

---

# AMBIENTE INTEGRADO PARA CONTROLE ADAPTATIVO DE PROCESSOS INDUSTRIAIS

ELDER M. HEMERLY  
Instituto Tecnológico de Aeronáutica  
CTA - ITA - IEEE  
12225 - São José dos Campos - SP

---

**Resumo** - Aspectos práticos da aplicação de controle adaptativo a processos industriais são discutidos neste trabalho. Um ambiente integrado para controle em tempo real é proposto, possibilitando que o projetista escolha a estratégia adaptativa e os respectivos parâmetros de projeto mais convenientes para uma dada aplicação. Adicionalmente, propõe-se um procedimento para se controlar processos com atrasos de transporte desconhecidos ou variantes no tempo, que são comuns no contexto industrial. Exemplos representativos, considerando-se processos físicos reais, são apresentados e discutidos.

**Abstract** - An integrated environment for adaptive control of industrial processes is proposed in this work. The main goal is to allow the user to select the best adaptive control strategy and to specify the design parameters which are most suitable for a given real time application. Since processes with unknown or time varying dead time are widespread in industrial applications, an adaptive control strategy for handling these cases is also presented. Examples concerning real processes are presented and discussed.

## I - INTRODUÇÃO

A idéia básica motivando o emprego de controle adaptativo é bastante convincente: um controlador que possa se auto-sintonizar de modo a se adequar às características do processo controlado, ou re-sintonizar caso haja variações na dinâmica deste processo ou nos distúrbios externos, é certamente desejável. Em particular, tal controlador obviamente prescindiria de uma modelagem a priori do processo controlado, atividade que pode ser difícil, dispendiosa e mesmo impraticável em alguns casos.

A literatura descrevendo os esforços para se obter controladores com as características supracitadas é imensa. Os primeiros resultados teóricos mais relevantes foram obtidos em Åström e Wittenmark(1973); Goodwin et. al., (1978); Morse(1980); Narendra et. al.(1980), requerendo porém hipóteses pouco realistas, tal como a inexistência de dinâmica não-modelada. A partir da década de 80 os principais esforços se concentraram no estabelecimento de algoritmos robustos de controle adaptativo, tal como em (Ioannou e Tsakalis, 1986; Middleton et. al.,1988; Sastry e Bodson, 1988; Wittenmark e Källén, 1991). Apesar de todos esses esforços, ainda não há consenso quanto aos benefícios que podem ser auferidos com as técnicas disponíveis de controle adaptativo, nem às limitações destas. Objetivando explicitar tais aspectos, recentemente dois *benchmarks* foram considerados em congressos internacionais (Masten e Cohen, 1988; M'Saad, 1991).

Uma conclusão que se depreende dos *benchmarks* (Masten e Cohen, 1988; M'Saad, 1991) e de várias outras aplicações de controle adaptativo em tempo real (Narendra e Monopoli, 1980; Warwick, 1988; Åström e Wittenmark, 1989) é que controle adaptativo não é uma panacéia. Adicionalmente, a especificação de parâmetros de projeto não é em geral tarefa trivial, requerendo experimentação. Daí a necessidade de se efetuar estudos de viabilidade, ou seja, o potencial usuário deve dispor de recursos de *hardware* e *software* que lhe permitam *sintonizar* um controlador adaptativo e avaliar quão eficiente e útil este controlador pode ser para um processo industrial de interesse.

Os objetivos deste trabalho são:

- 1) Propor um ambiente integrado para auxiliar o usuário a selecionar uma estratégia de controle adaptativo mais conveniente para um dado processo de interesse, e especificar adequadamente os parâmetros de projeto correspondentes;
- 2) Propor uma estratégia de controle adaptativo para processos com atrasos de transporte desconhecidos ou variáveis, isto porque as estratégias de controle adaptativo

---

artigo submetido em 25.09.91

1ª revisão - 29.04.92    2ª revisão - 14.05.92

aceito por recomendação do ed.consultor Prof.Dr.Fernando A.C.Gomide

usualmente requerem o conhecimento do atraso de transporte do processo controlado, o que não é realista no contexto industrial.

Este trabalho está organizado conforme a seguir. Na seção II é apresentado um resumo das principais técnicas de controle adaptativo, sendo também proposta uma estratégia para tratar processos com atraso de transporte desconhecido ou variável. Na seção III é descrito o ambiente integrado para controle adaptativo proposto neste trabalho. Finalmente, exemplos de aplicação são apresentados e discutidos na seção IV.

## II - ABORDAGENS PARA O PROBLEMA DE CONTROLE ADAPTATIVO

As duas principais abordagens para o projeto de controladores adaptativos são:

- 1) Controle Adaptativo utilizando Modelo de Referência
- e 2) Controle Adaptativo baseado na Equivalência à Certeza.

A seguir será feito um resumo destas abordagens. Para maiores detalhes vide, por exemplo, (Landau, 1979; Goodwin e Sin, 1984; Åström e Wittenmark, 1989).

O diagrama de blocos da abordagem utilizando modelo de referência é mostrado na Figura 1. Basicamente, os parâmetros do controlador são ajustados de modo que a resposta do sistema de malha fechada convirja para a resposta desejada, especificada pelo modelo de referência. Em geral, o mecanismo de ajuste é obtido utilizando-se argumentos de estabilidade (Liapunov, Popov, etc.).

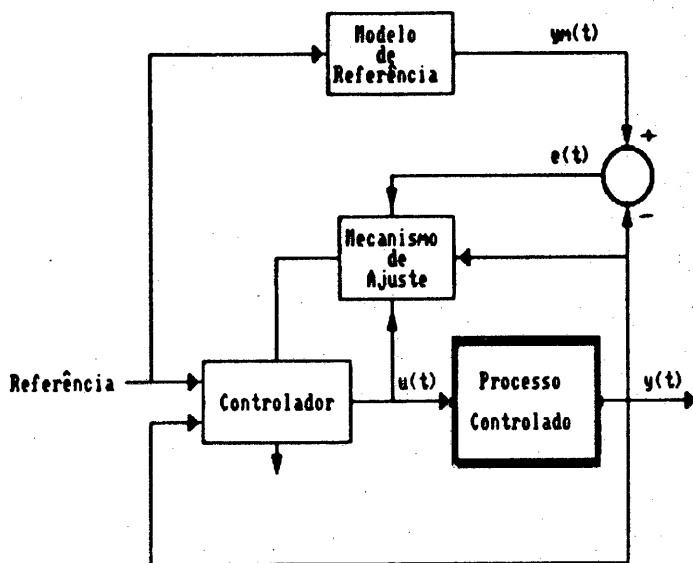


Figura 1 - Controle Adaptativo utilizando Modelo de Referência

O diagrama de blocos relativo à abordagem baseada na equivalência à certeza é apresentado na Figura 2. O procedimento de projeto é basicamente o seguinte:

- 1) Projeta-se um controlador supondo-se conhecidos os parâmetros  $\theta$  do sistema controlado ( ou os parâmetros  $\Psi$  do controlador), e
- 2) No instante  $t$ , como esses parâmetros não são conhecidos, eles são substituídos pela estimativa  $\hat{\theta}(t)$  (ou pela estimativa  $\hat{\Psi}(t)$ ).

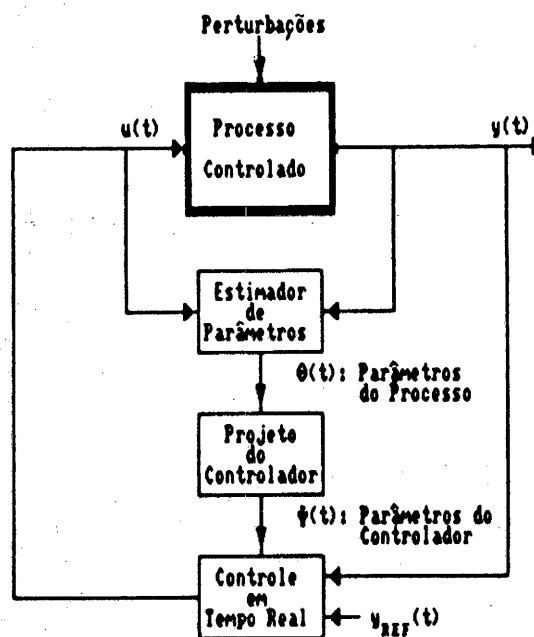


Figura 2 - Controle Adaptativo baseado na Equivalência à Certeza

A abordagem baseada na equivalência à certeza será utilizada neste trabalho, pelos seguintes motivos:

- 1) Pode ser mostrado (Åström e Wittenmark, 1989) que a abordagem da Figura 1 é um caso particular daquela mostrada na Figura 2, caso o processo controlado seja reparametrizado adequadamente;
- 2) A abordagem da Figura 2 permite o estabelecimento de várias estratégias de controle adaptativo, simplesmente combinando-se convenientemente leis de controle e técnicas de identificação recursiva, e
- 3) O problema é formulado no domínio do tempo discreto, sendo portanto adequado para a implementação digital.

