

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO E
AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL
JULHO 1989

*Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Samuel Siqueira Bueno e aprovada
pela Comissão Julgadora em 28 de julho de 1989*
@maraf

CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL
COM ESTRUTURA PID

Por: Samuel Siqueira Bueno

Orientador: Prof. Wagner C. Amaral

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica FEE - UNICAMP
como parte dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de
MESTRE EM ENGENHARIA.

Campinas - 1989

Este trabalho contou com o apoio financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq.

Tenciono contar (uma)... história. Difícil. Talvez deixe de mencionar particularidades úteis, que me pareçam acessórias e dispensáveis. Também pode ser que... não confie suficientemente na compreensão dos leitores e repita passagens insignificantes... Não importa. Na opinião dos caboclos..., todo o caminho dá na venda.

Graciliano Ramos, em São Bernardo.

Aos meus pais, pelo apoio, incentivo e confiança.

A Lourdinha, pelo companheirismo, e ao Lucas e Luisa pelos momentos indescritivelmente felizes que me têm proporcionado.

AGRADECIMENTOS

Aos amigos.

A Célia, pela dedicação em tornar este trabalho apresentável.

Ao CTI.

A FEE/UNICAMP, na pessoa dos professores Dr. Wagner Caradori do Amaral e Luis Gimeno Latre, responsáveis pela minha introdução na área de identificação e controle adaptativo.

Ao Mauricio Alves da Silva, pelas discussões em relação à pré-sintonia e ao reconhecimento de padrão, e pelos recursos gráficos utilizados neste trabalho.

Ao Prof. Dr. Fernando Antonio Campos Gomide, pela convivência que tivemos no CTI que, dentre outros aspectos, resultou no trabalho que constitui esta tese.

Um agradecimento especial ao Wagner, em reconhecimento pela sua postura como orientador, como colega de trabalho e, principalmente, pela "figura" humana que é.

RESUMO

Neste trabalho, desenvolve-se um controlador auto-ajustável com estrutura PID, cuja lei de controle é obtida através da restrição da estrutura do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, que minimiza as oscilações da variável de saída do processo em torno do sinal de referência e também pondera o esforço de controle exigido.

A lei de controle resultante apresenta ainda um parâmetro de ajuste, semelhante ao ganho proporcional, que deve ser fornecido pelo usuário. Para tornar este controlador independente da intervenção do usuário, propõe-se um procedimento baseado em reconhecimento de padrão para o ajuste automático deste parâmetro.

Os parâmetros da lei de controle são determinados diretamente através de um algoritmo recursivo de estimação de parâmetros, numericamente robusto.

Propõe-se também a introdução de um nível de supervisão para gerenciar o desempenho tanto do estimador de parâmetros quanto da lei de controle.

I N D I C E

CAPITULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1. Controladores PID.....	2
1.2. Controladores Auto-Ajustáveis.....	4
1.3. Controladores Adaptativos com Estrutura PID.....	8
1.4. Objetivos deste Trabalho.....	11
 CAPITULO 2 - CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL COM ESTRUTURA PID....	 13
2.1. Introdução.....	14
2.2. Controlador Auto-Ajustável de Variância Mínima Generali- zada.....	16
2.3. Controlador PID Discreto.....	23
2.4. Controlador Auto-Ajustável com Estrutura PID.....	28
2.4.1. Introdução.....	28
2.4.2. Lei de Controle.....	30
2.4.3. Parâmetros do Controlador PID Discreto.....	34
2.5. Estimação de Parâmetros.....	35
2.5.1. Modelo para a Estimação de Parâmetros.....	35
2.5.2. Método para a Estimação de Parâmetros.....	39
2.6. Resumo.....	43
 CAPITULO 3 - ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO.....	 44
3.1. Introdução.....	45
3.2. Robustez Numérica do Estimador.....	46
3.3. Supervisão do Estimador.....	53
3.3.1. Convergência Inicial e Acompanhamento do Traço da Matriz de Covariância.....	55
3.3.2. Estimação de Parâmetros Variantes no Tempo.....	56
3.3.2.1. Parâmetros que Variam Lentamente.....	62
3.3.2.2. Parâmetros que Variam Rapidamente.....	62
3.3.3. Excitação do Processo.....	72
3.3.4. Inicialização do Estimador e Filtragem dos Parâ- metros Estimados.....	79

3.4. Supervisão da Lei de Controle.....	80
3.4.1. Pré-sintonia.....	80
3.4.1.1. Obtenção de Dados do Processo.....	82
3.4.1.2. Determinação dos Parâmetros do Controlador.....	88
3.4.2. Parâmetro de Ajuste v	91
3.4.2.1. Inicialização de v	92
3.4.2.2. Adaptação de v	93
3.4.3. Utilização dos Parâmetros de Sintonia.....	98
3.4.4. Função de Transferência $P(s)$	100
3.5. Resumo.....	106
 CAPÍTULO 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES.....	109
4.1. Introdução.....	110
4.2. Processos Simulados e Condições de Simulação.....	110
4.3. Resultados de Simulações.....	113
4.3.1. Modelos 1 e 2 - Variação no Ganho do Processo....	113
4.3.2. Modelo 1 - Excitação Não Persistente.....	121
4.3.3. Modelo 1 - Adaptação do Parâmetro de Ajuste v	127
4.3.4. Modelos 6 e 1 - Variação na Dinâmica do Processo.	129
4.3.5. Modelo 5 - Processo de Fase Não Mínima e Perturbação Correlata.....	135
4.3.6. Modelo 3 - Variação do Atraso de Transporte do Processo.....	141
3.4.7. Modelo 4 - Processo Oscilatório Amortecido.....	147
 CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES.....	151
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	156

CAPITULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. CONTROLADORES PID

A maioria dos sistemas de controle de processos utilizados atualmente na indústria baseia-se em mecanismos clássicos de controle. Um exemplo são os controladores PID, ou de 3 termos, surgidos na década de 30 e que têm sido utilizados extensivamente no controle de diversos tipos de processos, de características físicas distintas.

Os controladores PID foram implementados, durante muito tempo, através de dispositivos pneumáticos. Com o advento dos semicondutores, eles passaram a ser implementados em hardware analógico.

A evolução da tecnologia digital permitiu, no início da década de 60, a implementação destes controladores através de um hardware digital, surgindo o conceito de Controle Digital Direto. Posteriormente, o aparecimento dos microcomputadores tornou economicamente viável a introdução no mercado de diversos controladores PID digitais e de Sistemas Digitais de Controle Distribuído, cujo módulo básico de controle também é o controlador PID.

O controlador PID está incorporado à tradição de operação de processos industriais, devido à sua simplicidade e ao fato de que quando sintonizado adequadamente, normalmente proporciona um desempenho satisfatório do processo controlado. Isto ocorre porque a capacidade de acompanhamento de um sinal de referência e de rejeição às perturbações, neste controlador, é especialmente aumentada quando o processo controlado é de ordem relativamente baixa, linear e invariante no tempo [TZAFESTAS, 1985].

No entanto, se o processo não apresenta as características mencionadas, o desempenho dos controladores PID pode ficar comprometido.

No caso de processos não lineares, os controladores normalmente são *desintonizados*, a priori, ou seja, são sintonizados de tal forma que o desempenho é sacrificado em

função da necessidade do controlador atuar em pontos de operação distintos. Uma alternativa que pode resultar em um comportamento mais satisfatório nestes casos é o de se utilizar controladores com a função *ganho adaptativo*, em que a variação do ganho é pré-programada, como uma função do valor do erro entre os sinais de referência e de saída do processo.

Quando os processos são variantes no tempo, seria necessário re-sintonizar periodicamente o controlador, o que nem sempre é possível. Processos mais complexos tornam também o procedimento de sintonização trabalhoso e com resultados nem sempre satisfatórios.

Os procedimentos usuais para a sintonização dos controladores requerem a aplicação de uma perturbação ao processo (em malha aberta ou fechada, dependendo do método utilizado) obtendo-se então os valores iniciais para os parâmetros de sintonia, que são o ganho proporcional e os tempos integral e derivativo. Estes parâmetros são modificados posteriormente, através de tentativa e erro, observando-se o comportamento da variável de saída do processo em malha fechada para variações no sinal de referência e/ou para perturbações que ocorram no processo, até se conseguir o comportamento desejado.

A sintonização dos controladores PID é, em muitas vezes, não trivial, e pode ser difícil encontrar-se os parâmetros que resultem em um comportamento em malha fechada desejado para o processo [WITTENMARK, 1979].

As relações entre a sintonização destes controladores e o desempenho em malha fechada de diferentes tipos de processo são discutidos em [Mc MILLAN, 1983]. Diversos métodos para a sintonização de controladores PID analógicos são descritos na literatura [ZIEGLER, 1942], [COHEN, 1953], (ver por exemplo [MILLER, 1967], [DESHPANDE, 1981] e [KINNEY, 1983]). [CHIEN, 1952], [LOPEZ, 1967], [FERTIK, 1975], [SHINSKEY, 1979], [HIND, 1981], [ÅSTRÖM, 1982], [KAYA, 1988].

Além dos parâmetros de sintonia já mencionados, os controladores PID na forma discreta apresentam um outro parâmetro a ser especificado, qual seja, o período de amostragem. A sintonização destes controladores torna-se assim mais complexa do que a dos controladores analógicos.

Para os controladores em que o período de amostragem é muito pequeno (comparado com a dinâmica do processo), pode-se utilizar os métodos de sintonização disponíveis para as versões analógicas. Este é o caso dos controladores disponíveis no mercado (desde os "single loop" até os Sistemas Digitais de Controle Distribuído), em que o período de amostragem é da ordem de poucas centenas de mili-segundos, (tipicamente 250 ms). Entretanto, à medida em que o período de amostragem aumenta, verifica-se que os parâmetros de sintonia, e consequentemente os procedimentos para o ajuste destes parâmetros, tornam-se distintos daqueles utilizados nos controladores analógicos [KOFFAHL, 1985]. A sintonização de controladores PID digitais é discutida em [DAHLIN, 1968a,b], [LOPEZ, 1969], [TAKAHASHI, 1971], [CHIU, 1973a,b,c], [FERTIK, 1975], [ISERMAN, 1981], [CLARKE, 1987d].

A implementação de controles PID digitais requer ainda a introdução de diversas heurísticas, por exemplo para a dessaturação do termo integral e a transferência suave entre os modos manual e automático de operação [SILVA, 1985], [ÅSTRÖM, 1986], [CLARKE, 1987a].

1.2. CONTROLADORES AUTO-AJUSTAVEIS

Uma alternativa para o controle de processos complexos em que os controladores PID apresentam um desempenho insatisfatório, é o de se utilizar controladores adaptativos, que têm a capacidade de ajustar automaticamente os seus parâmetros para acompanhar variações no processo ou no seu ambiente.

Uma das estratégias existentes para o projeto de controladores adaptativos consiste em fazer com que o controlador

identifique o modelo do processo e, a partir deste, determine automaticamente os seus próprios parâmetros de maneira a otimizar um critério de desempenho especificado. Obtém-se assim os controladores auto-ajustáveis, propostos inicialmente por [KALMAN, 1958], e ilustrados na Figura 1.1.

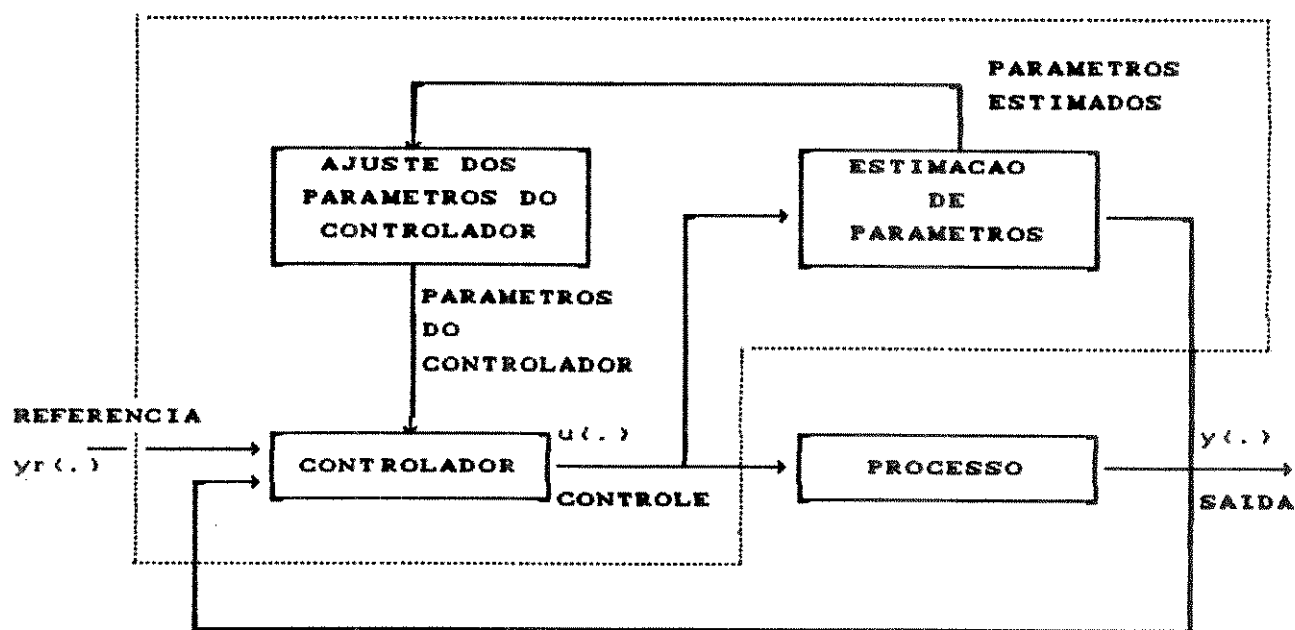


Figura 1.1 - Controlador Auto-ajustável

Da Figura 1.1, verifica-se que o controlador auto-ajustável compõe-se de duas etapas de processamento: A primeira, de identificação, consiste em um estimador recursivo de parâmetros com o objetivo de obter um modelo do processo. Assume-se então que os parâmetros estimados são iguais aos parâmetros reais do processo, o que constitui o Princípio da Equivalência Certa [WITTENMARK, 1974], [BAR-SHALON, 1974], e a partir destes valores estimados, calcula-se os parâmetros do controlador. Este último, que implementa uma lei de controle linear, compreende a segunda etapa.

A estimação dos parâmetros obtendo-se um modelo do processo resulta em um algoritmo conhecido como indireto (ou explícito). É possível reparametrizar este modelo, para estimar diretamente os

parâmetros do controlador, resultando em um algoritmo direto (ou implícito). O algoritmo indireto possibilita uma maior liberdade no projeto do controlador e um acesso direto aos parâmetros estimados do processo, o que facilita a supervisão do estimador, mas torna necessário o cálculo dos parâmetros do controlador a partir dos parâmetros estimados. Já no algoritmo direto, que mostra-se geralmente mais robusto que o anterior, este cálculo é desnecessário pois estima-se os parâmetros do controlador diretamente, o que reduz a carga computacional. Entretanto, nesta segunda alternativa o número de parâmetros estimados é normalmente maior, [ÅSTRÖM, 1980b], [ORTEGA, 1984], [GOODWIN, 1984b], [ISERMAN, 1985a], [ÅSTRÖM, 1985b].

A lei de controle é determinada minimizando-se uma função de custo quadrática, conforme foi proposto por [KALMAN, 1958] e posteriormente por [PETERKA, 1970]. Em 1973, ÅSTRÖM e WITTENMARK propuseram um controlador para resolver o problema de regulação. Neste controlador, a lei de controle é obtida minimizando-se a variância do sinal de saída $y(.)$ do processo, conforme a função de custo [ÅSTRÖM, 1973]:

$$J = \mathbb{E} \{y^2(t)\} \quad (1.1)$$

onde $\mathbb{E} \{ \}$ é o operador esperança matemática. O regulador auto-ajustável assim obtido implementa uma lei de controle conhecida como de variância mínima.

Simulações e aplicações mostraram algumas deficiências do regulador auto-ajustável:

- é aplicável a uma classe restrita de problemas, pois atende somente aos casos de regulação;
- não é diretamente aplicável a processos de fase não mínima, pois resulta em um sistema instável em malha fechada [SEBORG, 1986];
- pode produzir variações excessivas no sinal de controle.

Para resolver estes problemas e permitir a introdução de um sinal de referência $y_r(\cdot)$ (problema de servomecanismo), o regulador auto-ajustável foi modificado, tendo-se chegado ao controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, proposto por [CLARKE, 1975, 1979a]. A lei de controle obtida minimiza a variância de uma saída auxiliar, gerada a partir da saída do processo $y(\cdot)$, do sinal de controle $u(\cdot)$ e do sinal de referência $y_r(\cdot)$. A função de custo neste caso é dada pela equação:

$$J = \sum \left\{ [P(z^{-1})y(t) - R(z^{-1})y_r(t-k-1)]^2 + Q(z^{-1})u^2(t-k-1) \right\} \quad (1.2)$$

onde k é o atraso do processo e $P(\cdot)$, $R(\cdot)$ e $Q(\cdot)$ podem ser considerados como funções de transferência no operador z^{-1} .

A especificação pelo usuário dos polinômios que constituem estas funções de transferência permite o ajuste do comportamento do controlador. Considerando, por exemplo, $P(\cdot) = R(\cdot) = 1$, $Q(\cdot) = 0$ e $y_r(\cdot) = 0$, obtém-se o regulador de variância mínima. Ainda se $P(\cdot) = R(\cdot) = 1$, o controlador comporta-se como um preditor de Smith [SMITH, 1959] ótimo, em que o controlador em caminho direto é dado por $1/Q(\cdot)$. Se $P(\cdot) = R(\cdot) = 1$ e $Q(\cdot) = \lambda$, o escalar λ pode ser utilizado para se ajustar a variância do sinal de controle $u(\cdot)$, ou então para permitir a utilização do controlador em processos de fase não mínima.

Um controlador com ação integral é obtido fazendo-se $Q(\cdot) = \lambda(1-z^{-1})/(1-\alpha z^{-1})$ onde o escalar λ pondera neste caso a variância dos incrementos do sinal de controle. Para $Q(\cdot) = 0$ e $R(\cdot) = 1$, a função de transferência para o sistema em malha fechada, em relação ao sinal de referência $y_r(\cdot)$ é dada por $1/P(\cdot)$. A função de transferência $R(\cdot)$ pode ser utilizada para filtrar o sinal de referência $y_r(\cdot)$, ajustando a resposta da saída $y(\cdot)$ para mudanças em $y_r(\cdot)$. No caso de especificar $P(\cdot)$ e $R(\cdot)$ com $Q(\cdot) = 0$, a função de transferência para o sistema em malha fechada em relação a $y_r(\cdot)$ (ou modelo de referência), é dada por $R(\cdot)/P(\cdot)$; nesta situação, a utilização

de $Q(s) \neq 0$ resulta em um modelo de referência *desintonizado*, onde $Q(s)$ pode ser ajustado "on line" para se obter um compromisso entre o modelo de referência a ser seguido e a variância do sinal de controle $u(s)$ [CLARKE, 1975, 1979a,b], [GAWTHROP, 1977].

Diversas aplicações do regulador e do controlador auto-ajustável no controle de processos industriais têm sido relatadas na literatura: [ÅSTRÖM, 1977, 1983b], [SEBORG, 1986].

Um outro critério para o desenvolvimento de controladores auto-ajustáveis é a de se obter uma lei de controle que aloque os polos e zeros do sistema em malha fechada em valores pré-estabelecidos [WELLSTEAD, 1979a,b], [ÅSTRÖM, 1979, 1980a,b], [ISERMAN, 1981, 1982, 1985a], [GIRI, 1988].

Deve se salientar ainda que um controlador auto-ajustável com alocação de polos pode ser obtido também a partir da minimização de uma função de custo quadrática, como é o caso de [ALLIDINA, 1980, 1982]. Esta alocação está relacionada ao comportamento das respostas temporal e freqüencial do sistema, o que é tratado em [HUGUES, 1982] e [MENDES, 1984, 1987, 1988].

1.3. CONTROLADORES ADAPTATIVOS COM ESTRUTURA PID

Um dos aspectos que vem merecendo atenção, conforme se verifica na literatura, é o do desenvolvimento de controladores adaptativos com estrutura PID. O objetivo neste caso é o de se acrescentar às vantagens do controlador PID comum (simplicidade e vasta utilização), a capacidade de utilizá-lo no controle de processos complexos, não lineares ou variantes no tempo; ou mesmo para facilitar o procedimento de sintonização dos parâmetros.

Diversas estratégias são adotadas para a obtenção de controladores adaptativos com estrutura PID. Segue-se uma discussão resumida destas.

- Auto-sintonia

A auto-sintonia é um procedimento automático para a determinação dos parâmetros de sintonia de controladores PID. A execução deste procedimento depende de uma requisição por parte do usuário e, uma vez que os parâmetros foram obtidos, estes permanecem constantes ao longo do tempo. [YUWANA, 1982], [OHTA, 1979], [NISHIKAWA, 1981, 1984], [ÅSTRÖM, 1982, 1983c, 1984a,b, 1985a].

- Sistemas Especialistas Baseados em Reconhecimento de Padrão

Neste caso, é incorporado ao controlador PID convencional um Sistema Especialista, constituído por diversas regras de produção, que retratam o conhecimento de especialistas com grande experiência na sintonização de controladores PID. O ponto de partida para este sistema especialista é a monitoração dos sinais de referência $y_r(.)$ e de saída do processo $y(.)$, segundo o reconhecimento de padrão proposto por [BRISTOL, 1970, 1977, 1983].

Esta estratégia é utilizada por [KRAUS, 1984], [HIGHAM, 1986], [CARMON, 1986], [FENWAL, 1988], [SILVA, 1988a,b], e com algumas diferenças por [JONES, 1987a], [PORTER, 1987], [VALDETARO, 1988], [KEVIN, 1988] e [BUENO, 1989b].

- Alocação de Polos e Zeros

Para a utilização desta estratégia é necessário se estimar recursivamente um modelo simplificado do processo. Considerando este modelo e um controlador com estrutura PID, a equação característica pode ser igualada a um polinômio que contenha os polos do sistema em malha fechada. Obtém-se assim um sistema de equações cuja solução fornece os parâmetros de sintonia do controlador.

A definição dos polos no plano z desejados para o sistema em malha fechada não é trivial, sendo normalmente necessário um

procedimento de tentativa e erro para tal. Por este motivo, procura-se definir os polos desejados a partir de parâmetros mais próximos da realidade do usuário, como por exemplo tempo de resposta e sobre-elevação, razão de amortecimento e frequência de ressonância desejados.

Esta estratégia é discutida em [WITTENMARK, 1979], [ÅSTRÖM, 1979, 1980a], [ORTEGA, 1982, 1984], [HOOPES, 1983], [HAWK, 1983], [TZAFESTAS, 1985], [KIM, 1987a,b], [RDAKE, 1984, 1987, 1988], [TJOKRO, 1985], [ZHU-ZHI, 1985], [BANYASZ, 1982, 1985], [HETTHESSY, 1983], [KEVICZKY, 1985, 1988], [LAMMERS, 1982, 1985], [BATISTA, 1985a,b,], [NA, 1987], [FONG-CHWEE, 1988].

- Otimização

Nesta estratégia, os coeficientes do controlador PID são obtidos através da minimização de uma função de custo especificada. Fica caracterizado um problema de otimização, cuja solução requer a aplicação de métodos numéricos. [BANYASZ, 1982], [ORTEGA, 1982, 1984], [TZAFESTAS, 1985], [TAYLOR, 1986], [RDAKE, 1984, 1987, 1988], [DUMONT, 1985]. Na maioria destes artigos, o procedimento de otimização necessita da estimação de um modelo do processo.

- Controladores PID Auto-Ajustáveis

Um controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada com estrutura PID foi proposto por [CAMERON, 1983a,b]. Em [BUENO, 1989a,b] estende-se o algoritmo proposto por Cameron. Controladores PID auto-ajustáveis, desenvolvidos a partir da versão híbrida de [GAWTHROP, 1980], são discutidos em [GAWTHROP, 1982, 1986], [PROUDFOOT, 1983].

- Outros Métodos

Outros métodos para a obtenção de controladores adaptativos com estrutura PID são propostos em [Mc GREGOR, 1975], [CORRIPIO, 1981], [SONG, 1983, 1984], [KAYA, 1984], [MORILLA, 1986], [KOF AHL, 1985], [KLAN, 1986], [McCLUSKEY, 1987], [JONES, 1987b], [CHEUNG, 1988].

1.4. OBJETIVOS DESTE TRABALHO

Neste trabalho, desenvolve-se um controlador auto-ajustável com estrutura PID [BUENO, 1989a,b], estendendo o algoritmo proposto por [CAMERON, 1983a,b].

O controlador é obtido minimizando-se inicialmente a função de custo quadrática descrita pela equação (1.2), o que resulta no controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada. Posteriormente, restringe-se a estrutura desta lei de controle para que ela corresponda a um controlador de 3 termos.

Para o desenvolvimento deste controlador considera-se também a atuação de perturbações correlatas no processo.

O controlador auto-ajustável com estrutura PID apresenta ainda um parâmetro de ajuste semelhante ao ganho proporcional, que deve ser fornecido pelo usuário. Para tornar este controlador independente da intervenção do operador, propõe-se procedimentos automáticos para a inicialização deste parâmetro e para o ajuste posterior deste parâmetro utilizando-se uma estratégia de reconhecimento de padrão.

Discute-se ainda a introdução de um nível de supervisão para gerenciar tanto a estimação de parâmetros quanto a lei de controle.

Com estes objetivos, o Capítulo 2 é dedicado à dedução do controlador auto-ajustável com estrutura PID, enfocando tanto a lei de controle quanto à estimação de parâmetros.

No Capítulo 3 discute-se os aspectos relacionados à implementação do controlador, o que abrange um algoritmo numericamente robusto para a estimação e a introdução de um nível de supervisão tanto do estimador de parâmetros quanto da lei de controle.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulações, com o controlador aplicado a diferentes tipos de processos.

Finalmente, o Capítulo 5 é dedicado às conclusões do trabalho.

CAPITULO 2

CONTROLADOR AUTO-AJUSTAVEL COM ESTRUTURA PID

2.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado ao desenvolvimento do controlador auto-ajustável com estrutura PID. Obtém-se inicialmente o controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada; posteriormente, restringe-se a estrutura deste controlador para que ele represente um controlador de 3 termos.

Neste desenvolvimento estende-se o algoritmo proposto por Cameron [CAMERON, 1983a,b], analisando-se para a obtenção da lei de controle os efeitos de perturbações correlatas atuando no processo. Assume-se que o processo pode ser modelado através de uma representação entrada e saída discreta linear, tipo CARMA, dada pela equação (2.1) e representada na Figura 2.1.

$$A(z^{-1}) y(t) = B(z^{-1}) z^{-k-1} u(t) + C(z^{-1}) \xi(t) \quad (2.1)$$

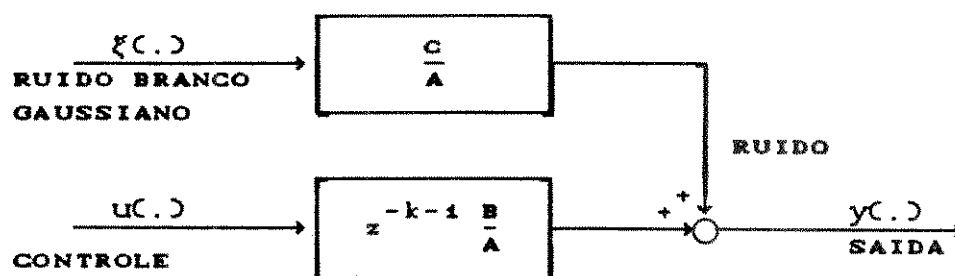


Figura 2.1 - Modelo CARMA para o processo

Para a equação (2.1) tem-se que:

$\langle y(.) \rangle$ são sequências de sinais de saída do processo;

$\langle u(.) \rangle$ são sequências de sinais de controle aplicados ao processo;

$\langle \xi(.) \rangle$ são sequências de ruídos brancos gaussianos caracterizados pela distribuição $N(0, \sigma_\xi^2)$.

k é o atraso do processo em número inteiro de intervalos de amostragem, ($k \geq 0$), sendo que $k+1$ inclui um atraso unitário intrínseco à amostragem com segurador.

$A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ e $C(z^{-1})$ são polinômios no operador atraso z^{-1} , de ordens N_A , N_B e N_C respectivamente, dados por:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N_A} z^{-N_A} \quad (2.2a)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{N_B} z^{-N_B} \quad (2.2b)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{N_C} z^{-N_C} \quad (2.2c)$$

Neste trabalho, a extensão do controlador proposto por Cameron envolve também o desenvolvimento de procedimentos para automatizar a inicialização e ajuste, durante a operação do controlador, de um parâmetro (semelhante ao ganho proporcional) que originalmente seria especificado pelo usuário. Este assunto será tratado no Capítulo 3.

Considerando os objetivos mencionados, este capítulo compõe-se da seguinte maneira:

Partindo do modelo descrito pela equação (2.1), a seção 2.2 apresenta a dedução do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, proposto por [CLARKE, 1975, 1979a].

A seção 2.3 é dedicada à dedução de um controlador PID discreto.

Na seção 2.4 deduz-se o controlador auto-ajustável com estrutura PID. No desenvolvimento adotado, restringe-se a estrutura do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, adequando-a à estrutura do controlador PID discreto obtido na seção 2.3.

A estimação de parâmetros para o controlador auto-ajustável com estrutura PID é abordada na seção 2.5.

A seção 2.6 apresenta um resumo do capítulo.

2.2. CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA

O controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, introduzido na seção 1.2, é obtido minimizando a função de custo dada pela equação (1.2) reescrita a seguir:

$$J = \mathbb{E} \left\{ \left[\left(P(z^{-1})y(t+k+1) - R(z^{-1})y_r(t) \right)^2 + Q(z^{-1})u(t)^2 \right] / t \right\} \quad (2.3)$$

onde $\mathbb{E}(\cdot/t)$ é o operador esperança matemática condicionado às informações disponíveis até o instante t , e $P(\cdot)$, $R(\cdot)$ e $Q(\cdot)$ podem ser considerados como funções de transferência no operador z^{-1} , ou seja:

$$P(z^{-1}) = \frac{P_N(z^{-1})}{P_D(z^{-1})} = \frac{p_{N_0} + p_{N_1}z^{-1} + \dots + p_{N_{NPN}}z^{-NPN}}{p_{D_0} + p_{D_1}z^{-1} + \dots + p_{D_{NPD}}z^{-NPD}} \quad (2.4a)$$

$$Q(z^{-1}) = \frac{Q_N(z^{-1})}{Q_D(z^{-1})} = \frac{q_{N_0} + q_{N_1}z^{-1} + \dots + q_{N_{NQN}}z^{-NQN}}{q_{D_0} + q_{D_1}z^{-1} + \dots + q_{D_{NQD}}z^{-NQD}} \quad (2.4b)$$

$$R(z^{-1}) = \frac{R_N(z^{-1})}{R_D(z^{-1})} = \frac{r_{N_0} + r_{N_1}z^{-1} + \dots + r_{N_{NRN}}z^{-NRN}}{r_{D_0} + r_{D_1}z^{-1} + \dots + r_{D_{NRD}}z^{-NRD}} \quad (2.4c)$$

Na função de custo descrita pela equação (2.3), a única parcela desconhecida no instante t é dada por $P(\cdot)y(t+k+1)$. Portanto, para a obtenção da lei de controle, é necessário prever-se o termo $P(\cdot)y(t+k+1)$ a partir das informações disponíveis no instante t . A notação para esta previsão é $P(\cdot)y^*(t+k+1/t)$, onde $k+1$ é o horizonte de previsão.

A partir do modelo do processo descrito pela equação (2.1), obtém-se que:

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{P_N B}{P_D A} u(t) + \frac{P_N C}{P_D A} \xi(t+k+1) \quad (2.5)$$

A primeira parcela do lado direito da equação (2.5) é conhecida no instante t . Já a segunda parcela, envolve termos $(\xi(t+k+1), \dots, \xi(t+1))$ que são independentes das medidas, e termos $(\xi(t), \xi(t-1), \dots)$ que podem ser calculados a partir das medidas disponíveis no instante t .

Para se separar as partes dependentes e independentes das medidas, utiliza-se a identidade polinomial definida pela equação (2.6):

$$\frac{P_N C}{P_D A} = E + z^{-k-1} \frac{F}{P_D A} \quad (2.6)$$

Os polinômios

$$E(z^{-1}) = e_0 + e_1 z^{-1} + \dots + e_{NE} z^{-NE} \quad (2.7a)$$

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{NF} z^{-NF} \quad (2.8a)$$

com $e_0 = p_{N0}/p_{D0}$, e ordens

$$NE = k \quad (2.7b)$$

$$NF = \max \begin{cases} NA + NPD - 1 \\ NC + NPN - k - 1 \end{cases} \quad (2.8b)$$

resultam em uma solução única para esta identidade.

Levando a equação (2.6) na equação (2.5) obtém-se:

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{P_N B}{P_D A} u(t) + E \xi(t+k+1) + \frac{F}{P_D A} \xi(t) \quad (2.9)$$

A penúltima parcela do lado direito desta equação é independente das medidas, enquanto que a última parcela pode ser calculada a partir das medidas disponíveis no instante t .

Como do modelo do processo tem-se que:

$$\xi(t) = \frac{A}{C} y(t) - z^{-k-1} \frac{B}{C} u(t)$$

obtem-se a partir da equação (2.9):

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{P_N B}{P_D A} u(t) + E \xi(t+k+1) + \frac{F}{P_D A} \left[\frac{A}{C} y(t) - z^{-k-1} \frac{B}{C} u(t) \right]$$

e reagrupando-se os termos:

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B}{C} \left[\frac{P_N C}{P_D A} - z^{-k-1} \frac{F}{P_D A} \right] u(t) + E \xi(t+k+1) \quad (2.10)$$

Da identidade polinomial tem-se que:

$$E = \frac{P_N C}{P_D A} - z^{-k-1} \frac{F}{P_D A}$$

e, considerando a equação (2.10), chega-se a:

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) + E \xi(t+k+1) \quad (2.11)$$

Nesta equação, o termo $E \xi(\cdot)$ envolve a sequência de ruídos $\langle \xi(\cdot) \rangle$ entre os instantes $t+1$ e $t+k+1$ (pois $N_E = k$); logo $E \xi(\cdot)$ é independente da informação disponível no instante t . Portanto, a melhor previsão para $P y(t+k+1)$ condicionada à informação disponível no instante t é dada pela equação (2.12):

$$\frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) = \frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) \quad (2.12)$$

Considerando a equação (2.12), a equação (2.11) pode ser reescrita como segue:

$$\frac{P_N}{P_D} y(t+k+1) = \frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) + E \xi(t+k+1) \quad (2.13)$$

Uma vez explicitada a previsão $P(.) y^*(t+k+1/t)$, o próximo passo para a obtenção da lei de controle consiste em se determinar a variável $u(.)$ que minimiza a função de custo (2.3). Levando a equação (2.13) na equação (2.3) obtém-se:

$$J = \mathbb{E} \left\{ \left[\left[\left[\frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) + E \xi(t+k+1) \right] - R y_r(t) \right]^2 + Q u^2(t) \right] / t \right\}$$

que, desenvolvendo, resulta em:

$$\begin{aligned} J = & \mathbb{E} \left\{ \left[\left[\frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) - R y_r(t) \right]^2 / t \right\} + \right. \\ & + 2 \mathbb{E} \left\{ \left[\left[\frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) - R y_r(t) \right] \left[E \xi(t+k+1) \right] / t \right\} + \right. \\ & + \mathbb{E} \left\{ \left[\left[E \xi(t+k+1) \right]^2 / t \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left[\left[Q u^2(t) \right] / t \right\} \right. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Esta equação apresenta em seu lado direito 4 parcelas, com as seguintes características em relação ao operador $\mathbb{E} (./t)$:

A primeira parcela é determinística, pois as variáveis existentes nesta expressão são conhecidas no instante t .

A segunda parcela é nula, pois o ruído entre os instantes $t+1$ e $t+k+1$ é não correlato com as variáveis medidas até o instante t .

A terceira parcela é independente da informação disponível até o instante t , pois se refere às perturbações entre os instantes $t+1$ e $t+k+1$.

A quarta parcela é determinística, pois compreende valores conhecidos no instante t .

A partir das considerações acima, tem-se que:

$$J = \left[\frac{P_N}{P_D} y^*(t+k+1/t) - R y_r(t) \right]^2 + Q u^2(t) + \left[E \xi(t+k+1) \right]^2$$

Utilizando a previsão dada pela equação (2.12) obtém-se:

$$J = \left[\frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) - R y_r(t) \right]^2 + Q u^2(t) + \left[E \xi(t+k+1) \right]^2 \quad (2.15)$$

Como esta função de custo é quadrática, para minimizá-la é necessário fazer:

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

o que resulta em:

$$2 \left[\frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) - R y_r(t) \right] \cdot \frac{\partial}{\partial u(t)} \left[\frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) - R y_r(t) \right] + 2 Q u(t) \cdot \frac{\partial}{\partial u(t)} \left[Q u(t) \right] + 0 = 0 \quad (2.16)$$

Considerando-se os polinômios $B(\cdot)$, $E(\cdot)$ e $C(\cdot)$ dados respectivamente pelas equações (2.2b), (2.7a), (2.2c), e que $e_o = p_{N_o}/p_{D_o}$, obtém-se:

$$\frac{\partial}{\partial u(t)} \left[\frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) - R y_r(t) \right] = b_o \frac{p_{N_o}}{p_{D_o}} \quad (2.17)$$

Para $Q(\cdot)$ definido segundo a equação (2.4b) tem-se que:

$$\frac{\partial}{\partial u(t)} \left[Q u(t) \right] = \frac{q_{N_o}}{q_{D_o}} \quad (2.18)$$

Utilizando os valores das derivadas, dadas pelas equações (2.17,18), na equação (2.16), chega-se a:

$$\left[\frac{F}{P_D C} y(t) + \frac{B E}{C} u(t) - R y_r(t) \right] b_o \frac{p_{N_o}}{p_{D_o}} + \frac{q_{N_o}}{q_{D_o}} Q u(t) = 0$$

de onde obtém-se, explicitando a variável de controle $u(\cdot)$:

$$u(t) = \frac{C R y_r(t) - (F/P_D) y(t)}{B E + \frac{q_{N_o} p_{D_o}}{b_o q_{D_o} p_{N_o}} C Q} \quad (2.19)$$

Definindo-se a saída do processo filtrada $y_f(\cdot)$:

$$y_f(t) = \frac{1}{P_D(z^{-1})} y(t) \quad (2.20)$$

e as relações:

$$Q'(z^{-1}) = \frac{q_{N_o} p_{D_o}}{b_o q_{D_o} p_{N_o}} Q(z^{-1}) \quad (2.21)$$

e

$$G(z^{-1}) = B(z^{-1}) E(z^{-1}) \quad (2.22a)$$

com

$$G(z^{-1}) = g_o + g_1 z^{-1} + \dots + g_{N_g} z^{-N_g} \quad (2.22b)$$

$$N_g = N_b + k \quad (2.22c)$$

a equação (2.20) pode ser reescrita como segue, obtendo-se a lei de controle de variância mínima generalizada:

$$u(t) = \frac{C(z^{-1}) R(z^{-1}) y_r(t) - F(z^{-1}) y_f(t)}{G(z^{-1}) + C(z^{-1}) Q'(z^{-1})} \quad (2.23)$$

Um outro desenvolvimento pode ser utilizado para a obtenção desta lei de controle, a partir de uma saída auxiliar $\phi(\cdot)$, gerada através de um modelo auxiliar ilustrado na Figura 2.2.

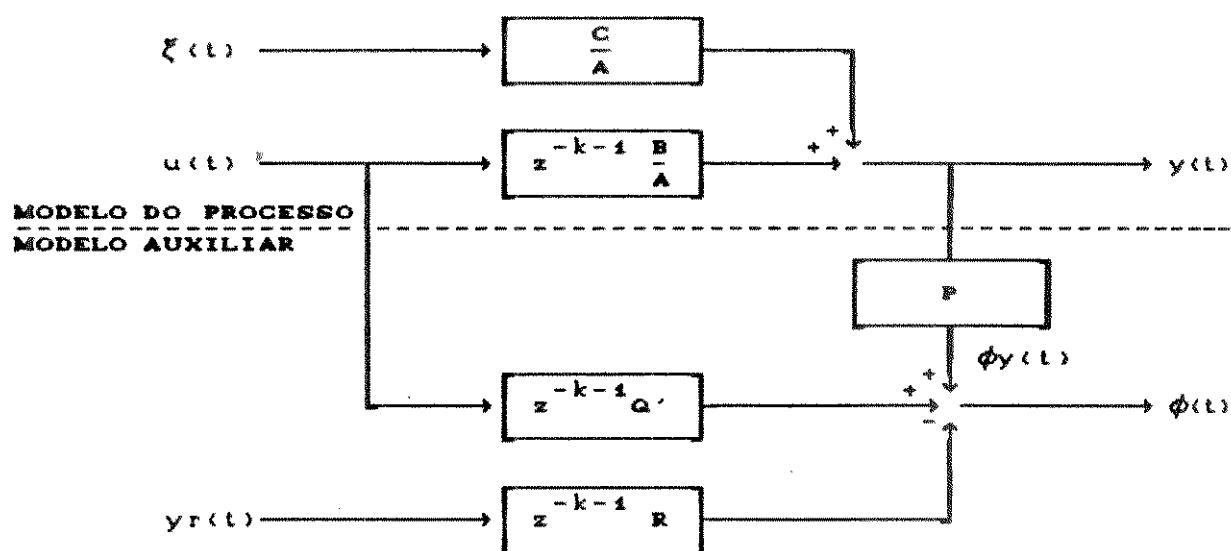


Figura 2.2 - Modelo auxiliar

Define-se a saída auxiliar $\phi(.)$ através da equação:

$$\phi(t) = P y(t) + Q' u(t-k-1) - R y_r(t-k-1) \quad (2.24)$$

Definindo-se ainda a variável $\phi y(t)$ como:

$$\phi y(t) = P y(t) = \frac{P_N}{P_D} y(t) \quad (2.25)$$

tem-se então para a equação (2.24), $k+1$ passos à frente:

$$\phi(t+k+1) = \phi y(t+k+1) + Q' u(t) - R y_r(t) \quad (2.26)$$

Utilizando a equação (2.25) e as definições dadas pelas equações (2.20) e (2.22a), a equação (2.11) pode ser reescrita como segue:

$$\phi y(t+k+1) = \frac{F}{C} y_f(t) + \frac{G}{C} u(t) + E \xi(t+k+1) \quad (2.27)$$

Levando a equação (2.27) na equação (2.26), obtém-se:

$$\phi(t+k+1) = \frac{F}{C} y_f(t) + \left[\frac{G}{C} + Q' \right] u(t) - R y_r(t) + E \xi(t+k+1) \quad (2.28)$$

Observando esta equação, verifica-se que todas as parcelas envolvem variáveis conhecidas no instante t , exceção feita à última que envolve a sequência de ruídos $\{\xi(\cdot)\}$ entre os instantes $t+1$ e $t+k+1$. Como esta sequência é independente da informação disponível no instante t , de maneira semelhante à equação (2.12), pode-se definir a variável $\phi^*(t+k+1/t)$ através da equação (2.29) como sendo a melhor previsão para a saída auxiliar $\phi(t+k+1)$ num horizonte de $k+1$ passos, a partir da informação disponível no instante t :

$$\phi^*(t+k+1/t) = \frac{F}{C} yf(t) + \left[\frac{G}{C} + Q' \right] u(t) - R yf(t) \quad (2.29)$$

Verifica-se que a lei de controle de variância mínima generalizada, dada pela equação (2.23), é obtida fazendo $\phi^*(t+k+1/t) = 0$ na equação (2.29), ou seja, anulando a previsão $\phi^*(\cdot)$ da saída auxiliar $\phi(\cdot)$. Assim, de maneira semelhante ao regulador auto-ajustável, o controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada minimiza a variância de saída auxiliar $\phi(\cdot)$.

A partir da variável $\phi y(\cdot)$ dada pela equação (2.27), obtém-se também o modelo para a estimação dos parâmetros da lei de controle, o que será tratado na seção 2.5.

2.3. CONTROLADOR PID DISCRETO

A função de transferência do controlador PID contínuo, na sua forma clássica, é dada pela equação:

$$u(s) = K_c \left[1 + \frac{1}{T_I S} + T_D S \right] e(s) \quad (2.30)$$

onde $e(\cdot)$ é o erro entre o sinal de referência $y_r(\cdot)$ e a saída do processo $y(\cdot)$, definido como:

$$e(s) = y_r(s) - y(s) \quad (2.31)$$

e $u(.)$ é o sinal de controle. K_c - ganho proporcional, T_i - tempo integral e T_d - tempo derivativo, são os parâmetros de sintonia do controlador.

Como um diferenciador puro é irrealizável, os controladores PID industriais são implementados aproximando-se o termo derivativo por um filtro passa baixo, existindo ainda versões em que a ação derivativa atua somente no sinal de saída $y(.)$ do processo, e não no erro $e(.)$. [WITTENMARK, 1979], [DESHPANDE, 1981], [KAYA, 1988].

O controlador PID na forma discreta é obtido aplicando-se um determinado método de discretização no algoritmo na sua forma contínua. Como existem diferentes algoritmos para o PID contínuo, diferentes métodos de discretização, e de serem possíveis diversas considerações ao longo do desenvolvimento, é possível se obter inúmeros algoritmos para o controlador PID discreto [WITTENMARK, 1979], [ISERMAN, 1981], [TZAFESTAS, 1985], [BATISTA, 1985a], [SILVA, 1985].

Neste trabalho, o controlador PID discreto é obtido a partir da versão analógica dada pela equação (2.30). Para um tempo de amostragem T_s pequeno, a derivada pode ser aproximada por uma diferença de primeira ordem e a integral por uma integração retangular. Obtém-se assim um controlador PID na forma discreta, cujo algoritmo dado pela equação (2.32) é conhecido como posicional (ou absoluto), por fornecer diretamente o sinal de controle $u(.)$.

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^t e(i) + \frac{T_d}{T_s} [e(t) - e(t-1)] \right] \quad (2.32)$$

Esta equação pode ser reescrita para o instante $t-1$, o que resulta em:

$$u(t-1) = K_c \left[e(t-1) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{t-1} e(i) + \frac{T_d}{T_s} [e(t-1) - e(t-2)] \right] \quad (2.33)$$

Subtraindo a equação (2.33) da equação (2.32), obtém-se uma forma recursiva para o controlador PID discreto. O algoritmo, dado pela equação (2.34a), é conhecido como incremental, (ou velocidade), pois fornece a variação $\Delta u(\cdot)$ no sinal de controle $u(\cdot)$. [ISERMAN, 1981], [DESHPANDE, 1981], [TZAFESTAS, 1985]:

$$\Delta u(t) = K_c \left[e(t) - e(t-1) + \frac{T_s}{T_I} e(t) + \frac{T_D}{T_s} \left(e(t) - 2e(t-1) + e(t-2) \right) \right] \quad (2.34a)$$

O sinal $u(\cdot)$ é obtido através de

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (2.34b)$$

O algoritmo posicional dado pela equação (2.32) está sujeito ao crescimento do termo integral quando o elemento de atuação no processo atinge os limites extremos, o que é conhecido como saturação do termo integral. Diversas estratégias existem para evitar este efeito [SILVA, 1985]. Já o algoritmo incremental dado pela equação (2.34a), não apresenta este problema e adequa-se a processos cujo elemento de atuação comporta-se com características de integrador; se este não for o caso, o sinal de controle propriamente dito é determinado através da equação (2.34b) [AUSLANDER, 1978].

Reagrupando-se os termos das equações (2.34a,b) e utilizando-se o operador atraso z^{-1} , obtém-se a seguinte equação para o controlador PID discreto:

$$u(t) = K_c \left[\frac{q_{c_0} + q_{c_1} z^{-1} + q_{c_2} z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right] e(t) \quad (2.35)$$

onde:

$$q_{c_0} = \left[1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right] \quad (2.36a)$$

$$q_{c_1} = - \left[1 + \frac{2T_D}{T_s} \right] \quad (2.36b)$$

$$qc_2 = \frac{T_D}{T_S} \quad (2.36c)$$

A partir dos algoritmos do PID discreto, dados pelas equações (2.32) e (2.34a,b), diversas modificações têm sido propostas na literatura, como por exemplo em [AUSLANDER, 1978], [ISERMAN, 1981], [TZAFESTAS, 1985].

Uma alteração usual consiste em se utilizar o erro $e(.)$ somente no termo integral, enquanto que os termos proporcional e derivativo atuam sobre o sinal de saída $y(t)$. Deste modo, o sinal de referência $yr(.)$ é utilizado apenas através da ação integral do controlador. O objetivo desta alteração é o de reduzir os efeitos que variações de grande amplitude e rápidas em $yr(.)$ causam no sinal de controle $u(.)$, efeito conhecido como "kick" proporcional e derivativo.

