

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

CONTROLADOR PID AUTO - AJUSTÁVEL: NOVOS  
DESENVOLVIMENTOS

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

SAUL SILVA CAETANO

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1992

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

CONTROLADOR PID AUTO - AJUSTÁVEL: NOVOS  
DESENVOLVIMENTOS

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

SAUL SILVA CAETANO

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1992

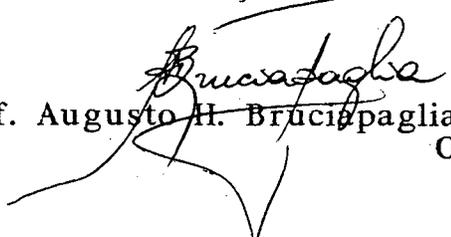
**CONTROLADOR PID AUTO - AJUSTÁVEL: NOVOS  
DESENVOLVIMENTOS**

**SAUL SILVA CAETANO**

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

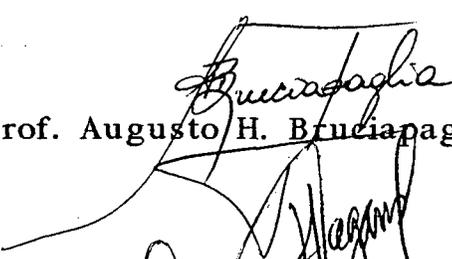
**MESTRE EM ENGENHARIA**

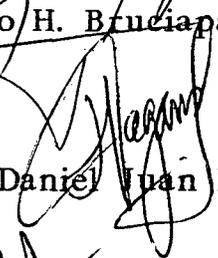
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, ÁREA DE CONCENTRAÇÃO  
SISTEMAS DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL, E APROVADA EM  
SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

  
Prof. Augusto H. Bruciapaglia, Dr Ing.  
Orientador

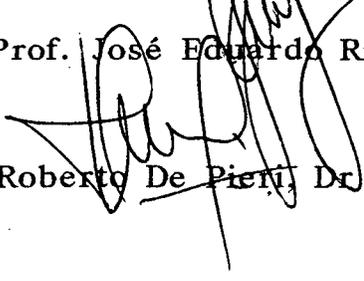
Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph D  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**BANCA EXAMINADORA**

  
Prof. Augusto H. Bruciapaglia, Dr Ing.  
Orientador

  
Prof. Daniel Juan Pagano, M.Sc.

  
Prof. José Eduardo Ribeiro Cury, Dr'Etat

  
Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr Université Paris VI

## SUMÁRIO

RESUMO.....	vi
ABSTRACT.....	vii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO II - CONTROLADORES PID COM AJUSTE AUTOMÁTICO E AUTO-AJUSTÁVEIS .....	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Controladores PID Com Ajuste Automático.....	6
2.3 - Controladores PID Auto-Ajustáveis.....	8
2.4 - Controlador PID-AA (versão 1.0) .....	12
2.4.1 - Características Gerais .....	12
2.4.2 - Algoritmo de Controle .....	14
2.4.3 - Sistema Especialista .....	15
2.4.4 - Reconhecimento das Respostas do Sistema .....	18
2.4.4.1 - Malha Aberta .....	18
2.4.4.2 - Malha Fechada .....	19
2.4.5 - Procedimento de Ajuste do Controlador .....	21
2.4.5.1 - Ajuste Automático.....	21
2.4.5.2 - Auto-Ajuste .....	22

2.4.6 - Exemplo de Funcionamento do Controlador PID-AA (versão 1.0) .....	24
2.4.7 - Críticas à Primeira Versão do PID-AA.....	25
2.4.7.1 - Reconhecimento da Resposta do Sistema.....	25
2.4.7.2 - Desempenho do Sistema de Ajuste Para os Casos de Perturbação .....	27
2.5 - Conclusão .....	28
CAPÍTULO III - RECONHECIMENTO DAS FORMAS DE ONDA.....	29
3.1 - Introdução.....	29
3.2 - Reconhecimento da Resposta De Malha Aberta.....	30
3.2.1 - Método das Áreas Características .....	32
3.2.2 - Método da Regressão Polinomial da Curva de Reação.....	35
3.2.3 - Exemplos.....	41
3.4 - Reconhecimento Da Resposta De Malha Fechada .....	46
3.4.1 - Aquisição dos Parâmetros Para Classificação e Orientação de Ajuste .....	46
3.4.2 - Classificação Pelos Parâmetros Extraídos e Validação Pela Análise de Áreas .....	50
3.4.3 - Exemplos.....	51
3.5 - Conclusão .....	53

CAPÍTULO IV - AJUSTE DO CONTROLADOR COMO REGULADOR .....	54
4.1 - Introdução.....	54
4.2 - Aprimoramento do Método de ZNM .....	55
4.2.1 - Relação Entre $P_{inf}$ e Ordem do Processo .....	55
4.2.2 - Determinação dos Novos Coeficientes Alfa, Beta e Gama Como Funções de $1/\tau$ e do $P_{inf}$ . .....	56
4.2.2.1 - Metodologia .....	56
4.2.2.2 - Resultados Obtidos .....	58
4.2.3 - Determinação dos Coeficientes Alfa, Beta e Gama para o Caso das Perturbações de Carga .....	62
4.2.3.1 - Resultados Obtidos .....	63
4.3 - Auto-Ajuste do Controlador Como Regulador.....	65
4.3.1 - Reconhecimento e Classificação da Resposta do Sistema .....	66
4.3.2 - Ajuste dos Parâmetros do Controlador .....	68
4.3.2.1 - Ajustes do Controlador em Função da Classificação em Grupos .....	69
4.3.2.2 - Ajuste do Controlador Utilizando a Metodologia de Fase .....	73
4.4 - Exemplos de Procedimentos de Ajustes Para Perturbações .....	75
4.4.1 - Caso Perturbação "de Entrada" .....	76
4.4.2 - Caso Perturbação "de Saída" .....	78
4.5 - Conclusões.....	79

CAPÍTULO V - ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR PID-AA .....	81
5.1 - Introdução.....	81
5.2 - Metodologia.....	81
5.3 - Resultados .....	84
5.3.1 - Ajuste de Processos com Dinâmica Estacionária .....	84
5.3.2 - Ajuste de Processos com Dinâmica Não Estacionária.....	90
5.4 - Conclusões.....	103
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS.....	104
BIBLIOGRAFIA.....	107
ANEXO - A.....	112
1) Padrões para resposta a referência.....	113
2) padrões para resposta a perturbação.....	115

## RESUMO

Esta dissertação apresenta uma metodologia para auto-ajuste de um controlador PID visando o tratamento de perturbações de carga.

A metodologia proposta pode ser dividida em duas etapas. A primeira corresponde à extração de informações sobre o comportamento do processo sob controle, através do reconhecimento da forma de onda da saída do mesmo. Na segunda etapa, por meio de um sistema especialista de regras de produção, os parâmetros do controlador são redefinidos com base nas informações resultantes do reconhecimento de forma.

O desenvolvimento desta metodologia faz parte de um projeto mais amplo de um controlador PID-Auto-Ajustável. Neste sentido, os trabalhos realizados preservaram as características gerais do projeto.

Aspectos relacionados com o reconhecimento de forma de onda de sinais contaminados por ruído também são abordados.

Resultados de simulações permitem avaliar o desempenho da metodologia proposta.

## ABSTRACT

This dissertation presents a methodology for self-tuning a PID controller aiming to cope with load disturbances.

The proposed methodology may be divided into two steps: The first one corresponds to getting information about the behavior of the controlled process by means of pattern recognition of the output signal of the process. In the second step, the controller parameters are adjusted by a production-rule expert system, which uses information obtained in step 1.

The study of this methodology is inserted on a broader project for the development of a self-tuning PID controller. This work conforms with the general guidelines of that project.

Aspects related to pattern recognition of signals in presence of noise are also studied.

Simulation results allow the evaluation of the proposed methodology.

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

O algoritmo de controle PID é o mais conhecido no campo de controle de processos. Seu uso remonta ao tempo em que os controladores eram pneumáticos, sendo que, as mudanças tecnológicas ocorridas com o advento dos componentes eletrônicos, como transistores, circuitos integrados e microprocessadores, apenas modificaram a forma de implementação do algoritmo e permitiram a incorporação de funções de ajuste automático e/ou mecanismos de controle adaptativo [Åström, 88]. Processos sem grandes atrasos e sistemas que não exigem fortes restrições no seu comportamento são casos típicos onde o uso de controladores PID resulta num bom desempenho do sistema.

Um problema tão antigo quanto o uso de controladores PID é a realização do seu ajuste, encontrando-se na literatura diversos métodos para determinação dos seus parâmetros. Estes métodos consistem numa primeira etapa de coleta de dados do processo a controlar, utilizando técnicas como reconhecimento de forma ou mínimos quadrados, e uma segunda etapa onde os parâmetros do controlador são definidos em função dos dados coletados. Exemplos destes métodos são: o método de Ziegler-Nichols [42] malha aberta, o de Nishikawa [84] e o de Cohen e Coon [Coon], onde o cálculo dos parâmetros é baseado no comportamento do processo quando submetido a um degrau em malha aberta; o de Ziegler-Nichols [42] de malha fechada, o de auto-ajuste baseado em "cross-correlation" [Hang, 91], e o do relé de Åström [84], onde o desempenho do processo em malha fechada é monitorado para determinação de parâmetros que servirão para calcular os parâmetros do controlador. Em todos

os métodos existe a preocupação de não vincular os procedimentos de ajuste a aspectos muito específicos de determinados processos, visando manter a característica de propósito geral do controlador.

Mesmo com a existência de diversos métodos de ajuste é comum encontrar controladores PID mal ajustados ou, pior ainda, funcionando em malha aberta. As razões para esta contradição: existência de diversos métodos de ajuste e, ao mesmo tempo, controladores mal ajustados, são em parte ocasionadas pelo despreparo dos operadores de planta para a utilização dos métodos de ajuste e em parte pelo fato de que um grande número dos processos industriais possuem dinâmica complexa, apresentando aspectos que variam o seu comportamento no ponto de operação, tais como parâmetros variáveis no tempo, saturações e interação entre diferentes laços de controle [Bristol, 77], [Edgar, 87].

Na última década vários estudos se voltaram para resolver esta situação através do desenvolvimento de métodos de ajuste automático - tornando os controladores PID capazes de inicializar automaticamente os seus parâmetros - e de controladores adaptativos, com mecanismos que permitam seu auto-ajuste em função de mudanças no comportamento do processo em malha fechada.

Entre as diversas abordagens utilizadas, nestes estudos, encontra-se a de projetos de controladores adaptativos baseados num sistema especialista [Kraus, 86] [Pagano, 89], [Silva, 90], [Litt, 90]. Com a utilização destes sistemas é possível representar o conhecimento na forma declarativa, permitindo expressar os conhecimentos empíricos que não são passíveis de serem formalizados de forma rígida. No caso de controladores PID, o uso destes sistemas, permite que os critérios empíricos utilizados pelos operadores de planta e os conceitos extraídos da teoria de controle sejam representados através de regras do tipo <condições>/<ações>, especificando as ações a realizar se determinadas condições forem verificadas.

Um exemplo deste tipo de controlador é o PID auto-ajustável (PID-AA) [Pagano,89], desenvolvido no laboratório de Controle e Microinformática da UFSC. Este controlador, realiza o ajuste inicial dos seus parâmetros através de um reconhecimento de malha aberta utilizando uma técnica baseada no método de Ziegler-Nichols [42], e possui um mecanismo de atualização destes parâmetros baseado em um sistema especialista.

Para proceder a atualização dos parâmetros, o PID-AA monitora o comportamento da saída do processo em malha fechada na procura de transitórios, devidos à ocorrência de perturbações ou mudanças de referência. Quando detecta alguma mudança executa o reconhecimento e a classificação da resposta do sistema, passando a reajustar seus parâmetros caso determinadas condições de controle não estejam satisfeitas.

Na análise de desempenho do PID-AA versão 1.0, verificou-se que novos desenvolvimentos eram necessários para:

- otimizar as técnicas de reconhecimento de forma, visando o emprego do controlador em ambientes industriais sujeitos a ruído.
- eliminação dos problemas relacionados ao seu emprego como regulador;

Neste trabalho tratamos das questões relacionados com as modificações e os novos desenvolvimentos realizados sobre o controlador PID-AA objetivando atender as necessidades apontadas acima.

Neste primeiro capítulo realizamos uma contextualização do trabalho, tanto a nível dos estudos na área de controladores PID, como em relação aos trabalhos já desenvolvidos sobre o controlador PID-AA.

No capítulo dois descreveremos rapidamente alguns controladores PID, com características de auto-ajuste e/ou

adaptativos, existentes no mercado, apresentando também a versão 1.0 do PID-AA em maiores detalhes.

O capítulo três apresentará os métodos desenvolvidos para reconhecimento de forma das respostas do sistema, malha aberta e malha fechada, na presença de ruído no sistema.

O capítulo quatro é dedicado a descrever a modificação realizada no método de ajuste inicial do controlador e as extensões realizadas na base de regras para permitir o emprego do controlador, como regulador e servomecanismo, sobre processos sobreamortecidos. Para isso, são apresentados, aspectos do comportamento dos processos sobreamortecidos submetidos a perturbações de carga, em função de alterações nos parâmetros do controlador.

No capítulo cinco são apresentados resultados, obtidos através de simulações, da atuação do controlador sobre diversos processos.

Por fim o capítulo seis fornece as conclusões gerais sobre o trabalho desenvolvido e aponta algumas perspectivas para o desenvolvimento de um protótipo de tempo real do PID-AA.

## CAPÍTULO II

### CONTROLADORES PID COM AJUSTE AUTOMÁTICO E AUTO-AJUSTÁVEIS

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Na última década, como resultado de diversas pesquisas no campo de controle surgiram, tanto a nível de laboratórios de pesquisa como a nível industrial, controladores PID que realizam automaticamente o ajuste de seus parâmetros para sistemas monovariáveis. Utilizando conceitos da teoria de controle e/ou conhecimentos empíricos, estes controladores, auxiliam ou substituem o operador nos procedimentos de modelar o sistema e ajustar os parâmetros do controlador. Tais características, permitem uma considerável diminuição no tempo necessário para inicializar um controlador em uma nova malha, além de possibilitar o seu auto-ajuste (seu reajuste) em função das mudanças dos parâmetros do processo. Geralmente os métodos de ajuste empregados nestes controladores fornecem uma melhor performance da malha do que a obtida através dos métodos de ajuste de tentativa-e-erro freqüentemente empregados pelos operadores de planta.

Neste capítulo, forneceremos uma visão geral destes controladores através da descrição das suas principais características. Para facilitar nossa apresentação dividiremos estes em duas classes:

- 1) os controladores com ajuste automático: classe composta por controladores que dispõem de mecanismos para proceder automaticamente ao ajuste dos seus parâmetros, porém não possuem a capacidade de reajustar-se em função de mudanças no processo.

- 2) os controladores auto-ajustáveis ou adaptativos: aqueles que, uma vez ajustados (manual ou automaticamente), se reajustam, sem intervenção do operador, no caso de ocorrência de mudanças no processo.

## 2.2 - CONTROLADORES PID COM AJUSTE AUTOMÁTICO

Nestes controladores os procedimentos de determinação dos parâmetros para operação estão automatizados. Isto é os valores do ganho proporcional ( $K_c$ ), do tempo de integração ( $T_i$ ) e do tempo de derivação ( $T_d$ ) que determinam o sinal de controle (equação 2.1), são calculados sem intervenção do operador.

$$u(t) = K_c \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.1)$$

onde:

$u(t)$  = variável de controle  
 $e(t)$  = erro de seguimento

Diversas técnicas para ajuste automático são encontradas na literatura [Åström, 89] [Pagano, 89] [Silva, 90] [Hang, 91] [Hagglund, 91], sendo que geralmente, os procedimentos utilizados podem ser divididos em três fases:

10) *Obtenção de informações sobre a dinâmica do processo*: objetiva obter parâmetros que caracterizem a dinâmica do processo. Os métodos utilizados são baseados em técnicas de reconhecimento de forma, de análise freqüencial e de determinação paramétrica [Åström, 89]. Como exemplo, citamos:

- ensaio de malha aberta para extrair parâmetros como constante de tempo, tempo de atraso de transporte e ganho estático, realizado pelo Controlador XL-1701R Model C da Taylor [Taylor, 87];
- ensaio de malha fechada com um controlador proporcional levando o sistema ao limite de estabilidade, através do aumento do ganho do controlador, para obtenção do período e ganho críticos do sistema. Este método também é empregado pelo Controlador XL-1701R Model C da Taylor [Taylor, 87];
- ensaio em malha fechada introduzindo um relé na malha de controle para levar o sistema a oscilar. Quando as oscilações ficam constantes obtém-se o período e o ganho da malha, calculando-se então o correspondente ponto da curva de Nyquist. Este método é utilizado pelo controlador SattControl ECA 40 [Åström, 84], [Åström, 88].

20) *Cálculo dos parâmetros do controlador*: com as informações obtidas no passo anterior define-se os valores de  $K_c$ ,  $T_i$ , e  $T_d$ , utilizando conceitos da teoria de controle e conhecimentos empíricos. Em geral os métodos de ajuste estão baseados em modificações do método de Ziegler-Nichols [Ziegler, 42];

30) *Transferência dos parâmetros calculados para o algoritmo de controle.*

O uso destes controladores é recomendado para sistemas com pouca variação paramétrica, pois mudanças no comportamento do sistema podem invalidar os parâmetros obtidos na fase de identificação e que serviram como base para determinação do ajuste do controlador.

A função do operador, nestes controladores, passa a ser a determinação correta do ponto de operação para execução do ajuste automático e a supervisão do laço de controle para que não ocorra instabilidade no sistema.

### 2.3 - CONTROLADORES PID AUTO-AJUSTÁVEIS

Muitas malhas de controle estão sujeitas a perturbações paramétricas provocadas pela presença de não-linearidades, de parâmetros variantes no tempo e de sinais exógenos. Nestas malhas o uso de controladores de estrutura fixa do tipo PID torna-se inadequado, pois um único ajuste do controlador deve garantir a estabilidade do sistema frente a qualquer mudança no processo, deixando em segundo plano a otimização do desempenho do sistema. Uma possível solução é o uso de controladores PID auto-ajustáveis que, de acordo com mudanças no processo, reajustem os seus parâmetros.

O mecanismo de auto-ajuste pode ser implementado através de diversas técnicas, tais como:

- identificação paramétrica do processo ( via mínimos quadrados recursivo, variáveis instrumentais, etc) com cálculo dos parâmetros do controlador por métodos de posicionamento de pólos, margem de ganho e margem de fase, etc. Esta técnica pode ser implementada de forma explícita, onde existe uma clara divisão entre identificação do processo e cálculo do controlador,

ou implícita onde o processo de identificação e o projeto do controlador são um só algoritmo [Åström, 88];

- obtenção de informações sobre o comportamento dinâmico do processo através de técnicas de reconhecimento de forma e cálculo dos parâmetros do controlador por regras heurísticas e sistemas especialistas [Kraus, 84] [Pagano, 89] [Litt, 91] [Silva, 90].

Abaixo descrevemos as principais características de alguns controladores auto-ajustáveis comercializados no mercado:

**a) Exact Foxboro**

Emprega técnicas de reconhecimento de forma para, a partir das respostas transitórias do sistema em malha fechada, obter as características dinâmicas do processo, sendo que para realização do reconhecimento é assumido que os distúrbios são do tipo degrau ou pequenos pulsos. As informações resultantes do reconhecimento, isto é, tipo de excitação (referência ou perturbação de carga), valores dos picos da resposta e período de oscilação amortecida (T) servem de base para as alterações dos parâmetros do PID.

A estratégia de ajuste adotada, consiste em satisfazer os critérios de ajuste (sobrepasso e amortecimento) estabelecidos pelo operador, através da determinação de valores de  $T_i$  e  $T_d$  que garantam razões  $T_i/T$  e  $T_d/T$  com valores próximos daqueles que, obtidos através de estudos empíricos realizados pela Foxboro, implicam em um bom comportamento do sistema. Ao mesmo tempo o valor de  $K_c$  é modificado tendo como base o comportamento do sobrepasso. Todo o procedimento de ajuste é realizado através de um sistema especialista seguindo a estratégia acima descrita [Kraus, 84], [Åström, 88], [Bristol, 77].

Para o ajuste inicial do controlador é realizado um ensaio em malha aberta. Por meio da aplicação de um degrau na entrada do processo são obtidos, através da análise da curva de saída, os valores da constante de tempo, do tempo de atraso e do ganho estático correspondentes a um modelo de primeira ordem e equivalente ao processo real [Åström, 88].

#### b) Fenwal 5701

Possui duas fases de operação: fase de ajuste automático e fase de auto-ajuste. Na primeira fase, após o operador inicializar o controlador com parâmetros que garantam a estabilidade da resposta do sistema, a malha é fechada. O controlador passa então, a monitorar o comportamento do sistema nas condições normais de operação. Através desta monitoração são obtidas as características dinâmicas do processo (tais como faixa de ruído, constante de tempo dominante e ocorrências de perturbações) que servem de base para ajustar o controlador [Fenwal, 88] [Morris, 87].

Na segunda fase os parâmetros do controlador são recalculados sempre que o sinal do erro da malha de controle ultrapassa o valor da faixa de ruído. O procedimento de cálculo é realizado por um sistema especialista que utiliza as características dinâmicas do processo, obtidas na primeira fase, e as informações sobre o comportamento atual do sistema obtidas pela monitoração do sinal do erro. As especificações de controle são fornecidas pelo operador através da escolha do tipo de resposta: rápida (forte amortecimento e sobrepasso alto), média (com menor sobrepasso e amortecimento), lenta (sem sobrepasso) [Fenwal, 88] [Morris, 87].

### c) Turnbull Control Systems, modelo 6355

Neste controlador a decisão de aplicar os novos parâmetros calculados no algoritmo de controle fica a cargo do operador, isto é, não existe a atualização automática dos parâmetros. O cálculo do controlador é realizado tendo como critério de ajuste a obtenção de uma margem de fase, de  $60^\circ$  e como modelo do processo uma função de transferência discreta de segunda ordem. Tal função é estimada continuamente através do método dos mínimos quadrados recursivo, sendo creditado um índice de confiabilidade para cada estimação realizada. Para o ajuste inicial é realizado um ensaio em malha aberta, onde através da aplicação de um degrau o controlador extrai as informações necessárias para calcular os seus parâmetros [Åström, 88].

### d) Leeds & Northrup Electromax V

Utiliza como modelo do processo uma função de transferência discreta de segunda ordem, cujos parâmetros são estimados pelo método de variáveis instrumentais. Os dados para a estimação destes parâmetros, são obtidos do próprio processo a partir de uma seqüência de mudanças de referência em malha fechada.

A especificação de controle é dada pelo tempo de resposta do sistema em malha fechada fornecido pelo operador. Com base neste tempo de resposta são especificados os parâmetros de uma função de transferência de malha fechada que serve de base para o cálculo do controlador.

Uma vez que todo o processo de identificação do sistema e auto-ajuste do controlador é realizado em malha fechada, um método manual para determinação dos parâmetros iniciais do controlador é sugerido pelo fabricante. O método consiste em uma modificação do procedimento de Ziegler-Nichols [42], isto é, fecha-se a malha de controle utilizando um

controlador proporcional de ganho igual a  $3/K_p$  (ganho estático do processo), através da observação da resposta do sistema determina-se os valores do atraso e do tempo de subida da resposta, utilizando-os para calcular os valores iniciais de  $K_c$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  e o tempo de resposta do sistema [Åström, 88].

## 2.4 - CONTROLADOR PID-AA (versão 1.0)

Após os rápidos comentários sobre os controladores com características de auto-ajuste e adaptativas existentes no mercado, descreveremos o controlador PID-AA (versão 1.0), conforme apresentado em Pagano [89].

### 2.4.1 - Características Gerais

O controlador PID-AA, enquadra-se na classe de controladores auto-ajustáveis baseados em sistemas especialistas. A abordagem adotada baseia-se no reconhecimento de padrões de respostas do sistema no tempo (malha aberta e malha fechada) e num sistema de regras de produção do tipo *SE <condição> ENTÃO <ação>* que ajusta os parâmetros do PID. Suas características principais são:

- a) domínio de aplicabilidade do controlador restrito a processos cuja curva de reação é do tipo sobreamortecida (curva em "S").
- b) objetivos de controle definidos pelo operador sobre a resposta do processo em malha fechada (fig. 2.1), através das seguintes especificações:
  - erro de regime permanente nulo;
  - sobrepasso máximo admissível (somax);
  - subpasso máximo admissível (sumax);

- "minimização" da integral do erro absoluto

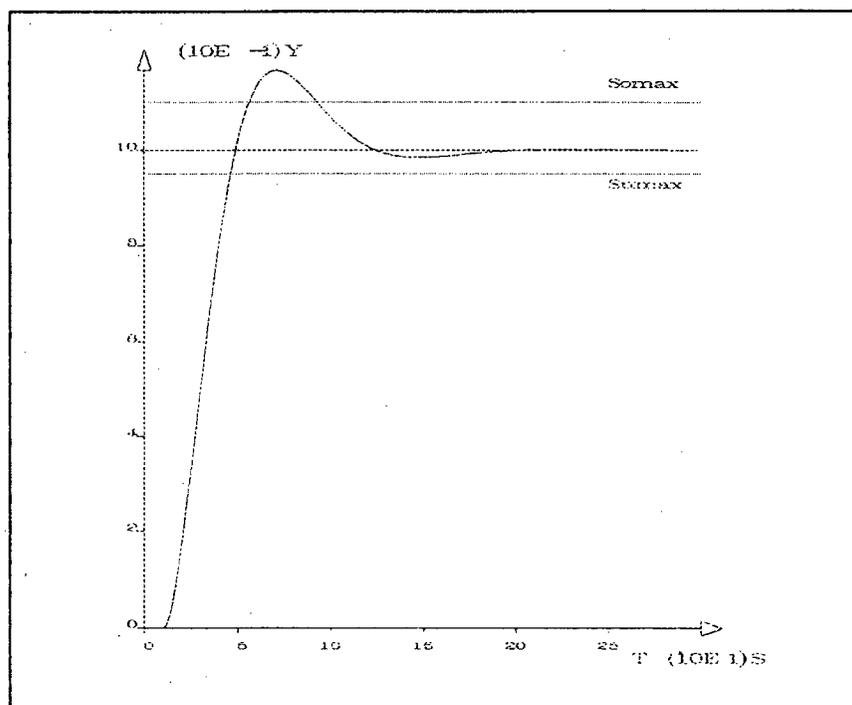


figura 2.1- objetivos de controle

- c) ajuste inicial automático realizado em malha aberta
- d) mecanismo de auto-ajuste que utiliza critérios empíricos, semelhantes aos empregados pelos operadores de planta, e conceitos extraídos da teoria de controle, não requerendo informações sobre o modelo matemático do sistema.
- e) ciclos de auto-ajuste iniciados a partir da ocorrência de distúrbios próprios do sistema (mudanças de referência e perturbações de carga pertencentes a classe dos sinais constantes) sem a necessidade de introdução de outros tipos de sinais;

### 2.4.2 - Algoritmo de Controle

O algoritmo utilizado é um PID discreto, de estrutura clássica (ações proporcional, integral e derivativa atuando sobre o erro). A partir da discretização da equação 2.1, que representa a função de um controlador PID ideal contínuo, obtém-se a lei de controle discreta descrita pela equação 2.2.

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2) \quad (2.2)$$

onde:

$$K_1 = K_c \left( 1 + \frac{T}{2T_i} + \frac{T_d}{T} \right) \quad (2.3)$$

$$K_2 = -K_c \left( 1 + \frac{2T_d}{T} - \frac{T}{2T_i} \right) \quad (2.4)$$

$$K_3 = K_c \frac{T_d}{T} \quad (2.5)$$

com T sendo o tempo de amostragem, fixado em 100 ms.

Aplicando-se a transformada Z a equação 2.2, temos a função de transferência do controlador:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_1 [ 1 + K_2 / K_1 z^{-1} + K_3 / K_1 z^{-2} ]}{(1 - z^{-1})} \quad (2.6)$$

O algoritmo de controle também incorpora uma estratégia de eliminação de sobrecarga da ação integral pela atualização de suas variáveis internas [Bruciapaglia, 86], como descrito no algoritmo de controle apresentado na figura 2.2.

```

e(k)= yr - y
u(k)= u(k-1) + K1 e(k) + K2 e(k-1) + K3 e(k-2)
IF (u(k) > Umax) THEN
    u(k)= Umax
ELSEIF (u(k) < Umin) THEN
    u(k)= Umin
ENDIF
e(k)= (u(k) - u(k-1) - K2 e(k-1) - K3 e(k-2))/K1
e(k-2)= e(k-1)
e(k-1)= e(k)
u(k-1)= u(k)

```

figura 2.2- algoritmo de controle. obs: yr é valor de referência; Umax é o valor máximo permitido de controle; Umin é o valor mínimo permitido de controle.

