文章编号：1000-8152(2004)04-0602-05

线性不确定系统的给定阶最优控制器设计

王进华
（福州大学 电气工程与自动化学院，福建 福州 350002）

摘要：为避免间接法设计降阶控制器的模型近似引起的性能下降，本文在静态输出反馈控制器设计的基础上，直接设计了线性不确定系统的给定阶混合 H_2/H_∞ 动态反馈控制器.利用系统内外分解方法，得到了最优降阶状态观测器.通过求解降维状态观测器的静态输出反馈，可得到降阶控制的最优反馈增益阵.给定阶控制器由两个 Riccati 方程和一个 Lyapunov 方程参数化表示.最后，通过一个例子，说明了本文提出的给定阶控制器设计方法.

关键词：鲁棒控制；降阶控制；观测器；输出反馈
中图分类号：TP13　　**文献标识码**：A

Given order optimal controller design for linear uncertain systems

WANG Jin-hua
(Institute of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou Fujian 350002, China)

Abstract: To avoid the performance degeneration caused by model approximation used in indirect reduced controller design methods, motivated by the static output feedback controller design methods, given order optimal dynamical output controller design methods are discussed. An optimal reduced order state observer is obtained by using system decomposition. The optimal feedback gain matrix could be obtained by solving a static output feedback controller problem. The parameterized mixed H-two/H-infinity controller was given by two Riccati equations and a Lyapunov equation. Finally, an example was offered to illustrate the design method.

Key words: robust control; reduced order control; observer; output feedback

1 引言(Introduction)

控制器有全维的[1~3]和降维的两类.低阶控制器具有许多优点[4]，一直是控制理论应用的一个热点问题，受到广泛关注[5,6].低阶控制器设计有两种方法，一种是直接法，直接设计出阶次较低的控制器.另一种是间接法，先设计出全维的控制器，然后通过模型近似的方法得到低阶控制器.目前有很多人正在研究保证鲁棒性的低阶近似方法[4~6].

从 H_2 控制的角度出发，如果一个对象可以通过阶次为 n_c 的控制器镇定，则所有这些 n_c 阶控制器，应存在一个控制器，使得闭环系统的 H_∞ 范数满足给定要求且使其 H_2 范数最优，即最优 n_c 阶混合 H_2/H_∞ 控制器.本文用直接法研究这类最优 n_c 阶控制器问题，寻找这类控制器的设计方法，并用参数化表示它们.

2 问题描述(Problem formulation)

考虑如下混合 H_2/H_∞ 控制的广义对象

$$G:\ \begin{cases} \dot{x} = Ax + B_0w_0 + B_1w_1 + B_2u, \\ z_0 = C_0x + D_{02}u, \\ z_1 = C_1x + D_{12}u, \\ y = C_2x + D_{20}w_0 + D_{21}w_1. \end{cases} \tag{1}$$

其中，$x \in \mathbb{R}^n$ 为状态变量；$w_1 \in \mathbb{R}^m$ 为干扰系统的输出；$z_1 \in \mathbb{R}^p$ 为干扰系统的输入；$w_0 \in \mathbb{R}^l$ 为外界干扰输入，是有单位强度的零均值正态白噪声；$z_0 \in \mathbb{R}^q$ 是控制输出；$y \in \mathbb{R}^r$ 为观测量；$u \in \mathbb{R}^s$ 为控制输入.$A, B_0, B_1, B_2, C_0, C_1, C_2, D_{02}, D_{12}, D_{20}, D_{21}$ 是相应维数的常数矩阵.对系统(1)作进一步假定：

S1：(A, B_0, C_0)，(A, B_1, C_1) 及 (A, B_2, C_2) 是可稳定、可检测的；

S2：

收稿日期：2002-05-14；收修改稿日期：2003-10-13.
基金项目：福建省科技创新基金项目；福州大学科技发展基金项目.

$$D_{02}^{\mathrm{T}}[C_0 \quad D_{02}] = [\mathbf{0} \quad I],$$
$$D_{12}^{\mathrm{T}}[C_1 \quad D_{12}] = [\mathbf{0} \quad I];$$

S3:

$$D_{20}[B_0^{\mathrm{T}} \quad D_{20}^{\mathrm{T}}] = [\mathbf{0} \quad I],$$
$$D_{21}[\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}} \quad D_{21}^{\mathrm{T}}] = [\mathbf{0} \quad I].$$

假定 S1 是为了保证可以通过反馈控制器使系统稳定,假定 S2 和 S3 就是所谓的正交性条件.