Normalmente, o sinal de saída $y(.)$ é filtrado antes de ser empregado pelo controlador. Utiliza-se um filtro passa baixo discreto de primeira ordem com ganho unitário, com a finalidade de reduzir o nível do ruído de alta frequência presente em $y(.)$. Define-se a saída do processo filtrada, $yf(.)$, através da equação (2.37):

$$yf(t) = \frac{1}{pd_0 + pd_1 z^{-1}} y(t) \quad (2.37)$$

onde, em relação ao filtro caracterizado pela função de transferência $Gf(.)$:

$$Gf(z^{-1}) = \frac{1 + pd'_1}{1 + pd'_1 z^{-1}} \quad (2.38a)$$

os coeficientes pd_0 e pd_1 em (2.37) são dados por:

$$pd_0 = 1 / \left[1 + pd'_1 \right] \quad (2.38b)$$

$$pd_1 = pd'_1 / \left[1 + pd'_1 \right] \quad (2.38c)$$

Considerando o algoritmo de velocidade dado pela equação (2.34a), com o sinal de referência apenas no termo integral e a saída do processo filtrada, obtém-se as seguintes equações para o controlador PID:

$$\Delta u(t) = K_c \left[-y_f(t) + y_f(t-1) + \frac{T_s}{T_I} (y_r(t) - y_f(t)) + \frac{T_D}{T_s} (-y_f(t) + 2y_f(t-1) - y_f(t-2)) \right] \quad (2.39a)$$

onde

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (2.39b)$$

Reagrupando os termos destas equações obtém-se a lei de controle para o algoritmo PID:

$$u(t) = K_c \left[\left(\frac{\beta_0}{1-z^{-1}} \right) y_r(t) - \left(\frac{qc_0 + qc_1 z^{-1} + qc_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right) y_f(t) \right] \quad (2.40)$$

onde:

$$\beta_0 = \frac{T_s}{T_I} \quad (2.41a)$$

$$qc_0 = \left[1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right] \quad (2.41b)$$

$$qc_1 = - \left[1 + \frac{2T_D}{T_s} \right] \quad (2.41c)$$

$$qc_2 = \frac{T_D}{T_s} \quad (2.41d)$$

2.4. CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL COM ESTRUTURA PID

2.4.1. Introdução

Nesta seção, restringe-se a estrutura do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, para a de um controlador PID. Uma vez obtido o controlador auto-ajustável com estrutura PID, relaciona-se os seus coeficientes com os parâmetros de sintonia do controlador PID discreto apresentado na seção 2.3.

O controlador PID discreto aqui considerado, dado pelas equações (2.39a,b), resultou na lei de controle dada pela equação (2.40) reescrita a seguir:

$$u(t) = K_c \left[\left(\frac{\beta_o}{1-z^{-1}} \right) y_r(t) - \left(\frac{q_{c_0} + q_{c_1} z^{-1} + q_{c_2} z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right) y_f(t) \right] \quad (2.40)$$

com os coeficientes:

$$\beta_o = \frac{T_s}{T_I} \quad (2.41a)$$

$$q_{c_0} = \left(1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right) \quad (2.41b)$$

$$q_{c_1} = - \left(1 + \frac{2 T_D}{T_s} \right) \quad (2.41c)$$

$$q_{c_2} = \frac{T_D}{T_s} \quad (2.41d)$$

e $y_f(\cdot)$ é a saída do processo filtrada, definida por:

$$y_f(t) = \frac{1}{p_{d_0} + p_{d_1} z^{-1}} y(t) \quad (2.37)$$

com os coeficientes pd_0 e pd_1 caracterizando um filtro passa baixa para a eliminação de ruídos de alta frequência, cuja função de transferência foi dada pelas equações (2.38a-c).

A lei de controle do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada, dada pela equação (2.23), foi deduzida na seção 2.2 e é reescrita a seguir:

$$u(t) = \frac{C(z^{-1}) R(z^{-1}) y_r(t) - F(z^{-1}) y_f(t)}{G(z^{-1}) + C(z^{-1}) Q'(z^{-1})} \quad (2.23)$$

Nesta equação, $y_f(t)$ é o sinal de saída filtrado do processo, definido pela equação:

$$y_f(t) = \frac{1}{P_D(z^{-1})} y(t) \quad (2.20)$$

e $F(\cdot)$, $G(\cdot)$ e $P_D(\cdot)$ são polinômios, de ordens N_F , N_G e N_{PD} respectivamente, caracterizados por:

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{N_F} z^{-N_F} \quad (2.8a)$$

$$G(z^{-1}) = g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{N_G} z^{-N_G} \quad (2.22b)$$

$$P_D(z^{-1}) = pd_0 + pd_1 z^{-1} + \dots + pd_{N_{PD}} z^{-N_{PD}} \quad (2.42)$$

com

$$N_F = \max \begin{cases} N_A + N_{PD} - 1 \\ N_C + N_{PN} - k - 1 \end{cases} \quad (2.8b)$$

e

$$N_G = N_B + k \quad (2.22c)$$

Nas equações (2.8b) e (2.22c), os valores N_A , N_B e N_C referem-se às ordens dos polinômios $A(\cdot)$, $B(\cdot)$ e $C(\cdot)$ (definidos

em (2.2a-c)) enquanto que k é o atraso do processo, modelado através da equação (2.1). NPN e NPD são as ordens do numerador e denominador da função de transferência $P(z)$ definida em (2.4a).

2.4.2. Lei de Controle

Para a obtenção do controlador auto-ajustável com estrutura PID, é necessário impor-se à equação (2.23) a mesma estrutura da equação (2.40).

Comparando-se inicialmente a saída filtrada $y_f(z)$ através das equações (2.37) e (2.20), define-se para o polinômio $P_D(z)$ nas equações (2.4a), (2.20) e (2.42) uma ordem $NPD = 1$, ou seja:

$$P_D(z^{-1}) = p_{D0} + p_{D1} z^{-1} \quad (2.43)$$

onde os coeficientes, dados pelas equações (2.38a-c), caracterizam um filtro passa baixa com ganho unitário.

O polinômio $P_N(z)$, numerador da função de transferência $P(z)$ definida segundo a equação (2.4a), apesar de não aparecer explicitamente na lei de controle descrita pela equação (2.23), influencia seus parâmetros através da variável $\phi y(z)$, definida através da equação (2.25). Esta variável é utilizada na estimação de parâmetros (ver (2.73)), o que será tratado na seção 2.5. Define-se então para este polinômio uma ordem $NPN = 1$, o que resulta em:

$$P_N(z^{-1}) = p_{N0} + p_{N1} z^{-1} \quad (2.44)$$

Considerando o polinômio auxiliar $P_N'(z)$ como

$$P_N'(z^{-1}) = 1 + p_{N'1} z^{-1} \quad (2.45)$$

os coeficientes do polinômio $P_N(.)$ são calculados para se impor a condição de ganho unitário, de maneira análoga aos coeficientes de $P_D(.)$ obtidos através das relações (2.38a-c).

Comparando-se as equações (2.23) e (2.40) em relação à variável $y_f(.)$, verifica-se que o polinômio $F(.)$ deve possuir uma ordem $N_F = 2$, sendo dado por:

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} \quad (2.46)$$

Considerando-se o termo $1 - z^{-1}$, responsável pela ação integral, e o ganho proporcional K_c na equação (2.23) do controlador PID, verifica-se que o denominador da equação (2.40) deve satisfazer à relação:

$$G + CQ' = \frac{1 - z^{-1}}{v} \quad (2.47)$$

Esta relação equivale à adoção da seguinte função de transferência Q' na função de custo (ver equações (2.3), (2.4b) e (2.21)):

$$Q'(z^{-1}) = \frac{1}{v \, G(z^{-1})} \left[1 - z^{-1} - v \, G(z^{-1}) \right] \quad (2.48)$$

Utilizando as equações (2.46) e (2.48), a lei de controle descrita pela equação (2.23) pode ser reescrita como segue:

$$u(t) = v \left[\left[\frac{C \, R}{1 - z^{-1}} \right] y_r(t) - \left[\frac{f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right] y_f(t) \right] \quad (2.49)$$

onde v é um parâmetro de ajuste que tem um efeito similar ao do ganho proporcional do controlador PID.

Em relação ao sinal de referência $y_r(.)$ existente na equação (2.40), conclui-se que o termo $C \, R$ na equação (2.49) deve ser um escalar. Discute-se a seguir duas alternativas em

função da ordem N_c do polinômio $C(z)$ (ver (2.2c)) no modelo do processo dado pela equação (2.1)).

1) $N_c = 0$

Neste caso, o termo $C R$ restringe-se à função de transferência $R(z)$. Para se garantir um erro de regime nulo entre os sinais de referência $y_r(z)$ e de saída do processo $y(z)$ deve se ter:

$$R = \left. \frac{F(z^{-1})}{P_D(z^{-1})} \right|_{z=1}$$

o que, como $P_D(z)$ possui ganho unitário, resulta em:

$$R = \gamma_0 \quad (2.50)$$

onde

$$\gamma_0 = f_0 + f_1 + f_2 \quad (2.51)$$

Esta definição, juntamente com a ação integral, garante a eliminação dos erros em regime estacionário entre $y_r(z)$ e $y(z)$.

11) $N_c \neq 0$

Neste caso, existem duas alternativas em relação ao termo $C R$ na equação (2.49).

A primeira alternativa é contemplada através da definição de um *signal de referência modificado*, $y_{rm}(z)$, segundo a equação (2.52):

$$y_{rm}(z) = C(z^{-1}) y_r(z) \quad (2.52)$$

Impondo-se a condição de erro de regime nulo entre $y_r(z)$ e $y(z)$:

$$C(z^{-1}) R(z^{-1}) \Big|_{z=1} = \frac{F(z^{-1})}{P_D(z^{-1})} \Big|_{z=1}$$

obtém-se:

$$R = \frac{\gamma_0}{1 + \sum_{i=1}^{NC} c_i} \quad (2.53)$$

Apesar de conceitualmente correta, esta alternativa pode apresentar dificuldades quando se utiliza o polinômio estimado $\hat{C}(\cdot)$ nas equações (2.52, 53). Estas dificuldades advêm do fato de que na maioria dos processos industriais, o ruído presente no sinal de saída é resultante de diversas fontes, possuindo assim características estatísticas não muito definidas e que variam no tempo. Este comportamento do ruído tem como consequência um polinômio $C(\cdot)$ variante no tempo, cuja estimação pode apresentar problemas de convergência [TUFFS, 1985a], [KANJILAL, 1987].

Para se evitar as dificuldades inerentes à estimação dos parâmetros de $C(\cdot)$ variantes no tempo, adota-se uma outra alternativa que não considera, na lei do controlador auto-ajustável, a informação a respeito do modelo do ruído contida no polinômio $C(\cdot)$. Define-se então o termo $C R$ na equação (2.49) como um escalar, obtido através da imposição da condição de erro de regime nulo entre $y_r(\cdot)$ e $y(\cdot)$:

$$C(z^{-1}) R(z^{-1}) = \gamma_0 \quad (2.54)$$

onde γ_0 é dado pela relação (2.51).

A utilização da equação (2.54) equivale à adoção da seguinte função de transferência $R(\cdot)$ na função de custo, (ver (2.3) e (2.4c)):

$$R(z^{-1}) = \frac{\gamma_0}{C(z^{-1})} \quad (2.55)$$

Considerando as equações (2.51) e (2.54), a lei de controle para o controlador auto-ajustável com estrutura PID dada pela equação (2.49) pode ser reescrita segundo a equação (2.56):

$$u(t) = v \left[\left[\frac{\gamma_0}{1-z^{-1}} \right] y_r(t) - \left[\frac{f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right] y_f(t) \right] \quad (2.56)$$

Levando em conta as ordens N_{PD} , N_{PN} e N_F definidas ao longo do desenvolvimento e assumindo-se para o polinômio $C(z)$ uma ordem N_c menor ou igual a N_A , conclui-se a partir da relação (2.8b) que a adoção de uma estrutura PID para o controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada implica em se considerar um modelo de segunda ordem para o processo, ($N_A = 2$ nas equações (2.1, 2a)).

2.4.3. Parâmetros do Controlador PID Discreto

Obtida a lei de controle para o controlador auto-ajustável com estrutura PID, pode-se calcular, a partir dos seus coeficientes, os parâmetros de sintonia correspondentes ao controlador PID discreto. Igualando-se os termos das equações (2.40) e (2.56) e utilizando as relações (2.41a-d), tem-se que:

$$\frac{K_c T_s}{T_I} = v \gamma_0 = v (f_0 + f_1 + f_2) \quad (2.57a)$$

$$K_c \left[1 + \frac{T_s}{T_I} + \frac{T_D}{T_s} \right] = v f_0 \quad (2.57b)$$

$$K_c \left[1 + \frac{2 T_D}{T_s} \right] = - v f_1 \quad (2.57c)$$

$$\frac{K_c T_D}{T_s} = v f_2 \quad (2.57d)$$

Verifica-se que a equação (2.57a) é uma combinação linear das equações (2.57b-d). A solução deste sistema de equações fornece as seguintes relações para os parâmetros de sintonia:

$$K_c = -v [f_1 + 2f_2] \quad (2.58a)$$

$$T_D = \frac{v f_2 T_s}{K_c} \quad (2.58b)$$

$$T_I = \frac{K_c T_s}{v f_0 - K_c - \frac{K_c T_D}{T_s}} \quad (2.58c)$$

2.5. ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

2.5.1. Modelo para a Estimação de Parâmetros

Conforme foi descrito na seção 1.2, os parâmetros dos controladores auto-ajustáveis podem ser obtidos a partir da estimação de um modelo explícito do processo (algoritmo indireto ou explícito), ou então o modelo do processo pode ser reparametrizado para se estimar diretamente os parâmetros do controlador (algoritmo direto ou implícito).

Para a implementação do controlador auto-ajustável com estrutura PID, utiliza-se a estimação direta dos parâmetros presentes na lei de controle dada pela equação (2.56). O modelo reparametrizado é obtido a partir da saída auxiliar $\phi y(.)$ definida segundo a equação (2.25):

$$\phi y(t) = P(z^{-1})y(t) = \frac{P_N(z^{-1})}{P_D(z^{-1})} y(t) \quad (2.25)$$

Multiplicando-se a equação (2.27) por z^{-k-1} e considerando as equações (2.11-13) e (2.25), chega-se às equações (2.59-61):

$$\phi y(t) = \frac{F}{C} yf(t-k-1) + \frac{G}{C} u(t-k-1) + E \xi(t) \quad (2.59)$$

e

$$\phi y^*(t/t-k-1) = \frac{F}{C} yf(t-k-1) + \frac{G}{C} u(t-k-1) \quad (2.60)$$

$$\phi y(t) = \phi y^*(t/t-k-1) + E \xi(t) \quad (2.61)$$

onde $\phi y^*(t/t-k-1)$ é a melhor previsão para a variável $\phi y(t)$ a partir das informações disponíveis no instante $t-k-1$. A equação (2.60) pode ser reescrita como segue:

$$\phi y^*(t/t-k-1) = F yf(t-k-1) + G u(t-k-1) - \sum_{i=1}^{NC} c_i \phi y^*(t-i/t-k-1-i) \quad (2.62)$$

onde Nc é a ordem do polinômio $C(.)$.

Levando a equação (2.62) na equação (2.61) obtém-se o modelo para a estimação de parâmetros, dado pela equação (2.63):

$$\phi y(t) = F yf(t-k-1) + G u(t-k-1) - \sum_{i=1}^{NC} c_i \phi y^*(t-i/t-k-1-i) + E \xi(t) \quad (2.63)$$

No entanto, é necessário modificar-se este modelo para que ele possa ser utilizado em processos que apresentem ganho estático diferente de zero ou então nos quais a variável de saída $y(.)$ seja submetida a perturbações com média diferente de zero [TUFFS, 1985a,b]. Uma das possibilidades de modificação consiste em se introduzir um parâmetro adicional d , [CLARKE, 1975], [VOGUEL, 1982], caracterizando um sinal somado à variável auxiliar $\phi y(.)$, o que resulta no modelo da saída auxiliar e previsão da saída auxiliar dados respectivamente pelas equações (2.64) e (2.65):

$$\phi y(t) = F yf(t-k-1) + G u(t-k-1) - \sum_{i=1}^{NC} c_i \phi y^*(t-i/t-k-1-i) + d + E \xi(t) \quad (2.64)$$

e

$$\phi y^*(t/t-k-1) = F yf(t-k-1) + G u(t-k-1) - \sum_{i=1}^{NC} c_i \phi y^*(t-i/t-k-1-i) + d \quad (2.65)$$

O modelo reparametrizado, dado pela equação (2.64), permite estimar diretamente os parâmetros da lei de controle de variância mínima generalizada - coeficientes dos polinômios $F(\cdot)$, $G(\cdot)$ e $C(\cdot)$ na equação (2.23) - ou da lei do controlador auto-ajustável com estrutura PID - coeficientes do polinômio $F(\cdot)$ na equação (2.56).

Nota-se que o controlador auto-ajustável com estrutura PID não utiliza os polinômios $G(\cdot)$ e $C(\cdot)$ na lei de controle; entretanto, eles fazem parte do modelo de estimação, sendo necessário portanto especificar as suas ordens.

Em relação ao polinômio $C(\cdot)$, mencionou-se na dedução do controlador (seção 2.4.2) as dificuldades existentes na estimação dos seus coeficientes, que são variantes no tempo devido ao comportamento típico do ruído nos processos industriais. Por este motivo, considera-se duas alternativas para que uma delas seja selecionada pelo usuário.

Na primeira delas, adota-se para o polinômio $C(\cdot)$ uma ordem $N_c = 0$, (ou seja, não se estima este polinômio) [TUFFS, 1985a]. Esta equação é conceitualmente adequada quando o ruído (parte estocástica do modelo) é branco.

Por outro lado, se o ruído é colorido, a utilização de $N_c = 0$ resulta em parâmetros estimados polarizados. Embora o efeito desta polarização nos controladores auto-ajustáveis não seja muito pronunciada, afetando a resposta do sistema em malha fechada para mudança no sinal de referência mas mantendo as

características de regulação em estado estacionário, [RISTIC, 1983], é possível minimizar esta polarização fazendo $N_c > 0$. Sob o aspecto de estimação de parâmetros, pode se assumir um polinômio $C(z)$ fixo, com coeficientes especificados a priori [WELLSTEAD, 1981], [SANOFF, 1982], [KANJILAL, 1987], ou então pode se estimar os coeficientes deste polinômio.

Assim, a segunda opção disponível para o usuário no controlador auto-ajustável com estrutura PID, consiste em se adotar uma ordem $N_c = 1$, estimando somente um coeficiente do polinômio $C(z)$, o que normalmente é suficiente para modelar o ruído nos processos industriais [REDFORD, 1985].

Em relação ao polinômio $G(z)$, definido através da equação

$$G(z^{-1}) = B(z^{-1}) E(z^{-1}) \quad (2.22a)$$

a sua ordem N_g é dada pela relação:

$$N_g = N_b + N_e = N_b + k \quad (2.22c)$$

onde N_b é a ordem do polinômio $B(z)$ e k o atraso do processo no modelo dado pela equação (2.1).

Considerando que a estrutura PID implica em uma ordem $N_A = 2$ para o polinômio $A(z)$ assume-se $N_b = N_A - 1 = 1$, o que resulta em um modelo discreto cujo número de zeros é igual ao número de polos. Tem-se então para a ordem N_g :

$$N_g = k + 1 \quad (2.66)$$

Por outro lado, na implementação de controladores auto-ajustáveis a determinação do tempo de amostragem para a estimação de parâmetros e controle utiliza, como um dos critérios, a limitação do atraso do processo k em valores menores ou iguais a 3, [REDFORD, 1985], [SEBORG, 1986] (ver seção 3.4.2). Portanto, N_g assume valores entre 1 e 4, (para $k=0$ ou $k=3$, respectivamente).

Considerando para o controlador auto-ajustável com estrutura PID as ordens N_r , N_o e N_c mencionadas, o modelo para a estimação de parâmetros e a previsão $\phi y^*(.)$, dados pelas equações (2.64, 65), podem ser reescritos na forma de uma regressão linear, o que resulta nas equações a seguir:

$$\phi y(t) = X^T(t-k-1) \theta + E \xi(t) \quad (2.67)$$

e

$$\phi y^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \theta \quad (2.68)$$

Nestas equações, o vetor de medidas $X(.)$, contendo a informação disponível até o instante $t-k-1$, e o vetor de parâmetros θ , contendo os coeficientes dos polinômios e o parâmetro d , são definidos como:

$$X^T(t-k-1) = [y_f(t-k-1), \dots, y_f(t-k-3), u(t-k-1), \dots, u(t-2k-2), \\ - \phi y^*(t-1/t-k-2), 1] \quad (2.69)$$

$$\theta^T = [f_0, f_1, f_2, g_0, \dots, g_{k+1}, c_1, d] \quad (2.70)$$

com dimensões

$$N = \dim (\theta, X(.)) = k+7 \quad (2.71)$$

2.5.2. Método para a Estimação de Parâmetros

Uma vez obtido o modelo, dado pela equação (2.67), é necessário se escolher o método de estimação de parâmetros.

Diversos métodos recursivos de estimação de parâmetros são mencionados na literatura para a implementação de controladores auto-ajustáveis, como: mínimos quadrados, máxima verossimilhança, variável instrumental, aproximação estocástica e filtro de Kalman estendido [ÅSTRÖM, 1987]. Dentre estes, o mais utilizado na

literatura tem sido o dos mínimos quadrados, devido ao pequeno esforço computacional necessário na sua implementação e sua robustez [ISERMAN, 1985a].

O método dos mínimos quadrados está intrinsecamente ligado ao Matemático e Astrônomo Alemão Karl Friedrich Gauss (1777-1855) que, a partir de um tratamento inicialmente inferencial [GAUSS, 1809], elaborou-o posteriormente sob o ponto de vista teórico estatístico e probabilístico, tendo desenvolvido inclusive uma versão recursiva do método [SORENSEN, 1970], [YOUNG, 1984].

Se no modelo dado pela equação (2.67) os valores de $\phi y^*(.)$ no vetor $X(.)$ fossem conhecidos, o método dos mínimos quadrados poderia ser utilizado para a estimação dos parâmetros contidos no vetor θ . Entretanto, como os parâmetros θ são desconhecidos e estes são necessários para o cálculo de $\phi y^*(.)$, (ver equação (2.68)), $\phi y^*(.)$ também é desconhecido, não sendo possível portanto a utilização do algoritmo dos mínimos quadrados.

Uma solução possível é a de se substituir, no vetor $X(.)$, a variável $\phi y^*(.)$ por sua aproximação $\hat{\phi y^*}(.)$. Esta aproximação é calculada a partir das informações disponíveis, contidas em $X(.)$, conforme a equação (2.72):

$$\hat{\phi y^*}(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t) \quad (2.72)$$

onde $\hat{\theta}(t)$ é o vetor de parâmetros estimados a posteriori, através do método dos mínimos quadrados estendido. A utilização dos parâmetros estimados a posteriori ao invés dos parâmetros estimados a priori ($\hat{\theta}(t-1)$), torna desnecessária a monitoração da estabilidade do polinômio estimado $\hat{C}(.)$, a cada iteração do estimador [LJUNG, 1983], [GOODWIN, 1984a], [MOORE, 1987].

Para a obtenção do algoritmo recursivo dos mínimos quadrados estendido ponderado, cuja dedução pode ser encontrada por exemplo em [EYKHOFF, 1974], [GOODWIN, 1977], [LJUNG, 1983], considere-se o modelo de regressão linear e a previsão $\phi y^*(.)$ definidos respectivamente através das equações (2.67) e (2.68). Considere-se também a medida $\phi y(.)$ definida segundo a equação (2.25) que,

levando em conta os polinômios $P_N(\cdot)$ e $P_D(\cdot)$ assumidos para a estrutura PID, pode ser reescrita como segue:

$$\phi y(t) = \frac{p_{N_0} + p_{N_1} z^{-1}}{p_{D_0} + p_{D_1} z^{-1}} y(t) \quad (2.73)$$

A versão não recursiva do estimador dos mínimos quadrados ponderado é obtida minimizando-se, em relação ao vetor de parâmetros θ , a função de custo dada pela equação (2.74):

$$J(\theta) = \left[\sum_{i=1}^M w(M,i) \left(\phi y(i) - \phi y^*(i) \right)^2 \right] \quad (2.74)$$

onde M é a quantidade de medidas realizadas e o escalar $w(\cdot)$, ($w(\cdot) > 0$), é um fator de ponderação que cresce com i para um dado M . A função de $w(\cdot)$ é descontar gradativamente as medidas mais antigas, dando maior ponderação às medidas mais recentes, de maneira que os parâmetros estimados contidos no vetor $\hat{\theta}(M)$ representem o processo no instante M e não uma média de todos os instantes.

A solução deste problema de minimização resulta no algoritmo não recursivo, dado pela equação (2.75):

$$\hat{\theta}(M) = \left[\sum_{i=1}^M w(M,i) X(i-k-1) X^T(i-k-1) \right]^{-1} \left[\sum_{i=1}^M w(M,i) X(i-k-1) \phi y(i) \right] \quad (2.75)$$

Para a obtenção da versão recursiva deste método, define-se o fator de ponderação $w(\cdot)$ através da equação (2.76) [LJUNG, 1983]:

$$w(t,i) = \left[\prod_{j=i+1}^t \lambda(j) \right] \mu(i) \quad (2.76)$$

onde o fator multiplicativo $\mu(\cdot)$, ($\mu(\cdot) > 0$), permite que se dê uma ponderação maior ou menor ao sinal $\phi y(\cdot)$ medido, enquanto que $\lambda(\cdot)$, ($0 < \lambda(\cdot) \leq 1$), denominado fator de esquecimento, permite se descartar as informações mais antigas, ponderando mais as informações mais recentes [LJUNG, 1983], [FAVIER, 1987a].

A versão recursiva do estimador dos mínimos quadrados estendido ponderado que atualiza os parâmetros a cada iteração, é dado pelas equações (2.77a-f):

$$\phi y^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t-1) \quad (2.77a)$$

$$er(t/t-k-1) = \phi y(t) - \phi y^*(t/t-k-1) \quad (2.77b)$$

$$P(t) = \frac{1}{\lambda(t)} \left[P(t-1) - \frac{P(t-1) X(t-k-1) X^T(t-k-1) P(t-1)}{[\lambda(t)/\mu(t)] + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1)} \right] \quad (2.77c)$$

$$K(t) = \frac{P(t-1) X(t-k-1)}{[\lambda(t)/\mu(t)] + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1)} \quad (2.77d)$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) er(t/t-k-1) \quad (2.77e)$$

$$\hat{\phi y}^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t) \quad (2.77f)$$

Neste algoritmo, a variável $\phi y^*(\cdot)$ é a previsão a priori da saída $\phi y(\cdot)$, ver equação (2.68), enquanto que $er(\cdot)$ é conhecido na literatura como erro previsto a priori, erro de estimação, ou ainda inovação. A variável $\hat{\phi y}^*(\cdot)$ é a previsão a posteriori de $\phi(\cdot)$, utilizada como aproximação de $\phi y^*(\cdot)$ no vetor de medidas $X(\cdot)$, (ver (2.69) e equação (2.72)).

O vetor $K(\cdot)$ é o ganho do estimador, enquanto que a matriz $P(\cdot)$, simétrica e semi-definida positiva, é denominada matriz de covariância.

2.6. RESUMO

Neste capítulo, deduziu-se a lei de controle para um controlador auto-ajustável com estrutura PID, estendendo-se o desenvolvimento proposto por [CAMERON, 1983a,b] para perturbação não branca no processo.

Os parâmetros de sintonia do controlador PID discreto foram determinados em função dos parâmetros do controlador auto-ajustável.

Obteve-se o modelo e algoritmo recursivo dos mínimos quadrados estendido, para se estimar diretamente os parâmetros da lei de controle.

Os aspectos relacionados à implementação deste controlador serão abordados no Capítulo 3, no que diz respeito ao algoritmo de estimação de parâmetros e à supervisão do estimador de parâmetros e da lei de controle.

CAPITULO 3

ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO

3.1. INTRODUÇÃO

Aborda-se neste capítulo os aspectos relacionados à implementação do controlador auto-ajustável com estrutura PID.

Trata-se na seção 3.2 da estimação de parâmetros sob o ponto de vista de robustez numérica.

Discute-se posteriormente a introdução de um nível de supervisão hierarquicamente superior, [ISERMAN, 1985a,b], [SANOFF, 1985], [ÅSTRÖM, 1985a, 1986], [SAMAAN, 1985], [SANZ, 1985], [GOMIDE, 1988], [ARRUDA, 1989], conforme o diagrama apresentado na Figura 3.1:

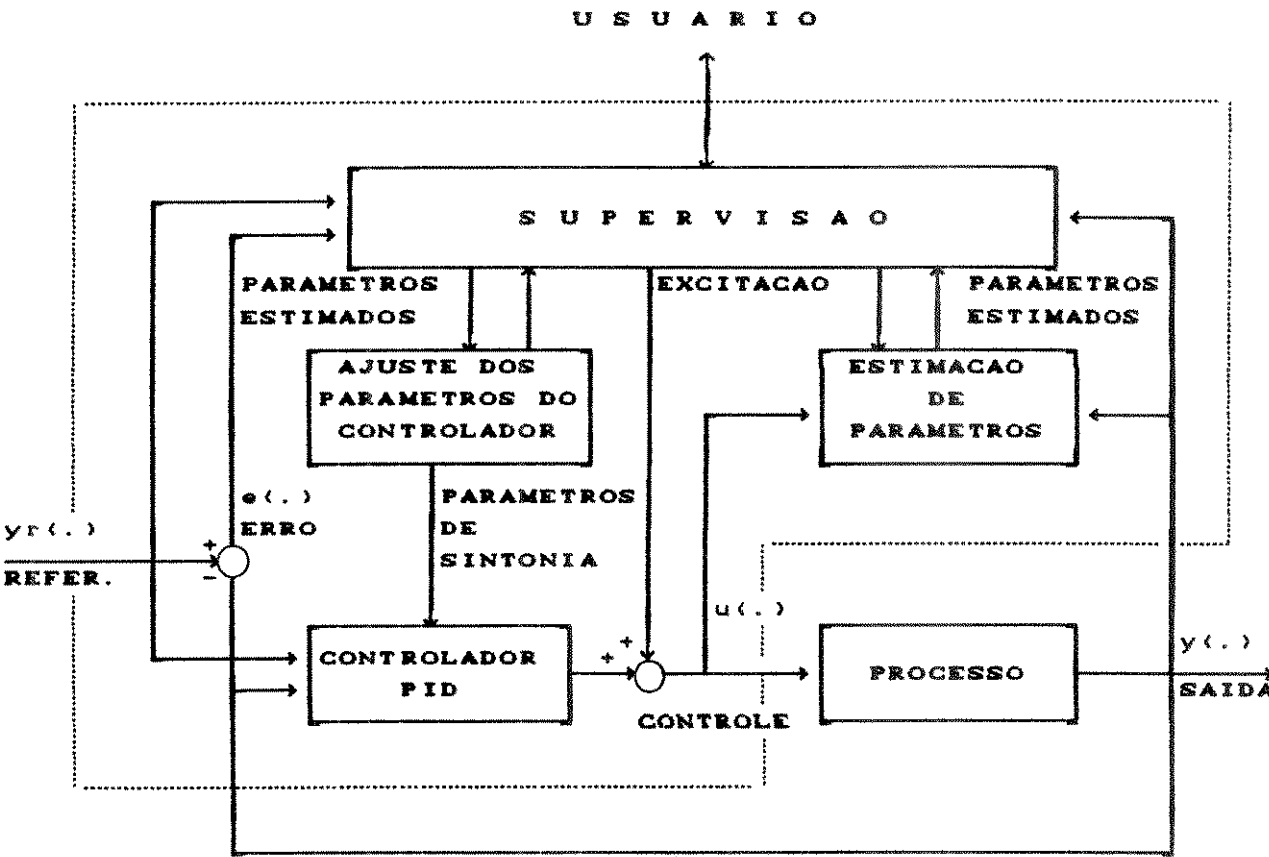


Figura 3.1 - Controlador auto-ajustável com estrutura PID e um nível de supervisão

Este nível de supervisão constitui-se de um conjunto de regras heurísticas cujas funções são monitorar e direcionar o comportamento tanto do estimador de parâmetros, o que é tratado na seção 3.3, quanto da lei de controle, o que constitui a seção 3.4. O nível de supervisão é responsável também pela interface entre o controlador e o usuário.

Apresenta-se na seção 3.5 um resumo do capítulo.

3.2. ROBUSTEZ NUMÉRICA DO ESTIMADOR

O algoritmo recursivo para a estimação de parâmetros do controlador auto-ajustável com estrutura PID, foi obtido na seção 2.5. Este algoritmo, correspondendo ao método dos mínimos quadrados estendido ponderado, é dado pelas equações (2.77a-f), reescritas a seguir considerando o fator multiplicativo $\mu(.) = 1$.

$$\phi y^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.1a)$$

$$ep(t/t-k-1) = \phi y(t) - \phi y^*(t/t-k-1) \quad (3.1b)$$

$$P(t) = \frac{1}{\lambda(t)} \left[P(t-1) - \frac{P(t-1) X(t-k-1) X^T(t-k-1) P(t-1)}{\lambda(t) + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1)} \right] \quad (3.1c)$$

$$K(t) = \frac{P(t-1) X(t-k-1)}{\lambda(t) + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1)} \quad (3.1d)$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) ep(t/t-k-1) \quad (3.1e)$$

$$\hat{\phi y}^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t) \quad (3.1f)$$

A medida $\phi y(.)$ em (3.1b) é gerada através da equação (ver (2.73)):

$$\phi y(t) = \frac{p_{N_0} + p_{N_1} z^{-1}}{p_{D_0} + p_{D_1} z^{-1}} y(t) \quad (3.2)$$

e $X(.)$ e $\hat{\theta}(.)$ são os vetores de medidas e parâmetros respectivamente, definidos segundo (2.69,70).

A atualização da matriz de covariância $P(.)$ através da equação (3.1c) é conhecida no âmbito do Filtro de Kalman como "Covariance Measurement Update".

A equação implementada desta forma pode apresentar problemas de estabilidade numérica quando a matriz $P(.)$ possui grandes dimensões (maior que 10 por exemplo), ou quando ela se torna mal condicionada [LJUNG, 1983], o que resulta em ganhos $K(.)$ do estimador que não são confiáveis [THORNTON, 1980]. Esta instabilidade é observada em simulações geralmente apenas após vários milhares de iterações do estimador, sendo que o problema é mais grave para representações numéricas de baixa precisão [CLARKE, 1979b]. A instabilidade numérica decorre de erros de arredondamento que se acumulam, tornando a matriz $P(.)$ indefinida [BIERMAN, 1977]; nota-se que no procedimento de atualização através da equação (3.1c), a matriz de covariância $P(.)$ é submetida a subtrações sucessivas.

Uma alternativa para a atualização da matriz de covariância em que a subtração sucessiva seja evitada, é dada pela equação (3.3), conhecida como Equação Estabilizada de Kalman [BIERMAN, 1977], [LJUNG, 1983]:

$$P(t) = \frac{[I - K(t) X^T(t-k-1)] P(t-1) [I - X(t-k-1) K^T(t)]}{\lambda(t) + K(t) K^T(t)} \quad (3.3)$$

onde I é a matriz identidade e $K(.)$ é o ganho do estimador dado pela equação (3.1d). Este procedimento de atualização é mais estável numericamente que o da equação (3.1c); no entanto, ele não garante a estabilidade numérica e apresenta uma carga computacional maior [THORNTON, 1980], [LJUNG, 1983].

Outra alternativa para se evitar os problemas numéricos mencionados é o de atualizar apenas alguns fatores da matriz de covariância $P(\cdot)$, ao invés de atualizar a matriz propriamente dita [THORNTON, 1980]. Para tanto, utilizam-se métodos matemáticos de fatorização de matrizes, através dos quais a matriz de covariância é considerada como o produto de duas ou mais matrizes.

Dois métodos de fatorização são mencionados extensivamente na literatura: *Fatorização Raiz Quadrada* e *Fatorização U-D*. Os algoritmos obtidos a partir destes dois métodos de fatorização são desenvolvidos e analisados em [BIERMAN, 1977].

O método de Fatorização Raiz Quadrada para a atualização da matriz $P(\cdot)$ foi desenvolvido inicialmente por [POTTER, 1963]. Diversas extensões do algoritmo de Potter foram propostas na literatura, entre elas a de [CARLSON, 1973]. Neste método, a matriz de covariância é fatorada segundo a seguinte equação:

$$P(t) = P^{1/2}(t) \cdot [P^{1/2}(t)]^T \quad (3.4)$$

Para se evitar a necessidade de extração de raiz quadrada, utiliza-se o algoritmo de Fatorização U-D, proposto por [BIERMAN, 1976, 1977]. Neste algoritmo, a matriz de covariância é fatorada conforme a equação (3.5):

$$P(t) = U(t) D(t) U^T(t) \quad (3.5)$$

onde $U(\cdot)$ é uma matriz triangular superior com diagonal unitária e $D(\cdot)$ é uma matriz diagonal.

Os algoritmos de Fatorização UD de Bierman, e de Fatorização Raiz Quadrada de Carlson são semelhantes [FAVIER, 1981] e apresentam a mesma precisão numérica. A diferença é que o algoritmo de fatorização UD não necessita das extrações de raiz quadrada, sendo portanto computacionalmente mais eficiente [THORNTON, 1980].

O estimador de parâmetros implementado para o controlador auto-ajustável com estrutura PID utiliza o algoritmo de Fatorização UD. A dedução deste algoritmo pode ser encontrada em [BIERMAN, 1977], [THORNTON, 1980], [FAVIER, 1981], [LJUNG, 1983] e [ARRUDA, 1988].

Considerando-se que o número de parâmetros estimados (dimensão do vetor θ) é N , o algoritmo de Fatorização U-D é dado pelas equações (3.6a-i), através das quais se atualiza as matrizes $U(.)$ e $D(.)$, enquanto que o ganho do estimador $K(.)$ é calculado, após a execução do algoritmo, através da equação (3.7). Os passos que constituem o algoritmo são os seguintes [THORNTON, 1980], [LJUNG, 1983]:

(1) No instante $t = 0$, inicializa-se as matrizes $U(0)$, $D(0)$, $U^T(0)$ de maneira a satisfazer à equação:

$$P(0) = U(0) D(0) U^T(0) \quad (3.6a)$$

(2) Num instante t qualquer, calcula-se o vetor de ganho do estimador $K(.)$ e atualiza-se as matrizes $U(.)$ e $D(.)$ através da execução dos passos 2.1 a 2.3.

(2.1) Calcula-se:

$$f := U^T(t-1) X(t-k-1) \quad (3.6b)$$

$$g := D(t-1)f, \quad (g_j := D(t-1)_{jj} f_j; \quad j = 1, \dots, N) \quad (3.6c)$$

$$\alpha_0 := \lambda(t) \quad (3.6d)$$

(2.2) Para $j = 1, \dots, N$, atualiza-se as matrizes $U(.)$ e $D(.)$ através da execução dos passos 2.2.1 e 2.2.2.

(2.2.1) Calcula-se

$$\alpha_j := \alpha_{j-1} + f_j g_j \quad (3.6e)$$

(variância parcial da inovação)

$$D(t)_{jj} := \begin{cases} \frac{\alpha_{j-1} D(t-1)_{jj}}{\alpha_j \lambda(t)} & \text{se } \alpha_j \neq 0 \\ D(t-1)_{jj} & \text{se } \alpha_j = 0 \end{cases} \quad (3.6f)$$

(atualização do jj -ésimo elemento da diagonal da matriz $D(\cdot)$).

$$v_j := g_j$$

$$\mu := \begin{cases} -f_j / \alpha_{j-1} & \text{se } \alpha_{j-1} \neq 0 \\ 0 & \text{se } \alpha_{j-1} = 0 \\ \text{não é calculado se } j = 1 \end{cases} \quad (3.6g)$$

(2.2.2) Para $i = 1, \dots, j-1$, executa-se o passo 2.2.2.1. Se $j = 1$, ele não é executado:

(2.2.2.1) Calcula-se

$$U(t)_{ij} := U(t-1)_{ij} + v_j \mu \quad (3.6h)$$

(atualização do i -ésimo elemento da j -ésima coluna da matriz $U(\cdot)$)

$$v_i := v_i + U(t-1)_{ij} v_j \quad (3.6i)$$

(i -ésimo componente do vetor de ganho parcial normalizado).

(2.3) Atualiza-se o vetor de ganho do estimador $K(.)$ a partir do vetor de ganho normalizado, através da equação:

$$K(t) := v/\alpha_N, \quad (K(t))_j = v_j / \alpha_N; \quad j = 1, \dots, N \quad (3.7)$$

Em relação ao algoritmo de Fatorização UD, tem-se os seguintes comentários:

i) Devido ao fato de que usualmente a matriz de covariância $P(.)$ é inicializada como uma matriz diagonal ($P(0) = k_0 I$), as inicializações mencionadas no passo 1 são feitas da seguinte forma:

A matriz $U(0)$ é inicializada com os elementos da parte triangular superior iguais a zero. Não é necessário inicializar a diagonal com 1 e a parte triangular inferior porque o algoritmo intrinsecamente não as utiliza.

A diagonal da matriz $D(0)$ é inicializada com os elementos da diagonal da matriz $P(0)$, ($D(0) = k_0 I$). As partes triangular superior e inferior não necessitam ser inicializadas por não serem utilizadas pelo algoritmo.

Como o algoritmo não utiliza os elementos mencionados, pode-se adotar uma única matriz cuja diagonal principal corresponde a $D(.)$ e a parte triangular superior a $U(.)$, o que reduz o espaço de memória necessário.

ii) O vetor obtido da multiplicação na equação (3.6b) pode ser escrito sobre o próprio vetor de medidas $X(.)$, uma vez que o algoritmo utiliza apenas a parte triangular superior da matriz $U(.)$. Este procedimento reduz o espaço de memória necessário e, neste caso, o vetor f deve ser substituído por $X(.)$ ao longo do algoritmo.

iii) Caso o α_j calculado através da equação (3.6e) seja igual a zero, os demais cálculos, equações (3.6f-i), não precisam ser executados para o j em questão.

iv) Ao final das recursões envolvendo as equações (3.6b-i), o escalar α_N obtido após a N-ésima execução da equação (3.6e) é a variância do erro previsto a priori, $ep(.)$ e igual ao denominador da equação (3.1d):

$$\alpha_N = \lambda(t) + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1) \quad (3.8)$$

v) A matriz de covariância $P(.)$ pode ser obtida a partir das matrizes $U(.)$ e $D(.)$ através da equação (3.5); entretanto, o valor do traço da matriz $P(.)$ pode ser calculado diretamente das matrizes $U(.)$ e $D(.)$, através da equação:

$$\text{tr } P(t) = \sum_{i=1}^N \left[D(t)_{ii} + \sum_{j=i+1}^N \left(U(t)_{ij} \right)^2 D(t)_{jj} \right] \quad (3.9)$$

onde os termos entre colchetes fornecem os elementos da diagonal principal da matriz de covariância, $P(t)_{ii}$, $i = 1, \dots, N$, sendo que o somatório dentro dos colchetes não é executado para $i = N$.

vi) A utilização da fatorização UD não impede a possibilidade da matriz $P(.)$ tornar-se singular, o que pode ocorrer quando o sinal de entrada do processo (sinal de controle $u(.)$), não é persistentemente excitante, conforme será discutido na seção 3.3.3.

Para se evitar este problema, adota-se um procedimento de regularização que garante um valor limite mínimo para $P(.)$. Conforme [M'SAAD, 1986, 1987], este limite pode ser imposto aos elementos da diagonal da matriz $D(.)$; assim, o valor de $D(t)_{jj}$ obtido através da equação (3.6f) é submetido ainda à:

$$D(t)_{jj} := \text{Max} (D_{\text{MIN}}, D(t)_{jj}) \quad (3.10)$$

onde utiliza-se $D_{\text{MIN}} = 10^{-4}$.

3.3. SUPERVISÃO DO ESTIMADOR

A estimação de parâmetros para o controlador auto-ajustável com estrutura PID requer uma monitoração constante do comportamento do algoritmo de estimação. Esta monitoração é executada no nível de supervisão, ilustrado na Figura 3.1.

O supervisor do estimador aqui adotado utiliza as variáveis erro previsto a priori $ep(.)$ e traço da matriz de covariância $P(.)$, $\text{Tr } P(.)$, calculadas respectivamente através das equações (3.1b) e (3.9). A partir destas variáveis o supervisor determina o valor de outras variáveis auxiliares; testa a convergência inicial do estimador, o crescimento da matriz de covariância $P(.)$, a necessidade de se alterar o fator de esquecimento $\lambda(.)$, a necessidade de excitação adicional do processo, a não estacionariedade (ruptura) do modelo e, finalmente, filtra os parâmetros estimados em $\hat{\theta}(\cdot)$ antes destes serem utilizados no ajuste dos parâmetros do controlador. Estas funções, executadas pelo supervisor a cada iteração do estimador de parâmetros, são representadas esquematicamente através do fluxograma da Figura 3.2 e discutidas nas seções 3.3.1 a 3.3.4.

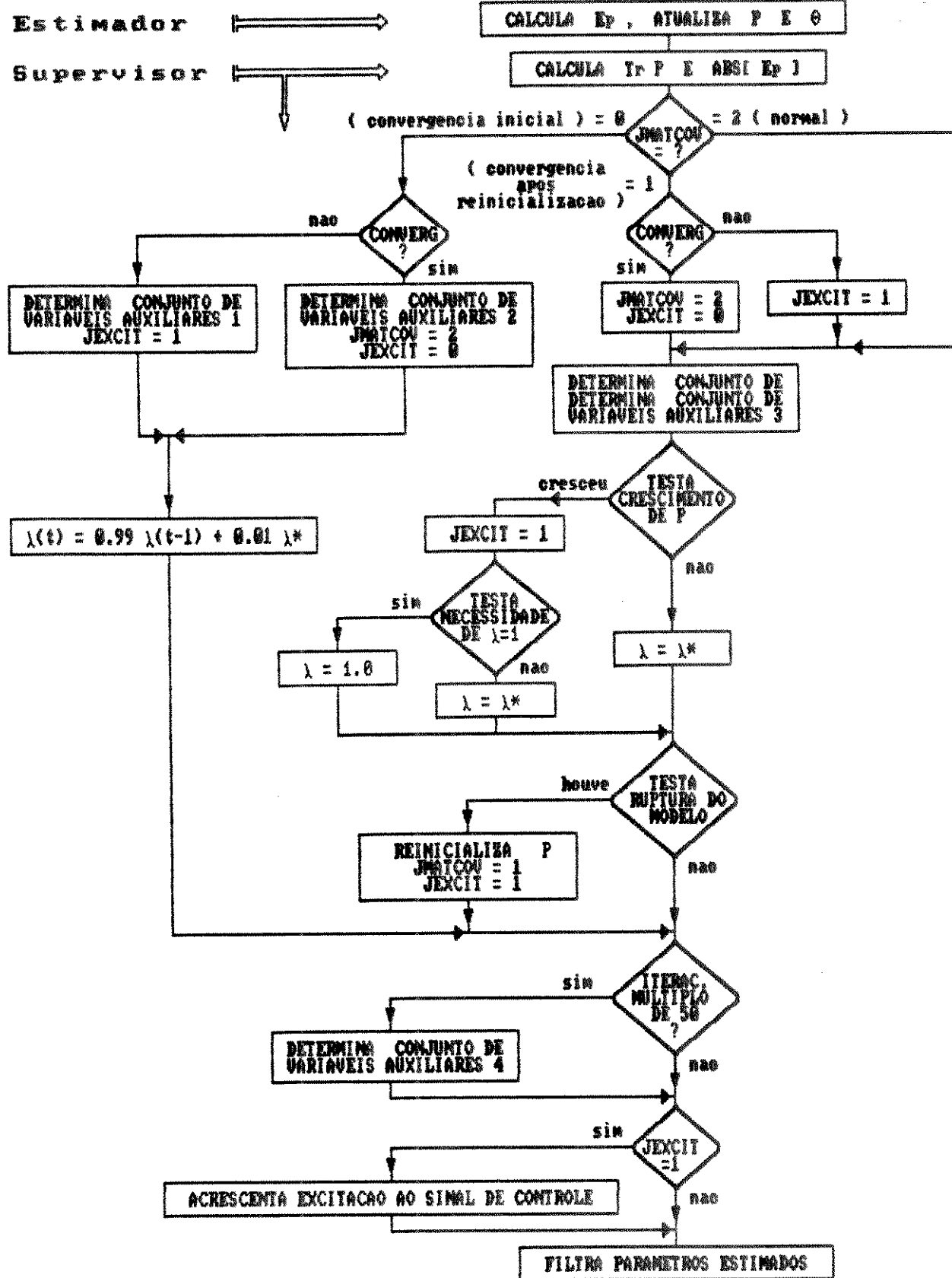


FIGURA 3.2 - Funções executadas no nível de supervisão do estimador de parâmetros

3.3.1. Convergência Inicial e Acompanhamento do Traço da Matriz de Covariância

Durante o período inicial de estimação, os parâmetros estimados em $\hat{\theta}(\cdot)$ ainda não convergiram e apresentam variações excessivas. O fato destes parâmetros não representarem ainda adequadamente o processo, torna-os inapropriados para serem utilizados pelo controlador auto-ajustável. A alternativa aqui adotada, a ser discutida na seção 3.4.1, é a de se utilizar, durante o período de convergência inicial do estimador, um controlador PID discreto convencional com os parâmetros de sintonia K_c , T_r e T_d fornecidos pelo usuário [ISERMAN, 1985b]. Após a convergência, a ação de controle é transferida automaticamente deste para o controlador auto-ajustável com estrutura PID.