### II.1 - CONTROLE ADAPTATIVO BASEADO NA EQUIVALÊNCIA À CERTEZA

Em relação ao diagrama de Figura 2, diversas estratégias de controle podem ser utilizadas na fase de projeto do controlador. Como exemplos, podemos citar as estratégias MV-*Minimum Variance* (Variância Mínima), GMV-*Generalized Minimum Variance* (Variância Mínima Generalizada), GPC-*Generalized Predictive Control* (Controle Preditivo Generalizado), PP-*Pole Placement* (Alocação de Pólos),

LQG- *Linear Quadratic Gaussian* (Linear Quadrático Gaussiano), etc. No que se refere às técnicas de identificação recursiva, pode-se utilizar RLS-*Recursive Least Squares* (Mínimos Quadrados Recursivo), ELS-*Extended Least Squares* (Mínimos Quadrados Estendido), PEM-*Prediction Error Method* (Método do Erro de Predição), IV-*Instrumental Variables* (Variáveis Instrumentais), etc. Assim, diversas estratégias de controle adaptativo podem ser obtidas, combinando-se adequadamente estratégias de controle e técnicas de identificação recursiva.

Duas estratégias de controle adaptativo bastante conhecidas e eficientes são resumidas a seguir. Elas serão também utilizadas nos exemplos da seção IV. As várias outras estratégias de controle adaptativo serão omitidas, para se economizar espaço. Vide (Goodwin e Sin, 1984; Åström e Wittenmark, 1989) para detalhes.

### II.1.1 - Controle Adaptativo com Variância Mínima

Suponha que o processo a controlar seja representado pelo modelo ARMAX (*autoregressive moving average with exogenous variables*)

$$y(t+1) = a_1 y(t) + \dots + a_{p_0} y(t-p_0+1) + b_1 u(t-k+1) + \dots + b_{q_0} u(t-q_0-k+2) + w(t+1) + c_1 w(t) + \dots + c_{r_0} w(t-r_0+1) \quad (1)$$

ou ainda

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k} B(q^{-1})u(t+1) + C(q^{-1})w(t+1) \quad (2)$$

com

$$A(q^{-1}) = 1 - a_1 q^{-1} - \dots - a_{p_0} q^{-p_0}$$

$$B(q^{-1}) = b_1 + b_2 q^{-1} + \dots + b_{q_0} q^{-q_0+1} \quad (3)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{r_0} q^{-r_0}$$

onde  $k \geq 1$  é o atraso de transporte e  $w(t+1)$  representa um ruído não mensurável.

O objetivo do controle é minimizar o custo

$$J(u) = E [(y_{ref}(t+k) - y(t+k))^2] \quad (4)$$

onde  $E[.]$  é o operador esperança matemática e  $y_{ref}(t)$  a referência a ser seguida. Pode-se mostrar (Goodwin e Sin, 1984) que o controle que minimiza o custo (4) é dado por

$$u(t) = \frac{y_{ref}(t+k) + (1 - C(q^{-1}))y^0(t+k/t) - G(q^{-1})y(t)}{F(q^{-1})B(q^{-1})} \quad (5)$$

onde  $y^0(t+k/t)$  é a predição  $k$  passos à frente de  $y(t)$  e os polinômios  $F(q^{-1})$  e  $G(q^{-1})$  são tais que

$$C(q^{-1}) = F(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-k}G(q^{-1}) \quad (6)$$

com

$$F(q^{-1}) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{k-1} q^{-k+1}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_{p_0-1} q^{-p_0+1} \quad (7)$$

A versão adaptativa da lei de controle (5) pode ser obtida estimando-se os coeficientes dos polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$ , resolvendo-se a equação (6) e substituindo-se  $y^0(t+k/k)$  pelo seu valor estimado  $\hat{y}(t+k/k)$ . Esta é a denominada forma explícita do controlador. A forma mais utilizada, contudo, é a implícita, na qual se estima diretamente os parâmetros do controlador. Mais precisamente, o controle adaptativo é calculado com base na relação

$$\Phi^T(t) \Psi(t) = y_{ref}(t+k) \quad (8)$$

onde

$$\Phi = [y(t) \dots y(t-p_0+1) \ u(t) \dots u(t-k-q_0+2) - \hat{y}(t+k-1/t-1) \dots - \hat{y}(t+k-r_0/t-r_0)]^T \quad (9)$$

e  $\Psi(t)$  é a estimativa dos parâmetros do controlador

$$\Psi = [g_0 \dots g_{p_0-1} \ fb_0 \dots fb_{k+q_0-2} \ c_1 \dots c_{r_0}]^T \quad (10)$$

Para se obter a estimativa  $\hat{\Psi}(t)$  de  $\Psi$ , pode-se, por exemplo, empregar a técnica ELS (*Extended Least Squares*). Neste caso, o algoritmo de controle adaptativo resultante será:

1 - Dados iniciais: T (tempo de amostragem),  $\Phi(0)$ ,  $\hat{\Psi}(0)$ ,  $P(-1)$ ,  $p_0$ ,  $q_0$  e  $r_0$ .

2 - Ler  $y(t)$ , via conversor A/D.

3 - No instante  $t$ , calcular:

$$\hat{y}_{sp}(t) = \Phi^T(t-k) \hat{\Psi}(t-1) \quad (11)$$

(predição *a posteriori*)

$$\hat{y}(t+k-1) = \Phi^T(t-1) \hat{\Psi}(t-1) \quad (12)$$

(predição da saída)

$$K(t-1) = \frac{P(t-2)\Phi(t-k)}{1 + \Phi^T(t-k)P(t-2)\Phi(t-k)} \quad (13)$$

(ganho do estimador)

$$\hat{\Psi}(t) = \hat{\Psi}(t-1) + K(t-1)(y(t) - \hat{y}_{ap}(t)) \quad (14)$$

(estimativa dos parâmetros do controlador)

$$P(t-1) = [I - K(t-1)\Phi^T(t-k)]P(t-2) \quad (15)$$

(matriz de covariância do estimador)

e resolver, para  $u(t)$ ,

$$\Phi^T(t)\hat{\Psi}(t) = y_{ref}(t+k) \quad (16)$$

4 - Fazer  $t = t + 1$  e retornar ao passo 2.

### II.1.2 - Controle Adaptativo com Alocação de Pólos

Uma estratégia de controle adaptativo bastante eficiente e simples foi proposta por (Wittenmark e Åström, 1980). Suponha que o processo a controlar seja representado por

$$y(t+1) + a_1y(t) + a_2y(t-1) = b_1u(t) + b_2u(t-1) + b_3 + w(t+1) \quad (17)$$

onde  $b_3$  representa *bias* (polarização). Deseja-se projetar um controlador de tal modo que em malha fechada o sistema se comporte como o modelo de referência, vide (Wittenmark e Åström, 1980) para detalhes,

$$T_m(s) = \frac{Y_m(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (18)$$

onde  $y_{ref}(t)$  é a referência a ser seguida. Discretizando-se (18) com tempo de amostragem  $T$ , obtém-se

$$y_m(t+1) + p_1y_m(t) + p_2y_m(t-1) = b_1y_{ref}(t) + b_2y_{ref}(t-1) \quad (19)$$

podendo as relações  $p_1$ ,  $p_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  e  $\xi$ ,  $w_n$ ,  $T$  ser obtidas em (Åström e Wittenmark, 1984).

