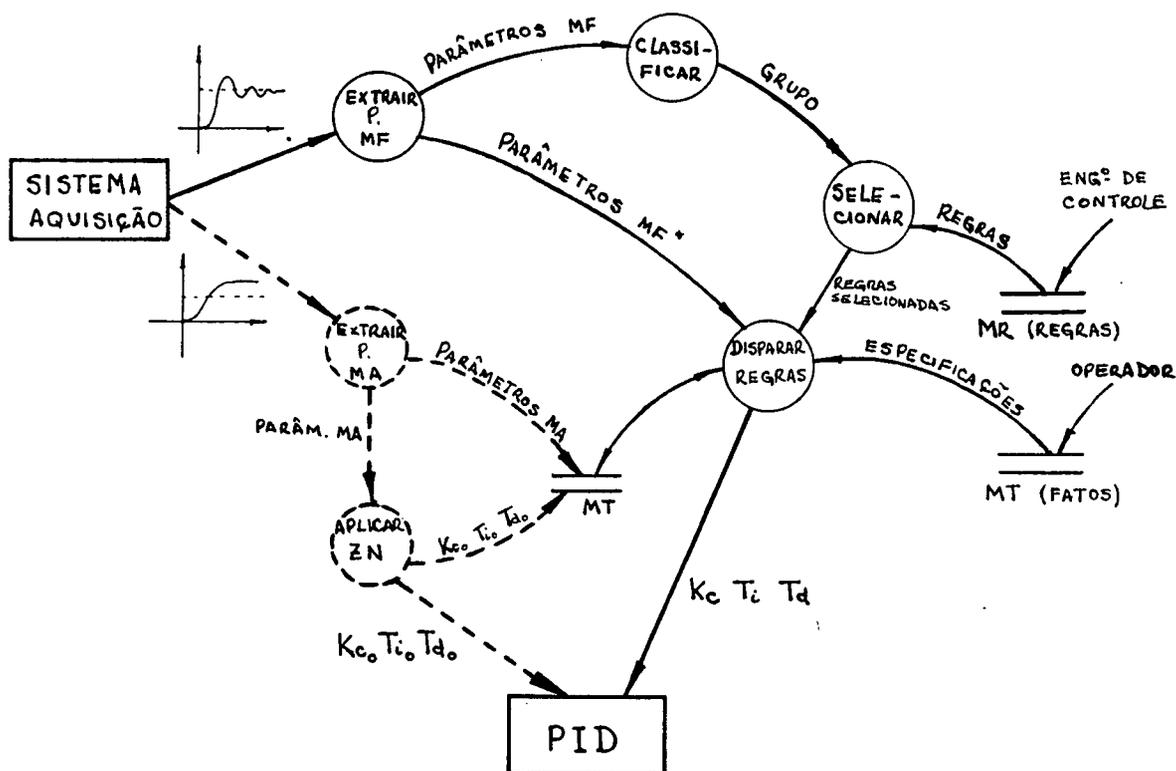


Fig. 4.4 Funcionamento do sistema

Neste diagrama, destacam-se duas fases de operação do controlador PID-AA: ajuste inicial (diagrama tracejado) e ciclo de ajuste. Na seqüência descrevem-se estas duas fases:

Ajuste inicial:

O processo de ajuste inicia-se obtendo a resposta de malha aberta do sistema (curva de reação do processo). Sobre esta resposta são extraídos os seguintes parâmetros: tempo de atraso (L), constante de tempo (τ), ponto de inflexão (P_{inf}), ganho estático (K). Estes dados são armazenados na MT e os valores iniciais dos parâmetros do PID são calculados através do método de Ziegler-Nichols ou seu equivalente modificado, sendo também

armazenados na MT. Alternativamente, este ajuste pode ser realizado pelos próprios operadores de planta, com base na sua experiência sobre o processo a controlar.

A seguir, o controlador PID-AA passa a trabalhar em modo automático, monitorando o sinal de saída, a variável de controle e o sinal de referência.

Ciclo de ajuste:

O objetivo de um ciclo de ajuste é de se obter os novos valores dos parâmetros do PID, a partir das características da variável controlada.

Portanto, a cada ciclo de ajuste, disparado quando o sistema detecta uma variação na variável controlada gerada pelas mudanças de referência ou carga, as características paramétricas da resposta de malha fechada são utilizadas para:

- (1) reconhecer e classificar a forma de onda da variável controlada;
- (2) determinar um subconjunto de regras específicas baseando-se nas metaregras;
- (3) escolher e disparar em cadeia regras deste subconjunto, utilizando as informações contidas na MT (especificações de controle, parâmetros de malha fechada e malha aberta, parâmetros intermediários de cada grupo, etc.), para induzir novos valores dos parâmetros do PID.

O processo de ajuste pára quando as especificações de controle (entradas pelo operador) forem verificadas.

4.7 Conclusão

O paradigma de representação e as técnicas de manipulação do mesmo usados nos SE's permitem a modelização e a resolução de problemas cujo carácter empírico afasta a possibilidade de formalização por métodos clássicos de programação. Justifica-se desta forma o emprego de um SE na nossa aplicação onde o ajuste de um controlador PID por

operadores especializados baseia-se essencialmente na experiência. Não afastamos, no entanto, a possibilidade de usar, junto a estas informações de caráter qualitativo, informações analíticas oriundas da teoria de controle.

A linguagem de representação definida e implementada atendeu a estes dois aspectos, possibilitando a chamada de procedimentos na conclusão das regras usadas como modelo de programação.

Foram apresentados aspectos relativos à construção da base de conhecimento, de particular importância para o funcionamento do sistema. O processo de especificação da base de conhecimento estendeu-se por um período de 6 meses, sendo que esta base é sujeita a contantes modificações visando o melhor desempenho do sistema. O aspecto incremental desta construção, devido à relativa independência das regras entre si, facilitou grandemente o nosso trabalho tornando extremamente flexível o desenvolvimento. Na versão atual foram implementadas umas 100 regras de produção. Resultados de simulação obtidos a partir desta base de conhecimento serão apresentados no próximo capítulo.

Capítulo V

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 Introdução

Neste capítulo, analisa-se o desempenho do controlador PID-AA desenvolvido, para controle de processos industriais, através de resultados de simulação.

Neste estudo, as características dinâmicas dos processos reais nos levaram a diferenciar dois casos de análise:

- **Processos estacionários:** estrutura e parâmetros da planta invariantes.
- **Processos não-estacionários:** estrutura e parâmetros da planta variantes em função do tempo, de perturbações de carga, condições de operação, etc.

Estes casos foram abordados separadamente e os resultados apresentados foram obtidos num ambiente de simulação digital, composto pelo sistema de desenvolvimento, já mencionado, e pelo SE de ajuste.

Por causa da impossibilidade de se interfacear o simulador, implementado em Fortran, com o SE programado em LISP, devido à carência dos meios adequados, a solução adotada foi operar o sistema em dois computadores compatíveis IBM-PC, realizando-se a interface no modo manual como mostrado na figura 5.1.

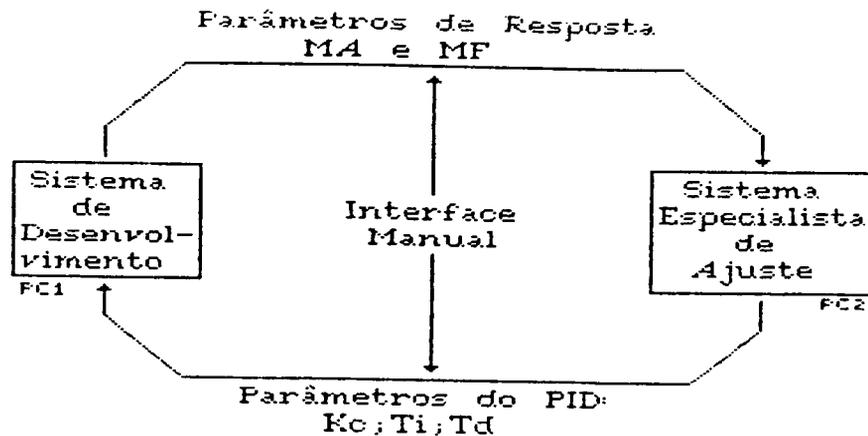


Fig. 5.1 Operação do sistema

5.2 Processos estacionários

5.2.1 Análise de convergência

O objetivo é analisar a convergência, a partir de um estado inicial do sistema, dos parâmetros do PID para os valores que verificam os objetivos de controle. Este estado pode ser determinado realizando um ajuste inicial, através dos métodos conhecidos, ou simplesmente a partir de quaisquer valores dos parâmetros do PID.

Para efeitos comparativos é analisado o ajuste do PID, sobre um dado processo, partindo de três estados diferentes: ajuste inicial de ZN, ajuste inicial de ZNM e qualquer estado do sistema. As especificações de controle são para todos os casos estabelecidas em: $S_{\text{omax}} = 10\%$ e $S_{\text{umax}} = 5\%$.

5.2.1.1 Ajuste inicial de Ziegler-Nichols

O estado inicial do sistema é determinado a partir do método de ZN para malha aberta. A seguir mostra-se a sequência de ajustes, gerado pelas mudanças de referência, até alcançar as especificações de controle (fig. 5.2):

$$\text{Proc (s)} = \frac{10}{(1 + 0.25s)^4} e^{-0.2s}$$

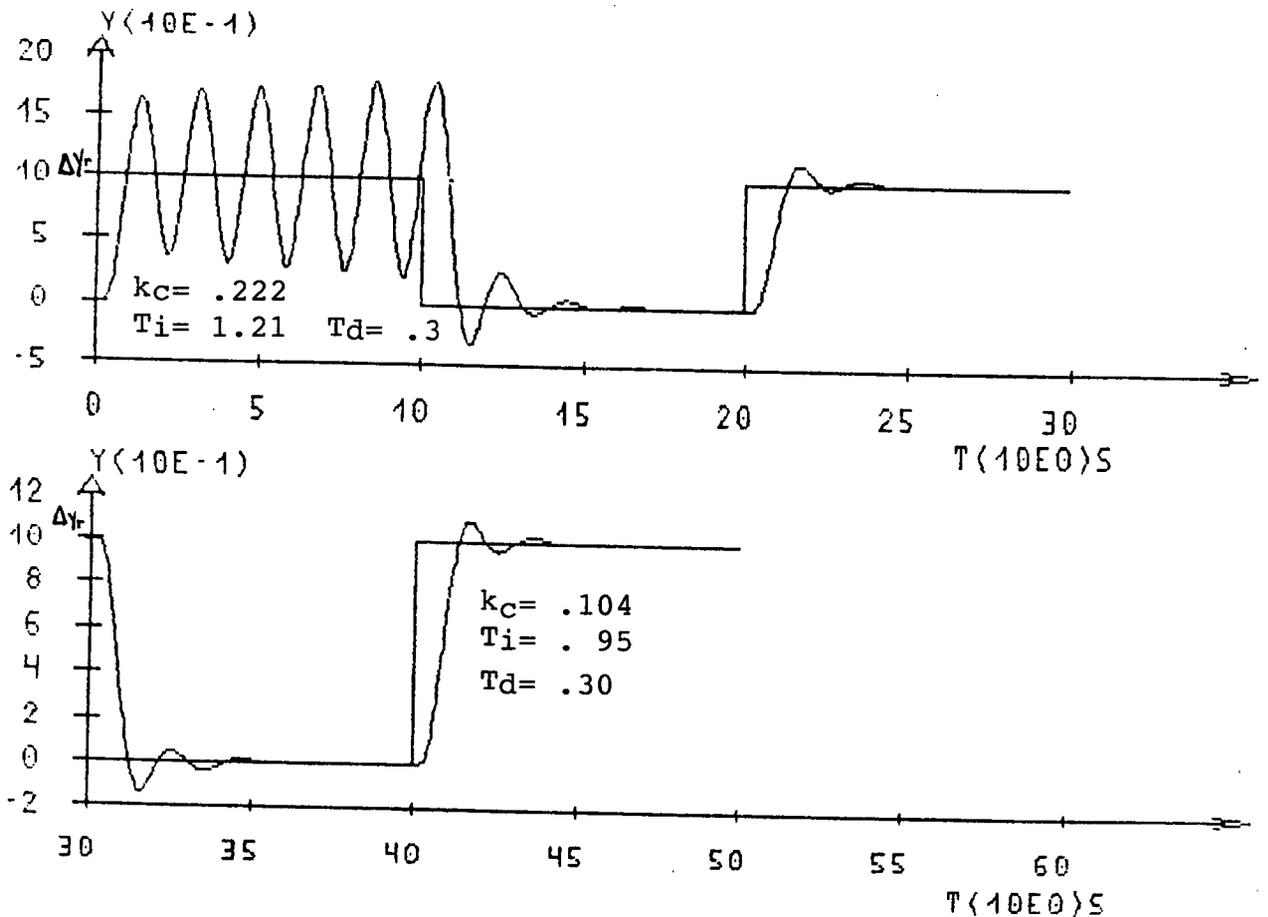


Fig. 5.2 Auto-ajuste a partir de ZN

5.2.1.2 Ajuste inicial de Ziegler-Nichols-modificado

Os parâmetros iniciais do PID são determinados mediante o método de ZNM e a sequência anterior é repetida (fig. 5.3):

