第 19 卷 第 9 期　　控 制 与 决 策　　2004 年 9 月
Vol. 19 No. 9　　Control and Decision　　Sept. 2004

文章编号: 1001-0920(2004)09-0988-06

时滞系统关于时滞参数的自适应输出反馈控制

姜偕富, 徐文立
(清华大学 自动化系, 北京 100084)

摘　要: 对存在状态时滞的线性时滞系统, 给出符合分离性原理的动态输出反馈控制器形式; 当时滞参数不能精确已知时, 给出基于观测器的关于时滞参数的自适应动态输出反馈控制器设计方案, 通过求解两个相应的 Riccati 型矩阵不等式即可求得满足设计要求的动态输出反馈控制器及关于时滞参数的自适应律, 且控制器的存在性与时滞参数精确已知时相同. 最后给出了一个应用仿真示例.

关键词: 线性时滞系统; 渐近稳定; 自适应; Riccati 矩阵不等式; 分离性原理
中图分类号: TP13　　**文献标识码**: A

Output-feedback adaptive control for delay parameters in time-delay system

JIANG Xie-fu, XU Wen-li
(Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084, China. Correspondent: JIANG Xie-fu, E-mail: jiangxf@tsinghua.org.cn)

Abstract: The dynamic output feedback controller which satisfies the separation principle for linear time-delay systems with delayed state is presented. The observer-based output feedback controller for delay parameter is given if the delay constant is not precisely known for linear time-delay system. The observer-based output feedback controller and the adaptive controller, which satisfy the requirement of the design, can be obtained by solving two Riccati matrix inequalities. The existence of the controller is equivalent to that of controller with known delay constant. A numerical example illustrats the application of the method.

Key words: linear time-delay systems; asymptotic stability; adaptive; Riccati matrix inequalities; separation principle

1 引　言

对于存在状态时滞的系统, 人们研究的热点之一就是设计一个状态反馈控制器使系统满足设计要求[1~4], 然而在众多的实际系统中, 状态不易测量或不能直接测量得到, 使得状态反馈控制器难以在物理上实现. 因此, 大多数学者通常采用基于状态观测器的动态输出反馈控制器[5,6]. 目前有关线性时滞系统的观测器的设计主要有两种方法: 一种是在所设计的观测器中不含有任何滞后的信息[7~9], 这种观测器的设计比较简单, 但不能完全反映滞后系统本身的信息, 而且控制器与观测器的设计不符合分离性原理; 另一种是在所设计的观测器中含有滞后的信息[10], 这种观测器可以完全反映滞后系统本身的信息, 而且控制器与观测器的设计符合分离性原理, 但当滞后常数不能精确已知时实现起来有困难.

针对这样的问题, 本文给出了基于观测器关于

收稿日期: 2003-09-22; **修回日期**: 2003-11-05.
基金项目: 清华大学 985 重点项目; 国家十五计划重点研究项目(2001BA609A); 中国博士后科学基金资助项目.
作者简介: 姜偕富(1963—), 男, 江苏兴化人, 博士, 从事有关时滞系统的鲁棒控制、H^{∞}控制等研究; 徐文立(1947—), 男, 江苏扬州人, 教授, 博士生导师, 从事自动控制、计算机视觉等研究.

时滞参数的自适应动态输出反馈控制器设计方案,且控制器的存在性与时滞参数精确已知时相同,通过解两个相应的Riccati型矩阵不等式即可求得满足设计要求的控制器及关于时滞参数的自适应律 此外,本文也给出了基于观测器且符合分离性原理的动态输出反馈控制器的形式 最后给出仿真示例验证了所得结论的有效性

2　问题的提出

考虑如下带有状态时滞的时滞系统:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_1x(t-\tau) + Bu(t), \\ y(t) = C_1x(t), \\ x(t) = \phi(t),\ t \in [-\tau, 0]. \end{cases} \tag{1}$$

式中: $x(t) \in R^n$ 为状态, $u(t) \in R^q$ 为控制输入, $y(t) \in R^p$ 为量测输出, A, A_1, B, C_1 分别为具有适当维数的已知常数矩阵, $\tau > 0$ 为系统(1) 的时滞常数, $\phi \in C[-\tau, 0]$ 为连续初始向量函数 本文假设 (A, B) 可控, (A, C_1) 可观