Para possibilitar a alocação de pólos, isto é, forçar o sistema a se comportar como o modelo de referência, utiliza-se um controlador com estrutura

$$R(q^{-1})u(t) = Q(q^{-1})y_{ref}(t) - S(q^{-1})y(t) \quad (20)$$

e portanto substituindo-se  $u(t)$  de (2) em (17), resulta

$$y(t) = \frac{\{q^{-1}B(q^{-1})Q(q^{-1})y_{ref}(t) + (b_3 + w(t))R(q^{-1})\}}{\{A(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1})\}} \quad (21)$$

De modo a se incorporar à estrutura do controlador características de integração, supõe-se  $R(q^{-1}) = (1 + r_1q^{-1})(1 - q^{-1})$ . Adicionalmente, se  $S(q^{-1})$  tiver ordem 2, isto é,  $S(q^{-1}) = s_0 + s_1q^{-1} + s_2q^{-2}$ , então  $Q(q^{-1})$  deverá ser igual a  $(s_0 + s_1 + s_2)$ , ou seja  $Q(q^{-1}) = S(1)$ , de modo a não haver erro em regime. Comparando-se (21) com a forma desejada (19), conclui-se que é necessário resolver, para  $s_0$ ,  $s_1$ ,  $s_2$  e  $r_1$ , a equação polinomial

$$(1 + r_1q^{-1})(1 - q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1}) = \frac{1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2}}{1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2}} \quad (22)$$

resultando o controle

$$u(t) = (1 - r_1)u(t-1) + r_1u(t-2) + (s_0 + s_1 + s_2)y_{ref}(t) - s_0y(t) - s_1y(t-1) - s_2y(t-2) \quad (23)$$

A versão adaptativa da lei de controle (23) é obtida estimando-se os coeficientes dos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$ , resolvendo-se (22) com as estimativas  $\hat{a}_1(t)$ ,  $\hat{a}_2(t)$ ,  $\hat{b}_1(t)$  e  $\hat{b}_2(t)$ , obtendo-se assim

$$u(t) = (1 - \hat{r}_1(t))u(t-1) + \hat{r}_1(t)u(t-2) + (\hat{s}_0(t) + \hat{s}_1(t) + \hat{s}_2(t))y_{ref}(t) - \hat{s}_0(t)y(t) - \hat{s}_1(t)y(t-1) - \hat{s}_2(t)y(t-2) \quad (24)$$

No presente caso os coeficientes dos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$  podem ser estimados utilizando-se a técnica RLS (*Recursive Least Squares*), isto porque os aspectos estocásticos do sistema controlado não são relevantes. Basicamente, os parâmetros de projeto no presente caso são  $\xi$  e  $w_n$ , que estão relacionados com o *overshoot* e rapidez da resposta.

### II.1.3 - Controle Adaptativo para Sistemas com Atraso de Transporte

Em geral, as estratégias de controle adaptativo supõem que o atraso de transporte do sistema controlado é conhecido e constante. Vide, por exemplo (Goodwin e Sin, 1984; Åström e Wittenmark, 1989) para detalhes. Tipicamente, porém, a especificação incorreta do atraso de transporte pode degradar severamente o desempenho dessas estratégias, ou mesmo causar a instabilidade do sistema de controle.

Atraso de transporte surge naturalmente em várias classes de sistemas dinâmicos, como por exemplo nos processos industriais. Esta constatação tem motivado o surgimento de estratégias de controle adaptativo incorporan-

do procedimentos para tratar atraso de transporte. Em (Keyser, 1986) e (Fong-Chwee e Sirisena, 1988), por exemplo, são apresentadas técnicas para se estimar o atraso de transporte em tempo real. Basicamente, essas técnicas utilizam informações sobre a magnitude dos coeficientes estimados do polinômio de controle.

Nesta seção considera-se, devido à sua eficiência (Åström, 1988; Åström et. al, 1991), o controlador adaptativo descrito na seção II.1.2. Contudo, este controlador foi originalmente desenvolvido para processos com atraso de transporte unitário. O objetivo desta seção é incorporar a este controlador a habilidade de tratar atrasos de transportes não unitários, desconhecidos ou variantes no tempo. Para tanto será utilizado um preditor de Smith (Smith, 1958) e uma técnica para se estimar atraso de transporte em tempo real (Hemerly e Davis, 1989).

O sistema de controle adaptativo descrito na seção II.1.2 é mostrado na Figura 3.

Uma maneira natural de se tratar atrasos de transporte conhecidos quaisquer é inserindo-se um preditor de Smith no controlador da Figura 3. Mais especificamente, o diagrama de blocos da Figura 3 é alterado conforme mostrado na Figura 4, onde  $k_0$  representa atraso de transporte.

Para  $k_0 = 1$  o diagrama da Figura 4 é equivalente ao mostrado na Figura 3, uma vez que  $u_1(t) = u_2(t)$ . Para  $k_0 > 1$ , tem-se (25), resultando, caso  $\hat{A}(q^{-1})$  e  $\hat{B}(q^{-1})$  convirjam para  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$  respectivamente, (26) que independe do atraso de transporte  $k_0$ .

Suponha agora que o atraso de transporte  $k_0$  não seja conhecido, ou então varie com o tempo. O procedimento natural neste caso é utilizar uma técnica para se estimar o

atraso de transporte em combinação com o preditor de Smith. Isto é, designando-se por  $\hat{k}(t)$  a estimativa de  $k_0$  no instante  $t$ , o diagrama da Figura 4 é substituído pelo diagrama da Figura 5.

No que se refere à estimação do atraso de transporte, em (Fong-Chwee e Sirisena, 1988) ela é efetuada identificando-se um modelo estendido do processo a ser controlado e inspecionando-se a magnitude dos coeficientes do polinômio  $\hat{B}^*(q^{-1})$ , de ordem  $k_{max} + 2$ , onde  $k_{max}$  é o maior atraso de transporte admissível. No presente trabalho emprega-se abordagem mais rigorosa, similar àquela utilizada em (Hemerly e Davis, 1989). Mais precisamente, suponha que o processo possua atraso de transporte  $k_0$ .

Modelos competidores com atrasos de transporte  $k \in M$ , onde  $M = \{1, 2, \dots, k_0, \dots, k_{max}\}$  são identificados simultaneamente e  $\hat{k}(n)$ , a melhor estimativa de  $k_0$  no instante  $n$ , é dada por

$$\hat{k}(n) = \underset{k \in M}{\text{Arg Min}} \frac{1}{n} \sum_{t=0}^{n-1} e^2(k, t+1) \quad (27)$$

onde  $e(k, t + 1)$  é o erro de predição, qual seja,

$$e(k, t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}^T(k, t) \Phi(k, t) \quad (28)$$

sendo  $\hat{\theta}(k, t)$  estimativa dos parâmetros do modelo com atraso de transporte  $k$  e  $\Phi(k, t)$ , o vetor de regressão  $\Phi(k, t) = [y(t) \ y(t-1) \ u(t-k+1) \ u(t-k+2)]^T$ . Caso o processo controlado possa ser adequadamente representado por um modelo de segunda ordem com atraso  $k_0$ , pode-se mostrar, sob certas condições-no ruído  $w(t+1)$ , etc., que a estimativa  $\hat{k}(n)$  dada por (27) converge para  $k_0$  quando  $n \rightarrow \infty$ . Vide (Hemerly e Davis, 1989) para detalhes.

$$u(t) = \frac{\hat{S}(q^{-1})}{\hat{R}(q^{-1})} \left\{ \frac{\hat{S}(1)}{\hat{S}(q^{-1})} y_{ref}(t) - y(t) + \frac{q^{-(k_0-1)} q^{-1} \hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} u(t) - \frac{q^{-1} \hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} u(t) \right\} \quad (25)$$

$$u(t) = \frac{\hat{S}(q^{-1})}{\hat{R}(q^{-1})} \left\{ \frac{\hat{S}(1)}{\hat{S}(q^{-1})} y_{ref}(t) - \frac{q^{-1} \hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} u(t) + \frac{(b_3 + w(t))}{\hat{A}(q^{-1})} \right\} \quad (26)$$