### 2.4.3 - Sistema Especialista

Como mencionamos anteriormente, o mecanismo de auto-ajuste emprega um sistema especialista, baseado no modelo de regras de produção, que a partir das informações obtidas nas etapas de reconhecimento das respostas do sistema, define os parâmetros do controlador. Este sistema está dividido em três módulos:

#### a) Memória de regras

A memória de regras é composta de um conjunto de regras condicionais que representam o conhecimento do especialista. Possuem a seguinte forma geral:

SE c<sub>1</sub> c<sub>2</sub> ... c<sub>n</sub> ENTÃO a<sub>1</sub> a<sub>2</sub> ... a<sub>k</sub>

onde:

{ $c_i$ ,  $i= 1,n$ } representam as condições de aplicabilidade da regra (premissas), sendo formadas por um predicado, um atributo e um valor. Por exemplo a condição "sobrepasso maior que o sobrepasso máximo" possui a seguinte sintaxe: (gt So Somax). O disparo (execução) de uma regra só ocorre quando todas as condições são verdadeiras.

{ $a_j$ ,  $j= 1,k$ } representam as ações (ou conclusões) a serem executadas quando a regra é disparada. Por exemplo a conclusão "Aumentar  $t_i$  em 50%", possui a seguinte sintaxe: (conclui  $T_i$  (aumenta  $T_i$  0.5))

A memória de regras não é alterada dinamicamente, sendo que na primeira versão do PID-AA consistia de 100 regras, divididas em duas classes:

- regras de classificação da resposta de malha fechada do sistema em grupos pré-definidos de formas de onda;
- regras de ajuste do controlador que sintetizam a experiência adquirida, através de um sistema de simulação, no ajuste do PID e a metodologia de ajuste baseada na fase do controlador (ver item 2.4.5.2).

b) Memória de Trabalho: É a memória dinâmica do sistema especialista e representa a situação corrente do problema. Ela está constituída por duplas do tipo Atributo - Valor que

codificam os dados referentes ao estado do procedimento de ajuste, por exemplo:

- os objetivos de controle: (Somax 0.10)  
(Sumax 0.05)

- os valores dos parâmetros do PID: (Kc 0.433)  
(Ti 6.454)  
(Td 1.500)

c) Máquina de Inferência: É o programa que vai explorar a base de conhecimento para obter a solução de um dado problema. Pode ser descrita como uma máquina de estado finito, cujo funcionamento cíclico segue os três tempos seguintes:

- geração de conflitos: é a determinação das regras sensibilizadas (válidas) pelo estado corrente da Memória de Trabalho, gerando o conjunto das regras que podem ser disparadas, chamado de conjunto de conflitos;
- resolução dos conflitos: é a determinação de qual das regras em conflito será disparada. No caso do PID-AA dispara-se a primeira regra válida encontrada.
- execução: a máquina de inferência dispara a regra escolhida neste ciclo e atualiza a Memória de Trabalho segundo as conclusões da regra.

Os três módulos descritos acima se relacionam conforme ilustra a figura 2.3

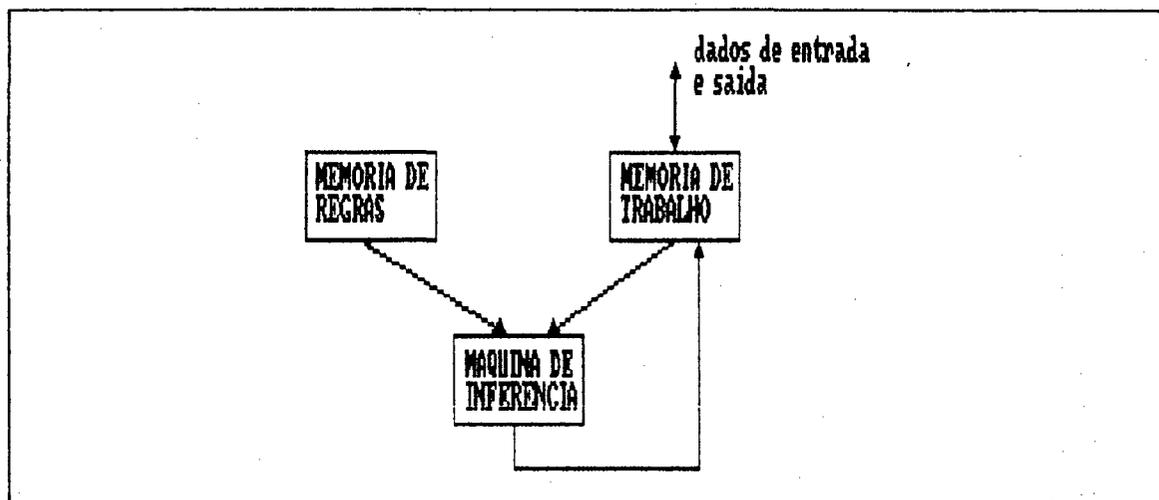


figura 2.3 - Arquitetura básica do sistema especialista

#### 2.4.4 - Reconhecimento das Respostas do Sistema

O reconhecimento das respostas do sistema, permite classificar os processos e o comportamento dos mesmos, fornecendo parâmetros para orientar o ajuste do controlador. Existem dois tipos de reconhecimento de forma:

##### 2.4.4.1 - Malha aberta

O primeiro reconhecimento é realizado em malha aberta através da excitação do processo por um degrau. Traçando uma reta tangente ao ponto de inflexão da curva de reação determina-se o atraso de transporte efetivo (1), a constante de tempo equivalente ( $\tau$ ), o ganho estático ( $k_p$ ) conforme apresentado na figura 2.4. A partir destes parâmetros:

- classifica-se o processo quanto a sua característica dominante: constante de tempo ou atraso de transporte (relação  $1/\tau$ );
- realiza-se o ajuste inicial do controlador (ver item 2.4.5.1)

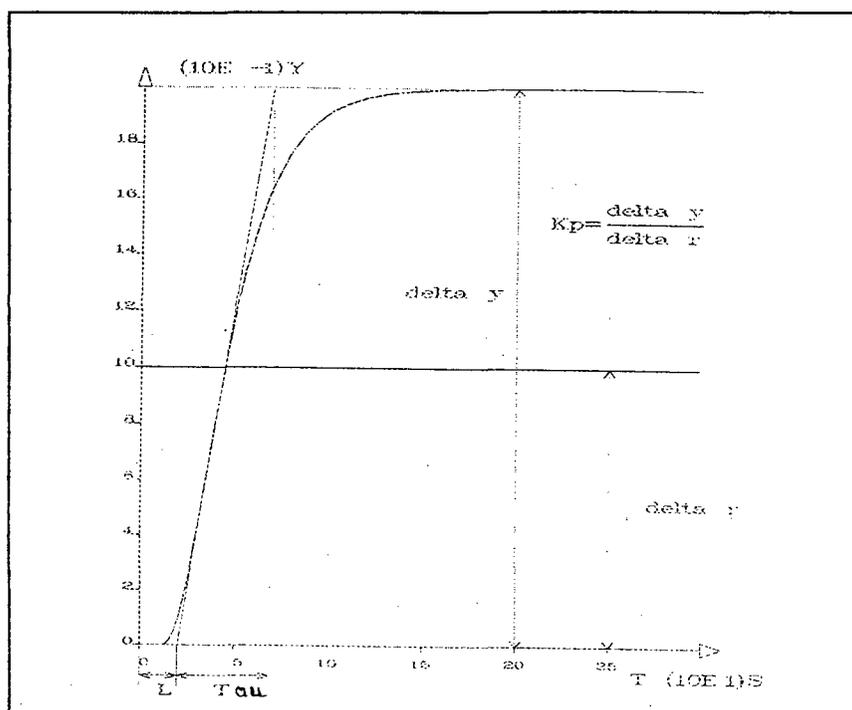


figura 2.4 - Parâmetros de malha aberta

#### 2.4.4.2 - Malha fechada

O reconhecimento de malha fechada é realizado através da classificação, em grupos, das respostas do sistema a mudanças de referência e perturbações de carga segundo 10 padrões pré-definidos de forma de onda. Isto é, para cada grupo está associado um padrão de onda e a classificação é feita através da comparação da forma da resposta do sistema com estes padrões.

Para a definição dos padrões são utilizados os seguintes parâmetros: ausência ou presença de picos e vales, diferença entre os primeiros dois picos e os primeiros dois vales e a relação entre picos e vales da resposta do sistema e os objetivos de controle. Como exemplo de classificação de forma de onda temos a resposta do sistema da figura 2.5 classificada como grupo 4, por apresentar:

- sobrepasso menor que sobrepasso máximo;
- subpasso maior que o subpasso máximo;

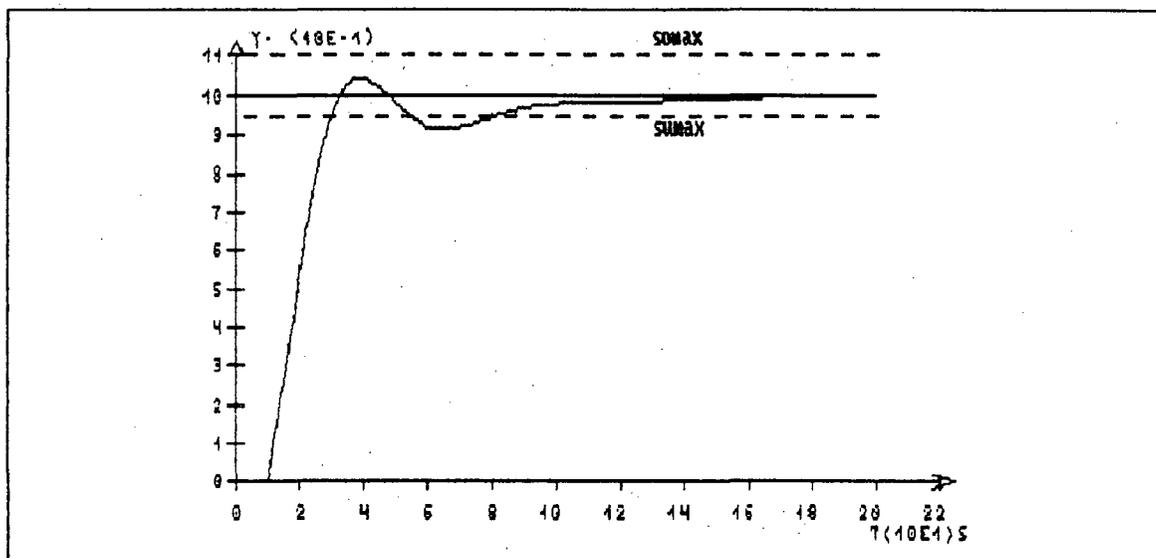


figura 2.5- Resposta pertencente ao grupo 4

No apêndice A são apresentados os padrões utilizados bem como os critérios que definem cada grupo.

Além da classificação em grupos o reconhecimento de malha fechada fornece os parâmetros de orientação para o ajuste do controlador, isto é, parâmetros cujo comportamento indica que procedimento tomar para otimizar o ajuste do controlador. Como exemplo citamos:

- Sobrepasso:  $S_o = P_1 / \Delta r$
- Subpasso:  $S_u = P_2 / \Delta r$
- Período:  $T_a = t_2 - t_1$
- áreas características da curva

onde:

$P_1$ ,  $P_2$ ,  $T_a$ ,  $\delta r$  e as áreas ( $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ ) estão indicados na figura 2.6.

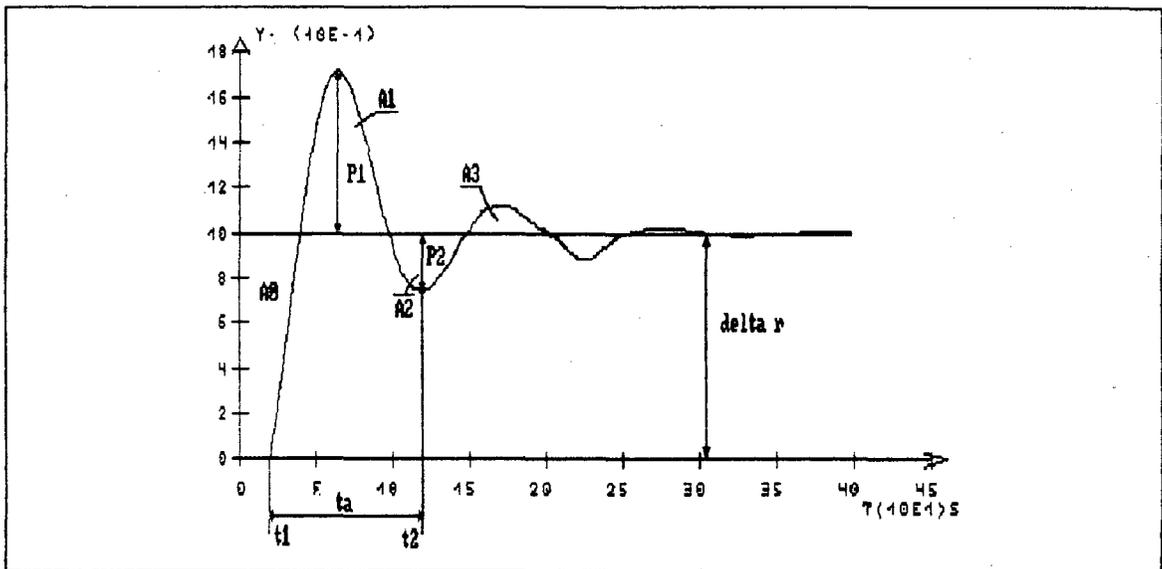


figura.2.6- Parâmetros de orientação de ajuste

#### 2.4.5 - Procedimento de Ajuste do Controlador

O controlador PID-AA apresenta dois procedimentos de ajuste:

##### 2.4.5.1 - Ajuste automático

Corresponde ao ajuste inicial do controlador. Realizado através do método de Ziegler-Nichols Modificado (ZNM) [Pagano, 89].

O método de ZNM consiste na alteração dos valores de  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  calculados pelas fórmulas de Ziegler-Nichols [Ziegler, 42], através de coeficientes alfa, beta e gama definidos em função da relação  $1/\tau$  do processo. Tais coeficientes

relacionam, para cada valor de  $l/\tau$ , os parâmetros ( $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$ ) obtidos pelo método de Ziegler-Nichols com os valores determinados pela metodologia de ajuste adotada. Temos então:

$$K_c = K_{c_{zn}} \alpha(l/\tau)$$

$$T_i = T_{i_{zn}} \beta(l/\tau)$$

$$T_d = T_{d_{zn}} \gamma(l/\tau)$$

onde:

$$K_{c_{zn}} = \frac{1.2 \tau}{l K_p}$$

$$T_{i_{zn}} = 2 l$$

$$T_{d_{zn}} = 0.5 l$$

- $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  são funções (obtidas empiricamente), da relação  $l/\tau$  e das especificações de controle  $\text{sumax}$  e  $\text{somax}$ ;
- $l$ ,  $\tau$  e  $k_p$  correspondem respectivamente aos valores de tempo de atraso efetivo, constante de tempo dominante e ganho estático obtidos pelo reconhecimento da resposta de malha aberta.

#### 2.4.5.2 - Auto-ajuste

Através do contínuo monitoramento da saída do sistema o controlador realiza o reconhecimento e a classificação das respostas do sistema a mudanças de referência e de perturbações de carga. Quando é detectada a existência de uma resposta que não corresponde às especificações de controle, os parâmetros do controlador são reajustados através das seguintes estratégias:

- a) realização de ajustes em função da classificação por grupos da resposta de malha fechada

Para cada padrão de forma de onda é definido um conjunto de regras que representam as ações necessárias para ajustar o PID de forma a atingir os objetivos de controle. Conforme a classificação da resposta um determinado conjunto de regras é disparado.

- b) realização de ajustes através da metodologia de fase

A metodologia de fase consiste em ajustar  $T_i$  e  $T_d$  utilizando as relações, determinadas empiricamente, entre a razão  $1/\tau$  e as taxas  $T_i/T_a$  e  $T_d/T_a$  (onde  $T_a$  é o período de oscilação amortecido) que determinam a fase ótima do controlador, isto é a fase que "minimiza" a integral do erro absoluto respeitando as restrições impostas por  $S_{\max}$  e  $S_{\min}$ . O ajuste de  $K_c$ , nesta metodologia, é realizado de forma a compensar as mudanças realizadas em  $T_i$  e  $T_d$  e para reduzir as diferenças entre os valores medidos e especificados de sobrepasso e subpasso [Pagano, 89].

Na ocorrência de alteração no valor da razão  $1/\tau$ , em decorrência de mudanças paramétricas, o novo valor é determinado a partir das taxas  $T_i/T_a$  e  $T_d/T_a$  obtidas no procedimento de auto-ajuste do controlador. Isto é, a razão  $1/\tau$  é reavaliada em função do comportamento da resposta da malha fechada do sistema, através das suas relações com as taxas  $T_i/T_a$  e  $T_d/T_a$ .

#### 2.4.6 - Exemplo de Funcionamento do Controlador PID-AA (versão 1.0)

Como demonstração do funcionamento do controlador PID-AA (versão 1.0), apresentamos os resultados obtidos no ajuste do processo de 4ª ordem, representado por:

$$G(s) = \frac{20 e^{-25s}}{(1 + 10s)^2 (1 + 20s)^2}$$

Realizando o reconhecimento de malha aberta obteve-se os seguintes parâmetros:

Característica: sobreamortecida

Constante de Tempo: 67,8

Tempo de atraso: 45,1

Ganho estático: 20,0

Relação  $1/\tau$ : 0,665

Com estes parâmetros e utilizando o método de ZNM o ajuste inicial resulta em:

$$K_c = 0,0396, \quad T_i = 56,17, \quad T_d = 13,91$$

Os próximos passos são o fechamento da malha, o monitoramento dos sinais da planta, a classificação da resposta e o ajuste dos parâmetros do controlador até este atingir os objetivos de controle, neste exemplo definidos por:

$$\text{Somax} = 10\% , \quad \text{Sumax} = 5\%$$

Na figura 2.7 apresentamos a seqüência de ajustes realizados até atingir as especificações.

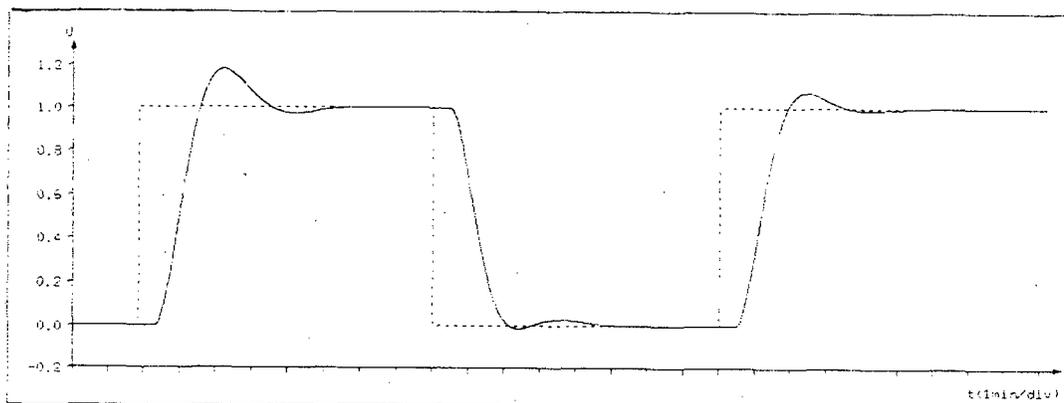


figura 2.7- Seqüência de ajuste do controlador

#### 2.4.7 - Críticas à Primeira Versão do PID-AA

Certos aspectos de funcionamento não foram aprofundados na primeira versão do PID-AA, resultando em casos onde o controlador não apresenta um ótimo desempenho. Destacamos aqui os problemas relacionados com o reconhecimento das respostas do sistema e com o desempenho da função de auto-ajuste para o caso de perturbações.

##### 2.4.7.1 - Reconhecimento da resposta do sistema

O desenvolvimento das técnicas de reconhecimento das respostas do sistema não levou em conta a presença de ruído, sendo que a técnica de extração de dados adotada (sistema de

comparação ponto a ponto dos valores da curva de saída) não pode ser empregada na presença de ruído.

Como exemplo apresentamos nas figuras 2.8 e 2.9 as curvas da resposta de um sistema em malha fechada na ausência de ruído e na presença do mesmo respectivamente, os valores dos diversos parâmetros para orientação de ajuste, obtidos das duas curvas, são dados na tabela 2.1.

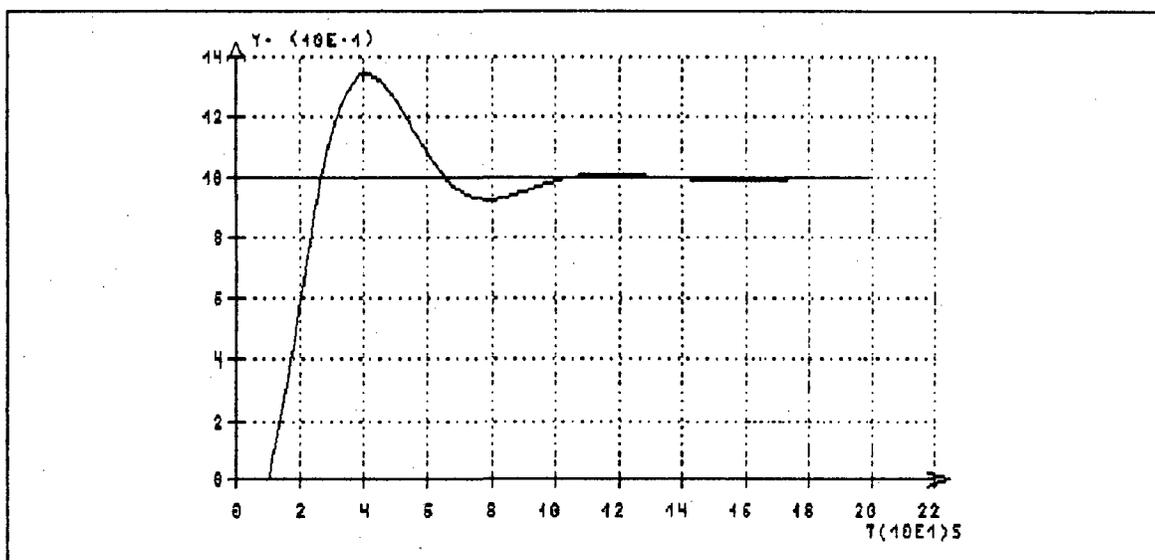


figura 2.8 - resposta sem ruído

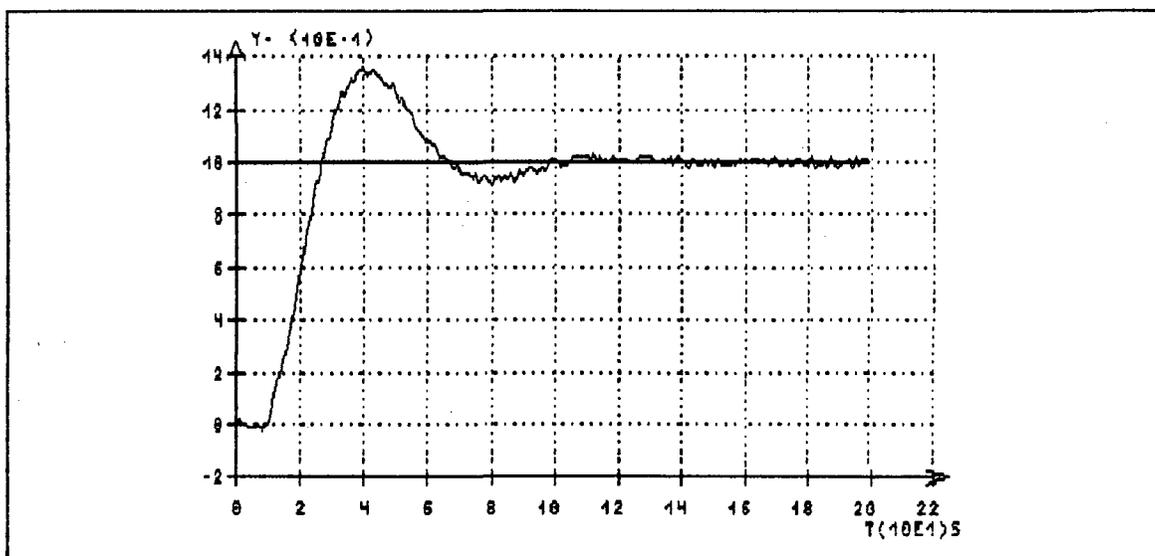


figura 2.9 - resposta com ruído

Observa-se na tabela 2.1 que a presença de ruído no sinal medido inviabiliza completamente, como era de se esperar, o reconhecimento de formas conforme apresentado em Pagano [89].

parâmetros	curva com ruído	curva sem ruído
$SO_1$	-0.722	0.298
$SU_1$	0.722	0.019
$SO_2$	-0.693	0.00
$SU_2$	0.693	0.00
período	5.10	75.0
$A_0$	18.0	18.5
$A_1$	4.39	7.40
$A_2$	1.84	0.00
$A_3$	0.00	0.00

Tabela 2.1- parâmetros de orientação de ajuste

#### 2.4.7.2 - Desempenho do sistema de ajuste para os casos de perturbação

Todo o estudo realizado na primeira versão foi voltado para a solução do ajuste para mudanças de referência, com os resultados obtidos sendo transpostos para o caso de perturbações sem uma análise mais rigorosa das particularidades apresentadas nesta situação. Tal fato gerou situações onde o ajuste obtido para tratamento das perturbações levou o sistema a instabilidade.

Como exemplo a figura 2.10 apresenta a seqüência de auto-ajuste para o caso correspondente a perturbações de carga sobre o processo:

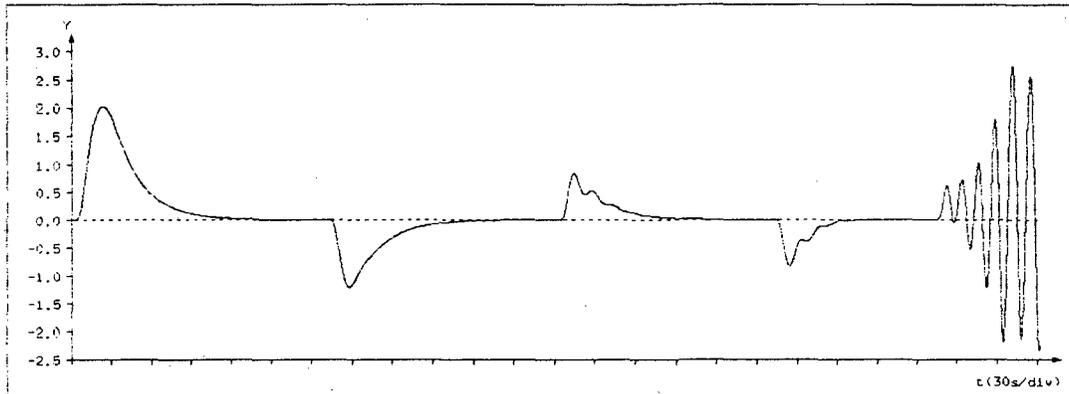


figura 2.10- seqüência de ajuste p/ tratamento de perturbações

Através da figura 2.10 verifica-se que o sistema passa a ficar instável a partir do 50º ajuste.

## 2.5 - CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se rapidamente as características gerais dos controladores PID com auto-ajuste e/ou adaptativos, com o objetivo de fazer um breve histórico das tentativas de solucionar os problemas encontrados nesta atividade. Com isto situou-se o trabalho realizado com relação aos demais estudos realizados.

Ao mesmo tempo foram apresentados os principais aspectos da primeira versão do protótipo do controlador PID-AA, descrevendo o reconhecimento de forma, o sistema especialista, o algoritmo de controle e os procedimentos de ajuste automático e auto-ajuste. Ao final apresentamos os dois principais problemas da primeira versão do PID-AA e que serão objeto de estudo nos próximos capítulos: reconhecimento das respostas do sistema na presença de ruídos e ajuste para os casos de existência de perturbações.

## CAPÍTULO III

### RECONHECIMENTO DAS FORMAS DE ONDA

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Na fase de desenvolvimento de um controlador adaptativo baseado em regras de produção, em geral, são focalizados com maior ênfase os aspectos ligados à montagem da base de regras que, a partir da monitoração do sistema sob controle, permita obter o conjunto de parâmetros do controlador que conduza o desempenho do sistema a satisfazer a especificação. Isto é particularmente verdadeiro quando se deseja conduzir a investigação no sentido de se realizar um controlador de "propósito geral" do tipo PID. Neste caso, considerando a forte componente heurística da pesquisa e a diversidade de comportamentos dos processos a controlar é comum se proceder ao estudo, por simulação, visando a obtenção da base de regras que permita o ajuste do controlador, em poucas iterações. Nesta etapa, as dificuldades relacionadas com os mecanismos de reconhecimento das respostas do sistema (extração de parâmetros necessários para a tomada de decisões), não são considerados para simplificar o problema. Esta foi a abordagem seguida no desenvolvimento da primeira versão do controlador PID-AA. Porém, como foi colocado no capítulo anterior, a fase de reconhecimento dos padrões das respostas do sistema (malha fechada e malha aberta) é crítica para o funcionamento do controlador PID-AA.

Nesta perspectiva, este capítulo é dedicado a apresentar o problema do reconhecimento de respostas de sistemas, visando a utilização industrial do controlador. São descritas as técnicas implementadas, para tornar robusto o reconhecimento, "on line", na presença de ruído na planta.

Para simplificação da notação matemática, as deduções de fórmulas serão realizadas considerando que, antes da aplicação

de uma excitação, os sistemas estão em repouso, com  $y(0) = 0.0$  e  $u(0) = 0.0$ .