Para determinar este período de convergência do estimador, o supervisor utiliza a taxa de variação do traço de $P(\cdot)$, $\Delta \text{Tr } P(\cdot)$, definida como:

$$\Delta \text{Tr } P(t) = \text{Tr } P(t-1) - \text{Tr } P(t) \quad (3.11)$$

Observando-se a evolução desta variável durante diversas simulações realizadas e o comportamento dos parâmetros estimados, adotou-se como critério para o término do período de convergência a ocorrência, durante 10 iterações consecutivas do estimador, de:

$$\Delta \text{Tr } P(t) \leq \eta \quad (3.12)$$

Determinou-se, através de simulações, um valor $\eta = 0,4$, o que resulta em um número de iterações, contado a partir do início da estimação dos parâmetros e denominado NCONV, suficiente para se assegurar a convergência dos parâmetros estimados em $\hat{\theta}(\cdot)$. O valor efetivamente obtido para NCONV depende do nível de excitação do processo, o que será tratado na seção 3.3.3, mas situa-se em sua maioria entre 100 e 400 iterações.

Durante o período de convergência inicial do estimador, utiliza-se nas equações (3.6d,f) - ver também equações (3.1c,d) -

um fator de esquecimento $\lambda(.)$ variável que impõe uma ponderação exponencial às medidas utilizadas na estimação de parâmetros. O valor de $\lambda(.)$ é determinado através da equação [SÖDERSTRÖM, 1978], [GOODWIN, 1984b]:

$$\lambda(t) = 0,99 \lambda(t-1) + 0,01 \lambda^* \quad (3.13)$$

com $\lambda(0) = 0,95$. Nesta equação, o parâmetro λ^* equivale ao valor constante especificado pelo usuário para $\lambda(.)$, a ser utilizado pelo estimador após o período de convergência inicial, o que é discutido na seção 3.3.2.1.

O critério definido pela equação (3.12) é adotado também após a ocorrência de uma reinicialização da matriz de covariância (a ser discutida na seção 3.3.2.2). Neste caso, o período de convergência em número de iterações é menor.

Após a convergência inicial do estimador, inicia-se a procura do valor mínimo do traço de $P(.)$, a cada iteração do estimador. Este valor, denominado Tr_{MIN} , obtido através de:

$$Tr_{MIN} = \text{Min} (Tr_{MIN}, Tr P(t)) \quad (3.14)$$

é utilizado para a determinação de algumas das variáveis necessárias em outras funções de supervisão do estimador de parâmetros, abordadas nas seções 3.3.2 e 3.3.3.

3.3.2. Estimação de Parâmetros Variantes no Tempo

A motivação prática para os controladores adaptativos, conforme foi comentado na seção 1.2, é a capacidade destes se ajustarem automaticamente às variações no processo ou no seu ambiente.

Nos controladores auto-ajustáveis, esta capacidade deve ser assegurada através de um algoritmo de estimação cujos parâmetros estimados do modelo acompanhem as variações no processo ao longo

do tempo. Isto é conseguido mantendo-se o ganho do estimador $K(.)$ em níveis apropriados. Há para tanto basicamente três alternativas, discutidas a seguir, todas elas atuando sobre a matriz de covariância $P(.)$.

1) Fator de Esquecimento

A maneira mais comumente empregada para se influenciar o ganho $K(.)$ do estimador é através do fator de esquecimento $\lambda(.)$, presente nas equações (3.1c,d), ver por exemplo [BENVENISTE, 1987b], [LJUNG, 1988].

Quando se utiliza $\lambda(.) = 1$, o que corresponde ao método dos mínimos quadrados sem ponderação, a norma $\|P(.)\|$ é decrescente com o tempo, tendendo assintoticamente a zero à medida em que novas informações vão sendo processadas. O mesmo comportamento ocorre em relação ao ganho do estimador: $\|K(.)\|$ também tende a zero, o que traz como consequência uma diminuição gradativa na capacidade de correção dos parâmetros estimados.

Por outro lado, um $\lambda(.) < 1$ introduz uma maior ponderação nas medidas mais recentes em detrimento das mais antigas, conforme se discutiu na seção 2.5.2. O efeito que esta maior ponderação exerce sobre $P(.)$ e $K(.)$, é que as normas $\|P(.)\|$ e $\|K(.)\|$ tendem a valores maiores e diferentes de zero [LJUNG, 1983]. Isto mantém a sensibilidade do algoritmo e por conseguinte a sua capacidade de estimar parâmetros variantes no tempo.

Entretanto, a utilização de um fator de esquecimento menor que 1 pode provocar o crescimento da matriz $P(.)$. As causas deste crescimento e procedimentos adotados nesta situação serão discutidos na seção 3.3.3. Outro problema é que quanto menor o valor de $\lambda(.)$, maior a sensibilidade do estimador ao ruído presente no sinal de saída $y(.)$ do processo, o que pode provocar variações excessivas nos parâmetros estimados.

Diversas estratégias são propostas na literatura em relação à utilização do fator de esquecimento. A maneira mais simples consiste em mantê-lo em um valor constante.

Considere-se o fator de ponderação $w(.)$ presente na função de custo, equação (2.74), utilizada para a dedução do estimador de parâmetros. Este fator foi definido através da equação (2.76) reescrita a seguir:

$$w(t,i) = \left[\prod_{j=i+1}^t \lambda(j) \right] \mu(i) \quad (3.15)$$

A adoção de $\mu(.) = 1$ e um $\lambda(.)$ constante e com valor pouco menor que 1, permite aproximar-se $w(.)$ segundo a equação [LJUNG, 1987]:

$$w(t,i) = \lambda^{t-i} \approx e^{-(t-i)(1-\lambda)} \quad (3.16)$$

Definindo-se a variável N_0 como [CLARKE, 1975], [WELLSTEAD, 1982], [LJUNG, 1987]:

$$N_0 = \frac{1}{1-\lambda} \quad (3.17)$$

verifica-se que, caso se tenha $t-i = N_0$ na equação (3.16), as últimas i medidas serão utilizadas pelo estimador com uma ponderação $w(.) = e^{-1} \approx 36\%$ da ponderação das medidas mais recentes. Conceitualmente portanto, λ determina a *constante de tempo de memória* adotada na função de custo. Esta *constante de tempo* pode ser quantificada como o número de iterações mais recentes do estimador, através da variável N_0 definida pela equação (3.17). A tabela 3.1 apresenta alguns valores de N_0 em função de λ . Usualmente, utiliza-se para o fator de esquecimento valores entre 0,98 e 0,995 [LJUNG, 1987].

VALORES USUAIS	{	λ	NO	MEMORIA
		1	INFINITA	INFINITA
		0,999	1000	MUITO GRANDE
		0,998	500	
		0,995	200	MEDIA
		0,99	100	
		0,98	50	MUITO CURTA
		0,95	20	

TABELA 3.1 - Valores de λ e constantes de tempo do estimador

Em contraposição a um $\lambda(.)$ constante, a opção de se utilizar um fator de esquecimento variável no tempo é tratada por diversos autores.

Em [FAVIER, 1987a,b], [M'SAAD, 1986, 1987], [ARRUDA, 1988], $\lambda(.)$ é calculado a cada iteração do estimador para manter o traço da matriz de covariância, $\text{Tr } P(.)$, em um valor constante especificado pelo usuário. Impede-se assim o crescimento de $P(.)$.

Diversos procedimentos que resultam em um fator de esquecimento adaptativo também são propostos na literatura. Em [ÅSTRÖM, 1980a], $\lambda(.)$ é ajustado em função do erro previsto $e_p(.)$. Uma forma heurística para o ajuste de $\lambda(.)$ é considerada em [WELLSTEAD, 1981]. Em [FORTESCUE, 1981], [YDSTIE, 1982, 1984, 1985a,b] e [HIRAM, 1985], formula-se o ajuste de $\lambda(.)$ para manter constante o conteúdo de informação do estimador. Em [HAGGLUND, 1985], $\lambda(.)$ também é ajustado para manter constante o conteúdo de informação, com a diferença que os dados antigos só são descontados à medida em que os mais recentes contêm informação apropriada. Estas estratégias, apesar de não evitarem, fazem com que o crescimento de $P(.)$ seja

consideravelmente mais lento em comparação com a utilização de um $\lambda(.)$ constante e menor que 1 [ÅSTRÖM, 1980a].

Um fator de esquecimento adaptativo cuja utilização impede o crescimento de $P(.)$ e no qual os dados antigos são descartados somente na medida em que os mais recentes contêm informação apropriada, foi proposto por [KULHAVY, 1984, 1985, 1987].

ii) Matriz de "Random Walk"

Uma outra alternativa para impedir que o ganho $K(.)$ do estimador tenda assintoticamente a zero, consiste em se atualizar a matriz de covariância $P(.)$ através da equação (3.17).

$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1) X(t-k-1) X^T(t-k-1) P(t-1)}{\lambda(t) + X^T(t-k-1) P(t-1) X(t-k-1)} + Q(t) \quad (3.18)$$

onde $Q(t)$, denominada matriz de "random walk", é semi-definida positiva e possui as mesmas dimensões de $P(.)$.

A utilização da equação (3.18), nesta forma ou com pequenas variações, é discutida em [ÅSTRÖM, 1980a], [WELLSTEAD, 1982], [VOGUEL, 1982], [GOODWIN, 1983b, 1984b], [HAGGLUND, 1984], [LAMMERS, 1985], [FAVIER, 1987a], [CHEN, 1987], [BENVENISTE, 1987b], [ISAKSSON, 1987], [LJUNG, 1988].

Usualmente, a matriz $Q(.)$ é diagonal, sendo possível um ajuste individual do ganho $K(.)$ para cada parâmetro contido no vetor $\theta(.)$.

O acréscimo de $Q(.)$ provoca um crescimento linear de $P(.)$. Por este motivo, $Q(.)$ deve ser adicionada somente quando necessário ou então se o valor de $\text{Tr } P(.)$ permanecer abaixo de um limite superior preestabelecido.

111) Reinicialização da Matriz de Covariância

O ganho $K(.)$ do estimador de parâmetros pode ainda ser mantido em valores maiores que zero através da reinicialização periódica da matriz de covariância $P(.)$ [GOODWIN, 1983a,b], [SEBORG, 1986]. Esta estratégia consiste em se atualizar $P(.)$ através da equação (3.1c) com $\lambda(.) = 1$ e, nos instantes em que se deseja a reinicialização, substituir a equação (3.1c) por:

$$P(t) = k_o' I \quad (3.19)$$

A dificuldade na utilização desta estratégia consiste em se determinar o período da reinicialização adequado [YDSTIE, 1985a], pois reinicializações muito frequentes pode resultar em variações desnecessárias nos parâmetros estimados [SEBORG, 1986]. Portanto, a reinicialização de $P(.)$ deve ser realizada somente se o traço de $P(.)$, $\text{Tr } P(.)$, se encontrar abaixo de um valor limite pré-especificado.

Uma vez apresentadas as alternativas existentes para a manutenção do ganho $K(.)$ em níveis apropriados para a estimação de parâmetros variantes no tempo, atuando através da matriz de covariância $P(.)$, é necessário se selecionar a que será adotada. Entretanto, as variações nos parâmetros do processo podem ser caracterizadas de duas maneiras distintas e que não são necessariamente contempladas através da adoção de uma estratégia única.

As variações nos parâmetros do processo podem ser lentas, como por exemplo devido ao efeito da temperatura ambiente em aerocondensadores ou em colunas de destilação; ou então rápidas, por exemplo quando se varia o ponto de operação em processos não lineares.

Discute-se então, a seguir, os procedimentos possíveis e os que foram adotados para permitir ao estimador do controlador auto-ajustável com estrutura PID, o acompanhamento de parâmetros que variam tanto lenta quanto rapidamente no tempo.

3.3.2.1. Parâmetros que Variam Lentamente

Para a estimação de parâmetros que variam lentamente com o tempo, pode-se adotar uma das três estratégias mencionadas anteriormente. Todas elas apresentam pelo menos um coeficiente a ser fornecido pelo usuário em função da taxa de variação esperada para os parâmetros e que determina indiretamente o valor médio do ganho $K(\cdot)$. Este ganho deve ser tão mais elevado quanto maior for a taxa de variação dos parâmetros. Entretanto, a especificação destes coeficientes constitui uma solução de compromisso entre a capacidade do estimador acompanhar os parâmetros e os problemas que podem resultar de ganhos elevados, como por exemplo o crescimento de $PC(\cdot)$, uma maior sensibilidade ao ruído ou a ocorrência de variações excessivas nos parâmetros estimados [WELLSTEAD, 1982].

Adotou-se para o estimador de parâmetros do controlador auto-ajustável com estrutura PID a estratégia mais simples, qual seja, um fator de esquecimento constante. O valor, a ser fornecido pelo usuário e utilizado após o período de convergência inicial discutido na seção 3.3.1, deve situar-se entre 0,985 e 0,998 o que, segundo a equação (3.17), equivale a uma constante de tempo respectivamente entre 66 e 500 iterações. Um $\lambda(\cdot)$ dentro desta faixa de valores satisfaz à solução de compromisso mencionada anteriormente. O valor fornecido é utilizado também para o parâmetro λ^* presente na equação (3.13).

Outros aspectos decorrentes da adoção desta estratégia serão discutidos na seção 3.3.3.

3.3.2.2. Parâmetros que Variam Rapidamente

A ocorrência de variações repentinas e de maior amplitude nos parâmetros do modelo de um processo apresenta uma característica diferente pois, ao contrário das variações lentas discutidas na seção anterior, as variações rápidas podem ser detectadas. A solução do problema constitui-se assim de duas etapas [HAGGLUND, 1984], [FAVIER, 1987a]:

- i) detecção da mudança nos parâmetros (não estacionariedade) e
- ii) modificação do algoritmo de estimação para aumentar o valor do ganho $K(.)$.

a) Detecção de Não Estacionariedade

Os aspectos de detecção de não estacionariedade de modelos têm sido bastante estudados na literatura [BASEVILLE, 1986, 1987], [BENVENISTE, 1987a], [LJUNG, 1988].

Para uma análise da detecção de não estacionariedade considere o modelo para a estimação de parâmetros deduzido na seção 2.5.1, dado pela equação (2.67) reescrita a seguir:

$$\phi y(t) = X^T(t-k-1) \theta + E \xi(t) \quad (3.20)$$

onde o vetor θ contém os parâmetros reais.

No algoritmo de estimação tem-se a previsão $\phi y^*(.)$, e o erro previsto a priori, $ep(.)$, calculados respectivamente através das equações:

$$\phi y^*(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.1a)$$

e

$$ep(t/t-k-1) = \phi y(t) - \phi y^*(t/t-k-1) \quad (3.1b)$$

onde o vetor $\hat{\theta}(.)$ contém os parâmetros estimados.

Levando as equações (3.20) e (3.1a) em (3.1b), obtém-se:

$$ep(t/t-k-1) = X^T(t-k-1) [\theta - \hat{\theta}(t-1)] + E \xi(t) \quad (3.21)$$

De acordo com esta equação, pode se interpretar o erro previsto $ep(.)$ como sendo resultante de um ruído $E \xi(.)$ e do erro de modelamento $em(.)$, ou seja:

$$e_p(t/t-k-1) = e_m(t) + E \xi(t) \quad (3.22)$$

onde

$$e_m(t) = X^T(t-k-1) [e - \hat{e}(t-1)] \quad (3.23)$$

Quando os parâmetros estimados $\hat{e}(\cdot)$ convergem para os parâmetros reais e , a parte relativa ao erro de modelamento $e_m(\cdot)$ tende a zero e o erro previsto $e_p(\cdot)$ aproxima-se do ruído $E \xi(\cdot)$. Já na situação em que os parâmetros reais do

processo e apresentam uma variação repentina, verifica-se o aumento do erro de modelamento $e_m(\cdot)$ e consequentemente do erro previsto $e_p(\cdot)$.

Assim, pode-se observar o comportamento do erro previsto $e_p(\cdot)$ (que é uma das variáveis mais apropriadas para a supervisão do estimador [ISERMAN, 1985a,b]), para se detectar a ocorrência de não estacionariedade do modelo [SEBORG, 1986], [VOGUEL, 1982], [GOODWIN, 1983b].

Entretanto, a detecção de não estacionariedade do modelo através da observação de $e_p(\cdot)$ apresenta diversos inconvenientes [HAGGLUND, 1984]:

- i) as estatísticas do ruído $E \xi(\cdot)$ na equação (3.20) devem ser conhecidas para permitir alguma decisão;
- ii) variações no nível de ruído $\xi(\cdot)$ ou outros tipos de perturbação no processo podem resultar numa conclusão errônea de ocorrência de ruptura;
- iii) apenas as variações nos parâmetros do processo que provoquem uma grande influência no sinal de saída $y(\cdot)$ podem ser detectadas;
- iv) os problemas mencionados tornam-se mais severos à medida em que o nível do sinal de ruído $\xi(\cdot)$ é maior.

Estes inconvenientes têm motivado o estabelecimento de outros critérios de detecção de não estacionariedade do modelo que não se baseiem somente no valor do erro previsto $ep(.)$ em um único instante.

[HAGGLUND, 1984] propôs um método que utiliza os próprios parâmetros estimados. Uma modificação deste método foi proposta por [CHEN, 1987]. Em [FAVIER, 1987a,b, 1988] e [ARRUDA, 1988], são discutidos dois métodos de detecção; um baseado nos parâmetros estimados e outro na variância do erro previsto $ep(.)$. Excetuando-se o método de Hagglund, os demais que se baseiam nos parâmetros estimados permitem se identificar qual dos parâmetros apresentam uma variação, caracterizando a ruptura do modelo, o que permite se ajustar o ganho $K(.)$ para o parâmetro específico.

O procedimento para a detecção de não estacionariedade adotado para o supervisor do estimador do controlador auto-ajustável com estrutura PID, baseia-se no valor absoluto do erro previsto, $abs[ep(.)]$, e é conceitualmente semelhante ao proposto por [FAVIER, 1987a,b, 1988] e [ARRUDA, 1988] e que utiliza a variância do erro previsto.

O comportamento típico de $abs[ep(.)]$ é ilustrado através da Figura 3.3.

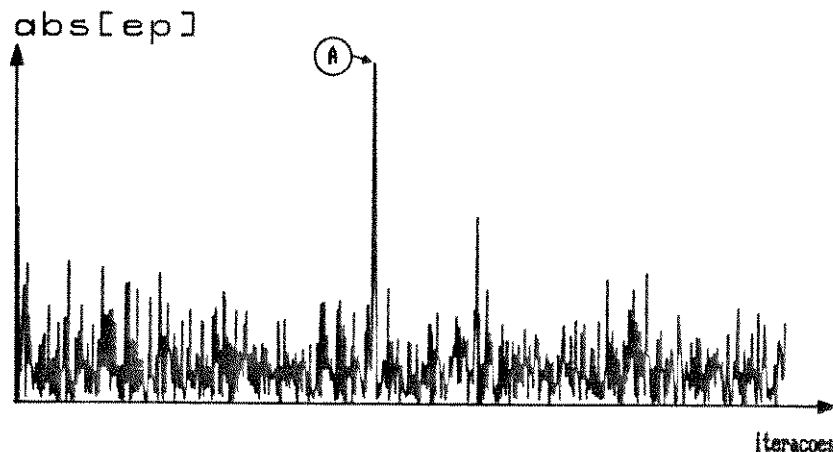


FIGURA 3.3 - Comportamento típico de $abs[ep(.)]$

O ponto A nesta figura pode ser causado tanto por uma mudança repentina nos parâmetros do processo, quanto pela ocorrência de uma perturbação na saída do processo $y(.)$ (ver o parâmetro d no modelo dado pela equação (2.64)), caracterizando assim a ocorrência de uma não estacionariedade do modelo.

Entretanto, a comparação pura e simples de $\text{abs}[ep(.)]$ em um determinado instante com um valor limite superior pré-estabelecido para se detectar a não estacionariedade é desaconselhável, porque $ep(.)$ é influenciado pelo ruído $E\{\xi(.)\}$, conforme se discutiu anteriormente.

É necessário portanto, a definição deste valor limite superior de maneira a tornar a detecção de ruptura o mais independente possível do ruído. Para tanto, considere-se as equações (3.22,23). Na situação de regime, quando os parâmetros estimados $\hat{\theta}(.)$ convergem para os parâmetros reais, $em(.)$ tende a zero e o erro previsto $ep(.)$ aproxima-se do ruído $E\{\xi(.)\}$. Assim, a influência deste ruído pode ser analisada a partir do erro previsto em regime.

Para se estimar o comportamento deste erro em regime, define-se a variável $rl(.)$ como:

$$rl(t) = \frac{1}{NL} \sum_{i=t-\tau-NS-NL+1}^{t-\tau-NS} \text{abs}[ep(t/l-k-1)] \quad (3.24)$$

o que equivale à observação de $\text{abs}[ep(.)]$ por intermédio de um horizonte longo, cujo comprimento é de NL iterações do estimador. Para a detecção de não estacionariedade utiliza-se também a observação de $\text{abs}[ep(.)]$ através de um horizonte curto, de comprimento Ns , ($Ns \ll NL$), sendo que o parâmetro τ na equação (3.24) é o atraso introduzido entre os horizontes curto e longo com o objetivo de desacoplá-los. O horizonte curto, cuja função é retratar o comportamento do erro $ep(.)$ nas iterações mais recentes, constitui a variável $rc(.)$, definida como:

$$rc(t) = \frac{1}{Ns} \sum_{i=t-Ns+1}^t \text{abs}[ep(i/t-k-1)] \quad (3.25)$$

A Figura 3.4 ilustra os horizontes utilizados na observação de $\text{abs}[ep(.)]$.

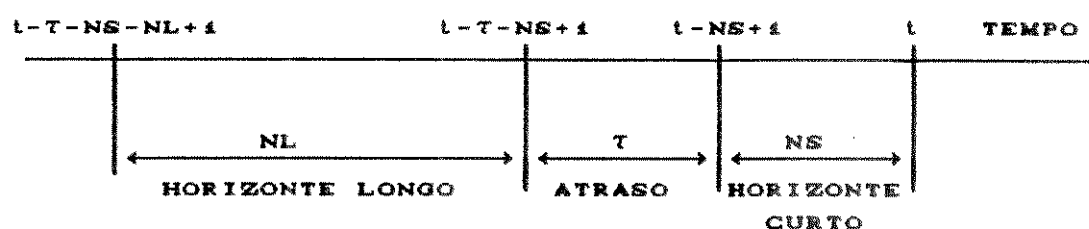


FIGURA 3.4 - Horizontes utilizados na observação de $\text{abs}[ep(.)]$

O horizonte NL deve ser longo o suficiente para retratar o comportamento em regime de $ep(.)$. Adotou-se o valor $NL = 50$, o que requer um espaço de memória considerável para armazenar os valores de $\text{abs}[ep(.)]$. Com o objetivo de evitar este problema de memória, a equação (2.24) foi aproximada por um filtro de primeira ordem, obtendo-se:

$$rL(t) = \beta \text{abs}[e(t-\tau-Ns/t-\tau-Ns-1)] + (1-\beta) rL(t-1) \quad (3.26)$$

O coeficiente do filtro foi ajustado através de simulações, comparando-se os valores fornecidos por (3.24) e (3.26), tendo se chegado a $\beta = 0,029$.

Adotou-se para o horizonte curto um comprimento $Ns = 2$ e para o atraso entre os horizontes fez-se $\tau = 5$.

O critério para a detecção de não estacionariedade utiliza a variável $r(t)$, definida como:

$$r(t) = \frac{rc(t)}{rL(t)} \quad (2.27)$$

Quando os parâmetros estimados $\hat{\theta}(\cdot)$ convergem para os parâmetros reais θ , $r(\cdot)$ assume valores próximos de 1. Define-se como critério para a constatação da detecção de não estacionariedade a ocorrência da condição dada por:

$$r(t) > r_0 \quad (3.28)$$

onde o valor do limite r_0 deve ser especificado em função do nível de ruído $E \xi(\cdot)$ na equação (3.20).

Entretanto, como a variável $r_L(\cdot)$ fornece uma estimativa deste ruído, seu valor pode ser utilizado para se determinar automaticamente o parâmetro r_0 . Considerando que níveis de ruído muito elevados tendem a encobrir os efeitos de não estacionariedade do modelo e que níveis muito baixos deixam o critério de detecção demasiadamente sensível a ruídos espúrios e infrequentes, os quais podem levar à conclusão errônea de ocorrência de não estacionariedade, utiliza-se para a determinação de r_0 uma aproximação de curva dada pela Figura 3.5, que retrata indiretamente a influência da variância σ_{ξ}^2 do ruído $\xi(\cdot)$.

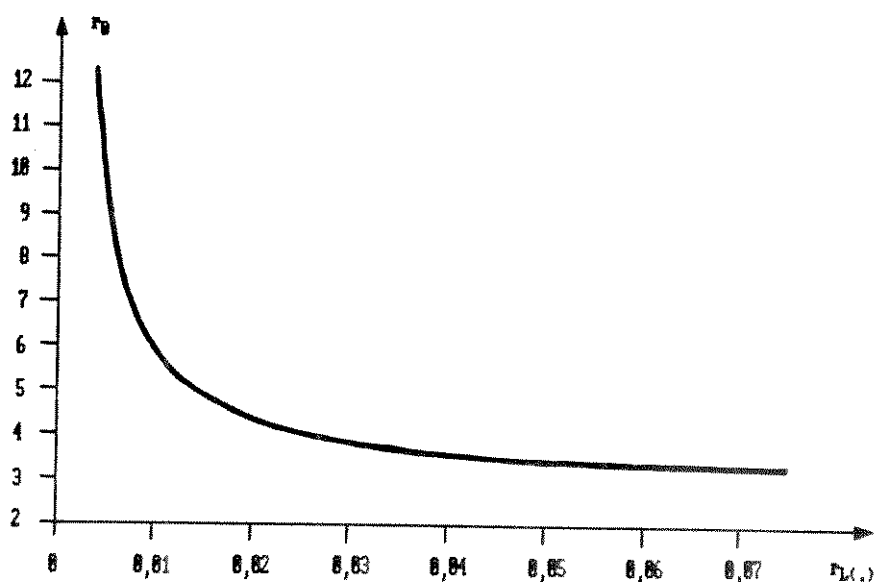


FIGURA 3.5 - Determinação de r_0

Esta curva foi construída a partir dos resultados de detecção de não estacionariedade obtidos em diversas simulações, abrangendo valores de $\sigma\zeta^2$ situados entre 0,005 e 0,1.

O comportamento da detecção de não estacionariedade através do procedimento adotado é ilustrado na Figura 3.6.

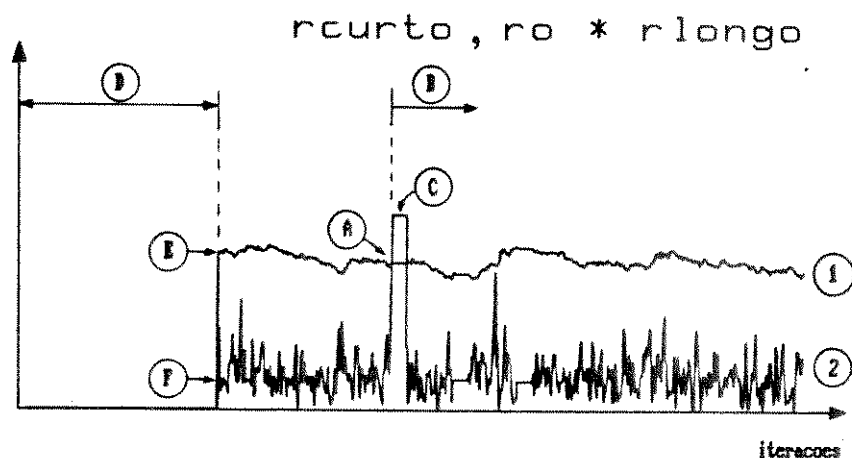


FIGURA 3.6 - Detecção de não estacionariedade

Nesta figura, a curva 2 corresponde à variável $rc(.)$, enquanto que a curva 1 é obtida multiplicando-se $rl(.)$ por r_o . Assim, a não estacionariedade é detectada quando ocorre a condição dada por (ver a equação (3.28)):

$$rc(t) > r_o \cdot rl(t) \quad (3.29)$$

como é o caso do ponto A nesta figura e na Figura 3.3.

Após a detecção de não estacionariedade inicia-se novo período de convergência do estimador, correspondendo à parte B da figura, conforme já foi discutido na seção 3.3.1. Durante este período, o teste de ruptura não é realizado pois o ganho $K(.)$ mantém-se em valores satisfatórios para acompanhar eventuais variações posteriores nos parâmetros do processo.

Durante as 10 primeiras iterações do estimador, imediatamente após a detecção de não estacionariedade, suspende-se a atualização das variáveis $r_L(.)$ e $r_C(.)$, o que é ilustrado por C na figura. O motivo é o de se impedir que $r_L(.)$ e $r_C(.)$ incorporem os valores elevados de $\text{abs}[e_F(.)]$ decorrentes da não estacionariedade do modelo.

A parte D da figura corresponde ao período de convergência inicial do estimador, tratado na seção 3.3.1. Após o término deste período, a variável $r_L(.)$ é inicializada através da equação:

$$r_L(NCONV) = \frac{1}{NCONV} \sum_{i=1}^{NCONV} \text{abs}[e_F(i/k-1)] \quad (3.30)$$

onde $NCONV$ é o número de iterações correspondentes ao período de convergência inicial. O valor obtido para $r_L(NCONV)$ é utilizado tanto para se determinar o valor inicial do parâmetro r_0 quanto para inicializar o filtro dado pela equação (3.26), resultando no ponto E da curva 1.

O ponto F na curva 2 corresponde ao início do cálculo da variável $r_C(.)$.

Durante o decorrer da estimação de parâmetros, a cada 50 iterações do estimador, o valor de $r_L(.)$ é utilizado para atualizar o parâmetro r_0 , segundo o gráfico dado pela Figura 3.5. Este procedimento permite um ajuste automático do método de detecção de não estacionariedade do modelo em relação a variações no comportamento do ruído $E \xi(.)$.

b) Ajuste do Ganho do Estimador

Uma vez detectada a não estacionariedade do modelo, é necessário aumentar-se o ganho $K(.)$ do estimador.

Em [VOGUEL, 1982], [HAGGLUND, 1984] e [CHEN, 1987], utiliza-se a atualização de $P(.)$ através da equação (3.18), com a matriz

QC.) apresentando valores elevados. Este mesmo procedimento é adotado em [FAVIER, 1987a,b, 1988] e [ARRUDA, 1988], onde propõe-se também a alternativa de se empregar o fator de esquecimento $\lambda(.)$ para manter o traço de PC.) em um valor constante suficientemente elevado. Já [GOODWIN, 1983b], utiliza a reinicialização da matriz de covariância.

O procedimento aqui adotado também é o da reinicialização de PC.). Desta maneira, após a detecção de não estacionariedade, modifica-se PC.) segundo a equação (3.19), tornando-a uma matriz diagonal onde o coeficiente k'_0 é calculado através da equação:

$$k'_0 = \text{Min} \left[\beta, \frac{\alpha \text{Tr MIN}}{N} \right] \quad (3.31)$$

onde Tr MIN (ver equação (3.14)), é o menor valor observado para o traço de PC.), conforme se discutiu na seção 3.3.1, e N é o número de parâmetros estimados, correspondendo à dimensão dos vetores X(.) e $\theta(.)$ (ver equação (2.71)).

Após a execução de diversas simulações, adotou-se os valores $\alpha = 35$ e $\beta = 100$, obtendo-se assim ganhos do estimador que propiciam uma convergência rápida dos parâmetros estimados $\hat{\theta}(.)$ em direção aos novos valores, ao mesmo tempo em que evitam oscilações desnecessárias em $\hat{\theta}(.)$.

Como se utiliza o algoritmo de fatorização UD na atualização de PC.), a reinicialização desta matriz é executada sobre as matrizes UK.) e DX.) (ver equações (3.6a-1)), através das relações:

$$U_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{se } i \neq j \\ 1 & \text{se } i = j \end{cases} \quad \begin{matrix} j = 1, \dots, N \\ i = 1, \dots, j-1 \end{matrix} \quad (3.32a)$$

$$D_{jj} = k'_0, \quad j = 1, \dots, N \quad (3.32b)$$

com k'_0 calculado através da equação (3.31).

Além da reinicialização da matriz de covariância, no caso de detecção de não estacionariedade adota-se também a introdução de um sinal de excitação no processo, o que será discutido na próxima seção.

3.3.3. Excitação do Processo

Uma das condições necessárias para se assegurar a convergência do estimador de parâmetros é que o sinal $u(.)$ de entrada no processo seja persistentemente excitante, ou seja, que $u(.)$ possua um conteúdo de frequências suficientemente rico para excitar o processo na faixa de frequências em que se deseja identificá-lo. Esta condição torna-se mais severa à medida em que as ordens dos polinômios estimados são maiores [WITTENMARK, 1984].

O conceito de excitação persistente, caracterizado por [LJUNG, 1971], supõe que as variáveis $\bar{u}$ e $\gamma(k)$, respectivamente média e autocorrelação, definidas pelas equações:

$$\bar{u} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N u(t) \quad (3.33a)$$

e

$$\gamma(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u(t) - \bar{u}] [u(t+k) - \bar{u}] \quad (3.33b)$$

existam. Define-se então a matriz R_N , de dimensão $N \times N$ como:

$$R_N = \begin{bmatrix} \gamma(0), & \gamma(1), & \dots & \gamma(N-1) \\ \gamma(1), & \gamma(2), & \dots & \gamma(N-2) \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \gamma(N-1) & \dots & \dots & \gamma(0) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

O sinal $u(.)$ é considerado persistentemente excitante de ordem N se a matriz R_N é não negativa definida.

A utilização de (3.34) para se determinar o nível de excitação de $u(.)$ é impraticável. Por este motivo, outras medidas aproximadas de excitação têm sido propostas [ÅSTRÖM, 1983a], [ISERMAN, 1984], [CLARY, 1985], [M'SAAD, 1986, 1987].

Como o sinal de controle $u(.)$ nos controladores auto-ajustáveis é gerado através de realimentação, torna-se difícil garantir se ele é persistentemente excitante. Esta condição pode não ser satisfeita, por exemplo, nas situações em que o nível do sinal de ruído $\xi(.)$ é baixo e, principalmente, quando o sinal de referência $y_r(.)$ (e por conseguinte o sinal $u(.)$), permanece aproximadamente constante durante longos períodos de tempo [ÅSTRÖM, 1980a], [WITTENMARK, 1984].

Uma das características da situação na qual a excitação não é persistente é que o vetor de medidas $X(.)$ (ver (2.69)) permanece inalterado ou varia pouco, significando uma diminuição no conteúdo de informação disponível para o estimador. Com o vetor de medidas constante, o termo $P(.) X(.)$ na equação (3.1c) de atualização da matriz de covariância $P(.)$ tende a zero, o que pode resultar em duas situações indesejáveis.

A primeira delas é a tendência da matriz $P(.)$ tornar-se singular. Algumas alternativas existem para impedir esta não singularidade, como por exemplo atualizar $P(.)$ através da equação (3.18) com a matriz $Q(.)$ de pequeno valor. Outra possibilidade é a de se utilizar procedimentos de regularização [FAVIER, 1987a], [KANJILAL, 1987].

Adotou-se para o algoritmo de estimação com fatorização UD, a regularização proposta por [M'SAAD, 1986, 1987] e que consiste em se limitar inferiormente os valores da diagonal da matriz $D(.)$, conforme a equação (3.10).

A segunda situação indesejável resultante de uma excitação não persistente, ocorre quando se utiliza um fator de

esquecimento $\lambda(.)$ menor que 1 (ver discussão na seção 3.3.2.1), como é o caso do estimador de parâmetros aqui adotado. Nesta condição, a equação (3.1c) de atualização da matriz de covariância pode ser aproximada, chegando-se a:

$$P(t) = \frac{1}{\lambda(t)} P(t-1) \quad (3.35)$$

Conclui-se então que a matriz $P(.)$ irá apresentar um crescimento tão mais acentuado quanto menor o valor de $\lambda(.)$. Para um $\lambda(.)$ constante, este crescimento é exponencial.

Nesta situação de crescimento, se a condição de excitação persistente não for restabelecida, $P(.)$ tornar-se-á muito grande, o que é conhecido na literatura como "wind-up" da matriz de covariância [ÅSTRÖM, 1980a], [WITTENMARK, 1984].

Uma matriz $P(.)$ com valores elevados pode provocar problemas de natureza numérica no cálculo do ganho do estimador $K(.)$ (equação (3.1d)) [LJUNG, 1983], ou então variações bruscas nos parâmetros estimados. Este tipo de comportamento dos parâmetros pode ocasionar oscilações repentinas no sinal de saída do processo $y(.)$, conhecidas na literatura como "burst" [WITTENMARK, 1984], [ANDERSON, 1985].

Além dos procedimentos para ajuste de $\lambda(.)$ já mencionados na seção 3.3.2 e que evitam ou diminuem a taxa de crescimento de $P(.)$, outras alternativas têm sido apresentadas na literatura, com o intuito de limitar ou até mesmo impedir este crescimento da matriz de covariância.

Modificações na atualização da matriz $P(.)$ do algoritmo de fatorização UD são propostas em [LJUNG, 1983], [CHEN, 1987], [KANJILAL, 1987].

[IRVING, 1979] propõe a utilização de um fator de esquecimento $\lambda(.)$ menor que 1 somente se o traço da matriz de covariância $P(.)$ é suficientemente pequeno, enquanto que, se o valor do traço ultrapassa um limite superior preestabelecido, faz-se $\lambda(.) = 1$.

Caso a excitação do processo não seja persistente, em [ÅSTRÖM, 1983b, 1986, 1987], [WITTENMARK, 1984] e [ISERMAN, 1985b], propõe-se a suspensão da estimação de parâmetros ou então a introdução de um sinal de excitação no processo.

A suspensão da estimação de parâmetros [EGARDT, 1979] pode ser implementada através da introdução de uma zona morta no algoritmo de estimação em função do erro previsto $ep(.)$ [HILL, 1986], [KREISSELMEIER, 1986], [MIDDLETON, 1988], [GIRI, 1988].

Introdução de um Sinal de Excitação:

A alternativa de, na falta de excitação persistente, se introduzir um sinal de excitação no processo que exerça uma influência maior que a do ruído presente no sinal de saída $y(.)$, é adotada por diversos autores [GOODWIN, 1985], [SEBORG, 1986].

Em [VOGEL, 1982], a adição do sinal de excitação é função do valor do traço da matriz de covariância. [GOODWIN, 1983a] propôs a adição de um sinal de excitação durante um número limitado de iterações do estimador, quando são detectadas variações nos parâmetros do processo.

A maioria das aplicações mencionadas na literatura utiliza, como sinais de excitação, as sequências binárias pseudo-aleatórias - PRBS ("Pseudo Random Binary Sequences", também conhecidas como "Maximum Length Binary Sequences") [EVELEIGH, 1967], [DAVIES, 1970].

Outros tipos de sinais para a excitação de processos são mencionados na literatura. [DAVIES, 1970] descreve outros sinais binários. Sinais gerados a partir da somatória de sinais senoidais são sugeridos por [GOODWIN, 1983b]. Em [HARRIS, 1980] e [ENDERSON, 1986], propõe-se a utilização de sequências binárias multifrequenciais - MBS ("Multifrequency Binary Sequences").

Para se evitar um crescimento excessivo da matriz de covariância do estimador de parâmetros do controlador auto-ajustável com estrutura PID, adotou-se a adição de um sinal de excitação ao processo em função do traço de $PC(.)$.

O sinal de excitação utilizado é uma sequência do tipo PRBS, com 31 componentes, dado pelo vetor [DAVIES, 1970]:

$$PRBS^T = \begin{bmatrix} 1, & 1, & -1, & 1, & 1, & -1, & 1, & 1, & 1, & 1, \\ -1, & -1, & -1, & 1, & -1, & 1, & -1, & 1, & 1, & 1, \\ -1, & -1, & -1, & -1, & 1, & -1, & -1, & 1, & -1, & -1, & 1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

O sinal de excitação é adicionado ao processo quando a variável $Tr\ PC(.)$ atinge um limite superior $Tr\ EXCIT$. O valor de $Tr\ EXCIT$ é obtido através da equação:

$$Tr\ EXCIT = \eta \times Tr\ MIN \quad (3.37)$$

onde $Tr\ MIN$ é o menor valor observado para o traço de $PC(.)$, (ver a equação (3.14)) e o fator $\eta = 3$ foi determinado, observando-se diversas simulações, para que o sinal de excitação não seja adicionado muito frequentemente.

O sinal de excitação restabelece a condição de excitação persistente, provocando uma redução no nível de $Tr\ PC(.)$, o que é ilustrado pelo ponto A na Figura 3.7, originando a curva 2.

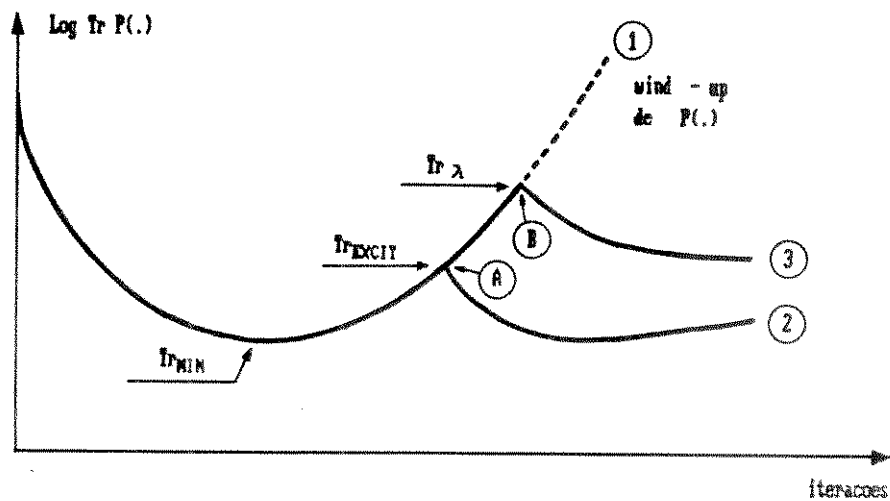


FIGURA 3.7 - Comportamento de $Tr\ PC(.)$

Embora o sinal de excitação possa ser acrescentado ao sinal de referência $y_r(.)$ [VOGUEL, 1982], no controlador auto-ajustável com estrutura PID o sinal de excitação é acrescentado ao sinal de controle $u(.)$ segundo a equação:

$$u(t) = u(t) + \text{AMPEX} \times \text{PRBS}(i) \quad (2.38)$$

onde o índice i ($1 \leq i \leq 31$) correspondendo aos elementos da sequência PRBS em (3.36), é incrementado a cada 2 intervalos de amostragem para permitir uma excitação apropriada das dinâmicas mais lentas do processo [LJUNG, 1983], e AMPEX é a amplitude do sinal de excitação.

O valor de AMPEX é inicializado de maneira a produzir uma alteração no sinal $y(.)$ de saída do processo de aproximadamente $\pm 1,5\%$ da faixa de variação deste sinal. Utilizando o ganho do processo K_p , cuja obtenção será discutida na seção 3.4.1, e considerando uma faixa de variação ("span") entre 0 e 10 para $y(.)$, tem-se como valor inicial:

$$\text{AMPEX} = \frac{0,15}{K_p} \quad (3.39)$$

Este valor é utilizado durante o período de convergência inicial do estimador de parâmetros, discutido na seção 3.3.1.

Após a convergência inicial, o valor de AMPEX é modificado automaticamente a cada 50 iterações do estimador, para que a influência do sinal de excitação seja pouco maior que o nível de ruído presente no sinal de saída $y(.)$ e independente do ganho do processo. Com este objetivo, o valor de AMPEX é atualizado conforme a equação:

$$\text{AMPEX} = \frac{\gamma \cdot r_L(t)}{K_p} \quad (3.40)$$

onde a variável $r_L(.)$, calculada através da equação (3.30), fornece uma estimativa do nível, (amplitude) do ruído contido em $y(.)$. Um fator $\gamma = 2$ foi definido observando-se o comportamento do sinal $y(.)$ em diversas simulações, para diferentes valores da variância σ_{ξ}^2 do ruído $\xi(.)$.

Caso a adição do sinal de excitação não seja suficiente para manter $\text{Tr } P(.)$ em um valor abaixo de $\text{Tr } \text{excit}$, sendo constatado ainda o crescimento da matriz $P(.)$, assume-se um fator de esquecimento $\lambda(.)$ igual a 1. Esta modificação no valor de $\lambda(.)$ ocorre quando $\text{Tr } P(.)$ atinge um valor limite $\text{Tr } \lambda$, definido como:

$$\text{Tr } \lambda = 6 \times \text{Tr } \text{MIN} \quad (3.41)$$

correspondendo ao ponto B na Figura 3.7. O fator de esquecimento $\lambda(.)$ é mantido igual a 1 até o instante em que $\text{Tr } P(.)$ se situe novamente abaixo de $\text{Tr } \text{excit}$, dado pela equação (3.37), e a partir de então passa-se a utilizar novamente o valor constante menor que 1 especificado inicialmente para $\lambda(.)$.

Além do contexto de condição de excitação não persistente recém apresentado, o sinal de excitação é adicionado ao processo, conforme a equação (3.38), em outras situações. Uma delas é durante o período de convergência inicial do estimador, que foi discutido na seção 3.3.1. O motivo da adição deste sinal é o de acelerar a convergência do estimador [WITTENMARK, 1984]. Este mesmo motivo é responsável pela adição do sinal de excitação quando se reinicializa a matriz de covariância devido à ocorrência de ruptura do modelo do processo, o que foi discutido na seção 3.3.2 em relação ao acompanhamento de parâmetros que variam rapidamente no tempo.

Outro aspecto a ser considerado em relação à excitação é a utilização do 1 no vetor de medidas $X(.)$ - ver equação (2.69) -, para se estimar o parâmetro d . Este valor constante caracteriza uma situação de excitação não persistente, o que constitui uma das desvantagens de se utilizar esta estratégia [TUFFS, 1985b].

Para se eliminar este problema, adotou-se no controlador auto-ajustável, a adição de um sinal tipo PRBS com 15 componentes e amplitude 0,02 ao 1 no vetor $X(.)$. Esta solução reduz as oscilações no parâmetro d estimado, principalmente nas situações em que o sinal $u(.)$ não é persistentemente existente.

3.3.4. Inicialização do Estimador e Filtragem dos Parâmetros Estimados

A inicialização do estimador de parâmetros envolve o fator de esquecimento $\lambda(.)$, o atraso k do processo necessário na formação do vetor de medidas $X(.)$, (definido por (2.69)), o vetor de parâmetros $\theta(.)$, (definido por (2.70)) e a matriz de covariância $P(.)$.

Um valor entre 0,985 e 0,998 para $\lambda(.)$ é fornecido pelo usuário, conforme foi discutido na seção 3.3.2 em relação ao acompanhamento de parâmetros que variam lentamente no tempo.

O atraso k do processo é obtido através da execução de um procedimento de pré-sintonia, a ser discutido na seção 3.4.1.

A inicialização de $\theta(.)$ não é crítica devido ao fato de que, durante o período de convergência inicial do estimador, utiliza-se um controlador PID discreto convencional que opera com parâmetros de sintonia fixos. Desta maneira, os parâmetros estimados só são utilizados após eles terem convergido, o que minimiza a influência dos valores iniciais.

A matriz de covariância $P(.)$ inicial é escolhida como uma matriz diagonal. Assim, em relação ao algoritmo de fatorização UD descrito na seção 3.2, utiliza-se na equação (3.6a) uma matriz $U(.)$ com elementos iguais a zero e para a matriz diagonal $D(.)$ elementos com um mesmo valor situado entre 10^2 e 10^4 . Embora valores iniciais dentro desta faixa tenham pouca influência no comportamento do estimador de parâmetros, valores menores significam um grau de convivência maior na inicialização dada aos parâmetros estimados, no vetor $\theta(.)$.

A última tarefa desempenhada pelo supervisor do estimador é a de filtrar os parâmetros estimados contidos em $\hat{\theta}(.)$, antes destes serem utilizados pelo controlador auto-ajustável com estrutura PID, com o objetivo de evitar variações súbitas e grandes nos parâmetros do controlador [ISERMAN, 1985b], [VOGUEL, 1982a]. Utiliza-se um filtro passa baixa de primeira ordem dado

pela equação:

$$\hat{e}_r(t) = \beta \hat{e}_r(t-1) + (1-\beta) \hat{e}(t) \quad (3.42)$$

onde $\hat{e}_r(.)$ é o vetor que contém os parâmetros filtrados e β , a constante do filtro a ser especificada, deve situar-se entre 0,4 e 1,0.

3.4. SUPERVISÃO DA LEI DE CONTROLE

Em relação à lei de controle do controlador auto-ajustável com estrutura PID, o nível de supervisão introduzido segundo a Figura 3.1., abrange as seguintes funções:

Execução de um procedimento de pré-sintonia, a ser tratado na seção 3.4.1, cujo objetivo é a obtenção de informações básicas sobre o processo de maneira a determinar alguns dos parâmetros necessários para a operação do controlador.

Inicialização do parâmetro v e ajuste automático deste durante a operação do controlador, o que constitui a seção 3.4.2.

A utilização dos parâmetros de sintonia, é tratada na seção 3.4.3.

Finalmente, discute-se na seção 3.4.4. a especificação da função de transferência $P(.)$ que pondera a saída no critério otimizado, conforme a equação (2.3).

3.4.1. Pré-Sintonia

Diversos controladores PID disponíveis no mercado, tanto os convencionais quanto os auto-ajustáveis, dispõem de um procedimento de pré-sintonia, utilizado para determinar os valores iniciais dos parâmetros de sintonia [KRAUS, 1984], [HIGHAM, 1986a,b], [MORRIS, 1987], [ÅSTRÖM, 1987], [SILVA, 1988a,b].