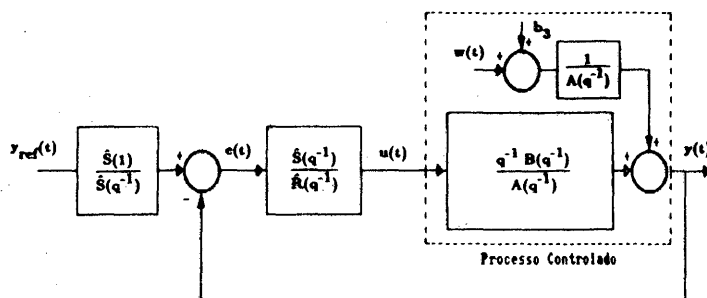


Figura 3 - Sistema de controle adaptativo com alocação de pólos

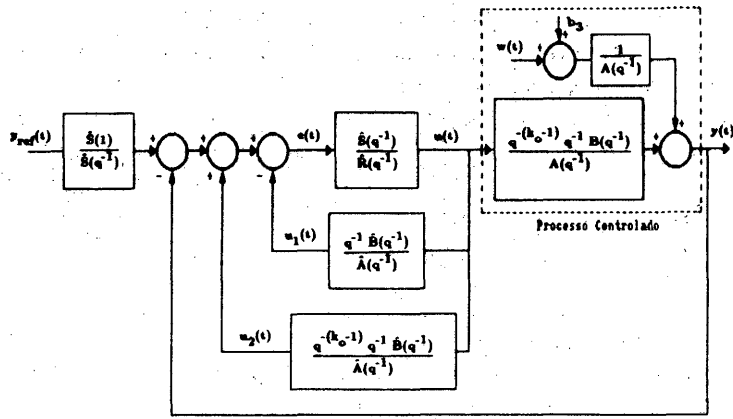


Figura 4 - Sistema de controle adaptativo incorporando preditor de Smith

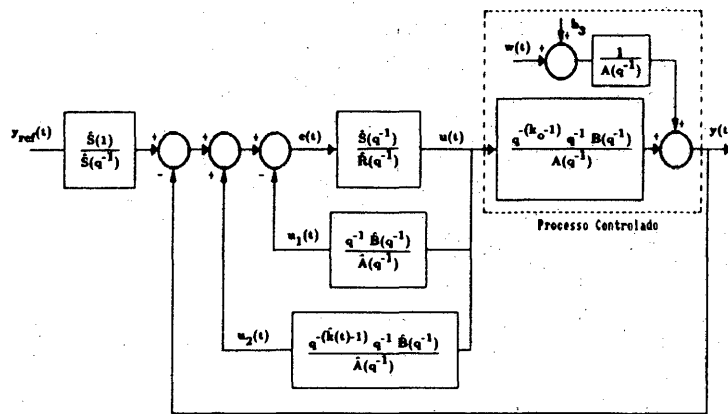


Figura 5 - Sistema de controle adaptativo com estimação de atraso de transporte

### III - CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE INTEGRADO PARA CONTROLE ADAPTATIVO

Embora haja uma vasta literatura sobre aplicação de controle adaptativo, em geral os resultados são deficientes por um dos seguintes motivos:

- 1) a aplicação se refere a resultados simulados, ou
- 2) a aplicação depende das características do processo utilizado como exemplo, o que não permite generalizar as conclusões sobre o desempenho do controlador considerado.

O objetivo do ambiente integrado proposto a seguir é remover as deficiências mencionadas acima. Mais especificamente, o ambiente possui cardápios que auxiliam o usuário a:

- 1) Selecionar estratégias de controle;
- 2) Especificar parâmetros de projetos relacionados à estratégia escolhida;
- 3) Controlar efetivamente o processo físico com a estratégia escolhida, via interface AD/DA, e
- 4) Verificar o desempenho do sistema de controle resultante.

O diagrama de blocos exibindo as principais características do ambiente integrado proposto é mostrado na Figura 6. Basicamente, o usuário tem que combinar uma estratégia de controle com uma técnica de identificação recursiva e especificar alguns parâmetros de projeto. Por exemplo, caso o objetivo seja regular temperatura, a estratégia de controle tipo variância mínima (MV) é particularmente eficiente. Por outro lado, se o processo a controlar for um servomecanismo, a alocação de pólos (PP) é recomendada, etc. No que se refere à técnica de identificação recursiva, se o aspecto estocástico do problema não for relevante, pode-se utilizar o RLS (*Recursive Least Squares*). Caso contrário, a técnica ELS (*Extended Least Squares*) pode ser utilizada, etc. Diversos cardápios são disponíveis, de modo que os dados anteriores possam ser facilmente fornecidos ou modificados. A programação foi feita em linguagem C e o software pode ser executado em microcomputadores IBM compatíveis.

No momento, a comunicação do microcomputador com o processo controlado é feita por intermédio de cartão AD/DA tipo DT2812-A (Data Translation, 1990). Considerando-se que o sistema operacional DOS usual não é talhado para aplicações em tempo real, o tempo de amostragem é

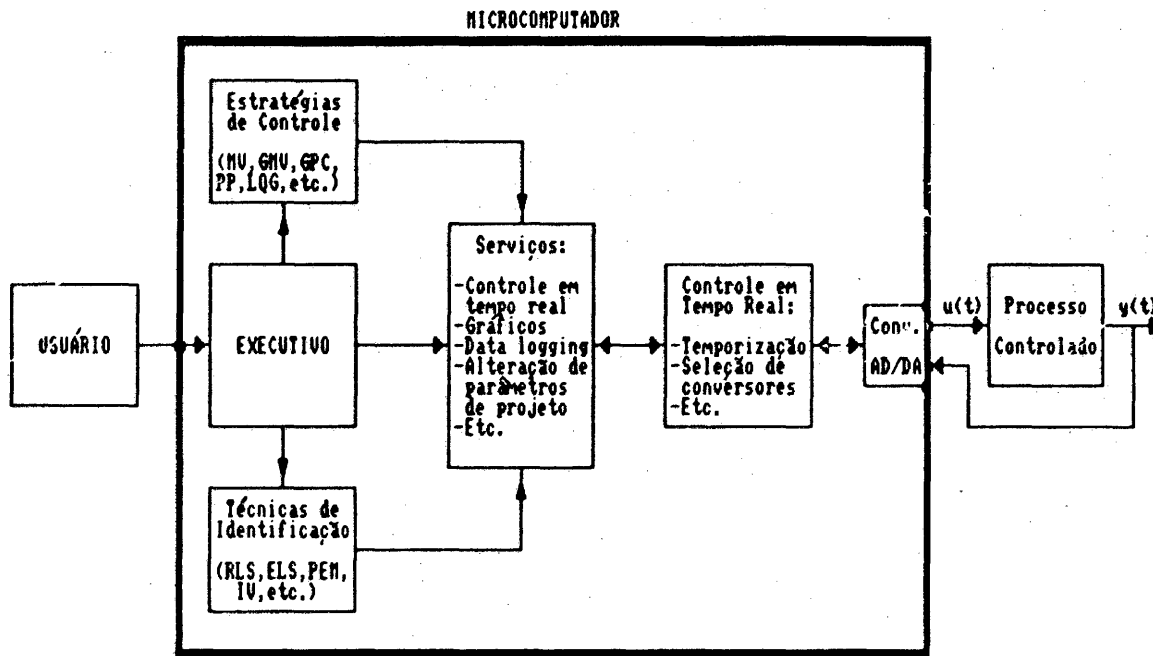


Figura 6 - Diagrama de blocos do ambiente integrado para controle adaptativo

estabelecido aqui programando-se o *timer 0* do microcomputador. Obviamente, esta base de tempo poderia ser obtida com gerador externo, mas este procedimento reduziria a portabilidade do ambiente integrado.

De modo a se ilustrar a utilização dos recursos mostrados no diagrama da Figura 6, considera-se o seguinte cenário típico de aplicação: De início, o usuário seleciona uma estratégia de controle e uma técnica de identificação recursiva, via cardápio. Suponha, por exemplo, que a combinação descrita na seção II.1.2 tenha sido selecionada, isto é, alocação de pólos como estratégia de controle e RLS como técnica de identificação. Neste caso, o usuário terá também que especificar, além do tempo de amostragem  $T$ , os parâmetros de projeto  $\xi$  e  $w_n$ . A seguir, os canais de conversão AD/DA devem ser definidos, também via cardápio. Os conversores AD/DA são automaticamente inicializados e a fase de controle adaptativo é então iniciada. Decorrido um tempo especificado pelo usuário, gráficos relativos ao comportamento da variável controlada e da intensidade do controle são apresentados na tela do microcomputador. Se o desempenho do sistema de controle não for satisfatório, o usuário pode retornar ao cardápio para especificação de parâmetros de projetos e alterá-los. Para a combinação considerada como exemplo, caso o sinal de controle exiba saturação o usuário terá que reduzir o valor de  $w_n$ , isto porque o modelo de referência especificado foi muito rápido.