系统(1)及上述假定并不影响所讨论问题的一般性.更一般的系统,可通过变换,转化为上述形式.为简化标记,将系统(1)简记为

$$G(s) = \left[\begin{array}{c|cc|c} A & B_0 & B_1 & B_2 \\ \hline C_0 & 0 & 0 & D_{02} \\ C_1 & 0 & 0 & D_{12} \\ \hline C_2 & D_{20} & D_{21} & 0 \end{array}\right]$$

或

$$\begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ y \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc|c} A & B_0 & B_1 & B_2 \\ \hline C_0 & 0 & 0 & D_{02} \\ C_1 & 0 & 0 & D_{12} \\ \hline C_2 & D_{20} & D_{21} & 0 \end{array}\right] \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ u \end{bmatrix}.$$

由于大部分系统内部状态不能直接通过观测得到,而在系统控制过程中,为保证良好的系统性能,又需要这些状态信息.一般地,这些状态信息由观测器来重构,由观测器和相应的增益阵构成控制器.本文的任务是设计控制器

$$\Sigma_c: \quad \begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c y, \\ u = C_c x_c + D_c y, \end{cases} \tag{2}$$

使系统(1)内部稳定,从 w_1 到 z_1 的传递函数 $\| T_{z_1 w_1} \|_\infty < \gamma$,且使得 $\| z_0 \|_2^2$ 极小.

3 静态输出反馈控制器(Static output feedback controller)

动态输出反馈控制,可看作是对象和控制器闭环后,$n + n_c$ 阶系统,以对象和控制器输出进行静态反馈的控制结果.

首先讨论静态输出反馈控制问题.为此进一步假定系统(1)中有 $D_{20} = \mathbf{0}, D_{21} = \mathbf{0}$,即系统的观测输出中没有外界干扰和不确定性.若在输出中有干扰和不确定因素,则这些干扰和不确定性将通过反馈重新进入系统,影响控制效果.

设系统的静态输出反馈系数为 K,则闭环系统为

$$\begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c:cc} A + B_2KC_2 & B_0 & B_1 \\ \hdashline C_0 + D_{02}KC_2 & 0 & 0 \\ C_1 + D_{12}KC_2 & 0 & 0 \end{array}\right] \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c:cc} A_K & B_0 & B_1 \\ \hdashline C_{0K} & 0 & 0 \\ C_{1K} & 0 & 0 \end{array}\right] \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \end{bmatrix}. \tag{3}$$

对系统(3),若系统内部稳定,从 w_1 到 z_1 的传递函数 $\| T_{z_1 w_1} \|_\infty < \gamma$,由文献[4]中的定理 4.1,$\| z_0 \|_2^2$ 可计算为

$$\| z_0 \|_2^2 \leqslant \mathrm{tr}(B_0^{\mathrm{T}} X B_0). \tag{4}$$

其中 $X \geqslant \mathbf{0}$ 是 Riccati 方程

$$R(X): = A_K^{\mathrm{T}} X + X A_K + \varepsilon\gamma^{-2} X B_1 B_1^{\mathrm{T}} X + \varepsilon^{-1} C_{1K}^{\mathrm{T}} C_{1K} + C_{0K}^{\mathrm{T}} C_{0K} = \mathbf{0} \tag{5}$$

的解.