O princípio de atuação destes procedimentos é o de automatizar a obtenção da curva de reação em malha aberta de um processo estável, o que permite aproximá-lo por uma função de transferência de primeira ordem com atraso, conforme a equação (3.43):

$$G_P(s) = \frac{K_P e^{-T_A S}}{T_c S + 1} \quad (3.43)$$

Nesta equação, T_A aproxima o atraso de transporte, T_c aproxima a constante de tempo dominante e K_P é o ganho do processo.

A partir destes dados do processo, é possível a determinação dos parâmetros de sintonia K_c , T_i e T_d utilizando, por exemplo, uma das regras de sintonia clássicas mencionadas na seção 1.1.

No controlador auto-ajustável com estrutura PID, o procedimento de pré-sintonia determina os parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional, conforme foi discutido na seção 3.3.1. O procedimento determina também o tipo de comportamento do processo (fase mínima ou não mínima) e os valores do período de amostragem T_s e do atraso k do processo a serem utilizados pelo controlador e estimador de parâmetros.

O procedimento de pré-sintonia, discutido a seguir, constitui-se de duas etapas que são:

- i) obtenção dos dados do processo, e
- ii) determinação dos parâmetros do controlador.

Utiliza-se durante a sua execução um período de amostragem de pequeno valor, por exemplo 250 ms - adotado normalmente nos controladores PID discretos disponíveis no mercado.

3.4.1.1. Obtenção de Dados do Processo

O procedimento de pré-sintonia se inicia com a passagem do controlador para o modo manual de operação (sistema em malha aberta), após o que se aguarda a estabilização do sinal de saída $y(.)$ do processo. Uma vez que a estabilização foi alcançada, aplica-se um degrau δu ao processo através do sinal de controle $u(.)$. A amplitude deste degrau é de 2% da faixa de variação do sinal $u(.)$.

Três fases consecutivas, a partir do instante de aplicação do degrau, são utilizadas para a obtenção dos dados do processo. Estas fases, ilustradas na Figura 3.8, são apresentadas no fluxograma dado na Figura 3.9.

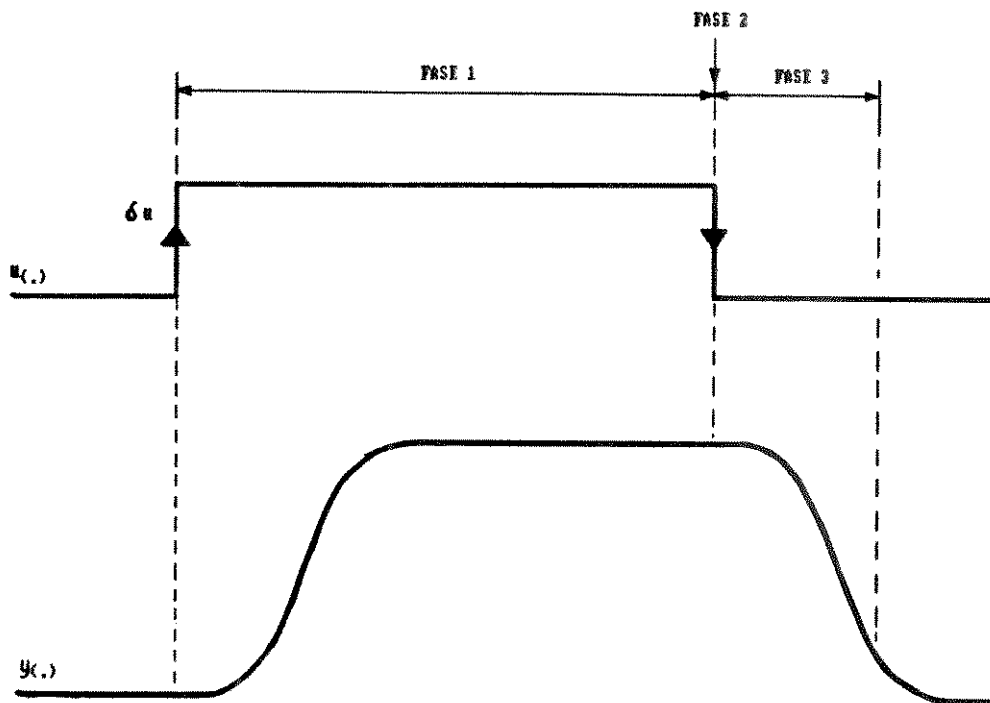


FIGURA 3.8 - Fases da pré-sintonia

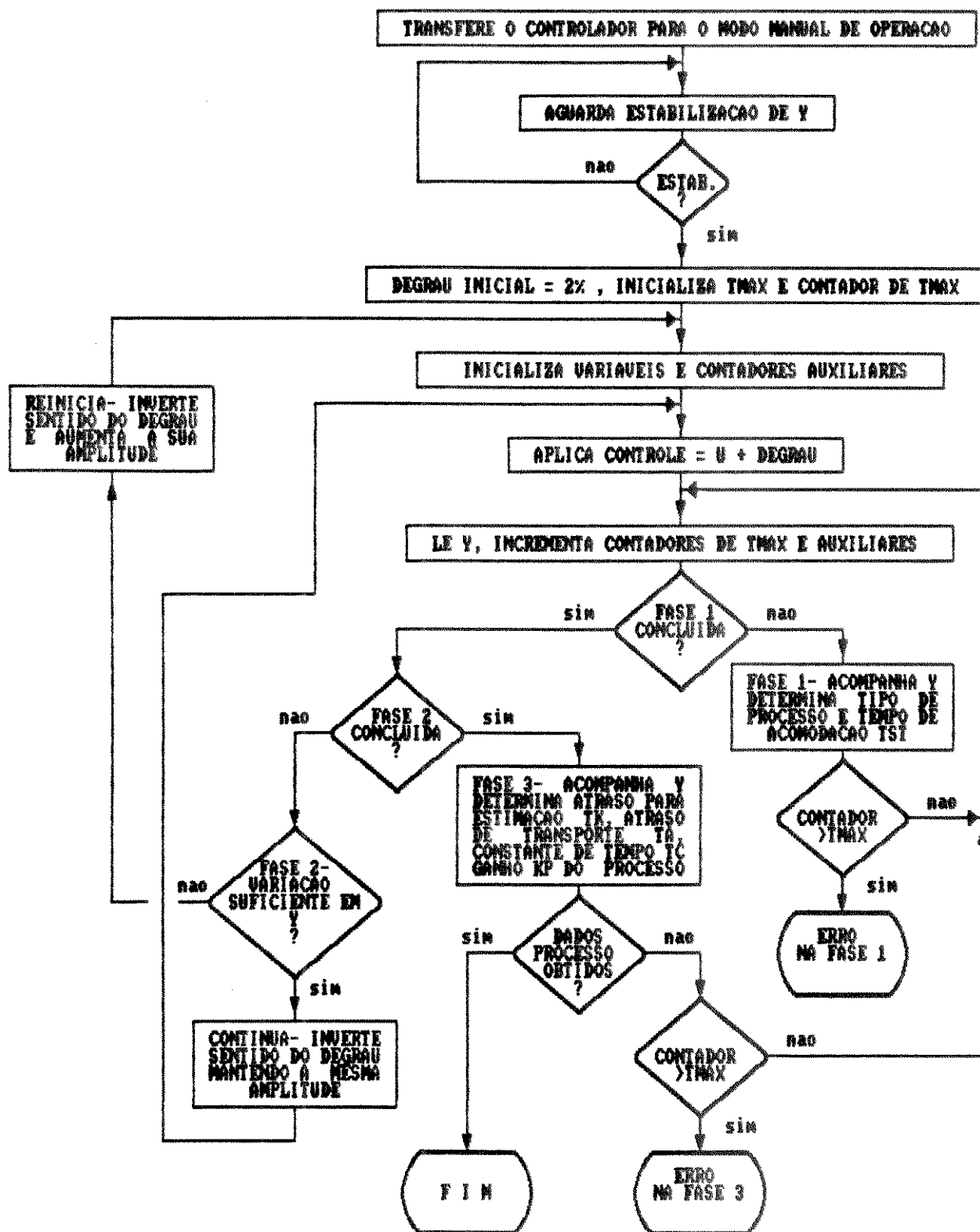


FIGURA 3.9 - Pré-sintonia - Obtenção de dados do processo

Antes da execução destas 3 fases é necessário que o usuário especifique o valor do coeficiente n_b (nível de ruído), o qual caracteriza uma zona morta que deve acomodar a influência do ruído presente no sinal $y(.)$ de saída do processo. O menor valor permitido para n_b deve refletir a precisão alcançada pelo conversor A/D utilizado na discretização do sinal $y(.)$.

Durante a execução destas 3 fases, verifica-se se um tempo máximo permitido, T_{MAX} , foi ultrapassado, o que caracteriza uma condição de erro. Esta condição pode ocorrer por diversos motivos, como o processo em malha aberta não é estável (comportamento instável ou de integrador) ou então o processo é demasiadamente lento em relação ao tempo de amostragem utilizado, ou ainda o coeficiente n_b especificado é inadequado.

Estas três fases, discutidas a seguir, baseiam-se no que foi proposto em [SILVA, 1988a,b].

a) Fase 1 - Determina o tipo de comportamento e o tempo de acomodação T_{st} do processo.

No decorrer desta fase, calcula-se a cada iteração a variação $\Delta y(.)$ do sinal de saída do processo, definida como:

$$\Delta y(t) = | y(t) - y(t-1) | \quad (3.44)$$

Determina-se inicialmente se o comportamento do processo é de fase mínima ou não mínima. O comportamento de fase não mínima caracteriza-se pelo crescimento inicial do sinal de saída $y(.)$ em sentido contrário ao δu aplicado, o que resulta na variável δy_{FNM} ilustrada através da Figura 3.10.

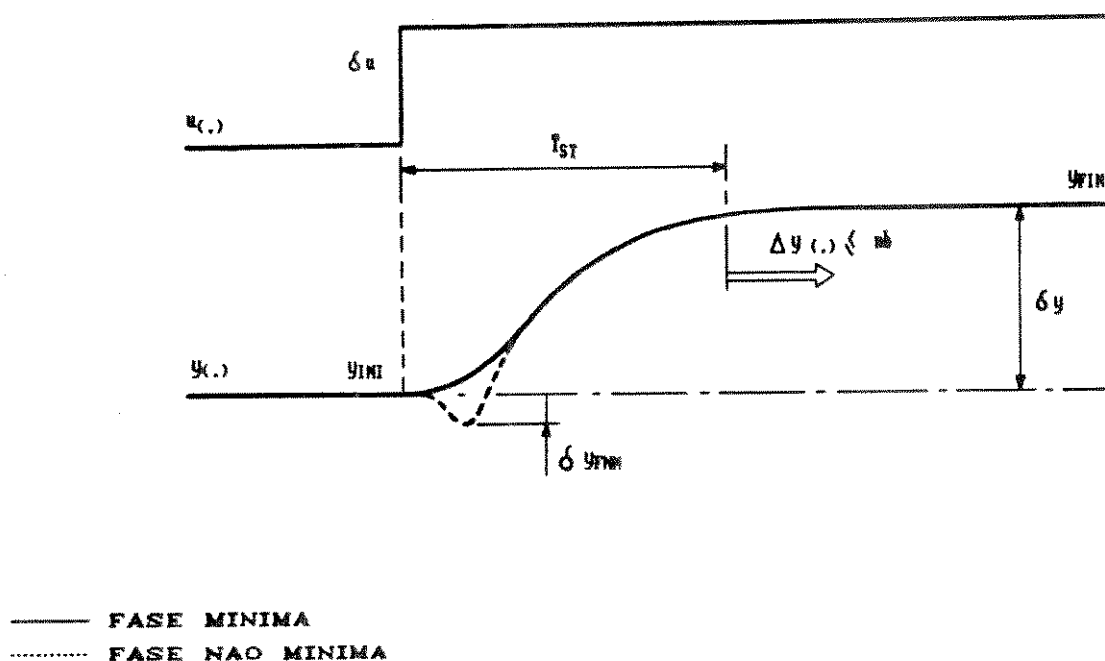


FIGURA 3.10 - Fase 1 da pré-sintonia

A seguir, determina-se o tempo de acomodação do processo T_{ST} , que corresponde ao tempo decorrido entre o instante de aplicação do degrau δu e o instante em que se verifica a condição definida pela equação:

$$\Delta y(t) < nb \quad (3.45)$$

O parâmetro T_{ST} e as demais variáveis relevantes obtidas durante esta 1a. fase, são ilustradas através da Figura 3.10.

b) Fase 2 - Avaliação da amplitude obtida para δy

Nesta fase, verifica-se se o degrau δu aplicado ao processo foi suficiente para produzir uma variação δy no sinal de saída $y(.)$ do processo maior que 4% do "span" de $y(.)$. Este valor, típico nos controladores disponíveis no mercado, deve-se à quantização do sinal $y(.)$ em função do conversor A/D utilizado.

Caso esta condição tenha sido satisfeita, aplica-se um novo degrau ao processo, com a mesma amplitude do anterior mas em sentido inverso, dando continuidade ao procedimento de pré-sintonia através da fase 3. Caso contrário, aumenta-se a amplitude do degrau em sentido inverso, reiniciando automaticamente o procedimento de pré-sintonia a partir da fase 1.

c) Fase 3 - Obtém-se a constante de tempo T_c , dois valores de atraso, T_k e T_A , e o ganho K_P do processo.

Os parâmetros obtidos nesta fase encontram-se ilustrados na Figura 3.11, em função do processo ser de fase mínima ou não mínima.

Considerando-se esta figura, determina-se no início desta fase as seguintes variáveis para os processos de fase mínima:

$$y_{TK} = y_{FIN} - 2 nb \quad (3.46a)$$

$$y_{TA} = y_{INI} + 0,9 \delta y \quad (3.46b)$$

$$y_{TC} = y_{INI} + 0,37 \delta y \quad (3.46c)$$

e para os processos de fase não mínima

$$y_{TK} = y_{FIN} + 2 nb \quad (3.47a)$$

$$y_{TA} = y_{FIN} \quad (3.47b)$$

$$y_{TC} = y_{INI} + 0,37 \delta y \quad (3.47c)$$

De acordo com as equações (3.46a-c), o parâmetro T_A é o intervalo de tempo decorrido desde o instante em que o degrau δu é aplicado em sentido inverso, após a fase 2, até o instante em que a variável $y(.)$ atinge 10% da resposta, enquanto que T_c é o intervalo de tempo decorrido entre a determinação de T_A e o

instante em que $y(\cdot)$ atinge 63% da resposta, o que constitui uma das alternativas para se aproximar o processo através da equação (3.43) [MILLER, 1967].

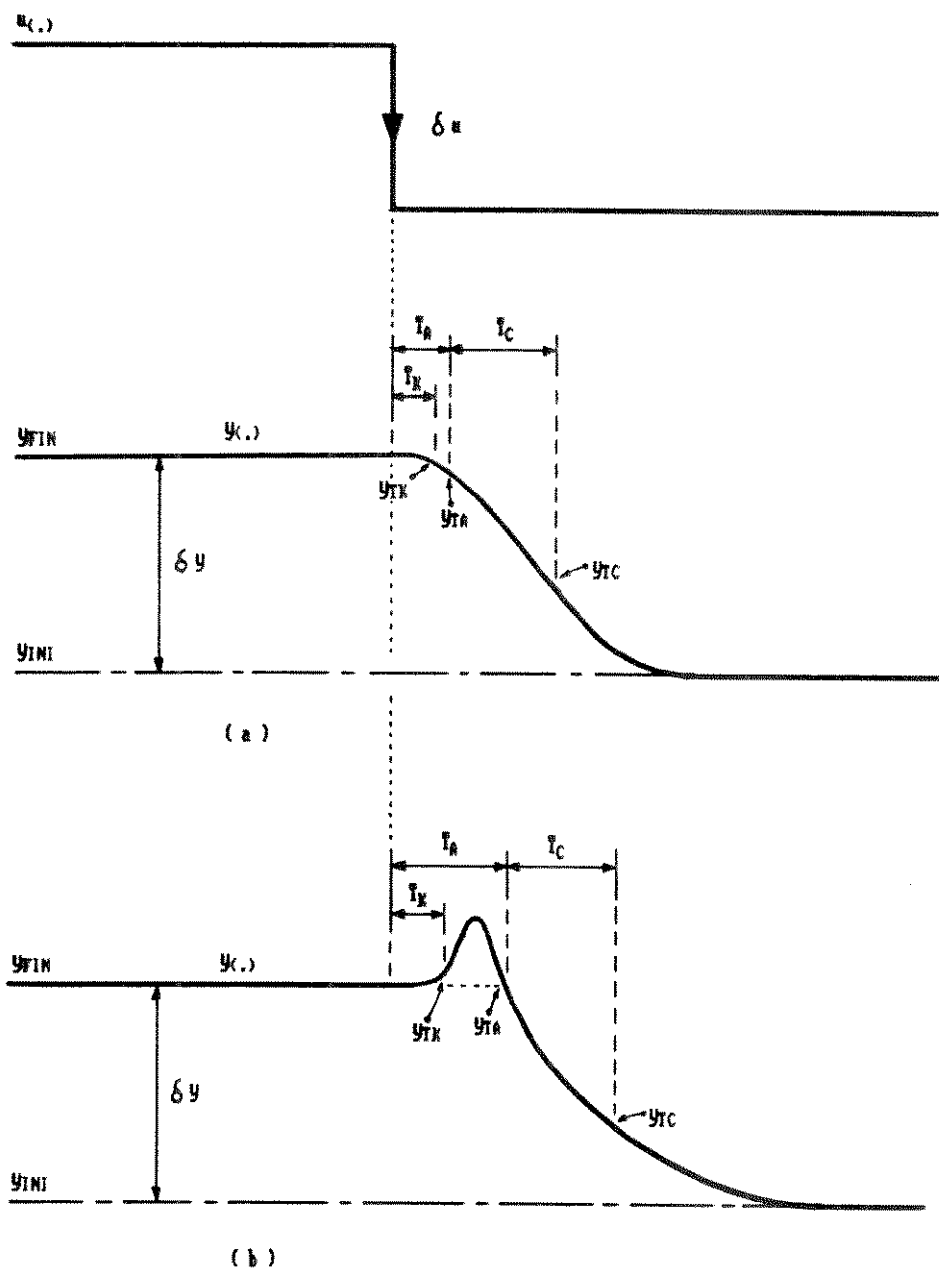


FIGURA 3.11 - Atrasos T_k , T_A e constante de tempo T_c do processo
 (a) Processo de Fase Mínima
 (b) Processo de Fase Não Mínima

O parâmetro T_k , que representa o atraso de transporte real do processo, é empregado na determinação do atraso k utilizado pelo estimador de parâmetros, o que será tratado adiante.

As equações (3.47a-c) permitem uma aproximação para os processos de fase não mínima.

O ganho do processo é determinado através da equação:

$$K_P = \frac{\delta y}{\delta u} \quad (3.48)$$

3.4.1.2. Determinação dos Parâmetros do Controlador

Após a obtenção dos dados do processo, a segunda etapa do procedimento de pré-sintonia determina os valores do período de amostragem T_s para o controlador e estimador, o atraso k utilizado no modelo de estimação (ver equações (2.64, 69)), e os parâmetros de sintonia K_c , T_i e T_d a serem empregados pelo controlador PID discreto convencional durante o período de convergência inicial do estimador de parâmetros.

A determinação destes parâmetros é discutida a seguir:

a) Período de Amostragem e Atraso

O período de amostragem T_s e o atraso k do processo são dois parâmetros que interagem entre si, conforme se verifica através da equação (3.49):

$$k = \text{Int} (T_k / T_s) \quad (3.49)$$

onde T_k corresponde ao atraso de transporte real do processo cujo valor aproximado foi obtido na etapa anterior do procedimento de pré-sintonia.

A especificação de T_s envolve diversos aspectos muitas vezes conflitantes como, o custo do hardware necessário para a implementação e o comportamento do controlador [PERDICARIS, 1985], [WELLSTEAD, 1982], [SEBORG, 1986]; o comportamento do estimador de parâmetros [CLARKE, 1979a, 1984a], [SEBORG, 1986] e a robustez do controlador auto-ajustável em relação às dinâmicas não modeladas [ROHRS, 1984].

Segundo o Teorema da Amostragem, a taxa de amostragem ($1/T_s$) deve satisfazer à condição descrita pela equação (3.50) para que o sinal discretizado reproduza um sinal contínuo cuja frequência máxima é f_{MAX} (Hz).

$$\frac{1}{T_s} \geq 2 f_{MAX} \quad (3.50)$$

Desta maneira, sob o aspecto conceitual, a taxa de amostragem a ser utilizada por um controlador discreto deve ser maior que duas vezes a maior frequência contida no sinal de referência $y_r(.)$ (caso de servomecanismo) ou no sinal de saída $y(.)$ do processo (caso de regulação) [FRANKLIN, 1980], [ISERMAN, 1981].

Valores de T_s , sugeridos em função do tipo de variável de saída $y(.)$ do processo (variável controlada), são apresentados na Tabela 3.2 [ISERMAN, 1981].

TIPO DE VARIÁVEL	T_s (S)
VAZAO	1
PRESSAO	5
NIVEL	10
TEMPERATURA	20

TABELA 3.2 - Valores de T_s em função do tipo de variável de processo

Diversas regras heurísticas para se determinar período de amostragem T_s são descritas na literatura. Por exemplo, a taxa de amostragem ($1/T_s$) deve ser 10 a 20 vezes maior que a de frequência máxima (em Hz) do sistema em malha fechada [PERDIKARIS, 1985], [MIDDLETON, 1988].

O valor de T_s pode ser especificado como $1/6$ a $1/10$ da constante de tempo dominante (T_c) [SEBORG, 1986], [UNBEHAUEN, 1986], ou então como $1/4$ a $1/15$ do tempo de acomodação T_{st} [ISERMAN, 1981], ou ainda como $1/2$ a $1/4$ do tempo de subida desejado para o sistema em malha fechada. Em relação à frequência natural ω_n associada aos polos desejados para o sistema em malha fechada, o produto $\omega_n \times T_s$ deve situar-se entre 0,25 e 1 [WITTENMARK, 1984].

Em relação ao atraso k , calculado segundo a equação (3.49), o valor de T_s é normalmente escolhido para se obter um valor para k no máximo igual a 3, o que reduz o esforço computacional necessário para a estimação de parâmetros [REDFORD, 1985], [SEBORG, 1986].

No controlador auto-ajustável com estrutura PID, o valor de T_s é especificado pelo usuário dentro de uma faixa determinada a partir do tempo de acomodação T_{st} [ISERMAN, 1981], e incorporando a limitação de um atraso $k \leq 3$, o que é obtido através das equações (3.51a,b):

$$T_s \text{ MAX} = \frac{1}{4} T_{st} \quad (3.51a)$$

$$T_s \text{ MIN} = \text{Max} \left\{ \frac{1}{15} T_{st}, \frac{T_k}{3} \right\} \quad (3.51b)$$

b) Parâmetros de Sintonia Iniciais

Discutiu-se na seção 3.3.1 a necessidade de se empregar um controlador PID discreto convencional durante o período de convergência inicial do estimador, até que os parâmetros estimados possam ser utilizados pelo controlador auto-ajustável com estrutura PID.

Considera-se que é suficiente a utilização de um controlador PI, ($T_D = 0$), sendo portanto necessária a determinação dos parâmetros K_C e T_I .

Na seção 1.1 foram citadas várias referências que tratam da sintonização de controladores PID discretos. A maioria delas baseia-se em aproximações dos métodos utilizados no caso contínuo ou então empregam um conjunto de diagramas, o que dificulta a sua utilização. Uma exceção é o método proposto por [TAKAHASHI, 1971] que, a partir do método de Ziegler e Nichols [ZIEGLER, 1942], desenvolveu regras de sintonia para controladores PID discretos implementados na forma das equações (2.39a,b). Estas regras, para controladores PI, correspondem às equações (3.52, 53) [ISERMAN, 1981]:

$$K_C = \frac{1}{K_P} \left[\frac{0,9 T_c}{T_A + T_s/2} - \frac{0,135 T_c T_s}{(T_A + T_s/2)^2} \right] \quad (3.52)$$

$$T_I = \frac{K_C (T_A + T_s/2)^2}{0,27 T_c} \quad (3.53)$$

onde K_P , T_A e T_c foram obtidos na etapa anterior do procedimento de pré-sintonia, a partir da curva de reação do processo, e T_s é o período de amostragem selecionado pelo usuário.

3.4.2. Parâmetro de Ajuste v

Para o controlador auto-ajustável com estrutura PID, dado pela equação (2.56), é necessária a especificação do parâmetro v . Este parâmetro é necessário também para que os parâmetros de sintonia correspondentes ao controlador PID discreto sejam determinados a partir dos parâmetros do controlador auto-ajustável, conforme as equações (2.58a-c).

Discute-se nesta seção a inicialização deste parâmetro e um procedimento para o seu ajuste automático quando ocorrem variações nas condições de operação do processo.

3.4.2.1. Inicialização de v

Em [CAMERON, 1983a], propõe-se um procedimento para a determinação de uma estimativa inicial do parâmetro v , supondo que as seguintes hipóteses são satisfeitas:

- i) o processo pode ser aproximado pela equação (3.43), cujos parâmetros são conhecidos;
- ii) considera-se $CC(.) = PN(.) = PD(.) = 1$ e
- iii) o atraso do processo é $k = 0$ ou $k = 1$.

A equação característica do sistema em malha fechada permite, sob estas hipóteses, a determinação analítica do valor máximo de v , v_{MAX} , que corresponde ao limite de estabilidade do sistema. O parâmetro v é então inicializado em um valor conservativo, entre 10% e 20% de v_{MAX} , devendo ser ajustado posteriormente pelo usuário.

Neste controlador auto-ajustável com estrutura PID, propõe-se uma outra estratégia para a inicialização do parâmetro v , com o objetivo de se obter valores mais apropriados. Para tanto, considere-se a equação (2.57a), obtida igualando-se o primeiro termo dos controladores PID discreto e auto-ajustável com estrutura PID (equações (2.40) e (2.56)), e reescrita a seguir:

$$\frac{K_c T_s}{T_I} = v \left[f_0 + f_1 + f_2 \right] \quad (3.54)$$

Verificou-se na seção 2.4.3. que esta equação é uma combinação linear das equações (2.57b-d). Estas últimas, obtidas

igualando-se os demais termos dos controladores mencionados, constituem um sistema cuja solução, portanto, satisfaz também à equação (3.54).

Logo, a equação (3.54) representa um mapeamento entre os espaços de parâmetros de sintonia K_c , T_i , T_b e de coeficientes do polinômio $F(s)$. Este mapeamento é realizado através do parâmetro v , sendo assim possível a determinação do seu valor desde que se conheça as demais variáveis presentes na equação (2.54), de onde obtém-se:

$$v = \frac{K_c T_s}{T_i (f_0 + f_1 + f_2)} \quad (3.55)$$

Nesta equação, os valores do período de amostragem T_s e dos parâmetros de sintonia K_c e T_i foram determinados através da pré-sintonia descrita na seção anterior, onde considerou-se um controlador PI convencional operando durante o período de convergência inicial do estimador de parâmetros. Verifica-se através da equação (2.57d) que a estrutura PI, ($T_b = 0$), implica em $f_2 = 0$. Desta maneira, após a convergência inicial do estimador, os coeficientes estimados $\hat{f}_0$ e $\hat{f}_1$ são utilizados juntamente com T_s , K_c , T_i e $f_2 = 0$, para a inicialização de v , através da equação (3.55).

3.4.2.2. Adaptação de v

O valor inicial do parâmetro v , determinado através da equação (3.55), pode não resultar no comportamento desejado para o sistema. Além deste fato, as condições de operação podem se alterar quando as características do processo variam, o que por sua vez influencia no desempenho do controlador. Nestas situações, é necessário alterar o parâmetro de ajuste v .

Adota-se um procedimento que modifica automaticamente o valor de v para que a sobre-elevação, S_e , da variável de

saída $y(\cdot)$ do processo, para mudanças no sinal de referência $y_r(\cdot)$, aproxime-se de um valor desejado, Se^* , especificado pelo usuário.

A sobre-elevação Se é determinada utilizando-se uma estratégia de reconhecimento de padrão, usualmente adotada nos controladores adaptativos com estrutura PID baseados em sistemas especialistas, conforme foi mencionado na seção 1.3. Esta estratégia, implementada a partir da utilizada em [SILVA, 1988a,b], consiste em acompanhar o sinal $y(\cdot)$ quando ocorrem variações em $y_r(\cdot)$; supõe-se que estas variações podem ser aproximadas como um degrau, conforme ilustrado na Figura 3.12, onde se apresenta também as principais variáveis envolvidas neste procedimento.

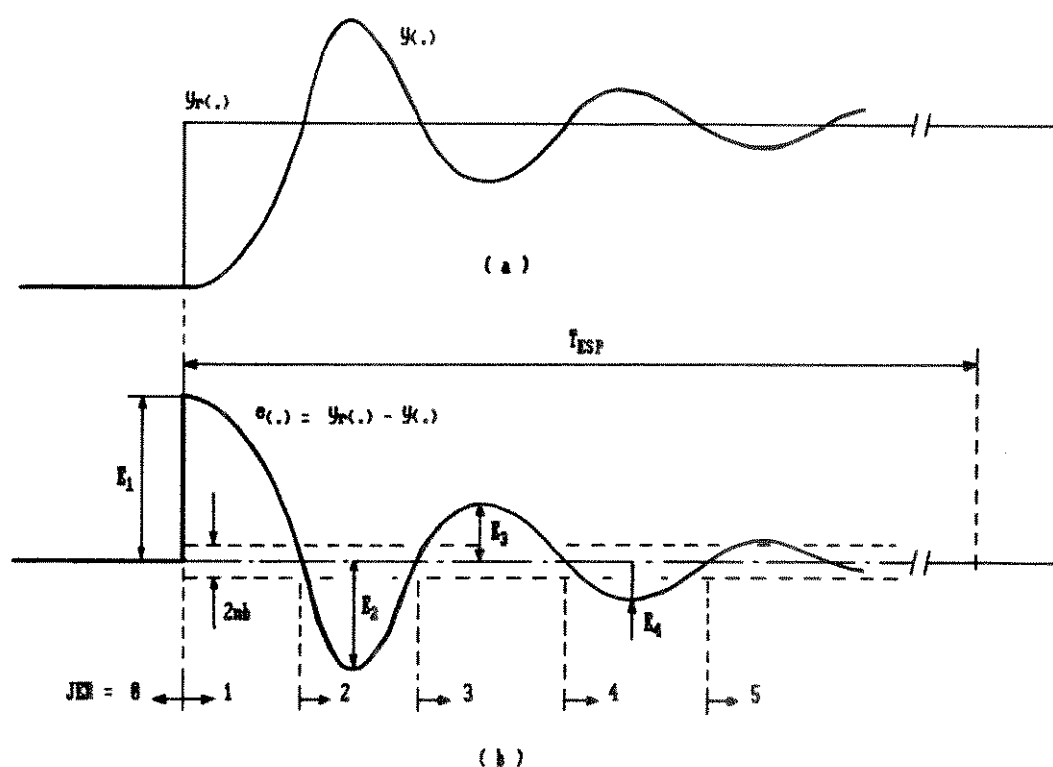


FIGURA 3.12 - Reconhecimento de padrão para ajuste de v
 (a) Comportamento de $y_r(\cdot)$ e $y(\cdot)$
 (b) Comportamento de $e(\cdot)$

Dentre as variáveis mostradas nesta figura, dois parâmetros são especificados a priori: nb e T_{ESP} .

O parâmetro nb deve refletir, em valor absoluto, o nível de ruído presente no sinal de saída $y(.)$ do processo. Este parâmetro é normalmente especificado pelo usuário mas, neste controlador, ele é ajustado periodicamente, a cada 50 iterações, através da equação:

$$nb = \eta \, rL(t) \quad (3.56)$$

Nesta equação, utiliza-se $\eta = 2,5$, em função de resultados obtidos em simulações, enquanto que a variável $rL(.)$, determinada pela equação (3.24), infere o comportamento do ruído a partir do erro previsto do estimador.

O parâmetro nb é inicializado, após a convergência inicial do estimador, utilizando-se na equação (3.56) o valor de $rL(NCONV)$ determinado pela equação (3.30).

O segundo parâmetro necessário, T_{ESP} - tempo de espera, caracteriza o intervalo de tempo máximo, contado a partir da detecção de transição em $yr(.)$, durante o qual ocorre a monitoração do sinal $y(.)$ para a obtenção dos picos E_1 , E_2 , E_3 e E_4 . O parâmetro T_{ESP} é inicializado segundo a equação:

$$T_{ESP} = \alpha \cdot \frac{T_c + T_A}{T_s} \quad (3.57)$$

onde T_A e T_c são respectivamente atraso de transporte e constante de tempo do processo, ver equação (3.43), e T_s é o intervalo de amostragem, determinados através do procedimento de pré-sintonia discutido anteriormente. Adotam-se nesta equação um fator $\alpha = 20$, em função dos resultados obtidos em simulações realizadas. O valor de T_{ESP} é posteriormente alterado automaticamente, em função do número de picos efetivamente detectados.

No procedimento de reconhecimento de padrão propriamente dito, o sinal $yr(.)$ é monitorado continuamente e, quando se verifica neste uma variação que satisfaça à condição dada por:

$$|\Delta yr(t)| = |yr(t) - yr(t-1)| \geq \frac{nb}{SE^*} \quad (3.58)$$

inicia-se a procura dos picos no sinal de erro $e(.)$ entre $yr(.)$ e $y(.)$ - ver equação (2.31). O valor absoluto de $e(.)$ no instante de transição de $yr(.)$ é denominado E_1 , conforme a Figura 3.12.

Diversas situações podem ocorrer, desde a detecção de todos os picos após E_1 , antes de se expirar o tempo de espera, T_{st} , até a não detecção destes. O valor de v é então alterado de acordo com a situação que se apresenta, o que pode ser verificado através do fluxograma na Figura 3.13.

Se pelo menos um dos picos subsequentes a E_1 for detectado e com amplitude maior que o parâmetro nb , calcula-se a sobre-elevação SE , definida pela equação (3.59):

$$SE = \frac{\text{Max} \{E_2, E_3, E_4\}}{E_1} \quad (3.59)$$

onde E_2 , E_3 e E_4 são os valores absolutos dos picos subsequentes. Normalmente, conforme a Figura 3.12, o maior valor dentre estes picos corresponde a E_2 . O operador Max na equação (3.59) tem sentido, por exemplo, quando o sistema tende à instabilidade, ou se o processo possui comportamento de fase não mínima, casos em que E_3 ou E_4 podem ser maiores que E_2 .

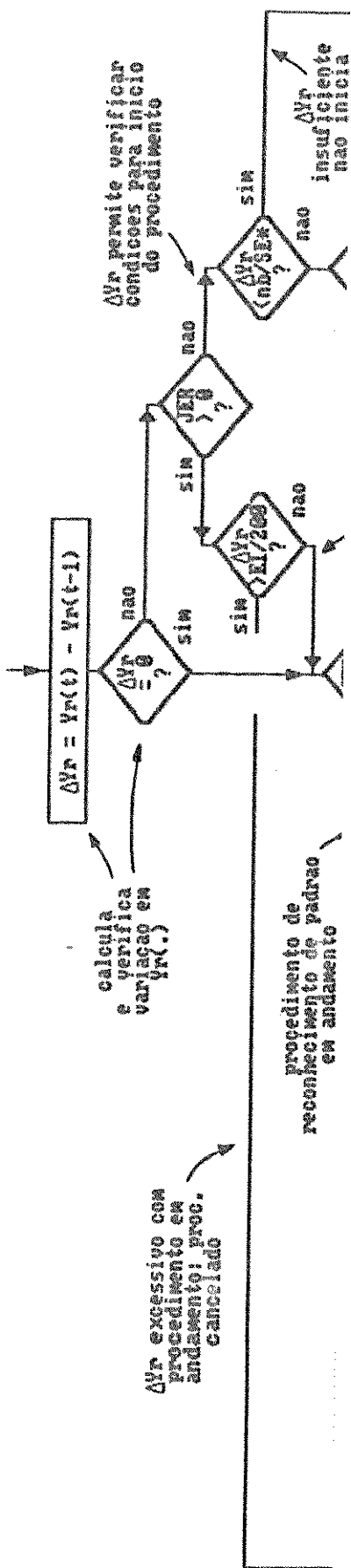
Após a obtenção de SE , o parâmetro v é então modificado de acordo com as equações (3.60a-d):

$$\beta' = 1 + \gamma \frac{SE^* - SE}{SE^*} \quad (3.60a)$$

$$\beta = \min \{ \beta', \beta_{\text{MAX}} \} \quad (3.60b)$$

$$\beta = \max \{ \beta', \beta_{\text{MIN}} \} \quad (3.60c)$$

$$v \leftarrow \beta v \quad (3.60d)$$



Na equação (3.60a), o quociente representa o erro normalizado verificado para a sobre-elevação, enquanto que γ é o ganho utilizado na correção. Nestas equações, os coeficientes γ , β_{MIN} , β_{MAX} foram determinados através de simulações, com o objetivo de se conseguir uma correção gradual no parâmetro v , evitando assim a ocorrência de variações excessivas em v e por conseguinte nos parâmetros do controlador. Utiliza-se $\gamma = 0,16$, e $\beta_{\text{MIN}} = 0,1$ e $\beta_{\text{MAX}} = 1,0$ quando se verifica a ocorrência de saturação no sinal de saída $u(\cdot)$ do controlador, ou então $\beta_{\text{MIN}} = 0,48$ e $\beta_{\text{MAX}} = 1,17$, quando não há saturação.

3.4.3. Utilização dos Parâmetros de Sintonia

Existem duas alternativas para a implementação do controlador auto-ajustável com estrutura PID, sendo a primeira delas através da lei de controle dada pela equação (2.56) reproduzida a seguir:

$$u(t) = v \left[\left[\frac{\gamma_0}{1 - z^{-1}} \right] y_r(t) - \left[\frac{(\hat{f}_0 + \hat{f}_1 z^{-1} + \hat{f}_2 z^{-2})}{1 - z^{-1}} \right] y_f(t) \right] \quad (3.61)$$

A segunda alternativa de implementação consiste em se utilizar o controlador PID discreto convencional, dado pelas equações (2.39a,b) reproduzidas a seguir:

$$\Delta u(t) = K_c \left[-y_f(t) + y_f(t-1) - \frac{T_s}{T_I} (y_r(t) - y(t)) + \right. \\ \left. + \frac{T_D}{T_s} (-y_f(t) + 2y_f(t) + 2y_f(t-1) - y_f(t-2)) \right] \quad (3.62a)$$

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (3.62b)$$

mas com os parâmetros de sintonia obtidos a partir dos coeficientes da equação (3.61).

Esta última alternativa pode ser interpretada como um *sintonizador auto-ajustável de controladores PID* e se mostra mais interessante que a primeira, pois:

- i) os parâmetros de sintonia possibilitam para o usuário uma interpretação mais fácil que os coeficientes da equação (3.61) e
- ii) ela pode ser utilizada para a sintonização de controladores PID convencionais, o que aumenta a sua possibilidade de utilização.

Nesta segunda alternativa, os parâmetros de sintonia são determinados através das equações (2.58a-c) reproduzidas a seguir:

$$K_c = -v \left[\hat{f}_1 + 2 \hat{f}_2 \right] \quad (3.63a)$$

$$T_d = \frac{v \hat{f}_2 T_s}{K_c} \quad (3.63b)$$

$$T_i = \frac{K_c T_s}{v \hat{f}_0 - K_c - \frac{K_c T_d}{T_s}} \quad (3.62c)$$

onde $\hat{f}_0$, $\hat{f}_1$ e $\hat{f}_2$ são os parâmetros estimados do polinômio $F(z)$ e filtrados.

Entretanto, verificou-se através de simulações que o parâmetro T_d calculado segundo a equação (3.63b) pode assumir valores negativos (se $\hat{f}_2 < 0$) ou então apresentar, em algumas situações, valores espúrios muito elevados. Por este motivo, o valor de T_d efetivamente utilizado é obtido através da equação (3.63d):

$$T_D = \begin{cases} \text{Max} [0, T_D] \\ \text{Min} [T_D, (0,75 T_I)] \end{cases} \quad (3.63d)$$

onde o limite superior de 0,75 T_I mostrou-se suficientemente elevado, atuando somente ocasionalmente nas diversas simulações realizadas.

3.4.4. Função de Transferência $P(.)$

Apesar da função de transferência $P(.) = P_N(.) / P_D(.)$ não aparecer explicitamente na lei de controle, equação (3.61), ou no cálculo dos parâmetros de sintonia, equações (3.63a-d), ela influencia o controlador auto-ajustável com estrutura PID através da saída do processo filtrada, $y_f(.)$, determinada pelas equações (2.20, 43) reproduzidas a seguir:

$$y_f(.) = \frac{1}{P_D(z^{-1})} y(t) \quad (3.64a)$$

$$P_D(z^{-1}) = p_{D_0} + p_{D_1} z^{-1} \quad (3.64b)$$

e da saída auxiliar $\phi y(.)$ utilizada no estimador de parâmetros:

$$\phi y(t) = \frac{p_{N_0} + p_{N_1} z^{-1}}{p_{D_0} + p_{D_1} z^{-1}} y(t) \quad (3.2)$$

Conforme foi discutido na seção 2.4.2, os coeficientes dos polinômios $P_N(.)$ e $P_D(.)$ são obtidos impondo-se a condição de ganho unitário sobre os polinômios auxiliares $P_N'(.)$ e $P_D'(.)$ - ver equações (2.38a-c) e (2.45); ou seja:

$$P_D'(z^{-1}) = 1 + p_{D'_1} z^{-1} \quad (3.65a)$$

$$p_{D_0} = 1 / \left[1 + p_{D'_1} \right] \quad (3.65b)$$

$$pD_1 = pD'_1 / \left[1 + pD'_1 \right] \quad (3.65c)$$

com $pD'_1 \leq 0$ e

$$pN'(z^{-1}) = 1 + pN'_1 z^{-1} \quad (3.66a)$$

$$pN_0 = 1 / \left[1 + pN'_1 \right] \quad (3.66b)$$

$$pN_1 = pN'_1 / \left[1 + pN'_1 \right] \quad (3.66c)$$

Tendo como objetivo analisar qualitativamente a influência que os coeficientes pN'_0 e pD'_0 exercem sobre o controlador auto-ajustável com estrutura PID, mais especificamente sobre os parâmetros de ajuste v e de sintonia K_c , T_i e T_d , diversas simulações foram realizadas. Utilizam-se nestas simulações os modelos relacionados na Tabela 4.1, que envolvem processos de características distintas, resumidas na Tabela 3.3:

PROCESSO No.	CARACTERÍSTICAS
1	2ª. ORDEM, RESPOSTA EM FORMA DE S
4	3ª. ORDEM, OSCILATORIO AMORTECIDO
5	2ª. ORDEM, FASE NAO MINIMA
6	3ª. ORDEM, RESPOSTA EM FORMA DE S

TABELA 3.3 - Características dos processos

Especificou-se nestas simulações uma sobre-elevação desejada, Se^* , igual a 10%; os resultados obtidos encontram-se nas Figuras 3.14 a 3.17, onde são apresentados os valores médios aproximados alcançados pelos parâmetros em questão.

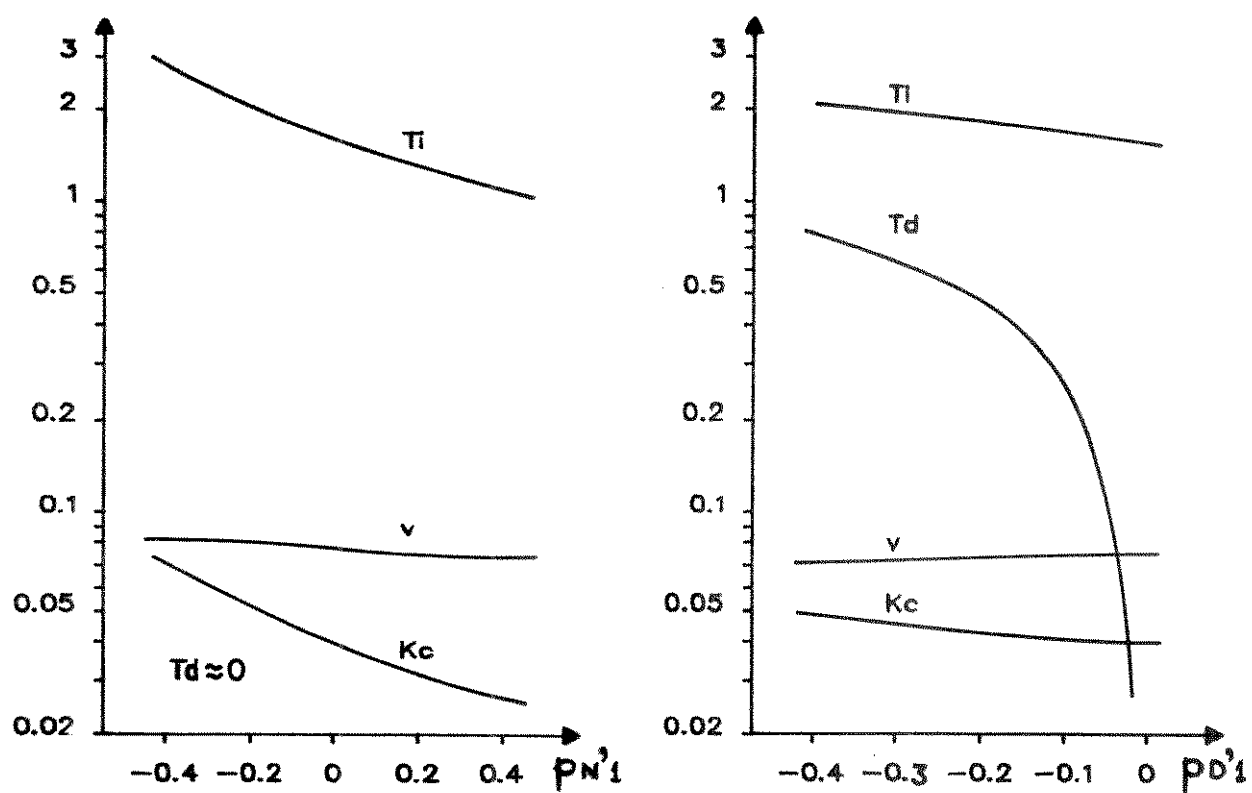


FIGURA 3.14 - Influência de $PC(.)$, processo 5

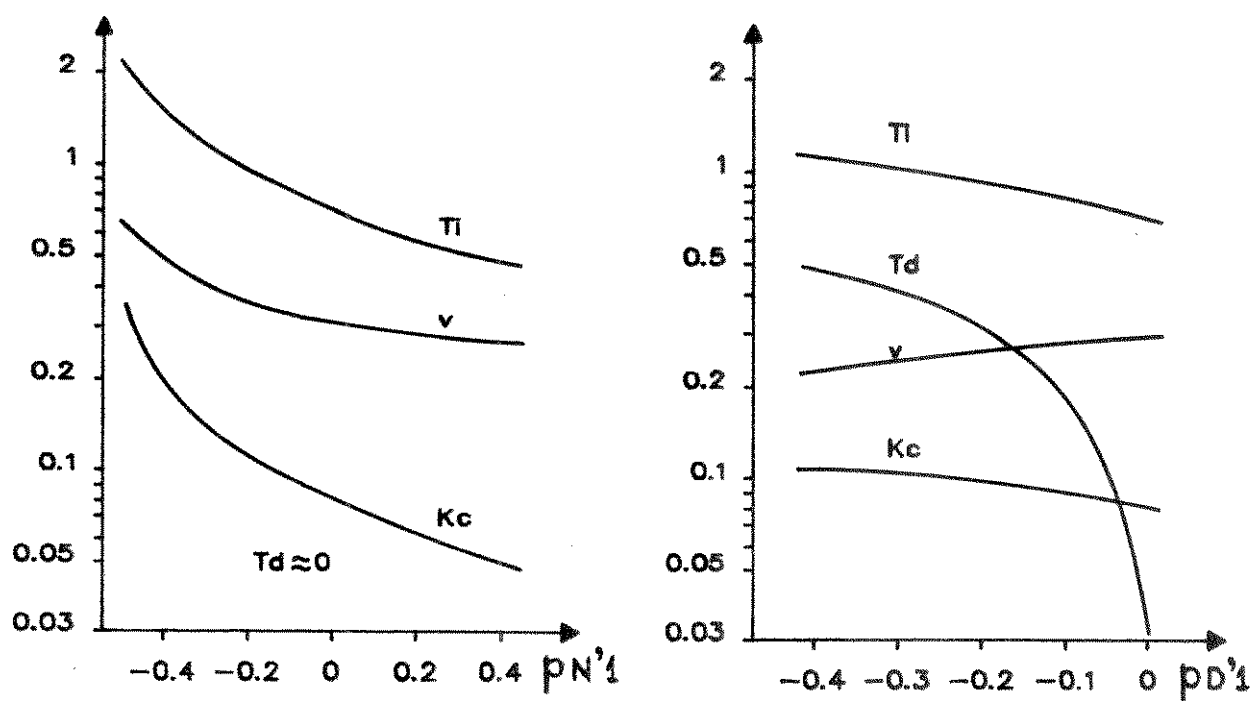


FIGURA 3.15 - Influência de $PC(.)$, processo 1

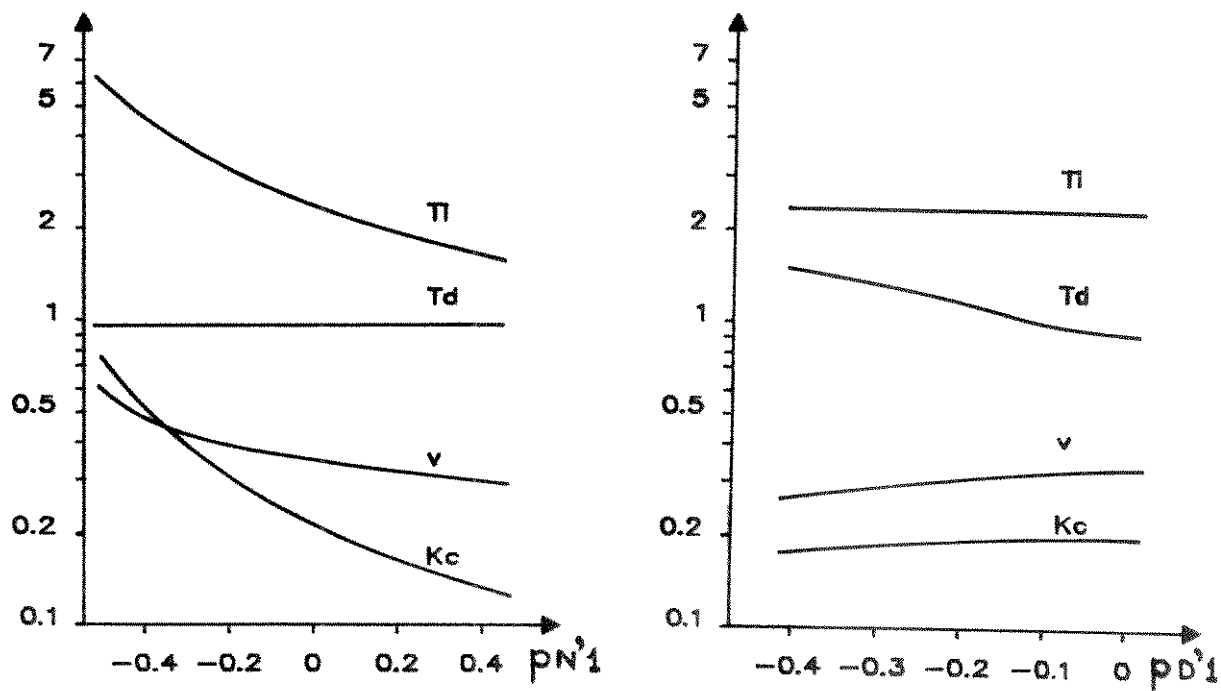


FIGURA 3.16 - Influência de $PC(.)$, processo 4

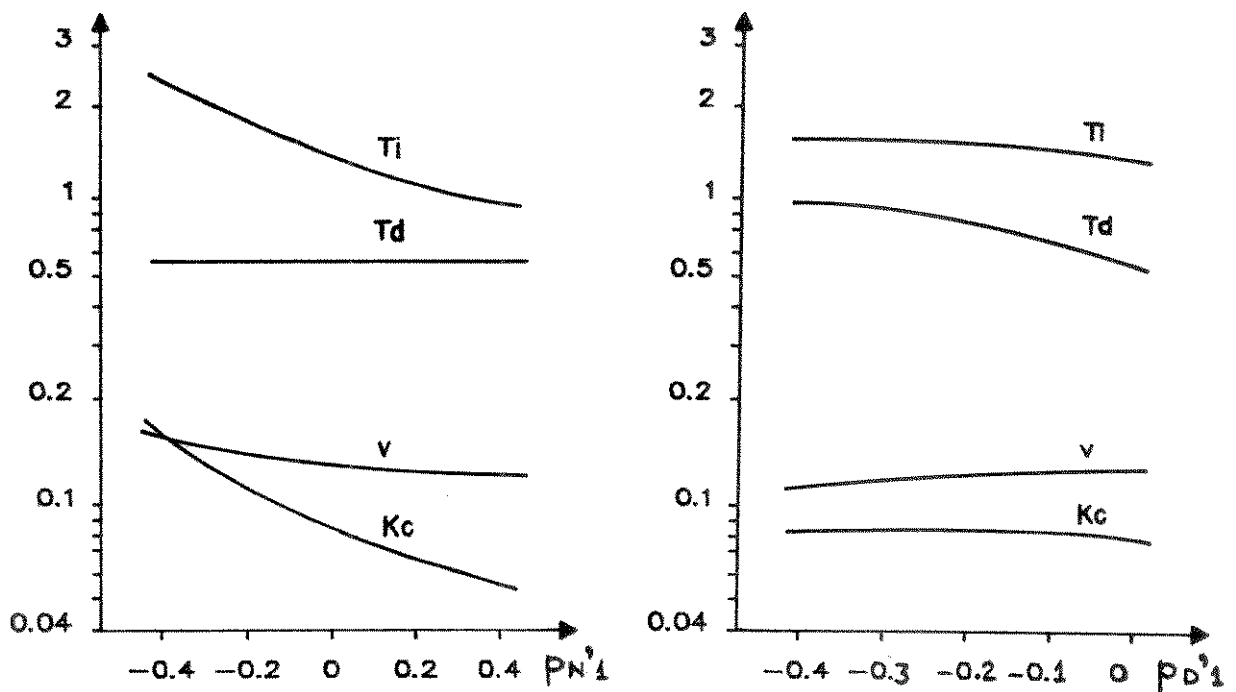


FIGURA 3.17 - Influência de $PC(.)$, processo 6

Observando estes gráficos verifica-se que, à medida em que o valor de pn'_1 varia de +0,5 a -0,5, os parâmetros v , Kc e Ti aumentam, enquanto que o parâmetro Td permanece praticamente constante. Este comportamento equivale a um aumento na ação proporcional e a uma diminuição da ação integral, enquanto que a ação derivativa do controlador é pouco afetada.