No momento, as seguintes estratégias de controle já estão à disposição do usuário: MV (Variância Mínima), GMV (Variância Mínima Generalizada), GPC (Controle Preditivo Generalizado) e PP (Alocação de Pólos). Quanto à identificação recursiva, as técnicas tipo RLS (Mínimos Quadrados Recursivo) e ELS (Mínimos Quadrados Estendido), que são as mais utilizadas em aplicações em tempo real, já foram programadas. Devido à estrutura modular do ambiente

integrado, outras estratégias de controle e técnicas de identificação podem ser facilmente inseridas.

#### IV - EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

Três exemplos de aplicação são apresentados a seguir, com o intuito de:

- 1) Explicitar a eficiência das estratégias de controle adaptativo descritas na seção II, e
- 2) Ilustrar a utilidade do ambiente integrado proposto na seção III.

##### IV.1 - Exemplo 1 - Processo Térmico

Neste exemplo utiliza-se o processo térmico PT326 (Feedback, 1980), cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 7.

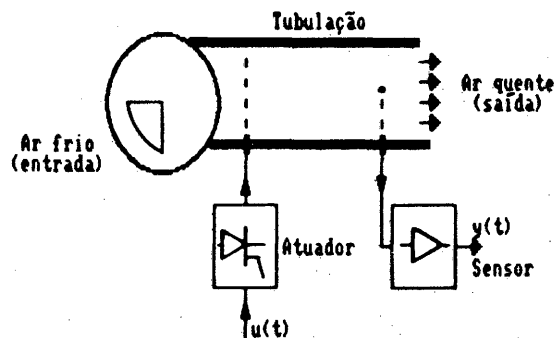


Figura 7 - Diagrama de blocos do processo térmico PT326

Os principais subsistemas do processo mostrado na Figura 7 são:

- 1) Aspirador de ar girando a velocidade constante e forçando o ar a circular por uma tubulação de polipropileno;
- 2) Diafragma na extremidade esquerda da tubulação, que é operado manualmente e controla o volume de ar entrando na tubulação;
- 3) Atuador constituído por uma malha de resistores alimentada por tiristor, cujo ângulo de disparo é controlado pelo sinal de controle  $u(t)$ , e
- 4) Termistor que produz, via ponte de Wheatstone, um sinal de tensão  $y(t)$  proporcional à temperatura do ar.

A técnica de controle adaptativo com variância mínima, descrita na seção II.1.1, será utilizada para controlar o processo térmico da Figura 7. Neste caso, o usuário tem que especificar os seguintes parâmetros de projeto:

$$p_0 = \deg [A(q^{-1})], q_0 = \deg [B(q^{-1})], r_0 = \deg [C(q^{-1})],$$

$k$  = atraso de transporte e  $T$  = tempo de amostragem. Dentre esses parâmetros de projeto, os mais críticos são  $k$  e  $T$ . Mais precisamente, valores inadequados de  $k$  ou  $T$  podem causar desempenho insatisfatório ou mesmo instabilidade do sistema de controle. Em geral, experimentação é necessária para se determinar valores convenientes para  $k$  e  $T$ , o que reforça a utilidade do ambiente integrado proposto, conforme ver-se-á a seguir.

No que se segue, considerar-se-á apenas a influência do tempo de amostragem no desempenho do sistema de controle adaptativo com variância mínima, isto por economia de espaço. Suponha que o usuário escolha, de início, os seguintes valores para os parâmetros de projeto:

$$p_0 = 2, q_0 = 1, r_0 = 0, k = 1 \text{ e } T = 0,2s.$$

Uma referência tipo degrau é então aplicada ao processo, com

$$y_{ref}(t) = 3, 0 \leq t \leq 70, y_{ref}(t) = 1,5, 70 < t \leq 140 \text{ e}$$

$$y_{ref}(t) = 3, 140 < t \leq 200.$$

Na Figura 8 apresenta-se um resumo típico da fase de controle adaptativo, sendo tal figura uma cópia do que o usuário vê na tela do microcomputador e estando o eixo dos

tempos em múltiplos do tempo de amostragem, qual seja, o tempo varia de 0 a 40 segundos. No primeiro gráfico da Figura 8 tem-se a saída do processo térmico, que apresenta grandes variações em torno do valor de referência desejado. No segundo gráfico da Figura 8 apresenta-se o controle adaptativo correspondente. Depreende-se da Figura 8 que o sinal de controle é excessivamente oscilatório, o que sugere que o tempo de amostragem  $T$  é demasiadamente pequeno e portanto inadequado.

Na Figura 8 encontram-se também informações sobre os parâmetros estimados do controlador (estimativas de  $G(q^{-1})$  e  $F(q^{-1})G(q^{-1})$  em (5)) após 200 passos de controle. Assim, para  $t = 200$ ,

$$\hat{G}(q^{-1}, t) = 1,348375 - 0,406513q^{-1} \quad (27)$$

e

$$\hat{F}(q^{-1}, t) \hat{B}(q^{-1}, t) = 0,038799 + 0,089915q^{-1} \quad (28)$$

Ainda na Figura 8, explicita-se a técnica de identificação (RLS-Recursive Least Squares) e a estratégia de controle (MV-Minimum Variance) utilizadas. O tempo de amostragem é também mostrado, e no presente caso vale  $T = 0,2$  s.

Devido à oscilação excessiva observada na Figura 8, convém que o usuário retorne ao Menu Principal e escolha um tempo de amostragem maior que o utilizado na Figura 8. Como exemplo, suponha que  $T=0,5$  s seja especificado. Na Figura 9 encontra-se um resumo típico do controle adaptativo correspondente. Conforme pode ser observado, o comportamento do sistema de controle é menos oscilatório e parece aceitável.

Obviamente, a seguir o usuário poderia retornar ao Menu Principal e verificar a influência dos demais parâmetros de projeto, como por exemplo  $p_0$  (grau do polinômio  $A(q^{-1})$ ) e  $k$  (atraso de transporte). Os detalhes serão omitidos, pois o desempenho mostrado na Figura 9 não pode ser melhorado substancialmente. Conclui-se então que os valores dos parâmetros de projeto utilizados na obtenção da Figura 9 são adequados.