$$\text{Proc (s)} = \frac{10 e^{-0.2s}}{(1 + 0.25s)^4}$$

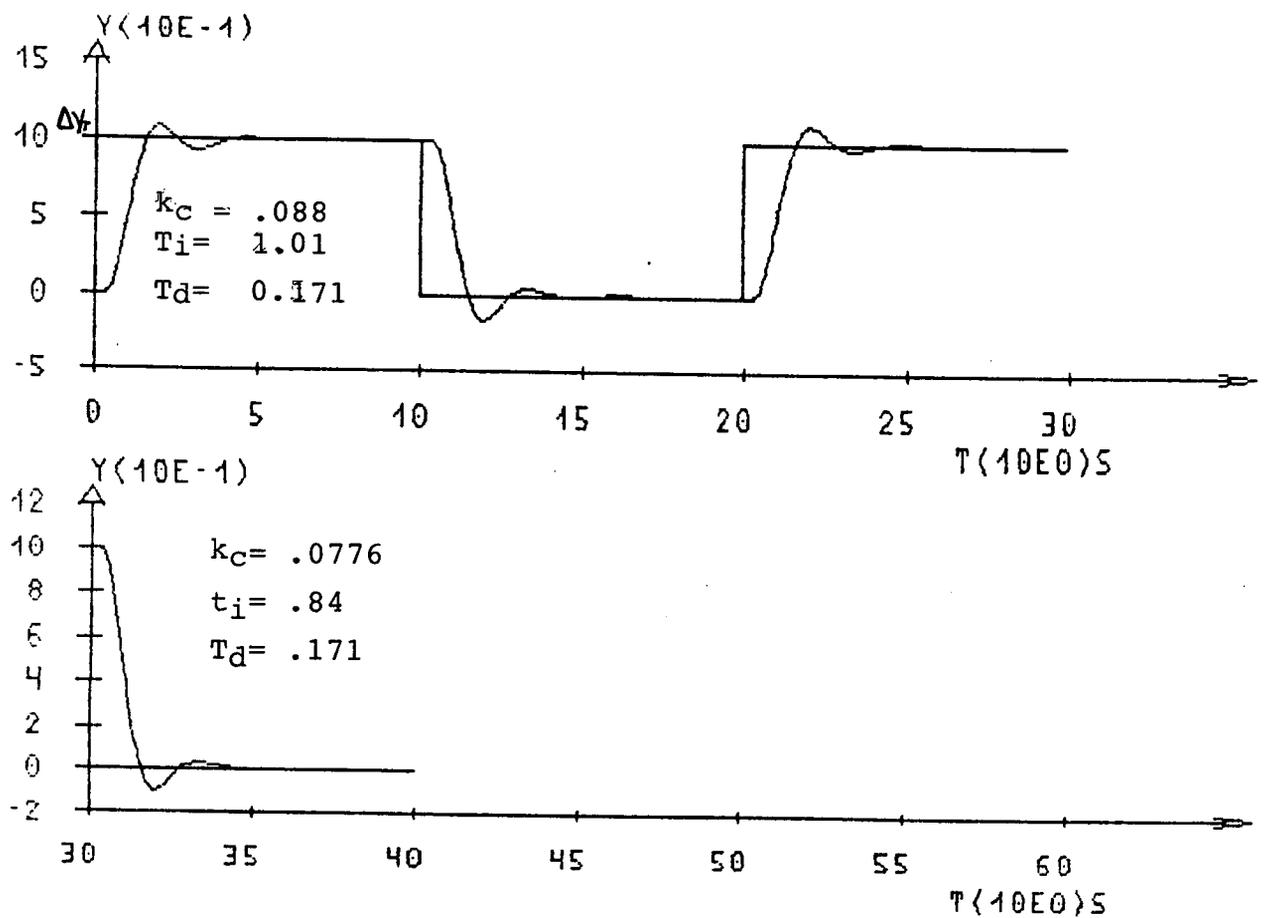


Fig. 5.3 Auto-ajuste a partir de ZNM

5.2.1.3 Ajuste inicial a partir de um estado qualquer

Os parâmetros iniciais do PID são escolhidos aleatoriamente repetindo-se o procedimento anterior (fig. 5.4):

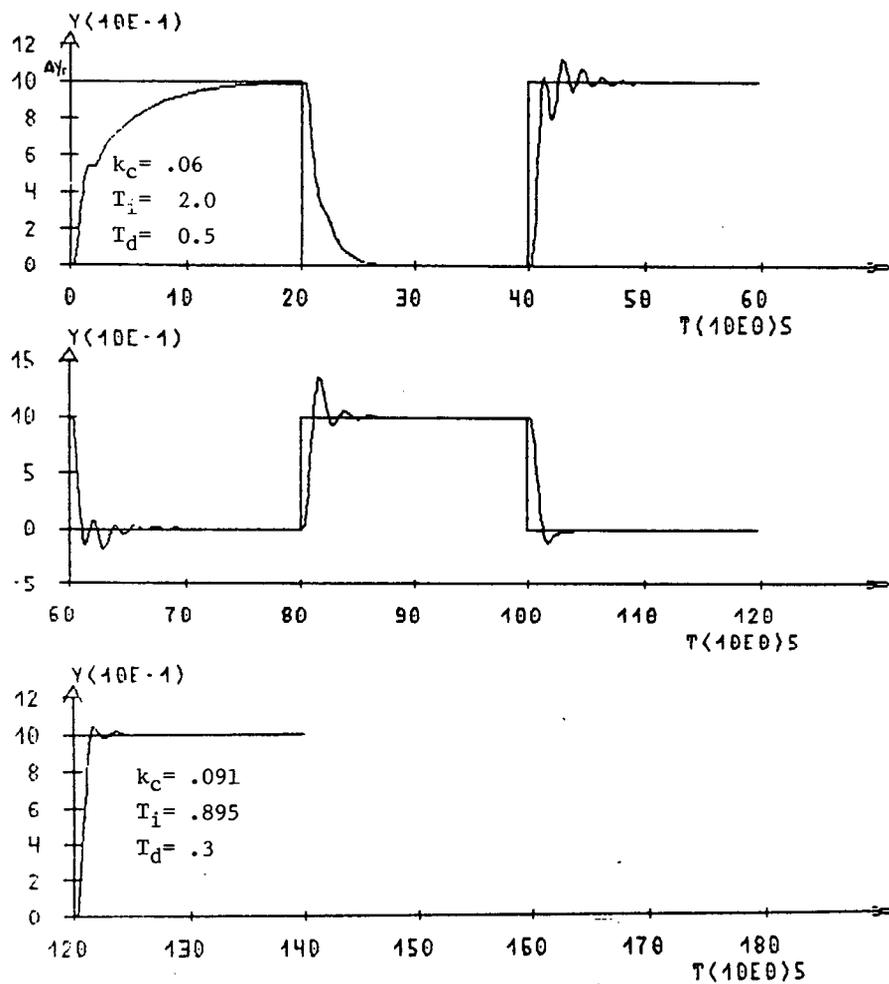


Fig. 5.4 Auto-ajuste a partir de um estado qualquer

5.2.1.4 Conclusões

Através dos resultados obtidos verifica-se a convergência do sistema para os objetivos de controle prefixados. Esta convergência não se dá para um ponto só no espaço

(K_c , T_i , T_d) mas para uma região de área limitada e reduzida em termos do ponto ótimo de ajuste do controlador.

O número de ciclos de ajuste para atingir essa região de convergência depende do estado inicial do sistema. Sendo que, o estado correspondente ao ajuste de ZNM reduz na média o número total de ciclos de ajuste.

5.2.2 Análise estatística

Para verificar as conclusões anteriores e validar o funcionamento do PID-AA foi realizada uma análise estatística, ajustando o controlador PID sobre um conjunto de 60 processos diferentes (processos de primeira até sexta ordem com diferentes tempos de atraso e diferentes combinações dos valores das constantes de tempo). Porém, todos estes processos apresentavam uma resposta de malha aberta sobre-amortecida (curva de reação em "S") e uma relação de L/τ limitada à faixa entre 0.1 e 1.

Com a finalidade de realizar uma análise comparativa, o ajuste foi realizado partindo do estado inicial dado respectivamente pelo método de ZN e a partir da sua variante modificada (ZNM).

Vários casos simulados são apresentados no apêndice C deste trabalho e os resultados da análise estatística são mostrados no seguinte quadro comparativo, onde x e σ representam respectivamente o número médio de ajustes até a convergência e seu desvio padrão calculados na base de 60 simulações de processos diferentes:

	ZN	ZNM
x	6	3
σ	2.2	2

Neste tabela pode apreciar-se como diminui a média e o desvio padrão do número de ciclos de ajuste ao utilizar o método de ZNM no ajuste inicial do PID.

Esta análise mostrou a confiabilidade do controlador desenvolvido no caso de mudanças de referência e no caso de perturbações de carga na saída do processo, na medida que todos os processos foram levados às especificações de controle sem problemas de convergência e em poucos ciclos. No caso de perturbações de carga atuando em qualquer outro ponto do processo, o PID-AA apresentou problemas de convergência que deverão ser estudados em futuros trabalhos.

5.3 Processos não-estacionários

Definem-se como processos não-estacionários aqueles que apresentam mudanças de dinâmica, quer sejam temporais ou dependendo das condições de funcionamento do sistema. Podem ocorrer dois tipos de mudanças, não excludentes, do modelo da planta :

- mudanças na estrutura
- mudanças nos parâmetros

Estas mudanças são função do tempo, das perturbações de carga, das condições de operação, etc. e afetam o funcionamento da malha de controle.

A seguir, apresentam-se dois casos de processos não-estacionários:

Exemplo 1: A seguinte função de transferência apresenta três parâmetros K_p , L , τ , cujos valores variam em função do ponto de operação:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{(1 + \tau s)^2}$$

A tabela 5.1 dá os valores dos parâmetros do processo para diferentes situações de operação:

	K_p	τ	L
media	0.57	8.6	18.7
max	0.93	11.	24.
min	0.38	6.	15.

Tabela 5.1 Parâmetros do processo

Este modelo, citado por Hang [Hang 80], corresponde à relação existente entre a viscosidade e a vazão de refluxo, numa coluna de destilação de alto vazio.

Inicialmente os parâmetros do processo assumem os valores médios da tabela. As especificações de controle são: $S_{\text{max}} = 10\%$, $S_{\text{umax}} = 5\%$. O ajuste inicial é realizado através do método de ZNM.

Na figura 5.5 observa-se a seqüência de ajustes correspondente a mudanças de referência, sendo que no primeiro ajuste realizado a resposta atinge as especificações de controle.

A $t = 30\text{s}$, o ponto de operação do processo é mudado passando a trabalhar com os valores máximos definidos na tabela 5.1. A seguir o sistema se auto-ajusta até alcançar novamente os valores especificados de S_{max} e S_{umax} . A $t = 120\text{s}$ repete-se o procedimento anterior, assumindo o processo os valores mínimos indicados na tabela. A resposta desejada é alcançada a partir da quinta mudança de referência aplicada.

A tabela 5.2 mostra a seqüência de ajustes realizada no decorrer da simulação, sendo que o grupo 1 corresponde à resposta especificada.

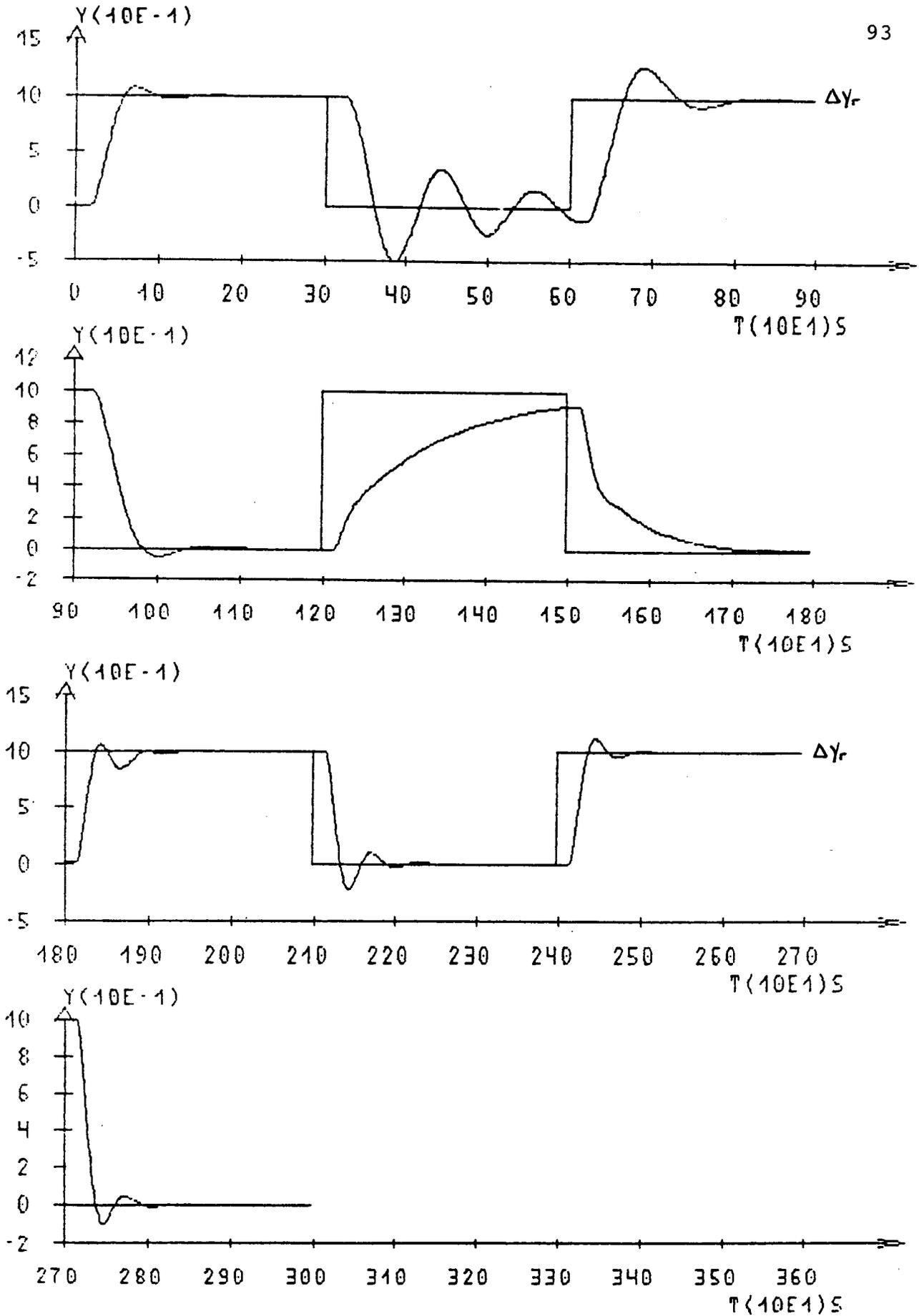


Fig. 5.5. Exemplo 1

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	1.02	21.1	3.16	.078	.028	94.700	-26.800	1
2	1.02	21.1	3.16	.773	.527	109.000	-32.600	2
3	.614	21.4	2.99	.253	.061	136.000	-41.100	2
4	.520	24.3	3.26	.047	.013	139.000	-37.300	1
5	.520	24.3	3.26	.000	.000	.000	*****	7
6	1.04	24.3	3.26	.000	.000	.000	*****	7
7	2.08	24.3	3.26	.063	.163	52.000	3.050	4
8	2.08	18.6	3.26	.216	.100	57.700	-7.900	2
9	1.84	17.9	3.91	.118	.048	58.300	-5.540	3
10	1.78	17.9	3.91	.093	.044	58.400	-5.630	1

Tab. 5.2

Exemplo 2: A fig. 5.6 representa um típico processo industrial de intercambio de energia (trocaador de calor), apresentando um laço de controle de temperatura.