### 3.2 - RECONHECIMENTO DA RESPOSTA DE MALHA ABERTA

Conforme comentado no capítulo 2, o reconhecimento de forma de malha aberta tem por objetivo extrair, da curva de reação do processo, um conjunto de parâmetros que o caracterize e sirva de base para o cálculo do ajuste inicial do controlador. Para realizar este reconhecimento de forma automática no meio industrial, é necessário o emprego de métodos que possam ser executados na presença de ruído, pois, em muitos casos, este não é eliminado pela utilização de filtros. Uma vez que o método de reconhecimento de forma em malha aberta do PID-AA versão 1.0 não funciona na presença de ruído, novos métodos foram estudados com a finalidade de adequar o controlador às características dos ambientes industriais.

Os estudos de reconhecimento de malha aberta restringiram-se ao desenvolvimento de métodos que permitissem a caracterização de processos pertencentes ao domínio de aplicabilidade do controlador. Isto é, processos com curva de reação em forma de "S" (fig. 3.1), sobreamortecidos, que podem ser aproximados pelo seguinte modelo [Pagano, 89]:

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

sendo que, os zeros não podem alterar a característica sobreamortecida da curva de reação.

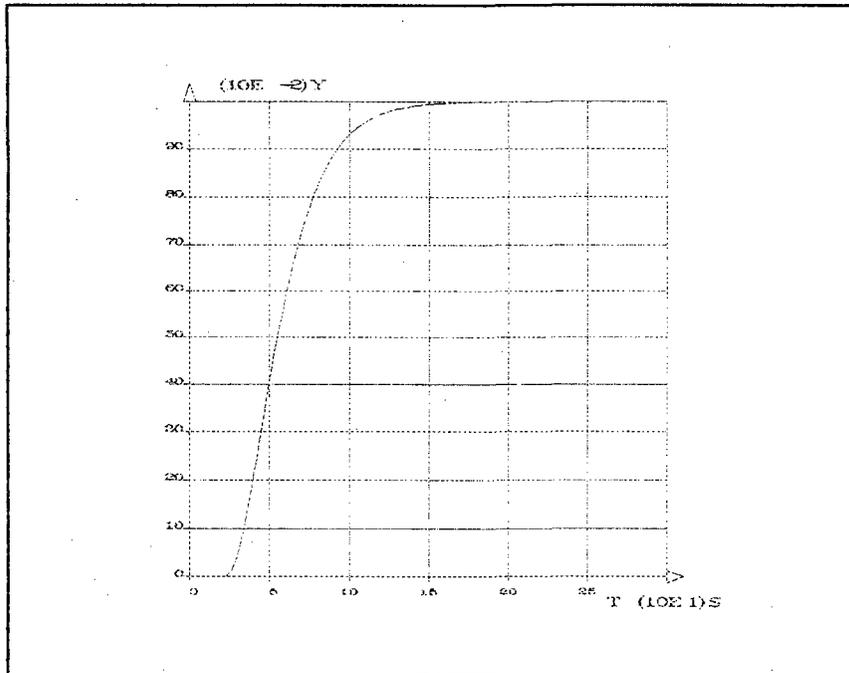


figura 3.1 - curva de reação de um processo sobreamortecido

No desenvolvimento de um novo método de reconhecimento, dois aspectos foram levados em consideração. O primeiro, como já comentamos, diz respeito à capacidade do método de operar em ambientes sujeitos a ruído. O segundo refere-se a necessidade dos novos métodos serem compatíveis com o método de ajuste inicial de ZNM. Isto é, o conjunto de parâmetros extraídos da curva de reação, para caracterizar o processo, devem ser equivalentes aos empregados no cálculo do ajuste inicial do controlador; ou seja: ganho estático ( $k_p$ ), tempo de atraso de transporte efetivo ( $L$ ), constante de tempo dominante ( $\tau$ ) e o ponto de inflexão  $P_{inf}$  este último incluído no método de ZNM em função de algumas alterações (ver cap.4).

Levando em consideração os aspectos levantados acima dois métodos foram estudados: método das áreas características [Nishikawa, 84], [Åström, 88] e o método de regressão polinomial.

### 3.2.1 - Método das Áreas Características

Neste método, apresentado por Nishikawa [84], os parâmetros que caracterizam o processo são obtidos a partir do cálculo de áreas características da curva de reação. Este procedimento diminui os erros de estimação dos parâmetros, causados pela existência de ruído na curva de reação, pois a presença deste influencia pouco no cálculo, feito por integração numérica, das áreas características.

O método consiste no emprego das áreas apresentadas na figura 3.2, para calcular os valores de  $L$  e  $\tau$  correspondentes a um modelo de primeira ordem equivalente ao processo real. Para isso utiliza-se das relações existentes entre estas áreas e os parâmetros de um modelo de primeira ordem, conforme demonstrado a seguir.

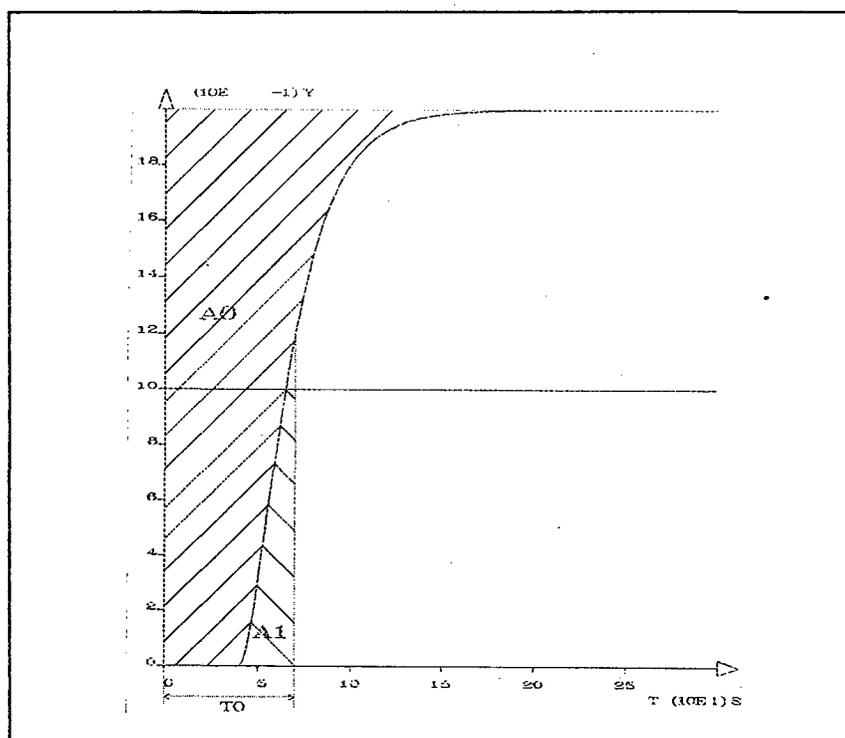


figura 3.2 - Curva de reação de um processo com identificação das áreas  $A_0$  e  $A_1$

a) Formalismo do método das áreas características

A resposta de um processo de primeira ordem sem atraso a um degrau de amplitude  $U$  é:

$$y(t) = K_p U (1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.1)$$

onde:

$$K_p = \frac{Y(\infty)}{U(\infty)} \quad (3.2)$$

para este processo o valor de  $A_0$  é determinado por:

$$A_0 = \int_0^{\infty} [y(\infty) - y(t)] dt = K_p U \int_0^{\infty} e^{-t/\tau} dt = K_p U \tau \quad (3.3)$$

Definindo

$$A_1 = \int_0^{T_0} y(t) dt = K_p U \int_0^{T_0} (1 - e^{-t/\tau}) dt \quad (3.4)$$

onde:

$$T_0 = \frac{A_0}{K_p U} \quad (3.6)$$

Como para o sistema considerado temos que  $T_0 = \tau$ :

$$A_1 = K_p U (\tau + \tau e^{-t/\tau} \Big|_0^{\tau}) = \quad (3.7)$$

$$A_1 = K_p U \tau e^{-1} = 0,368 K_p U \tau \quad (3.8)$$

Por sua vez, para o sistema caracterizado por :

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{1 + \tau s} \quad (3.9)$$

pode ser facilmente mostrado que:

$$A_0 = K_p U (L + \text{Tau}) \quad (3.10)$$

$$T_0 = L + \text{Tau} \quad (3.11)$$

$$A_1 = \int_0^L y(t) dt + \int_L^{L+\text{Tau}} y(t) dt \quad (3.12)$$

$$A_1 = 0,368 K_p U \text{Tau} \quad (3.13)$$

donde:

$$\text{Tau} = \frac{A_1}{0,368 K_p U} \quad (3.14)$$

$$L = \frac{A_0}{K_p U} - \text{Tau} \quad (3.15)$$

## b) Implementação do método das áreas características

A implementação do método se dá através dos seguintes procedimentos:

- Medição da área  $A_0$  e cálculo do ganho estático do processo ( $K_p$ ) pela divisão dos valores, em regime permanente, do sinal de saída  $y(t)$  e do degrau de entrada  $u(t)$ ;
- cálculo do tempo correspondente à soma  $(L + \text{Tau}) = T_0$  :

$$T_0 = (A_0 / K_p U);$$

- medição da área  $A_1$ ;
- cálculo de  $\text{Tau}$  e  $L$ :

Apesar de fornecer bons resultados para processos de primeira ordem e de reduzir a influência do ruído, o método apresenta os seguintes problemas:

- necessidade de armazenar os pontos da curva de reação ou da realização de um novo ensaio de malha aberta para medir a área  $A_1$ ;
- os valores de  $L$  e  $\text{Tau}$  obtidos para processos com ordem superior a 1, não são equivalentes aos obtidos pelo método utilizado na primeira versão do PID-AA;
- não existe forma de calcular o  $P_{\text{inf}}$  da curva de resposta do sistema.

### 3.2.2 - Método da Regressão Polinomial da Curva de Reação.

Neste método é realizada uma regressão polinomial da curva de reação, no intervalo de  $t_1$  a  $t_2$  (fig. 3.3), aproximando a curva real, afetada pelo ruído, por uma curva de ajuste que servirá de base para a extração dos parâmetros  $K_p$ ,  $L$ ,  $\text{Tau}$  e  $P_{\text{inf}}$ .

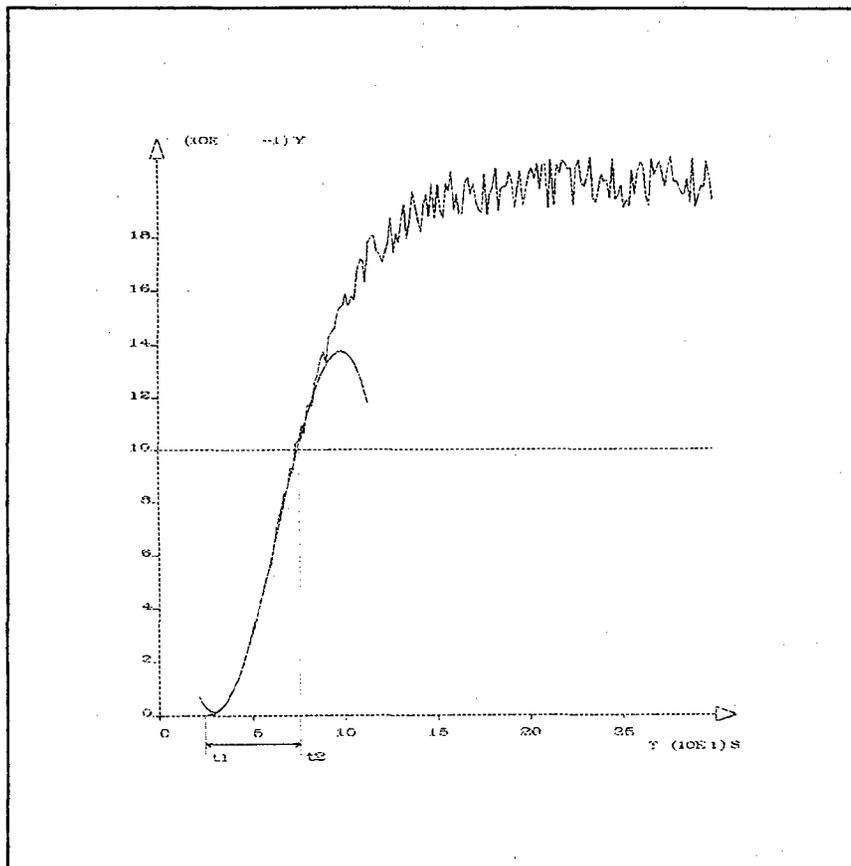


figura 3.3- curva de reação de um processo, sobreposta à curva de ajuste

A regressão polinomial é realizada através do método de mínimos quadrados [Dorn, 72], o qual é baseado na minimização da somatória dos quadrados dos desvios (diferenças) entre os valores reais da curva de reação ( $y(t)$ ) e os valores da curva de ajuste ( $y_e(kt)$ ). Em função das características da resposta de malha aberta foi utilizada como curva de ajuste a cúbica para processos com ordem superior a 1 e a parábola para processos de primeira ordem.

a) Formalismo matemático do método da regressão polinomial

Apresentamos a seguir o formalismo matemático do método utilizando a cúbica como curva de ajuste:

$$y_e(kt) = a_3 (kt)^3 + a_2 (kt)^2 + a_1 (kt) + a_0 \quad (3.16)$$

$$d(kt) = y(kt) - y_e(kt) \quad (3.17)$$

$$S = \sum (d(kt))^2 \quad (3.18)$$

onde:

$a_3, a_2, a_1, a_0$  = coeficientes do polinômio de ajuste;  
 $k$  = um número inteiro pertencente ao intervalo  
 $(k_1, k_2)$  tal que  $k_1 t = t$ ;  $k_2 t = t$ ;  
 $t$  = tempo de amostragem utilizado para coleta de dados;

Diferenciando  $S$  com relação a  $a_3, a_2, a_1, a_0$  e igualando a zero as derivadas obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{bmatrix} a_0 m & + a_1 \sum (kt) & + a_2 \sum (kt)^2 & + a_3 \sum (kt)^3 \\ a_0 \sum kt & + a_1 \sum (kt)^2 & + a_2 \sum (kt)^3 & + a_3 \sum (kt)^4 \\ a_0 \sum (kt)^2 & + a_1 \sum (kt)^3 & + a_2 \sum (kt)^4 & + a_3 \sum (kt)^5 \\ a_0 \sum (kt)^3 & + a_1 \sum (kt)^4 & + a_2 \sum (kt)^5 & + a_3 \sum (kt)^6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y_i \\ \sum kty_i \\ \sum (kt)^2 y_i \\ \sum (kt)^3 y_i \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

onde:

$$m = k_2 - k_1$$

Da solução do sistema de equações (3.19), no nosso caso através da aplicação do método de eliminação gaussiana, são obtidos os coeficientes do polinômio ( $a_0, a_1, a_2, a_3$ ). Posteriormente, com estes coeficientes, determina-se o tempo de ocorrência do ponto de inflexão ( $t_{inf}$ ) e o valor da derivada de  $y(t)$  neste ponto, isto é o valor da tangente da curva no ponto de inflexão ( $t_{ginf}$ ). Com estes dados calcula-se os parâmetros:

$$K_p = \frac{y(\infty)}{u(\infty)} \quad (3.20)$$

$$\text{Tau} = \frac{K_p u(\infty)}{t_{g\text{inf}}} \quad (3.21)$$

$$L = t_{\text{inf}} - \frac{y_{\text{inf}}}{t_{g\text{inf}}} \quad (3.22)$$

Para o cálculo do ganho estático do processo, o valor de  $y(\infty)$  é obtido da média dos últimos pontos da curva de reação.

b) Aspectos da Implementação do método da regressão polinomial

Na implementação, o método da regressão polinomial foi dividido em quatro fases. As duas primeiras se referem a coleta de dados, estimação da faixa de ruído e do intervalo de regressão (fig. 3.4). As duas últimas trabalham sobre os dados obtidos nas etapas anteriores.

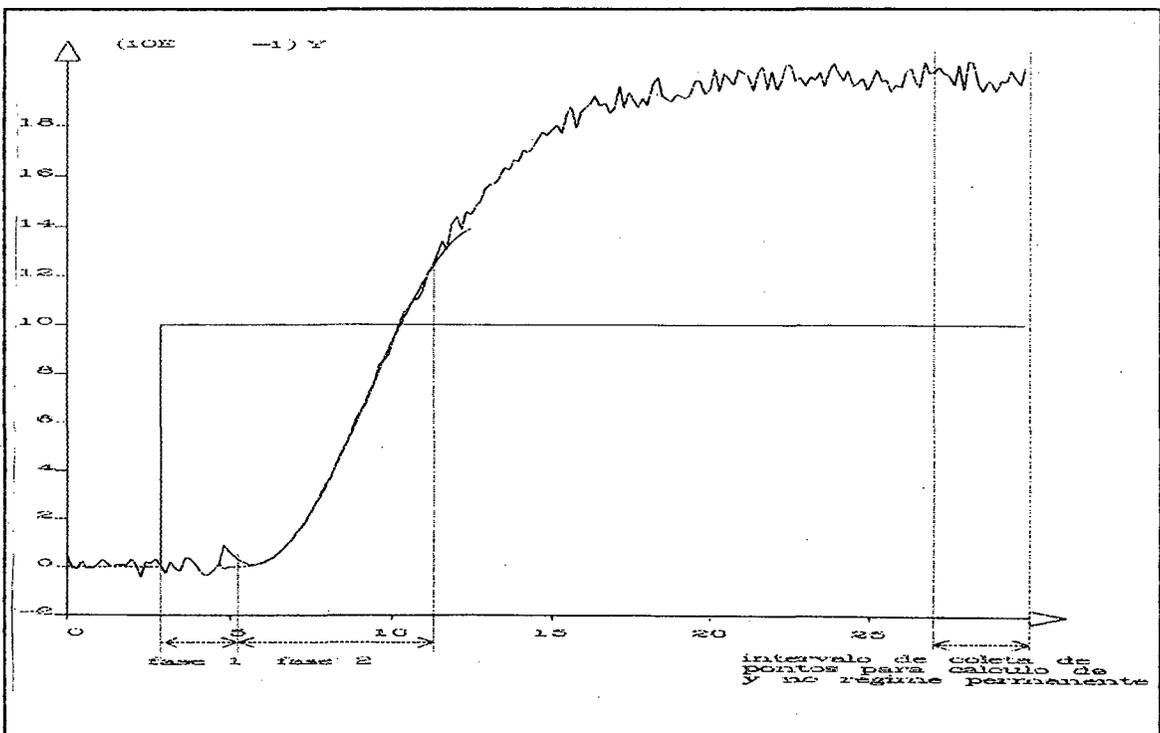


figura 3.4- Fases de coleta de dados para o método de regressão polinomial

O ensaio de malha aberta, é realizado na região do ponto de operação da planta, com duração suficiente para que a planta entre em regime permanente após a aplicação do degrau.

#### 1º FASE - Definição da faixa de ruído

No início do ensaio de malha aberta (antes da aplicação do degrau) o controlador monitora o sinal de saída do processo, determinando a amplitude do ruído (AR) através da média dos picos que ocorrem neste intervalo. Com base no valor de AR é calculada a faixa de ruído ( $FR = 2AR$ ). Por medida de segurança, caso seja necessário, o operador pode redefinir o valor desta faixa.

#### 2º FASE - Coleta de pontos para a regressão polinomial.

Nesta fase a cada tempo de amostragem são lidos os valores do sinal de saída ( $y(t)$ ) e do tempo ( $t$ ), sendo imediatamente incorporados às somatórias do sistema de equações (3.19) para realização da regressão, não sendo necessário o armazenamento dos mesmos.

Os dois extremos do intervalo de regressão ( $t_1$  e  $t_2$ ), são definidos pelas seguintes condições:

Início do intervalo ( $t_1$ ):

a) Processos de primeira ordem: corresponde ao momento em que o sinal de saída do processo ultrapassou a faixa de ruído.

b) Processos de maior ordem: em função das curvas de reação apresentarem uma maior suavidade no início (uma subida mais lenta), é necessário considerar uma parcela de pontos anteriores ao momento de ultrapassagem da FR por  $y(t)$ . Como a

verificação da ordem do processo só ocorre no final desta fase, um conjunto de pontos  $(y(t),t)$  é armazenado no período entre a aplicação do degrau e a ultrapassagem da FR. Após a determinação da ordem do processo, constatando-se que o mesmo possui ordem superior a 1, os 30% finais dos valores coletados são adicionados às somatórias do sistema de equação (3.19).

A decisão de considerar apenas os 30% finais dos valores coletados foi tomada com base em estudos do comportamento do método em um conjunto importante de processos, tais estudos mostraram que a aplicação desta porcentagem de valores fornecia uma boa aproximação da curva de ajuste com a curva real.

Levando-se em consideração a descrição acima o valor de  $t_1$  (início do intervalo), para processos de ordem superior a um, é igual a 70% do tempo entre a aplicação do degrau e a ultrapassagem da faixa de ruído pelo sinal de saída.

Final do intervalo ( $t_2$ ):

Por meio de sub-intervalos é realizado a aproximação da curva por retas. No momento em que se encontra a reta com a maior inclinação, através da determinação da primeira reta com menor inclinação que a anterior, encerra-se a coleta de pontos.

Se somente duas retas forem necessárias para determinar o fim do intervalo (existência do ponto de inflexão no início do curva de reação), o processo é considerado de 1<sup>o</sup> ordem, caso contrário será tratado como de maior ordem.

3<sup>o</sup> FASE - Cálculo dos coeficientes do polinômio da regressão

Conforme a informação da fase anterior sobre a ordem do processo, são calculados os coeficientes do polinômio correspondente à curva de ajuste utilizada para regressão.

4ª FASE - Cálculo dos parâmetros característicos do processo

Sobre o polinômio obtido, determina-se o ponto de inflexão e a máxima tangente da curva. Com estes dados calcula-se os valores da constante de tempo e do tempo de atraso conforme demonstrado em 3.2.2.a.

Para processos de primeira ordem considera-se o ponto de inflexão como sendo o início do intervalo ( $t_1$ ).

### 3.2.3 - Exemplos

Apresentaremos a seguir os resultados da aplicação dos dois métodos estudados, para reconhecimento de malha aberta, sobre dois processos de ordens diferentes :

a) Processo de primeira ordem

Processo:

$$G1(s) = \frac{40 e^{-10s}}{(1 + 40 s)} \quad (3.20)$$

---

\* nos exemplos seguintes os valores das constantes de tempo, determinados pelos métodos, correspondem ao tempo de atraso efetivo e a constante de tempo dominante, e não aos valores reais.

ruído com:

distribuição normal

média = 0.0

variância =  $4.1 \times 10^{-4}$

método	Áreas	Regressão	Pto. a Pto. s/ ruído*
Kp	39.9	39.9	40.0
Tau	39.3	41.5	40.0
L	10.2	10.0	10.0
1/tau	0.261	0.240	0.250
Pto. in.	-----	(10.0,0.0)	(10.0,0.0)
A <sub>0</sub>	1977	-----	-----
A <sub>1</sub>	577	-----	-----
T <sub>0</sub>	49.5	-----	-----
Kc	0.044**	0.048	0.046
Ti	41.7**	40.8	40.8
Td	1.54**	1.52	1.50

tabela 1 - dados de malha aberta do processo GI;  
\*\* -para aplicação do ZNM considerou-se o valor do  $P_{inf}$  do método ponto a ponto.

\* o método ponto a ponto sem ruído corresponde ao método utilizado na versão 1.0 do PID-AA, sendo neste exemplo tomado como padrão.

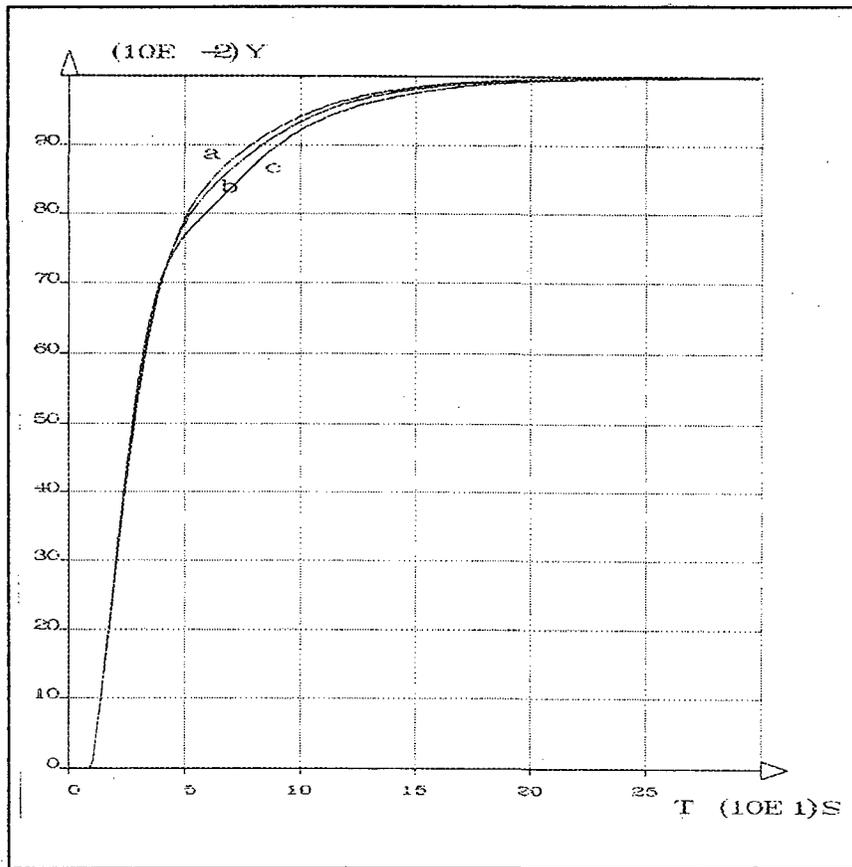


figura 3.5 - resposta a um degrau, da malha fechada com o controlador ajustado pelo método: a) das áreas; b) de regressão; c) ponto a ponto.

### b) Processo de sexta ordem

Processo:

$$G2(s) = \frac{80 e^{-10s}}{(1 + 10s)^2 (1 + 5s)^3 (1 + s)} \quad (3.21)$$

ruído com:

distribuição normal

média = 0.0

variância =  $2.6 \times 10^{-3}$

método	áreas	regressão	pto. a pto. s/ ruído
Kp	79.9	79.9	80.0
Tau	17.1	37.0	36.6
L	28.5	24.7	24.9
1/tau	1.67	0.668	0.680
Pto. in.	-----	(40.8,0.345)	(37.5,0.347)
A <sub>0</sub>	3643	-----	-----
A <sub>1</sub>	501	-----	-----
T <sub>0</sub>	45.6	-----	-----
Kc	.004**	0.010	0.010
Ti	28.1**	24.4	24.5
Td	8.34**	7.24	7.28

tabela 2 - dados de malha aberta do processo G2;  
 \*\* - para aplicação do ZNM considerou-se o valor do  $P_{inf}$  do método ponto a ponto.

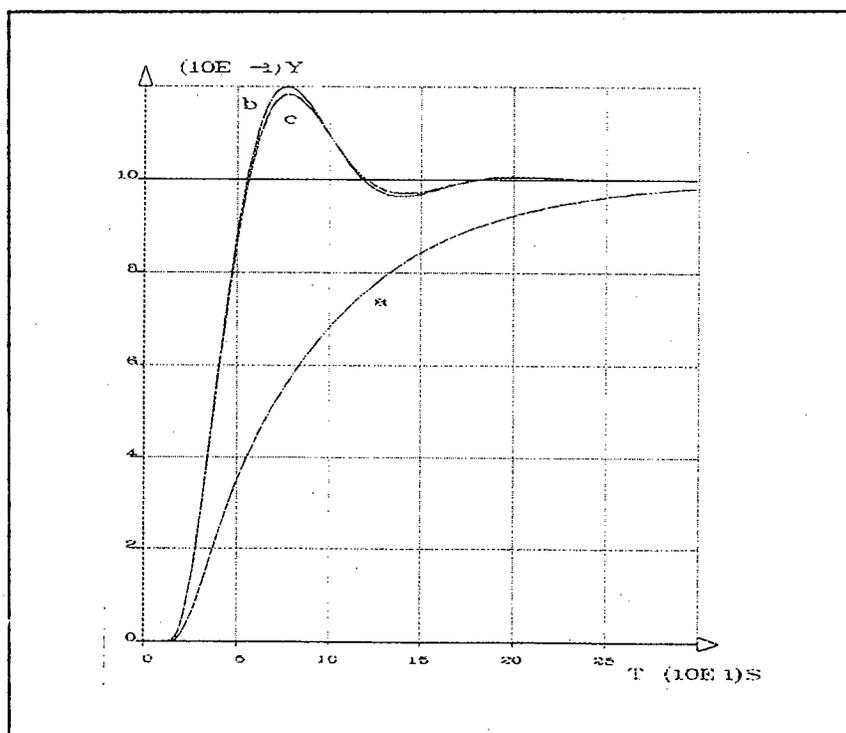


figura 3.6 - resposta, a um degrau, de malha fechada com o controlador ajustado pelo método: a) das áreas; b) de regressão; c) ponto a ponto.