本文研究的目的是:

1) 对系统(1) 给出具有分离性原理的动态输出反馈控制器形式;

2) 如果系统(1) 的时滞常数 τ 可以精确已知,则设计一个如下形式的观测器型动态输出反馈控制:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + A_1\hat{x}(t-\tau) + \\ \qquad Bu(t) + L[y(t) - C_1\hat{x}(t)], \\ u(t) = F_1\hat{x}(t),\ \hat{x}(t) = \psi(t),\ t \in [-\tau, 0], \end{cases} \tag{2}$$

使得如下闭环系统是内部渐近稳定的:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + BF_1 & -BF_1 \\ 0 & A - LC_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \\ \qquad \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t-\tau) \\ e(t-\tau) \end{bmatrix}, \\ x(t) = \phi(t),\ e(t) = \phi(t) - \psi(t) \triangleq \varphi(t), \\ \quad t \in [-\tau, 0]. \end{cases} \tag{3}$$

其中 $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ 为系统(3) 的误差向量, $\hat{x}(t) \in R^n$ 是观测器(2) 的状态, $\psi(t) \in C[-\tau, 0]$ 为观测器(2) 的初始向量函数, $\varphi(t) = \phi(t) - \psi(t) \in C[-\tau, 0]$ 为闭环系统(3) 的初始误差向量函数, F_1 和 L 分别为待求的控制器增益与观测器增益矩阵;

3) 如果系统(1) 的时滞常数 τ 不能精确已知但已知其上界为 τ^*,则设计一个如下形式的观测器型动态输出反馈控制:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + A_1\hat{x}(t - \hat{\tau}(t)) + \\ \qquad Bu(t) + L[y(t) - C_1\hat{x}(t)], \\ u(t) = F_1\hat{x}(t),\ \hat{x}(t) = \psi(t),\ t \in [-\tau^*, 0], \end{cases} \tag{4}$$

使得如下闭环系统是内部渐近稳定的:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + BF_1)x(t) + A_1x(t-\tau) - \\ \qquad BF_1e(t), \\ \dot{e}(t) = (A - LC_1)e(t) + A_1e(t-\tau) + \\ \qquad A_1[\hat{x}(t-\tau) - \hat{x}(t-\hat{\tau})], \\ x(t) = \phi(t),\ t \in [-\tau, 0], \\ x(t) = 0,\ t < -\tau, \\ e(t) = \phi(t) - \psi(t) := \varphi(t), \\ \quad t \in [-\tau^*, 0]. \end{cases} \tag{5}$$

其中 $\hat{\tau}(t)$ 为系统(1) 的时滞常数 τ 的实时估计值,且满足 $\hat{\tau}(t) \geq \tau, \dot{\hat{\tau}}(t) \leq 0, \forall t \geq 0, \psi(t) \in C[-\tau^*, 0]$ 为观测器(4) 的连续初始向量函数

3　带记忆输出反馈控制的分离性原理

对系统(1),若采用控制器(2),则可得相应的闭环系统(3) 的特征方程为

$$\Delta(s, \tau) = \det\begin{bmatrix} \Theta_1 & BF_1 \\ 0 & \Theta_2 \end{bmatrix} = \det\Theta_1\det\Theta_2,$$

其中

$$\Theta_1 = sI - A - BF_1 - A_1e^{-\tau s},$$

$$\Theta_2 = sI - A - A_1e^{-\tau s} + LC_1.$$

可见,当系统(1) 采用观测器型动态输出反馈控制器(2) 时,闭环系统的极点由特征方程 $\det\Theta_1 = 0$ 与 $\det\Theta_2 = 0$ 的根表示,这样,形如(2) 的控制器满足分离性原理

由此可得如下结论:

定理 1　系统(1) 若采用形如(2) 的观测器型动态输出反馈控制器,则分离性原理成立

注 1　采用形如(2) 的观测器型动态输出反馈控制器的缺点是系统的时滞参数必须精确已知,否则实现起来有困难,而在很多实际系统中根本无法获得滞后常数的精确值 这一问题将在下面的章节中给出具体解决办法