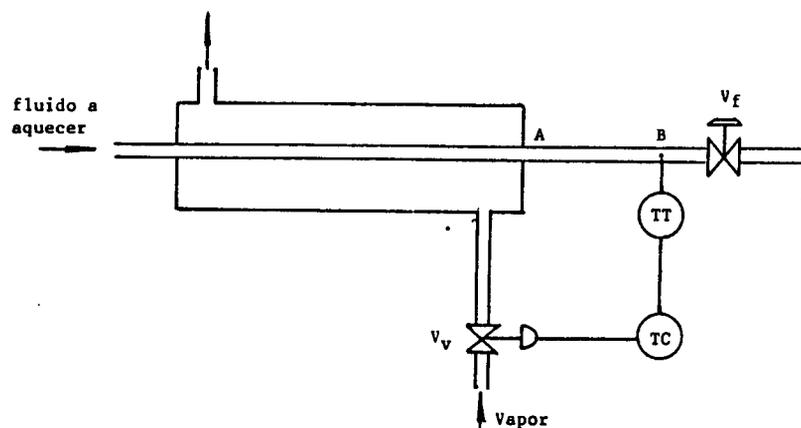


Fig. 5.6 Trocaador de calor

O modelo matemático da planta é expressado como:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{(1 + T_1 s) (1 + T_2 s)}$$

onde:

$$K_p = 3.6 \quad T_1 = 10 \quad T_2 = 0.5 \quad L = 2$$

No diagrama da figura 5.6, o sensor de temperatura pode estar colocado entre o ponto A e o B. Se acontece uma mudança de temperatura no tubo de vapor, produto da abertura da válvula de entrada de vapor, demorará um certo tempo até manifestar-se como uma mudança na temperatura do fluido que se aquece, próxima do sensor. Este fenômeno físico é modelado como um tempo de atraso de transporte (L). O valor deste atraso é função da vazão do fluido (Q), da área do tubo de saída do fluido (A) e da distância de transporte (d), como expressado pela seguinte equação:

$$L = \frac{d A}{Q}$$

A vazão do fluido é função da abertura da válvula de saída de fluido. Em conclusão, o tempo de atraso de transporte varia em função da posição do sensor e das perturbações de carga, devido a vazão do fluido.

Vamos supor que a frequência das perturbações de carga sobre a planta é baixa, permitindo ao sistema auto-ajustar-se antes da aparição de uma nova perturbação.

As especificações de controle são: $S_{\text{max}} = 10\%$, $S_{\text{umax}} = 5\%$ e o ajuste inicial é realizado através do método de ZNM.

Na figura 5.7, observa-se que a resposta do sistema atinge as especificações no primeiro ajuste realizado. A $t = 10\text{s}$ é aplicada uma perturbação no sistema (a válvula de saída do fluido é parcialmente fechada) que provoca uma mudança no tempo de atraso de transporte do processo ($L = 6\text{s}$), como foi explicado anteriormente. A $t = 20\text{s}$ submete-se o sistema a uma mudança de referência, sendo que a resposta obtida está fora de especificação. A seguir a cada mudança de referência o controlador se auto-ajusta até alcançar a resposta desejada. A $t = 60\text{s}$ aplica-se uma nova perturbação (abertura da válvula de saída do fluido, voltando à posição inicial) que altera o tempo de atraso de transporte do processo ($L = 2\text{s}$). O controlador novamente se auto-ajusta alcançando a resposta especificada na segunda mudança de referência aplicada.

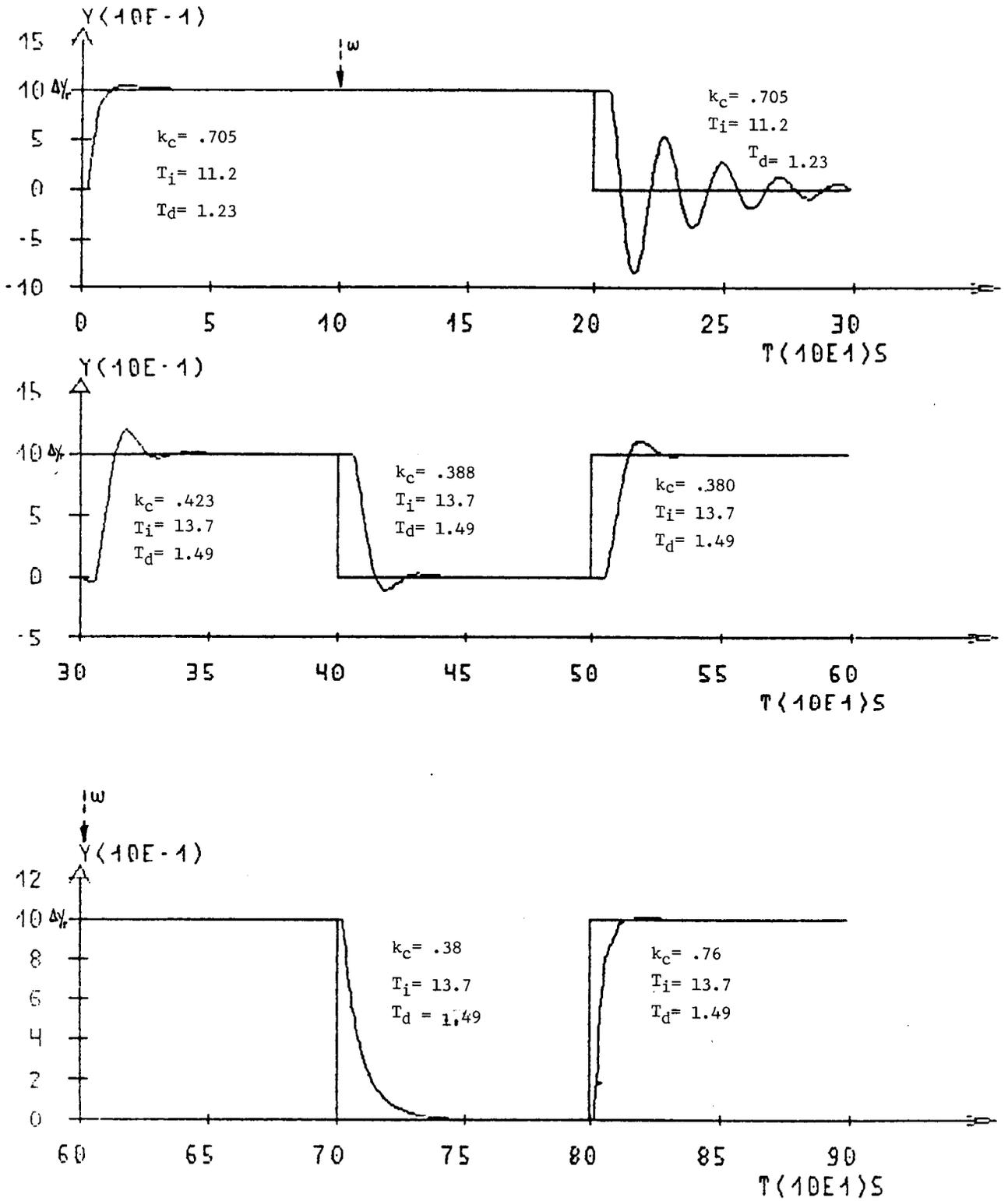


Fig. 5.7. Exemplo 2

5.4 Conclusão

Objetivando mostrar o desempenho do controlador PID-AA desenvolvido apresentaram-se neste capítulo uma serie de resultados de simulação.

Dois tipos de processos foram estudados: processos estacionários e processos não-estacionários.

Para o primeiro deles, realizaram-se dois tipos análise: análise de convergência e análise estatística. A primeira análise evidenciou uma região de convergência em torno do ponto ótimo de funcionamento para o ajuste do PID

A análise estatística permitiu verificar o excelente desempenho da estratégia proposta particularmente quando associada ao método de ZNM, aqui proposto, para efeitos de inicialização. Deve-se destacar que o procedimento de ajuste baseado na evolução da variável controlada em resposta a variações de referência, apresenta um elevado grau de confiabilidade. Entretanto, o ajuste associado a perturbações de carga apresenta problemas que estão a exigir novas pesquisas.

O desempenho do controlador PID-AA, trabalhando sobre processos do segundo tipo, foi analisado através de diferentes exemplos (só dois deles foram apresentados neste trabalho) registrando-se bons resultados, embora apresentou alguns problemas de convergência que deverão ser abordados em futuros trabalhos.

Capítulo VI

CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS

Apresentou-se neste trabalho um controlador digital PID Auto-Ajustável (PID-AA) baseado num sistema especialista.

Primeiramente foram levantados os métodos mais utilizados para o ajuste de controladores PID. Com base neste estudo e dadas as características do problema apresentado foi determinada uma abordagem para sua resolução. A abordagem adotada consiste no desenvolvimento de um sistema de ajuste baseado em conhecimento.

A realização deste trabalho foi dividida em três fases:

- Desenvolvimento das ferramentas de trabalho (sistema de desenvolvimento, linguagem de representação utilizada).
- Obtenção de conhecimento necessário para o ajuste de controladores PID.
- Construção do sistema especialista.

Na fase de obtenção do conhecimento, a falta de especialistas no ajuste de controladores PID nos levou a desenvolver um conhecimento próprio, semelhante ao que possuem estes especialistas nesta área. Esta fase do trabalho foi realizada através de um programa de simulação, especialmente projetado e implementado para tal fim, juntamente com experiências de campo em ambientes industriais de controle de processos.

Desta forma desenvolveu-se uma metodologia de ajuste, baseada na identificação da forma de onda da resposta no tempo, que demonstrou ser consistente e eficiente.

A partir do conhecimento obtido desenvolveu-se um sistema especialista de ajuste. A linguagem de produção utilizada foi, também, desenvolvida especialmente para esta aplicação.

A integração deste sistema com um controlador PID digital, apesar dos inconvenientes já mencionados, permitiu concretizar uma primeira versão do controlador PID-AA. Esta trabalha com uma base de regras de aproximadamente 100 regras e é válida para um universo de processos reais limitado aqueles cuja curva de reação apresente uma característica sobreamortecida.

Os resultados de simulação até agora obtidos mostram o excelente desempenho do sistema desenvolvido para mudanças de referência na planta. Entretanto, o ajuste associado a perturbações de carga apresenta problemas que deverão ser solucionados em estudos posteriores. Em relação ao caso de variações dos parâmetros da planta há a necessidade de uma análise mais aprofundada.

Deve-se ressaltar, no entanto, que esta primeira versão do controlador PID-AA foi desenvolvida num ambiente de trabalho acadêmico, através de técnicas de simulação. Portanto novos mecanismos deverão ser integrados a este sistema no sentido de desenvolver um controlador PID-AA apto para desempenhar-se no meio industrial.

Partindo-se desta primeira versão do PID-AA e como perspectivas de continuidade de estudos e pesquisas nesta área, propõe-se:

- Aperfeiçoar a base de regras para eliminar os problemas apresentados no caso de perturbações de carga.
- Otimizar o desempenho do PID-AA quando de variações dos parâmetros da planta através de mecanismos de aprendizagem que permitam resolver estes problemas.
- Extender o domínio de aplicabilidade a processos que apresentam características de malha aberta diferentes como: fase não mínima, resposta subamortecida, integração, etc.
- Estudar e implementar novas estratégias de reconhecimento de formas de onda visando tornar robusta esta importante etapa com relação ao ambiente industrial em que o controlador PID-AA deverá trabalhar.

- Dotar o sistema de ajuste de mecanismos de supervisão e monitoração ("safety jacket") para garantir a confiabilidade do laço na presença de situações não previstas ou mal resolvidas pelo mesmo.
- Implementar uma versão compilada do sistema especialista.

Apêndice A

SISTEMA DE DESENVOLVIMENTO

O sistema de desenvolvimento é um programa de simulação de sistemas monovariáveis contínuos controlados por PID, implementado em linguagem Fortran. Este sistema permite realizar o estudo e análise de desempenho do algoritmo de controle PID, atuando sobre diversos tipos de processos.

A estrutura de declaração do sistema é mostrada na figura a1.