Em relação ao coeficiente pd'_1 , os parâmetros v , Kc e Ti são pouco influenciados pois, à medida em que pd'_1 cresce negativamente, v reduz um pouco enquanto que Ti apresenta um ligeiro crescimento. Para processos cujo polinômio $A(.)$ do modelo possui ordem $NA = 2$, como é o caso dos processos correspondentes às figuras 3.14 e 3.15, o valor de Kc tende a crescer ligeiramente, enquanto que para processos cuja ordem NA é maior que 2, caso relativo às figuras 3.16 e 3.17, o valor de Kc permanece praticamente constante. Já o parâmetro Td é o

mais afetado, pois seu valor cresce à medida em que pd'_1 se torna mais negativo, aumentando portanto a ação derivativa do controlador. Nos processos com $NA = 2$, as alterações de T_D em função de pd'_1 são mais acentuadas. Isto porque, quando se tem $pd'_1 = 0$ nestes processos, verifica-se em simulações que o parâmetro estimado $\hat{f}_2$ oscila em torno de zero, o que resulta em valores médios para T_D também próximos de zero - ver equações (3.63b,d).

Nestas simulações, observou-se também o comportamento do sinal de saída $y(.)$ do processo tanto para o caso de regulação (através da aplicação de uma perturbação em degrau em $y(.)$), quanto para o caso de servomecanismo (através da variação em degrau no sinal de referência $yr(.)$).

Tomando como referência para comparações a situação em que $P_N(.) = P_D(.) = 1$ ($pn'_0 = pd'_0 = 0$), os resultados obtidos permitem as seguintes conclusões:

- i) o sistema responde mais rapidamente quando pn'_1 cresce negativamente, embora com um comportamento mais oscilatório;
- ii) o sistema responde mais lentamente quando pn'_1 cresce positivamente ou quando pd'_1 cresce negativamente, sendo este efeito ligeiramente mais acentuado para variações em pd'_1 .

Entretanto as alterações no comportamento do sistema mencionadas em (i) e (ii) são pouco pronunciadas, o que permite se especificar $P(.) = P_N(.) / P_D(.) = 1$, ($N_{PN} = N_{PD} = 0$), sem prejuízo no desempenho do controlador auto-ajustável com estrutura PID.

3.5. RESUMO

Discutiu-se neste capítulo os aspectos relacionados à implementação do controlador auto-ajustável com estrutura PID.

Apresentou-se o estimador dos mínimos quadrados recursivo estendido ponderado, onde a robustez numérica é assegurada através da adoção do algoritmo de fatorização UD.

Foi proposta a introdução de um nível hierarquicamente superior para a supervisão tanto do estimador de parâmetros quando da lei de controle.

O algoritmo do Controlador Auto-Ajustável com estrutura PID, sob a conceituação de *Sintonizador Auto-Ajustável* mencionado na seção 3.4.3, é apresentado nas figuras a seguir, enfatizando a sequência das funções executadas e as principais informações utilizadas, inclusive aquelas fornecidas pelo usuário.

O algoritmo relativo à pré-sintonia, que envolve tanto a obtenção de dados do processo quanto a inicialização de alguns dos parâmetros do controlador, é mostrado na Figura 3.19.

O algoritmo do controlador propriamente dito, dando continuidade ao anterior, encontra-se na Figura 3.20.

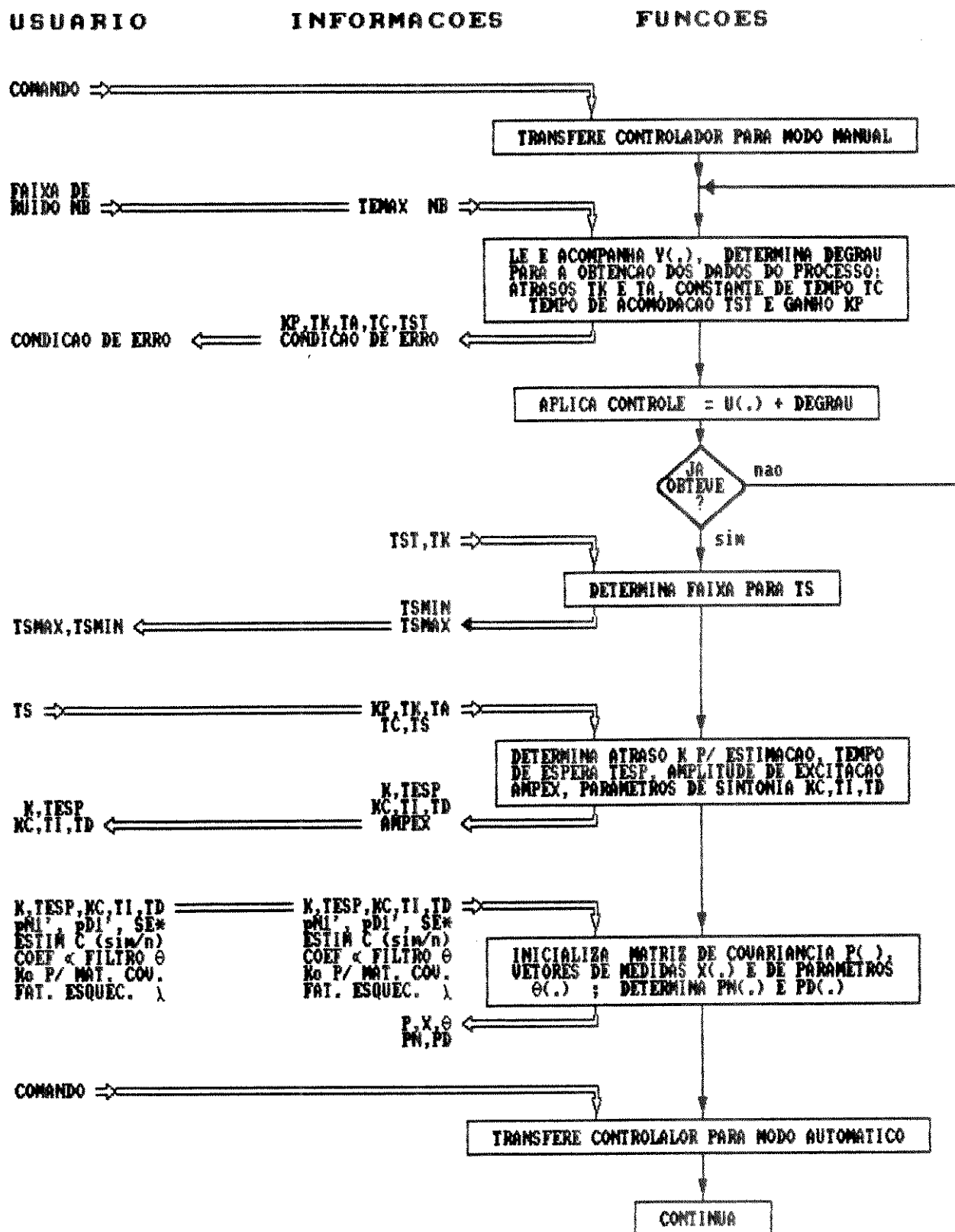


FIGURA 3.19 - Algoritmo do controlador
Pré-sintonia e inicialização

INFORMACOES

FUNCOES

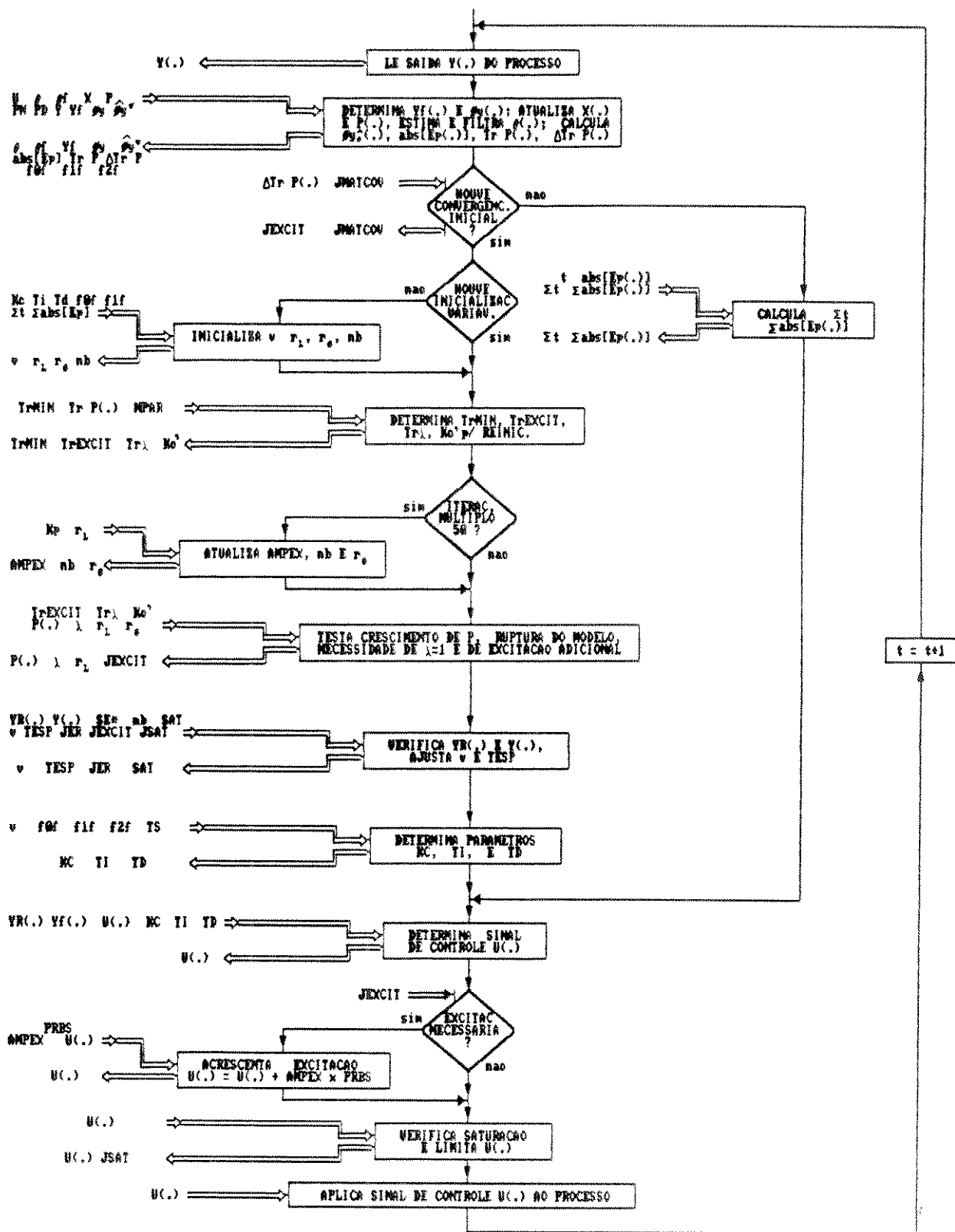


FIGURA 3.20 - Algoritmo do controlador

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

4.1. INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo os resultados de simulações, onde o controlador auto-ajustável com estrutura PID proposto é utilizado em diversos processos de características distintas, e submetido a diferentes condições de operação.

Os processos simulados e as condições de simulação são tratados na seção 4.2, enquanto que os resultados das simulações constituem a seção 4.3.

4.2. PROCESSOS SIMULADOS E CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

As simulações realizadas baseiam-se no diagrama apresentado na Figura 4.1.

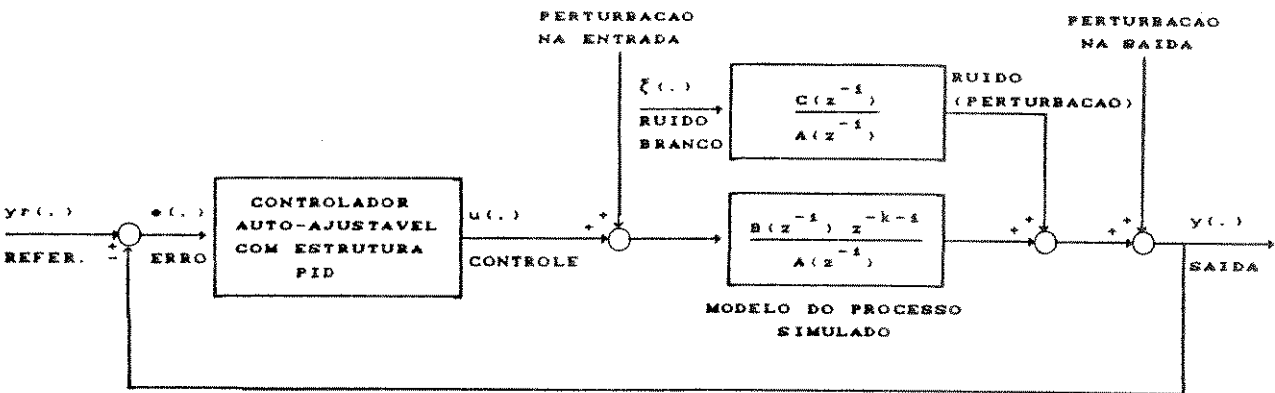


FIGURA 4.1 - Diagrama do sistema simulado

Os processos simulados são exemplos clássicos citados na literatura para a análise de desempenho de controladores [ISERMAN, 1981]. Os modelos destes processos são apresentados na Tabela 4.1.

NO.	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA EM S	CARACTERÍSTICAS	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA EM Z E PERÍODO DE AMOSTRAGEM TS		
			TS	UTILIZADA NA PRÉ-SINTONIA	UTILIZADA NO CONTROLE
1	$\frac{1}{(1+2.5S)(1+3.75S)}$	2a. ORDEM, RESPOSTA EM FORMA DE S	0,25	$\frac{(0,00315+0,00299z^{-1})z^{-1}}{1-1,84034z^{-1}+0,84648z^{-2}}$	$\frac{(0,1387+0,0889z^{-1})z^{-1}}{1-1,036z^{-1}+0,2636z^{-2}}$
2	$\frac{1.1}{(1+2.5S)(1+3.75S)}$	2a. ORDEM, RESPOSTA EM FORMA DE S			$\frac{(0,1526+0,0978z^{-1})z^{-1}}{1-1,036z^{-1}+0,2636z^{-2}}$
3	$\frac{e^{-2S}}{(1+2.5S)(1+3.75S)}$	2a. ORDEM COM ATRASO, RESPOSTA EM FORMA DE S	0,25	$\frac{(0,00315+0,00299z^{-1})z^{-1-8}}{1-1,84034z^{-1}+0,84648z^{-2}}$	$\frac{(0,1387+0,0889z^{-1})z^{-1-1}}{1-1,036z^{-1}+0,2636z^{-2}}$
4	$\frac{1+2S}{(1+3S)(25S^2+5S+1)}$	3a. ORDEM, OSCILATÓRIO AMORTECIDO	0,3	$\frac{(0,0012+0,0002z^{-1}-0,001z^{-2})z^{-1}}{1-2,8431z^{-1}+2,6956z^{-2}-0,8521z^{-3}}$	$\frac{(0,1098+0,0792z^{-1}-0,0229z^{-2})z^{-1}}{1-1,6540z^{-1}+1,022z^{-2}-0,2019z^{-3}}$
5	$\frac{1+4S}{(1+4S)(1+10S)}$	2a. ORDEM, FASE NÃO MÍNIMA	0,6	$\frac{(-0,0499+0,058z^{-1})z^{-1}}{1-1,8025z^{-2}+0,8106z^{-2}}$	$\frac{(-0,102+0,173z^{-1})z^{-1}}{1-1,425z^{-1}+0,406z^{-2}}$
6	$\frac{1}{(1+2.5S)(1+3.75S)(1+5S)}$	3a. ORDEM, RESPOSTA EM FORMA DE S	0,7	$\frac{(0,001+0,0036z^{-1}+0,0008z^{-2})z^{-1}}{1-2,4548z^{-1}+2,0054z^{-2}-0,5452z^{-3}}$	$\frac{(0,0186+0,0486z^{-1}+0,0078z^{-2})z^{-1}}{1-1,7063z^{-1}+0,059z^{-2}-0,1767z^{-3}}$

TABELA 4.1 - Processos utilizados nas simulações

Adota-se, para as simulações, a estratégia interpretada como sintonizador auto-ajustável de controladores PID descrita na seção 3.4.3. Nesta estratégia utiliza-se o controlador PID discreto convencional, cujo algoritmo é dado pelas equações (3.62a,b), com os parâmetros de sintonia ajustados automaticamente através das equações (3.63a-d).

Para os resultados apresentados na seção 4.3, utilizou-se os parâmetros e condições que se seguem:

- i) margem de ruído na pré-sintonia, $n_b = 0,002$;
- ii) coeficiente do filtro dos parâmetros estimados, $\beta = 0,7$;
- iii) coeficiente para a inicialização da matriz de covariância, $k_o = 1000$;
- iv) função de transferência $P(.) = P_N(.)/P_D(.)$, $P_N(.) = P_D(.) = 1$ ($N_{PN} = N_{PD} = 0$);
- v) modelo do ruído, $C(.) = 1$ ($N_c = 0$); não se estima o polinômio $C(.)$;
- vi) degrau como perturbações na entrada e saída do processo, com duração e amplitude especificados em cada exemplo.
- vii) uma onda quadrada como sinal de referência, com período e amplitude especificados em cada exemplo.
- viii) variância σ_ξ^2 do ruído $\xi(.)$ especificada em cada exemplo;
- ix) sobre-elevação desejada SE^* especificada em cada exemplo.

4.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Os itens a seguir apresentam e discutem os resultados obtidos nas simulações realizadas.

4.3.1. Modelos 1 e 2 - Variação no Ganho do Processo

O objetivo principal deste exemplo é avaliar o comportamento do controlador auto-ajustável com estrutura PID quando ocorre uma variação no ganho do processo.

Outros aspectos analisados são as influências causadas por perturbações na entrada e na saída do processo e pela alteração nas características do ruído presente no sinal de saída.

O procedimento de pré-sintonia executado para o processo no. 1 é ilustrado através da Figura 4.2, tendo sido obtidos os seguintes dados do processo, segundo a seção 3.4.1.1.

$T_k = 0,75s$ (atraso de transporte real para identificação)

$T_A = 1,5s$ (atraso de transporte aproximado)

$T_c = 5,0s$ (constante de tempo aproximada)

$T_{sr} = 13,5s$ (tempo de acomodação)

$K_P = 1,0$ (ganho)

Utilizando-se os critérios definidos na seção 3.4.1.2, obteve-se para o período de amostragem um valor $T_s = 2$ ($T_s \text{ MIN} = 0,75 s$, $T_s \text{ MAX} = 3,25 s$) e os seguintes parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional:

$K_c = 1,585$

$T_i = 7,333$

$T_d = 0$

Especificou-se para esta simulação uma sobre-elevação máxima de 20% (isto é, $S_E^* = 20\%$), conforme foi discutido na seção 3.4.2.2, e utilizou-se um fator de esquecimento $\lambda = 0,996$, de acordo com a seção 3.3.2.1.

Para analisar o desempenho do controlador quando as condições de operação variam, utiliza-se as seguintes situações:

- i) o sinal de referência assume os valores máximo e mínimo de 7,0 e 4,0 respectivamente, com um período de 800s;
- ii) no instante $t = 1400s$ ocorre uma perturbação na entrada do processo, com duração de 400s e amplitude igual a 0,5;
- iii) no instante $t = 2200s$ ocorre uma perturbação na saída do processo, com duração de 800s e amplitude igual a 0,3;
- iv) o modelo do processo varia do no. 1 para o no. 2 no instante $t = 3750s$, caracterizando um aumento de 10% no ganho do processo;
- v) a variância σ_{ξ}^2 do ruído $\xi(\cdot)$ (perturbação) dobra no instante $t = 5000s$, passando de 0,015 para 0,03.

Resultados:

A Figura 4.3 ilustra os sinais de referência e de saída do processo, observando-se um comportamento adequado durante o período de convergência inicial do estimador, onde se utiliza o controlador PID discreto com parâmetros de sintonia fixos. Verifica-se também um comportamento dentro do especificado quando o controle é calculado através do controlador auto-ajustável com estrutura PID e o processo é submetido às diferentes condições mencionadas. A maior oscilação do sinal $y(\cdot)$ observada a partir do instante $t = 5000s$ deve-se ao aumento do nível de ruído presente neste sinal.

A Figura 4.4 ilustra o sinal de controle correspondente. A maior oscilação observada nos instantes iniciais deve-se ao sinal de excitação acrescentado ao controle para acelerar a convergência inicial do estimador de parâmetros, o que foi discutido na seção 3.3.3.

A Figura 4.5 ilustra a evolução do parâmetro de ajuste v e dos parâmetros de sintonia K_c , T_i e T_d . Observa-se que os parâmetros K_c e T_i obtidos pelo controlador auto-ajustável são diferentes dos valores iniciais determinados para o controlador PID convencional através das regras de sintonia; mesmo assim, a utilização destes valores iniciais de K_c e T_i para a inicialização do parâmetro de ajuste, conforme foi discutido na seção 3.4.2.1, resulta em um valor adequado para v . Observa-se também que o procedimento para a adaptação automática do parâmetro v descrito na seção 3.4.2.2, permite que este parâmetro convirja rapidamente, satisfazendo à sobre-elevação S_r^* especificada mesmo ocorrendo uma variação no ganho do processo.

A Figura 4.6 apresenta o comportamento dos parâmetros $\hat{F}(\cdot)$ estimados, utilizados posteriormente na determinação de K_c , T_i e T_d . Verifica-se através do parâmetro d (que caracteriza perturbações na saída), que o método proposto na seção 3.3.2.2 torna o algoritmo de estimação capaz de acompanhar parâmetros que variam rapidamente no tempo.

Nota-se também que os parâmetros $\hat{F}(\cdot)$ não são influenciados pela alteração no ganho do processo. Este fato ocorre porque este ganho altera somente o polinômio $G(\cdot) = B(\cdot) E(\cdot)$ que não é utilizado pelo controlador. A variação no ganho do processo resulta na correção do valor do parâmetro v e, por conseguinte, na alteração dos parâmetros de sintonia K_c , T_i e T_d .

A Figura 4.7 ilustra o comportamento do valor absoluto do erro previsto, $\text{abs}[e_p(\cdot)]$, e o do teste de detecção de não estacionariedade proposto na seção 3.3.2.2.

A não estacionariedade é detectada quando se verifica que

$rc(.)$ é maior que $ro.rL(.)$, o que ocorre nos instantes $t = 2200s$ e $t = 3000s$ devido à perturbação na saída, e no instante $t = 3750s$ devido à variação no ganho do processo, enquanto que a detecção em $t = 5100s$ deve-se ao período transitório decorrente da alteração nas características (variância) do ruído $\xi(.)$.

Nota-se que há uma detecção no instante $t = 2400s$, quando a variação no sinal de referência excita o processo. Esta detecção ocorreu porque os parâmetros estimados permanecem polarizados após a reinicialização da matriz $P(.)$ no instante $t = 2200s$, conforme se verifica através da Figura 4.6 onde os parâmetros estimados convergem para valores errados quando a perturbação é adicionada à saída do processo. Entretanto, a matriz $P(.)$ não é reinicializada no instante $t = 2400s$ pois o critério de convergência, discutido na seção 3.3.1, ainda não foi satisfeito após reinicialização ocorrida em $t = 2200s$ e, conseqüentemente, a matriz $P(.)$ e o ganho $K(.)$ do estimador ainda apresentam valores suficientemente elevados para a correção dos parâmetros estimados.

A Figura 4.8 ilustra a evolução do traço da matriz de covariância, $Tr P(.)$, e indica os instantes em que esta matriz foi reinicializada em função da detecção de não estacionariedade, o que foi discutido na seção 3.3.2.2.

A Figura 4.9 ilustra o sinal de excitação adicional acrescentado ao controle $u(.)$, conforme foi mencionado na seção 3.3.3. A amplitude inicial deste sinal, que produz uma variação de aproximadamente $+1,5\%$ no sinal de saída $y(.)$ do processo durante o período de convergência inicial do estimador de parâmetros, é alterada posteriormente em função da variável $rL(.)$. O sinal de excitação é adicionado também quando ocorre a detecção de não estacionariedade com reinicialização da matriz de covariância $P(.)$.

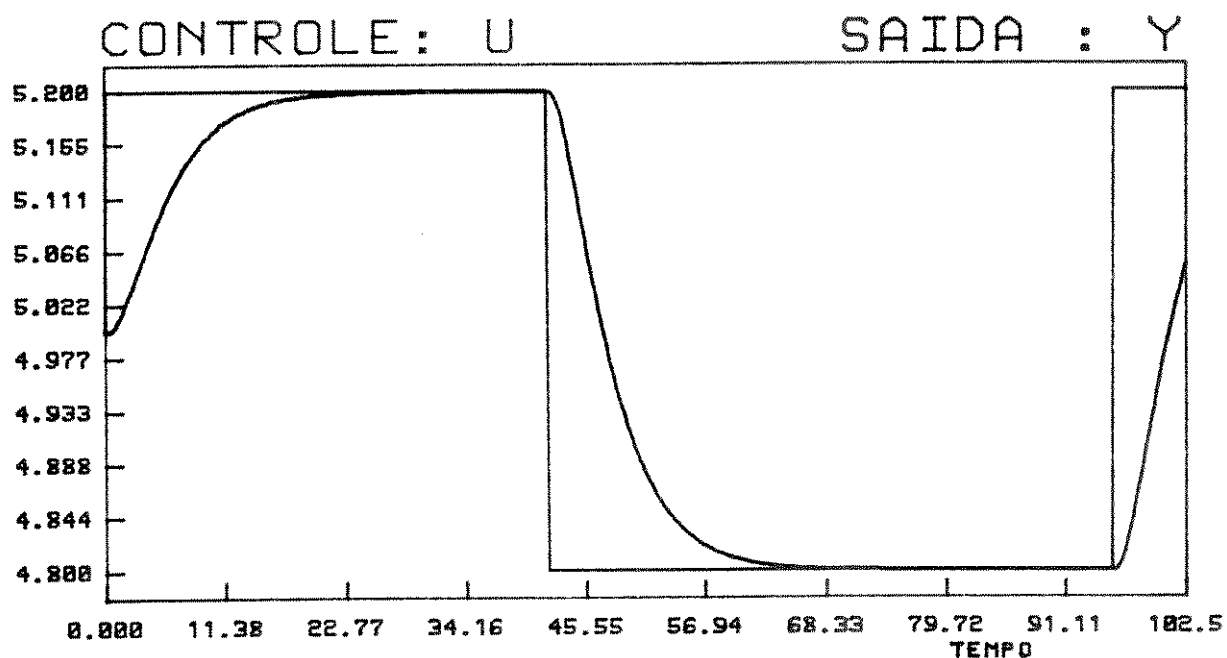


FIGURA 4.2 - Pré-Sintonia

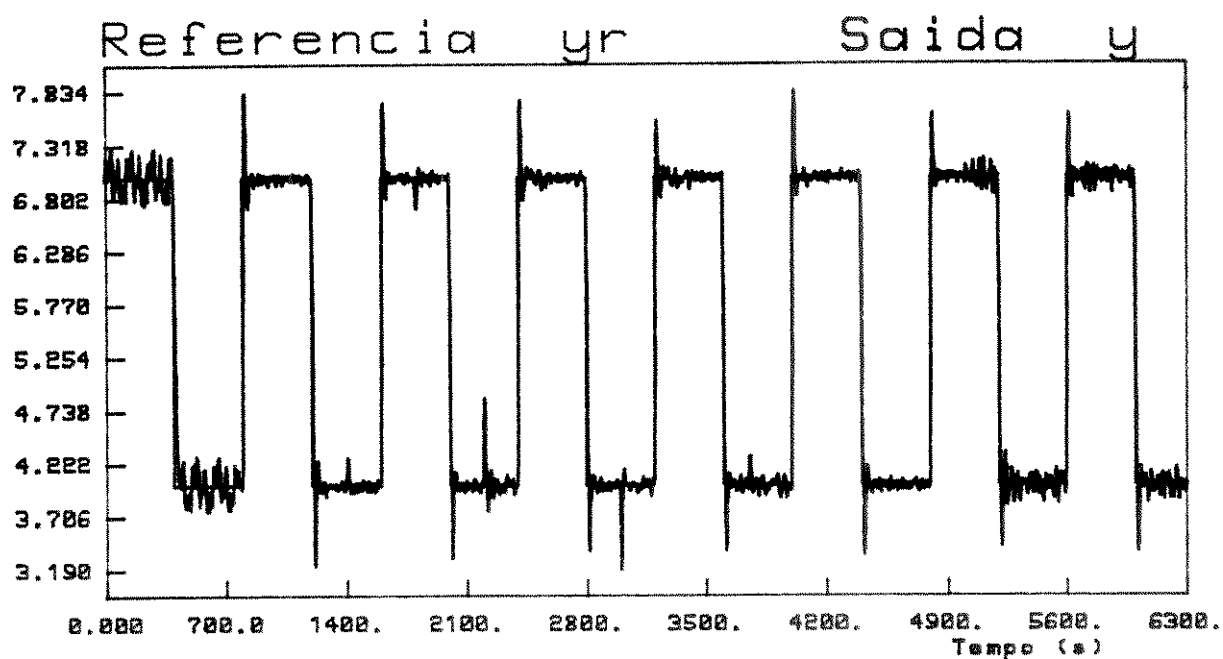


FIGURA 4.3

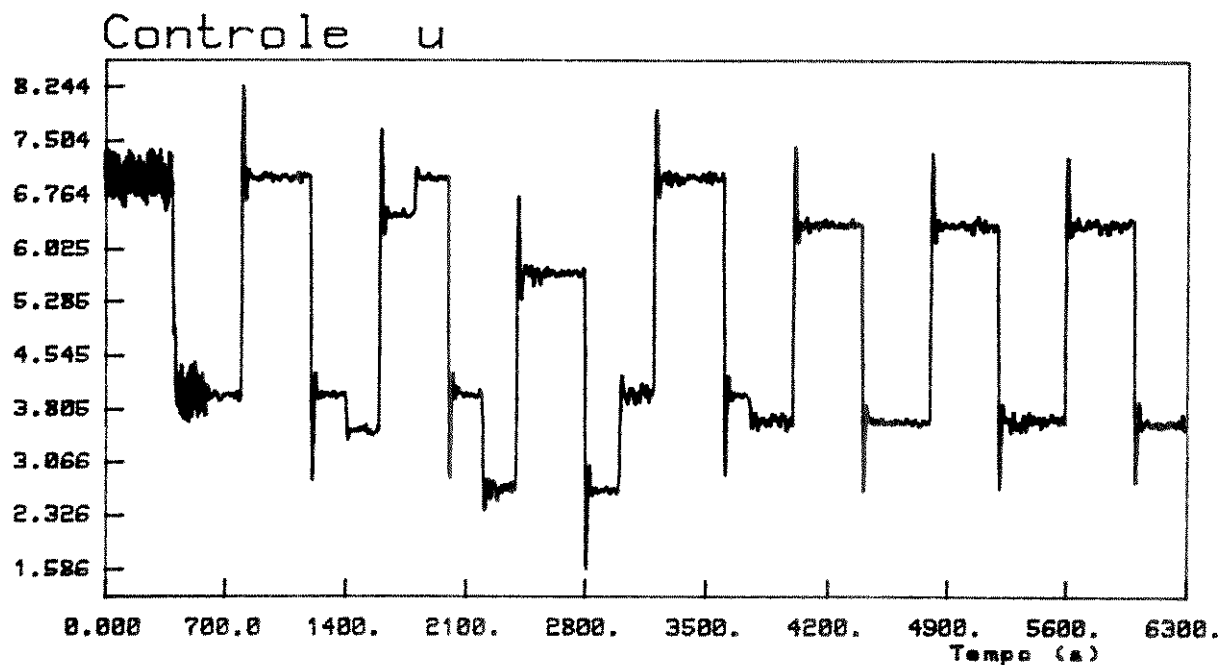


FIGURA 4.4

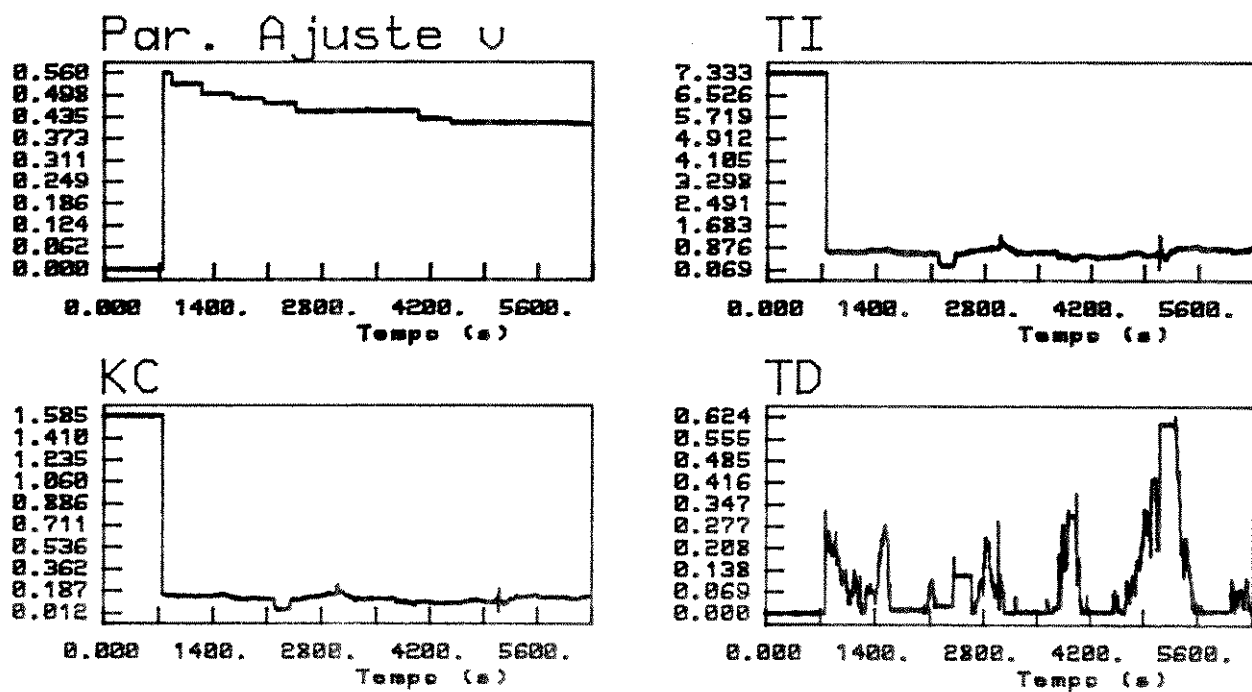


FIGURA 4:5 - Parâmetros do controlador

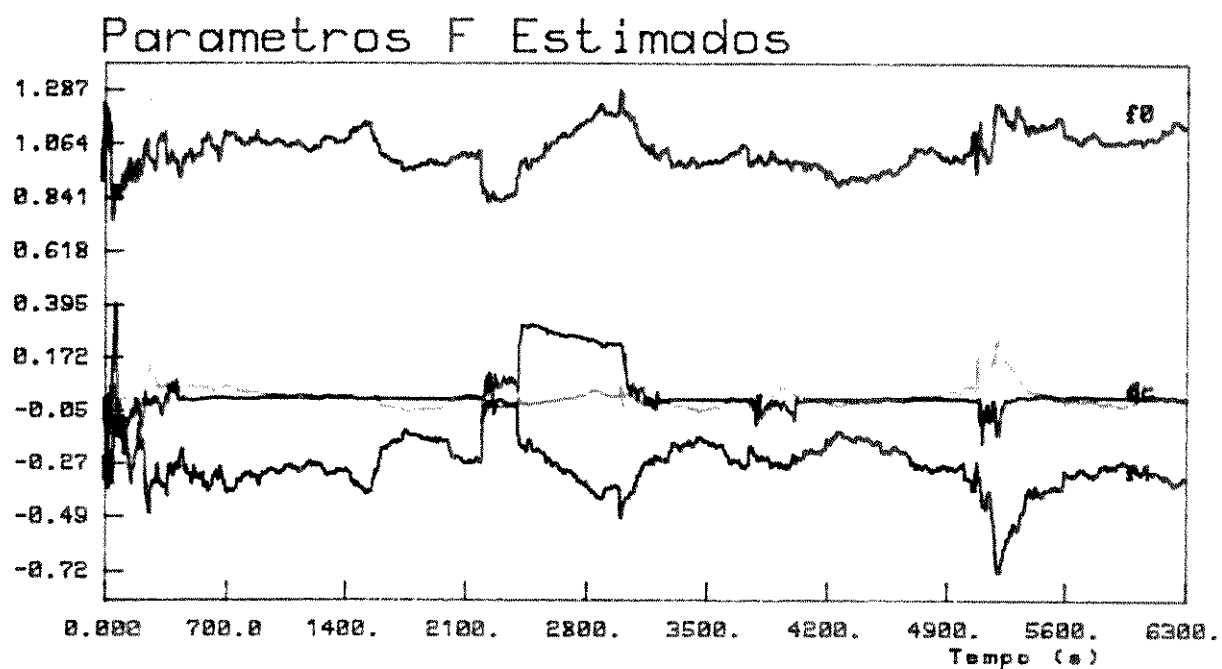


FIGURA 4.6

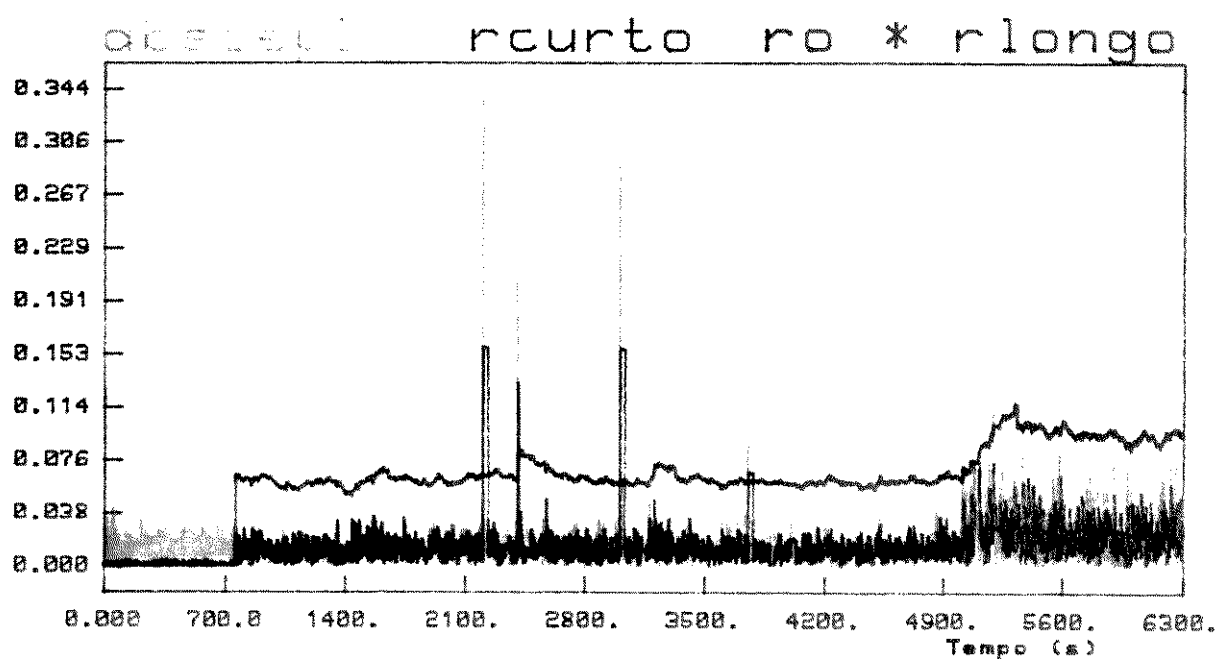


FIGURA 4.7 - Detecção de não estacionariedade

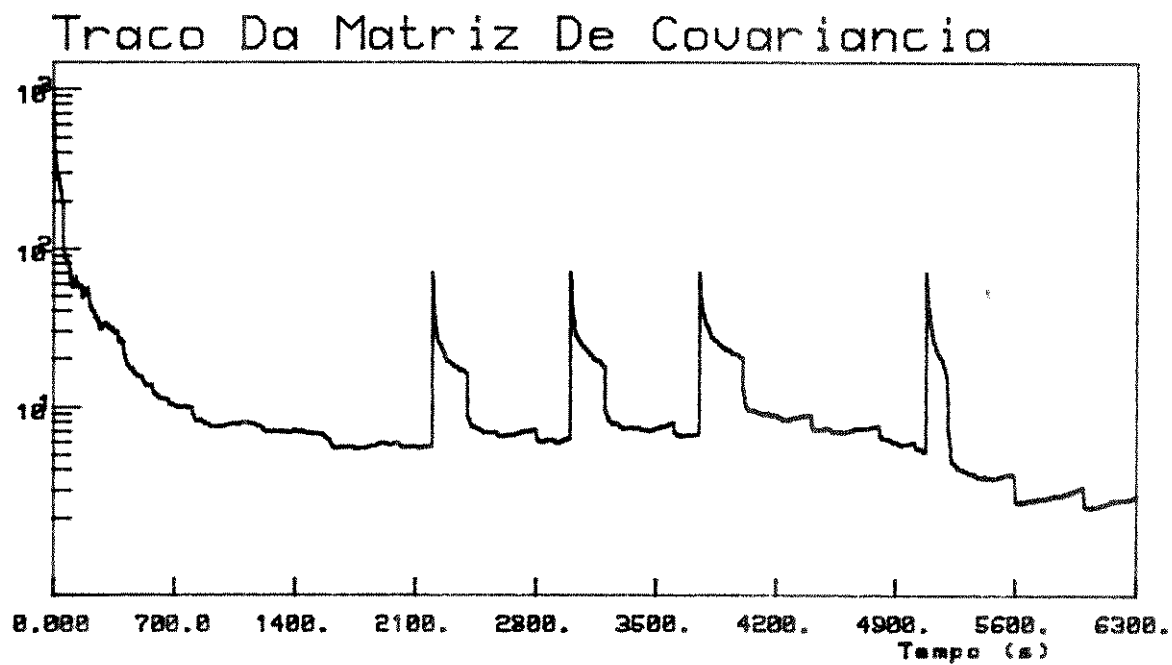


FIGURA 4.8

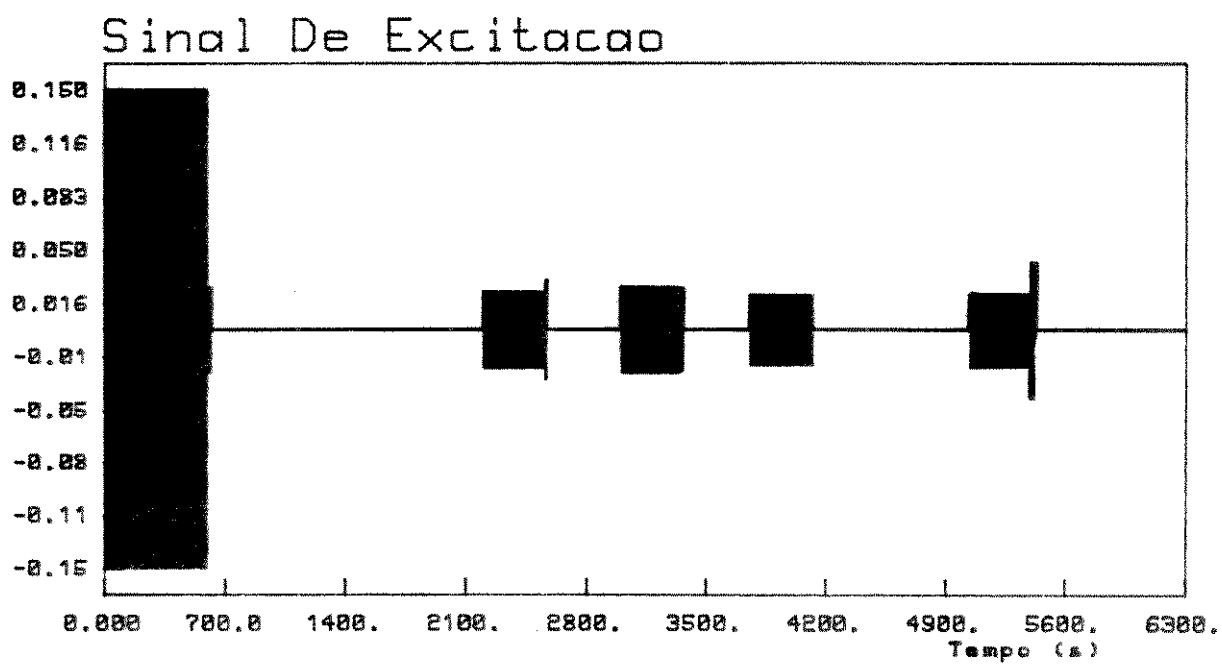


FIGURA 4.9

4.3.2. Modelo 1 - Excitação Não Persistente

O objetivo deste exemplo é verificar o comportamento do estimador de parâmetros quando o sinal de entrada do processo, (controle $u(.)$), não satisfaz a condição de excitação persistente discutida na seção 3.3.3.