4　关于时滞参数的自适应观测器型动态输出反馈控制

首先给出下面要用到的引理:

引理 1[11]　对任意适当维数的矩阵 X 和 Y,有

$$X^TY + Y^TX \leq X^TPX + Y^TP^{-1}Y,\ \forall P > 0.$$

假定时滞系统(1) 的状态时滞常数 τ 不能精确

已知，这时，可按如下方案设计观测器型动态输出反馈控制器(4)及关于时滞参数的自适应律

定理 2 对于时滞系统(1)，如果存在矩阵 F_1，L，对称正定矩阵 P_c, P_o, S_1, S_2, S_3 同时满足如下 Riccati 矩阵不等式:

$$P_c(A+BF_1)+(A+BF_1)^{\mathrm T}P_c+P_c(A_1S_1^{-1}A_1^{\mathrm T}+S_3^{-1})P_c+S_1<0, \tag{6}$$

$$P_o(A-LC_1)+(A-LC_1)^{\mathrm T}P_o+(BF_1)^{\mathrm T}S_3BF_1+P_oA_1S_2^{-1}A_1^{\mathrm T}P_o+S_2<0, \tag{7}$$

那么对任意的有界初始向量函数 $[\phi(t)\ \varphi(t)]^{\mathrm T}$，存在常数 $M>0$ 使得 $\|e(t)\|\le M$，这时可得到基于观测器的动态输出反馈控制器(4)使得系统(1)渐近稳定，且关于滞后常数的自适应律可取为

$$\dot{\hat\tau}(t)=-\frac{1}{\gamma}M\|P_oA_1\|z(t), \tag{8}$$

$$z(t)\triangleq\|A\hat x(t)+A_1\hat x(t-\hat\tau(t))+Bu(t)+LC_1e(t)\|.$$

其中：$\gamma>0$ 为取定常数，使得关于滞后常数 τ 的自适应律 $\hat\tau(t)$ 满足 $\hat\tau(t)\ge\tau,\ \forall t\ge0$. 这时，控制器与观测器的增益矩阵可分别取为 $F_1=-B^{\mathrm T}P_c, L=P_o^{-1}C_1^{\mathrm T}$.

证明 根据

$$\dot{\hat x}(t)=A\hat x(t)+A_1\hat x(t-\hat\tau(t))+Bu(t)+LC_1e(t),$$

可得式(5)等价于

$$\begin{cases}\mathring{x}(t)=(A+BF_1)x(t)+A_1x(t-\tau)-BF_1e(t),\\ \mathring{e}(t)=(A-LC_1)e(t)+A_1e(t-\tau)+A_1\int_{-\hat\tau}^{-\tau}[A\hat x(\theta)+A_1\hat x(\theta-\hat\tau)+Bu(\theta)+LC_1e(\theta)]\mathrm d\theta,\end{cases} \tag{9}$$

对于闭环系统(9)取 Lyapunov 泛函为如下形式:

$$V(x_t,e_t)=V_1(x_t,e_t)+\gamma(\hat\tau(t)-\tau)^2+2M\|P_oA_1\|\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\mathrm d\theta\int z(t+s)\mathrm ds, \tag{10}$$

$$V_1(x_t,e_t)=x^{\mathrm T}(t)P_cx(t)+e^{\mathrm T}(t)P_oe(t)+\int_{-\tau}x^{\mathrm T}(\theta)S_1x(\theta)\mathrm d\theta+\int_{-\tau}e^{\mathrm T}(\theta)S_2e(\theta)\mathrm d\theta,$$

这里 P_c, P_o, S_1, S_2 均为对称正定矩阵，γ 为待定常数. 由于

$$\frac{\mathrm d}{\mathrm dt}\left(\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\mathrm d\theta\int z(t+s)\mathrm ds\right)^{\xi=t+s}=$$

$$\frac{\mathrm d}{\mathrm dt}\left(\int_{-\hat\tau}^{-\tau}\mathrm d\theta\int_{+\theta}z(\xi)\mathrm d\xi\right)=$$

$$\dot{\hat\tau}(t)\int_{-\hat\tau}z(\xi)\mathrm d\xi+\int_{-\hat\tau}^{-\tau}[z(t)-z(t+\theta)]\mathrm d\theta,$$