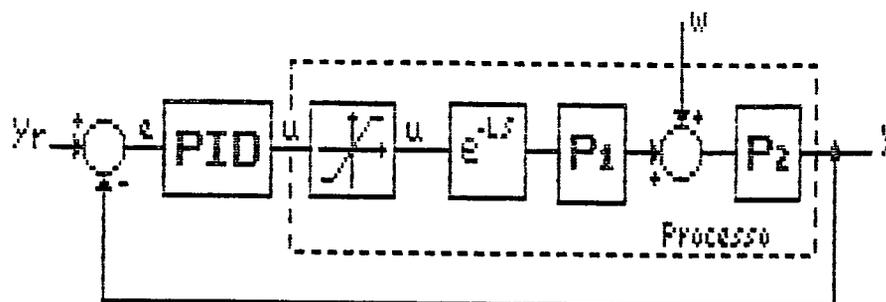


Fig. a1 Estrutura de declaração do sistema

onde:

P1, P2 são blocos do processo

e^{-Ls} bloco de atraso de transporte

A seguir descrevem-se as características mais importantes deste programa:

Cada bloco do processo pode ter uma ordem máxima de 6 e pode ser modelado numa das seguintes formas:

- Fatorada
- Polinomial
- Variáveis de estado

O controlador PID pode ser definido na forma contínua ou discreta, escolhendo-se alguma das seguintes três estruturas: PIDE, PIe Dy, PDy Ie. Um filtro de primeira ordem sobre a ação derivativa é implementado para o caso contínuo, sendo opcional para o caso discreto.

O ajuste inicial do controlador PID pode ser realizado através de alguma das seguintes alternativas:

- Manualmente (entrando os parâmetros do PID via teclado).
- Aplicando o método de Ziegler-Nichols para malha aberta em forma automatizada.

O programa permite obter a resposta, no tempo, do sistema em malha aberta ou malha fechada, a diferentes tipos de excitações (degrau, rampa, parábola). Além disso, identifica ambas respostas no tempo, a partir de parâmetros pré-definidos, medindo certos índices de desempenho como: tempo de atraso de transporte, constante de tempo equivalente e ganho estático na resposta de malha aberta, e sobrepasso, subpasso, período amortecido, tempo de pico, erro de regime permanente, áreas sob a curva de saída, etc. na resposta de malha fechada.

Também possibilita simular uma sequência de ajustes do PID, visualizando o histórico das respostas.

Para tratar o problema da saturação, o programa possibilita a adição de um bloco não-linear e a utilização de três estratégias diferentes de eliminação da sobrecarga da ação integral ("anti-reset wind-up").

A saída de resultados é realizada na forma de gráficos na tela e relatórios (dados e gráficos) na impressora. Podendo-se realizar várias manipulações sobre os diferentes gráficos, tais como: aplicar zoom, superpor duas curvas, etc.. A figura a2, a seguir, apresenta um exemplo dos resultados gráficos de uma simulação.

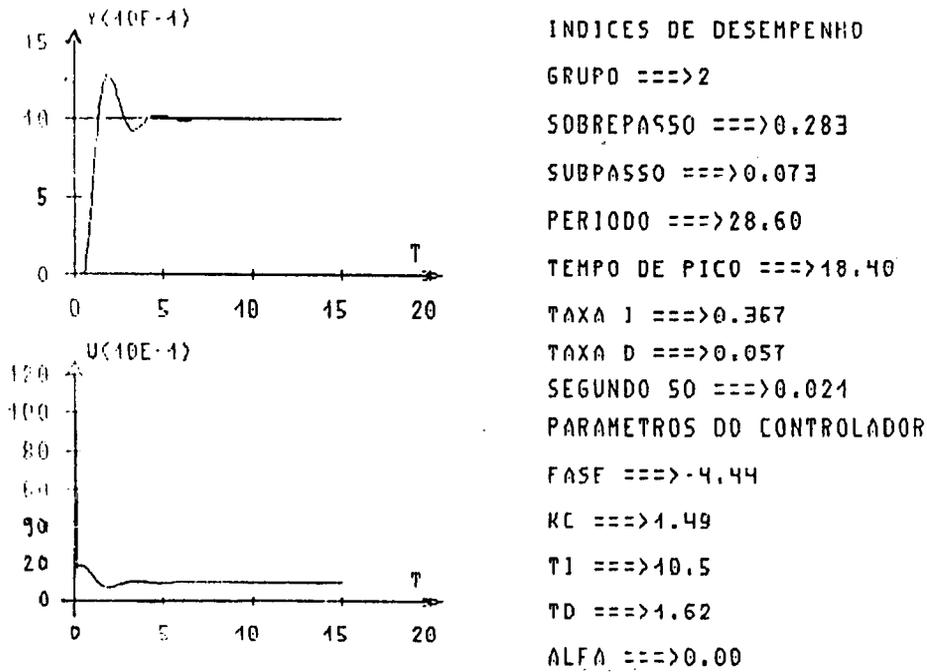


Fig. a2 Saída gráfica

Para o desenvolvimento deste programa foram empregadas as técnicas de engenharia de software, facilitando o desenvolvimento integrado das tarefas e a sua manutenção. O programa possui uma estrutura modular, onde cada módulo foi definido levando-se em conta os critérios de coesão e acoplamento, reduzindo-se a sua complexidade e, conseqüentemente, diminuindo a possibilidade de erros nas interfaces entre módulos. A estrutura geral do programa é apresentada na figura a3.

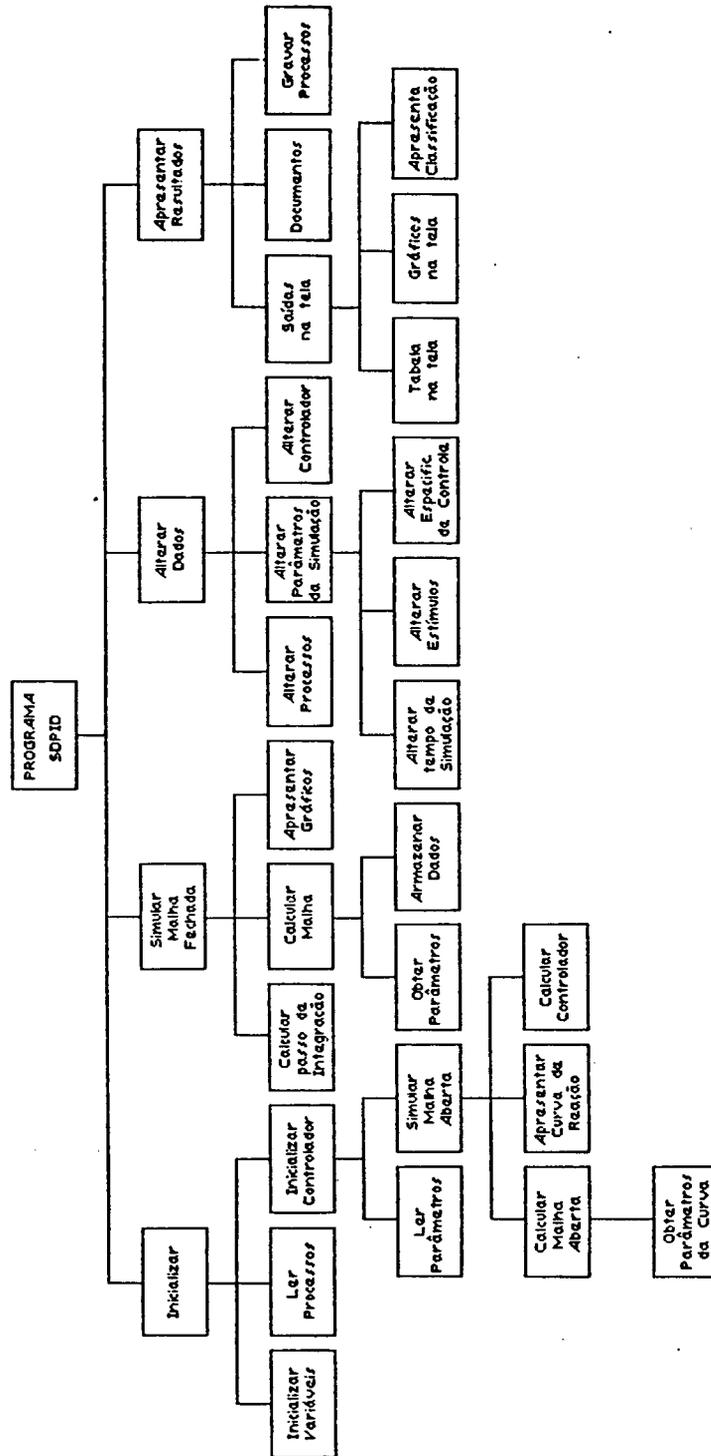


Fig. a.3. Estrutura Geral do Programa

Apêndice B

CONTROLADOR PID

1) PID contínuo

A função descrita pela equação (b.1) representa o controlador PID ideal contínuo, onde o sinal de controle é proporcional ao erro, a sua integral e a sua derivada.

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (b.1)$$

sendo:

$e(t)$: erro de seguimento (entrada do controlador)

$u(t)$: sinal de controle

K_c, T_i, T_d : parâmetros de ajuste do PID

K_c : ganho proporcional

T_i : tempo de integração ("reset time")

T_d : tempo derivativo ("rate time")

Aplicando a transformada de Laplace à equação (b.1), obtém-se:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (b.2)$$

Na realização prática do controlador PID contínuo é adicionado um filtro de primeira ordem à ação derivativa, cuja função é limitar o ganho derivativo para sinais de

alta frequência (ruído). A função de transferência do PID com filtro associado é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \beta T_d s} \right) \quad (b.3)$$

onde β , em geral, é pré-definido, sendo valores típicos aqueles encontrados na faixa de 0.1 a 0.3 [Åström 84].

2) PID discreto

Para valores pequenos do tempo de amostragem a equação (b.1) pode ser transformada numa equação diferença por discretização. A ação derivativa é substituída por uma equação diferença de primeira ordem e a ação integral por uma soma aproximada, retangular ou trapezoidal.

Aproximando a equação (b.1) por diferenças finitas para o instante de amostragem k , tem-se a seguinte relação:

$$u(k) = K_c \left\{ e(k) + \frac{T}{2 T_i} \sum_{j=1}^k [e(j) + e(j-1)] + \frac{T_d}{T} (e(k) - e(k-1)) \right\} \quad (b.4)$$

onde:

$$\frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad \text{aproxima a derivada}$$

$$\frac{T}{2 T_i} \sum_{j=1}^k [e(j) + e(j-1)] \quad \text{aproxima a integral pelo método trapezoidal}$$

Considerando-se a expressão do controle no instante (k -1) chega-se a:

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2) \quad (b.5)$$

com:

$$K_1 = K_c \left(1 + \frac{T}{2 T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$K_2 = -K_c \left(1 + \frac{2 T_d}{T} - \frac{T}{2 T_i} \right) \quad (b.6)$$

$$K_3 = K_c \frac{T_d}{T_i}$$

Para valores pequenos de tempo de amostragem, os parâmetros K_1 , K_2 , K_3 podem ser calculados usando os parâmetros K_c , T_i , T_d correspondentes a versão analógica do PID, aplicando as equações (b.6).

Aplicando-se a transformada Z a equação (b.5), chega-se a função de transferência amostrada do controlador PID.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{k_1 [1 - K_2/K_1 z^{-1} + K_3/K_1 z^{-2}]}{(1 - z^{-1})} \quad (b.7)$$

Outras formas de discretização da derivada e integral são dadas em [Isermann 81].

3) Fase do controlador PID

Fazendo $s = j\omega$ na equação (b.2), tem-se:

$$G(j\omega) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega} + T_d j\omega \right) \quad (\text{b.8})$$

Trabalhando sobre esta equação pode-se calcular a fase e o módulo do controlador PID, da seguinte forma:

$$G(j\omega) = K_c + K_c (\omega T_d - (1/\omega T_i))j \quad (\text{b.9})$$

$$\text{tg } \theta_c = \frac{K_c (\omega T_d - (1/\omega T_i))}{K_c} \quad (\text{b.10})$$

$$\theta_c = \text{tg}^{-1} (\omega T_d - (1/\omega T_i)) \quad (\text{b.11})$$

Lembrando que $\omega = 2\pi/T$, tem-se:

$$\theta_c = \text{tg}^{-1} [2\pi T_d/T - 1/2\pi (T_i/T)] \quad (\text{b.12})$$

$$\theta_c = \text{tg}^{-1} [2\pi \text{TaxaD} - 1/2\pi \text{TaxaI}] \quad (\text{b.13})$$

$$|G_c| = K_c \sqrt{1 + (\omega T_d - (1/\omega T_i))^2} \quad (\text{b.14})$$

$$|G_c| = K_c \sqrt{1 + \text{tg}^2 \theta_c} \quad (\text{b.15})$$

A figura b1 mostra o diagrama fasorial do controlador PID.

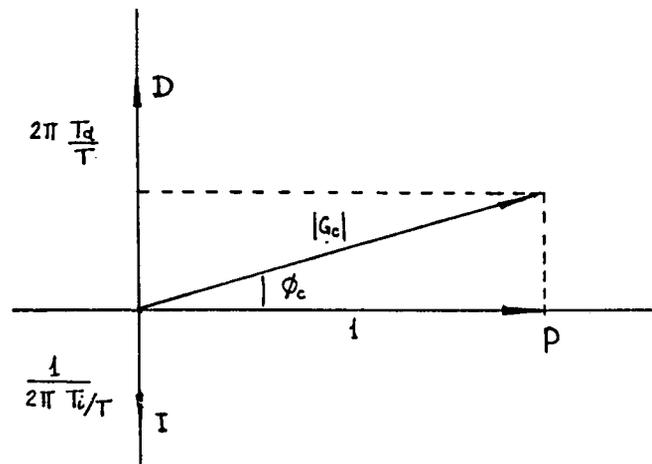


Fig. b1 Diagrama fasorial do PID

4) Estratégia de eliminação da sobrecarga de ação integral por atualização das variáveis.