### c) Comentários

Observando os dados apresentados no exemplo "a", conclui-se que os dois métodos estudados fornecem bons resultados para processos de 1ª ordem. Os valores da relação  $1/\tau$  e de  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  calculados a partir dos valores de  $L$ ,  $\tau$  e  $K_p$  fornecidos pelos dois métodos, diferem menos de 5% dos valores obtidos pelo método ponto a ponto sem a presença de ruído. Ao mesmo tempo, a comparação das respostas, a mudanças de referência, de malha fechada, correspondentes aos ajustes obtidos em cada método, (fig.3.5) mostra que os dois ajustes praticamente se equivalem.

O exemplo "b", evidencia as deficiências do método das áreas para tratar de casos onde o processo possui uma ordem mais elevada. Os valores de  $K_c$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  obtidos a partir dos dados fornecidos por este método, conduzem a uma resposta de malha fechada, lenta e monótona quando comparada com a resposta obtida pelo ajuste resultante do método ponto a ponto sem a presença de ruído (fig. 3.6). Além disso, o valor da relação  $1/\tau$  obtida no método das áreas difere aproximadamente de 15% do valor obtido no método ponto a ponto. Por outro lado, este exemplo também mostra o bom desempenho do método de regressão quando aplicado a processos de ordem elevada. O ajuste do PID obtido por este método é semelhante ao fornecido pelo método ponto a ponto, o que torna as suas respostas em malha fechada (fig. 3.6) novamente equivalentes, da mesma forma a relação  $1/\tau$  deste método difere menos de 2% da obtida no método ponto a ponto.

Como último comentário, ressaltamos que a falta do  $P_{inf}$  nos dados fornecidos pelo método das áreas, dificulta o seu uso em conjunto com o método de ajuste de ZNM em função das alterações realizadas neste método (ver cap. 4).

### **3.4 - RECONHECIMENTO DA RESPOSTA DE MALHA FECHADA**

No capítulo 2 comentamos a respeito da importância do reconhecimento de malha fechada enquanto procedimento de classificação da resposta do sistema e de aquisição dos parâmetros de orientação para o ajuste do controlador. Apresentaremos agora um método de reconhecimento que, mantendo a mesma filosofia utilizada na versão 1.0 do PID-AA, minimiza os problemas decorrentes da presença do ruído nos sinais do sistema. Para isso, o método utiliza critérios para seleção dos pontos da curva que serão considerados no processo de reconhecimento e realiza um teste de validação das informações extraídas. Para efeitos de apresentação dividimos este em duas etapas:

#### **3.4.1 - Aquisição dos Parâmetros para Classificação e Orientação de Ajuste**

Em função do sistema especialista utilizar os parâmetros extraídos no reconhecimento de malha fechada (sobrepasso, subpasso, período, etc) para ajustar o controlador, o desenvolvimento de um novo método de reconhecimento ficou condicionado ao fato deste extrair, da curva de resposta, um conjunto de parâmetros igual ou equivalente ao já existente. Considerando isso, conforme apresenta a figura 3.7, o novo método conservou como parâmetros de reconhecimento o mesmo conjunto utilizado na versão 1.0 do PID-AA. Ao mesmo tempo foram introduzidas estratégias para identificação de cada um dos parâmetros da curva, conforme descrito a seguir:

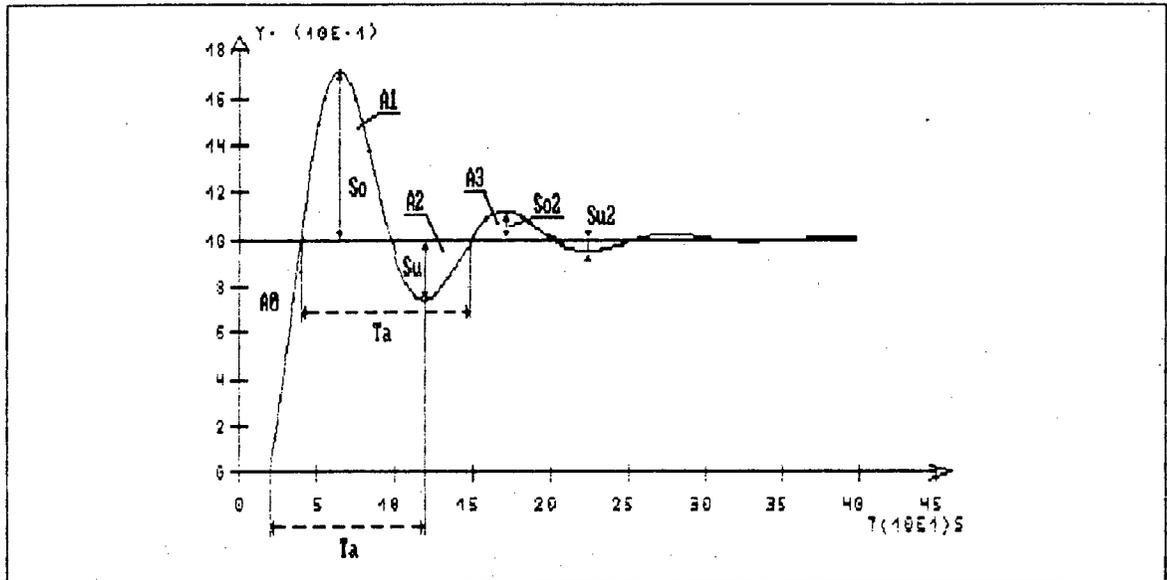


figura 3.7 - Parâmetros extraídos da curva de resposta de malha fechada pelo novo método de reconhecimento

a) *Estratégia para determinação dos pontos de intersecção entre  $y(t)$  e  $r(t)$ :*

Os pontos de intersecção entre  $y(t)$  e  $r(t)$  são os limites das áreas  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ . Na estratégia de determinação destes pontos, procurou-se evitar que, em função do ruído, dois pontos de intersecção fossem determinados durante uma única passagem de  $y(t)$  por  $r(t)$  (fig. 3.8). A solução adotada foi a desativação da procura de um novo ponto de intersecção logo após a determinação de um primeiro ponto, até  $y(t)$  se afastar FR do valor de  $r(t)$ .

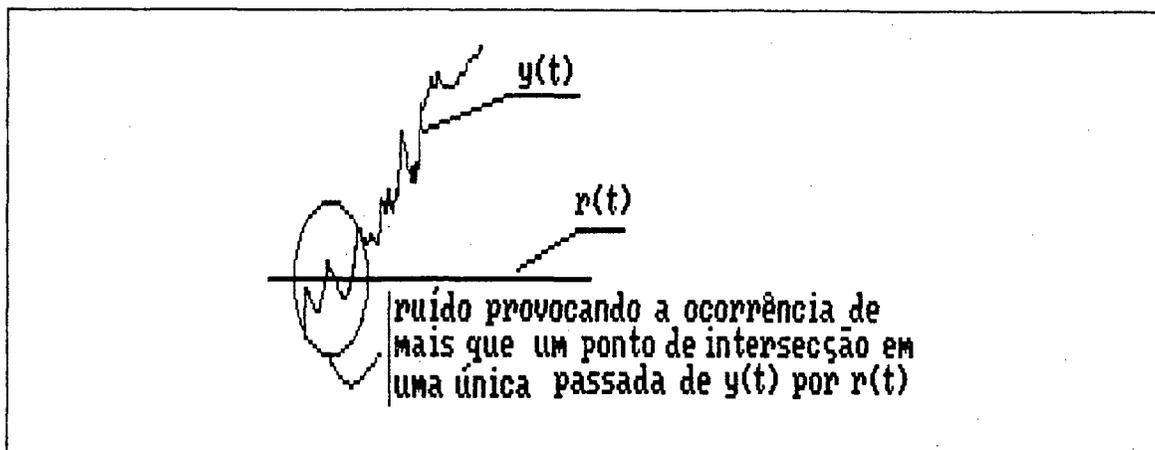


figura 3.8 - Detalhe da intersecção de  $y(t)$  e  $r(t)$

b) *Estratégia para determinação dos sobrepassos e subpassos da resposta ( $S_o, S_u, S_{o_2}, S_{u_2}$ ):*

A determinação de um sobrepasso (subpasso) na versão 1.0 do PID-AA era realizada através da comparação ponto a ponto da curva até ser encontrado um ponto maior (menor) que o seu sucessor. Neste novo método, para diminuir a influência do ruído, acrescentou-se a esta técnica de procura ponto a ponto o conceito de região envolvente. Isto é, determina-se uma faixa de largura igual a FR (obtida no reconhecimento de malha aberta) acima e abaixo do ponto que serve de base para comparação ( $y_b$ ), conforme mostrado na figura 3.9. Qualquer ponto da curva que estiver dentro da região delimitada pelas duas faixas, denominada região envolvente, é desconsiderado, ou seja, o segundo ponto da comparação deve ter uma "altura" ( $y$ ) que difere no mínimo FR da "altura" do ponto  $y_b$  ( $|y_b - y| \geq FR$ ). Além disso, adotou-se a convenção que para um ponto ser considerado como sobrepasso (subpasso) sua "altura" deve ser maior (menor) que a dos primeiros três pontos, subsequentes, fora da região envolvente. Naturalmente, a procura de sobrepassos e subpassos é realizada de forma

alternada, isto é, primeiramente procura-se um sobrepasso, depois um subpasso e assim sucessivamente.

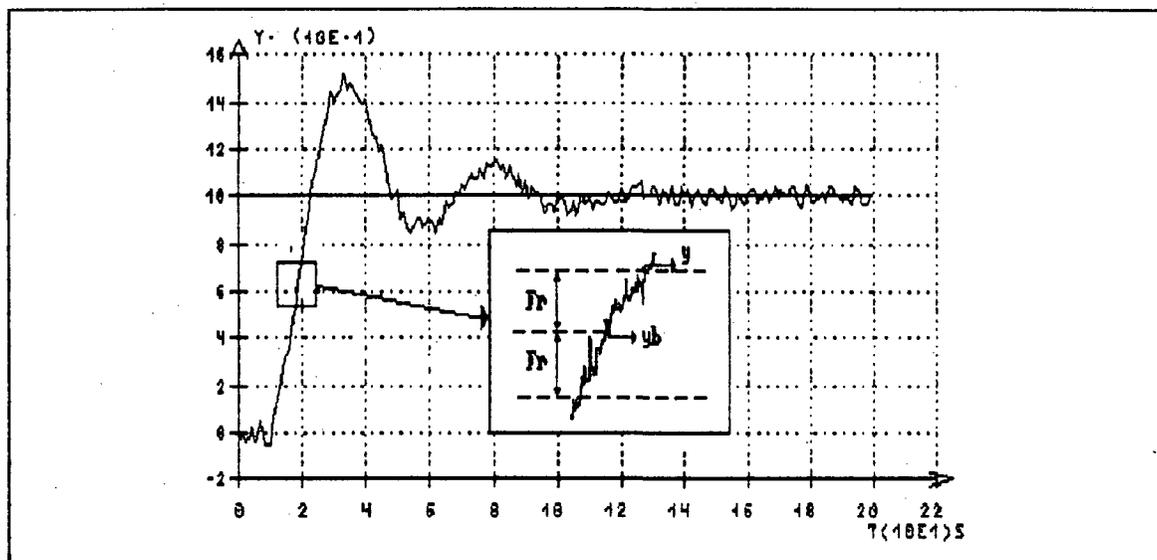


figura 3.9 - Técnica de extração dos sobrepasso e subpasso

Em função das dificuldades apresentadas pelo novo método na determinação dos sobrepassos e subpassos, em curvas onde estes não são muito acentuados pois a região envolvente pode "encobri-los", acrescentou-se uma segunda forma de determinação destes valores. Nesta, procede-se a procura por um ponto de máximo (mínimo) nos intervalos delimitados por duas intersecções consecutivas de  $y(t)$  com  $r(t)$ , sendo este valor adotado como o valor do sobrepasso (subpasso). Desta forma, toda vez que um procedimento de reconhecimento apresentar duas intersecções consecutivas, sem que entre estas tenha sido detectado um sobrepasso ou subpasso pela técnica da região envolvente, o valor do sobrepasso (subpasso) é obtido pela determinação do valor máximo (mínimo) encontrado.

*c) Cálculo do período de oscilação amortecida ( $T_a$ )*

O período de oscilação amortecida é determinado através da média dos seguintes intervalos de tempo:

- intervalo entre o ponto de ultrapassagem de FR por  $y(t)$  (início da área  $A_0$ ) e o primeiro subpasso ( $S_u$ );
- intervalo entre o primeiro e o terceiro ponto de intersecção de  $y(t)$  e  $r(t)$ ;

*d) Cálculo das áreas características ( $A_0, A_1, A_2, A_3$ )*

O cálculo das áreas é realizado através do método trapezoidal, sendo que adotou-se a convenção de que áreas menores que 1% do valor de  $A_0$  são consideradas nulas. Se em função desta convenção surgirem incoerências entre os valores das áreas, por exemplo: área  $A_2$  maior que zero e área  $A_1$  igual a zero; o reconhecimento de forma é abortado.

### **3.4.2 - Classificação pelos Parâmetros Extraídos e Validação pela Análise de Áreas**

Após a extração dos parâmetros da curva de reação, realiza-se a classificação da resposta de malha fechada, segundo os mesmos critérios utilizados na versão 1.0 do PID-AA (ver item 2.4.4). Sendo que o novo método introduz uma etapa de validação qualitativa da classificação, através da verificação da coerência entre o grupo especificado e as áreas existentes, conforme indicado na tabela 3.6.

grupo	ÁREAS EXISTENTES			
	A0	A1	A2	A3
1	X	X		
2	X	X	X	
3	X	X	X	
4	X	X	X	
5	X	X		
6	X	X		
7	X	---	---	---
8	X	---	---	---
9	X	X	X	X
10	X	X		

X - a área deve existir

--- - a área não pode existir

branco - a área pode existir

Tabela 3.6 - tabela com indicação das relações entre as áreas e os grupos.

### 3.4.3 - Exemplos

Apresentaremos a seguir os resultados obtidos, com o método de reconhecimento proposto, na determinação dos parâmetros da curva da figura 3.10, sob a presença de ruídos:

#### a) Distribuição normal

média = 0.0

variância =  $1.0 \times 10^{-4}$

média dos valores de pico = 1.0% do valor do degrau aplicado

#### b) Distribuição normal

média = 0.0

variância =  $4.1 \times 10^{-4}$

média dos valores de pico = 2.0% do valor do degrau aplicado.

parâmetros de identificação	média das amplitudes do ruído em % do valor do degrau aplicado		
	0%	1%	2%
sobrepasso	0.344	0.356	0.342
subpasso	0.080	0.073	0.115
2º sobrepasso	0.018	0.000	0.077
2º subpasso	0.000	0.000	0.000
período	95.30	94.16	95.13
$A_0$	25.18	24.57	25.19
$A_1$	10.53	10.43	10.20
$A_2$	2.370	2.290	2.240
$A_3$	0.530	0.000	0.000

tabela 3.3- Parametros de malha fechada referentes a curva da figura 3.10.

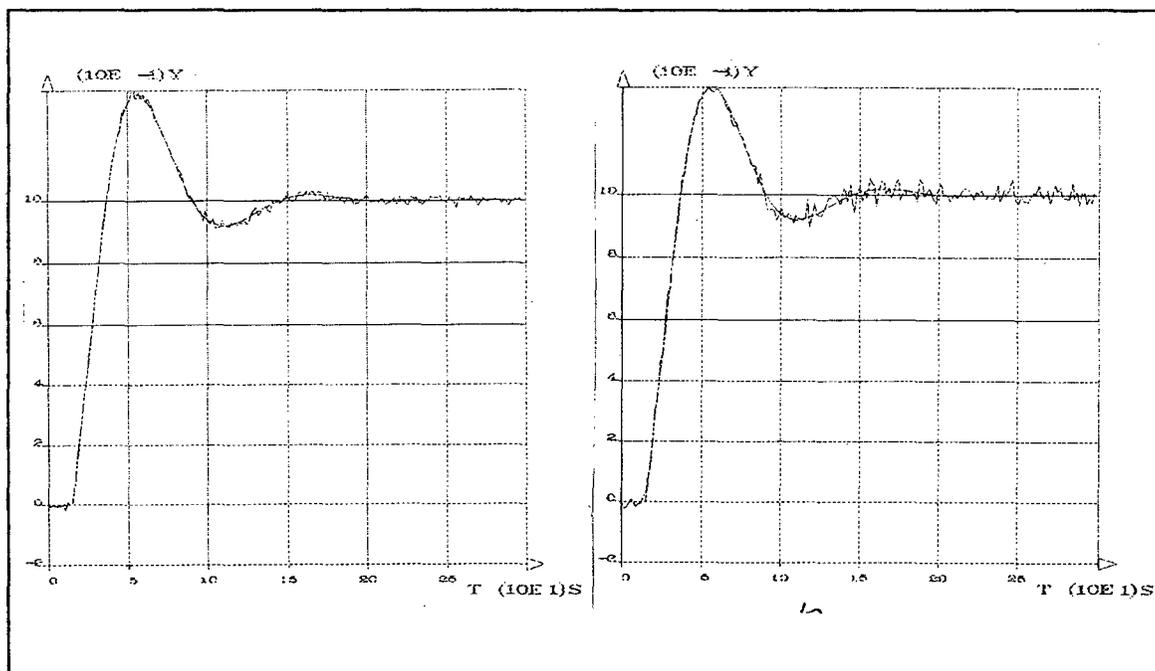


figura 3.10 - Curva de resposta de um sistema em malha fechada; a) sem ruído e com ruído com média de amplitude correspondente a 1% do valor do degrau aplicado; b) sem ruído e com ruído com média de amplitude correspondente a 2% do degrau aplicado.

Analisando os valores dos parâmetros obtidos para cada caso na tabela 3.3, percebemos que os valores das áreas e do

período sofrem pouca alteração com o aumento da média da amplitude do ruído, por outro lado o método começa a apresentar erros consideráveis na identificação dos valores dos picos da curva (sobrepassos e subpassos) a medida que esta amplitude aumenta. Das análises realizadas no decorrer dos estudos concluiu-se que: a aplicação desta técnica apresenta resultados satisfatórios quando a média da amplitude do ruído está na ordem de 1% do valor do degrau, correspondente a mudança de referência, ou do valor do primeiro pico da perturbação de carga. Porém em curvas submetidas a ruídos com amplitudes mais elevadas a técnica apresenta problemas para identificar os sobrepassos e subpassos quando estes não estão muito acentuados.

### 3.5 - CONCLUSÃO

O reconhecimento de forma, por ser a principal fonte de informações sobre o comportamento do processo, constitui um ponto crítico no funcionamento do PID-AA. Portanto torna-se necessário o uso de métodos robustos que possam ser aplicados no ambiente industrial, onde existe a presença de ruído.

Para o reconhecimento da resposta de malha aberta, os resultados obtidos permitem afirmar a validade do método da regressão linear. Em malha fechada, as técnicas propostas, apresentam uma maior confiabilidade na classificação da forma de onda, no entanto métodos mais robustos devem ser estudados.

## CAPÍTULO IV

### AJUSTE DO CONTROLADOR COMO REGULADOR

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se, neste capítulo, o aprimoramento realizado no método de ajuste inicial de ZNM [Pagano, 89] e os estudos sobre o ajuste do controlador quando este atua como regulador.

O aprimoramento realizado no método de ZNM, buscou diferenciar o ajuste do controlador conforme a ordem do processo, melhorando a qualidade do ajuste inicial e diminuindo o número de ciclos de auto-ajuste necessários para obter a resposta desejada do sistema.

Por sua vez os estudos do problema de ajuste do controlador para rejeição de perturbações de carga, indicaram a necessidade de ajustes diferenciados para atuação do controlador como servomecanismo e regulador. Em função disso, regras de ajuste, diferentes das desenvolvidas na primeira versão do PID-AA, obtidas da análise do sistema a mudanças de referência, foram definidas através da observação do comportamento das respostas dos processos, submetidos a perturbações de carga, em relação a alterações nos parâmetros do controlador. Ressalta-se que como hipótese de trabalho considerou-se que as perturbações de carga são do tipo degrau.

## 4.2 - APRIMORAMENTO DO MÉTODO DE ZNM

No ajuste inicial do controlador na versão 1.0 do PID-AA, aplicava-se o método de ZNM [Pagano, 89], o qual realizava um refinamento dos valores  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$ , calculados pelas fórmulas de Ziegler - Nichols [Ziegler, 42], em função da relação  $1/\tau$  do processo. Todo o ajuste estava baseado nos valores de  $K_p$ ,  $L$  e  $\tau$  de um modelo de primeira ordem do processo. Apesar desta metodologia apresentar resultados adequados, diferentes desempenhos eram obtidos para processos com diferentes ordens e mesma relação  $1/\tau$ .

Visando melhorar o desempenho do método de ZNM, nesta nova versão passou-se a considerar uma estimativa da ordem do processo na determinação dos valores de  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$ . Para isso, acrescentou-se ao conjunto de parâmetros que serviam de base para o método de ZNM o ponto de inflexão ( $P_{inf}$ ) da curva de reação do processo.

### 4.2.1 - Relação Entre $P_{inf}$ e Ordem do Processo

Conforme citado no capítulo 3, o  $P_{inf}$  (doravante  $P_{inf}$ ) representará a ordenada do ponto de inflexão da resposta em malha aberta à um degrau unitário, normalizada em relação ao ganho estático do processo) fornece uma noção sobre a ordem do processo. Isto pode ser observado através da figura 4.1, onde são comparadas as curvas de reação dos processos (a), (b) e (c) obtidas a partir da aplicação de um degrau de amplitude  $U$ . A medida que aumenta a ordem do processo o início da subida da curva se torna mais suave e a ordenada do  $P_{inf}$  aumenta. Mesmo para processos com diferentes constantes de tempo, as comparações entre os pontos de inflexão, permitem a diferenciação segundo a ordem de cada um. Isto é, processos com o mesmo número de constantes de tempo dominantes possuem pontos de inflexão semelhantes.

	processo a	processo b	processo c
G(s)	$\frac{1 e^{-10s}}{(20s + 1)}$	$\frac{1 e^{-10s}}{(20s + 1)^3}$	$\frac{1e^{-10s}}{(20s + 1)^6}$

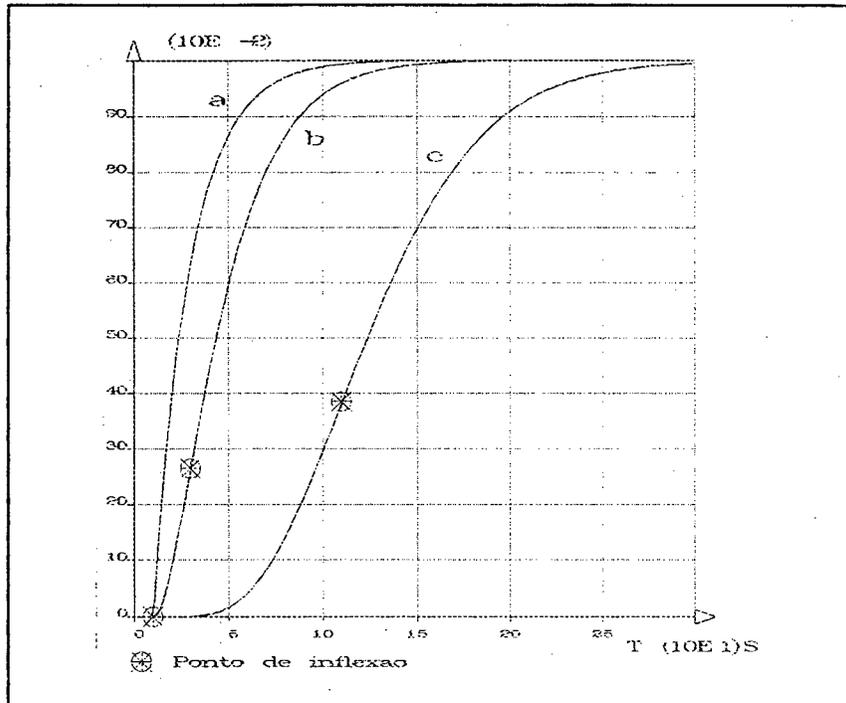


figura 4.1 - curvas de reação dos processos a, b e c

#### 4.2.2 - Determinação dos Novos Coeficientes Alfa, Beta e Gama Como Funções de $1/\tau$ e do $P_{inf}$

Para que a ordem do processo fosse considerada no ajuste realizado pelo método de ZNM, novos valores dos coeficientes alfa, beta e gama foram definidos, gerando um conjunto de curvas onde estes coeficientes estão mapeados em função da relação  $1/\tau$  e parametrizados em  $P_{inf}$

##### 4.2.2.1 - Metodologia

A metodologia utilizada para obter este novo conjunto de curvas consistiu-se dos seguintes passos:

a) *Definição dos Valores de  $P_{inf}$  a serem considerados:*

Da análise das respostas de malha aberta de um grande número de processos com diferentes ordens, realizada através de simulações, constatou-se que o aumento do valor do  $P_{inf}$  com o aumento da ordem do processo, apresentava as seguintes características:

- grande diferença entre o valor do  $P_{inf}$  para processos de 1ª ( $P_{inf} = 0.0\%$ ) e 2ª (média  $P_{inf} = 26\%$ ), sendo que existem processos compostos por um pólo dominante e um ou mais pólos não-dominantes que apresentam  $P_{inf}$  entre estes dois valores;
- o aumento do  $P_{inf}$  na faixa de processos de 2ª, 3ª, 4ª e 5ª ordem se dá suavemente;
- para processos de ordem igual ou superior a 6 o valor do  $P_{inf}$  permanece praticamente constante.

Considerando as características acima e a partir da média dos pontos de inflexão, de processos onde estes são próximos, determinou-se 7 valores de  $P_{inf}$  como base para obtenção das curvas de alfa, beta e gama, quais sejam:

- $P_{inf} = 0.0\%$ , equivalente a processos de 1ª ordem;
- $P_{inf} = 15\%$ , equivalente a processo com característica dominante de primeira ordem;
- $P_{inf} = 21\%$ , equivalente a processo com característica dominante de primeira ordem;
- $P_{inf} = 26.0\%$ , equivalente a processo com característica dominante de 2ª ordem;
- $P_{inf} = 32.0\%$ , equivalente a processos com característica dominante de 3ª ordem;
- $P_{inf} = 35.0\%$ , equivalente a processos com característica dominante de 4ª ordem;

- $P_{inf} = 38.0\%$ , equivalente a processos de 6ª ou maior ordem;

#### *b) Definição dos Objetivos de Controle*

Para levantar os valores de alfa, beta e gama são necessários os parâmetros  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  correspondentes à resposta ótima do sistema, referente aos objetivos de controle desejados. Para este levantamento definiu-se os seguintes objetivos de controle:

erro de regime nulo

Somax= 10%

Sumax= 5%

integral do erro absoluto "minimizada"

#### *c) Levantamento dos Valores de Alfa, Beta e Gama*

Uma vez escolhidos os valores de  $P_{inf}$  e os objetivos de controle base para as curvas, realizou-se o levantamento dos valores de alfa, beta e gama a partir da relação existente entre os parâmetros  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$ , correspondentes ao ajuste de ZN e à resposta ótima do sistema, determinados para um conjunto de processos com ordens equivalentes a cada valor de  $P_{inf}$  escolhido.