则根据引理 1，$V(x_t,e_t)$ 沿着系统(9)的导数为

$$\begin{aligned}\dot V(x_t,e_t)\le\ & x^{\mathrm T}(t)[P_c(A+BF_1)+(A+BF_1)^{\mathrm T}P_c+P_c(A_1S_1^{-1}A_1^{\mathrm T}+S_3^{-1})P_c+S_1]x(t)+\\ & e^{\mathrm T}(t)[P_o(A-LC_1)+(A-LC_1)^{\mathrm T}P_o+(BF_1)^{\mathrm T}S_3BF_1+P_oA_1S_2^{-1}A_1^{\mathrm T}P_o+S_2]e(t)+\\ & 2\|P_oA_1\|(\|e(t)\|-M)\int_{-\hat\tau}^{-\tau}z(t+\theta)\mathrm d\theta+\\ & 2(\hat\tau(t)-\tau)[\gamma\dot{\hat\tau}(t)+M\|P_oA_1\|z(t)],\end{aligned}$$

这里 S_3 为对称正定矩阵. 在上面的推导过程中利用了条件 $\dot{\hat\tau}(t)\le0$ 与 $\hat\tau(t)\ge\tau,\ \forall t$. 根据以上推导，关于时滞参数 τ 的自适应律可取为式(8)，由于 $C_1e(t)=C_1x(t)-C_1\hat x(t)=y(t)-C_1\hat x(t)$ 可量测，则 $z(t)$ 也是可量测的.

下面证明 $e(t)$ 的有界性.

根据 $V(x_t,e_t)$ 的表达式可知存在常数 $a>0$ 满足 $a\|e(t)\|^2\le V(x_t,e_t)$. 假设 $\varphi\in C_k[-\hat\tau(0),0]=\{\varphi\in C:\|\varphi\|<k,\forall k>0\}$，即 $\varphi(t)$ 为 $[-\hat\tau(0),0]$ 上有界初始函数，这里取 $\hat\tau(0)=\tau^*$. 若存在常数 $M>0$ 使得 $aM^2\ge V(x_t,e_t),\ \forall t\in[-\hat\tau(0),0]$ 成立，则 $\|e(t)\|\le M$，因而 $\dot V(x_t,e_t)<0,\ \forall t\in[-\hat\tau(0),0]$ 成立. 因而存在常数 $\delta>0$ 使得不等式 $\dot V(x_t,e_t)<0,\ \forall t\in[0,\delta]$，这时 $\|e(t)\|\le M,\ \forall t\in[0,\delta]$ 成立. 根据 $\dot V(x_t,e_t)<0,\ \forall t\in[0,\delta]$ 可得

$$a\|e(t)\|^2\le V(x_t,e_t)\le V(\phi,\varphi),\ \forall t\in[0,\delta].$$

如果存在 $t_1>0,\ \delta_1>0$ 使得 $\|e(t_1)\|=M$，$\|e(t)\|>M$，$\dot V_2(x_t,e_t)<0,\ \forall t: t_1<t\le t_1+\delta_1$，以及 $\|e(t)\|<M,\ \forall t: 0\le t<t_1$，那么

$$aM^2<a\|e(t)\|^2\le V(x_t,e_t)\le V(\phi,\varphi)\le aM^2,\ \forall t: t_1<t\le t_1+\delta_1.$$

这是一个矛盾不等式，故 $\|e(t)\|\le M,\ \forall t\ge0$，这就是说 $\|e(t)\|$ 是有界的且它的界仅与初始函数 φ 有关，因此，常数 M 是存在的.

下面证明 $\gamma>0$ 的存在性.