A estratégia proposta baseia-se na atualização das variáveis internas do algoritmo de controle usando como informação o sinal de controle efetivamente aplicado ao processo [Bruciapaglia 86].

Considere-se que, num dado instante kT , o sinal de controle aplicado ao processo, $u_a(k)$, é menor que o calculado usando a equação (b.5). Retomando o problema em ordem inversa é possível calcular o valor do erro $e(k)$ que teria provocado $u_a(k)$. Então isolando $e(k)$ da equação (b.5) obtém-se:

$$e(k) = \frac{u(k) - u(k-1) - K_2 e(k-1) - K_3 e(k-2)}{K_1} \quad (\text{b.16})$$

Substituindo $u(k)$ por $u_a(k)$ na equação anterior (b.16), tem-se:

$$e_1(k) = \frac{u_a(k) - u(k-1) - K_2 e(k-1) - K_3 e(k-2)}{K_1} \quad (\text{b.17})$$

A atualização das variáveis internas do algoritmo é realizada a partir das seguintes relações:

$$\begin{aligned}u(k-1) &= u_a(k) \\e(k-2) &= e(k-1) \\e(k-1) &= e_I(k)\end{aligned}\tag{b.18}$$

A atualização das variáveis internas do algoritmo de controle usando as relações (b.17) e (b.18), constitui a base da estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral utilizada para complementar o algoritmo discreto PID, representado pela equação (b.5).

Apêndice C

EXEMPLOS DE CASOS SIMULADOS

A continuação são apresentados uma serie de casos estudados que permitem avaliar o desempenho do controlador PID-AA desenvolvido. Estes casos correspondem ao universo de processos considerado nas hipóteses de trabalho. As especificações de controle foram definidas como sendo : $S_{\text{omax}} = 10\%$ e $S_{\text{umax}} = 5\%$. O ajuste inicial é realizado através do método de ZN ou ZNM . Os sinais de entrada do sistema são mudanças de referência unitárias ou perturbações de carga , ambas pertencentes ao tipo dos sinais constantes.

$$\text{Vers7 (s)} = \frac{6 \cdot e^{-4s}}{(1 + 40s)(1 + 20s)(1 + 3s)}$$

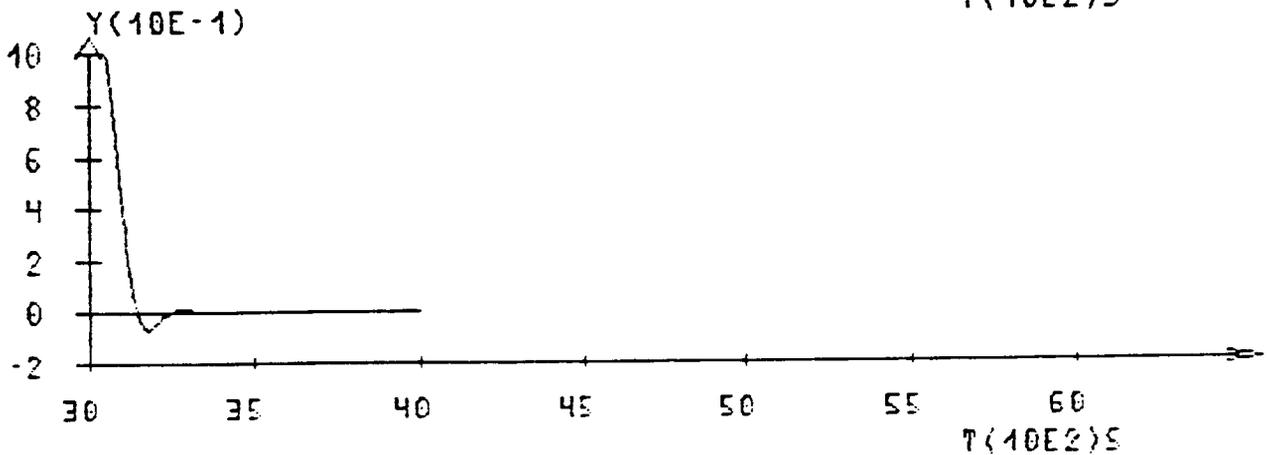
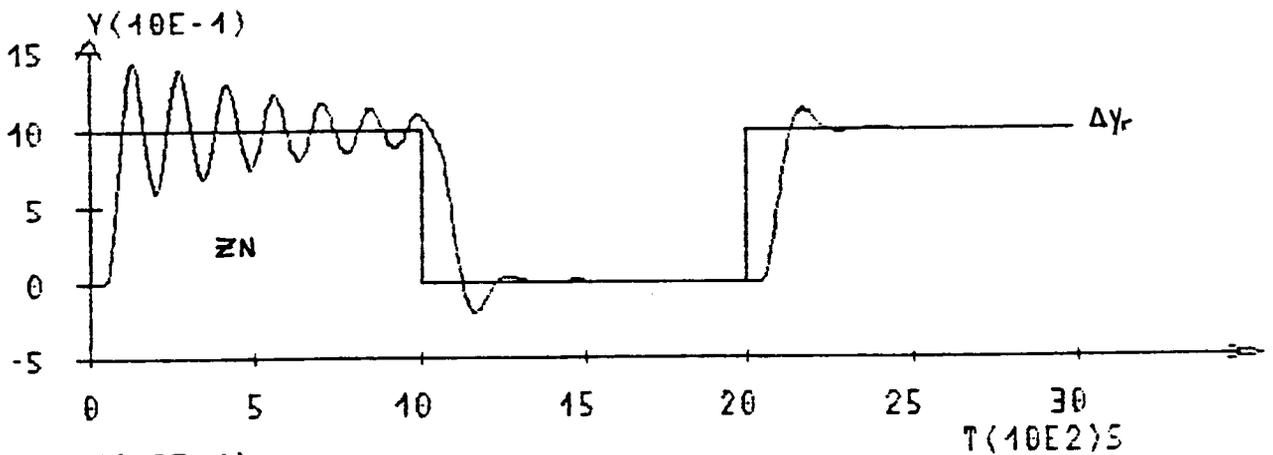
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 80.500
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L)=- 56.600
 RELACAO L/T.....= .703
 PONTO DE INFLEXAO.....= (77.397, 1.552)
 GANHO ESTATICO.....= 6.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.284	113.	28.3	.430	.405	152.000	43.700	2
2	.170	76.2	16.8	.236	.045	223.000	.435	3
3	.147	76.2	16.8	.127	.018	237.000	-2.840	3
4	.134	76.2	16.8	.068	.012	243.000	-4.180	1



$$\text{Proc } 6(s) = \frac{1 \cdot e^{-2 \cdot 9s}}{(1 + 20s) (1 + 0.5s)^4}$$

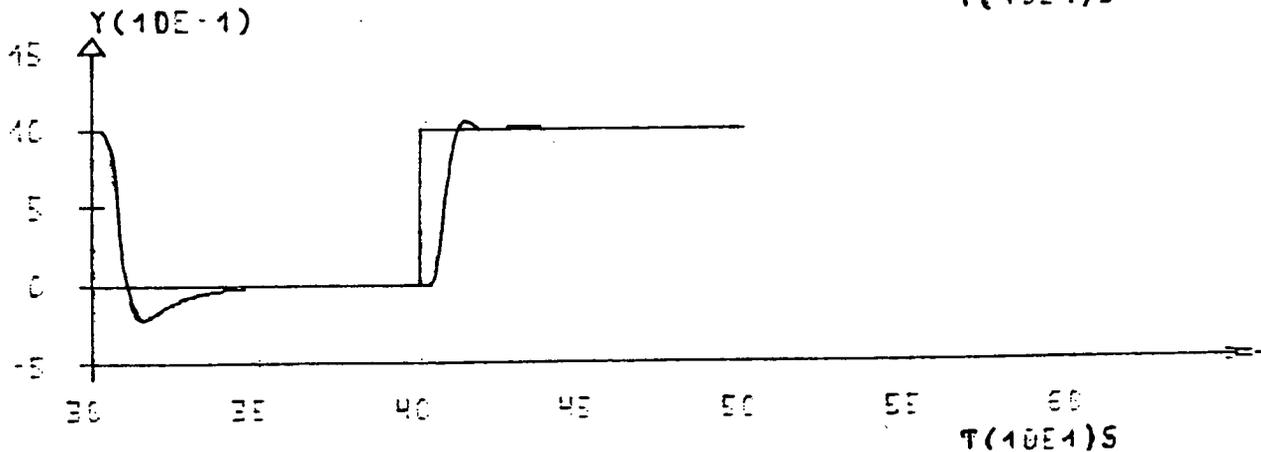
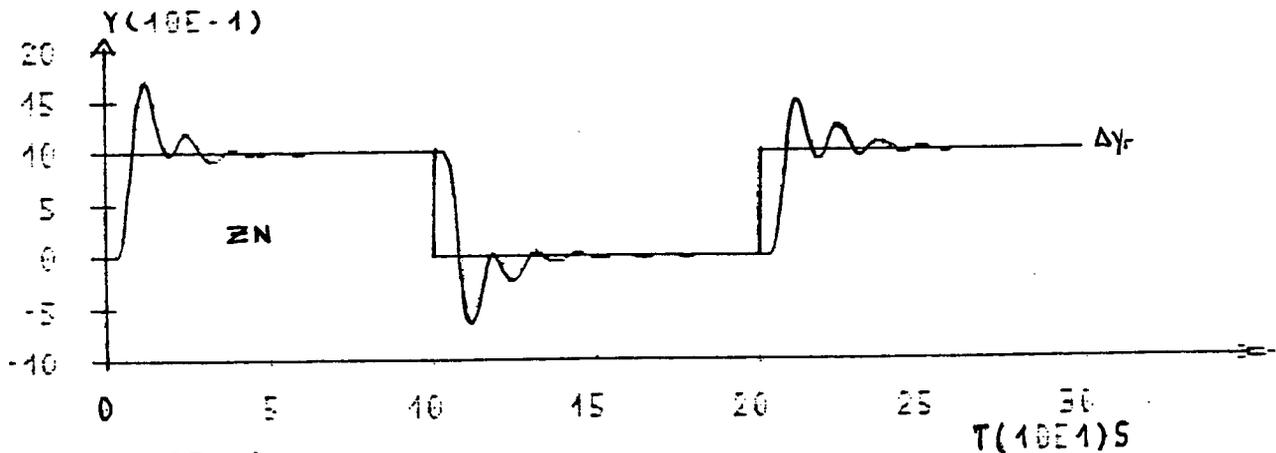
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 20.200
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).....= 4.690
 RELACAO L/T.....= .232
 PONTO DE INFLEXAO.....= 7.196, .100
 GANHO ESTATICO.....= 1.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nº	KC	TI	TE	SOBRE FASSO	SOE FASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	0.000	9.46	2.97	.711	.619	18.300	32.600	6
2	0.000	11.4	2.97	.615	.500	18.700	36.100	6
3	0.000	14.000	2.97	.507	.398	19.200	39.200	5
4	0.000	14.000	1.91	.219	.000	19.300	39.200	5
5	0.000	27.0	1.81	.645	.611	19.700	26.200	1



$$\text{Proc } 2(s) = \frac{10 \cdot e^{-2s}}{(1 + 10s)(1 + 20s)}$$

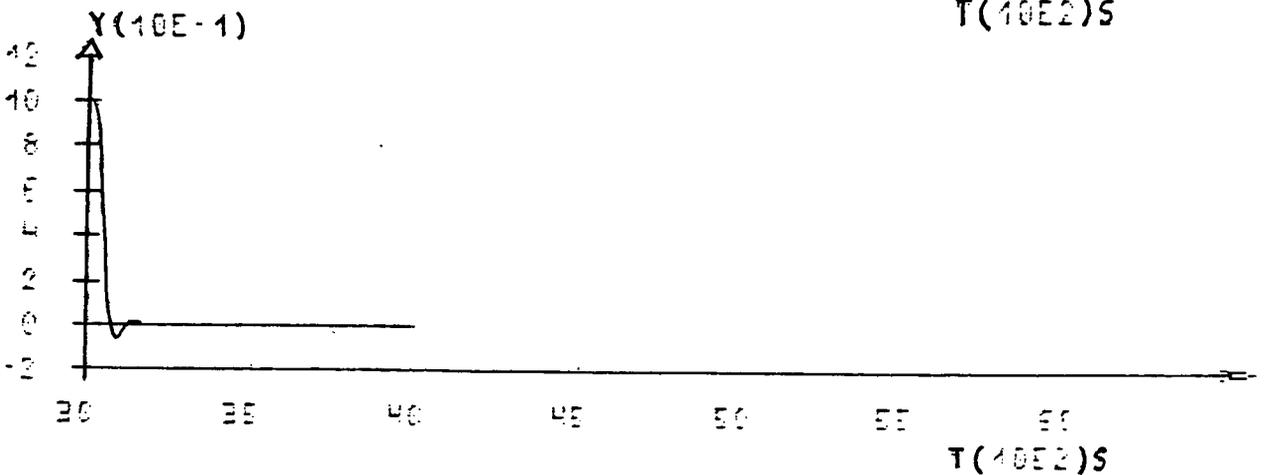
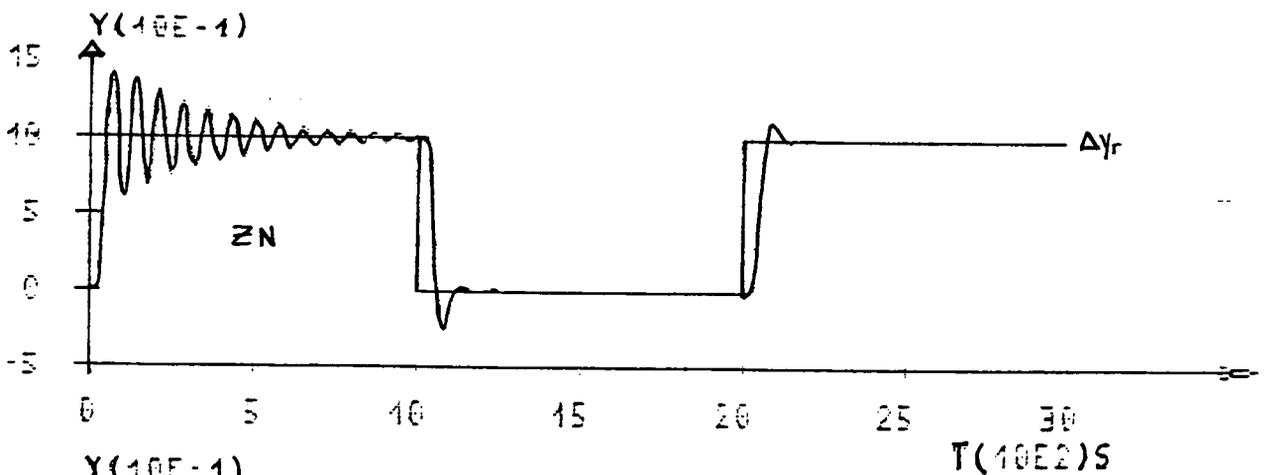
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 40.000
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).....= 20.000
 RELACAO L/T.....= .720
 PONTO DE INFLEXAO.....= (35.000, 2.534)
 GANHO ESTATICO.....= 10.000