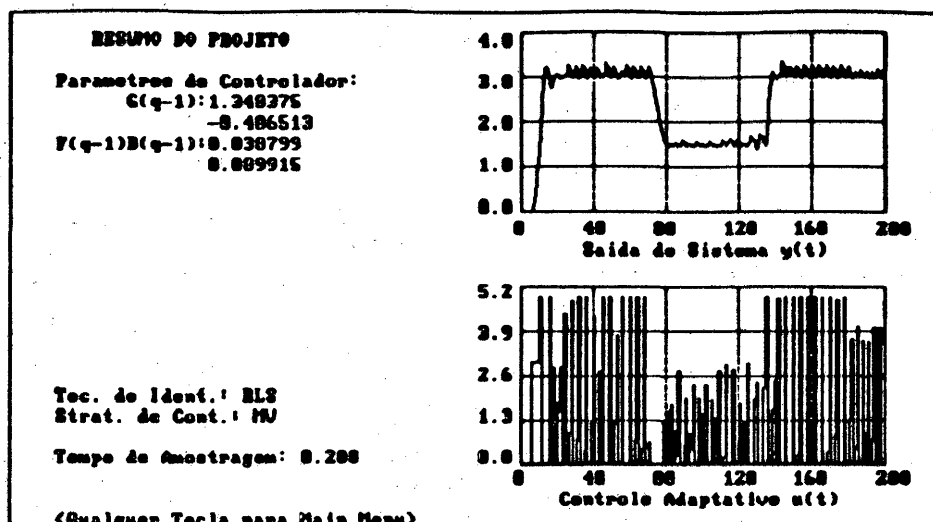


Figura 8 - Resumo do controle adaptativo para o exemplo 1, com  $T = 0,2$  s



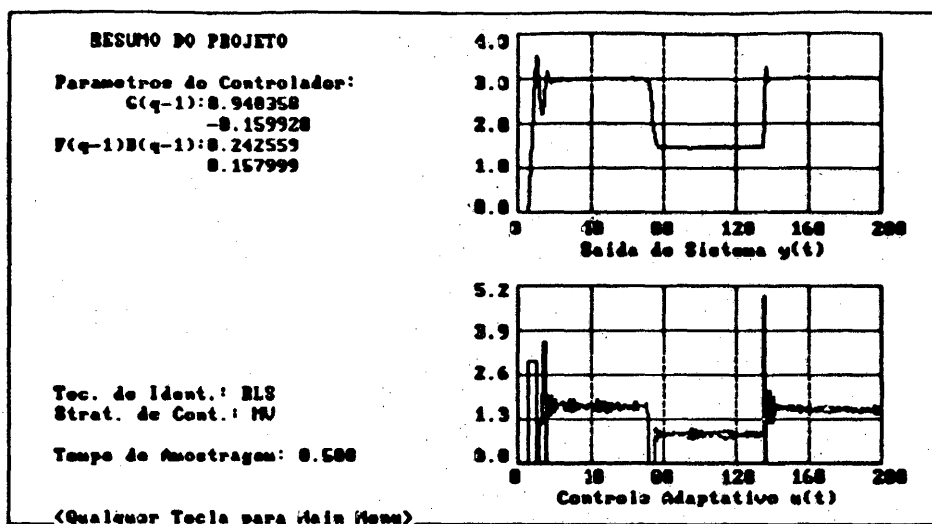


Figura 9 - Resumo do controle adaptativo para o exemplo 1, com  $T = 0,5$  s

#### IV.2 - Exemplo 2 - Servomecanismo de Posição

O servomecanismo de posição, cujo diagrama é mostrado na Figura 10, é considerado como segundo exemplo de aplicação. O sinal de controle é pré-amplificado pelo amplificador operacional AMP, cujo ganho é ajustado considerando-se que o máximo valor de  $u(t)$ , proveniente do conversor D/A da cartão DT2812-A, é 5V. Um grupo Ward-Leonard, empregando um motor trifásico e um gerador DC, é utilizado para amplificar ainda mais o sinal de controle, isto porque o amplificador operacional não consegue suprir as necessidades de potência do motor elétrico. O sinal de tensão  $y(t)$ , obtido via potenciômetro rotativo, é proporcional à posição da carga. A carga mecânica no presente caso é constituída pelos eixos e engrenagens. Convém ressaltar que este servomecanismo de posição apresenta algumas não-linearidades bastante severas, tais como zona morta e atrito seco. Assim, este exemplo também serve para explicitar a robustez da estratégia de controle adaptativo.

A técnica de controle adaptativo descrita na seção II.1.2 será utilizada para controlar o servomecanismo de posição mostrado na Figura 10. Isto é, como estratégia de controle será utilizada alocação de pólos, com modelo de referência de segunda ordem, e a técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo será utilizada para identificação. Neste caso, os parâmetros de projeto são  $\xi$  e  $\omega_n$ , definindo o modelo de referência, e o tempo de amostragem  $T$ .

Selecionando-se  $\xi = 0,6$ ,  $\omega_n = 6$  rad/s,  $T = 0,05$  s e arbitrando-se como referência de posição  $y_{ref}(t) = 0,5$ ,  $0 \leq t \leq 70$ ,  $y_{ref}(t) = 1,0$ ,  $70 < t \leq 140$  e  $y_{ref}(t) = 0,5$ ,  $140 < t \leq 200$ , obtém-se o resumo típico mostrado na Figura 11. O eixo do tempo encontra-se em múltiplos do tempo de amostragem, e assim o tempo varia de 0 a 2 segundos. O desempenho do sistema de controle é satisfatório. Ainda na Figura 11, tem-se um resumo dos dados utilizados. Em particular, os parâmetros estimados do servomecanismo, após  $t = 200$  passos de controle, são  $\hat{a}_1(t) = 1,273491$ ,  $\hat{a}_2(t) = -0,232887$ ,  $\hat{b}_1(t) = 0,013078$  e  $\hat{b}_2(t) = 0,014434$ .

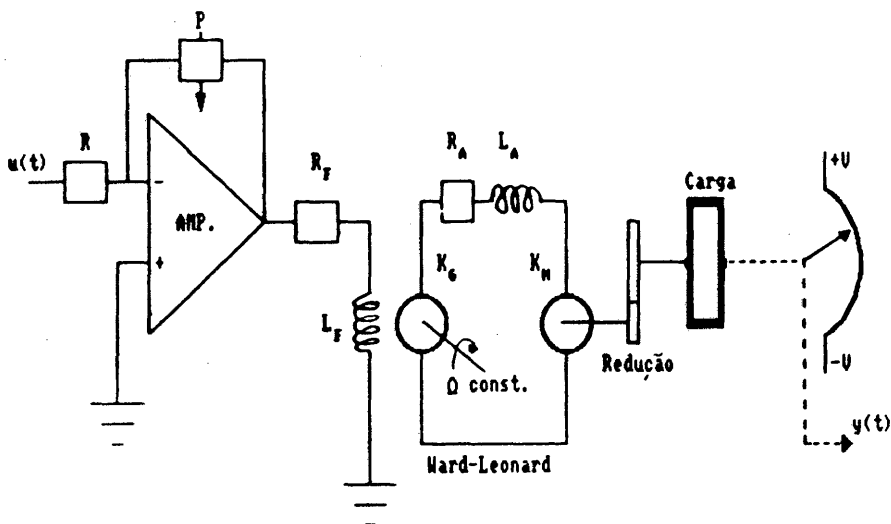


Figura 10 - Diagrama do servomecanismo de posição utilizado no exemplo 2

Ainda na Figura 11, a estratégia de controle utilizada é designada por PPSORM (*Pole Placement with Second Order Reference Model*).

Suponha que o usuário necessite de uma resposta transitória mais rápida que aquela mostrada na Figura 11. Para tanto, a frequência natural  $w_n$  do modelo de referência deve ser elevada. Admita então que o usuário retorne ao Menu Principal e selecione  $w_n = 10$  rad/s. A Figura 12 apresenta um resumo típico do controle adaptativo correspondente.

Conforme se percebe na Figura 12, uma resposta mais rápida é efetivamente obtida, mas às expensas de um controle

mais vigoroso, havendo inclusive saturação do sinal de controle nas mudanças do sinal de referência, o que não é recomendável. Adicionalmente, ruídos se exibem com maior intensidade, uma vez que o aumento de  $w_n$  eleva a banda passante do sistema de controle.

Neste ponto, o usuário poderia retornar ao Menu Principal, alterar os demais parâmetros de projeto, como por exemplo o tempo de amostragem  $T$ , e verificar a influência destes. Por economia de espaço, os detalhes serão omitidos. No presente caso, os parâmetros utilizados para se obter a Figura 11 são adequados e o desempenho do sistema de controle adaptativo correspondente é satisfatório.

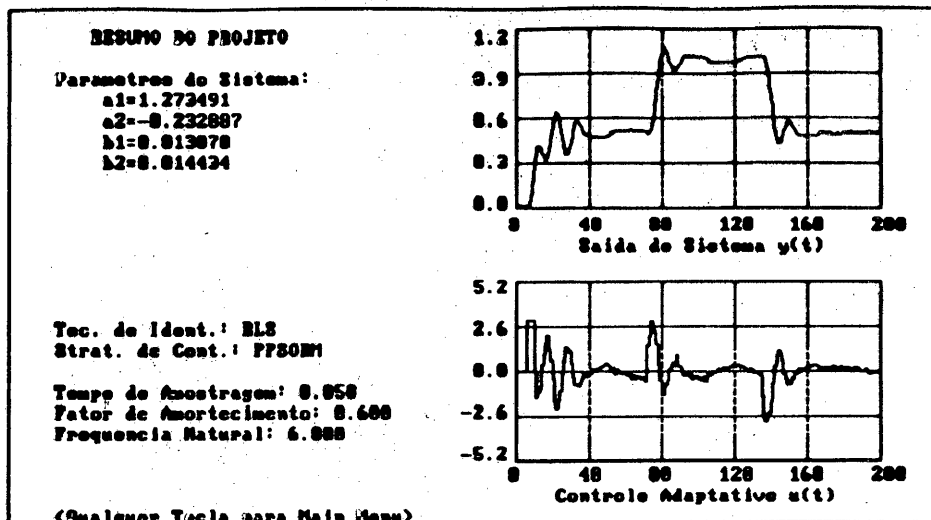


Figura 11 - Resumo do Controle adaptativo para o exemplo 2, com  $w_n = 6$  rad/s.