很显然,以 $J = \mathrm{tr}(B_0^{\mathrm{T}} X B_0)$ 作为混合 H_2/H_∞ 静态输出反馈控制的优化目标,是一个合理的选择.Moheimani 和 Petersen 在文献[7]中,利用 Lagrange 乘子法,给出了静态输出反馈控制器设计方法,结合本文的问题,整理如下(其中 S 是 Lagrange 乘子):

$$B_2^{\mathrm{T}} X S C_2^{\mathrm{T}} + \frac{1+\varepsilon}{\varepsilon} K C_2 S C_2^{\mathrm{T}} = \mathbf{0}, \tag{6}$$

$$\frac{1+\varepsilon}{\varepsilon} C_2^{\mathrm{T}} K^{\mathrm{T}} K C_2 + C_0^{\mathrm{T}} C_0 + \frac{1}{\varepsilon} C_1^{\mathrm{T}} C_1 + (A + B_2 K C_2)^{\mathrm{T}} X + (A + B_2 K C_2) X + \varepsilon\gamma^{-2} X B_1 B_1^{\mathrm{T}} X = \mathbf{0}, \tag{7}$$

$$(A + B_2 K C_2 + \varepsilon\gamma^{-2} B_1 B_1^{\mathrm{T}} X) S + S (A + B_2 K C_2 + \varepsilon\gamma^{-2} B_1 B_1^{\mathrm{T}} X)^{\mathrm{T}} + B_0 B_0^{\mathrm{T}} = \mathbf{0}, \tag{8}$$

$$\mathrm{tr}(\gamma^{-2} X B_1 B_1^{\mathrm{T}} X S) - \varepsilon^{-2} \mathrm{tr}[(C_2^{\mathrm{T}} K^{\mathrm{T}} K C_2 + C_1^{\mathrm{T}} C_1) S] = \mathbf{0}. \tag{9}$$

若静态输出反馈控制器使系统内部稳定,则 $A + B_2^{\mathrm{T}} K C_2 + \varepsilon\gamma^{-2} B_1^{\mathrm{T}} B_1 X$ 是稳定阵,即式(8)的 Lyapunov 方程有对称正定解.此时静态输出反馈增益阵可由式(6)求得为

$$K = -\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} B_2^{\mathrm{T}} X S C_2^{\mathrm{T}} (C_2 S C_2^{\mathrm{T}})^{-1}. \tag{10}$$

求解的叠代法过程可参照文献[7].

4 给定阶控制器(Given order controller)

现在讨论广义系统(1)如何设计一个阶次为 n_c 的可行控制器(2)的问题.为了保证良好的控制效果,假定系统的干扰和不确定性都经过滤波器滤波后,才重新进入系统,即在控制器(2)中有 $D_c = \mathbf{0}$.

若存在实数 β 使下述 Riccati 方程有解 $Y \geqslant \mathbf{0}$,

$$R_\beta(Y) = AY + YA^{\mathrm{T}} + \frac{\beta^2}{\gamma^2} Y C_1^{\mathrm{T}} C_1 Y - \frac{\beta^2}{1-\beta^2} Y C_2^{\mathrm{T}} C_2 Y + \frac{1}{\beta^2} B_1 B_1^{\mathrm{T}} + B_0 B_0^{\mathrm{T}} = \mathbf{0}, \tag{11}$$

则定义两个系统如下:

$$V(s)=\left[\begin{array}{c|cc:cc} A_L & B_{0L} & B_{1L}/\beta & 0 & -\frac{\beta}{\gamma}YC_1^{\mathrm{T}} \\ \hline 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ \frac{\beta}{\gamma}C_1 & 0 & 0 & 0 & I \\ \hdashline \frac{\beta^2}{1+\beta^2}C_2 & D_{20} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta}{1+\beta^2}C_2 & 0 & D_{21} & 0 & 0 \end{array}\right], \tag{12}$$

$$G_{\mathrm{tmp}}=\left[\begin{array}{c|cc|c} A_{\mathrm{tmp}} & -L & -L & B_2 \\ \hline C_0 & 0 & 0 & D_{02} \\ C_1 & 0 & 0 & D_{12} \\ \hline C_2 & I & I & 0 \end{array}\right], \tag{13}$$