TABELA DAS SIMULACOES

NUM	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.166	57.9	14.5	.415	.419	75.488	45.000	2
2	.995E-01	38.5	8.76	.221	.038	110.000	2.616	3
3	.875E-01	38.5	8.76	.124	.017	110.000	-1.289	3
4	.797E-01	38.5	8.76	.068	.010	119.000	-1.688	1



PROCESSO:

$$CLAA (s) = \frac{4 \cdot (1 + 2s) e^{-44.7s}}{(1 + 10s) (1 + 20s) (1 + 40s) (1 + s)^2}$$

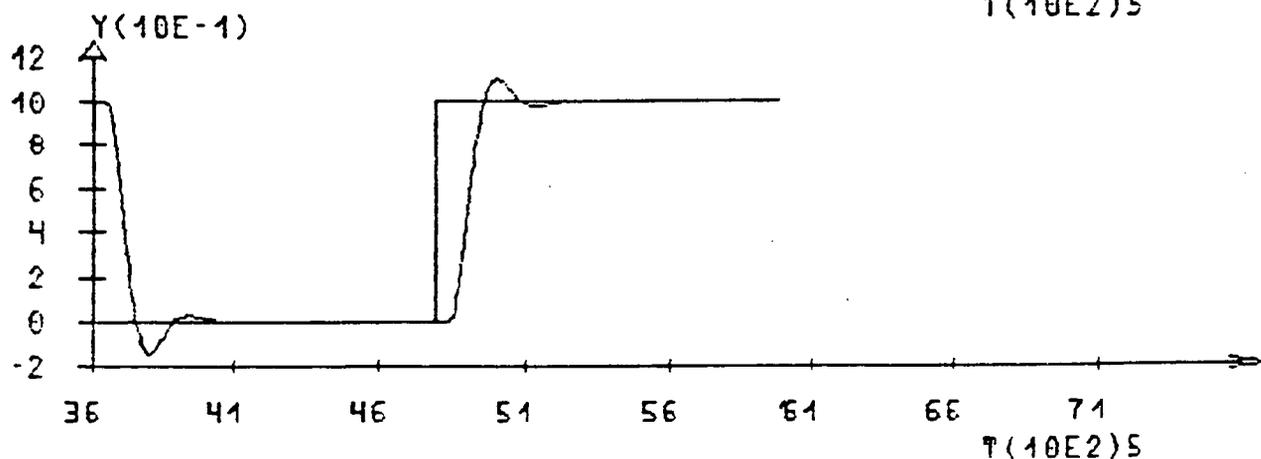
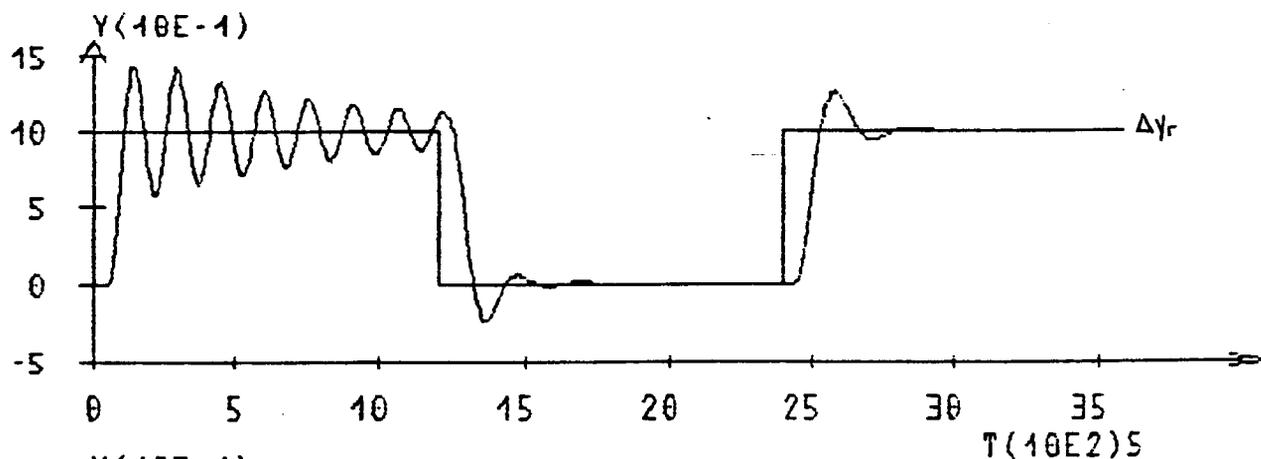
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 86.100
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 60.300
 RELACAO L/T.....= .700
 PONTO DE INFLEXAO.....= (85.020, 1.149)
 GANHO ESTATICO.....= 4.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.428	121.	30.2	.438	.426	167.000	42.500	2
2	.257	82.2	18.0	.244	.060	236.000	1.280	2
3	.220	71.8	13.1	.248	.059	276.000	-17.400	2
4	.187	71.8	11.4	.143	.033	297.000	-22.600	3
5	.175	71.8	11.4	.100	.024	304.000	-23.700	1



$$\text{Proc } 11(s) = \frac{80.}{(1 + 10s)^2 (1 + 5s)^2 (1 + s)}$$

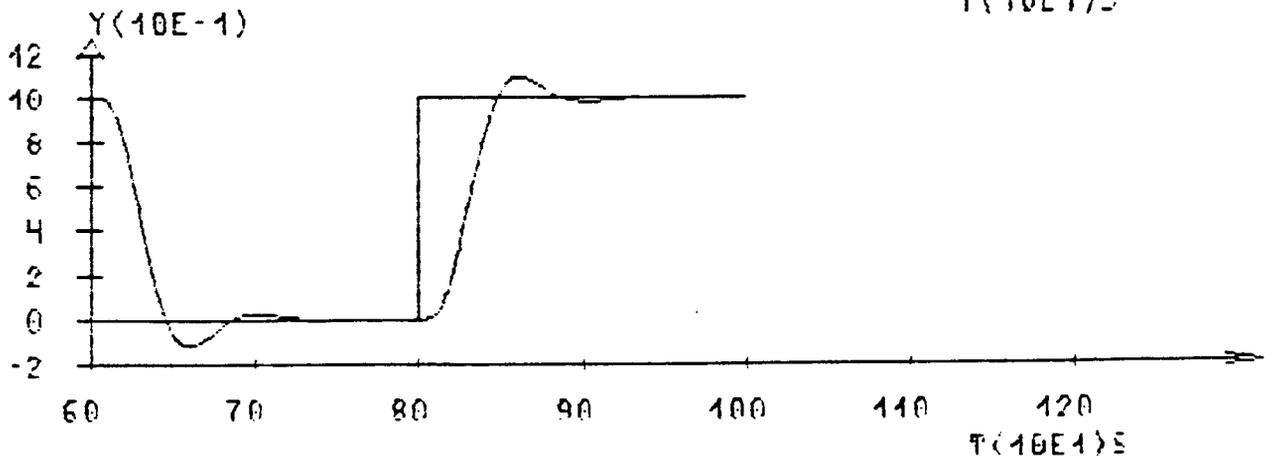
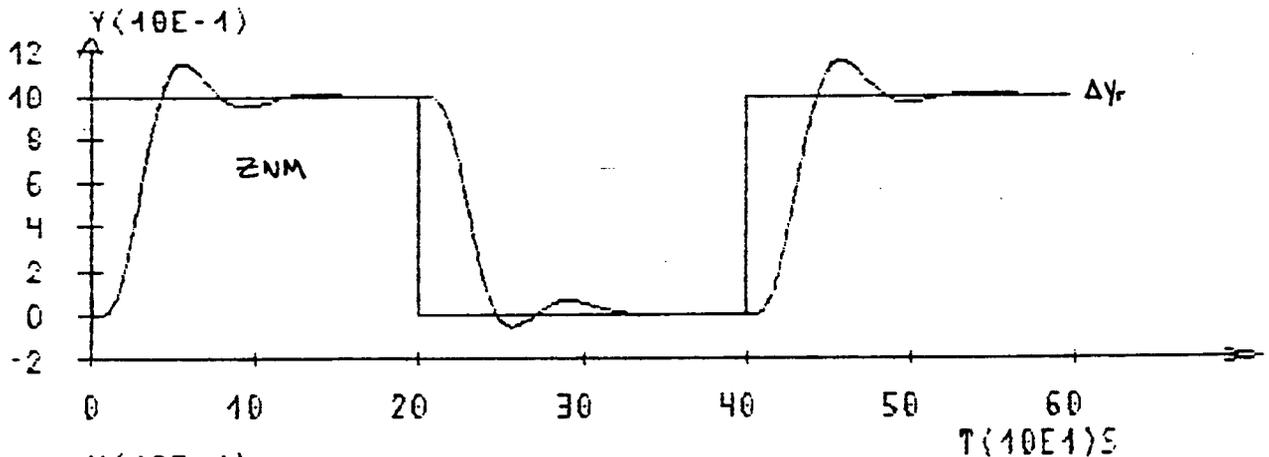
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 36.600
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 14.900
 RELACAO L/T.....= .407
 PONTO DE INFLEXAO.....= (27.903, 28.517)
 GANHO ESTATICO.....= 80.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.147E-01	30.4	5.16	.143	.052	93.000	-7.870	2
2	.137E-01	33.6	5.34	.056	.059	90.900	-3.520	4
3	.137E-01	27.4	5.34	.156	.032	99.100	-13.300	3
4	.127E-01	27.4	5.34	.118	.024	102.000	-14.800	3
5	.119E-01	27.4	5.34	.087	.020	104.000	-15.700	1



$$F_{OL}(s) = \frac{.6 (1 + 1.67s) e^{-1.2s}}{(1 + 1.2s)^6}$$

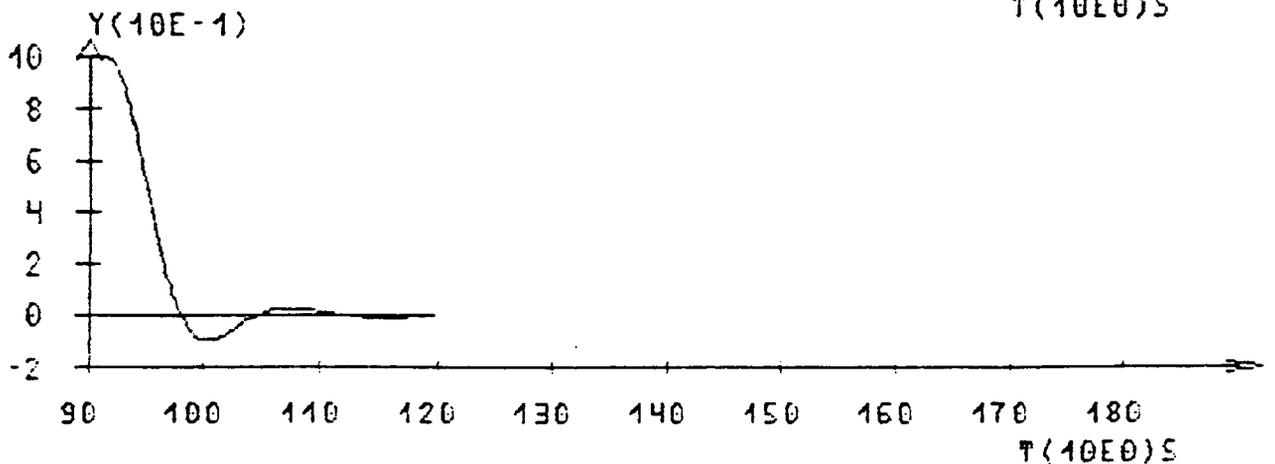
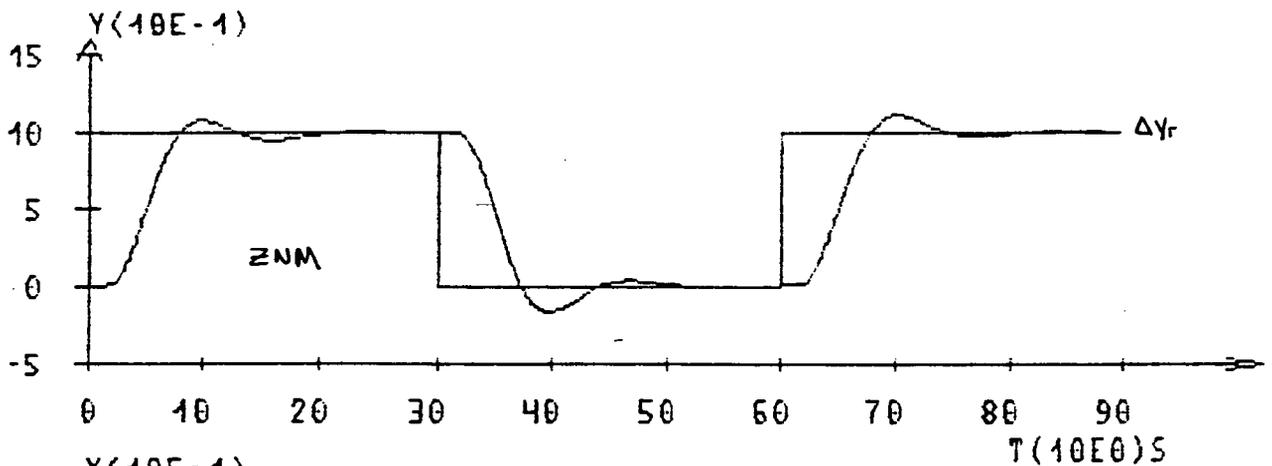
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : SOBRE AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 4.830
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 2.780
 RELACAO L/T.....= .576
 PONTO DE INFLEXAO.....= (4.632, .229)
 GANHO ESTATICO.....= .597