如果式(6)～(8)成立，那么对 $\forall N>0$，有

$$V(x_N,e_N)-V(\phi,\varphi)=\int\dot V(x_t,e_t)\mathrm dt\le0,$$

则可得 $V(x_t,e_t)$ 有界. 根据 $V(x_t,e_t)$ 的表达式可得 $x(t)$ 有界. 因而存在常数 $M_1>0$ 使得 $\|x(t)\|\le M_1$ 成立. 这时根据(5)的表达式可得存在常数 $M_0>0$ 使得 $\|\dot{x}(t)\|\le M_0$ 与 $\|\dot{e}(t)\|\le M_0$ 同时成立. 故存在常数 $\hat{M}>0$ 使得 $\|z(t)\|\le\hat{M}$. 首先证明系统(9)的渐近稳定性. 如果(9)不是渐近稳定的, 则存在 $\epsilon_0>0,\forall T>0,\exists t>T$ 使得对于(9)的所有解 $x(t)$ 与 $e(t)$ 有 $\|x(t)\|\ge\epsilon_0$ 或 $\|e(t)\|\ge\epsilon_0$. 不失一般性假设对于(9)的所有解 $x(t)$, $\exists t>T$ 有 $\|x(t)\|\ge\epsilon_0$. 这时, 存在 $\{t_k\}_{k=1,2,3,\cdots}$, 使得 $\|x(t_k)\|\ge\epsilon_0$ 以及 $t_k-t_{k-1}\ge 2r$. 这里 $r=\epsilon_0/2M_0$. 这时可得

$$\|x(t_k)\|-\|x(t)\|\le\|x(t)-x(t_k)\|=\left\|\int_{t_k}^{t}\dot{x}(s)\,\mathrm{d}s\right\|\le M_0|t-t_k|.$$

若 $|t-t_k|\le r$, 则

$$\|x(t)\|\ge\|x(t_k)\|-M_0|t-t_k|\ge\frac{\epsilon_0}{2}.$$

此外, 根据式(6)～(8)可得存在常数 $\gamma_0>0$, 使得

$$\dot{V}(x_t,e_t)\le-\gamma_0\|x(t)\|^2.$$

若 $\gamma>\frac{M\hat{M}\|P_cA_1\|t_k}{\hat{\tau}(0)-\tau}$ 与 $k\ge\frac{2V(\phi,\varphi)}{r\gamma_0\epsilon_0^2}+2$, 则根据式(8)可得

$$\hat{\tau}(t_k)=\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}\int_0^{t_k}M\|P_cA_1\|z(t)\,\mathrm{d}t\ge$$
$$\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}M\hat{M}\|P_cA_1\|t_k>\tau,$$

这时有

$$V(x(t_k),e(t_k))=$$
$$V(\phi,\varphi)+\int_0^{t_k}\dot{V}(x_t,e_t)\,\mathrm{d}t\le\cdots\le$$
$$V(\phi,\varphi)-\gamma_0\sum_{i=1}^{k-1}\int_{t_i-r}^{t_i+r}\frac{\epsilon_0^2}{4}\,\mathrm{d}t=$$
$$V(\phi,\varphi)-\frac{2r\epsilon_0^2\gamma_0}{4}(k-1)<0.$$

然而根据 $V(x_t,e_t)$ 可得 $V(x(t_k),e(t_k))>0$, 这显然是矛盾的. 因而闭环系统(9)是渐近稳定的.

根据 $\hat{\tau}(t)$ 的单调性以及 $\hat{\tau}(t)\ge0$ 可得

$$\lim_{t\to\infty}\hat{\tau}(t)=\tau_\infty$$

存在, 以及

$$\tau_\infty=\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}\int_0^\infty M\|P_cA_1\|z(t)\,\mathrm{d}t\triangleq$$
$$\hat{\tau}(0)-\frac{1}{\gamma}N(\phi,\varphi).$$

因为 $x(t)\to0,\hat{x}(t)\to0\,(t\to\infty)$, 故存在常数 $\bar{M},\lambda>0$ 使得 $\|z(t)\|<\bar{M}e^{-\lambda t},\forall t\ge0$, 这里 $\bar{M}$ 是一个由系统参数确定的常数且与系统的初始函数 ϕ,φ 的选取有关, 故可得

$$N(\phi,\psi)=$$
$$\int_0^\infty M\|P_cA_1\|z(t)\,\mathrm{d}t\le\frac{1}{\lambda}\bar{M}M\|P_cA_1\|,$$

这样 $N(\phi,\psi)$ 就是可以估计的. 假如

$$\gamma^{-1}\le\max_{\varphi\in C_R[-\tau,0]}\left\{\frac{\hat{\tau}(0)-\tau}{N(\phi,\psi)}\right\},$$