#### **4.2.2.2 - Resultados obtidos**

A figura 4.2 apresentada as curvas alfa, beta e gama obtidas através da metodologia acima, para o caso do controlador operando como servomecanismo. Da observação destas curvas podemos concluir:

- o coeficiente alfa diminui com o aumento do  $P_{inf}$  e aumenta em função de aumentos em  $1/\tau$ ;
- o coeficiente beta diminui com o aumento de  $1/\tau$  e do  $P_{inf}$  ;
- o coeficiente gama diminui com o aumento de  $1/\tau$  e aumenta com o aumento do  $P_{inf}$  de 0% a 26%, diminuindo novamente para os demais  $P_{inf}$  ;
- para os  $P_{inf}$  de 32%, 35% e 38% os valores de alfa, beta e gama são muito semelhantes;

Com as alterações realizadas as novas fórmulas do método de ZNM para cálculo dos parâmetros do PID são:

$$K_c = K_{c_{zn}} \text{ alfa } (1/\tau, P_{inf})$$

$$T_i = T_{i_{zn}} \text{ beta } (1/\tau, P_{inf})$$

$$T_d = T_{d_{zn}} \text{ gama } (1/\tau, P_{inf})$$

onde:

$K_{c_{zn}}$ ,  $T_{i_{zn}}$  e  $T_{d_{zn}}$  são os valores calculados pelo método de Ziegler e Nichols;

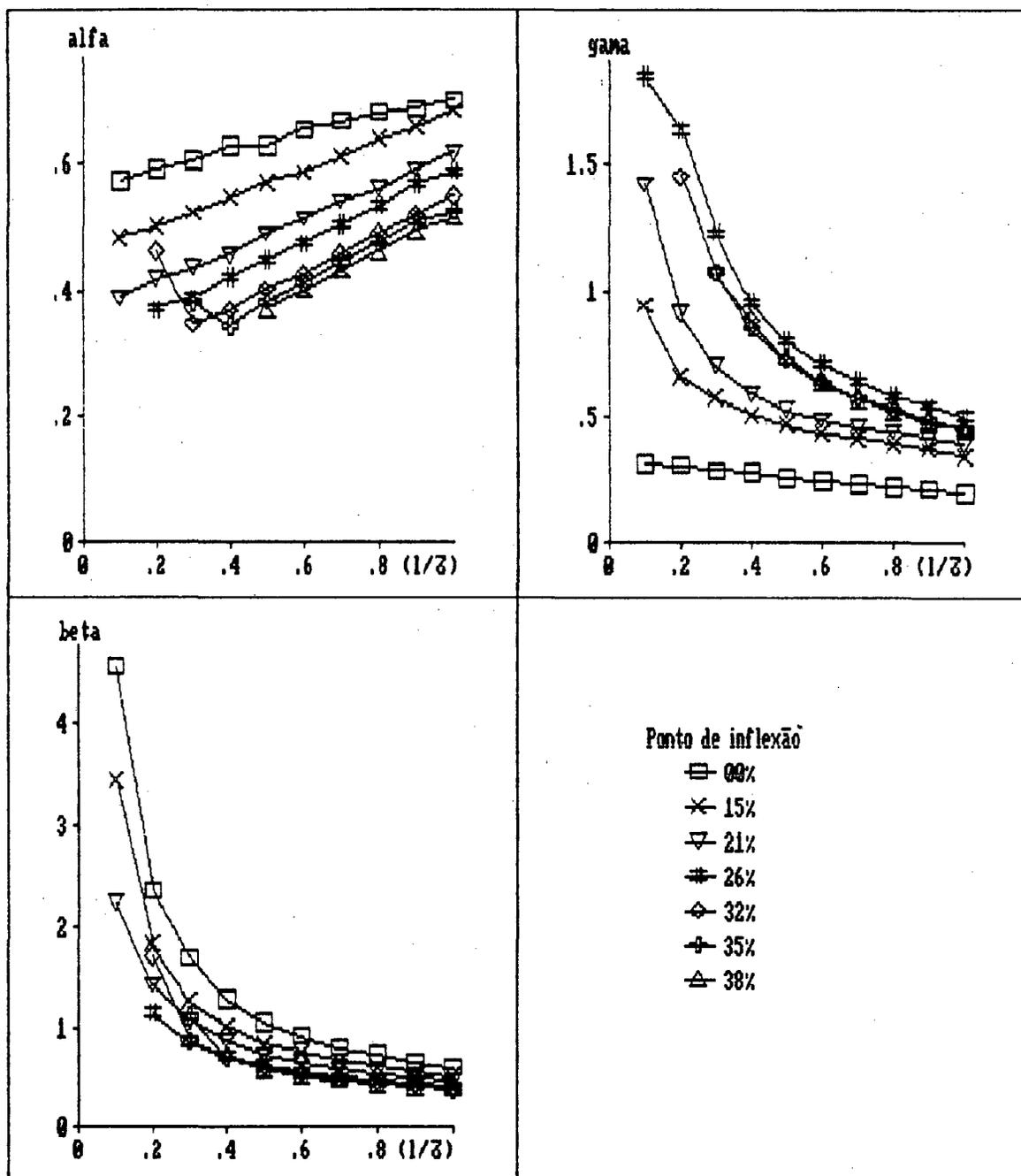


figura 4.2 - Famílias de curvas para alfa, beta e gama, em função do  $P_{inf}$  e da relação  $1/\tau$ .

A título de comparação dos resultados obtidos com este aprimoramento do método de ZNM na figura 4.3 apresenta-se as respostas de malha fechada, correspondentes aos ajustes do ZNM, sem a inclusão do  $P_{inf}$  e com a inclusão deste, de dois processos com o mesmo valor de  $1/\tau$  porém, com ordens diferentes. Nota-se que para o processo de 1ª ordem, o ajuste

peelo método de ZNM com  $P_{inf}$  resulta numa resposta dentro das especificações e mais rápida do que a obtida pelo ajuste pelo método de ZNM sem  $P_{inf}$ . Para o segundo processo, observa-se que os dois métodos fornecem respostas parecidas, isto ocorre devido a semelhança entre os coeficientes do método de ZNM sem  $P_{inf}$  e os obtidos para o  $P_{inf}$  correspondente a ordem deste processo.

	processo (1) $1/\tau = 0,25$	processo (2) $1/\tau = 0,25$
$G(s)$	$\frac{1 e^{-2,5s}}{(10s + 1)}$	$\frac{1 e^{-1,9s}}{(20s + 1)^3}$

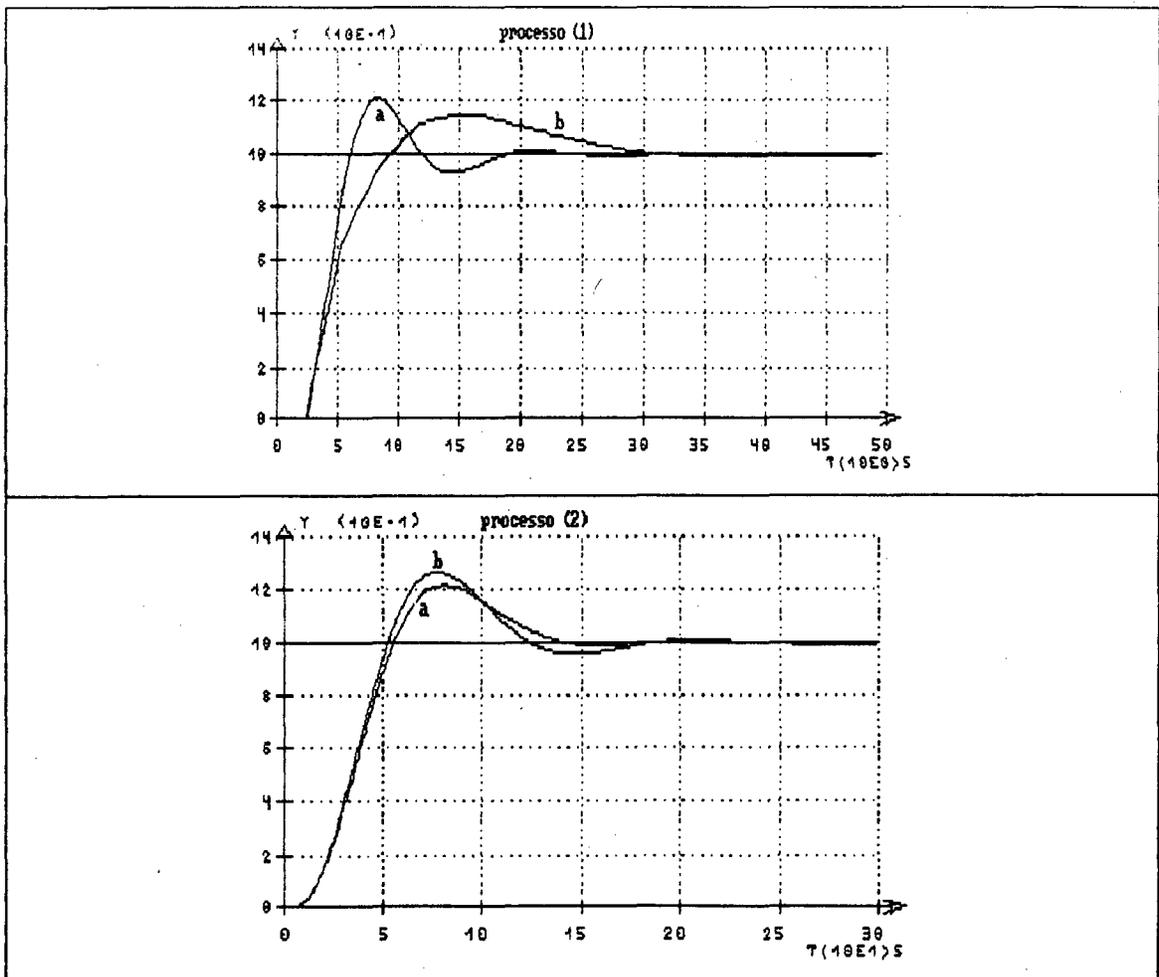


figura 4.3 - Respostas de malha fechada dos processos (1) e (2) com o controlador ajustado por: a) ZNM com  $P_{inf}$ ; b) ZNM sem  $P_{inf}$

#### 4.2.3 - Determinação dos Coeficientes Alfa, Beta e Gama para o Caso das Perturbações de Carga

Em uma determinada malha de controle, o ajuste de um controlador para operar como regulador, em geral, será diferente do ajuste para que este mesmo controlador opere como servomecanismo. A razão deste fato, pode ser entendida através da observação do exemplo da figura 4.4, onde é apresentada uma típica malha de controle sujeita a duas excitações que atuam em pontos diferentes da malha, a referência "r" e a perturbação "w". Observando as funções do erro de seguimento, percebe-se que existem diferenças entre o comportamento deste em função do tipo de excitação. Resulta claro neste caso que o  $G(s)$  que otimiza a resposta e não fará necessariamente o mesmo para  $e_w$  [Hang, 89].

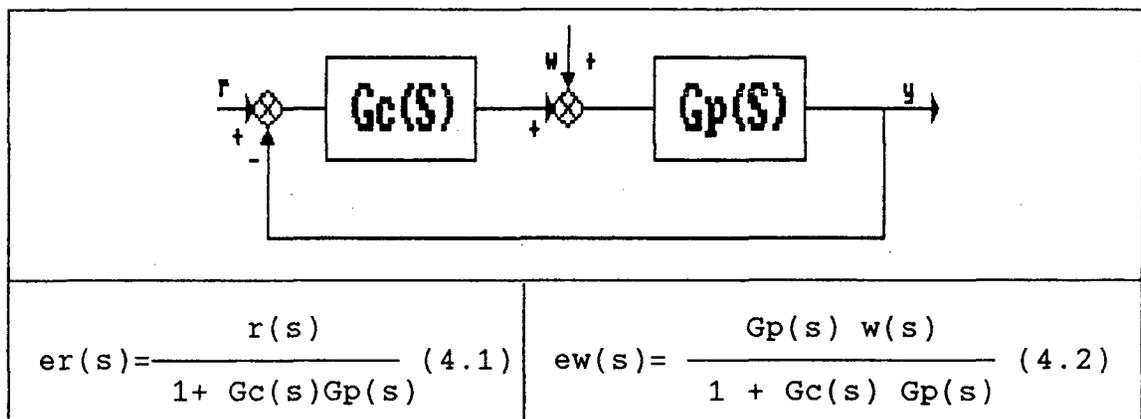


figura 4.4 - Funções de transferência vista a partir da referência (4.1) e a partir da perturbação (4.2)

Com base no comentado acima podemos concluir que a aplicação do método de ZNM para o ajuste inicial do PID-AA, quando este atua como regulador, requer valores de alfa, beta e gama diferentes dos utilizados para quando este opera como servomecanismo.

Por sua vez a obtenção dos valores de alfa, beta e gama, específicos para ajuste do controlador atuando como regulador, deve levar em conta que geralmente não existe informação exata

podem atuar em qualquer ponto de um processo. Em função disso, valores de alfa, beta e gama foram obtidos, utilizando a mesma metodologia descrita no item 4.2.2.1, para ocorrências de perturbações nos dois extremos do processo, isto é, perturbações de carga atuando na "entrada" do processo e na "saída" do processo, pontos "A" e "B" do diagrama da figura 4.5. Da média destes valores determinou-se um único conjunto de curvas dos coeficientes alfa, beta e gama para calcular o ajuste inicial do PID referente ao seu funcionamento como regulador.

Cabe ressaltar que as curvas correspondentes à perturbações em "B" são as mesmas obtidas para a referência, uma vez que o comportamento do erro de seguimento é idêntico quando o sistema é submetido a variações de referência e a perturbações na saída do processo.

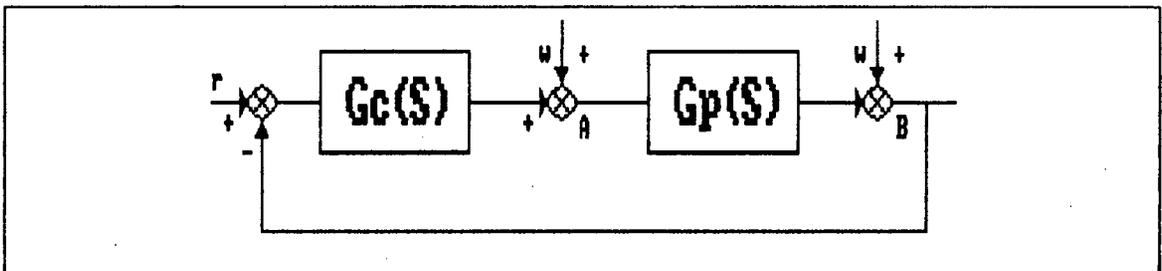


figura 4.5 - Diagrama de blocos de malha fechada com indicação dos dois casos extremos de perturbação de carga em relação ao local de atuação

#### 4.2.3.1 - Resultados obtidos

Observando as curvas de alfa, beta e gama, da figura 4.6, percebe-se que o comportamento dos coeficientes para ajuste do controlador como regulador, é semelhante ao dos coeficientes determinados para o caso do servomecanismo, sendo que os valores de alfa e gama tornam-se mais elevados.

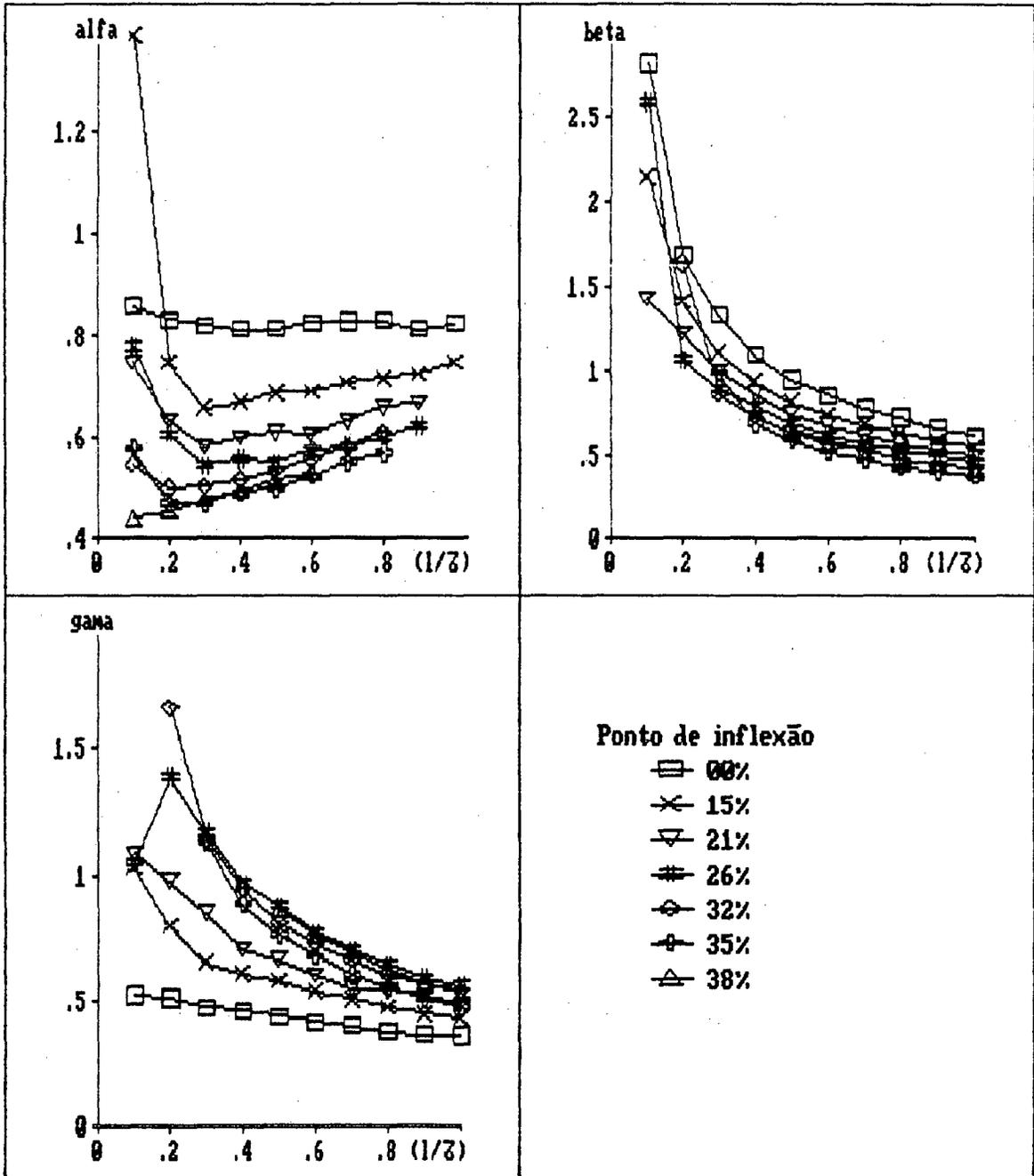


figura 4.6. Curvas dos coeficientes alfa, beta e gama para ajuste do controlador como regulador

Como comentado na seção anterior, devido a impossibilidade de determinar com certeza o ponto de aplicação

Como comentado na seção anterior, devido a impossibilidade de determinar com certeza o ponto de aplicação das perturbações, optou-se por utilizar os valores de alfa, beta e gama correspondentes à média dos valores obtidos para os dois casos extremos (perturbações de "entrada" e perturbações de "saída"). Com isso, houve uma diminuição na qualidade do ajuste resultante. No entanto, os ajustes obtidos, na maioria dos casos, mostraram-se superiores ao ajuste de ZN, conforme apresenta o exemplo da figura 4.7.

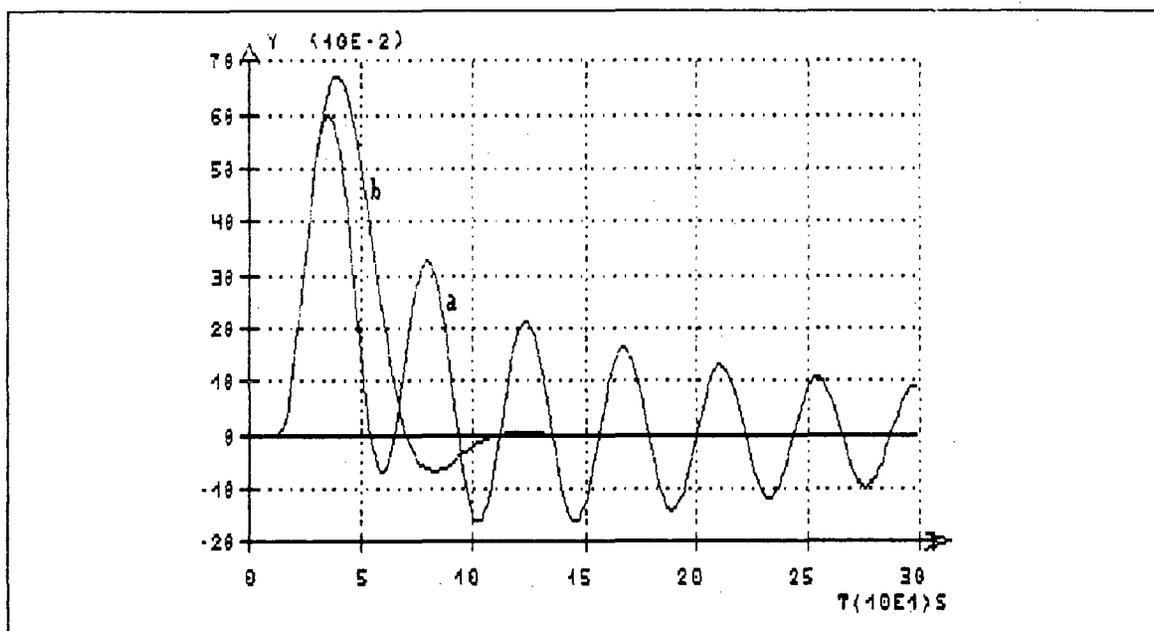


figura 4.7 - Ajustes iniciais para perturbações de carga: a) método de ZN; b) método de ZNM

### 4.3 - AUTO-AJUSTE DO CONTROLADOR COMO REGULADOR

Como explicitado em 4.2.3 o ajuste do controlador como regulador, em muitos casos, deve ser diferente do ajuste utilizado para este atuar como servomecanismo. Nessa perspectiva, uma vez que o conjunto de regras de auto-ajuste, desenvolvido para a versão 1.0 do PID-AA, visava a operação

do controlador como servomecanismo, tornou-se necessário acrescentar, um conjunto de regras apropriado para auto-ajuste do PID-AA como regulador.

Desta forma, seguindo a mesma metodologia de estudos utilizada para a obtenção do conjunto de regras da 1ª versão [Pagano, 89], estendeu-se a base de regras para que esta atendesse as condições de operação do PID-AA como servomecanismo e como regulador.

Em função das diferenças do ajuste do controlador para as duas condições de operação, foi necessário a utilização de um conjunto de parâmetros  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  específico para tratamento de perturbações e outro para tratamento de mudanças de referência. Sendo que, detectada uma mudança de referência pelo controlador os parâmetros específicos para esta situação são aplicados no algoritmo de controle, caso contrário o controlador opera com o conjunto de parâmetros definido para tratamento das perturbações de carga.

Nos itens seguintes analisa-se os aspectos do procedimento de auto-ajuste, resultante do estudo empírico do comportamento de um grande número de processos frente a perturbações de carga.

#### 4.3.1 - Reconhecimento e Classificação da Resposta do Sistema

O procedimento de auto-ajuste é iniciado através do reconhecimento e classificação da resposta do sistema, sendo duas formas de classificação realizadas:

a) *Classificação da resposta do sistema em função da forma:*

Conforme descrito no capítulo 2 a cada ocorrência de perturbação ou mudança de referência, o controlador PID-AA realiza o reconhecimento de forma da curva de resposta,

classificando-a em grupos correspondentes a 10 padrões de ondas pré-definidos, os quais são apresentados no anexo A.

*b) Classificação da resposta em função do lugar de entrada da perturbação:*

Devido ao fato do comportamento do processo perante a ocorrência de uma perturbação depender do local de entrada desta, também classifica-se a resposta do sistema em função do local de entrada da perturbação que lhe deu origem.

O método para realizar esta segunda classificação, consiste na comparação entre o tempo de pico ( $T_p$ ) (fig.4.8) da resposta do sistema e o tempo de atraso efetivo do processo ( $L$ ). Através do estudo das respostas geradas por diversos processos às perturbações em diferentes pontos da malha, observou-se que quando o local de entrada destas ocorre nas proximidades do ponto A do diagrama da figura 4.5  $T_p$  é igual ou superior a  $L$  e a medida em que a perturbação se desloca de A para B o valor de  $T_p$  diminui. Baseando-se neste fato classificou-se as respostas dos sistemas como resultante de dois tipos de perturbações:

- Perturbações "de entrada":  $T_p > L * 0.5$ , perturbação na entrada do processo, próxima ao ponto A do diagrama;
- Perturbações "de saída":  $T_p < L * 0.5$ , perturbação na saída do processo próxima ao ponto B do diagrama.

Como exemplo apresentamos na figura 4.8 curvas de resposta, de um sistema com atraso eficaz igual a 30, a uma perturbação ocorrendo na entrada do processo (4.8.a) e na saída do processo (4.8.b). Observa-se que em (4.8.a) o valor de  $T_p$  é maior que 50% de  $L$  enquanto em (4.8.b) é menor.

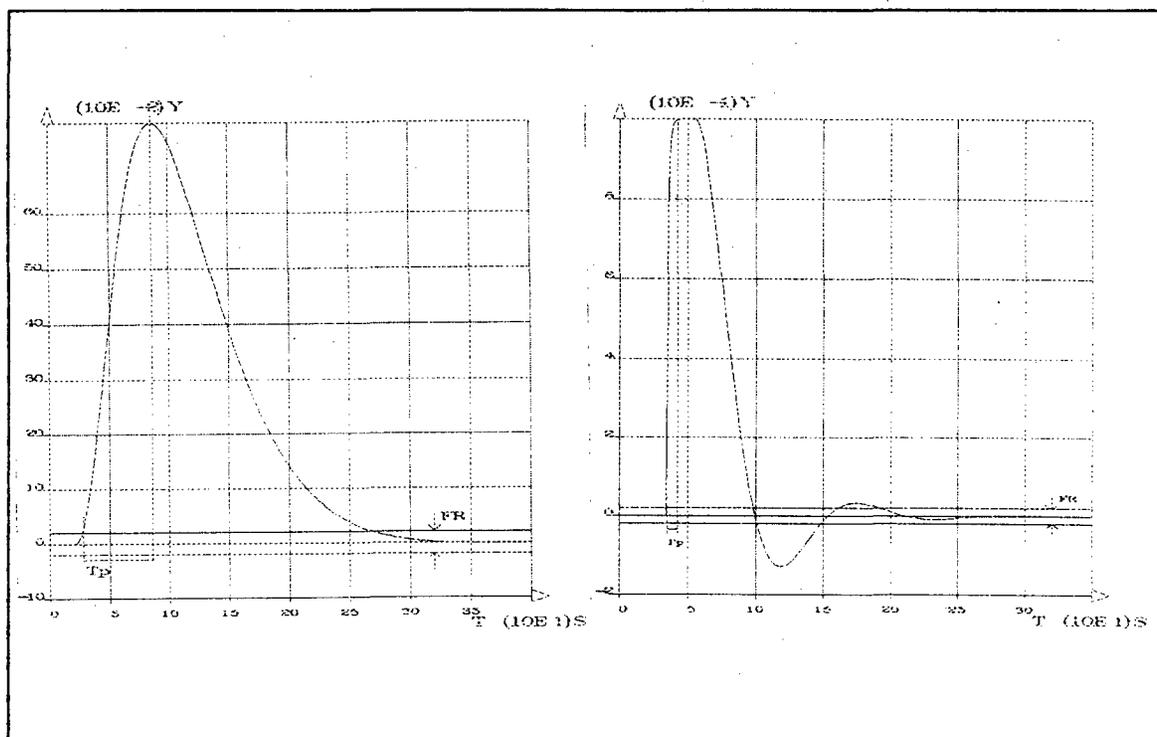


figura 4.8 - Determinação de  $T_p$ , sobre a resposta do sistema a perturbação: a) na entrada do processo; b) na saída do processo

#### 4.3.2 - Ajuste dos Parâmetros do Controlador

O ajuste do controlador para tratamento de perturbações de carga, tem por objetivo obter uma resposta de "tempo minimizado" dentro das especificações de controle, definidas pelo usuário através dos valores de  $S_{omax}$  e  $S_{umax}$  (ver cap. 2). Além disso, nas ocorrências de perturbações "de entrada", as ações de controle visam diminuir a amplitude do primeiro pico da resposta do sistema, uma vez que, para respostas estáveis, este representa o maior afastamento da variável controlada, em relação a referência.

Para realização do ajuste, duas estratégias de controle são utilizadas. A primeira corresponde ao ajuste do controlador em função do grupo no qual a resposta do sistema foi classificada. Enquanto que a segunda estratégia refere-se ao emprego da metodologia de fase (ver cap. 2).

Enquanto que a segunda estratégia refere-se ao emprego da metodologia de fase (ver cap. 2).

#### 4.3.2.1 - Ajustes do controlador em função da classificação em grupos

Conforme comentado no capítulo 2 para cada padrão de forma de onda é definido um conjunto de regras que representa as ações necessárias para ajustar o PID. Estas regras, traduzem o conhecimento adquirido, através de estudo empírico, sobre o ajuste do controlador a partir da análise da resposta do sistema.

Os parâmetros do controlador a serem modificados e o tipo de modificação a ser realizada, são definidos com base no comportamento dos parâmetros de orientação de ajuste, extraídos da resposta do sistema na etapa de reconhecimento de forma (ver cap. 2). Apresenta-se a seguir alguns exemplos de regras de ajuste:

##### - Regra de Ajuste do grupo 4

O padrão de onda correspondente ao grupo 4 (ver anexo A), é característico de um processo onde a ação de controle integrativa precisa ser aumentada. O aumento é definido com base no valor de  $\delta_{Su}$  (diferença entre o subpasso da resposta e o valor de  $S_{max}$ , em porcentagem) ou  $\delta_{So}$  (diferença entre o sobrepasso da resposta e o valor de  $S_{max}$ , em porcentagem):

" Se o objetivo de controle é diminuir  $T_i$  em função do valor de  $\delta_{SU}$  e  $\delta_{SU}$  é maior que 2., então diminuir  $T_i$  de 10% "

##### - Regra de Ajuste do grupo 9

Nas respostas classificadas como grupo 9 (ver anexo A), a correção a ser feita no controlador corresponde a diminuição da ação derivativa. O parâmetro de ajuste neste caso é o valor da relação

" Se o objetivo de controle é diminuir  $T_d$  em função do valor da relação  $\frac{S_o}{S_{o2}}$  e a relação  $\frac{S_o}{S_{o2}}$  é menor ou igual a 5%, então diminuir  $T_d$  em 15% "

Para utilização da estratégia de ajuste do controlador em função da classificação em grupos, nas ocorrências de perturbações dois novos aspectos tiveram que ser considerados:

#### *a) O Local de Entrada da Perturbação*

Para o caso de ajuste do controlador como regulador, a cada padrão de onda correspondem dois conjuntos de regras, um para perturbações "de entrada" e outro para perturbações "de saída". A definição de qual conjunto de regras utilizar é realizada com base na classificação da resposta do sistema quanto ao local de entrada da perturbação. Para perturbações "de saída", devido à semelhança dos comportamentos dos sistemas submetidos a este tipo de perturbação e submetidos a uma mudança de referência, utiliza-se o mesmo conjunto de regras de ajuste que serve de base para atuação do controlador como servomecanismo. Por sua vez, para perturbações "de entrada" emprega-se um novo conjunto de regras, desenvolvido especialmente para esta situação.