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	1.29	3.92	.633	.080	.052	14.700	-18.100	4
2	1.29	3.43	.633	.162	.045	15.800	-25.700	3
3	1.19	3.43	.633	.114	.031	16.200	-26.800	3
4	1.16	3.43	.633	.100	.027	16.400	-27.400	1



$$\text{Proc } 9(s) = \frac{2 \cdot (1 + 2s) (1 + .5s) e^{-10s}}{(1 + 10s) (1 + 6.99s) (1 + 3.03s)}$$

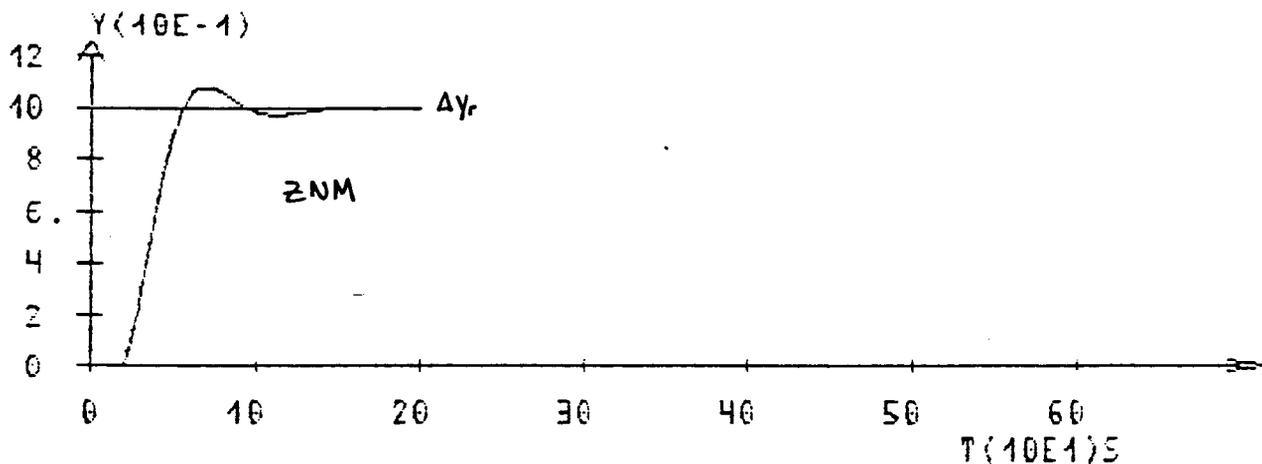
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : SOBRE AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 24.000
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 20.500
 RELACAO L/T.....= .854
 PONTO DE INFLEXAO.....= (27.22E, .567)
 GANHO ESTATICO.....= 2.010

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.297	21.1	3.18	.082	.028	93.700	-26.300	1



$$\text{Proc } 2(s) = \frac{5. (1 + 2s) e^{-1s}}{(1 + 10s) (1 + 20s)}$$

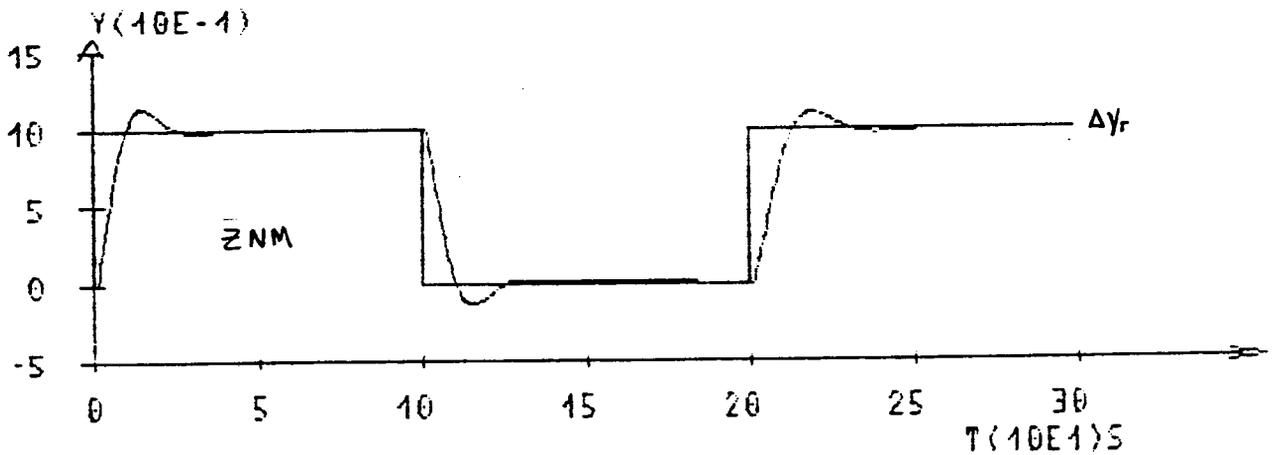
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : SOBRE AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 39.500
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 3.000
 RELACAO L/T.....= .076
 PONTO DE INFLEXAO.....= (12.688, 1.226)
 GANHO ESTATICO.....= 5.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	2.13	45.6	1.43	.134	.023	30.200	10.900	3
2	2.00	45.6	1.43	.131	.024	31.100	10.200	3
3	1.32	45.6	1.43	.097	.032	38.100	5.870	1



$$\text{Proc } 9(s) = \frac{2 \cdot e^{-10s}}{(1 + 10s)(1 + 6.99s)(1 + 3.03s)}$$

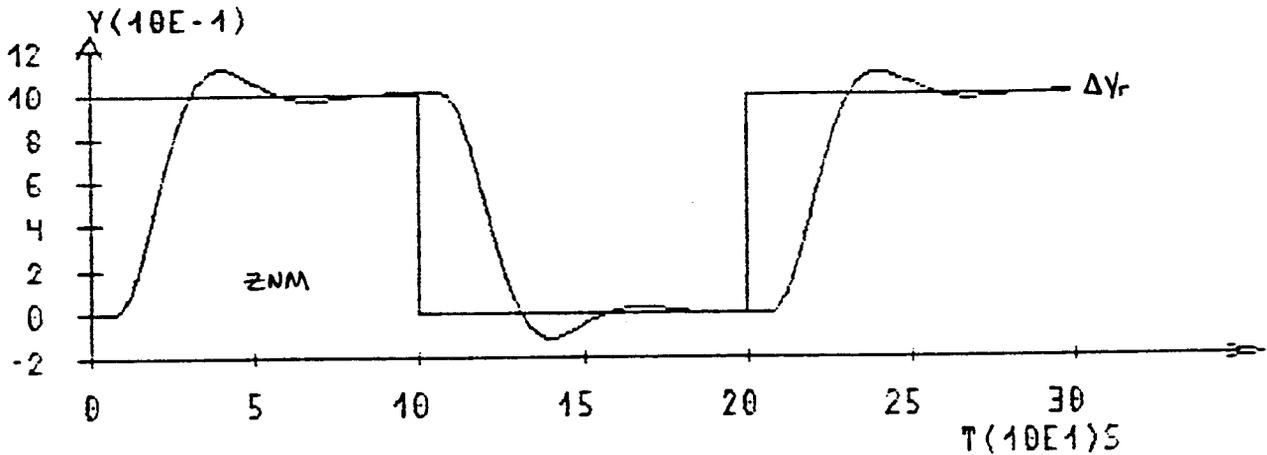
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 24.800
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L) = 10.700
 RELACAO L/T.....= .431
 PONTO DE INFLEXAO.....= (18.149, .605)
 GANHO ESTATICO.....= 2.010

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	.552	20.8	3.53	.113	.026	61.300	-6.120	3
2	.544	20.8	3.53	.105	.025	61.600	-6.350	3
3	.533	20.8	3.53	.095	.024	62.100	-6.730	1



$$\text{Proc } 7(s) = \frac{1.}{(1 + .5s + .125s^2)(1 + s)(1 + .5s)(1 + .66s)}$$

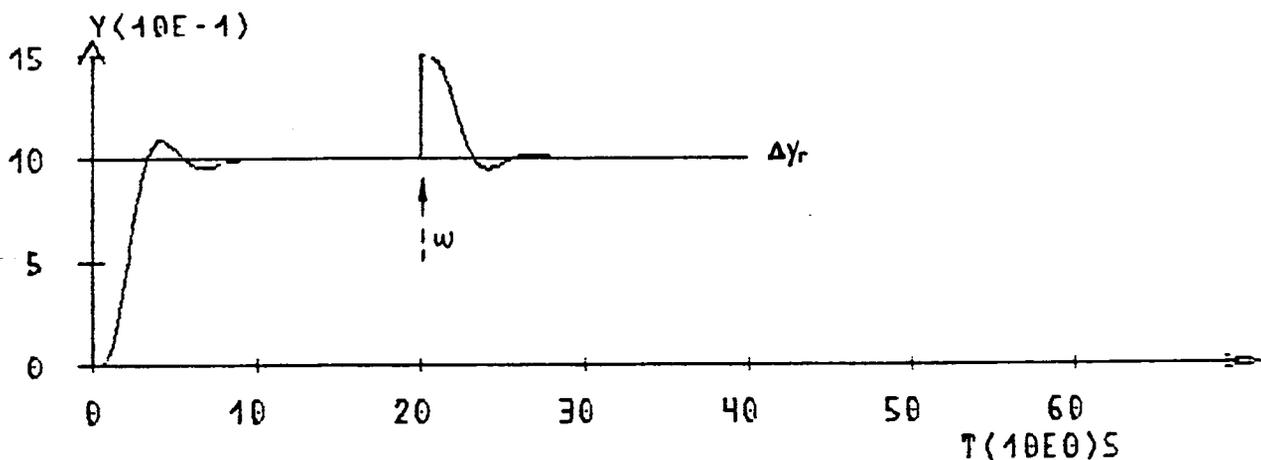
PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : SOBRE AMORTECIDA

CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 2.700
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 1.070
 RELACAO L/T.....= .396
 PONTO DE INFLEXAO.....= (2.052, .365)
 GANHO ESTATICO.....= 1.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	1.10	2.35	.395	.094	.035	7.000	-6.820	1
2	1.10	2.35	.395	.094	.035	7.000	-6.820	1



$$\text{Proc } \delta(s) = \frac{1 \cdot e^{-P \cdot \tau}}{(1 + 20s) (1 + 0.5s)^2}$$