那么有 $\tau_\infty\ge\tau$. 这就表明了定理 2 中的正常数 $\gamma>0$ 是存在的, 且可从给定的系统以及定义在有界集合上的初始函数来进行估计. □

根据以上推导, 可得如下推论:

推论 1　如果线性时滞系统(1)的时滞常数精确已知, 且存在矩阵 F_1 和 L, 对称正定矩阵 P_c,P_o,S_1,S_2,S_3 同时满足两个 Riccati 矩阵不等式(6)与(7), 则对系统(1)采用基于观测器的动态输出反馈控制器(2)时是内部渐近稳定的, 且控制器与观测器的设计符合分离性原理, 这时, 控制器与观测器的增益矩阵与定理 2 相同, 可分别取为 $F_1=-B^{\mathrm{T}}P_c, L=P_o^{-1}C_1^{\mathrm{T}}$.

注 2　根据定理 2 与推论 1 可以看出, 如果 Riccati 矩阵不等式(6)与(7)成立, 则可分别得到系统(1)的基于观测器的动态输出反馈控制器(2), 以及(4)与关于滞后参数的自适应律(8), 这就是说, 当滞后参数不能精确已知时, 基于观测器的关于时滞参数的自适应动态输出反馈控制器的存在性与滞后参数精确已知时的动态输出反馈控制器的存在性相同, 且这种控制器在实际中容易实现, 这就给系统控制器的设计带来了很大的方便.

5　仿真示例

考虑线性时滞系统(1), 其中

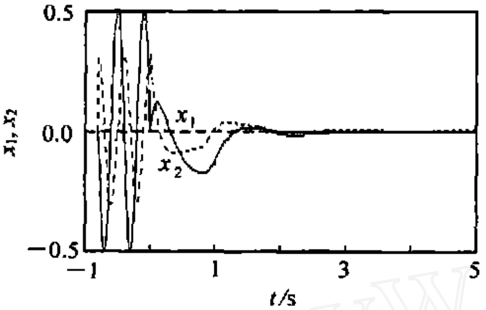
$$A=\begin{bmatrix}-2&7\\-3&-7\end{bmatrix},A_1=\begin{bmatrix}1&0\\0&-3\end{bmatrix},B=\begin{bmatrix}5\\-6\end{bmatrix},$$
$$C_1=\begin{bmatrix}-1&-2\end{bmatrix}.$$

选取 $S_i=I_2\,(i=1,2,3)$, 令 Riccati 矩阵不等式(6)与(7)的左端等于 $0.0001\,I_2$, 利用 Matlab 工具箱中的函数 are.m 解相应的 Riccati 矩阵方程得

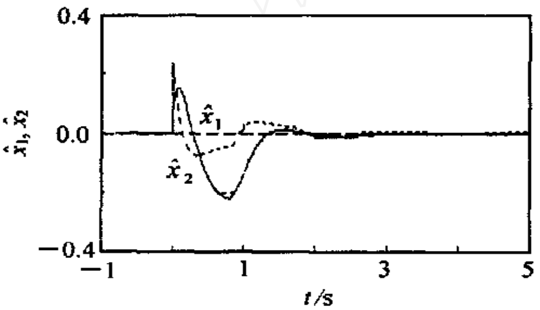
$$P_c=\begin{bmatrix}0.1354&0.0880\\0.0880&0.1477\end{bmatrix},$$
$$P_o=\begin{bmatrix}0.8982&-0.2838\\-0.2838&0.0947\end{bmatrix},$$
$$F_1=\begin{bmatrix}-0.1492&0.4461\end{bmatrix},$$

$$L = \begin{bmatrix} -145.8994 \\ -458.2160 \end{bmatrix}.$$

取 $\gamma = 4, M = 1, \tau = 0.8, \tau^* = 1.2, \hat{x}_0 \equiv [0 \quad 0]$, $x_0 = [-0.5\sin[4\pi(t-\tau)/\tau] \quad 0.3\cos[4\pi(t-\tau)/\tau]]$ $(t \in [-\tau, 0])$. 利用 Matlab 中的 Simulink