As diferenças entre os dois conjuntos variam desde mudanças na intensidade de alteração de um mesmo parâmetro do controlador, até modificações em diferentes parâmetros para a mesma classificação de forma de onda. Por exemplo, as ações realizadas no grupo 3, tem por objetivo diminuir a amplitude do primeiro sobrepasso da resposta. Na ocorrência de perturbações "de saída", estas ações são traduzidas em regras que diminuem o valor de  $K_c$  em função da amplitude do primeiro sobrepasso (fig.4.9). Por sua vez, nas ocorrências de perturbações "de entrada", as regras nem sempre visam a diminuição do valor de  $K_c$ , uma vez que a diminuição deste significa o aumento do primeiro pico da resposta (fig.4.10). Portanto, em alguns

situações, as regras aumentam o valor de  $T_i$  para que obter a diminuição da amplitude do primeiro sobrepasso (fig.4.10).

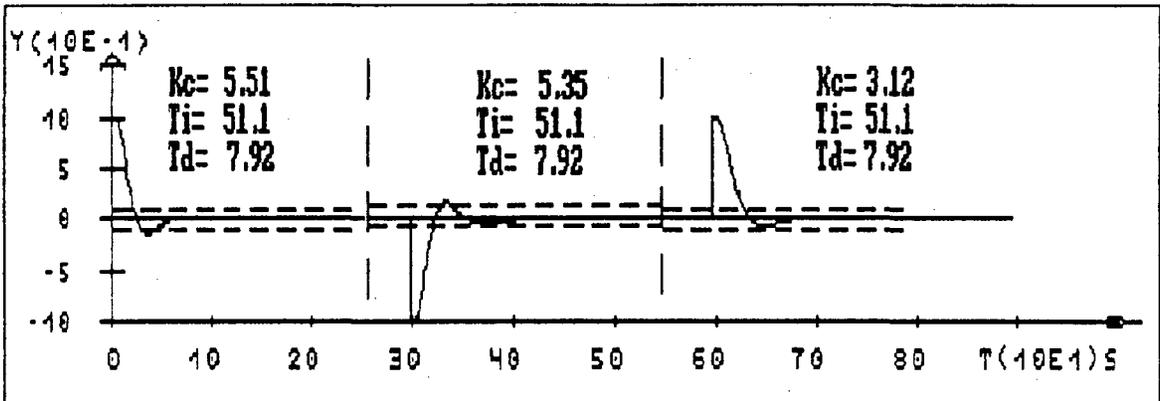


figura 4.9 - Diminuição do sobrepasso da resposta a perturbação "de saída" através da diminuição de  $K_c$ .

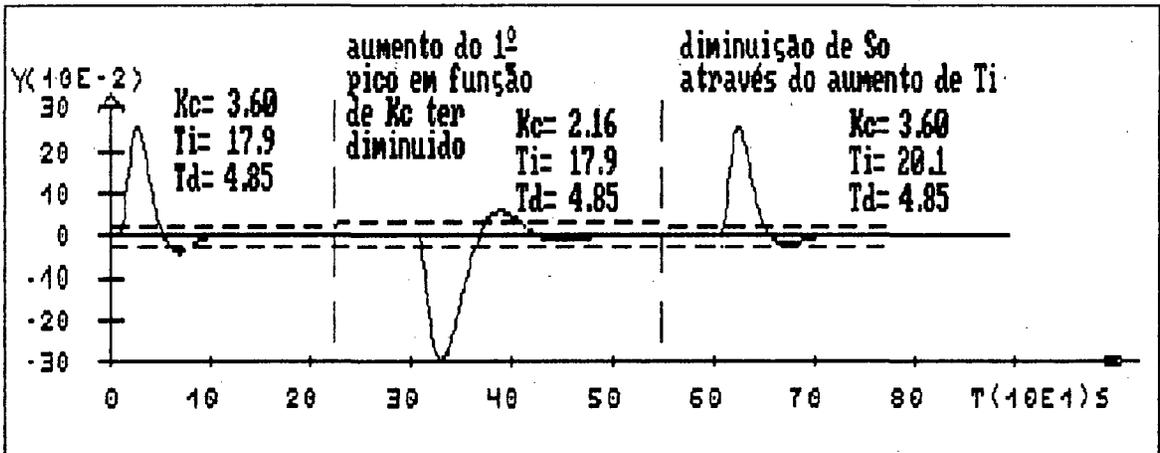


figura 4.10 - Aumento do primeiro pico devido a tentativa de diminuir o sobrepasso, diminuindo  $K_c$  e diminuição do sobrepasso através do aumento de  $T_i$ .

*b) As Especificidades do Ajuste do Controlador para Perturbação "de Entrada" em Processos com Relação  $1/\tau$  Inferior a 0.15*

Comentamos acima que um dos objetivos das ações de controle, na ocorrência de uma perturbação "de entrada", é diminuir a amplitude do primeiro pico da resposta do sistema. Através da análise do comportamento de diversos processos,

concluimos que o ganho proporcional ( $K_c$ ) é o parâmetro do controlador que influencia significativamente na amplitude do primeiro pico, isto é, a diminuição da amplitude do primeiro pico está diretamente ligada ao aumento de  $K_c$ . Além disso, observou-se que para processos com relação  $1/\tau$  inferior a 0,15, através do aumento de  $K_c$ , sem instabilizar o sistema, é possível diminuir a amplitude do primeiro pico a valores que tornam este desprezível em relação aos objetivos de controle desejados.

Com base nas análises realizadas e priorizando as ações de controle que visam diminuir a amplitude do primeiro pico, definiu-se uma estratégia de ajuste específica para a ocorrência de perturbação "de entrada" em processos com relação inferior a 0.15, composta pelas seguintes ações:

- para as respostas classificadas nos grupos 3, 4, 5, 6, 7 as ações de ajuste correspondem a aumentos de  $K_c$ ;

- para as respostas classificadas no grupo 8 ou 10, as ações de ajuste visam a diminuição de  $K_c$ , pois, nesta estratégia de ajuste, os grupos 8 e 10 correspondem às respostas que apresentam oscilações provocadas por um aumento excessivo de  $K_c$ . Nestes grupos, também é determinado o valor máximo que  $K_c$  pode assumir sem colocar em risco a estabilidade do sistema ( $K_{cmax}$ );

- para respostas classificadas no grupo 2, utiliza-se a metodologia de fase;

Diferente das outras estratégias, onde para o sistema ser considerado ajustado deve ser classificado como grupo 1, a estratégia de controle adotada para este tipo de processo, pode levar o sistema a outros dois estados finais de ajuste:

- o primeiro relaciona-se ao fato da amplitude do primeiro pico da curva de resposta não ultrapassar o valor de dois FR

estratégia de controle adotada para este tipo de processo, pode levar o sistema a outros dois estados finais de ajuste:

- o primeiro relaciona-se ao fato da amplitude do primeiro pico da curva de resposta não ultrapassar o valor de dois FR (faixa de ruído), quando o auto-ajuste é interrompido pela impossibilidade de se obter maiores informações sobre o comportamento da resposta do sistema;

- o segundo está vinculado ao fato do valor de  $K_c$  ser igual ao valor de  $K_{cmax}$  e as ações de controle resultantes da classificação da forma de onda corresponderem ao aumento de  $K_c$ , situação em que nenhum ajuste é realizado.

O valor de  $K_{cmax}$  obtido durante o ajuste do controlador, está vinculado ao ponto de operação do sistema, desta forma é possível estabelecer um novo valor de  $K_{cmax}$  quando há alteração do ganho do processo. Para identificar as alterações no ganho do processo, utiliza-se o tempo de ocorrência do primeiro pico ( $T_p$ ), uma vez que alterações no ganho do processo modificam o tempo de resposta do sistema. O aumento no valor de  $T_p$  significa a diminuição do ganho do processo e em consequência o valor de  $K_{cmax}$  é liberado, enquanto que a diminuição de  $T_p$  significa aumento do ganho do processo, o que pode levar a valores de  $K_{cmax}$  inferiores ao já calculado.

#### 4.3.2.2 - Ajuste do controlador utilizando a metodologia de fase

A metodologia de fase [Pagano, 89], é utilizada para determinar, por intermédio das taxas "I" ( $T_i/T_a$ ) \* e "D" ( $T_d/T_a$ ), valores de  $T_i$  e  $T_d$  que "minimizem" a integral do erro absoluto. Ao mesmo tempo, a metodologia de fase permite a reavaliação da relação  $1/\tau$  em processos de dinâmica não estacionária. Toda vez que o sistema de regras de ajuste

\*  $T_a$  é o período de oscilação amortecida da malha fechada.

Mais uma vez, em função das diferenças de comportamento dos processos frente às ocorrências de perturbações em distintos pontos da malha de controle, definiu-se valores de taxas "I" e "D" para perturbações "de entrada" e para perturbações "de saída".

Para as perturbações "de saída", em função da identidade entre estas e à ocorrência de mudanças de referência, utilizou-se as mesmas taxas obtidas para o funcionamento do controlador como servomecanismo.

Por sua vez, para as perturbações "de entrada" foi necessário a realização de um novo mapeamento das taxas "I" e "D" em função da relação  $1/\tau$ . Para isso, tendo os objetivos de controle definidos por  $S_{\max} = 10\%$  e  $S_{\min} = 5\%$ , procedeu-se o levantamento das taxas "I" e "D", correspondentes as respostas ótimas para perturbações "de entrada", em um conjunto de processos representativo do domínio de aplicabilidade do controlador PID-AA. A partir das taxas obtidas, foram calculadas as médias das taxas correspondentes a processos com o mesmo  $L/\tau$  apresentadas nas figuras 4.11 e 4.12.

Nestas figuras, pode ser observada a diferença entre as taxas para referência e para as perturbações "de entrada". Nota-se que os valores das taxas "I" e "D" para perturbação "de entrada" são maiores que os valores das correspondentes taxas para referência, com exceção da taxa "I" entre os valores de  $1/\tau$  entre 0.0 e 0.3.

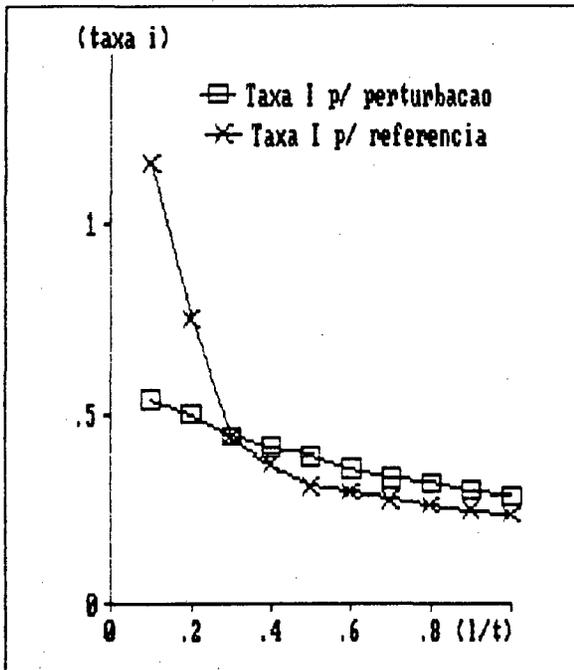


figura 4.11- Taxas I

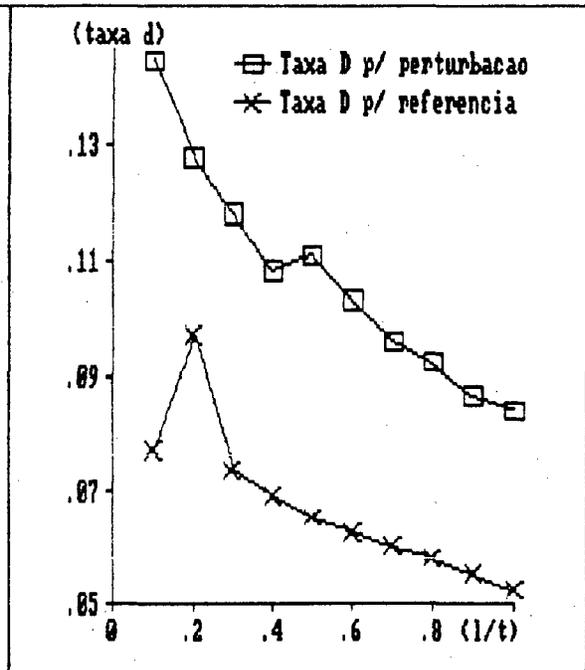


figura 4.12- Taxas D

Fato importante de ser ressaltado é a relação de 1/4 entre a média das taxas "D" e a média das taxas "I" obtidas nos estudos de perturbações "de entrada", em processos com  $1/\tau$  entre 0.1 e 1.0. Valor este, que corresponde a relação  $T_d/T_i$ , obtido por Ziegler e Nichols nos estudos sobre ajuste de controladores PID para rejeição de perturbações [Ziegler, 42].

#### 4.4 - EXEMPLOS DE PROCEDIMENTOS DE AJUSTES PARA PERTURBAÇÕES

Através de alguns exemplos mostraremos a metodologia de ajuste utilizada no PID-AA para tratamento de perturbações. Nestes exemplos, os objetivos de ajustes foram definidos por  $S_{max} = 10\%$  e  $Sumax = 5\%$  e o controlador foi ajustado inicialmente pelo método de ZNM apresentado no início deste capítulo.

#### 4.4.1 - Caso Perturbação "de Entrada"

##### a) Processo com relação $1/\tau$ inferior a 0.15

Na figura 4.13 é apresentada a seqüência de ajustes realizados para atingir um estado final de ajuste do controlador para o seguinte processo:

$$G(s) = \frac{3.8e^{-0,7s}}{(6,02s + 1)^2}$$

Como o processo apresenta uma relação  $1/\tau$  (0,14) inferior a 0,15, os ajustes são baseados no procedimento de ajuste específico para esta situação. Após a execução do ajuste inicial pelo método de ZNM, realiza-se o reconhecimento de forma da resposta a primeira perturbação de carga (etapa 1 da figura), classificando-a no grupo 7. As ações de ajuste correspondentes a este grupo resultam no aumento de  $K_c$ .

Na segunda etapa mostrada na figura, ocorre outra perturbação, cuja correspondente resposta do sistema é, classificada no grupo 8 devido a presença de uma oscilação. Os ajustes resultam na diminuição do valor de  $K_c$ , para garantir a estabilidade do sistema, e uma diminuição em  $T_i$  para tornar a resposta mais rápida. Ao mesmo tempo o valor calculado para  $K_c$  é assumido como  $K_{cmax}$ .

Na terceira etapa, é apresentada mais uma ocorrência de perturbação onde a curva de resposta é classificada no grupo 7. As ações de ajuste implicam em um novo aumento em  $K_c$ , porém como o valor de  $K_c$  é igual ao valor de  $K_{cmax}$  nenhuma ação de controle é executada. O controlador atingiu um dos dois

estados finais de ajuste possíveis, quando da ocorrência de perturbações "de entrada" em processos como este.

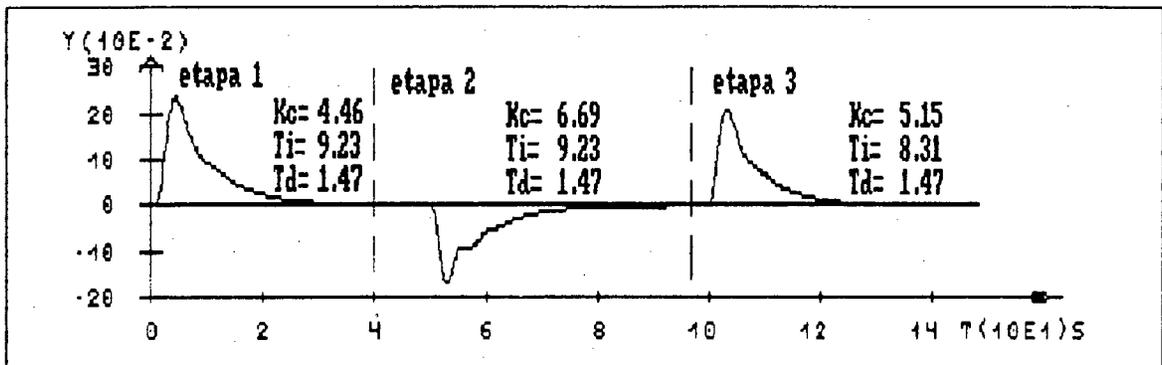


figura 4.13 - Resposta do sistema referentes aos ajustes no PID-AA no exemplo a.

*b) Processo com relação 1/tau superior a 0.15*

Neste exemplo o processo utilizado corresponde a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{1 e^{-30s}}{(20s+1)^4}$$

Na figura 4.14 estão apresentadas as três etapas de ajustes realizadas. Na primeira a resposta do sistema a perturbação, com o controlador ajustado pelo método de ZNM, foi classificada no grupo 2, com conseqüente ajuste do controlador pela metodologia de fase.

A segunda etapa, em função do ajuste do controlador, realizado pela metodologia de fase, resultar numa resposta do sistema pertencente ao grupo 4, as ações de ajuste determinaram o aumento da ação integral (diminuição de  $T_i$ ).

Por fim a terceira etapa apresenta a resposta do sistema dentro das especificações de Somax e Sumax desejadas.

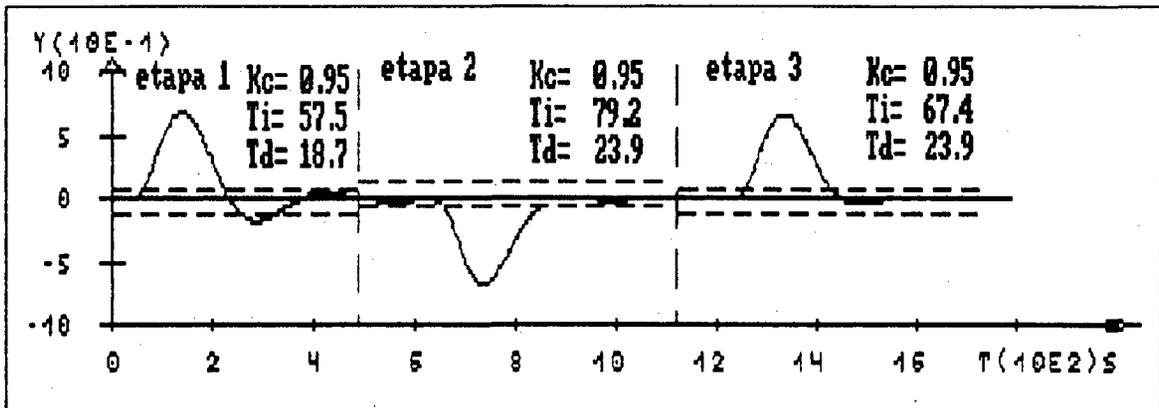


figura 4.14 - Resposta do sistema referentes aos ajustes no PID-AA no exemplo b.

#### 4.4.2 - Caso perturbação "de saída"

Analisaremos a seqüência de ajuste realizada para uma perturbação "de saída" atuando no processo:

$$G(s) = \frac{1 e^{-7,2s}}{(1 + s) (1 + 2s)^3 (1 + 3s)}$$

A seqüência de ajuste, é composta de três ajustes, o primeiro é realizado pelo método de ZNM. O segundo, é realizado em função da classificação da resposta no grupo 3 e diminui o valor de  $K_c$  para diminuir a amplitude do primeiro sobrepasso da resposta. Por fim o terceiro ajuste, resultante da classificação da resposta no grupo 5, diminui a ação integral do controlador para, novamente, diminuir a amplitude do primeiro pico.

Na figura 4.15 são apresentadas as respostas do sistema resultante dos três ajustes realizados, sendo a resposta da etapa 1 correspondente ao ajuste de ZNM, a resposta da etapa 2 ao ajuste referente ao grupo 3 e a etapa 3 ao ajuste

referente ao grupo 5. Observa-se que a resposta da etapa três está dentro das especificações de controle.

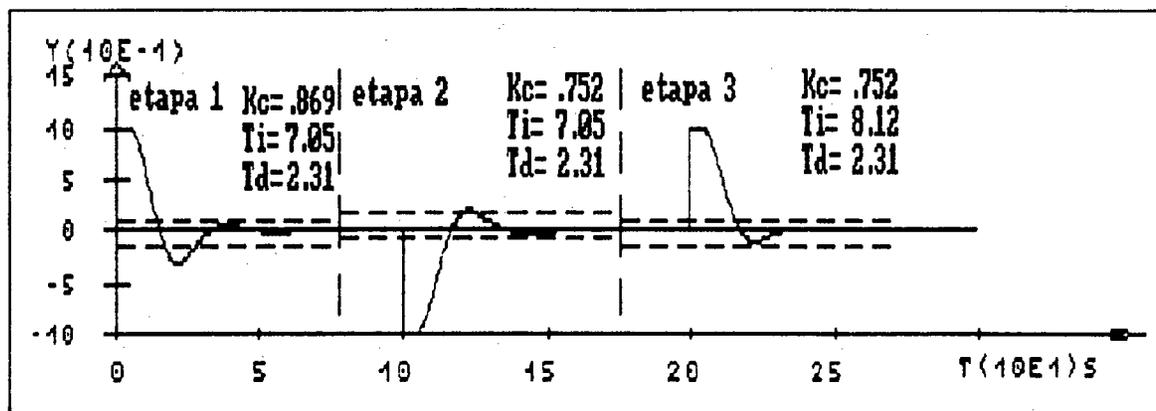


figura 4.15 - Resposta do sistema referentes aos ajustes no PID-AA do exemplo de perturbação "de saída".

#### 4.5 - CONCLUSÕES

Apresentou-se neste capítulo os resultados dos estudos realizados para determinação de regras de ajuste para tratamento de perturbações de carga. Também foram apresentadas as novas taxas "I" e "D" para ajuste do controlador, pela metodologia de fase, para tratamento de perturbações de carga. Tais estudos foram realizados através das simulações de diversos processos. As metodologias de auto-ajuste resultantes, mantiveram as mesmas características da desenvolvida na versão 1.0 do PID-AA: ajustes baseados no reconhecimento da resposta de malha fechada do sistema e utilização de parâmetros, extraídos desta resposta, para orientar o ajuste.

Em relação ao método de ajuste inicial de ZNM, foram apresentados os aperfeiçoamentos resultantes das modificações no método de reconhecimento de malha aberta.

Com a inclusão das regras para ajuste de perturbações de carga, a base de regras passou a conter aproximadamente 200 regras, sendo que, através de estudo de otimização, este número pode ser reduzido.

No próximo capítulo será apresentado uma análise do desempenho do controlador PID-AA com relação a estas modificações.

## CAPÍTULO V

### ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR PID-AA

#### 5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, através de resultados de simulações, analisa-se o desempenho do controlador PID-AA operando como regulador. As simulações foram realizadas utilizando o programa SADECA (Sistema de Análise de Desempenho de Controladores Adaptativos) [Kammer, 92].

Para a extração dos dados da curva de resposta em malha fechada, adotou-se o método de regressão por partes [Abreu, 92], desenvolvido paralelamente aos trabalhos desta dissertação, em função dos ótimos resultados obtidos por este.

A apresentação dos resultados é realizada na forma estatística e através de alguns exemplos mais significativos de cada caso.

#### 5.2 - METODOLOGIA

O parâmetro utilizado para análise do desempenho do controlador foi o número de ciclos de ajuste necessários para obtenção da resposta "ótima". Para a realização do estudo considerou-se um conjunto de processos representados pelas funções de transferência apresentadas na tabela 5.1.

sendo que:

- o valor de  $\tau$  (tempo de atraso), foi variado de forma a obter diversos valores da relação  $1/\tau$  entre 0.0 e 1.0;

- para processos de dinâmica estacionária adotou-se, em todos os casos,  $k_0 = 1$ ;
- para processos de dinâmica não-estacionária  $k_0$  variou no decorrer da simulação, assumindo valores entre 0.1 e 3.0, dependendo do processo;
- para processos de dinâmica não-estacionária  $l$  variou no decorrer da simulação.

$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 5k_0s)} \quad (5.1)$	$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 2k_0s)(1 + 40s)} \quad (5.2)$
$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 10s)(1 + k_0s)(1 + 3s)} \quad (5.3)$	$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 10s)(1 + 15k_0s)} \quad (5.4)$
$G(s) = \frac{k_0e^{-ls}}{(1 + 10s)^2(1 + 2s)} \quad (5.5)$	$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 7s)^2(1 + 4k_0s)} \quad (5.6)$
$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 20k_0s)^2(1 + 10s)^2} \quad (5.7)$	$G(s) = \frac{k_0e^{-ls}}{(1 + s)(1 + 3s)(1 + 2s)^3} \quad (5.8)$
$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 3k_0s)^6} \quad (5.9)$	$G(s) = \frac{(1 + 2s)e^{-ls}}{(1 + 3k_0s)(1 + 5s)} \quad (5.10)$
$G(s) = \frac{(1 + 3.33s)(1 + 2.5s)e^{-ls}}{(1 + 10s)(1 + 2k_0s)(1 + 5s)^2} \quad (5.11)$	$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(1 + 25s)^2(1 + k_0s)^4} \quad (5.12)$
$G(s) = \frac{e^{-ls}}{(s^2 + 4s + 8)(1 + s)(1 + 2k_0s)(1 + 1.5s)} \quad (5.13)$	

tabela 5.1 - conjunto base de processos

As condições de operação do controlador durante a análise, foram definidas pelas seguintes hipóteses de trabalho:

- as perturbações de carga pertencem à classe dos sinais constantes (degrau);
- as perturbações de carga, em um determinado processo, sempre ocorrem no mesmo local e a frequência de ocorrência destas é inferior a frequência dominante do sistema;
- as mudanças dos parâmetros dos processos de dinâmica não estacionária, ocorrem de forma lenta;
- o sinal a ser controlado está contaminado por ruído de alta frequência;
- os objetivos de controle são: sobrepasso máximo igual a 10%, subpasso máximo igual a 5% e erro de regime nulo;

Por fim, caracterizou-se dois casos diferentes para análise: processos com dinâmica estacionária e processos com dinâmica não estacionária. Considerando-se, em cada caso, três tipos de perturbação quanto ao local de atuação: perturbação "de entrada", "intermediária" e "de saída" (fig. 5.1). Na seção seguinte são apresentados os resultados obtidos.

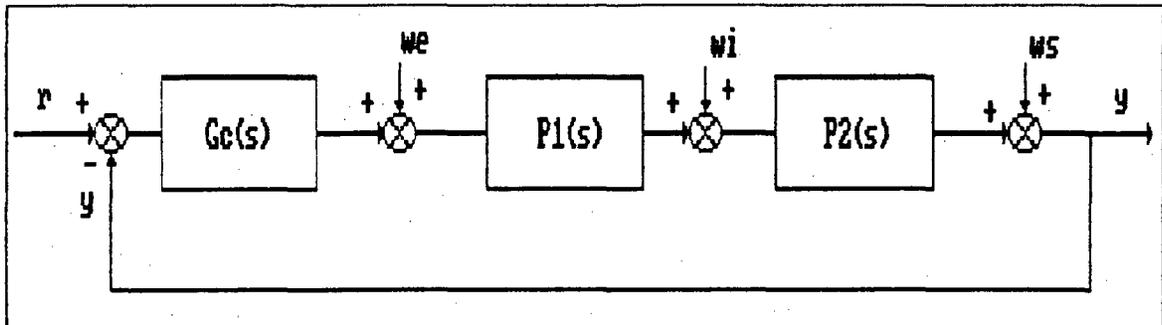


figura 5.1 - diagrama de blocos com indicação dos três tipos de perturbações: a) "de entrada", b) "intermediária", c) "de saída"

### 5.3 - RESULTADOS

#### 5.3.1 - Ajuste de Processos com Dinâmica Estacionária

Para cada tipo de perturbação realizou-se simulações onde:

- inicialmente procede-se ao ajuste automático de ZNM (aplicação de um degrau na entrada do processo em malha aberta e cálculo de  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  com base nos parâmetros extraídos da curva de reação), para o servomecanismo e regulador (vide capítulo IV);
- fechando-se a malha, aplica-se uma seqüência de perturbações até que, em função de novos ajustes no controlador, o sistema atenda os objetivos de controle.

No total foram simulados 347 casos com relações  $1/\tau$  variando entre 0 e 1, dos quais 116 com perturbações "de entrada", 114 com perturbações "intermediárias" e 117 com perturbações "de saída", sendo muito importante ressaltar que em todos os casos simulados, o controlador ajustou-se convenientemente após um número variável de iterações. Os

## a) Resultados Estatísticos

local da perturbação	$1/\tau$	número de casos	número médio de ciclos de ajuste	desvio padrão
"entrada"	0.0 - 0.3	35	4.8	3.00
	0.3 - 0.7	44	3.1	1.70
	0.7 - 1.0	37	2.8	1.70
total "entrada"	0.0 - 1.0	116	3.6	2.30
"intermediário"	0.0 - 0.3	34	4.5	2.7
	0.3 - 0.7	50	3.1	1.5
	0.7 - 1.0	30	3.2	1.7
total "intermediário"	0.0 - 1.0	114	3.5	2.0
"saída"	0.0 - 0.3	38	4.9	2.52
	0.3 - 0.7	54	3.2	1.00
	0.7 - 1.0	35	3.2	0.91
total "saída"	0.0 - 1.0	117	3.1	2.00
total geral	0.0 - 1.0	347	3.4	2.10

tabela 5.2 - resultados estatísticos do desempenho do controlador ajustando processos com dinâmica estacionária

Na tabela 5.1 observa-se que a média geral necessária para o ajuste do controlador é de 3.4 ciclos de ajuste, com um desvio padrão de 2.1. Sendo que, considerando cada tipo de perturbação separadamente estes valores não sofrem grandes alterações. Porém, dividindo os processos em subgrupos, em função de  $1/\tau$ , percebe-se que o número de ciclos de ajuste e o desvio padrão aumenta com a diminuição de  $1/\tau$ .