São apresentadas três situações. Nas duas primeiras o estimador não dispõe de um nível de supervisão e consequentemente nenhuma ação é adotada quando ocorre a condição de excitação não persistente. No entanto, na segunda situação, um sinal do tipo PRBS é adicionado continuamente à entrada "1" presente no vetor de medidas $X(.)$ - ver (2.69) -, conforme foi mencionado na seção 3.3.3. Na terceira situação é acrescentada a função do nível de supervisão relativa à excitação, proposta na seção 3.3.3.

Nestas simulações, utilizou-se um fator de esquecimento $\lambda = 0,98$ (inferior ao menor valor que pode ser especificado para o controlador, que é $\lambda = 0,985$) e uma variância $\sigma_{\xi}^2 = 0,01$ para o ruído $\xi(.)$. O sinal de referência assume os valores máximo e mínimo de 7,0 e 4,0 respectivamente, com um período de 250s, permanecendo constante após o instante $t = 1000$ s.

Resultados:

Na primeira situação considerada verifica-se, através da Figura 4.10, o crescimento ("wind-up") da matriz de covariância $P(.)$.

A Figura 4.11 ilustra o comportamento dos parâmetros de ajuste v e de sintonia. Observa-se que, à medida em que a matriz $P(.)$ cresce, os parâmetros K_c e T_i passam a apresentar variações de maior amplitude, atingindo valores iguais a zero em algumas ocasiões. Apesar deste comportamento, não foi constatada nenhuma instabilidade na saída do processo.

A Figura 4.12 ilustra a evolução dos parâmetros $\hat{F}(\cdot)$ estimados, que tendem a oscilar. Nota-se que o parâmetro estimado

mais afetado nestas circunstâncias é o coeficiente d , devido ao fato que a entrada "1" no vetor $X(.)$ de medidas já constitui, por si só, uma situação de excitação não persistente.

Na segunda situação considerada, o comportamento da matriz de covariância e dos parâmetros v , K_c , T_i e T_d são semelhantes aos ilustrados pelas Figuras 4.10 e 4.11. O que diferencia esta situação da anterior é a evolução dos parâmetros estimados, o que pode ser verificado através da Figura 4.13. Observa-se uma diminuição substancial na oscilação do coeficiente " d ", quando é adicionado um sinal PRBS à entrada "1" no vetor de medidas $X(.)$.

A terceira situação corresponde ao comportamento do estimador de parâmetros quando é introduzido o nível de supervisão. O crescimento da matriz de covariância é evitado, conforme se vê na Figura 4.14, através da utilização de um sinal de excitação adicional para o processo nos instantes assinalados na figura. É interessante notar que, nesta simulação, a adição do sinal de excitação mostrou-se suficiente para manter o traço de $P(.)$ em valores limitados, não tendo sido necessária em nenhum instante a adoção de um fator de esquecimento $\lambda(.) = 1$.

A Figura 4.15 ilustra a evolução dos parâmetros $\hat{F}(.)$ estimados, observando-se uma redução acentuada nas oscilações destes. A Figura 4.16 mostra os valores obtidos para os parâmetros de sintonia, onde se verifica a ocorrência de variações bem menores que aquelas da Figura 4.11 correspondentes à primeira situação analisada.

A Figura 4.17 ilustra o comportamento dos sinais de referência e de saída do processo. A partir do instante $t = 1400$ aproximadamente, o sinal de saída passa a apresentar uma maior variação em torno de $y_r(.)$. Isto se deve ao sinal de excitação adicional introduzido através do controle $u(.)$, com uma amplitude média absoluta (determinada a partir de $r_L(.)$) igual a 0,044.

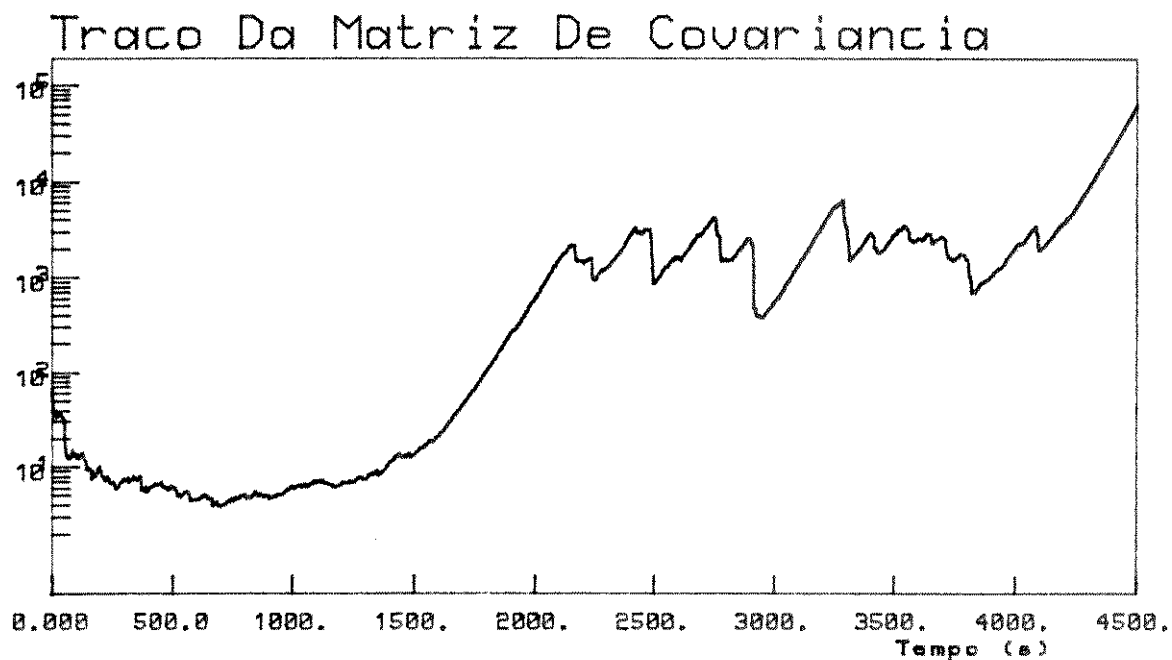


FIGURA 4.10

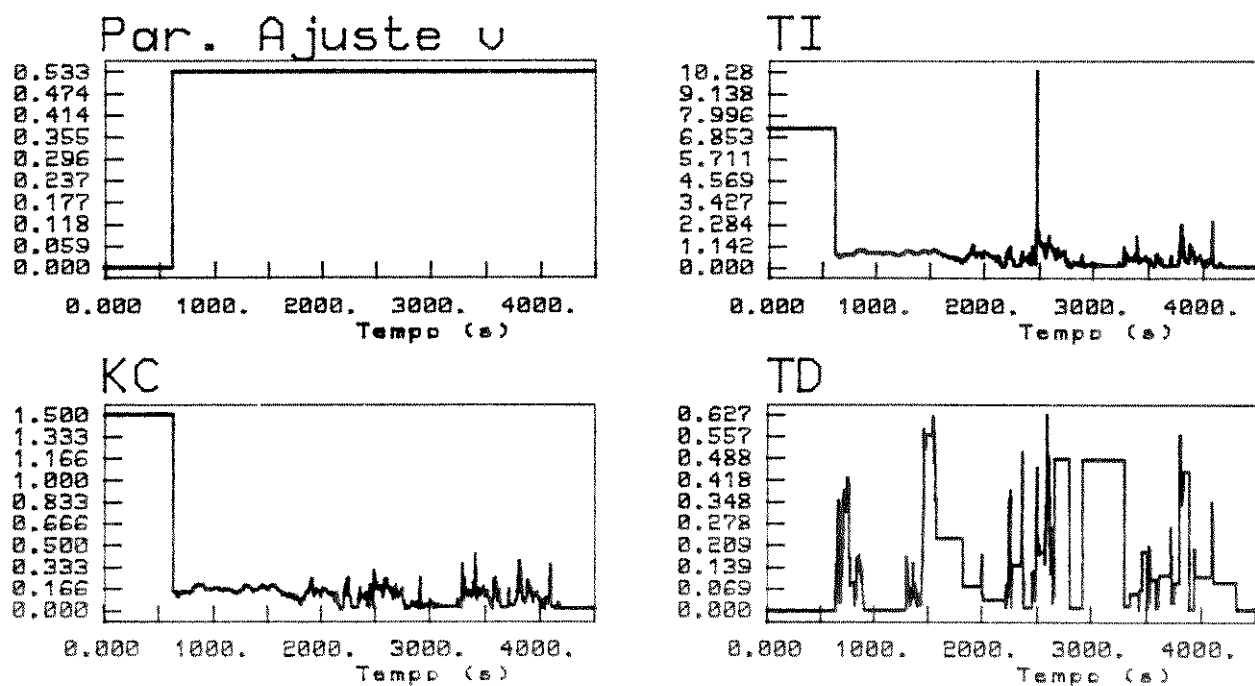


FIGURA 4.11 - Parâmetros do controlador

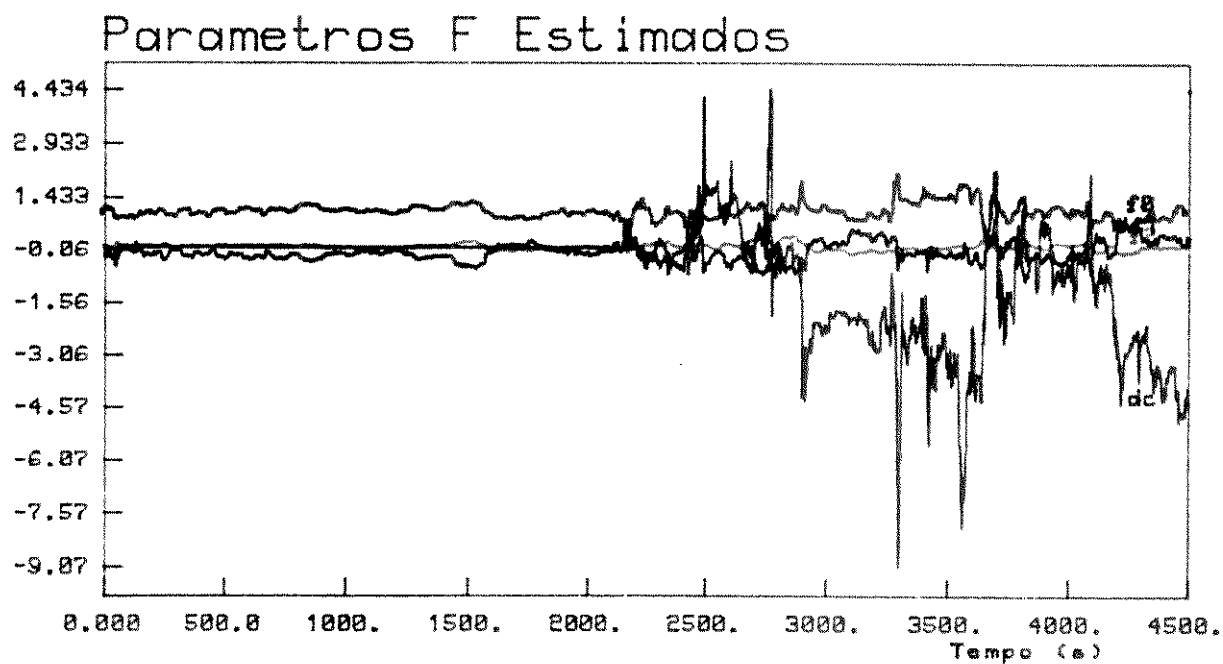


FIGURA 4.12

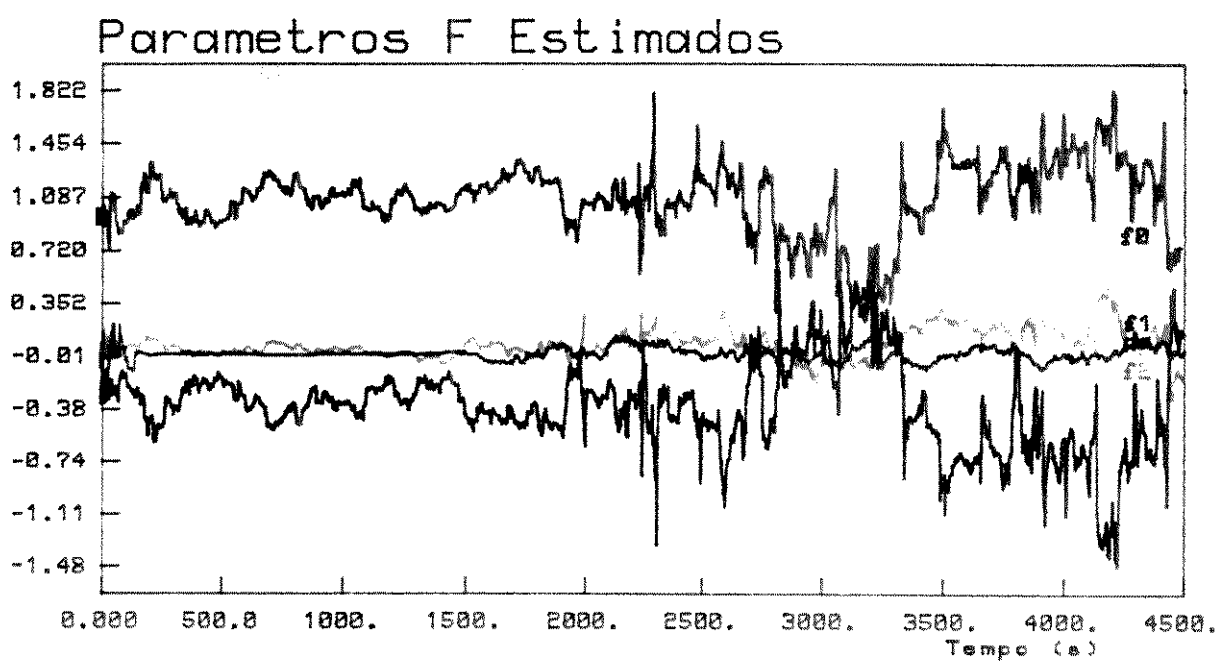


FIGURA 4.13

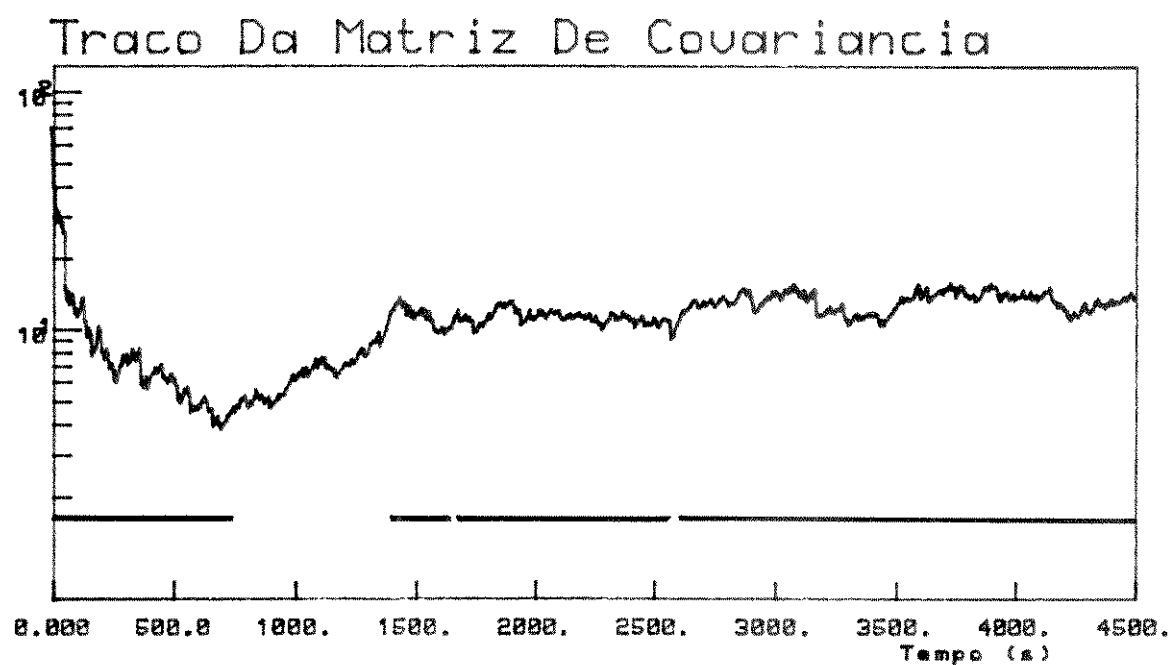


FIGURA 4.14 .

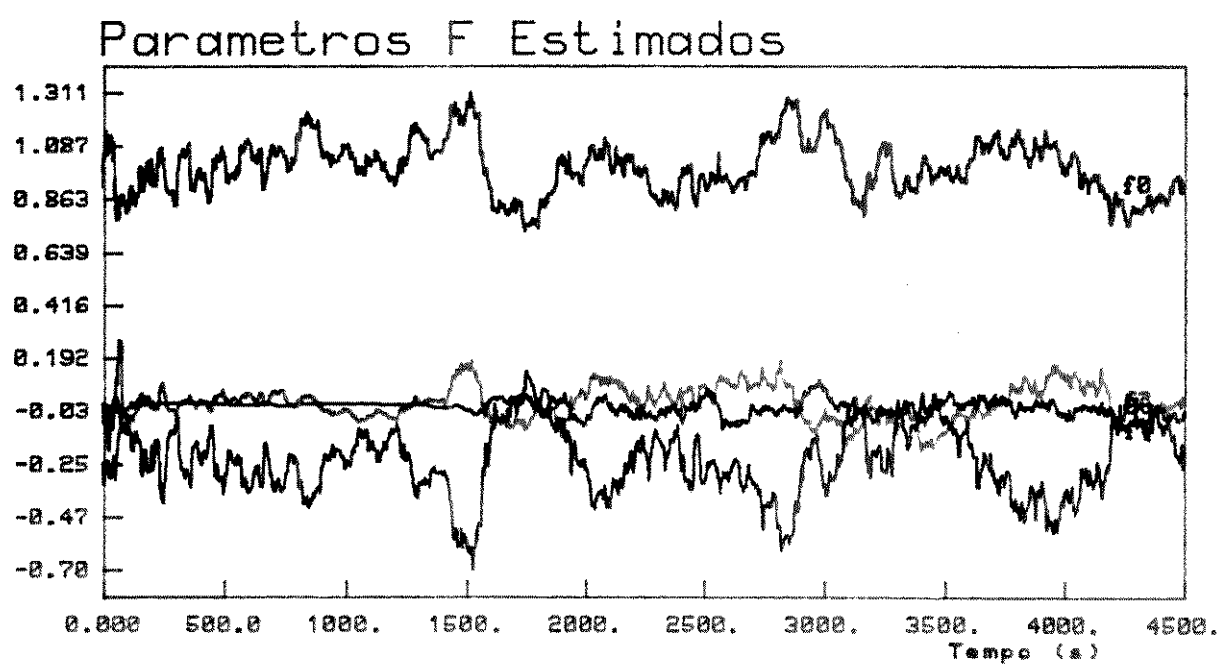


FIGURA 4.15

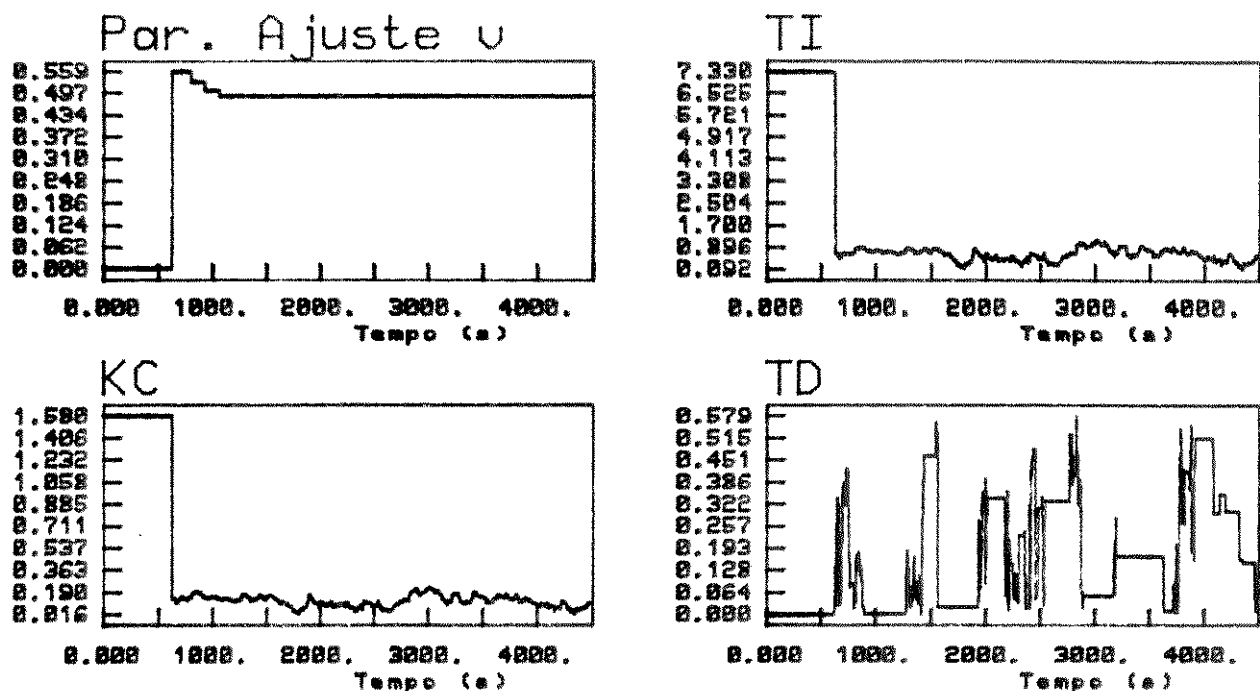


FIGURA 4.16 - Parâmetros do controlador

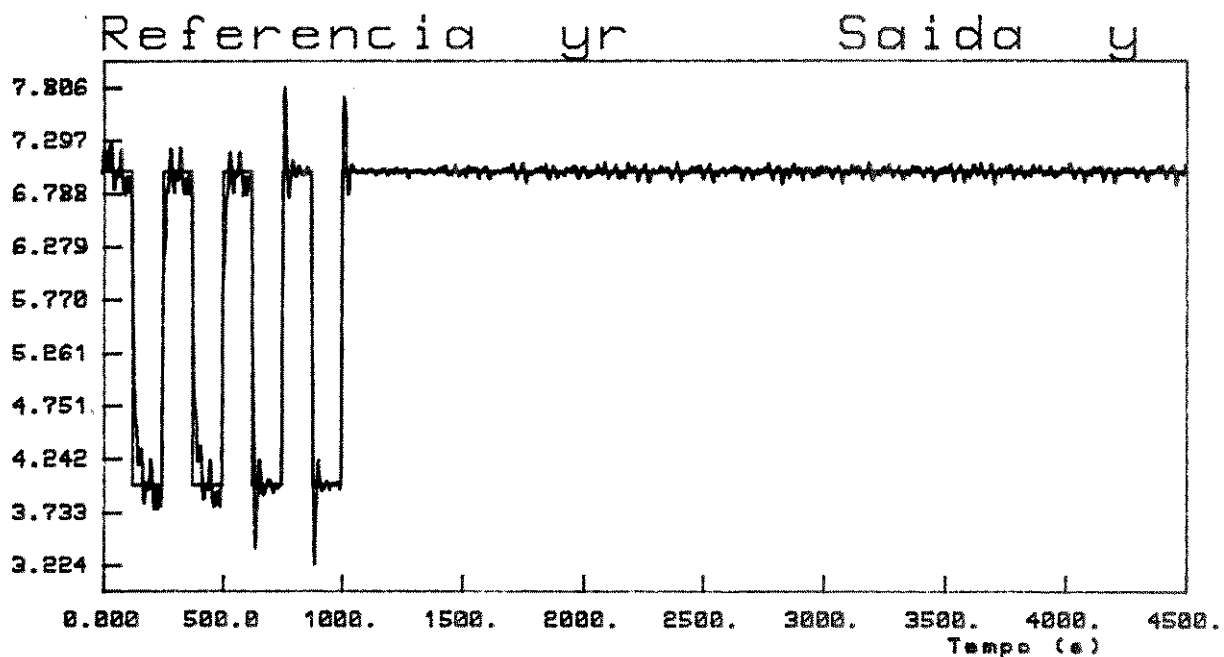


FIGURA 4.17

4.3.3. Modelo 1 - Adaptação do Parâmetro de Ajuste v

O objetivo deste exemplo é verificar o comportamento do procedimento de adaptação do parâmetro v , baseado na estratégia de reconhecimento de padrão descrita na seção 3.4.2.2.

Utilizou-se nesta simulação uma variância $\sigma_{\xi}^2 = 0,02$ para o ruído $\xi(\cdot)$ e um fator de esquecimento $\lambda = 0,995$. O sinal de referência com período de 800s, varia até o instante $t = 3200$ s entre os valores máximo e mínimo de 7,0 e 4,0 respectivamente e, após este instante, ele assume os valores 6,0 e 5,5 respectivamente.

A especificação de sobre-elevação, S_r^* , varia no instante $t = 3200$ s de 20% para 10%.

Resultados:

A Figura 4.18 ilustra os sinais de referência e de saída do processo; pode se verificar que o controlador auto-ajustável com estrutura PID satisfaz à especificação de sobre-elevação.

A Figura 4.19 mostra a evolução dos parâmetros do controlador, podendo se observar uma adaptação correta do parâmetro de ajuste v para satisfazer à sobre-elevação especificada.

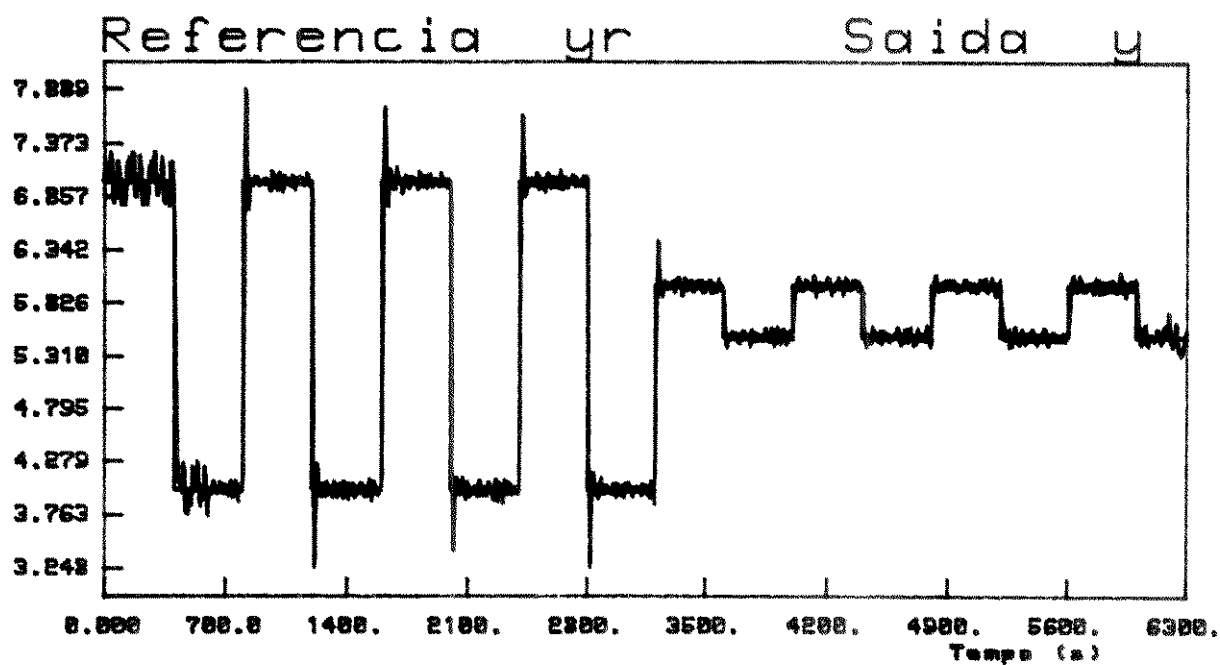


FIGURA 4.18

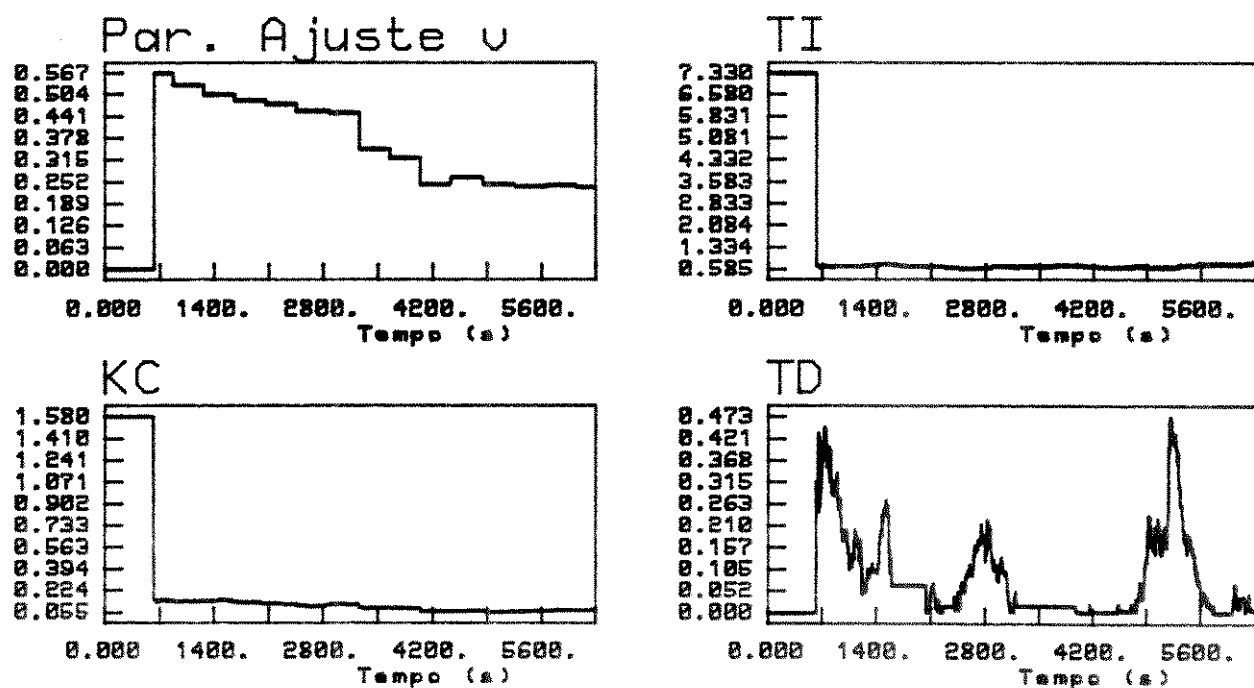


FIGURA 4.19 - Parâmetros do controlador

4.3.4. Modelos 6 e 1 - Variação na Dinâmica do Processo

O objetivo principal deste exemplo é avaliar o comportamento do controlador auto-ajustável com estrutura PID quando se verifica uma variação na dinâmica do processo e na ordem do modelo que o representa.

Outros aspectos analisados são as influências causadas por perturbações no sinal de saída do processo e pela alteração nas características do ruído presente neste sinal.

A pré-sintonia executada para o processo no. 6 resulta nos seguintes dados:

$$T_k = 2,1s$$

(valor incorreto devido à utilização de um intervalo de amostragem $T_s = 0,7$ muito elevado)

$$T_A = 3,5s$$

$$T_C = 8,4s$$

$$T_{ST} = 29,4s$$

$$K_P = 1,0$$

Obteve-se para o período de amostragem um valor $T_s = 2s$ ($T_s \text{ MIN} = 1,4s$, $T_s \text{ MAX} = 7,0s$) e os seguintes parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional:

$$K_C = 1,57$$

$$T_I = 14,0$$

$$T_D = 0$$

Especificou-se para esta simulação uma sobre-elevação máxima $SE^* = 15\%$. Utilizou-se um fator de esquecimento $\lambda = 0,995$ e um atraso $k = 0$ na estimação de parâmetros (em função do valor obtido para T_k ser incorreto).

Para analisar o desempenho do controlador quando as condições de operação variam, utiliza-se as seguintes situações:

- i) o sinal de referência assume os valores máximo e mínimo de 7,0 e 4,0 respectivamente, com um período de 800s;
- ii) no instante $t = 1400s$ ocorre uma perturbação na saída do processo, com duração de 400s e amplitude igual a 0,15;
- iii) o modelo do processo varia do no. 6 para o no. 1 no instante $t = 2800s$, caracterizando uma alteração na dinâmica e na ordem do processo;
- iv) a variância σ_{ξ}^2 do ruído $\xi(.)$ (perturbação) dobra no instante $t = 4000s$, passando de 0,015 para 0,03.

Resultados:

A Figura 4.20 ilustra os sinais de referência e de saída do processo, observando-se um comportamento adequado durante o período de convergência inicial do estimador, onde atua o controlador PID discreto com parâmetros de sintonia fixos. Verifica-se também que o sistema satisfaz às especificações desejadas quando o controlador auto-ajustável com estrutura PID entra em operação, mesmo com o processo submetido às diferentes condições mencionadas.

A Figura 4.21 ilustra o sinal de controle correspondente, enquanto que a Figura 4.22 mostra a evolução dos parâmetros do controlador. Observa-se a adaptação automática do parâmetro v após a variação na dinâmica e na ordem do processo para satisfazer à sobre-elevação especificada. Verifica-se também comportamentos distintos para o parâmetro T_D ; para o processo de 3a. ordem o valor de T_D situa-se em torno de 0,56, enquanto que para o processo de 2a. ordem este parâmetro tende a valores próximos de zero. Este comportamento de T_D , observado para os processos de 2a. ordem, ocorre porque, com $P_N(.) = P_D(.) = 1$, o

parâmetro estimado $\hat{f}_2$ utilizado no cálculo de T_0 converge para valores em torno de zero para estes processos.

A Figura 4.23 apresenta a evolução do traço da matriz $P(\cdot)$, podendo se observar os instantes em que a matriz de covariância foi reinicializada devido à detecção de não estacionariedade do modelo e os períodos durante os quais o sinal de excitação foi adicionado ao processo.

A Figura 4.24 ilustra comportamento dos parâmetros $\hat{F}(\cdot)$ estimados, onde observa-se a alteração destes após as detecções de não estacionariedade do processo. Verifica-se que o parâmetro $\hat{f}_2$, tendendo inicialmente para 0,18 com o processo de 3a. ordem, converge posteriormente para valores em torno de zero quando a dinâmica do processo passa a ser de 2a. ordem.

A Figura 4.25 ilustra o teste de detecção de não estacionariedade. A detecção ocorre nos instantes $t = 1400s$ e $t = 1800s$ devido à perturbação na saída e no instante $t = 2800s$ devido à alteração na dinâmica do processo. A matriz de covariância $P(\cdot)$ é reinicializada quando há a detecção, o que é ilustrado na Figura 4.23.

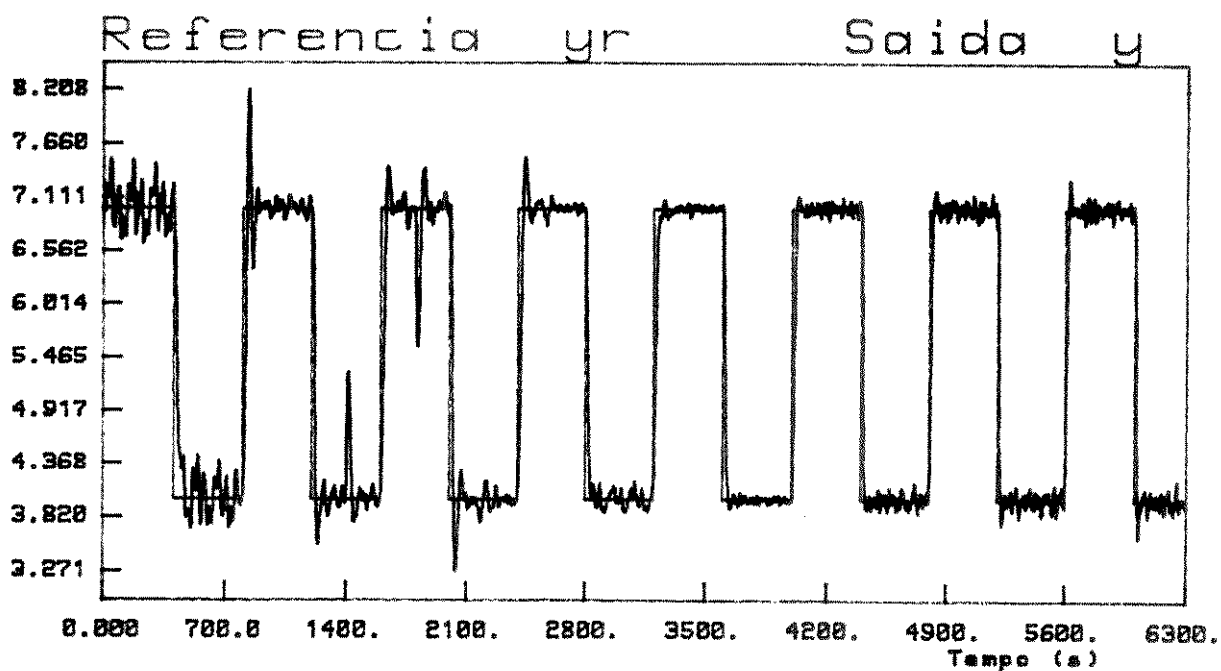


FIGURA 4.20

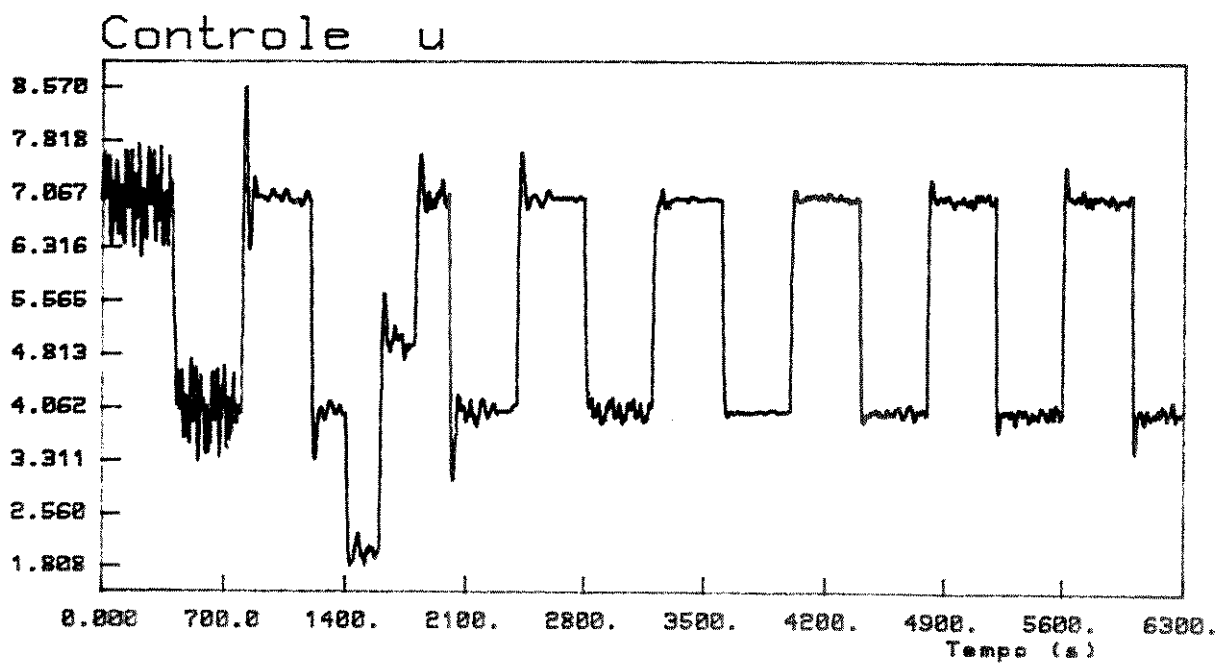


FIGURA 4.21

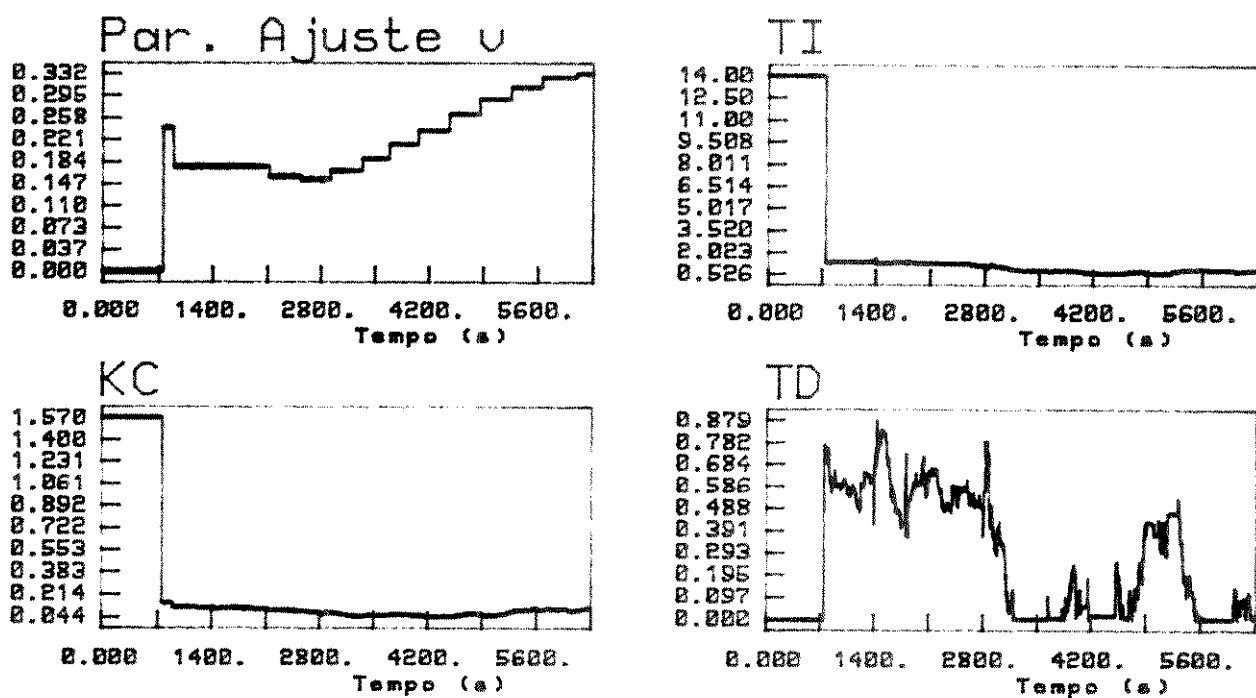


FIGURA 4.22 - Parâmetros do controlador

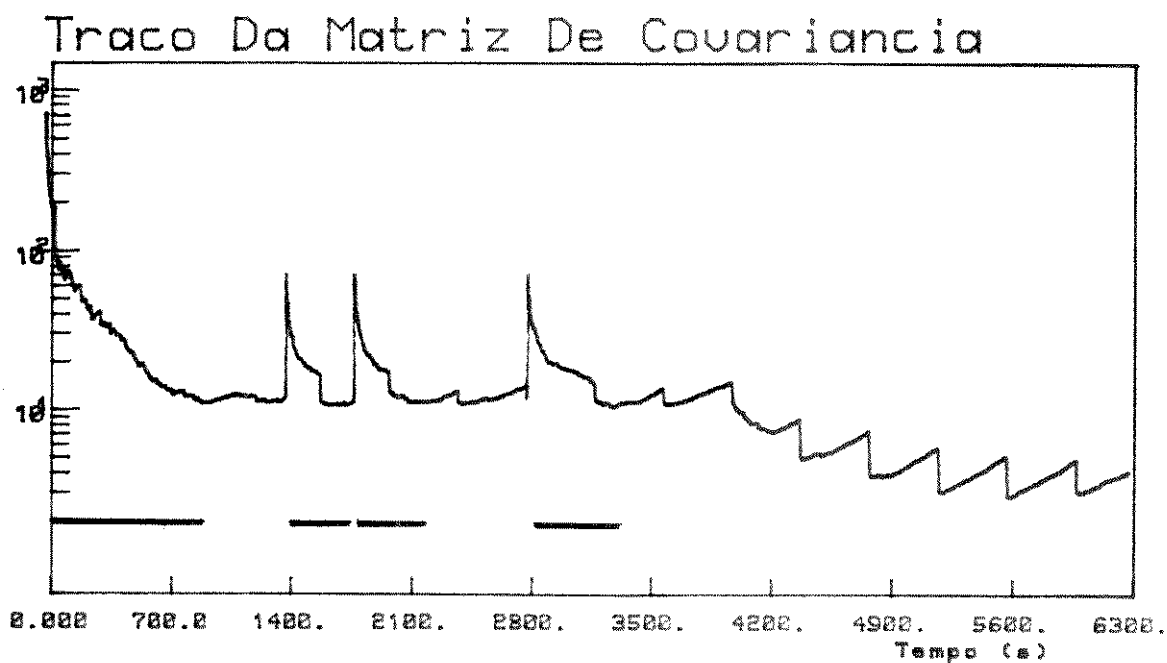


FIGURA 4.23

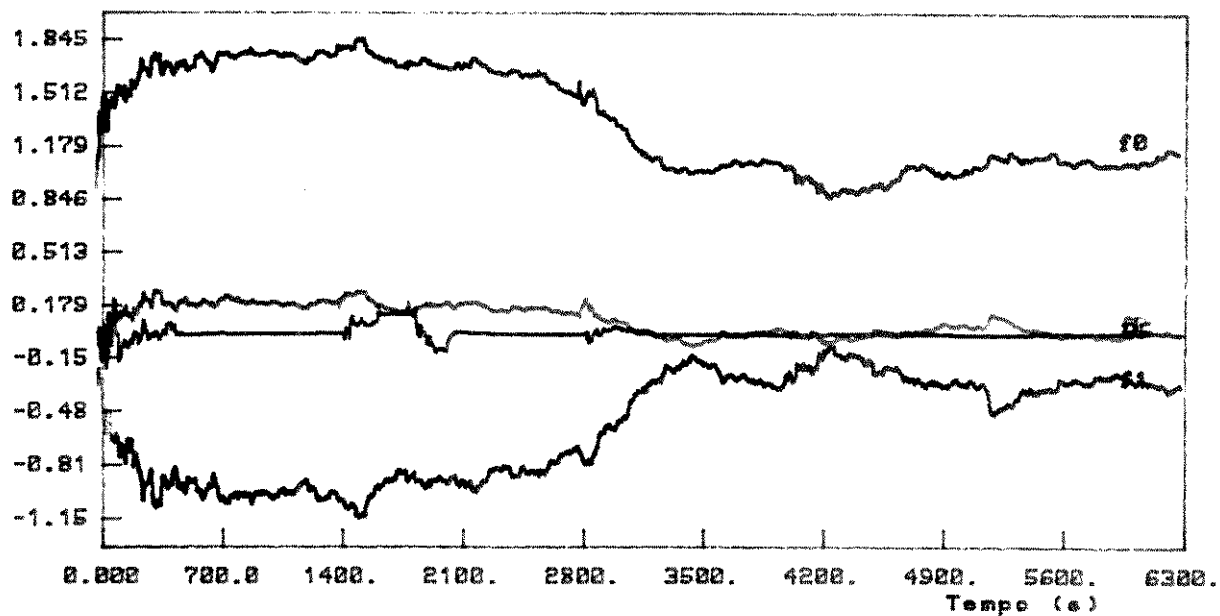


FIGURA 4.24

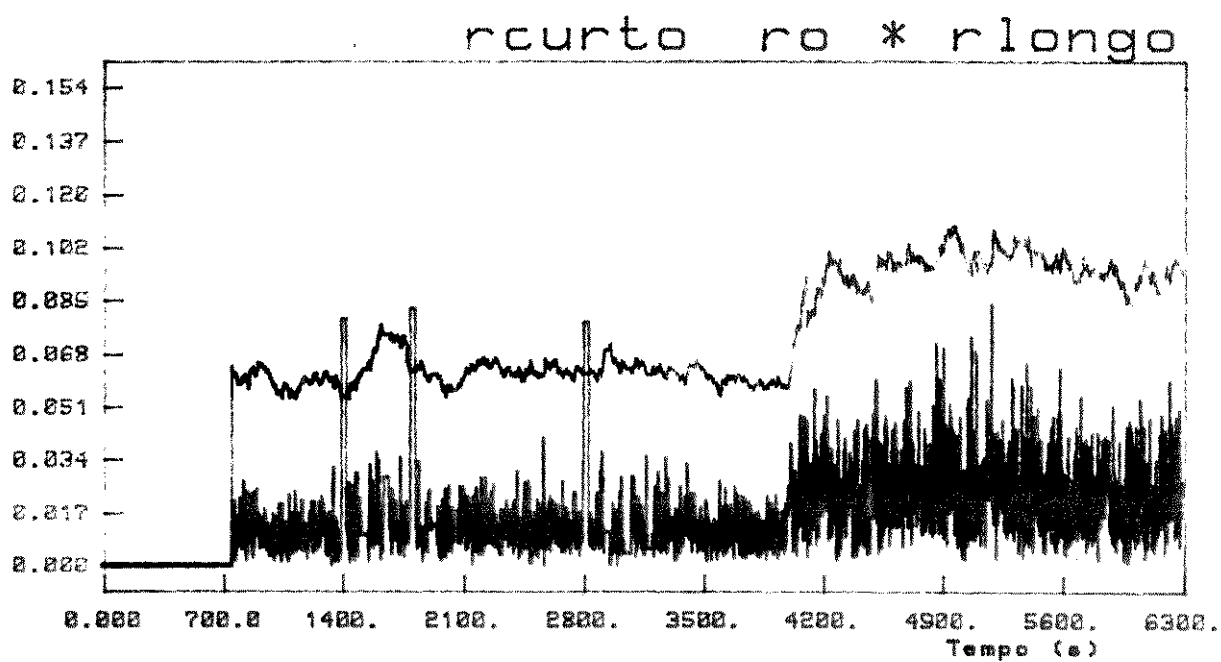


FIGURA 4.25 - Detecção de não estacionariedade

4.3.5. Modelo 5 - Processo de Fase Não Mínima e Perturbação Correlata

Os objetivos principais deste exemplo são de avaliar o comportamento do controlador auto-ajustável com estrutura PID aplicado a processos de fase não mínima e verificar os efeitos causados por perturbações correlatas que atuam na saída do processo.