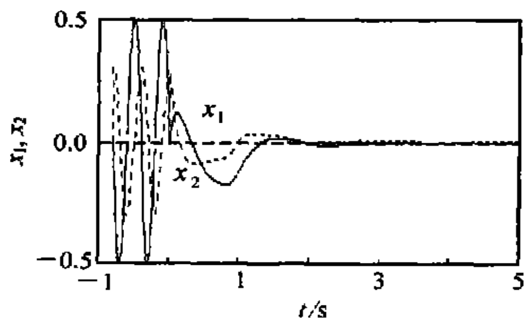


(a) 系统状态仿真曲线

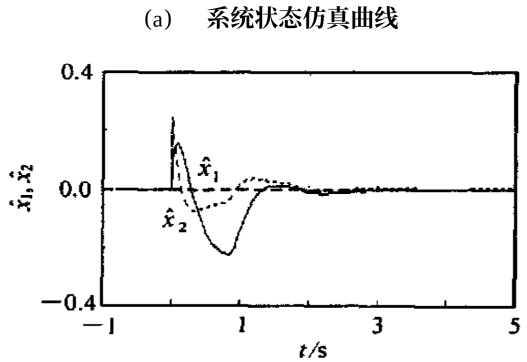


(b) 观测器状态仿真曲线

图 1　时滞参数精确已知时的仿真结果



(a) 系统状态仿真曲线



(b) 观测器状态仿真曲线

图 2　时滞参数不能精确已知时的仿真结果

进行仿真, 其中选取变步长的 Runge-Kutta 方法 ode45 来求解相应的微分方程. 当时滞参数精确已知时可得系统状态与观测器状态的仿真曲线(图 1), 当时滞参数不能精确已知时可得系统状态与观测器状态的仿真曲线(图 2) 及滞后 $\hat{\tau}(t)$ 的变化曲线(图 3). 由仿真结果可看出, 大约经过 2 个时滞周期系统即可进入稳态区(无论时滞参数是否可以精确已知), 且当时滞常数不能精确已知时与时滞常数精确已知时的仿真结果相比只有很小的变化. 因此, 无论时滞参数是否可以精确已知, 利用本文所提供的控制器设计方案均可设计基于观测器的动态输出带记忆反馈控制, 这就给系统控制器的设计带来了很大的方便.

注 3　在仿真过程中发现, 如果滞后常数 τ 的实时估计值 $\hat{\tau}(t)$, 当系统状态趋于稳定时越来越趋近于真实值 τ 时, 图 1 与图 2 也就越来越接近, 但无论如何, 它们都没有太大的变化.

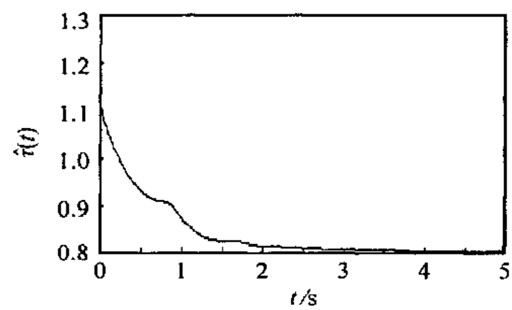


图 3　滞后 $\hat{\tau}(t)$ 的变化曲线

6　结　　语

对于带有状态时滞的线性时滞系统, 本文讨论了基于观测器的动态输出反馈控制器的分离性原理问题, 当滞后常数不能精确已知时, 提出了基于观测器的关于时滞参数的自适应动态输出反馈控制器设计方案, 只需求解相应的两个 Riccati 矩阵不等式即可同时求得基于观测器的动态输出反馈控制器与关于滞后常数的自适应律, 且控制器的存在性与时滞参数精确已知时相同. 最后给出一个仿真示例验证了所得结论的有效性.

参考文献(References):

[1] 杨富文. 时滞系统的 H^∞ 状态反馈控制[J]. 控制与决策, 1997, 12(1): 68-72.
(Yang F W. H^∞ state feedback control for time delay systems[J]. *Control and Decision*, 1997, 12(1): 68-72.)

[2] Kokame K, Kobayashi H, Mori T. Robust H_∞ performance for linear delay-differential systems with

time-varying uncertainties [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(2): 223-226.