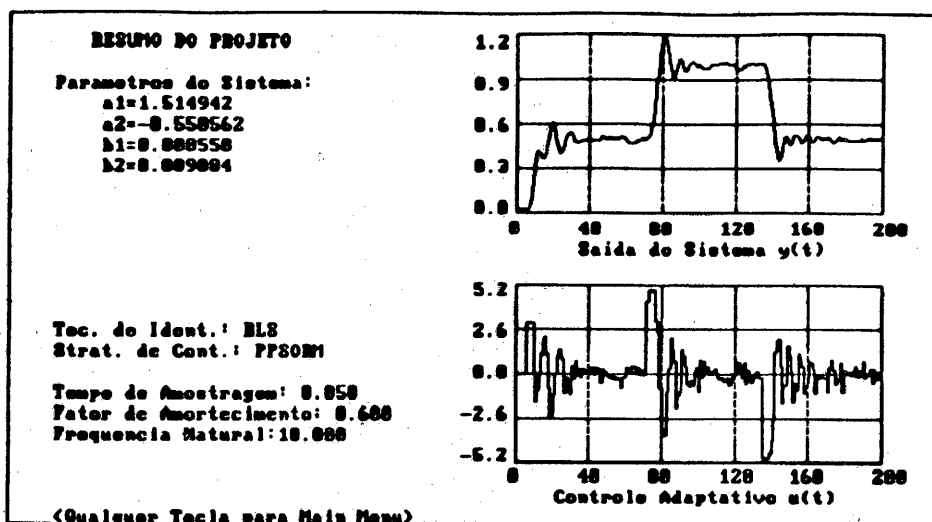


Figura 12 - Resumo do controle adaptativo para o exemplo 2, com  $w_n = 10$  rad/s.

### IV.3 - Exemplo 3 - Processo Térmico com Atraso de Transporte Desconhecido

A estratégia de controle adaptativo para processos com atraso de transporte, proposta na seção II.1.3, será aplicada ao processo térmico descrito no exemplo 1. O atraso de transporte é obtido colocando-se o sensor de temperatura na extremidade do tubo de propileno do processo térmico PT326 mostrado na Figura 7. Mais precisamente, o sensor é posicionado a 28 cm do ponto onde o ar é aquecido pela malha de resistores, conforme Figura 13. Este procedimento permite a obtenção de atraso de transporte de aproximadamente 300 ms.

De início, verifica-se o desempenho da técnica de controle adaptativo descrita na seção II.1.2, que considera atraso de transporte unitário, quando aplicada ao controle do processo mostrado na Figura 13. Para tanto considere o tempo de amostragem  $T = 0,1$  s. Uma vez que o atraso de transporte do processo da Figura 13 é de aproximadamente 300 ms, tem-se na realidade  $k_0 = 3$  (Vide seção II.1.3 para definição de  $k_0$ ). Assim, é de se esperar que a utilização da estratégia de controle da seção II.1.2, supondo atraso de transporte unitário, não possibilite a obtenção de desempenho satisfatório. Efetivamente, para  $\xi = 0,7$  e  $\omega_n = 2$  rad/s constatou-se instabilidade do sistema de controle, motivo pelo qual a figura correspondente é omitida.

A seguir considera-se a técnica de controle adaptativo descrita na seção II.1.3. Inicialmente, utiliza-se o procedimento mostrado na Figura 4, supondo-se  $k_0 = 2$ , isto é, atraso de transporte igual a 200 ms.

Selecionando-se  $\xi = 0,7$ ,  $\omega_n = 2$  rad/s,  $T = 0,1$  s e arbitrando-se como referência de temperatura  $y_{ref}(t) = 3$ ,  $0 \leq t \leq 70$ ,  $y_{ref}(t) = 2$ ,  $70 < t \leq 140$  e  $y_{ref}(t) = 3$ ,  $140 < t \leq 200$ , obtém-se o resumo típico mostrado na Figura

14. O eixo do tempo encontra-se em múltiplos do tempo de amostragem, ou seja, o tempo varia de 0 a 200 segundos. O desempenho mostrado na Figura 14 não é satisfatório, devido ao fato de que o atraso de transporte é suposto ser igual a 200 ms, quando na verdade vale 300 ms. Assim, a Figura 14 ilustra o impacto que a especificação incorreta do atraso de transporte pode ter no desempenho do sistema de controle. Isto reforça a conveniência de se estimar o atraso de transporte em tempo real, o que é feito a seguir.

Finalmente, considera-se o procedimento mostrado na Figura 5, no qual o atraso de transporte é estimado em tempo real. Para os mesmos valores de  $\xi$ ,  $\omega_n$ ,  $T$  e  $y_{ref}$  utilizados na Figura 14, obtém-se o resumo típico mostrado na Figura 15.

O desempenho mostrado na Figura 15 parece satisfatório, indicando que a estimativa do atraso de transporte deve ter convergido para valor próximo o suficiente do valor real, isto é  $k_0 = 3$ . Efetivamente, na Figura 16 percebe-se que a estimativa  $\hat{k}(t)$  converge para o valor 3, conforme esperado.

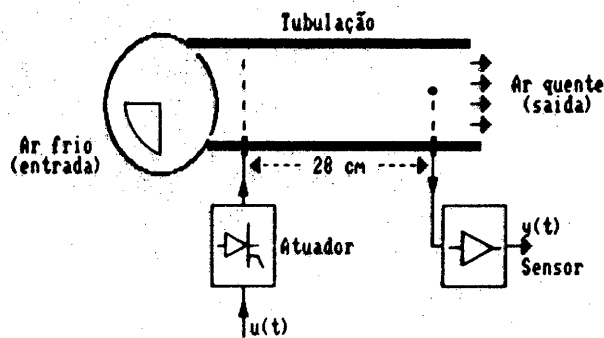


Figura 13 - Processo térmico PT326 com atraso de transporte

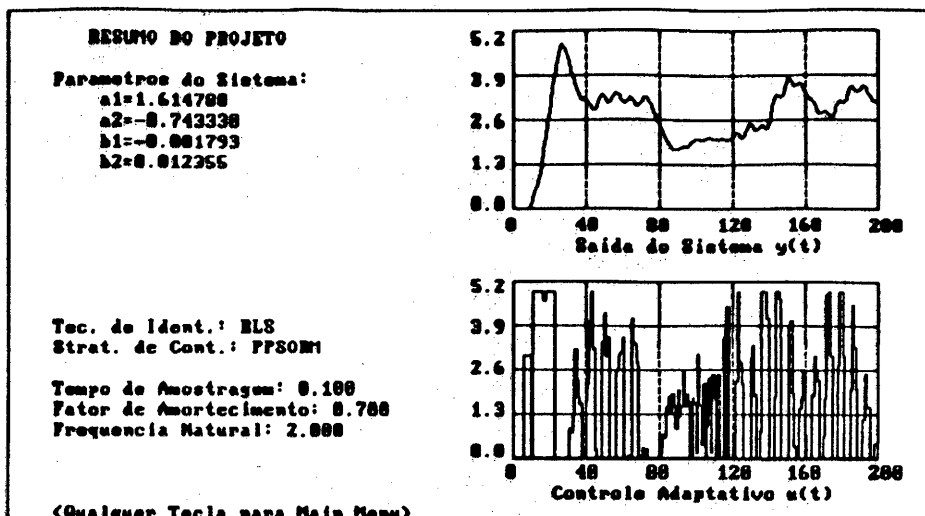


Figura 14 - Resumo do controle adaptativo para o exemplo 3, supondo-se  $k_0 = 2$