Outros aspectos analisados são as influências causadas por perturbações na entrada e na saída do processo.

A pré-sintonia executada para o processo no. 5 resulta nos seguintes dados:

$$T_k = 0,6s$$

$$T_A = 7,2s$$

$$T_c = 10,8s$$

$$T_{ST} = 43,8s$$

$$K_P = 1,0$$

Obteve-se para o período de amostragem um valor $T_s = 3s$ ($T_s \text{ MIN} = 2,75s$, $T_s \text{ MAX} = 10,75s$) e os seguintes parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional:

$$K_c = 1,06$$

$$T_i = 27,5$$

$$T_d = 0$$

Especificou-se para esta simulação uma sobre-elevação máxima SE^* igual a 20%. Utilizou-se um fator de esquecimento $\lambda = 0,995$ e uma variância $\sigma_{\xi}^2 = 0,02$ para o ruído $\xi(.)$.

Para analisar o desempenho do controlador quando as condições de operação variam, utiliza-se as seguintes situações:

- i) No instante $t = 2100s$ ocorre uma perturbação na entrada do processo, com duração de $600s$ e amplitude igual a $0,7$.
- ii) No instante $t = 3300s$ ocorre uma perturbação na saída do processo, com duração de $1200s$ e amplitude igual $0,1$.
- iii) No instante $t = 5700s$ a parte estocástica do modelo do processo passa de $C(.) = 1$ para $C(.) = 1+0,4z^{-1}$, caracterizando a introdução de uma perturbação correlata, (ruído colorido), atuando na saída do processo.

Resultados:

Várias simulações foram realizadas com diferentes processos submetidos a alterações no polinômio $C(.)$ do ruído, conforme a condição (iii) mencionada. Nestas simulações, optou-se pela estimação do coeficiente c_1 , possibilidade que foi considerada para o controlador auto-ajustável com estrutura PID nas seções 2.4.2 e 2.5. Entretanto, foram verificados sérios problemas de convergência para o coeficiente c_1 estimado e, ao mesmo tempo, oscilações excessivas nos parâmetros $\hat{F}(.)$ estimados utilizados na determinação dos parâmetros de sintonia do controlador. Como consequência, os parâmetros v , K_c , T_i e T_d apresentaram variações indesejáveis, nem sempre satisfazendo à sobre-elevação Se^* especificada. Observou-se também comportamentos irregulares para o traço da matriz $P(.)$ e uma degradação nas funções executadas no nível de supervisão do estimador.

Por outro lado, a opção pela não estimação do parâmetro c_1 nestas simulações, apesar da polarização dos parâmetros $\hat{F}(.)$ estimados, resultou em desempenhos bem mais satisfatórios tanto para os parâmetros do controlador quanto para as funções de supervisão mencionados.

Por estes motivos, optou-se também nesta simulação pela não estimação do parâmetro c_1 .

Assim, a Figura 4.26 ilustra os sinais de referência e de saída do processo. Observa-se que a aproximação adotada na pré-sintonia para a determinação dos valores de T_A e T_c para processos de fase não mínima, conforme foi discutido na seção 3.4.1.1, resulta em valores apropriados para os parâmetros K_c e T_i utilizados pelo controlador PID convencional. Verifica-se também um comportamento adequado do controlador auto-ajustável com estrutura PID quando o processo é submetido às condições mencionadas, mesmo com perturbações correlatas atuando no processo.

A Figura 4.27 ilustra o sinal de controle correspondente, enquanto que a Figura 4.28 reproduz a evolução dos parâmetros do controlador.

A Figura 4.29 ilustra a evolução do traço da matriz $P(\cdot)$, onde pode-se observar os instantes em que a matriz de covariância foi reinicializada devido à detecção de não estacionariedade no modelo do processo, e os intervalos durante os quais o sinal de excitação foi adicionado.

A Figura 4.30 mostra o comportamento dos parâmetros estimados. verifica-se a polarização dos parâmetros $\hat{F}(\cdot)$ após a alteração do polinômio $C(\cdot)$, que introduz uma perturbação correlata (ruído colorido), a partir do instante $t = 5700s$.

A Figura 4.31 ilustra o teste de detecção de ruptura. A detecção ocorre nos instantes $t = 3300s$ e $t = 4500s$ devido à perturbação na saída, o que resulta na reinicialização da matriz de covariância, conforme a Figura 4.29. Nota-se que a alteração no polinômio $C(\cdot)$, caracterizando uma perturbação correlata, não é detectada.

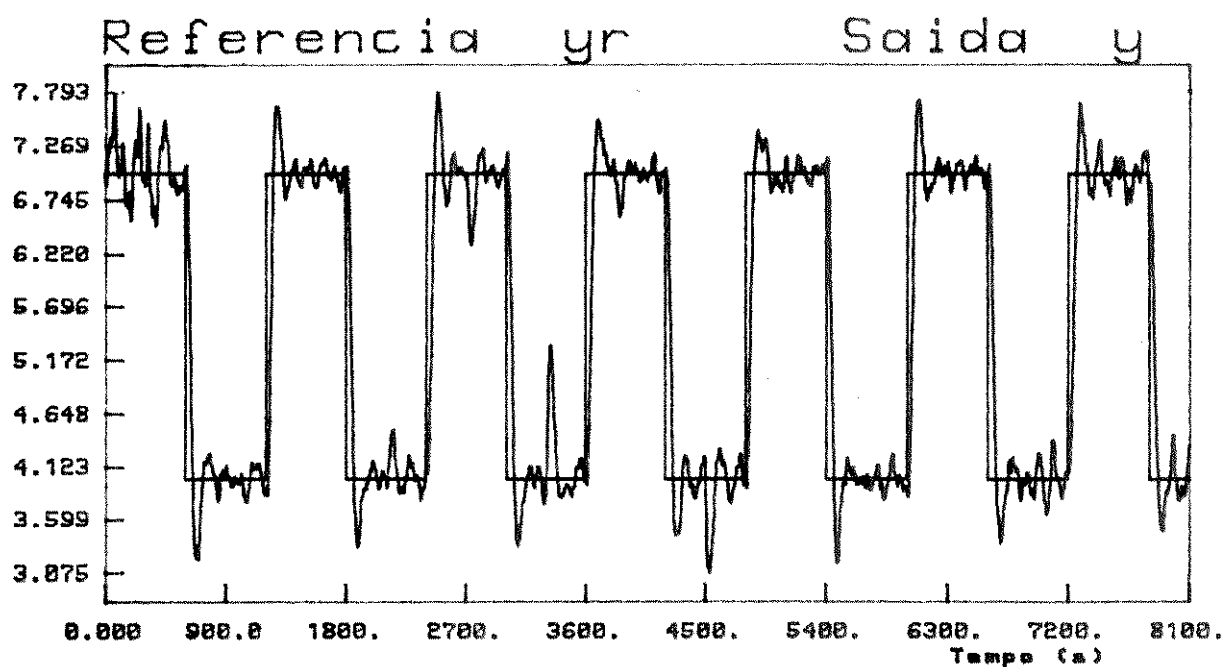


FIGURA 4.26

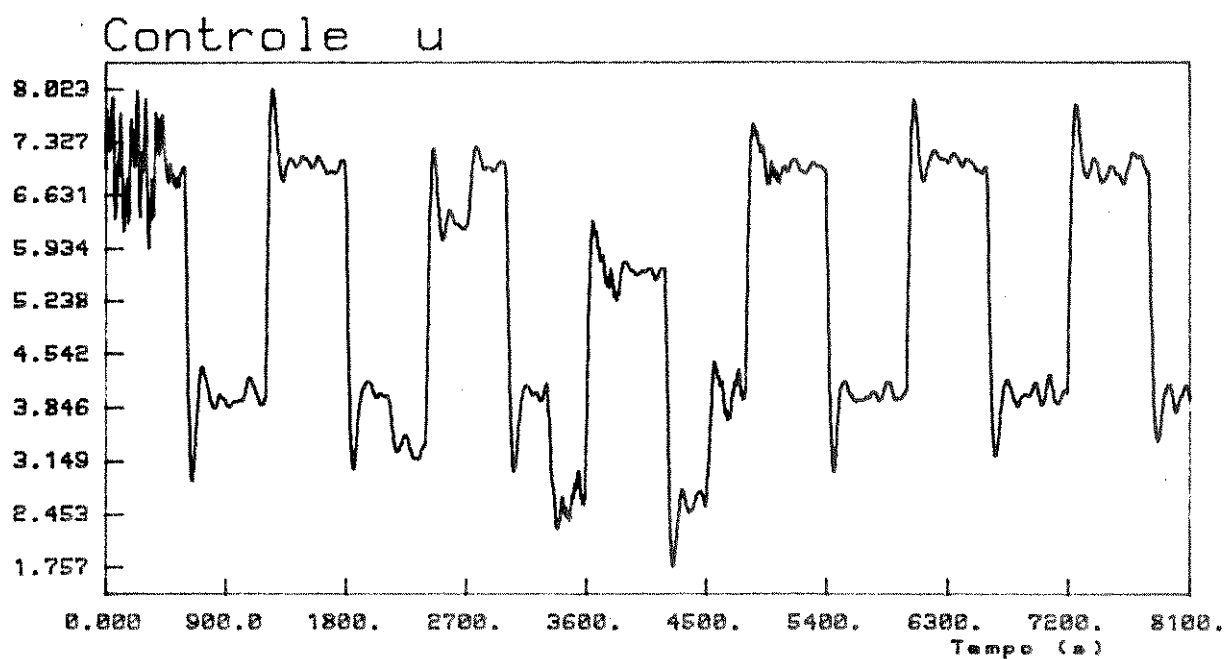


FIGURA 4.27

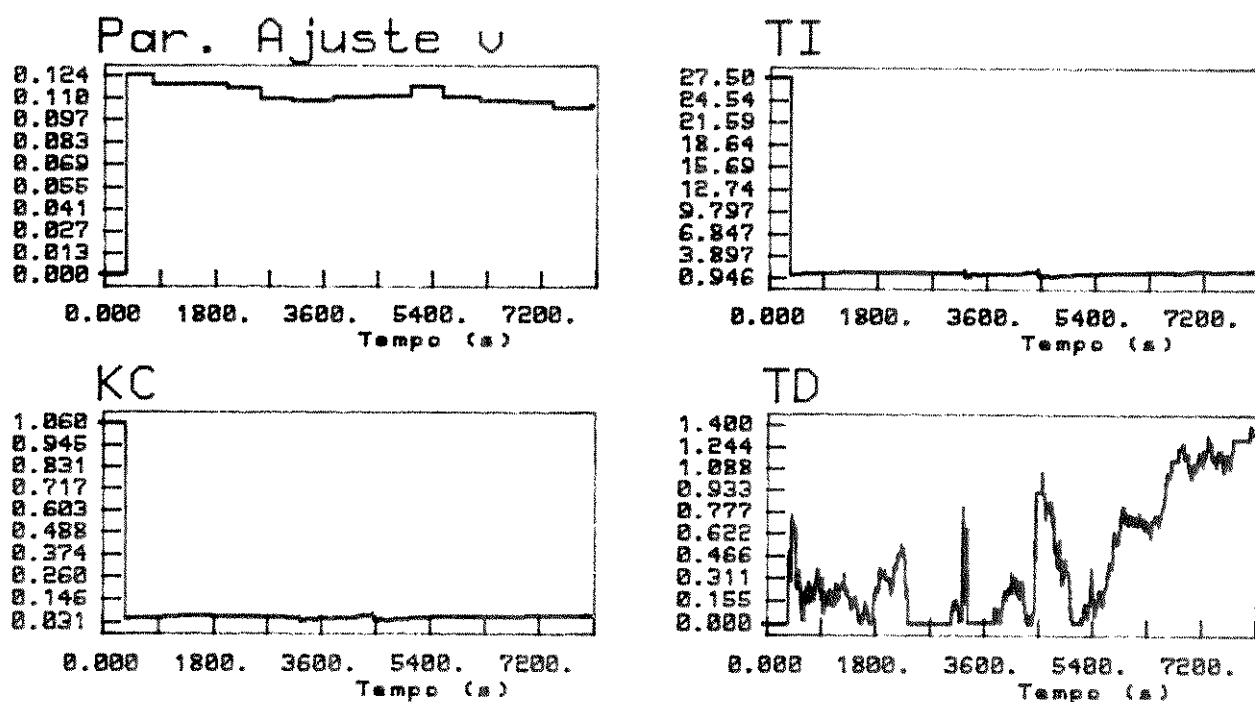


FIGURA 4.28 - Parâmetros do controlador

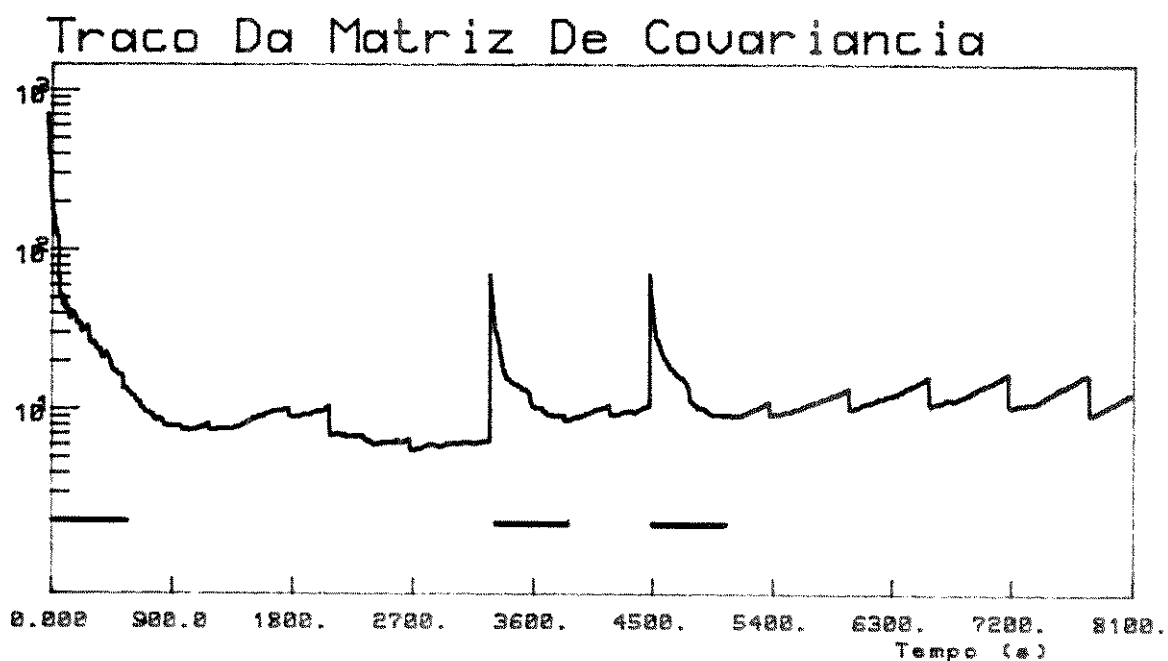


FIGURA 4.29

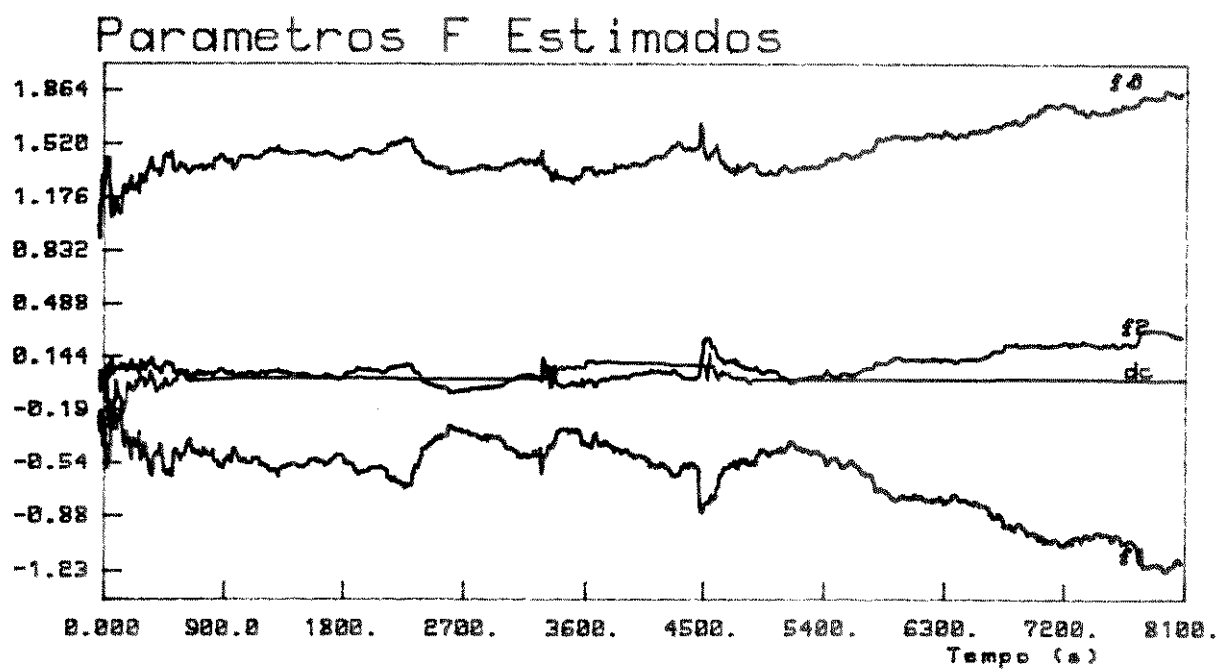


FIGURA 4.30

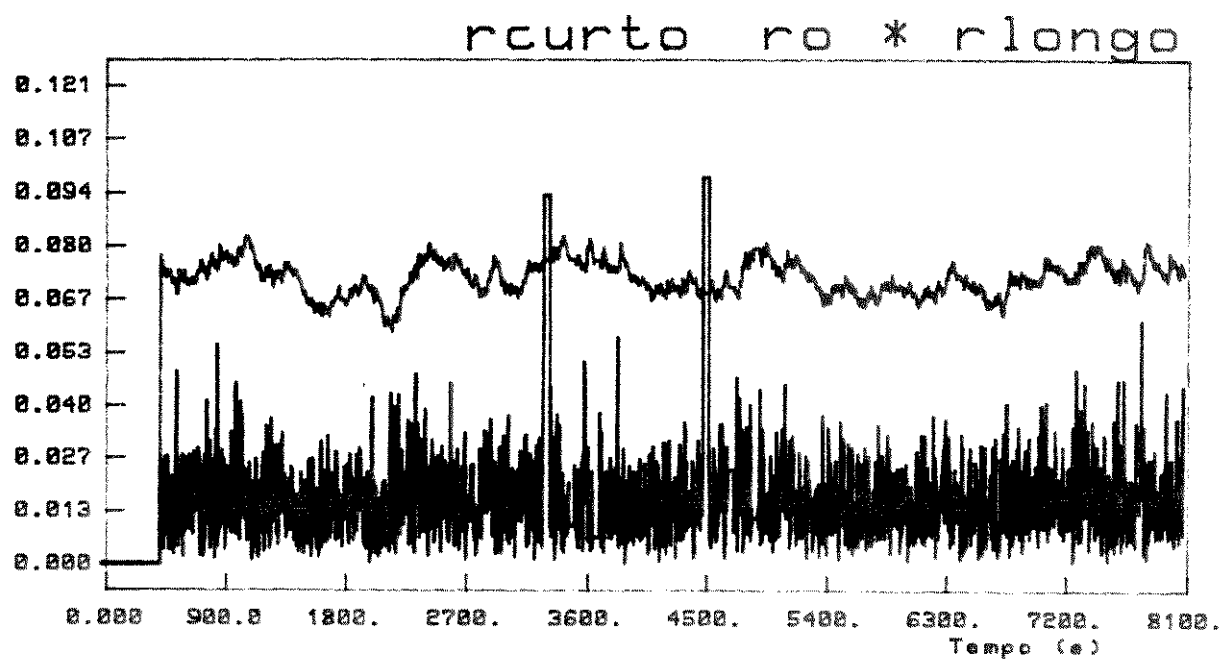


FIGURA 4.31 - Detecção de não estacionariedade

4.3.6. Modelo 3 - Variação do Atraso de Transporte do Processo

O objetivo principal deste exemplo é avaliar o comportamento do controlador auto-ajustável com estrutura PID quando se verifica uma variação no atraso de transporte do processo.

Outros aspectos analisados são as influências causadas por perturbações na entrada e na saída do processo.

A pré-sintonia executada para o processo no. 3 resulta nos seguintes dados:

$$T_k = 2,75s$$

$$T_A = 3,5s$$

$$T_c = 5,0s$$

$$T_{ST} = 15,5s$$

$$K_P = 1,0$$

Obteve-se para o período de amostragem um valor $T_s = 2s$ ($T_s \text{ MIN} = 1,0s$; $T_s \text{ MAX} = 3,75s$) e os seguintes parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional:

$$K_c = 0,93$$

$$T_i = 14,0$$

$$T_d = 0$$

Especificou-se para esta simulação uma sobre-elevação máxima $Se^* = 10\%$. Utilizou-se uma variância $\sigma_{\xi}^2 = 0,02$ para o ruído $\xi(.)$, um fator de esquecimento $\lambda = 0,995$ e um atraso $k = 1$ na estimação de parâmetros.

Para analisar o desempenho do controlador quando as condições de operação variam, utiliza-se as seguintes situações:

- i) no instante $t = 1400s$ ocorre uma perturbação na entrada do processo, com duração de 400s e amplitude igual a 0,5;

- ii) no instante $t = 2200s$ ocorre uma perturbação na saída do processo, com duração de $800s$ e amplitude igual a $0,1$;
- iii) no instante $t = 3750s$ o atraso do processo utilizado na simulação passa de $k = 1$ para $k = 2$, enquanto que o estimador de parâmetros continua a utilizar o valor $k = 1$ na montagem do vetor $X(.)$ de medidas - ver (2.69).

Resultados:

A Figura 4.32 ilustra os sinais de referência e de saída do processo, observando-se um comportamento adequado durante o período de convergência inicial do estimador, onde atua o controlador PID discreto com parâmetros de sintonia fixos. Verifica-se também que o sistema satisfaz às especificações desejadas quando o controlador auto-ajustável com estrutura PID entra em operação, mesmo com o processo submetido às condições mencionadas e o controlador utilizando um valor incorreto para o atraso k .

A Figura 4.33 ilustra o sinal de controle correspondente, enquanto que a Figura 4.34 reproduz a evolução dos parâmetros do controlador. Pode-se observar a adaptação do parâmetro v , após a alteração no atraso do processo, para satisfazer à sobre-elevação especificada.

A Figura 4.35 apresenta a evolução do traço da matriz de covariância onde se verificam os instantes em que a matriz de covariância foi reinicializada devido à detecção de não estacionariedade do modelo, e os períodos durante os quais o sinal de excitação foi adicionado ao processo.

A Figura 4.36 mostra o comportamento dos parâmetros estimados, enquanto que a Figura 4.37 ilustra o teste de detecção de não estacionariedade. A detecção e consequentemente a reinicialização da matriz $P(.)$, ocorre nos instantes $t = 2200s$

e $t = 3000s$, devido à perturbação na saída, e no instante $t = 3750s$ devido à variação no atraso de transporte do processo.

Nota-se que há uma detecção no instante $t = 2400s$, quando a variação no sinal de referência excita o processo. Esta detecção ocorreu porque os parâmetros estimados permaneceram polarizados após a reinicialização da matriz $P(.)$ no instante $t = 2200s$, conforme se verifica através da Figura 4.36 onde os parâmetros estimados convergem para valores errados quando a perturbação é adicionada à saída do processo. Entretanto, a matriz $P(.)$ não é reinicializada no instante $t = 2400s$ pois o critério de convergência, discutido na seção 3.3.1, ainda não foi satisfeito após a reinicialização ocorrida em $t = 2200s$ e, consequentemente, a matriz $P(.)$ e o ganho $K(.)$ do estimador ainda apresentam valores suficientemente elevados para a correção dos parâmetros.

Observa-se também na Figura 4.37 que a alteração no atraso k não é detectada quando da sua ocorrência, mas somente depois, no instante $t = 4000s$, quando há uma alteração no sinal de referência que excita o processo.

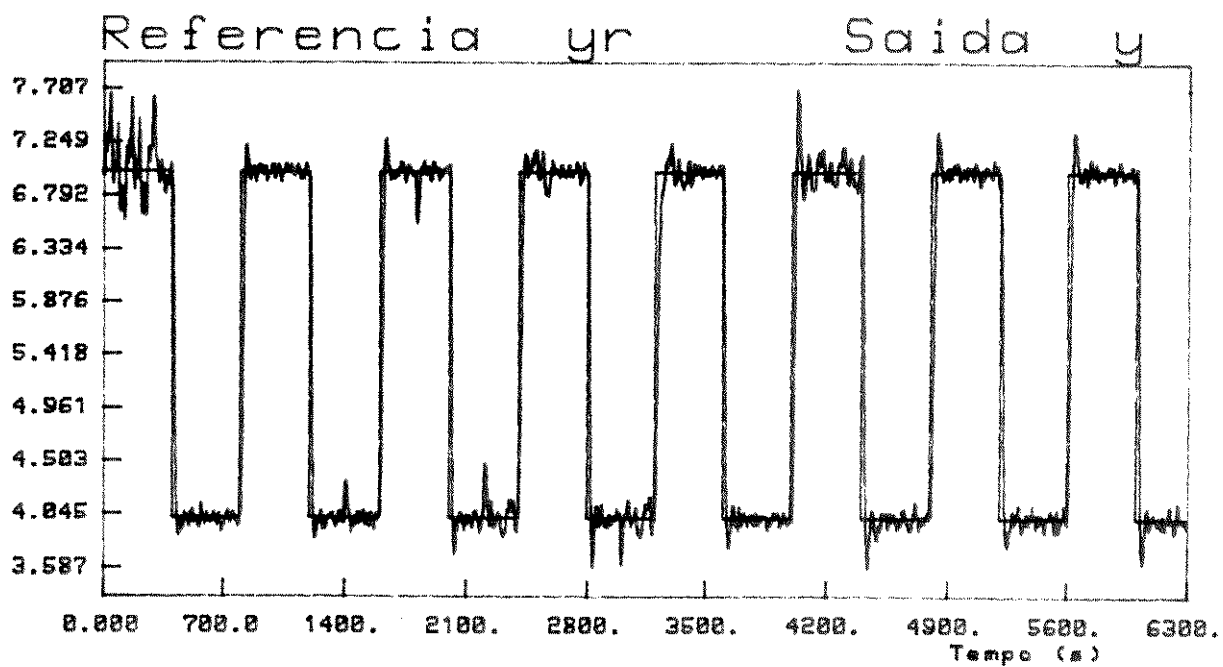


FIGURA 4.32

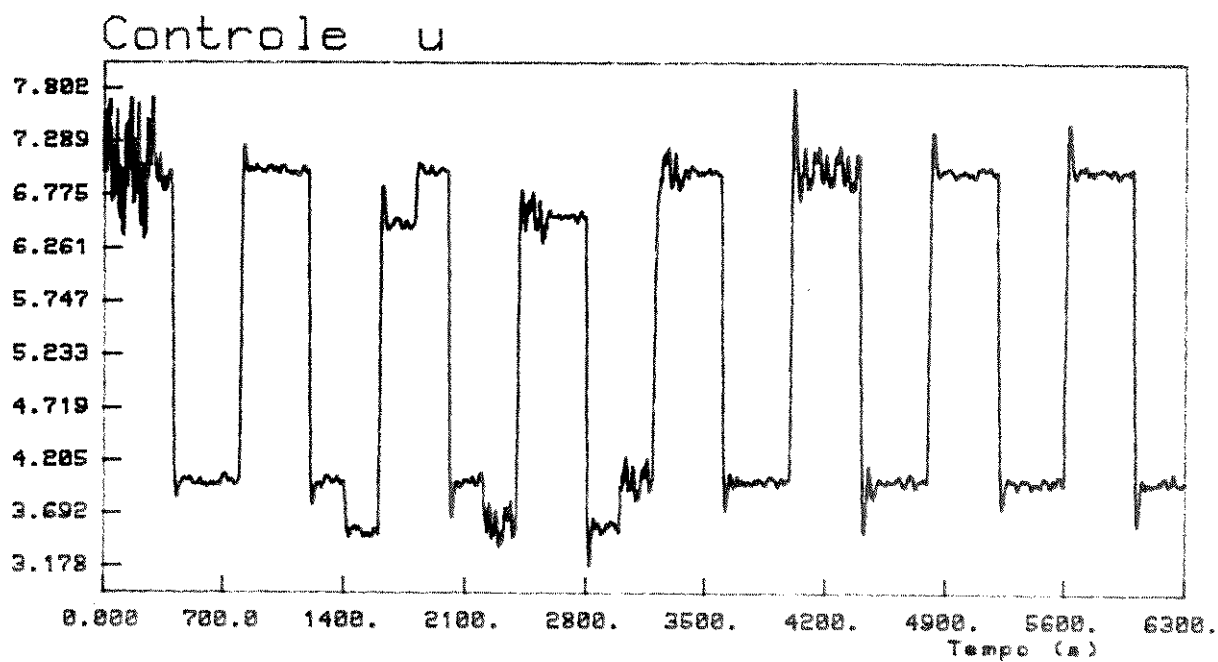


FIGURA 4.33

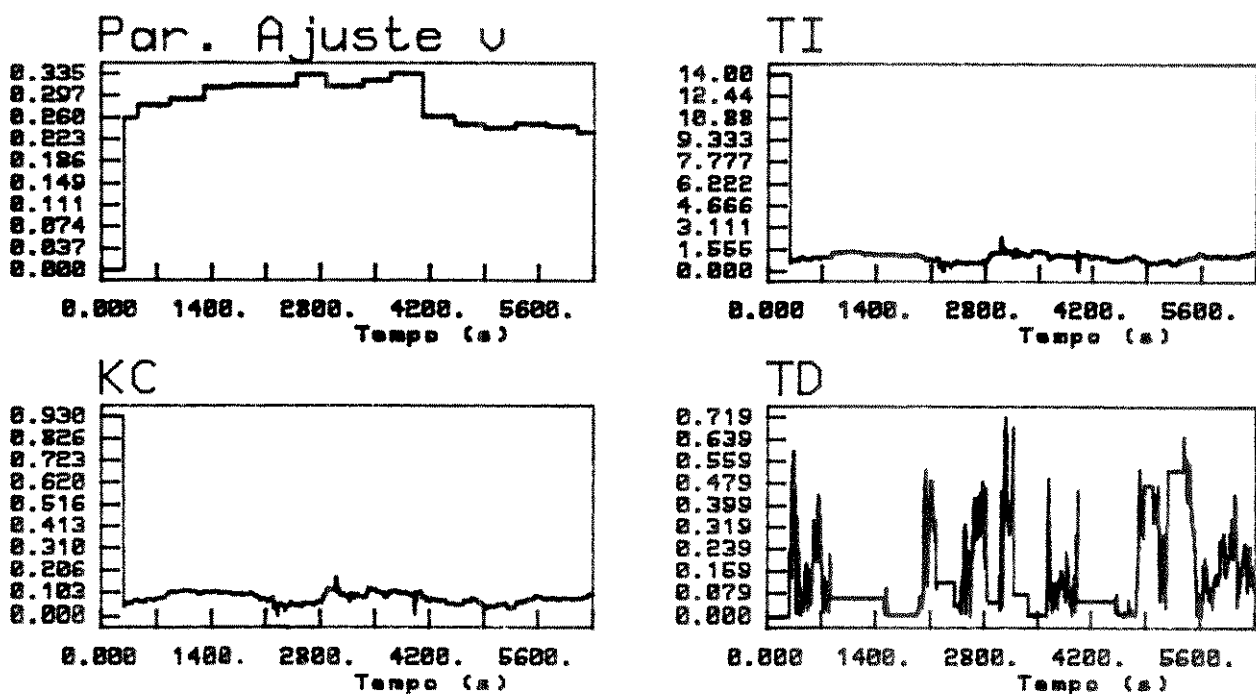


FIGURA 4.34 - Parâmetros do controlador

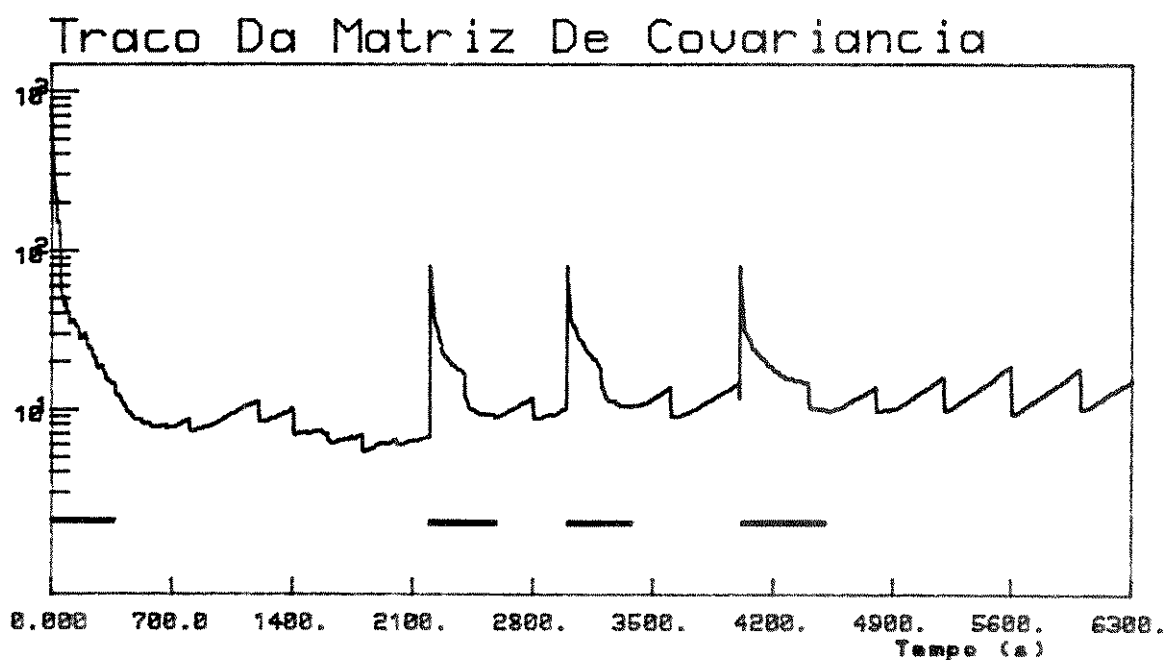


FIGURA 4.35

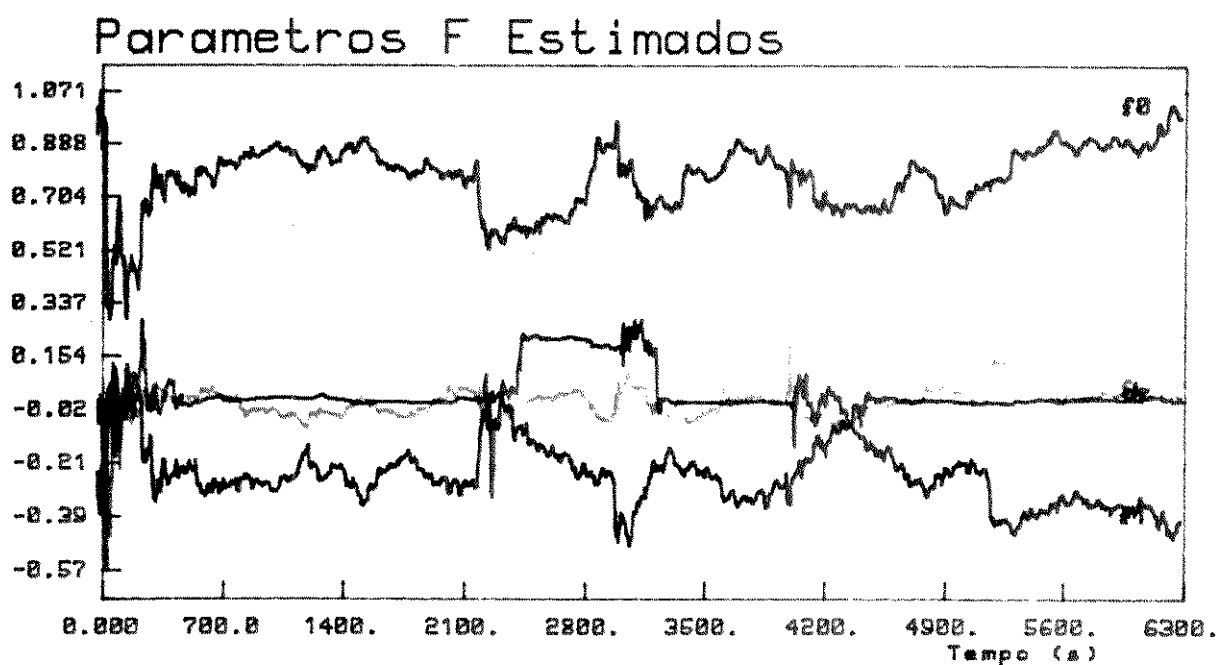


FIGURA 4.36

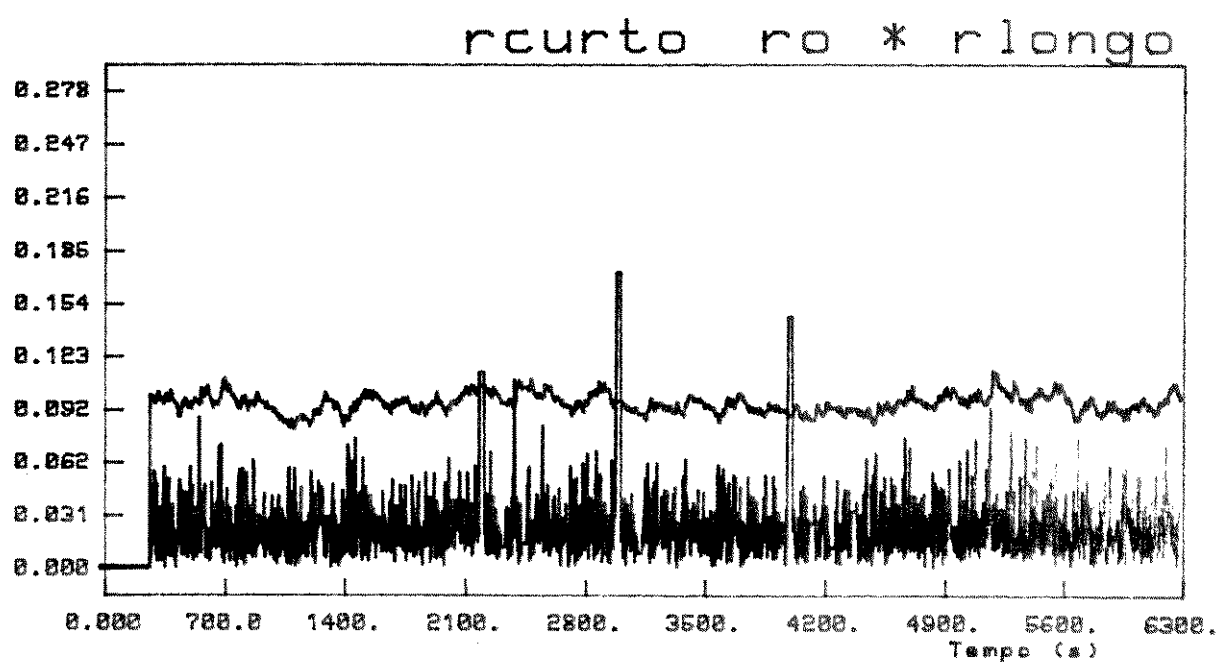


FIGURA 4.37 - Detecção de não estacionariedade

4.3.7. Modelo 4 - Processo Oscilatório Amortecido

Os objetivos deste exemplo são de avaliar o comportamento do controlador auto-ajustável com estrutura PID aplicado a processos de comportamento oscilatório e verificar as influências causadas por perturbações na entrada e na saída do processo.

A pré-sintonia executada para o processo no. 4 resulta nos seguintes dados:

$$T_k = 1,25s$$

$$T_A = 2,25s$$

$$T_c = 4,25s$$

$$T_{st} = 25,75s$$

$$K_P = 1,0$$

Obteve-se para o período de amostragem um valor $T_s = 3s$, ($T_s \text{ MIN} = 1,5s$, $T_s \text{ MAX} = 6,25s$) e os seguintes parâmetros de sintonia para o controlador PID discreto convencional:

$$K_c = 0,9$$

$$T_i = 11,0$$

$$T_d = 0$$

Especificou-se para esta simulação uma sobre-elevação máxima $SE^* = 20\%$. Utilizou-se um fator de esquecimento $\lambda = 0,995$ e uma variância $\sigma_{\xi}^2 = 0,02$ para o ruído $\xi(\cdot)$.

Para analisar o desempenho do controlador quando as condições de operação variam, utiliza-se as seguintes situações:

- i) o sinal de referência assume os valores máximo e mínimo de 7,0 e 4,0 respectivamente, com um período de 1200s;
- ii) no instante $t = 2100s$ ocorre uma perturbação na entrada do processo, com duração de 600s e amplitude igual a 0,3;

iii) no instante $t = 3300s$ ocorre uma perturbação na saída do processo, com duração de $1200s$ e amplitude igual a $0,1$.

Resultados:

A Figura 4.38 ilustra os sinais de referência e de saída do processo. Observa-se um comportamento adequado do controlador PID convencional, indicando que a pré-sintonia discutida na seção 3.4.1 resulta em valores iniciais apropriados para os parâmetros de sintonia K_c , T_i e T_d , mesmo com o processo apresentando um comportamento oscilatório amortecido. Verifica-se também que a atuação do controlador auto-ajustável com estrutura PID satisfaz às especificações desejadas.

A Figura 4.39 ilustra o sinal de controle correspondente, enquanto que a Figura 4.40 mostra a evolução dos parâmetros do controlador.

A Figura 4.41 ilustra o comportamento do traço da matriz $P(.)$. Observa-se os períodos em que o sinal de excitação foi adicionado ao processo e os instantes nos quais a matriz $P(.)$ foi reinicializada devido à detecção de não estacionariedade, ocorrida em função da perturbação na saída do processo.

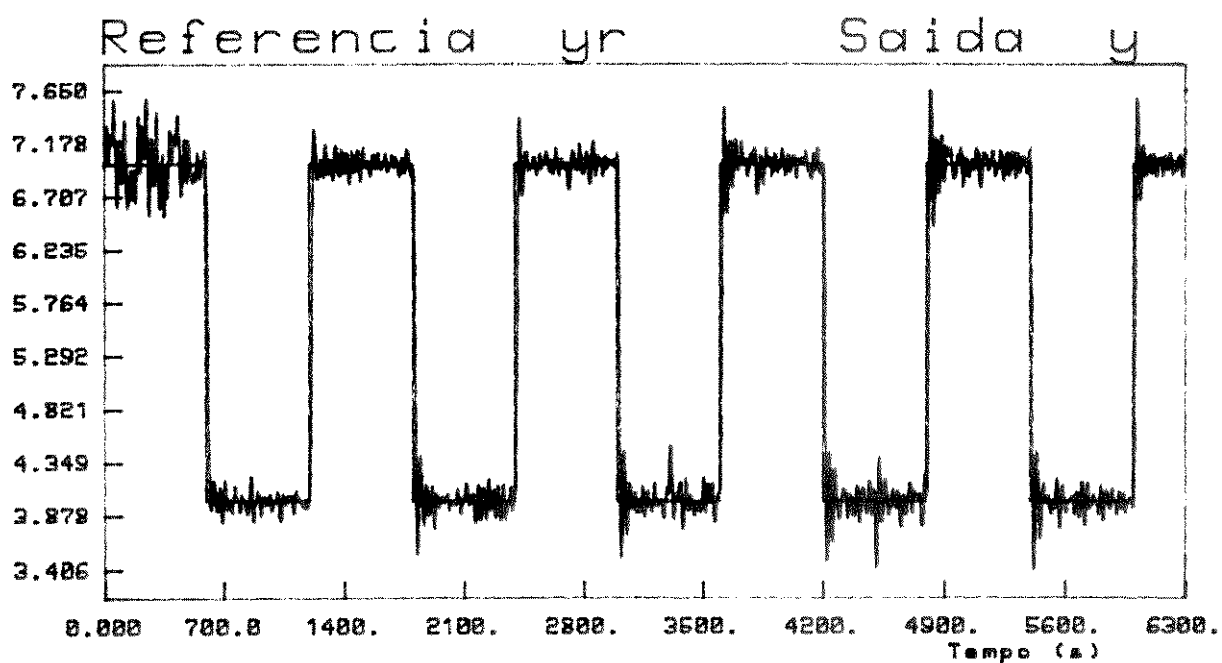


FIGURA 4.38

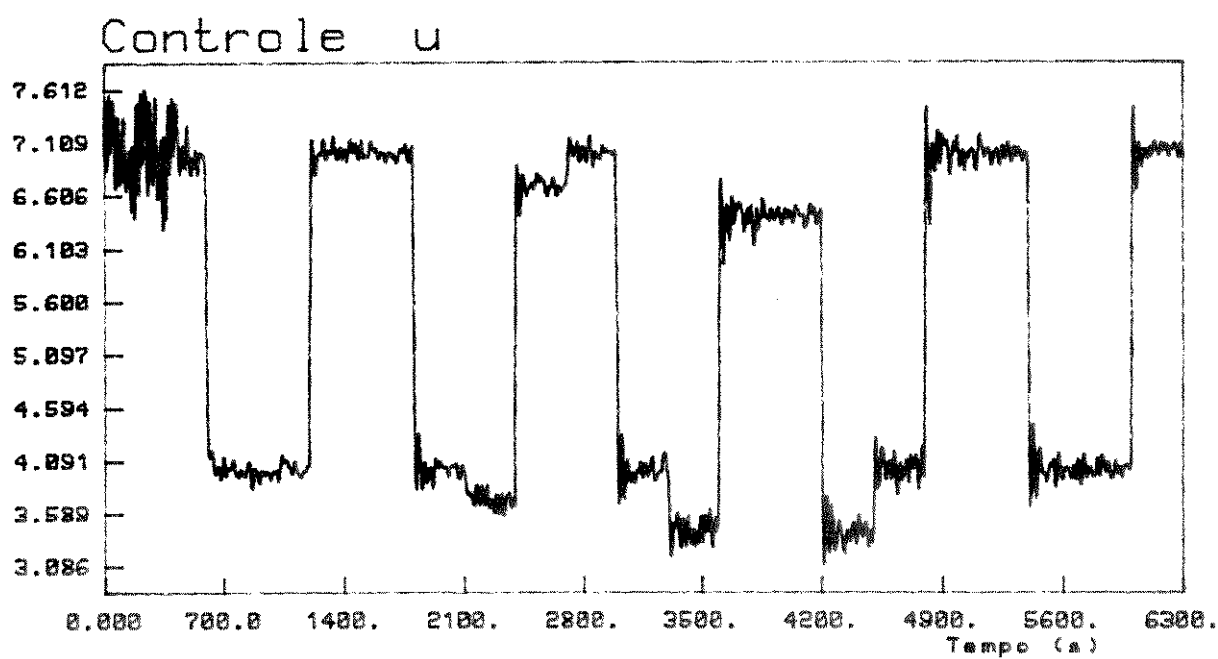


FIGURA 4.39

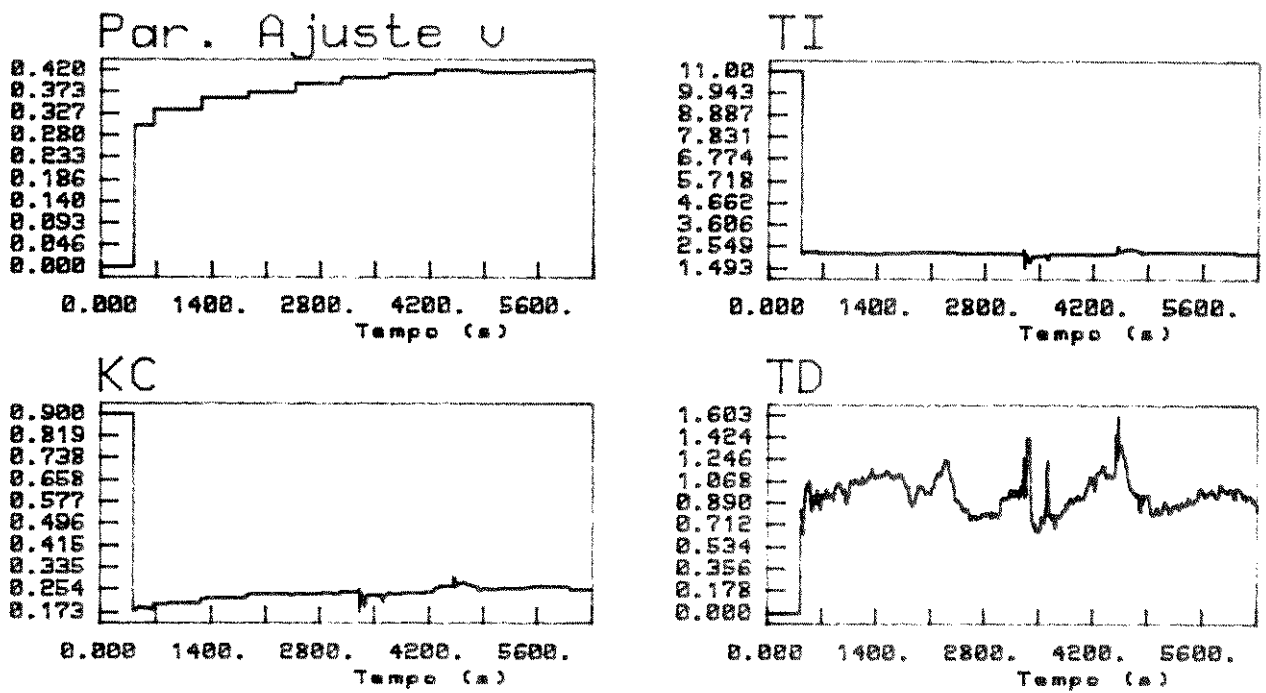


FIGURA 4.40 - Parâmetros do controlador

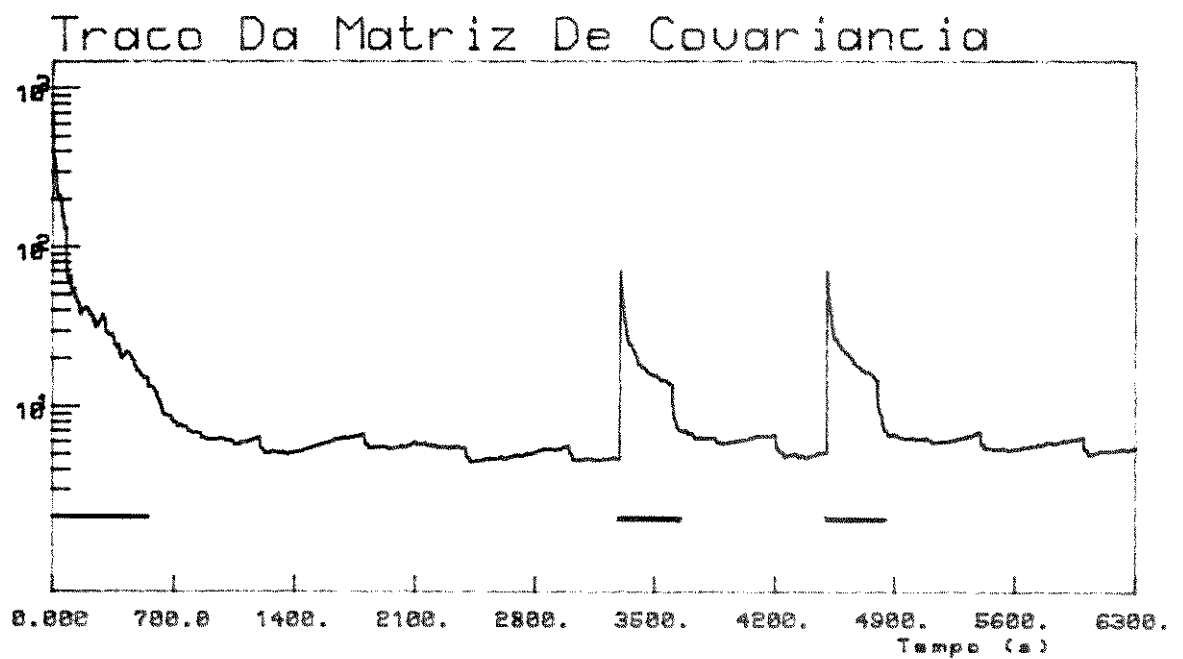


FIGURA 4.41

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

O controlador auto-ajustável com estrutura PID, apresentado neste trabalho, foi obtido restringindo-se a estrutura do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada.