As razões que levam o controlador a necessitar mais ciclos para ajuste em processos com menor tempo de atraso, estão vinculadas ao fato de que para menores razões de  $1/\tau$ , a prioridade do ajuste é diminuir o 1º pico da resposta através

do aumento de  $K_c$  (vide capítulo IV). Como o aumento do ganho diminui a estabilidade do sistema, os aumentos efetuados em  $K_c$  são graduais, necessitando mais ciclos de ajuste para obter a resposta desejada.

Durante as simulações realizados, observou-se que o método de ZNM é um dos fatores que determinam a boa performance do controlador. A utilização, como ponto de partida para os demais ajustes, dos valores de  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  obtidos pela aplicação deste método, provoca a diminuição do número de ciclos de ajuste do controlador, uma vez que os parâmetros, já estão próximos do seus valores "ótimos".

## b) Exemplos

Apresentamos a seguir 3 exemplos do conjunto de casos simulados.

### Exemplo 1:

Processo:

$$G(s) = \frac{e^{-4.2s}}{(1 + 10s)(1 + s)(1 + 3s)} \quad (5.14)$$

Características de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 6.44  
 constante de tempo dominante: 16.8  
 $1/\tau$  : 0.38  
 ponto de inflexão : 20%  
 perturbação "de entrada" com amplitude de 5.0

A seqüência de respostas apresentada na figura 5.2, mostra que a partir de uma resposta, resultante do ajuste inicial, com forte oscilação e um sobrepasso elevado, o sistema especialista, aplicando a metodologia de fase e correções na ação integral, ajusta o controlador em 3 ciclos de ajuste.

ajuste	Kc	Ti	Td	classificação da resposta (grupo)
ajuste inicial	2.35	13.5	1.71	2
1	2.17	12.4	2,35	4
2	2.17	11.3	2.35	2
3	2.17	11.2	2.81	1

Tabela 5.3 - seqüência de ciclos de ajuste

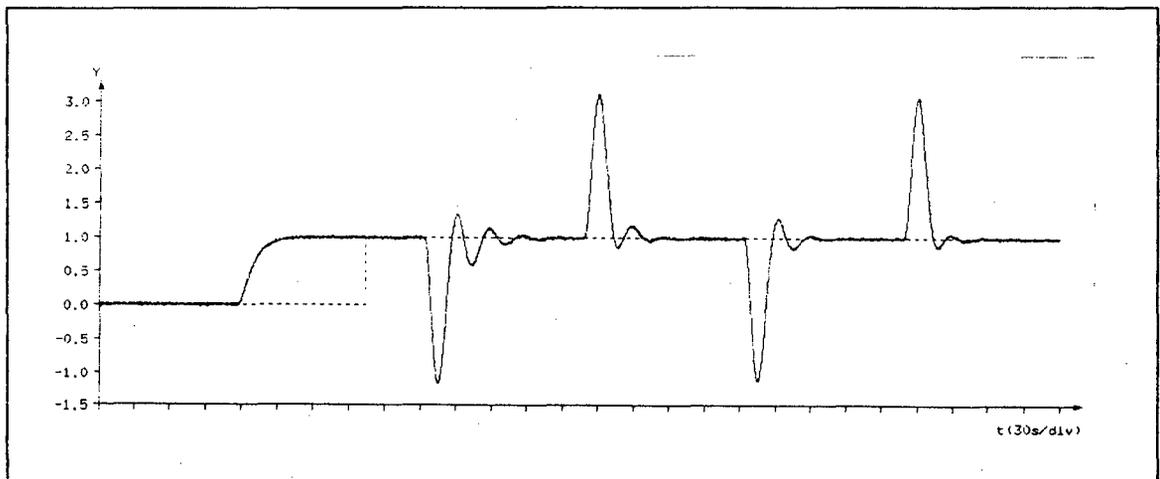


figura 5.2 - comportamento do sinal de saída

Exemplo 2:

Processo:

$$G(S) = \frac{e^{-6.9s}}{(1 + 2s)(1 + 40s)} \quad (5.15)$$

Características de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 8.94  
 constante de tempo dominante: 42.7  
 $1/\tau$  : 0.20  
 ponto de inflexão : 6.93%  
 perturbação "intermediária" de 4.0

Conforme indica a tabela 5.4, a seqüência de ajuste deste processo, determina inicialmente um aumento em  $K_c$  e posterior diminuição de  $T_i$  (ação integral mais forte).

ajuste	$K_c$	$T_i$	$T_d$	classificação da resposta (grupo)
ajuste inicial	4.53	27.3	2.82	7
1	5.44	27.3	2.82	8
2	5.44	22.6	2.82	8
3	5.44	18.1	2.82	1

Tabela 5.4 - seqüência de ciclos de ajuste

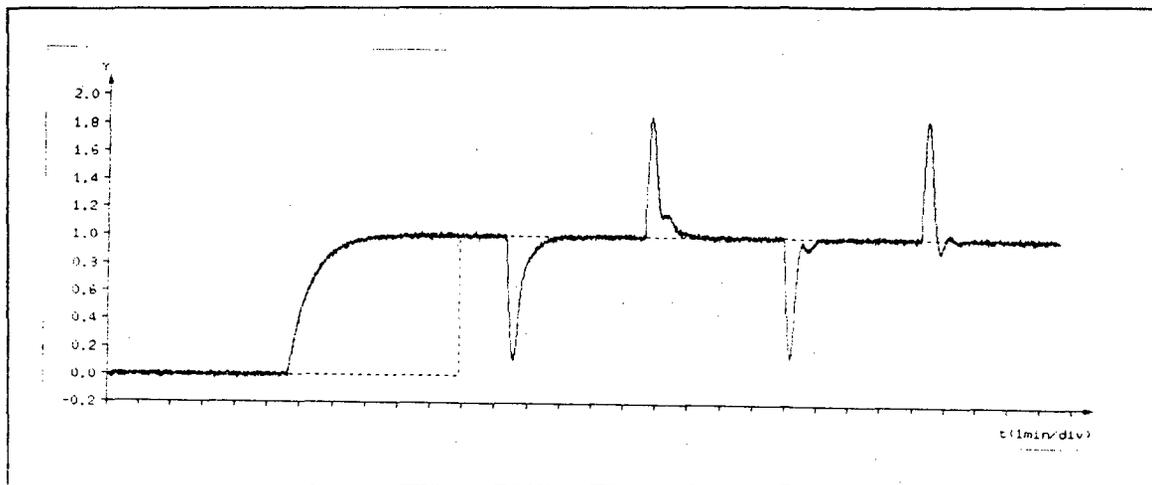


figura 5.3 - comportamento do sinal de saída

Exemplo 3:

Processo:

$$G(S) = \frac{e^{-3.3s}}{(1 + 2s)(1 + 40s)} \quad (5.16)$$

Características de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 4.36  
 constante de tempo dominante: 46.2  
 $1/\tau$  : 0.09  
 ponto de inflexão : 7.9%  
 perturbação "de saída" com amplitude de 3.0

Este exemplo apresenta uma seqüência de ajuste relacionada com o ajuste da ação integral e conseqüentes compensações no ganho proporcional para que o processo alcance os objetivos de controle. Nota-se que as alterações do

controlador não introduzem fortes mudanças na resposta do processo.

ajuste	Kc	Ti	Td	classificação da resposta (grupo)
ajuste inicial	10.6	22.3	1.68	6
1	10.6	26.7	1.68	3
2	9.64	26.7	1.68	6
3	9.64	32.0	1.68	3
4	8.93	32.0	1.68	1

Tabela 5.5 - seqüência de ciclos de ajuste

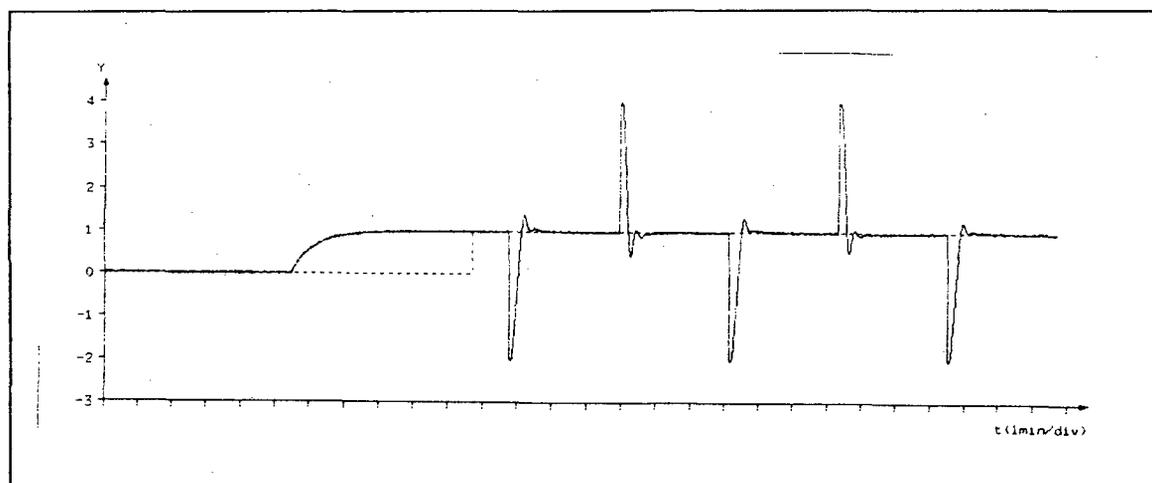


figura 5.4 - comportamento do sinal de saída

### 5.3.2 - Ajuste de Processos com Dinâmica não Estacionária

Um segundo subgrupo de processos foi selecionado para a avaliação do desempenho do controlador, agora atuando sobre processos que possuem parâmetros que variam no tempo.

Utilizando o mesmo conjunto base de processos apresentado no começo do capítulo realizou-se simulações onde, através de mudanças lentas, os valores de algumas constantes de tempo e do atraso eram alterados.

Um total de 12 processos foram submetidos a simulações, sendo que cada processo sofreu, em média, 5 alterações paramétricas.

Os resultados obtidos são apresentados na tabela 5.6, para as três diferentes situações de perturbações consideradas. Nota-se nesta tabela que o desempenho do controlador apresenta, nas três situações, um número médio de ciclos de ajuste inferior a 3.0.

local da perturbação	número de casos*	média de ciclos de ajuste	desvio padrão
"entrada"	61	2.82	2.30
"intermediária"	64	2.50	1.49
"saída"	59	2.90	1.92
total	184	2.74	1.90

tabela 5.6 - resultados estatísticos do desempenho do controlador tratando perturbações em processos com dinâmica não estacionária

Na seqüência apresentamos alguns exemplos das simulações estudadas.

\* Nesta tabela a coluna " número de casos" refere-se a soma das alterações paramétricas realizadas nos 12 processos.

Exemplo 1:

Processo:

$$G(s) = \frac{e^{-6.66s}}{(1 + 7s)^2 (1 + \tau_1 s)} \quad (17)$$

onde  $\tau_1 = 4.0$

Características iniciais de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 20.3  
 constante de tempo dominante: 22.0  
 $1/\tau$  : 0.92  
 ponto de inflexão : 35%  
 Perturbação de "entrada" com amplitude igual a 5.0.

O processo acima é submetido a 4 mudanças paramétricas (tab. 5.5), na primeira novos valores para  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$  são obtidos a partir da redefinição de  $1/\tau$ , pela metodologia de fase. Como a mudança provocada é substancial (100% do valor do atraso), o sistema necessita de um maior número de ciclos de ajuste para obter a resposta desejada.

Para as mudanças paramétricas seguintes, em função de serem menos intensas, os ajustes nos parâmetros do controlador são menores, com exceção da última mudança onde uma nova redefinição de  $1/\tau$  é necessária.

ajuste	Kc	Ti	Td	classificação da resposta (grupo)
ajuste inicial	1.16	13.8	4.47	3
1	1.07	13.8	4.47	3
2	0.91	13.8	4.4	1
aumento do tempo de atraso em 100%				
3	0.91	13.8	4.4	2
4	0.80	22.1	6.58	7
5	0.96	17.7	6.58	3
6	0.89	17.7	6.58	6
7	0.89	21.2	6.58	8
8	0.89	18.0	6.58	1
aumento de $\tau_1$ de 4.0 para 5.6				
9	0.89	18.0	6.58	5
10	0.89	20.7	6.58	1
diminuição de $\tau_1$ de 5.6 para 3.1				
11	0.89	20.7	6.58	8
12	0.89	17.6	6.58	1
aumento do tempo de atraso em 50%				
13	0.89	17.6	6.58	2
14	0.63	17.6	7.84	5
15	0.63	20.6	7.84	1

Tabela 5.7 - seqüência de ciclos de ajuste

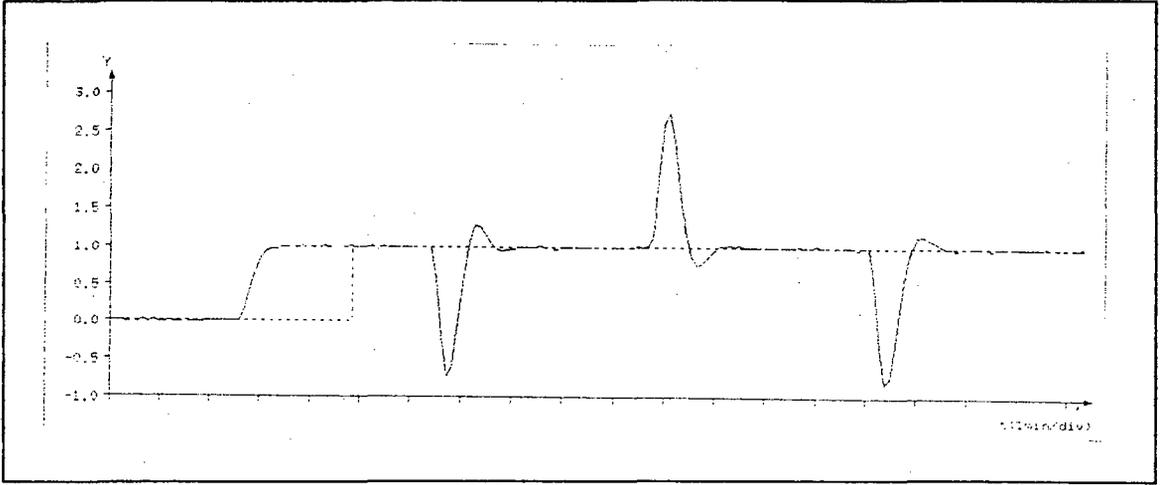


figura 5.5 - ajuste inicial do controlador, 1ª etapa de ajuste

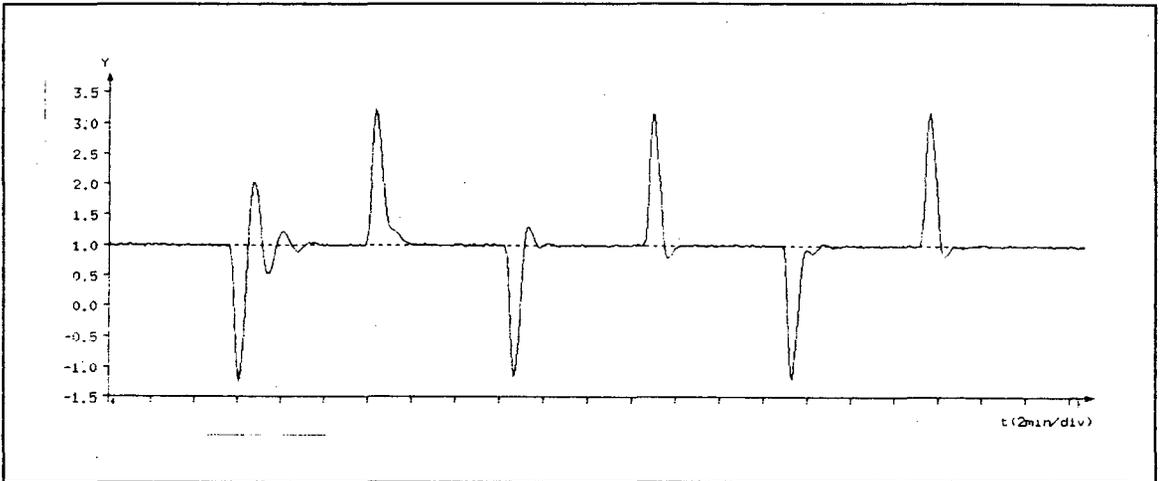


figura 5.6 - 2ª etapa de ajuste. A escala de tempo foi alterada em relação a figura anterior, de 1min/div para 2 min/div.

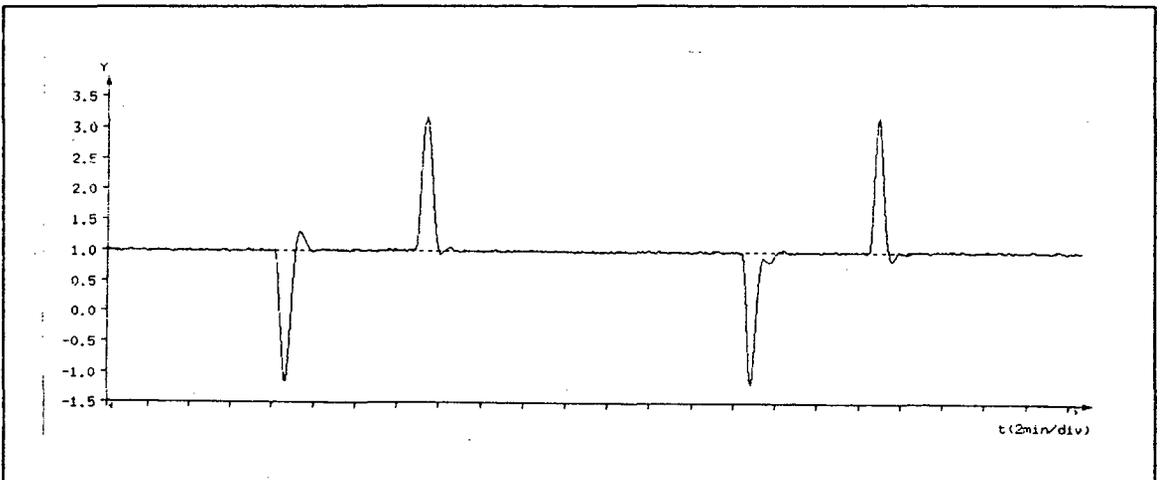


figura 5.7 - 3ª e 4ª etapas de ajuste

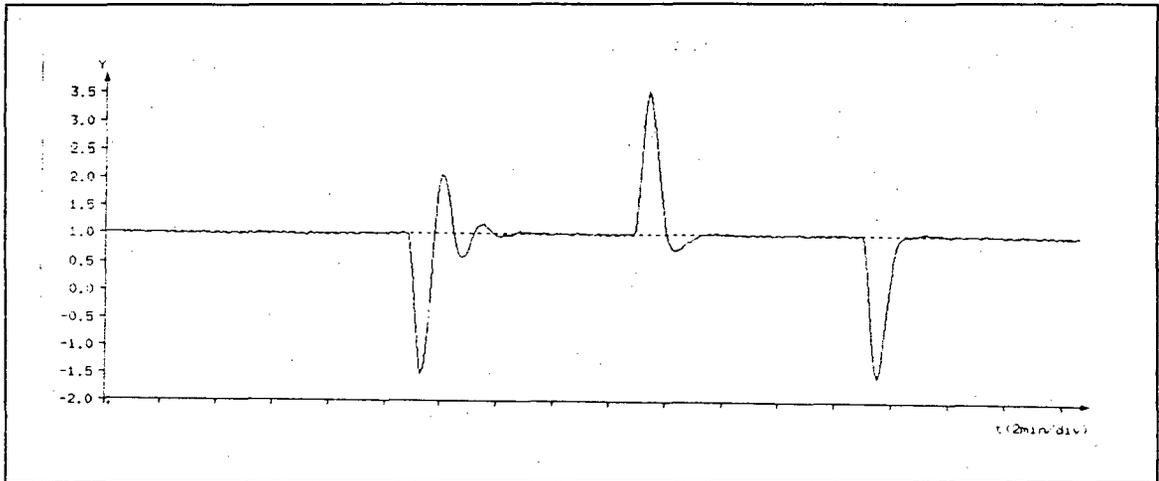


figura 5.8 - 5ª etapa de ajuste

Exemplo 2:

Processo:

$$G(s) = \frac{(1 + 3.33s)(1 + 2.5s)e^{-s}}{(1 + 10s)(1 + \tau_1 s)(1 + 5s)^2} \quad (5.18)$$

onde  $\tau_1 = 8$

Características iniciais de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 9.13  
 constante de tempo dominante: 28.9  
 $1/\tau$  : 0.31  
 ponto de inflexão : 34%  
 perturbação "intermediária" de amplitude igual a 4.0.

As mudanças na dinâmica do processo 5.18, corresponderam a alterações dos valores de  $\tau_1$  e do tempo de atraso. As duas primeiras alterações foram realizadas na constante  $\tau_1$ . Primeiramente esta foi diminuída em 5%, fazendo o sistema responder mais lentamente (grupo 7). Em

conseqüência disso, o valor de  $K_c$  foi aumentado. Com a segunda mudança (diminuição de 50%), novamente a resposta torna-se lenta e  $K_c$  é aumentado, provocando um sobrepasso elevado na resposta e determinando a diminuição da ação integral.

A terceira e a quarta alteração na dinâmica corresponderam a aumentos do tempo de atraso, com conseqüente reavaliação das taxas "I" e "D" (metodologia de fase) e escolha de valores para  $K_c$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ .

ajuste	Kc	Ti	Td	classificação da resposta
ajuste inicial	2.06	15.3	5.07	3
1	1.66	15.3	5.06	3
2	1.41	15.3	5.06	3
3	1.20	15.3	5.06	5
4	1.20	19.3	5.06	1
diminuição da constante de tempo $\tau$ em 5%				
6	1.20	19.3	5.06	7
7	1.44	19.3	5.06	7
8	1.87	19.3	5.06	1
diminuição da constante de tempo $\tau$ em 50%				
9	1.87	19.3	5.06	7
10	2.25	19.3	5.06	4
11	2.25	15.4	5.06	6
12	2.25	17.0	5.06	1
aumento do tempo de atraso em 150%				
13	2.25	17.0	5.06	2
14	1.35	17.0	3.82	2
15	0.90	17.0	3.54	3
16	0.82	17.0	3.54	3
17	0.71	17.0	3.54	1
aumento do tempo de atraso em 40%				
18	0.71	17.0	3.54	2
19	0.79	17.0	3.54	2
20	0.79	26.7	5.26	8
21	0.79	22.7	5.26	1

Tabela 5.8 - seqüência de ciclos de ajuste

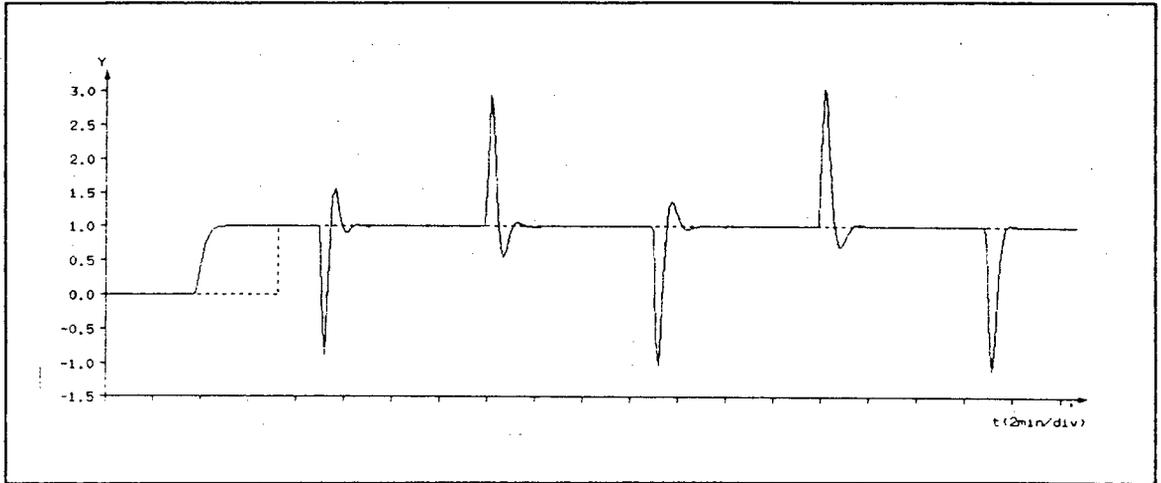


figura 5.9 - ajuste inicial do controlador, 1ª etapa de ajuste

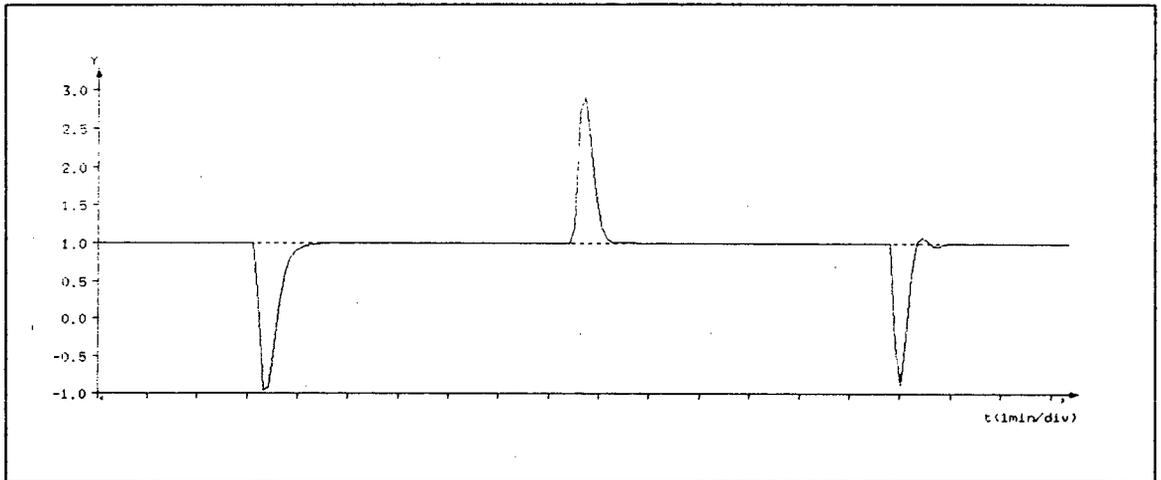


figura 5.10 - 2ª etapa de ajuste

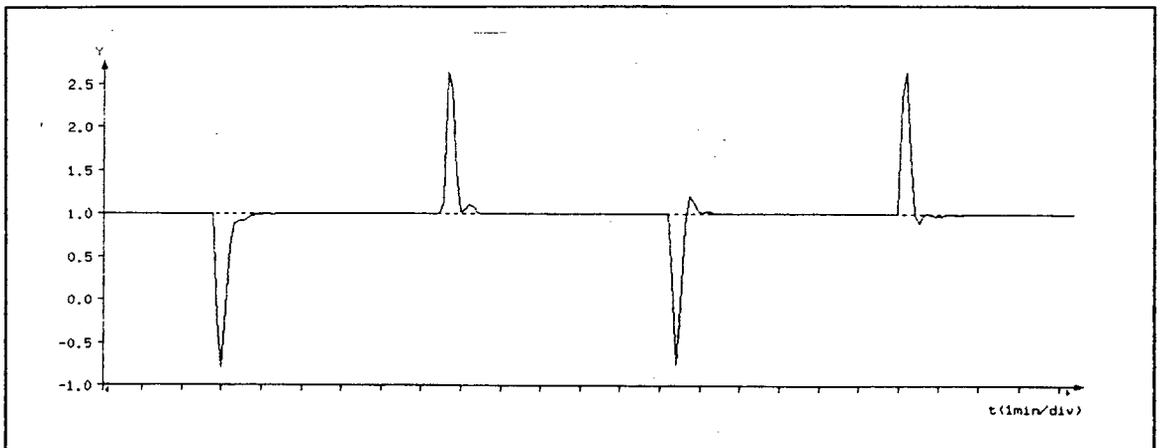


figura 5.11 - 3ª etapa de ajuste

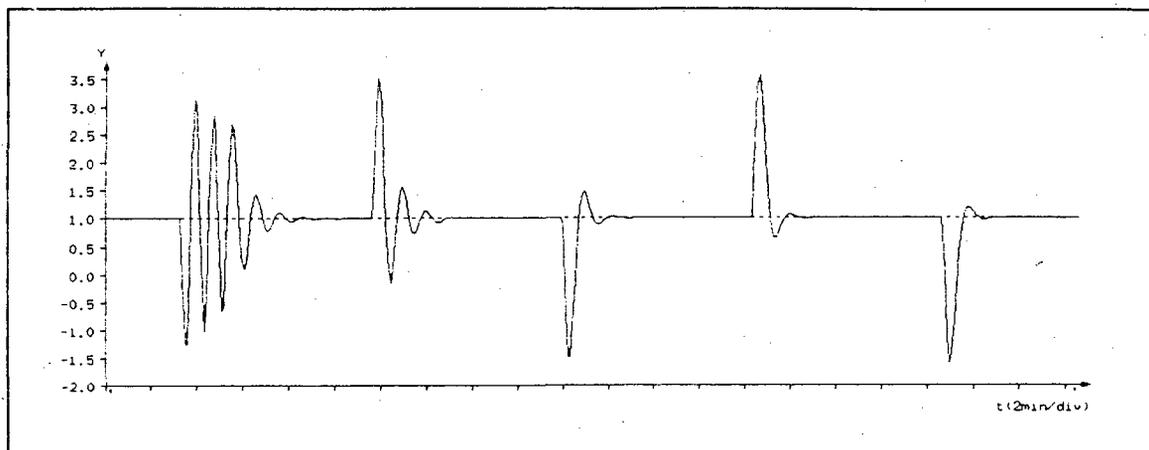


figura 5.12 - 4ª etapa de ajuste

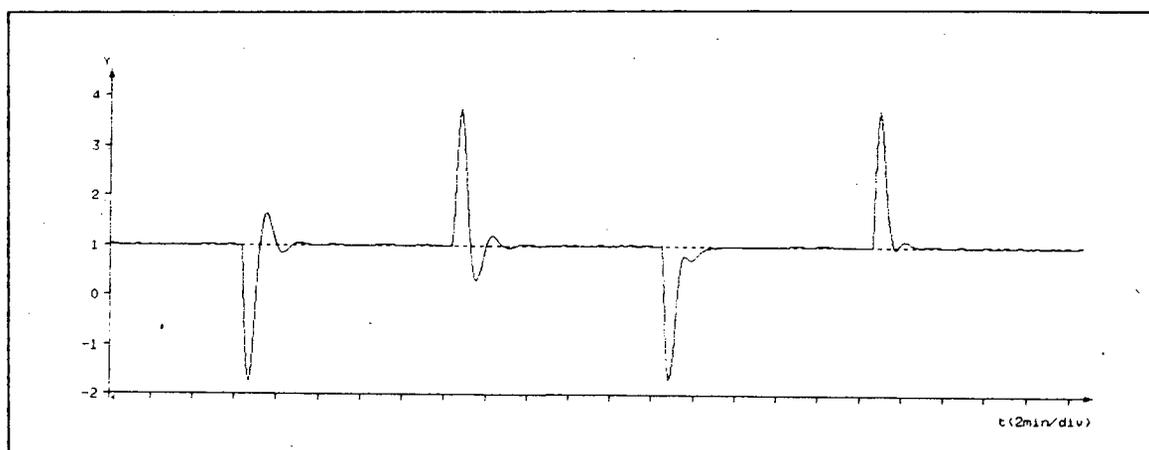


figura 5.13 - 5ª etapa de ajuste

Exemplo 3:

Processo:

$$G(s) = \frac{e^{-0.0s}}{(1 + 5s)} \quad (5.19)$$

Características iniciais de malha aberta:

tempo de atraso efetivo : 0.11  
 constante de tempo dominante: 5.30  
 $1/\tau$  : 0.02  
 ponto de inflexão : 5.4%

perturbação na "saída" de amplitude igual a 3.0.