PARAMETROS DE MALHA ABERTA

CARACTERISTICA : SOBRE AMORTECIDA

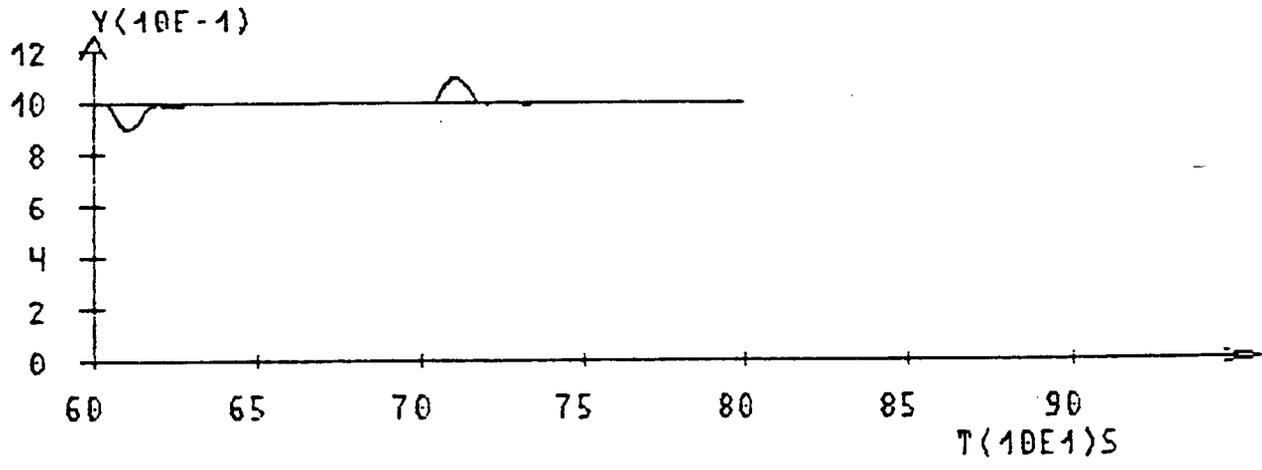
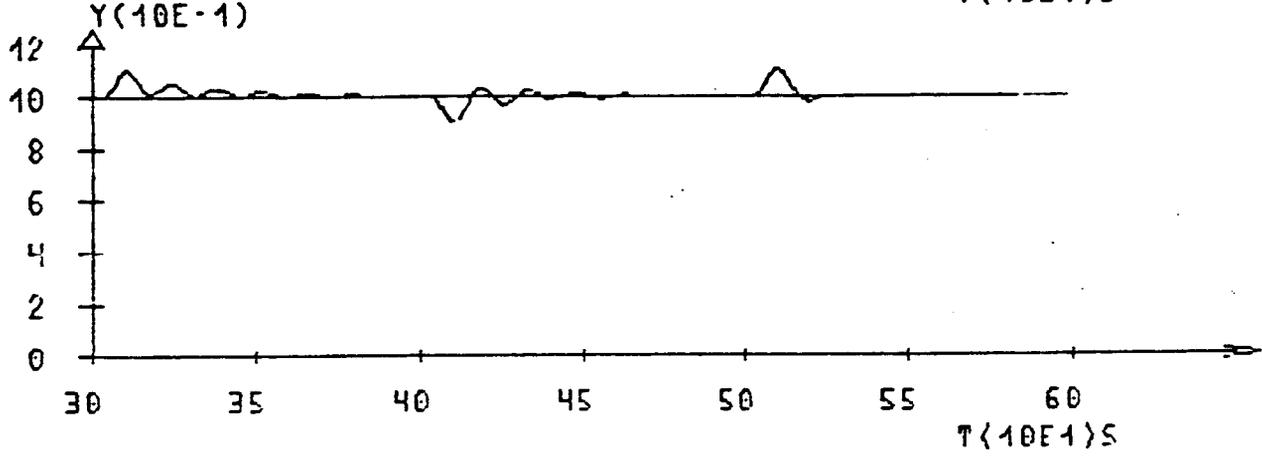
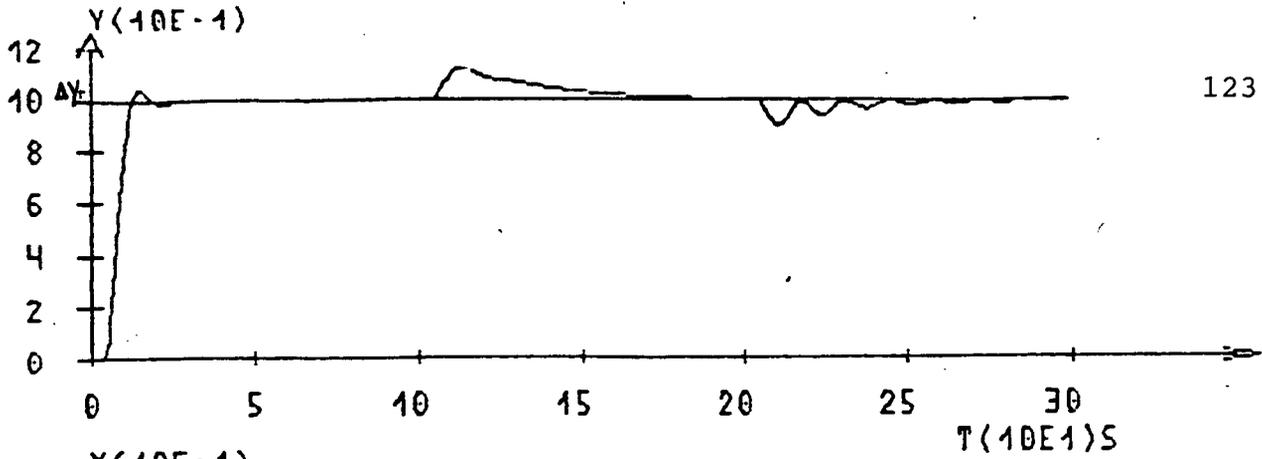
CONSTANTE DE TEMPO (T).....= 23.200
 TEMPO DE ATRASO DE TRANSPORTE (L).= 4.690
 RELACAO L/T.....= .202
 PONTO DE INFLEXAO.....= (7.196, .108)
 GANHO ESTATICO.....= 1.000

TABELA DAS SIMULACOES

Nu	KC	TI	TD	SOBRE PASSO	SUB PASSO	PERIODO	FASE	GRUPO
1	3.52	27.5	1.81	.045	.011	18.900	26.200	1
2	3.52	27.5	1.81	.000	.000	.000	*****	7
3	7.04	27.5	1.81	-.122	.607	21.600	21.900	8
4	7.04	23.4	1.81	-.088	.565	21.700	20.600	8
5	7.04	9.35	1.81	.296	.291	23.300	5.230	2
6	5.66	7.49	2.17	.167	-.025	25.000	.811	5
7	5.66	10.1	2.17	-.051	.127	21.900	15.500	8
8	5.66	8.59	2.17	.058	.032	23.000	9.460	1

* Respostas correspondentes a perturbações de carga sobre o processo

* Ajuste inicial : ZNM



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

(Amaral 86)

Amaral W., Batista J., Favier G., Gimeno L., Llamosas A., Machado R., "PID Controller for Adaptive Applications", IFAC Symp. on Components, Instruments and Techniques for Low Cost Automation & Applications, Valencia, Spain, Nov. 1986.

(Apolônio 88)

Apolônio R., "Uma proposta de controlador PID auto-ajustável para uso industrial", Tese de mestrado, UFSC, 1988.

(Åström 73)

Åström K.J., Wittenmark B., "On Self-Tuning Regulators", Automática, vol. 9, pp. 185-199, 1973.

(Åström 74)

Åström K.J., Wittenmark B., "Analysis of a Self-Tuning Regulator for Non-Minimum Phase Systems", IFAC Symposium on Stochastic Control, Budapest-Hungary, 1974.

(Åström 80)

Åström K.J., Wittenmark B., "Self-Tuning Controllers Based on Pole/Zero Placement", IEEE Proceedings, vol. 127, Pt D, nº 3, May 1980.

(Åström 82)

Åström K., "Ziegler-Nichols Auto-Tuners", REP.CODEN: LUTFD2/ TFRT-3167, Dept. of Automatic Control, Lund, Sweden, 1982.

(Åström 84a)

Åström K., Hägglund, "Automatic Tuning of Simple Regulators With Specifications on Phase and Amplitude Margins", Automatica, vol. 20, nº 5, pp. 645-651, 1984.

(Åström 84b)

Åström K., "Computer Controlled Systems", Prentice-Hall, 1984.

(Åström 86)

Åström K., Anton J.J., Årzén K.E., "Expert control", Automática, vol.22, nº 3, pp. 227-286, 1986.

(Åström 87)

Åström K., "Adaptative feedback control", Proceedings of the IEEE, vol.75, n-2, pp. 185-217, Feb. 1987.

(Bristol 70)

Bristol E., Inaloglu G., Steadman J., "Adaptive Process Control by Pattern Recognition", Instruments and Control Systems, March 1970, pp. 101-105.

(Bristol 77)

Bristol E., "Pattern Recognition : An Alternative to Parameter Identification in Adaptative Control", Automática, vol. 13, pp. 197-202, 1977.

(Bristol 83)

Bristol E., "The Design of Industrially Useful Adaptative Controllers", ISA Trans., vol. 22, nº 3, pp. 17-25, 1983.

(Bristol 87)

Bristol E., "The Practical Rationalization of Expert Systems", Proceedings of the 26th Conference on Decision and Control, Los Angeles, CA, December 1987.

(Bruciapaglia 86)

Bruciapaglia A., Apolônio R., "Uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral para controladores PID discretos: Aplicação no controle de velocidade de um motor de CC.", II Congresso Latinoamericano de Automática, Buenos Aires, Argentina, 1986.

(Buchanan 78)

Buchanan B.G., Feigenbaum E.A., "DENDRAL and Meta-DENDRAL : Their applications dimension", Journal of Artificial Intelligence, nº 11, pp 5-24, 1978.

(Cameron 83)

Cameron F., Seborg D.E., "A Self-Tuning Controller With a PID Structure", Int. J. Control, vol. 38, nº 2, pp. 401-417, 1983.

(Clarke 83)

Clarke D.W., Gawthrop P.J., "Self-Tuning Controller With PID Structure", Int. J. Control, vol. 38, nº 2, Aug 1983.

(Carmon 86)

Carmon A., "Intelligent Knowledge-based system for adaptive PID controller tuning", Journal A, vol.27, nº 3, July 1986. The official Benelux Edition of both the Belgian Federation on Automatic Control and Department of Control & Engineering Royal Institute of Engineers (Netherlands).

(Cohen 53)

Cohen G.H., Coon G.A., "Theoretical Investigation of Retarded Control", Trans. ASME, vol. 75, nº 827, 1953.

(Feigenbaum 81)

Feigenbaum E., Barr A., "The Handbook of Artificial Intelligence", Addison-Wesley, vol. 1, pp 113-118, 1981.

(Fong-Chnee 88)

Fong-Chnee T., Sirisena H.R., "Self-tuning PID controllers for dead time processes", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.35, nº 1, pp.119-125, Feb. 1988.

(Garnousset 88)

Garnousset E., Kaestner C., "SP1: Motor de inferências para sistemas de regras de produção", 5o Simposio Brasileiro de Inteligência Artificial, Natal, Nov. 1988.

(Hägglund 85)

Hägglund T., Åström K., "Automatic Tuning of PID Controllers Based on Dominant Pole Design", IFAC Workshop on Adaptative Control of Chemical Processes - Frankfurt/Main 1985.

(Hang 80)

Hang C., Tan C., Chan W., "A Performance Study of Control Systems With Dead Time", IEEE Trans. on Ind. Elect. and Cont. Inst., vol. IECI-27, nº 3, August 1980.

(Isermann 81)

Isermann R., "Digital Control Systems", Springer, Berlin, 1981.

(Kraus 84)

Kraus T.W., Myron T., "Self-Tuning PID Controller Uses Pattern Recognition Approach", Control Engineering, June 1984, pp. 106-111.

(Lipták 85)

Lipták B., Venczel K., "Instrument Engineers Process Control Handbook" Pennsylvanie: Chilton book Cia, pp. 71-89, 1985, revised edition.

(Mac Gregor 75)

Mac Gregor J.F., Wright J.D., Hong H.N., "Optimal Tuning of Digital PID Controllers Using Dinamic Stochastic Models", IEC Process Des. Dev., vol. 14, pp. 398-402, 1975.

(Pagano 88)

Pagano D.J., Bruciapaglia A.H., Garnousset H.E., "Sistema Especialista Para Ajuste de Controladores PID", Anais do III Congresso Latinoamericano de Automática, Viña del Mar, Chile, pp. 80-85, 1988.

(Porter 87)

Porter B., Jones A.H., McKeown C.B., "Real-time expert tuners for PI controllers", IEE Proceedings, vol.134, Pt.D, nº 4, pp.260-263, July 1987.

(Rich 83)

Rich E., "Artificial Intelligence", McGraw-Hill Book Company, cap. 3, 1983.

(Rohde 85)

Rohde, "Control Distribuido", Centro de Educacion de Taylor, Publication Interna, Argentina, 1985.

(Seborg 86)

Seborg D.E., Edgar T.F., Shah S.L., "Adaptative Control Strategies for Process Control : A Survey", Aiche Journal, vol. 32, nº 6, June 1986.

(Shinskey 79)

Shinskey F.G., "Process Control Systems", New York, 2nd Edition McGraw-Hill, 1979, pp.96-99.

(Shinskey 86)

Shinskey F.G., "Two Expert Systems For Batch Reactor Control", Internal Report, Foxboro Company, 1986.

(Shinskey 87)

Shinskey F.G., "Expert Systems in the Control Room", Internal Report, Foxboro Company, 1987.

(Sripada 87)

Sripada N., Fisher D., Morris A., "AI application for process regulation and servo control", IEE Proceedings, vol.134, Pt.D, nº 4, pp. 251-259, July 1987.

(Stojic 86)

Stojic M.R., Petrovic T.B., "Design of a Digital PID Stand-Alone Single-Loop Controller", Int. J. Control, 1986, vol. 43, nº 4, pp. 1229-1242.

(Tonelli 88)

Tonelli S., Bortolotto G., Romagnoli J., "Sintonia Automatica de Controladores PID Digitales en Procesos de Ingenieria Quimica", Anais do III Congreso Latinoamericano de Automática, Viña del Mar, Chile, pp. 53-58, vol. 1, 1988.

(Van Nauta 85)

Van Nauta Lemke H., Wang De-Zhao, "Fuzzy PID Supervisor", Proceedings of 24th Conference on Decision and Control, Ft. Lauderdale, December 1985, pp. 602-608.

(Versteeg 86)

Versteeg H.J., Jansma H.J., Turner K., "Evaluation of Commercially Available Adaptive Controllers", Journal A, vol. 27, nº 3, pp. 120-126, 1986.

(Wellstead 79)

Wellstead P.E., Edmunds J.M., Prager D., Zanker P., "Self-Tuning Pole/Zero Assignment Regulators", Int. J. Control, vol. 30, nº 1, pp. 1-26, 1979.

(Yuwana 82)

Yuwana M., Seborg D., "A New Method for On-line Controller Tuning", AIChE Journal, vol. 28, pp. 434-440, 1982.

(Ziegler 42)

Ziegler J.G., Nichols B.N., "Optimum settings for automatic controllers." Transactions of the ASME, vol.64, nº 8, pp. 759-768, Nov. 1942.