[3] **苏宏业, 王景成, 褚健. 一类不确定动态系统的无记忆鲁棒镇定控制**[J]. **自动化学报**, 1998, 24(4): 497-501.
(Su H Y, Wang J C, Chu J. Memoryless robust stabilization of a class of uncertain linear time-delay systems[J]. *Acta Automatica Sinica*, 1998, 24(4): 497-501.)

[4] **费树岷, 姜偕富, 冯纯伯. 线性时滞系统对时滞参数的自适应控制**[J]. **控制理论与应用**, 2001, 18(5): 686-690.
(Fei S M, Jiang X F, Feng C B. Adaptive control for linear delay ssytems to aim directly at delay parameter [J]. *Control Theory and Application*, 2001, 18(5): 686-690.)

[5] Ge Jian-Hua, Frank P M, Lin Ching-Fang. H_∞ control via output feedback for state delayed systems[J]. *Int J Control*, 1996, 64(1): 1-7.

[6] Wang J C, Su H Y, Chu J, et al. Robust H_∞ output feedback controller design for linear time-varying uncertain systems with delayed state [J]. *Control Theory and Application*, 1999, 16(3): 334-338.

[7] Su H Y, Wang J C, Chu J. Output feedback stabilizing controller for linear time-varying uncertain systems with delayed state[J]. *Control Theory and Application*, 1998, 15(6): 939-944.

[8] Zidong W, Biao H, Unbehauen H. Robust H_∞ observer design of linear time-delay systems with parametric uncertainty[J]. *Systems & Control Letters*, 2001, 42: 303-31.

[9] **关新平, 林志云, 段广仁. 时变时滞不确定系统基于观测器的鲁棒控制器设计**[J]. **信息与控制**, 1999, 28(3): 161-167.
(Guan X P, Lin Z Y, Duan G R. Design of observer-based robust cotnrollers for uncertain systems with time-varying delay[J]. *Information and Control*, 1999, 28(3): 161-167.)

[10] Han H C, Myung J C. Observer-based H_∞ controller design for state delayed linear systems [J]. *Automatica*, 1996, 32: 1073-1075.

[11] Petersen I R, Hollot Christopher V. A riccati equation to the stabilization of uncertain linear systems[J]. *Automatica*, 1986, 22(4): 397-411.

(上接第 982 页)

[5] Iwasaki T, Skelton R E, Geromel J C. Linear quadratic suboptimal control with static output feedback[J]. *Syst Contr Lett*, 1994, 23(6): 421-430.

[6] Cao Y Y, Lam J, Sun Y X. Static output feedback stabilization: An LMI approach [J]. *Automatic*, 1998, 34(12): 1641-1645.

[7] Prempain E, Postlehwaite I. Static output feedback stabilization with H_∞ performance for a class of plants [J]. *Syst Contr Lett*, 2001, 43(3): 159-166.

[8] Gahinet P, Nemirovski A, Laub A J, et al. *LMI Control Toolbox* [M]. The MachWorks Inc, 1995.

[9] Boyd S, El Ghaoui L, Feron E, et al. Linear matrix inequalities in system and control theory [A]. *SIAM Studies in Appplied Mathematics* [C]. Philadelphia, SIAM, 1994.

[10] Davison E J, Wang S H. On pole assignment in linear multivariable systems using output feedback [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1975, 20(4): 516-518.

[11] Kimura H. Pole assignment by gain output feedback [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1977, 20(4): 509-516.

(上接第 987 页)

[5] Crutchfield J P, Feldman D P. Regularities unseen, randomness observed: Levels of entropy convergence [EB/OL]. http://www.santafe.edu/sfi/publications/working-/01-02-012.pdf, 2001-02-12.

[6] Schürmann T, Grassberger P. Entropy estimation of symbol sequences[J]. *Chaos*, 1996, 6(3): 414-427.

[7] Frizelle G, Woodcock E. Measuring complexity as an aid to developing operational strategy [J]. *Int J of Operation and Production Management*, 1995, 15(5): 26-39.

[8] Puterman M L. *Markov Decision Processes: Discrete Stochastic Dynamic Programming* [M]. John Wiley & Sons, Inc, 1994.

[9] Howard R A. *Dynamic Programming and Markov Processes* [M]. Cambridge: The Technology Press of the Massachusetts Institute of Technology and John Wiley & Sons, Inc, 1960.