O controlador adaptativo resultante possui a estrutura de um algoritmo PID de velocidade com o sinal de referência utilizado apenas na ação integral, o que evita a saturação do termo integral e variações abruptas nos termos proporcional e derivativo quando ocorrem mudanças no sinal de referência.

Para a estimação dos parâmetros do controlador, utilizou-se o algoritmo recursivo dos mínimos quadrados estendido ponderado com fatorização UD.

Um supervisor foi introduzido para gerenciar e automatizar as tarefas de controle e de estimação de parâmetros.

A supervisão da lei de controle compreende:

- i) Um procedimento de pré-sintonia para a obtenção de dados do processo. Estes dados são utilizados na determinação do período de amostragem e na inicialização dos parâmetros de sintonia do controlador PID discreto convencional, que atua durante o período de convergência inicial do estimador de parâmetros.
- ii) Inicialização automática do parâmetro de ajuste v . Este parâmetro exerce uma influência semelhante ao ganho proporcional e é o único a ser fornecido ao controlador auto-ajustável com estrutura PID.
- iii) Adaptação automática do parâmetro v , utilizando técnicas de reconhecimento de padrão. A adaptação faz com que a sobre-elevação da variável do processo, quando há variação no sinal de referência, satisfaça a um valor especificado pelo usuário.

A supervisão do estimador de parâmetros executa as seguintes tarefas:

- i) Detecção de não estacionariedade do modelo, utilizando uma nova metodologia obtida a partir da análise do valor absoluto do erro previsto. Quando é detectada uma não estacionariedade, reinicializa-se a matriz de covariância do estimador.
- ii) Introdução de um sinal de excitação adicional no processo para controlar o nível de excitação deste.
- iii) Adaptação do fator de esquecimento.

A partir dos resultados das simulações realizadas utilizando processos com diferentes características, conforme descrito na Tabela 4.1, pode-se concluir que:

- i) O Controlador PID discreto convencional, utilizado durante o período de convergência inicial do estimador, apresentou um comportamento adequado com os parâmetros de sintonia determinados através das regras de Takahashi.
- ii) O controlador auto-ajustável com estrutura PID satisfaz ao desempenho especificado quando foi submetido a diferentes condições de operação, tais como variações na dinâmica e no atraso de transporte do processo, perturbações aplicadas na entrada e na saída do processo e variações nas características da perturbação (ruído) presente no sinal de saída do processo.
- iii) A função de transferência $P(.) = P_N(.)/P_D(.)$, apesar de permitir a obtenção de valores distintos para os parâmetros de sintonia em função dos coeficientes especificados para os polinômios $P_N(.)$ e $P_D(.)$, não influencia de forma acentuada no comportamento do sinal de saída do processo para perturbações e mudanças no sinal de referência. Utiliza-se portanto $P(.) = 1$.

- iv) Apesar da lei de controle ter sido deduzida considerando a ocorrência de perturbações correlatas no processo, caracterizando estas perturbações como um modelo ARMA atuando sobre um ruído branco, o controlador auto-ajustável com estrutura PID apresentou um melhor desempenho quando não se identifica o modelo da perturbação. Esta condição ocorre porque a estimação dos coeficientes do modelo da perturbação apresenta problemas de convergência, o que afeta a estimação dos outros parâmetros utilizados pelo controlador.
- v) Apesar do controlador auto-ajustável de variância mínima generalizada poder apresentar problemas de desempenho quando o atraso de transporte do processo é variante no tempo, o controlador auto-ajustável com estrutura PID comporta-se dentro da especificação desejada, mesmo com o atraso utilizado na estimação dos parâmetros não correspondendo ao atraso real do processo controlado.

Em relação a trabalhos futuros pode-se sugerir:

- i) a implementação de outras técnicas para a obtenção de controladores adaptativos com estrutura PID, conforme as que foram mencionadas na seção 1.3;
- ii) a comparação destas técnicas com a que foi proposta neste trabalho;
- iii) o desenvolvimento de algoritmos robustos de estimação, isto é, algoritmos que sejam menos influenciados por perturbações e dinâmicas não modeladas;
- iv) a análise da utilização de outras técnicas de controle adaptativo, como os controladores preditivos que têm apresentado um desempenho adequado no controle de processos complexos [CLARKE, 1984b,c, 1987b,c,d], [YDSTIE, 1984, 1985b];

- v) a utilização de técnicas de inteligência artificial, como os sistemas especialistas, para:
 - a) a determinação da ordem do modelo e do atraso de transporte do processo;
 - b) a determinação da lei de controle mais apropriada (como PID, variância mínima generalizada, preditivo, alocação de polos, etc.);
 - c) a inicialização e monitoração do estimador de parâmetros e da lei de controle.
- vi) a análise teórica da influência de filtros nos valores preditos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [ALLIDINA, 1980] - Allidina, A.Y.: "Hugues, F.M. Generalized Self-Tuning Controller with Pole Assignment". IEE Proc., 127, pt D, 1, pp. 13-18, 1980.
- [ALLIDINA, 1982] - Allidina, A.Y.; Hugues, F.M.: "A Generalized Minimum Variance Self-Tuning Controller Incorporating Pole Assignment Specifications". Proc. IFAC Symposium on Software for Computer Control, Madrid, Spain, 1982.
- [ANDERSON, 1985] - Anderson, B.D.O.: "Adaptive Systems, Lack of Persistency of Excitation and Bursting Phenomena". Automatica, 21, pp. 247, 1985.
- [ARRUDA, 1988] - Arruda, L.V.R.: "Um Supervisor Baseado em Conhecimento para Modelagem de Processos". Tese de Mestrado, FEE/UNICAMP, 1988.
- [ÅSTRÖM, 1973] - Åström, K.J.; Wittenmark, B.: "On Self Tuning Regulators". Automatica, 9, pp. 185-199, 1973.
- [ÅSTRÖM, 1977] - Åström, K.J.; Borisson, U.; Ljung, L.; Wittenmark, B.: "Theory and Applications of Self Tuning Regulators". Automatica, 13, pp. 457-476, 1977.
- [ÅSTRÖM, 1979] - Åström, K.J.: "Simple Self-Tuners I". Report LUTFD2 / (TFRT-7184) / 1-63 / (1979). Lund Institute of Technology, 1979.
- [ÅSTRÖM, 1980a] - Åström, K.J.: "Design Principles for Self-Tuning Regulators". Unbehauen, H. (Ed.). Methods and Applications in Adaptive Control. Lecture Notes in Control and Information Sciences, no. 24, Springer-Verlag, 1980.
- [ÅSTRÖM, 1980b] - Åström, K.J.; Wittenmark, B.: "Self Tuning Controllers Based on Pole-Zero Placement". IEE Proc., 127, pt D, 3, pp. 120-130, 1980.

- [ÅSTRÖM, 1982] - Åström, K.J.: "Ziegler-Nichols Auto-Tuners". Report LUTFD2 / (TFRT-3167) / 1-025 / (1982). Lund Institute of Technology, 1982.
- [ÅSTRÖM, 1983a] - Åström, K.J.: "LOG Self Tuners". Proc. 1st IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, San Francisco, USA, 1983.
- [ÅSTRÖM, 1983b] - Åström, K.J.: "Theory and Applications of Adaptive Control - A Survey". Automatica, 19, 5, pp. 471-486, 1983.
- [ÅSTRÖM, 1983c] - Åström, K.J.: "Implementation of an Auto-Tuner Using Expert Systems Ideas". Report LUTFD2 / (TFRT-7256) / 1-011 / (1983). Lund Institute of Technology, 1983.
- [ÅSTRÖM, 1984a] - Åström, K.J.; Hägglund, T.: "Automatic Tuning of Simple Regulators". Proc. 9th IFAC World Congress on Automatic Control, Budapest, Hungary, 1984.
- [ÅSTRÖM, 1984b] - Åström, K.J.; Hägglund, T.: "Automatic Tuning of Simple Regulators with Specification on Phase and Amplitude Margins". Automatica, 20, 5, pp. 645-651, 1984.
- [ÅSTRÖM, 1985a] - Åström, K.J.: "Auto-Tuning, Adaptation and Expert Control". Proc. American Control Conf., Boston, USA, 1985.
- [ÅSTRÖM, 1985b] - Åström, K.J.; Wittenmark, B.: "The Self-Tuning Regulators Revised". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [ÅSTRÖM, 1986] - Åström, K.J.; Anton, J.J.; Arzem, K.E.: "Expert Control". Automatica, 22, 3, pp. 277-286, 1986.

- [ÅSTRÖM, 1987] - Åström, K.J.: "Adaptive Feedback Control". Proc. IEEE, 75, 2, pp. 185-217, 1987.
- [AUSLANDER, 1978] - Auslander, D.M.; Takahashi, Y.; Tomizuka, M.: "Direct Digital Process Control: Practice and Algorithms for Microprocessor Application". Proc. IEEE, 66, 2, pp. 199-208, 1978.
- [BANYASZ, 1982] - Banyasz, Cs.; Keviczky, L.: "Direct Methods for Self-Tuning PID Regulators". Proc. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Washington DC, USA, 1982.
- [BANYASZ, 1985] - Banyasz, Cs.; Hetthessy, J.; Keviczky, L.: "An Adaptive PID Regulator Dedicated for Microprocessor Based Compact Controllers". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [BAR-SHALOM, 1974] - Bar-Shalom, Y.; Tse, E.: "Dual Effort, Certaint Equivalence and Separation in Stochastic Control". IEEE Trans. Aut. Control, AC-19, pp. 494-500, 1974.
- [BASSEVILLE, 1986] - Basseville, M.; Benveniste, A. (Ed.): "Detection of Abrupt Changes in Signals and Dynamical Systems". Lecture Notes in Control and Information Sciences, no. 77, Springer-Verlag, 1986.
- [BASSEVILLE, 1987] - Basseville, M.; Favier, G.; Smolders, A.: "Detection de Ruptures de Modelles et Applications en Traitement Adaptatif du Signal". Proc. 11eme Colloque GRETSI, Nice, France, 1987.
- [BATISTA, 1985a] - Batista, J.C.: "Controlador Auto-Ajustável". Tese de Mestrado, FEE/UNICAMP, 1985.

- [BATISTA, 1985b] - Batista, J.C.; Latre, L.G.; Amaral, W.C.: "Controlador PID por Posicionamento de Polos". Anais do 2o. CONAI, São Paulo, 1985.
- [BENVENISTE, 1987a] - Benveniste, A.; Basseville, M.; Moustakides, G.V.: "The Asymptotic Local Approach to Change Detection and Model Validation". IEEE Trans. Aut. Control, AC-32, 7, pp. 583-591, 1987.
- [BENVENISTE, 1987b] - Benveniste, A.: "Design of Adaptive Algorithms for the Tracking of Time-Varying Systems". Int. Journal Adaptive Control and Signal Processing, 1, pp. 3-29, 1987.
- [BIERMAN, 1976] - Bierman, C.J.: "Measurement Update Using the UD Factorization". Automatica, 12, pp. 375-382, 1976.
- [BIERMAN, 1977] - Bierman, C.J.: "Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation". Academic Press, 1977.
- [BRISTOL, 1970] - Bristol, E.H.; Inaloglu, G.F.; Steadman, J.F.: "Adaptive Process Control by Pattern Recognition". Instruments and Control Systems, pp. 101-105, March 1970.
- [BRISTOL, 1977] - Bristol, E.H.: "Pattern Recognition: An Alternative to Parameter Identification in Adaptive Control". Automatica, 13, pp. 197-202, 1977.
- [BRISTOL, 1983] - Bristol, E.H.: "The Design of Industrially Useful Adaptive Controllers". ISA Trans., 22, 3, pp. 17-25, 1983.
- [BUENO, 1989a] - Bueno, S.S.; Amaral, W.C.; Gomide, F.A.C.: "Controlador Auto-Ajustável Com Estrutura PID". Anais do 8o. Seminário de Instrumentação do IBP, Rio de Janeiro, 1989.

- [BUENO, 1989b] Bueno, S.S.; Silva, M.A.da; Amaral, W.C.; Gomide, F.A.C.: "Pattern Recognition and Parameter Estimation Approaches for Self Tuning PID Controllers". Preprints 2nd. IFAC Symposium on Low Cost Automation, Milano, Italy, 1989.
- [CAMERON, 1983a] - Cameron, F.; Seborg, D.E.: "A Self-Tuning Controller with a PID Structure". Int. J. Control, 38, 2, pp. 401-417, 1983.
- [CAMERON, 1983b] - Cameron, F.; Seborg, D.E.: "A Self-Tuning Controller with a PID Structure". Proc. IFAC Symp. on Real Time Digital Control Applications, Guadalajara, Mexico, 1983.
- [CARLSON, 1973] - Carlson, N.A.: "Fast Triangular Factorization of the Square Root Filter". AIAA J., 11, 9, pp. 1259-1265, 1973.
- [CARMON, 1986] - Carmon, A.: "Intelligent Knowledge-Based System for Adaptive PID Controller Tuning". Journal A., 27, 3, pp. 133-138, 1986.
- [CHEN, 1987] - Chen, M.J.; Norton, J.P.: "Estimation Technique for Tracking Rapid Parameter Changes". Int. J. Control, 45, 4, pp. 1387-1398, 1987.
- [CHEUNG, 1988] - Cheung, L.S.: "A New Automated Optimal Tuning Strategy for a PID Controller". ISA Trans., 27, 1, pp. 69-75, 1988.
- [CHIEN, 1952] - Chien, K.L.; Hrones, J.A.; Reswick, J.B.: "On the Automatic Control of Generalized Passive Systems". Trans. ASME, 74, pp. 175-185, 1952.

- [CHIU, 1973a,b,c] - Chiu, K.C.; Smith, C.L.: "Digital Control Algorithms, Part 1 - Dahlin Algorithm, Part 2 - Kalman Algorithm, Part 3 - Tuning PI and PID controllers". Instrum. Contr. Syst., 46, 10, pp. 57-59; 46, 11, pp. 55-58; 46, 12, pp. 41-43, 1973.
- [CLARKE, 1975] - Clarke, D.W.; Gawthrop, P.J.: "Self-Tuning Controller". Proc. IEE, 122, 9, pp. 929-934, 1975.
- [CLARKE, 1979a] - Clarke, D.W.; Gawthrop, P.J.: "Self-Tuning Control". Proc. IEE, 126, 6, pp. 633-640, 1979.
- [CLARKE, 1979b] - Clarke, D.W.; Gawthrop, P.J.: "Implementation and Application of Microprocessor Based Self-Tuners". Proc. 5th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Darmstadt, FRG, 1979.
- [CLARKE, 1984a] - Clarke, D.W.: "Self-Tuning Control of Nonminimum-Phase Systems". Automatica, 20, 5, pp. 501-517, 1984.
- [CLARKE, 1984b,c] - Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S.: "Generalized Predictive Control. Part 1: The Basic Algorithm, Part 2: Extensions and Interpretations". Reports OUEL 1555 / 84 , OUEL 1557 / 84, Oxford University, 1984.
- [CLARKE, 1987a] - Clarke, D.W.: "Digital Control Techniques and Applications for Industrial Processes". Proc. International Conf. on Control of Industrial Processes, Milano, Italy, 1987.
- [CLARKE, 1987b,c] - Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S.: "Generalized Predictive Control. Part 1: The Basic Algorithm, Part 2: Extensions and Interpretations". Automatica, 23, 2, pp. 137-148; pp. 149-160, 1987.

- [CLARKE, 1987c] - Clarke, D.W.; Mohtadi, C.: "Properties of Generalized Predictive Control". Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control, Munich, FRG, 1987.
- [CLARY, 1985] - Clary, J.P.; Franklin, G.F.: "A Variable Dimension Self-Tuning Controller". Proc. American Control Conf, Boston, USA, 1985.
- [COHEN, 1953] - Cohen, G.H.; Coon, G.A.: "Theoretical Considerations of Retarded Control". Trans. ASME, 75, pp. 827, 1953.
- [CORRIPIO, 1981] - Corripio, A.B.; Tompkins, P.M.: "Industrial Application of a Self-Tuning Feedback Control Algorithm". ISA Trans., 20, 2, pp. 3-10, 1981.
- [DAHLIN, 1968 a,b] - Dahlin, E.B.; Ziemer, R.L.; Wickstrom, W.A.; Horner, M.G.: "Designing and Tuning Digital Controllers, parts 1 and 2". Instruments & Control Syst., 41, 6, pp. 77-83 ; 41, 7, pp. 87-91, 1968.
- [DAVIES, 1970] - Davies, W.D.T.: "System Identification for Self Adaptive Control". John Wiley and Sons, 1970.
- [DESPHANDE, 1981] - Desphande, P.B.; Ash, R.H.: "Elements of Computer Process Control with Advanced Control Applications". ISA / Prentice Hall, 1981.
- [DUMONT, 1985] - Dumont, G.A.; Zervos, C.; Belanger, P.R.: "Automatic Tuning of Industrial PID Controllers". Proc. American Control Conf., Boston, USA, 1985.
- [EGARDT, 1979] - Egardt, B.: "Stability of Adaptive Controllers". Springer-Verlag, 1979.
- [EVELEIGH, 1967] - Eveleigh, V.W.: "Adaptive Control and Optimization Techniques". McGraw Hill, 1967.

- [EYKHOFF, 1974] - Eykhoff, P.: "System Identification - Parameter and State Estimation". John Wiley, 1974.
- [FAVIER, 1981] - Favier, G.: "Filtrage, Identification et Commande Adaptive des Systemes Lineaires Stochastiques a Temps Discret". These de Docteur, Universite de Nice, 1981.
- [FAVIER, 1987a] - Favier, G.: "Computationally Efficient Adaptive Identification Algorithms". Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Dallas, USA, 1987.
- [FAVIER, 1987b] - Favier, G.: "Algorithmes d' Identification Adaptatifs Numeriquement Efficaces". Proc. 11eme Colloque GRETSI, Nice, France, 1987.
- [FAVIER, 1988] - Favier, G.; Rougerie, C.; Bariani, J.P.; Amaral, W.; Gimeno, L.; Arruda, L.V.R.: "A Comparison of Fault Detection Methods and Adaptive Identification Algorithms". Preprints 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC, 1988.
- [FENWAL, 1988] - "Auto-Tune : The Why and How of Improved Control". FENWAL Inc., 1988.
- [FERTIK, 1975] - Fertik, H.A.: "Tuning Controllers for Noisy Processes". ISA Trans., 14, 4, pp. 292-304, 1975.
- [FONG-CHWEE, 1988] - Fong-Chwee, T.; Sirisena, H.R.: "Self-Tuning PID Controllers for Dead Time Processes". IEEE Trans. on Industrial Electronics, 35, 1, pp. 119-125, 1988.
- [FORTESCUE, 1981] - Fortescue, T.R.; Kershenbaum, L.S.; Ydstie, B.E.: "Self Tuning Regulators with Variable Forgetting Factors". Automatica, 17, pp. 831-835, 1981.
- [FRANKLIN, 1980] - Franklin, G.F.; Powell, J.D.: "Digital Control of Dynamic Systems". Addison-Wesley Publishing Company, 1980.

- [GAUSS, 1809] - Gauss, K.F.: "Theoria Motus Corporum Coelestium". 1809 Davis, C.H. (Trad), Dover Pub., 1963.
- [GAWTHROP, 1977] - Gawthrop, P.J.: "Some Interpretations of the Self-Tuning Controller". Proc. IEE, 124, 10, pp. 889-894, 1977.
- [GAWTHROP, 1980] - Gawthrop, P.J.: "Hybrid Self-Tuning Control". Proc. IEE, 127, pt D, 5, pp. 229-236, 1980.
- [GAWTHROP, 1982] - Gawthrop, P.J.: "Self-Tuning PI and PID Controllers". Proc. IEEE Conf. on Applications of Adaptive and Multivariable Control, Hull, UK, 1982.
- [GAWTHROP, 1986] - Gawthrop, P.J.: "Self-Tuning PID Controllers: Algorithms and Implementation". IEEE Trans. Aut. Control, AC-31, 3, pp. 201-209, 1986.
- [GIRI, 1988] - Giri, F.; M' Saad, M.; Dugard, L.; Dion, J.M. "Robust Pole Placement Indirect Adaptive Control". International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2, pp. 33-47, 1988.
- [GOMIDE, 1988] - Gomide, F.; Amaral, W.C.; Arruda, V.R.; Favier, G.; S.Barbara, A.; Fontanine, W.: "Expert System Identification: The Supervisory Approach". Preprints 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC, 1988.
- [GOODWIN, 1977] - Goodwin, G.C.; Payne, R.L.: "Dynamic System Identification, Experiment Design and Data Analysis". Academic Press, 1977.
- [GOODWIN, 1983a] - Goodwin, G.C.; Teoh, E.K.: "Adaptive Control of a Class of Linear Time Varying Systems". Proc. 1st IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, San Francisco, USA, 1983.

- [GOODWIN, 1983b] - Goodwin, G.C.; Elliot, H.; Teoh, E.K.: "Deterministic Convergence of a Self-Tuning Regulator with Covariance Resetting". Proc. IEE, 130, pt D, pp. 6-8, 1983.
- [GOODWIN, 1984a] - Goodwin, G.C.; Hill, D.J.; Palaniswami, M.: "A Perspective on Convergence of Adaptive Control Algorithms". Automatica, 20, 5, pp. 519-531, 1984.
- [GOODWIN, 1984b] - Goodwin, G.C.; Sin, K.S.: "Adaptive Filtering, Prediction and Control". Prentice Hall, 1984.
- [GOODWIN, 1985] - Goodwin, G.C.; Teoh, E.K.: "Persistency of Excitation in the Presence of Possibly Unbounded Signals". IEEE Trans. Automatic Control, AC-30, pp. 595-597, 1985.
- [HAGGLUND, 1984] - Hägglund, T.: "Adaptive Control of Systems Subject to Large Parameter Changes". Proc. 9th IFAC World Congress on Automatic Control, Budapest, Hungary, 1984.
- [HAGGLUND, 1985] - Hägglund, T.: "Recursive Estimation of Slowly Time-Varying Parameters". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [HARRIS, 1980] - Harris, S.L.; Mellichamp, D.A.: "On Line Identification of Process Dynamics: Use of Multi-Frequency Binary Sequences". Ind. Eng. Chem., Process Des. Dev., 19, pp. 166-174, 1980.
- [HAWK, 1983] - Hawk Jr., W.M.: "A Self-Tuning, Self-Contained PID Controller". Proc. American Control Conf., San Francisco, USA, 1983.

- [HENDERSON, 1986] - Henderson, I.A.; Ibraim, A.A.; Mc Ghee, J.; Sankowski, D.: "Assembler Generated Binary Test Signals for Process Identification". Proc. IFAC Symposium on Microcomputer Application in Process Control, Istambul, Turkey, 1986.
- [HETTHESSY, 1983] - Hetthessy, J.; Keviczky, L.; Banyasz, Cs.: "On a Class of Adaptive PID Regulators". Proc. 1st IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, San Francisco, USA, 1983.
- [HIGHAM, 1986] - Higham, E.H.: "A Different Approach for Self-Tuning in Process Controllers - The Case of Introducing an Expert System". Measurement and Control, 19, pp. 253-257, Nov. 1986.
- [HILL, 1986] - Hill, D.J.; Middleton, R.H.; Goodwin, G.C.: "A Class of Robust Adaptive Control Algorithms". Proc. 2nd IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, Lund, Sweeden, 1986.
- [HIND, 1981] - Hind, E.C.: "Manual Tuning of Controllers Using Set Point Changes". Trans. Inst. M. C., 3, 3, pp. 146-154, 1981.
- [HIRAM, 1985] - Hiram, Y.; Kershenbaum, L.: "Overcoming Difficulties in the Application of Self-Tuning Controllers". Proc. American Control Conf., Boston, USA, 1985.
- [HOOPES, 1983] - Hoopes, H.S.; Hawk Jr, W.M.; Lewis, R.C.: "A Self-Tuning Controller". ISA Trans., 22, 3, pp. 49-58, 1983.
- [HUGUES, 1982] - Hugues, F.M.; Allidina, A.Y.: "Self-Tuning Controller Design Incorporating Frequency Response Criteria". Proc. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Washington DC, USA, 1982.

- [IRVING, 1979] - Irving, E.: "Improving Power Network Stability and Unit Stress with Adaptive Generator Control". Automatica, 15, pp. 31, 1979.
- [ISAKSSOM, 1987] - Isaksson, A.: "Identification of Time Varying Systems Through Adaptive Kalman Filtering". Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control, Munich, FRG, 1987.
- [ISERMAN, 1981] - Iserman, R.: "Digital Control Systems". Springer-Verlag, 1981.
- [ISERMAN, 1982] - Iserman, R.: "Parameter Adaptive Control Algorithms - A Tutorial". Automatica, 18, 5, pp. 513-528, 1982.
- [ISERMAN, 1984] - Iserman, R.: "Process Fault Detection Based on Modelling and Estimation Methods - A Survey". Automatica, 20, 4, pp. 387-404, 1984.
- [ISERMAN, 1985a] - Iserman, R.: "Parameter Adaptive Control Systems - A Review on Methods and Applications". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [ISERMAN, 1985b] - Iserman, R.; Lachman, K.H.: "Parameter Adaptive Control with Configuration Aids and Supervision Functions". Automatica, 21, 6, pp. 625-638, 1985.
- [JONES, 1987a] - Jones, A.H.; Porter, B.: "Expert Systems for Tuning PID Controllers". Proc. IEE Conf. on The Use of Expert Systems in Control Engineering, 1987.
- [JONES, 1987b] - Jones, A.H.; Porter, B.: "Design of Adaptive Digital Set-Point Tracking PID Controllers Incorporating Recursive Step-Response Matrix Identifiers for Multivariable Plants". IEEE Trans. Aut. Control, AC-32, 5, pp. 456-462, 1987.

- [KALMAN, 1958] - Kalman, R.E.: "Design of a Self-Optimizing Control System". Trans. ASME, 80, pp. 468-478, 1958.
- [KANJILAL, 1987] - Kanjilal, P.P.; Clarke, D.W.: "Prediction of Stochastic Processes Using Self-Tuning Principles". Int. J. Systems Sci., 18, 2, pp. 371-388, 1987.
- [KAYA, 1984] - Kaya, A.; Scheib, T.J.: "A Self-Tuning Method for Smith Predictor and PID Controllers". Proc. ISA Conf., 1984.
- [KAYA, 1988] - Kaya, A.; Scheib, T.J.: "Tuning of PID Controllers of Different Structures". Control Engineering, pp. 62-71, July 1988.
- [KEVICZKY, 1985] - Keviczky, L.; Vajk, I.; Hetthessy, J.: "INTELLICON: An Industrial Multiloop Adaptive Regulator". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [KEVICZKY, 1988] - Keviczky, L.; Banyasz, Cs.: "A Completely Adaptive PID Regulator". Preprints 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC, 1988.
- [KEVIN, 1988] - Kevin, L.A.; Blankenship, G.L.; Lebow, L.G.: "A Rule-Based Adaptive PID Controller". Proc. 27th. IEEE Conf. on Decision and Control, Austin, USA, 1988.
- [KIM, 1987a] - Kim, J.H.; Choi, K.K.: "Self-Tuning Discrete PID Controller". IEEE Trans. on Industrial Electronics, IE-34, 2, pp. 298-300, 1987.
- [KIM, 1987b] - Kim, J.H.; Choi, K.K.: "Design of Direct Pole Placement PID Self-Tuners". IEEE Trans. on Industrial Electronics, IE-34, 3, pp. 351-356, 1987.
- [KINNEY, 1983] - Kinney, T.B.: "Tuning Process Controllers". Chemical Engineering, sept. 19, pp. 67-72, 1983.

- [KLAN, 1986] - Klan, P.; Marsic, J.; Drozen, J.: "Adaptive PID Controllers on a Single-Chip Microcomputer". Proc. 1st IFAC Symposium on Low Cost Automation, Valencia, Spain, 1986.
- [KOFAHL, 1985] - Kofahl, R.; Iserman, R.: "A Simple Method for Automatic Tuning of PID-Controllers Based on Process Parameter Estimation". Proc. American Control Conf., Boston, USA, 1985.
- [KRAUS, 1984] - Kraus, T.W.; Myron, T.J.: "Self Tunig PID Controller Uses Pattern Recognition Approach". Control Engineering, June, pp. 106-111, 1984.
- [KREISSELMEIER, 1986] - Kreisselmeier, G.; Anderson, B.D.O.: "Robust Model Reference Adaptive Control". IEEE Trans. Automatic Control, AC-31, pp. 127-133, 1986.
- [KULHAVY, 1984] - Kulhavy, R.; Karny, M.: "Tracking of Slowly Varying Parameters by Directional Forgetting". Proc. 9th IFAC World Congress on Automatic Control, Budapest, Hungary, 1984.
- [KULHAVY, 1985] - Kulhavy, R.: "Restricted Exponetial Forgetting in Real Time Identification". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [KULHAVY, 1987] - Kulhavy, R.: "Restricted Exponential Forgetting in Real Time Identification". Automatica, 23, 5, pp. 589-600, 1987.
- [LAMMERS, 1982] - Lammers, H.C.; Verbruggen, H.B.: "Simple Self-Tuning Control". Proc. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Washington, USA, 1982.

- [LAMMERS, 1985] - Lammers, H.C.; Verbruggen, H.B.: "Simple Self Tuning Control of Processes with a Slowly Varying Time Delay". IEE Control Conf, Cambridge, UK, 1985.
- [LJUNG, 1971] - Ljung, L.: "Characterization of the Concept of Persistently Exciting in the Frequency Domain". Report 7119, Lund Institute of Technology, 1971.
- [LJUNG, 1983] - Ljung, L.; Soderstrom, T.: "Theory and Practice of Recursive Identification". MIT Press, 1983.
- [LJUNG, 1987] - Ljung, L.: "System Identification - Theory for the User". Prentice Hall Inc, 1987.
- [LJUNG, 1988] - Ljung, L.: "Adaptation and Tracking in System Identification". Preprints 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC, 1988.
- [LOPEZ, 1967] - Lopez, A.M.; Miller, J.A.; Murril, P.W.; Smith, C.L.: "Controller Tuning Relationships Based on Integral Criteria". Instrumentation Technology, 14, 12, p 57, 1967.
- [LOPEZ, 1969] - Lopez, A.M.; Murril, P.W.; Smith, C.L.: "Tuning PI and PID Digital Controllers". Instruments & Control Syst., 42, 2, pp. 89-95, 1969.
- [MC CLUSKEY, 1987] - Mc Cluskey, E.G.; Thompson, S.: "A Self-Tuning PID Controller Incorporating Expert Systems Ideas". Proc. IEE Conf. on The Use of Expert Systems in Control Engineering, 1987.
- [MC GREGOR, 1975] - Mc Gregor, J.F.; Wright, J.D.; Hong, H.M.: "Optimal Tuning of Digital PID Controllers Using Dynamic-Stochastic Models". Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., 14, 4, pp. 398-402, 1975.

- [MC MILLAN, 1983] - Mc Millan, G.K.: "Tuning and Control Loop Performance". ISA, 1983.
- [MENDES, 1984] - Mendes, R.S.: "Controlador Auto-Ajustável por Alocação de Polos e Minimização de uma Variância Generalizada". Tese de Mestrado, FEE/UNICAMP, 1984.
- [MENDES, 1987] - Mendes, R.S.; Amaral, W.C.; Latre, L.G.: "Frequency Criteria Specification for Generalized Minimum Variance Control". Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control, Munich, FRG, 1987.
- [MENDES, 1988] - Mendes, R.S.; Amaral, W.C.; Latre, L.G.: "Determination of Weighting Polinomials in Generalized Minimum Variance Controllers". IEE Proc., 135, pt D, 1, pp. 21-27, 1988.
- [MIDDLETON, 1988] - Middleton, R.H.; Goodwin, G.C.; Hill, D.J.; Mayne, D.Q.: "Design Issues in Adaptive Control". IEEE Trans. Aut. Control, AC-33, 1, pp. 50-58, 1988.
- [MILLER, 1967] - Miller, J.A.; Lopez, A.M.; Murril, P.W.; Smith, C.L.: "A Comparison of Open-Loop Techniques for Tuning Controllers". Control Eng., 14, 12, p 72, 1967.
- [MOORE, 1987] - Moore, J.B.; Casalino, G.: "On Robustness to Noise of Least Squares Based Adaptive Control". Automatica, 23, 2, pp. 203-208, 1987.
- [MORILLA, 1986] - Morilla, F.; Dormido S.; Guillen, J.M.; de la Cruz, J.M.; Aranda, J.: "A New Method of Self-Tuning Digital PID Controllers". Proc. 1st IFAC Symposium on Low Cost Automation, Valencia, Spain, 1986.
- [MORRIS, 1987] - Morris, H.M.: "How Adaptive Are Adaptive Process Controllers". Control Engineering, march, pp. 96-100, 1987.

- [M' SAAD, 1986] - M' Saad, M.; Duque, M.; Landau, I.D.: "On the Applicability of Adaptive Control". Proc. 2nd IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, Lund, Sweden, 1986.
- [M' SAAD, 1987] - M' Saad, M.; Sanchez, S.; Duque, M.: "Partial State Model Reference Adaptive Control of Multivariable Plants". Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control, Munich, FRG, 1987.
- [NA, 1987] - Na, J.R.; Bien, Z.: "An Approach for Designing Self-Tuning PID Controllers". Proc. TECON 87, Seul, South Korea, 1987.
- [NISHIKAWA, 1981] - Nishikawa, Y.; Sannomiya, N.; Ohta, T.; Tanaka, H.; Tanaka, K.: "A Method for Auto-Tuning of PID-Control Parameters". Proc. 8th IFAC World Congress, Kyoto, Japan, 1981.
- [NISHIKAWA, 1984] - Nishikawa, Y.; Sannomiya, N.; Ohta, T.; Tanaka, H.: "A Method for Auto-Tuning of PID Control Parameters". Automatica, 20, 3, pp. 321-332, 1984.
- [OHTA, 1979] - Ohta, T.; Sannomiya, N.; Nishikawa, Y.; Tanaka, H.; Tanaka, K.: "A New Optimization Method of PID Control Parameters for Automatic Tuning by Process Computer". Preprints IFAC Symp. on CAD of Control Systems, Zurich, Switzerland, 1979.
- [ORTEGA, 1982] - Ortega, R.: "On PID Self-Tuners". 3rd IFAC/IFIPS Symp. on Software for Computer Control, Madrid, Spain, 1982.
- [ORTEGA, 1984] - Ortega, R.: "PID Self-Tuners: Some Theoretical and Pratical Aspects". IEEE Trans. Industrial Electronics, 31, 4, pp. 332-338, 1984.

- [PERDIKARIS, 1985] - Perdikaris, G.A.: "Computer Wordlength and Sampling Frequency Selection in Digital Control Systems". Tzafestas, S.G. (Ed.), Applied Digital Control, North-Holland, 1985.
- [PETERKA, 1970] - Peterka, V.: "Adaptive Digital Regulation of Noisy Systems". Proc. 2nd IFAC Symp. on Identification and Process Parameter Estimation, Prague, Czechoslovakia, 1970.
- [PORTER, 1987] - Porter, B.; Jones, A.H.; Mc Keown, C.B.: "Real Time Expert Tuners for PI Controllers". IEE Proc., 134, pt D, 4, pp. 260-263, 1987.
- [POTTER, 1963] - Potter, J.E.: "New Statistical Formulas". Instrumentation Laboratory, Massachussets Institute of Technology - Space Guidance Memo 40, Cambridge, USA, 1963.
- [PROUDFOOT, 1983] - Proudfoot, C.G.; Gawthrop, P.J.; Jacobs, O.L.R.: "Self-Tuning PI Control of a pH Neutralisation Process". IEE Proc., 130, pt D, 5, pp. 267-272, 1983.
- [RADKE, 1984] - Radke, F.; Iserman, R.: "A Parameter-Adaptive PID-Controller with Stepwise Parameter Optimization". Proc. 9th IFAC World Congress on Automatic Control, Budapest, Hungary, 1984.
- [RSDKE, 1987] - Radke, F.; Iserman, R.: "A Parameter-Adaptive PID-Controller with Stepwise". Parameter Optimization. Automatica, 23, 4, pp. 449-457, 1987.
- [RADKE, 1988] - Radke, F.: "Microprocessor-Based Adaptive PID-Controllers". ISA Transactions, 27, 2, pp. 43-50, 1988.
- [REDFORD, 1985] - Redford, S.J.: "Development of an Expert System for Configuring Self-Tuning Controllers". M.S. Thesis, UMIST, 1985.

- [RISTIC, 1983] - Ristic., M.; Warwick, K.; Westcott, J.H.: "Practical Implementation of a Self-Tuning Controller: Based on a Pole Placement Algorithm with Variable Forgetting Factor". Proc. MELECON, Athens, Grece, 1983.
- [ROHRS, 1984] - Rohrs, C.E.; Athans, M.; Valavani, L.; Stein, G.: "Some Design Guidelines for Discrete-Time Adaptive Controllers". Automatica, 20, 5, pp. 653-660, 1984.
- [SAMAAN, 1985] - Samaan, M.: "Station de Travail et Systemes Experts en Supervision". Rapport de DEA d'Automatique, INPG/LAG, 1985.
- [SANOFF, 1982] - Sanoff, S.P.; Wellstead, P.E.: "Extended Self-Tuning - Practical Aspects". Proc. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Washington, USA, 1982.
- [SANOFF, 1985] - Sanoff, S.P.; Wellstead, P.E.: "Expert Identification and Control". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.
- [SANZ, 1985] - Sanz, R.; Aguilar Martin, J.: "Commande Adaptative avec un Niveau de Supervision - Introduction d' un Niveau Expert". Rapport LAAS no. 85337, 1985.
- [SEBORG, 1986] - Seborg, D.E.; Edgar, T.F.; Shah, S.L.: "Adaptive Control Strategies for Process Control: A Survey". AIChE J., 32, 6, pp. 881-913, 1986.
- [SHINSKEY, 1979] - Shinskey, F.G.: "Process Control Systems". McGraw Hill, 2nd Edition, 1979.
- [SILVA, 1985] - Silva, M.A. da: "Aspectos Teoricos e Práticos sobre Controladores Industriais do Tipo PID Digitais e o Protótipo CADPID". Relatório DTIA RT-PDC-03-001/00, CTI-IA, 1985.

- [SILVA ,1988a] - Silva, M.A. da; Gomide, F.A.C.; Amaral, W.C.:
"Um Sistema Baseado em Conhecimento para a Sintonização de Controladores Industriais do Tipo PID". Anais 7o. Congresso Brasileiro de Automática, São José dos Campos, 1988.
- [SILVA, 1988b] - Silva, M.A.da; Gomide, F.A.C.; Amaral, W.C.: "A Rule Based Procedure for Self Tuning PID Controllers". Proc. 27th. IEEE Conf. on Decision and Control, Austin, USA, 1988.
- [SMITH, 1959] - Smith, O.J.M.: "A Controller to Overcome Dead-Time". ISA Journal, 6, 2, pp. 28-33, 1959.
- [SODERSTROM, 1978] - Soderstrom, T.; Ljung, L.; Gustavsson, I.: "A Theoretical Analysis of Recursive Identification Methods". Automatica, 14, 3, pp. 231-244, 1978.
- [SONG, 1983] - Song, H.K.; Shah, S.L.; Fisher, D.G.: "A Self-Tuning Feedback Controller". Proc. American Control Conf., San Francisco, USA, 1983.
- [SONG, 1984] - Song, H.K.; Fisher, D.G.; Shah, S.L.: "Experimental Evaluation of a Robust Self-Tuning PID Controller". Canadian Journal of Chemical Engineering, 62, pp. 755-763, 1984.
- [SORENSEN, 1970] - Sorenson, H.W.: "Least Squares Estimation: from Gauss to Kalman". IEEE Spectrum, 1970.
- [TAKAHASHI, 1971] - Takahashi, Y.; Chan, C.S.; Auslander, D.M.: "Parametereinstellung bei Linearen DDC-Algorithmen". Process-Datenverarbeitung, 19, 6, pp. 237-244, 1971.
- [TAYLOR, 1986] - Taylor, R.A.: "Autotuning of Fixed Regulators Using Adaptive Control Techniques". Proc. IFAC Symp. on Instrumentation and Automation in the Paper, Rubber, Plastics and Polimerization Industries, Ohio, USA, 1986.

- [THORNTON, 1980] - Thornton, C.L.; Bierman, G.J.: "UDU' Covariance Factorization for Kalman Filtering". Leondes, C.T. (Ed.). Control and Dynamic Systems, vol. 16, Academic Press, 1980.
- [TJOKRO, 1985] - Tjokro, S.; Shah, S.L.: "Adaptive PID Control". Proc. American Control Conf., Boston, USA, 1985.
- [TUFFS, 1985a] - Tuffs, P.S.: "Self-Tuning Control: Algorithms and Applications". D. Phil. Thesis, Oxford University, 1985.
- [TUFFS, 1985b] - Tuffs, P.S.; Clarke, D.W.: "Self-Tuning Control of Offset: A Unified Approach". Proc. IEE, 132, pt D, 3, pp. 100-110, 1985.
- [TZAFESTAS, 1985] - Tzafestas, S.G.: "Digital PID Self-Tuning Control". Tzafestas, S.G. (Ed.). Applied Digital Control, North Holland, 1985.
- [UNBEHAUEN, 1986] - Unbehauen, H.D.: "Adaptive Systems for Process Control". Proc. IFAC Workshop on Automatic Control in Petroleum, Petrochemical and Desalination Industries, Kuwait, 1986.
- [VALDETARO, 1988] - Valdetaro, E.D.; Silva, V.S.da; Hsu, L.: "Controladores PID Adaptativos - Parte II: Desenvolvimento e Avaliação de um Controlador Baseado em Reconhecimento de Forma". Anais 7o. Congresso Brasileiro de Automática, São José dos Campos, 1988.
- [VOGUEL, 1982] - Voguel, E.F.: "Adaptive Control of Chemical Processes with Variable Dead Time". Ph.D. Thesis, University of Texas at Austin, 1982.
- [WELLSTEAD, 1979a] - Wellstead, P.E.; Edmunds, J.M.; Prager, D.; Zanker, P.: "Self-Tuning Pole / Zero Assignment Regulator". Int. J. Control, 30, 1, pp. 1-26, 1979.

- [WELLSTEAD, 1979b] - Wellstead, P.E.; Prager, D.; Zanker, P.: "Pole Assignment Self-Tuning Regulator". Proc. IEE, 126, 8, pp. 781-787, 1979.
- [WELLSTEAD, 1981] - Wellstead, P.E.; Sanoff, S.P.: "Extended Self-Tuning Algorithm". Int. J. Control, 34, 3, pp. 433-445, 1981.
- [WELLSTEAD, 1982] - Wellstead, P.E.; Zanker, P.: "Techniques of Self Tuning". Optimal Control Appl. Methods, 3, pp. 305-322, 1982.
- [WITTENMARK, 1974] - Wittenmark, B.: "Stochastic Adaptive Control Methods: A Survey". Int. J. Control, 21, pp. 705-730, 1975.
- [WITTENMARK, 1979] - Wittenmark, B.: "Self-Tuning PID Controllers Based on Pole Placement". Report LUTFD2 / (TFRT-7179) / 1-037 / (1979). Lund Institute of Technology, 1979.
- [WITTENMARK, 1984] - Wittenmark, B.; Astrom, K.J.: "Practical Issues in the Implementation of the Self-Tuning Control". Automatica, 20, 5, pp. 595-605, 1984.
- [YDSTIE, 1982] - Ydstie, B.E.; Sargent, W.H.: "Deterministic Convergence of an Adaptive Regulator with Variable Forgetting Factor". Proc. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Washington, USA, 1982.
- [YDSTIE, 1984] - Ydstie, B.E.: "Extended Horizon Adaptive Control". Proc. 9th IFAC World Congress on Automatic Control, Budapest, Hungary, 1984.
- [YDSTIE, 1985a] - Ydstie, B.E.: "Adaptive Control and Estimation with Forgetting Factors". Proc. 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, York, UK, 1985.

- [YDSTIE, 1985b] - Ydstie, B.E.; Kershenbaum, L.S.; Sargent, W.H.: "Theory and Application of an Extended Horizon Self-Tuning Controller". AIChE J., 31, 11, pp. 1771-1780, 1985.
- [YOUNG, 1984] - Young, P.C.: "Recursive Estimation and Time-Series Analysis. An Introduction". Springer-Verlag, 1984.
- [YUWANA, 1982] - Yuwana, M.; Seborg, D.E.: "A New Method for On-Line Controller Tuning". AIChE J., 28, 3, pp. 434-439, 1982.
- [ZIEGLER, 1942] - Ziegler, J.G.; Nichols, N.B.: "Optimum Settings for Automatic Controllers". Tras. ASME, 64, p 759, 1942.
- [ZHU-ZHI, 1985] - Zhu-Zhi, Y.: "On PID Self-Tuning Regulators and its Practical Applications". Preprints 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC, 1985.