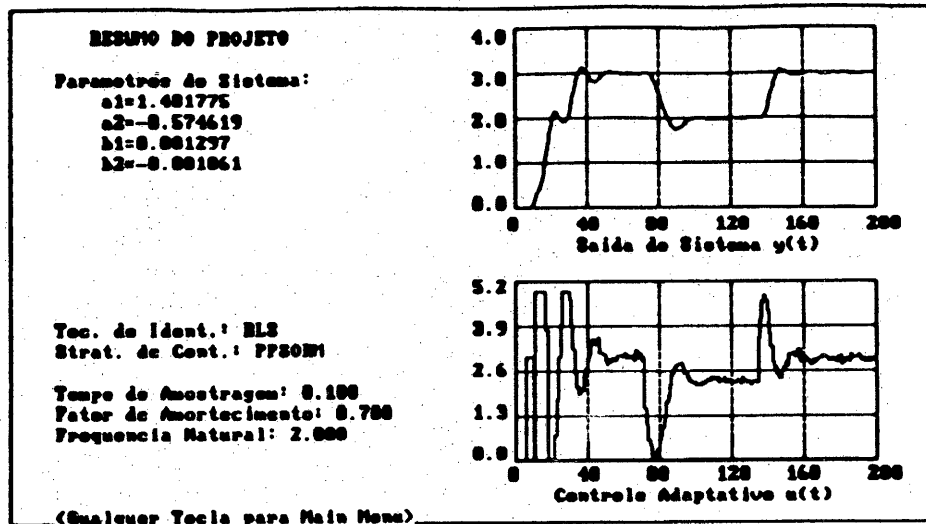


Figura 15 - Resumo do controle adaptativo para o exemplo 3, estimando-se  $k_0 = 2$

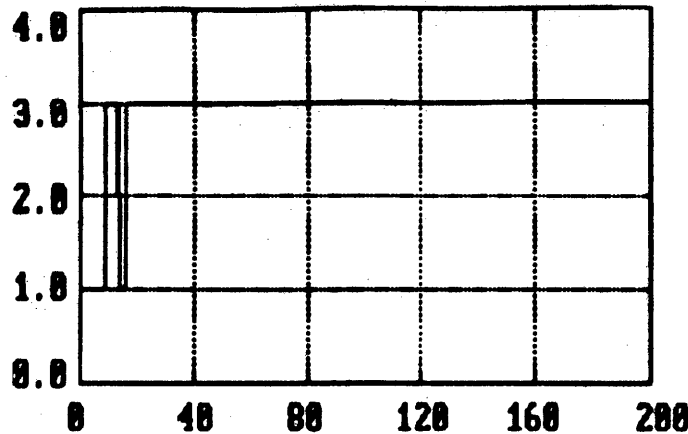


Figura 16 - Comportamento da estimativa  $\hat{k}(t)$  do atraso de transporte para o exemplo 3

## V - CONCLUSÕES

Um ambiente integrado para controle adaptativo de processos industriais foi proposto neste trabalho, apresentando-se três exemplos realistas de aplicação. Propôs-se também uma estratégia de controle adaptativo para sistemas com atraso de transporte desconhecido. O principal objetivo do ambiente integrado é auxiliar o usuário a selecionar estratégias de controle adaptativo, especificar parâmetros de projeto e efetivamente controlar um dado processo físico. Além de *softwares* para controle adaptativo, o ambiente integrado incorpora facilidades tais como cardápios e gráficos, que simplificam apreciavelmente o procedimento de especificação dos parâmetros de projeto e avaliação do desempenho do sistema de controle.

Há, no contexto industrial, diversas aplicações para o ambiente integrado proposto neste trabalho. Em particular, explicita-se as seguintes:

a) Se a dinâmica do processo controlado não variar substancialmente com o tempo, o ambiente integrado pode ser empregado para sintonizar os parâmetros de um controlador local, menos sofisticado estruturalmente, como por exemplo um controlador PID;

b) Se a dinâmica do processo controlado variar com o tempo ou com o ponto de operação, requerendo pois que o controlador adaptativo opere continuamente, o usuário dispõe de duas alternativas: caso o processo controlado justifique o investimento, o próprio microcomputador no qual o ambiente integrado é executado poder ser utilizado como controlador; caso contrário, o ambiente integrado pode ser utilizado para a escolha preliminar dos parâmetros de projeto, que seriam passados para um controlador adaptativo local, menos sofisticado e com menor custo.

Em trabalhos futuros cogita-se a introdução, no ambiente integrado apresentado aqui, de um supervisor que auxiliaria o usuário a escolher a estratégia de controle adaptativo mais

adequada para uma dada aplicação e a selecionar os parâmetros de projeto.

**AGRADECIMENTO :** O autor agradece à FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo auxílio financeiro, via Processo nº 90/0133-7.

#### IV - REFERÊNCIAS

- ÅSTRÖM, K.J. (1988) "Robust and Adaptive Pole Placement", Proc. American Control Conference, Atlanta, Georgia, October, pp. 2423-2428.
- ÅSTRÖM, K.J.; BERNHARDSSON, B. and RINGDAHL, A. (1991) "Solution Using Robust Adaptive Pole Placement", Proc. European Control Conference, Grenoble, France, July, pp. 2340-2345.
- ÅSTRÖM, K.J. and WITTENMARK, B. (1973), "On Self-Tuning Regulators", Automatica, Vol.9, pp.185-199.
- ÅSTRÖM, K.J. and WITTENMARK, B. (1984) "Computer Controlled Systems-Theory and Design", Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- ÅSTRÖM, K.J. and WITTENMARK, B. (1989) "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts.
- FONG-CHWEET, T. and SIRISENA, H.R. (1988) "Self-Tuning PID Controllers for Dead Time Processes", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.35, Nº1, February.
- GOODWIN, G.G.; RAMADGE, P.J. and CAINES, P.E. (1978), "Discrete Time Multivariable Adaptive Control", Trans.Auto.Control, Vol AC-25, pp. 449-456.
- GOODWIN, G.C. and SIN, K.S. (1984) "Adaptive Filtering, Prediction and Control", Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- HEMERLY, E.M. and DAVIS, M.H.A. (1989) "Recursive Order Estimation of Stochastic Control Systems", Math. Systems Theory, Vol.22, pp. 323-346.
- IOANNOU, P.A. and TSAKALIS, K.S. (1986), "A Robust Direct Adaptive Controller, IEEE Trans.Auto Control, Vol. AC-31, Nº 11, pp. 1033-1043.
- KEYSER, R.M.C. (1986) "Adaptive Dead-Time Estimation", IFAC Symposium on Adaptive Control, Lund, Sweden.
- LANDAU, I.D. (1979) "Adaptive Control-The Model Reference Approach", Marcel Dekker, New York.
- MASTEN, M.K. and COHEN, H.E. (1988) "Introduction to a Showcase of Adaptive Controller Designs" Proc. American Control Conference, Atlanta, Georgia, October, pp. 2418-2421.
- MIDDLETON, R.H.; GOODWIN, G.G.; HILL, D.J. and MAYNE, D.Q. (1988) "Design Issues in Adaptive Control", Vol. AC-33, Nº 1, pp. 50-58.
- MORSE, A.S. (1980) "Global Stability of Parameter-Adaptive Control Systems", IEEE Trans.Auto.Control, VolAC-25, pp.433-439.
- M'SAAD, M. (1991) "A Showcase of Adaptive Control Designs", Proc. European Control Conference, Grenoble, France, July, pp.2374-2375.
- NARENDRA, K.S.; LIN, Y.H. and VALAVANI, L.S. (1980) "Stable Adaptive Controller Design", Part II: Proof of Stability, Trans.Auto.Control, Vol. AC-25, pp. 440-449.
- NARENDRA, K.S. and MONOPOLI, R.V. (1980) "Applications of Adaptive Control", Academic Press, New York.
- SASTRY, S.S. and BODSON, M. (1989), "Adaptive Control: Stability Convergence and Robustness", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- SMITH, O.J.M. (1958) "Feedback Control Systems", McGraw-Hill, New York.
- WARWICK, K. (1988) "Implementation of Self-Tuning Controllers", Peter Peregrinus Ltd., London.
- WITTENMARK, B. and ÅSTRÖM, K.J. (1980) "Simple Self-Tuning Controllers, Methods and Applications in Adaptive Control", Ed. H.Unbehauen, Springer-Verlag, Berlin.
- WITTENMARK, B. and KÄLLÉN, P.O. (1991) "Identification and Design for Robust Adaptive Control", Proc. European Control Conference, Grenoble, France, July, pp. 1390-1395.