Neste último exemplo utiliza-se um processo de primeira ordem com um atraso variável. O ajuste inicial de ZNM já apresenta uma resposta dentro das especificações, sendo que com um valor de  $K_c$  elevado. A medida que o atraso do processo aumenta o sistema começa apresentar oscilações. Porém, antes que o processo torne-se instável, a atuação de um bloco supervisor\* baixa o ganho proporcional do controlador. Quando o tempo de atraso atinge o valor de 0.5 aplica-se novas perturbações no sistema. Através da metodologia de fase, são redefinidos os parâmetros do controlador e, em função da resposta apresentar um sobrepasso elevado, ajustes em  $K_c$  e  $T_i$  são realizados.

No final da simulação um novo aumento do atraso provoca outra seqüência de ajuste conforme mostra a tabela 5.9.

---

\* O bloco supervisor do controlador PID-AA foi desenvolvido em um trabalho paralelo a esta dissertação. Para maiores detalhes sobre o mesmo consultar [Abreu, 92].

ajuste	Kc	Ti	Td	classificação da resposta (grupo)
ajuste inicial	39.3	0.88	0.03	1
aumento do tempo de atraso para 0.5				
1	9.82	0.92	0.03	2
2	12.0	3.22	0.04	2
3	10.1	3.70	0.05	3
4	9.50	3.70	0.05	2
5	8.44	4.04	0.05	3
6	8.36	4.04	0.05	3
7	8.44	4.54	0.05	1
aumento do tempo de atraso em 80%				
8	7.77	4.55	0.05	2
9	3.64	6.18	0.08	4
10	3.64	5.54	0.08	2
11	4.13	5.54	0.16	3
12	4.08	5.54	0.16	2
13	3.63	5.54	0.18	1

Tabela 5.9 - seqüência de ciclos de ajuste

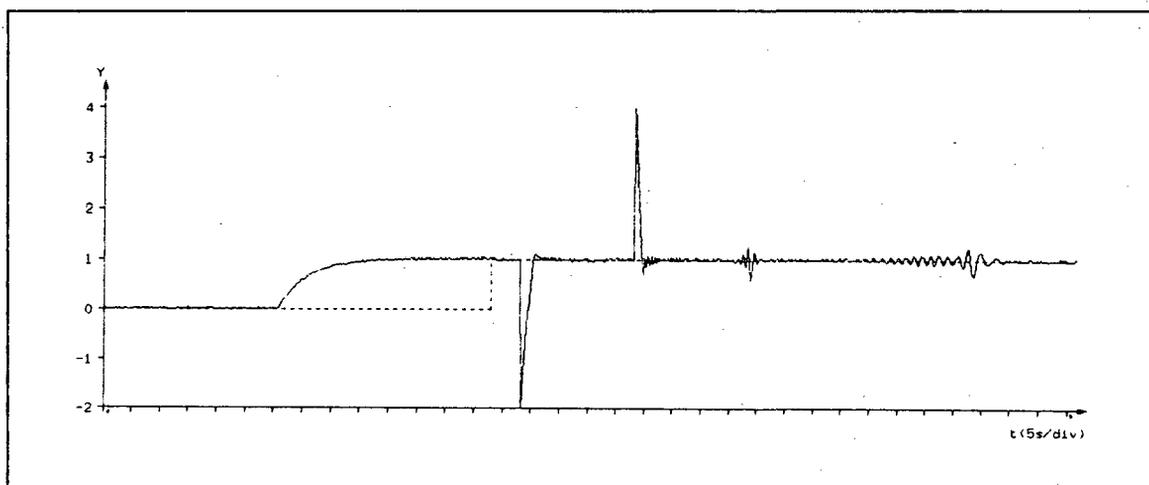


figura 5.14 - ajuste inicial do controlador, 1ª etapa de ajuste

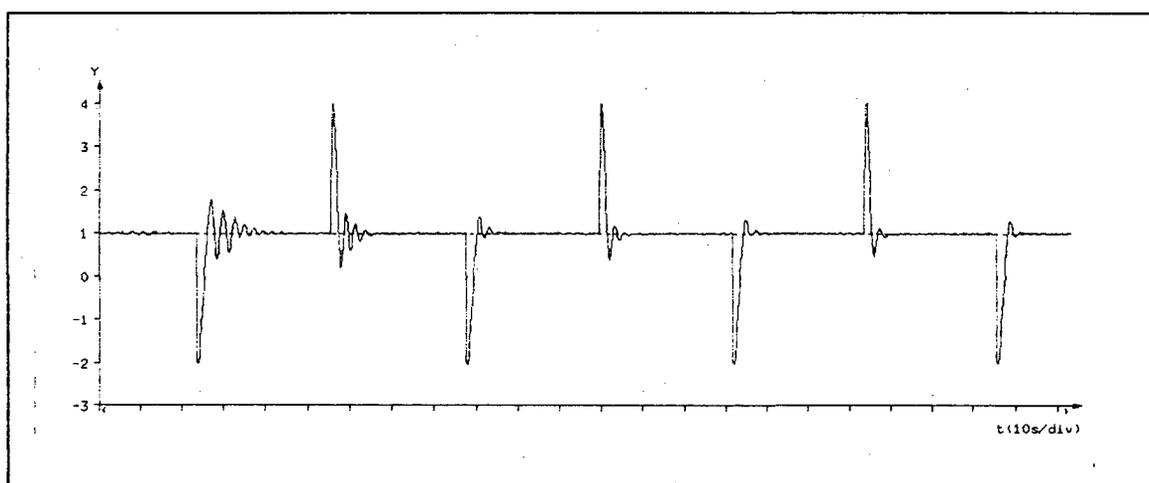


figura 5.15 - 2ª etapa de ajuste

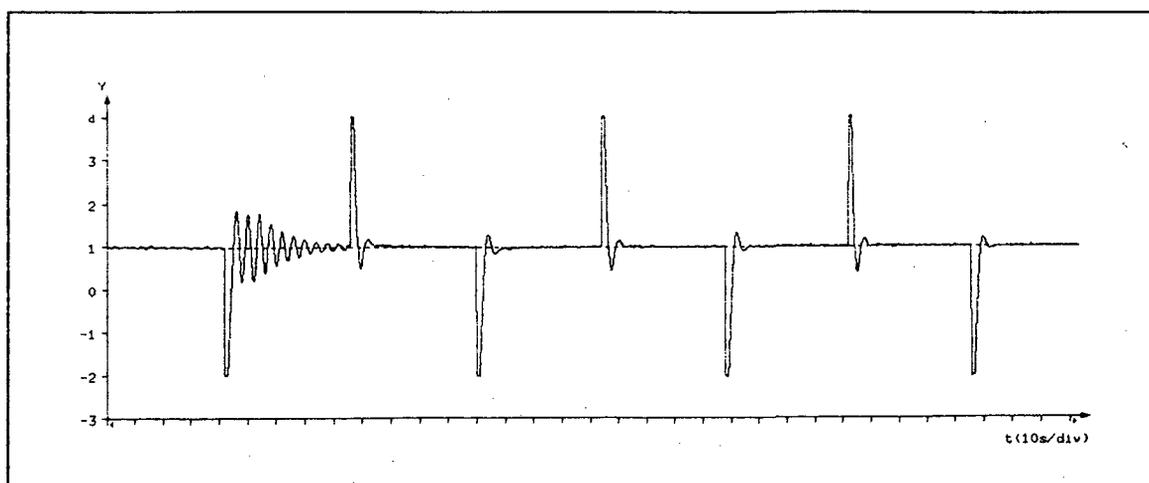


figura 5.16 - 3ª etapa de ajuste

#### 5.4 - CONCLUSÕES

Os resultados apresentados neste capítulo, sobre o desempenho do controlador, demonstram um bom funcionamento do mesmo no tratamento de perturbações de carga. Mais de 500 casos foram estudados, sendo que, em todos eles o controlador ajustou-se satisfatoriamente. Entretanto, em alguns casos (para processos com relação  $1/\tau$  muito baixa), notou-se, durante as simulações, fortes oscilações no sinal de saída do controlador, indicando a necessidade de uma análise mais aprofundada para estas situações.

Quanto ao método de ZNM, como atestam os exemplos apresentados, as simulações realizadas comprovaram a sua eficiência. Partindo de um reconhecimento de malha aberta, onde invariavelmente determinou-se corretamente as características do processo, o cálculo dos parâmetros do controlador pelo método de ZNM resultava numa resposta de malha fechada não muito distante da resposta desejada, diminuindo assim, o número de ciclos de ajuste necessários.

Aspecto a ser ressaltado também, é o excelente desempenho do método de reconhecimento de forma de malha fechada [Abreu, 92]. Em nenhum momento observou-se erros grosseiros na obtenção dos parâmetros de orientação do ajuste ou mesmo na classificação da forma de onda.

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

O objetivo deste trabalho foi dar seqüência ao desenvolvimento do controlador PID-AA, solucionando alguns dos problemas apresentados na sua versão 1.0. Neste sentido novos métodos de reconhecimento de forma, e novos conjuntos de regras de ajuste foram desenvolvidos.

Em relação ao reconhecimento de forma, visando a operação do controlador nas condições existentes nos ambientes industriais, os estudos dos novos métodos levaram em consideração a existência de ruído nos sinais da planta a ser controlada.

Para o reconhecimento de forma em malha aberta de processos sobreamortecidos, o método de regressão polinomial apresentou excelente desempenho na extração, da curva de reação, de parâmetros que caracterizassem o processo ao mesmo tempo que servissem de base para o cálculo do controlador.

Quanto ao reconhecimento de forma de malha fechada a técnica da região envolvente mostrou-se eficiente na maioria dos casos estudados, sendo poucas vezes necessário utilizar a classificação através das áreas características. Um estudo mais rigoroso, do reconhecimento de forma de malha fechada, foi realizado por Abreu [92], apresentando como solução para o problema do ruído a reconstituição da curva de saída, sem as alterações provocadas pela presença deste, por meio de regressões polinomiais parciais.

Outra parte das atividades deste trabalho, foi dedicada a aperfeiçoar o desempenho do controlador quando operando como regulador. Decidiu-se trabalhar com dois conjuntos de

parâmetros do controlador, um para o controlador operar como servomecanismo e outro para operar como regulador.

Com base nesta decisão, um novo conjunto de regras de ajuste, exclusivas para as situações onde o controlador opera como regulador, foi desenvolvido e incluído na base de regras já existente. O conhecimento necessário para o desenvolvimento destas regras, foi obtido através de estudos sobre o comportamento de um conjunto variado de processos, submetidos a perturbações de carga, quando da alteração dos parâmetros do controlador.

Com a implementação destes novos "mecanismos" o controlador apresentou um bom desempenho, dentro do domínio de aplicabilidade proposto, conforme podemos concluir pelos testes realizados.

Como aspectos prioritários, a serem estudados, para a implementação final do PID-AA destacamos:

- Estudo rigoroso do desempenho do PID-AA, através da instalação de um protótipo em ambiente industrial e/ou de programas de simulação que reproduzam, o mais perfeitamente possível, as condições de trabalho em ambientes industriais. Deve-se, neste estudo, definir-se parâmetros formais para avaliação do desempenho;
- Implementação de mecanismos de aprendizagem para melhorar o desempenho do PID-AA quando de variações paramétricas;
- Otimizar a base de regras com base na atualmente existente;
- Definição do hardware para implementação final do controlador;
- Estudar o comportamento do PID-AA frente a outros tipos de perturbação de carga;

- Verificar o comportamento do PID-AA na presença de sinais contaminados com ruído de amplitudes mais elevadas do que as consideradas até o momento.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Åström, 84]

Åström K. J., Hagglund T., - " Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins ", Automatica, vol. 20, pp. 645-651, 1984.

[Åström, 88]

Åström K. J., Hagglund T., - " Automatic Tuning of PID Controllers ", Instrument Society of America, USA, 1988.

[Åström, 89]

Åström, K. J., Wittenmark B. - " Adaptative Control ", Ed. Addison-Wesley Publishing Company, 1989.

[Abreu, 92]

Abreu, A. H. - " Implementação de um Controlador PID Auto-Ajustável Baseado em Reconhecimento de Formas de Ondas ", dissertação de mestrado, UFSC, 1992.

[Bristol, 77]

Bristol, E. H. - " Pattern Recognition: an Alternative to Parameter Identification in Adaptive Control ", Automatica, vol. 13, pp. 197-202, 1977.

[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 Latino Americano, Buenos Aires, Argentina, 1986.

[Cohen, 90]

Cohen, G. H. e Coon, G. A. - " Theoretical Considerations of Retarded Control", Bull Nº TDS - 10A102, Taylor Instrument, N. Y.

[Edgar, 87]

Edgar, T. F. - " Current Problems in Process Control ", Control Systems Magazine, pp. 13-15, April 1987.

[Dorn, 72]

Dorn W. S., McCracken D. D. - " Cálculo Numérico com Estudos de Casos em Frotran IV ", Ed. Campus(USP), 1978.

[Fenwal, 88]

Fenwal - " Catalogos do Controlador Fenwal Model 5701", 1988.

[Hagglund, 91]

Hagglund T., Åström, K. J. - " Industrial Adaptive Controllers Based on a Frequency Response Techniques ", Automatica, vol. 27, pp. 599-609, 1991.

[Hang, 89]

Hang, C. C. - "The Choice of Controller Zeros", Control Systems Magazine, pp. 72-75, January, 1989.

[Hang, 91]

Hang C. C., Sin K. K. - "On-Line Auto Tuning of PID Controllers Based on The Cross-Correlation Technique", Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, pp.428-427, 1991.

[Kammer, 92]

Kammer, L. C., Pagano, P. J., Bruciapaglia, A. H. - "Avaliação de Desempenho de Controladores Adaptativos: Um Ambiente de Simulação", Anais do IX Congresso Brasileiro de Automática, Vol.1, pp. 360-365, Vitória, 1992.

[Kraus, 84]

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

[Litt, 90]

Litt J. - "An Expert System to Perform On-Line Controller Tuning", Automatica, vol. 25, pp. 500-505, 1990.

[Morris, 87]

Morris H. M. - "How Adaptive Are Adaptive Process Controllers?", Control Engineering, pp. 96-100, Março 1987.

[Nishikawa, 84]

Nishikawa Y, Sannamiya N., Ohta T., Tanaka H. - " A Method for Auto-tuning of PID Control Parameters ", Automatica, vol. 20, pp 321 - 332, 1984.

[Pagano, 88]

Pagano, D. J., Garnousset, H. E., Bruciapaglia, A. H., Caetano S. S. - " Sistema Especialista para Ajuste de Controladores PID ", Anais do III Congresso Latino Americano de Automática, pp 88-95, Vinã del Mar, Chile o 1988.

[Pagano, 89]

Pagano, D. J. - " Desenvolvimento de um Controlador Digital PID Auto-Ajustável Baseado num Sistema Especialista ", Dissertação de Mestrado, UFSC, Março 1989.

[Pagano, 91]

Pagano, D. J., Bruciapaglia A. H., Caetano, S. S., Kammer L. C. - " Intelligent Tuning of PID Controllers Based on a Production Rules System ", IFAC Symposium - Intelligent Tuning and Adaptive Control ITAC'91, Singapura, 1991

[Silva, 90]

Silva, E. D. V. da - " Controlador PID Adaptativo Baseado em Reconhecimento de Forma ", Dissertação de Mestrado, COPPE/UFRJ, abril 1990.

[Taylor, 87]

Taylor - " Instructions for the Autune Function Taylor Controller XL ", Dezember 1987.

[Ziegler, 42]

Ziegler, J. G., Nichols B. N. - " Optimum Settings for Automatic Controllers ", Transactions of the ASME, vol. 64, n<sup>o</sup> 8, pp. 759-768, November 1942.

## ANEXO A

## PADRÕES DE FORMA DE ONDA

Nas páginas seguintes apresentamos os padrões de forma de onda correspondentes aos 10 grupos de classificação das respostas de malha fechada. Os valores de  $S_o$ ,  $S_u$ ,  $S_{o2}$  e  $S_{u2}$  para mudanças de referência são determinados conforme já indicado na figura 3.7. Por sua vez para uma resposta a perturbação de carga estes valores são obtidos conforme apresenta a figura 1 deste anexo.

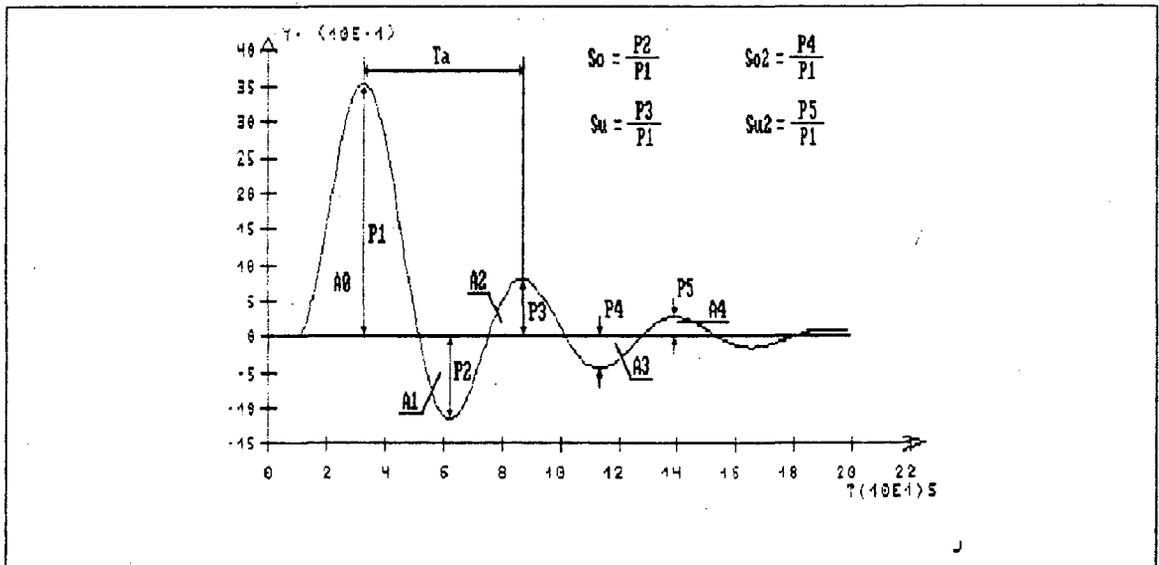
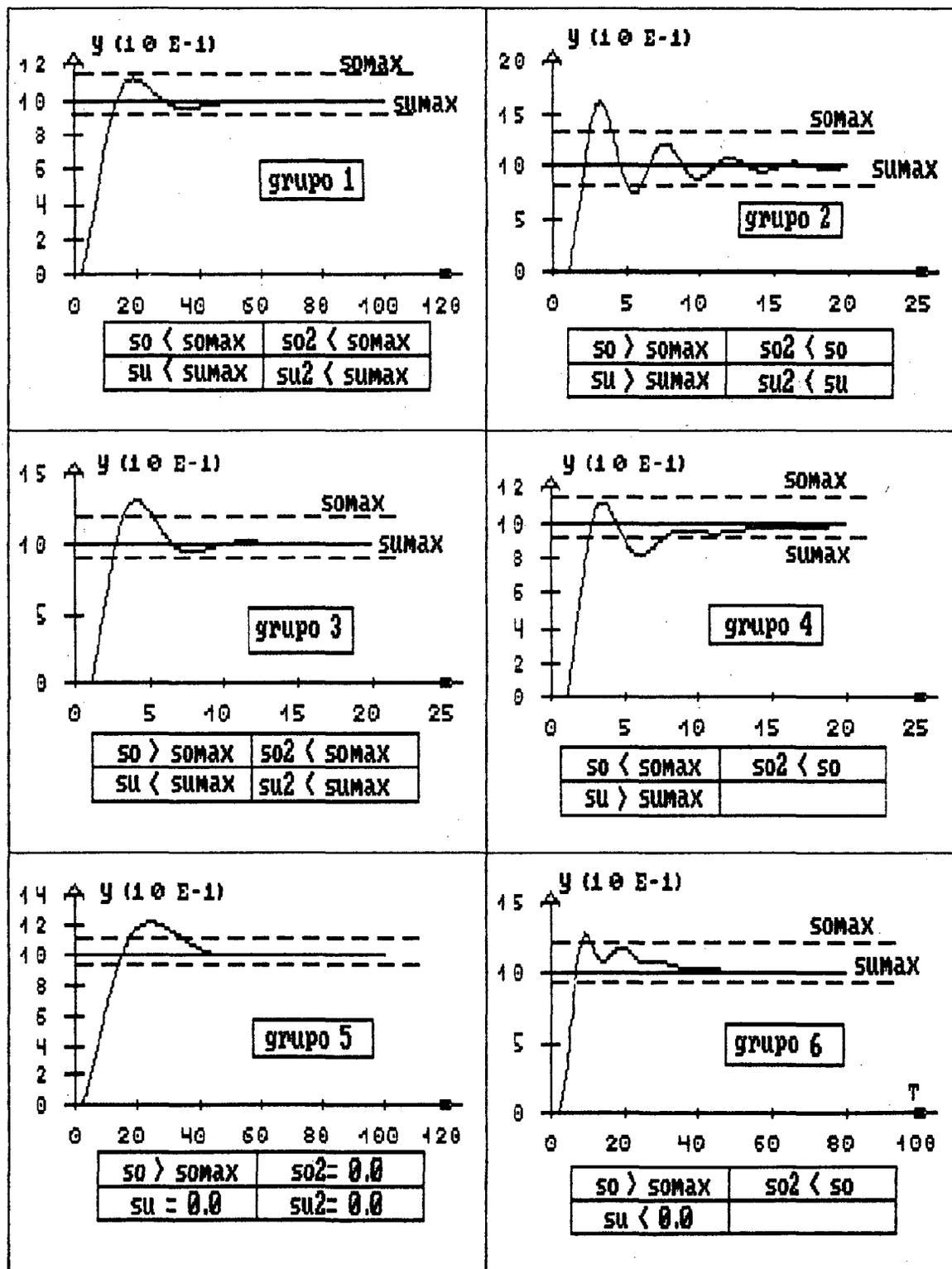
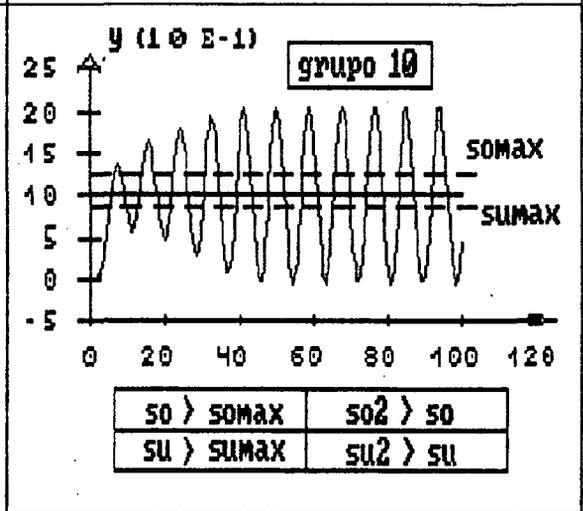
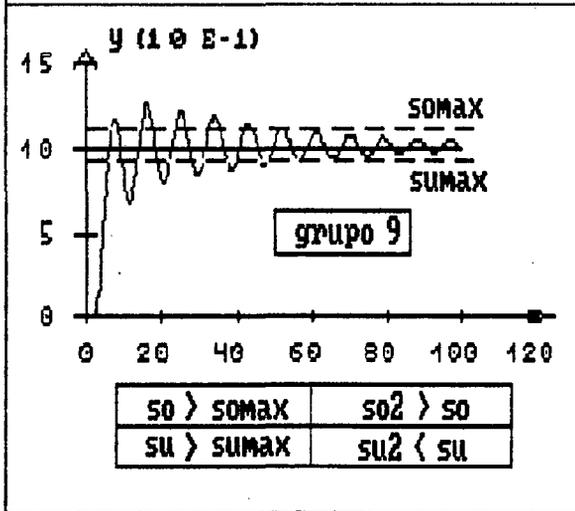
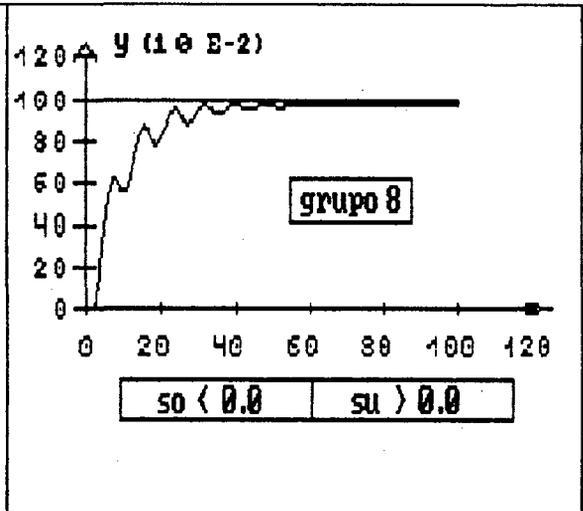
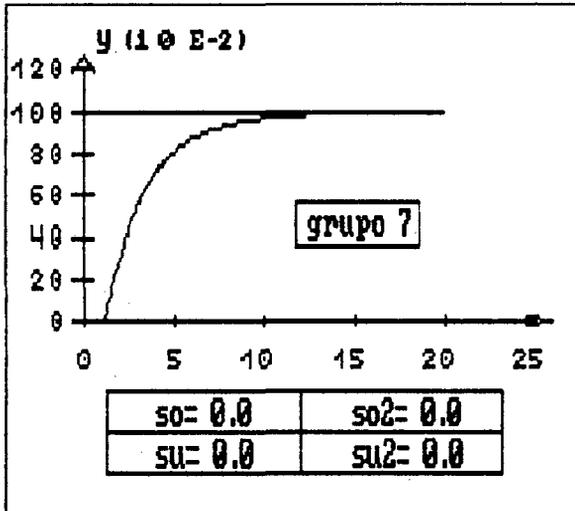


figura 1 - parâmetros do reconhecimento de malha fechada para uma perturbação de carga

## 1) PADRÕES PARA RESPOSTA A REFERÊNCIA





## 2) PADRÕES PARA RESPOSTA A PERTURBAÇÃO