其中

$$A_L=A+LC_2,\ B_{0L}=B_0+LD_{20},$$

$$B_{1L}=B_1+LD_{21},$$

$$L=-\frac{\beta^2}{1+\beta^2}YC_2^{\mathrm{T}},\ A_{\mathrm{tmp}}=A+\frac{\beta^2}{\gamma^2}YC_1^{\mathrm{T}}C_1.$$

定理 1 如果系统(1)存在实数 β 使得式(11)所示 Riccati 方程有解 $Y\geqslant 0$，则式(2)所示控制器是系统(1)的一个可行控制器的充分必要条件，它也是系统(13)的一个可行控制器.

证 由文献[1]中的引理 14 可验证 V 是协内矩阵，由内矩阵的保范性容易验证，系统(1)可表示为图 1 的组合系统，即可得到结论. 证毕.

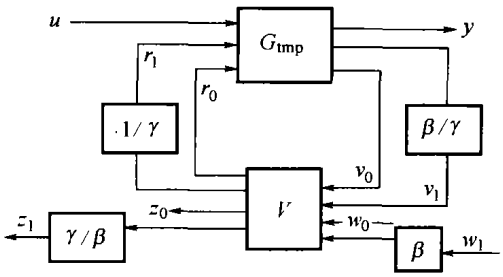

图 1 组合系统

Fig. 1 Combined system

式(13)所示的系统，几乎对任意在 $0\sim n$ 之间的整数 n_c，总存在实数阵 $P=[P_1^{\mathrm{T}}\quad P_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，使得

$$P(A_{\mathrm{tmp}}+LC_2)Q=\begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & F \end{bmatrix}.$$

其中 $Q=P^{-1}=[Q_1\quad Q_2]$，A_1 的维数为 $n-n_c$，F 的维数为 n_c. 因此有如下结论：

定理 2 若存在 $n_c\times n$ 实数矩阵 P，使得 $P_2(A_{\mathrm{tmp}}+LC_2)=FP_2$，则

$$\dot{\mu}=F\mu-P_2Ly+P_2B_2u$$

是系统(13)的一个 n_c 维观测器.

直接验证 $\mu(t)$ 满足观测器条件即可证明该定理.

至此可给出本文中提出的线性不确定系统的给定阶控制器.

定理 3 如果系统(1)存在实数使得式(11)所示 Riccati 方程有解 $Y\geqslant 0$，且下式系统(其中各符号的含义如前面所述)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{\mu} \\ z_0 \\ z_1 \\ \hat{y} \end{bmatrix}=\left[\begin{array}{cc|cc:c} P_1A_{\mathrm{tmp}}Q_1 & P_1A_{\mathrm{tmp}}Q_2 & -P_1L & -P_1L & -P_1B_2 \\ -P_2LC_2Q_1 & F-P_2LC_2Q_2 & -P_2L & -P_2L & -P_2B_2 \\ \hline C_0Q_1 & C_0Q_2 & 0 & 0 & D_{02} \\ C_1Q_1 & C_1Q_2 & 0 & 0 & D_{12} \\ \hdashline 0 & I & 0 & 0 & 0 \end{array}\right]\begin{bmatrix} x_1 \\ \mu \\ r_1 \\ u \end{bmatrix}.$$

存在可行的静态输出反馈控制器 K，则系统(1)的一个可行的 n_c 阶控制器为

$$\begin{cases} \dot{\mu}=(F+P_2B_2K)u-P_2Ly, \\ u=K\mu. \end{cases} \tag{14}$$

证明从略.

观测器的输出是可直接得到的，可用于进行反馈控制. 可用第 2 节讨论的方法，确定出由定理 3 给出的观测器用于系统的静态输出反馈增益阵，构成 n_c 阶动态输出反馈增益阵. 将设计给定阶控制器的方法归纳如下：

步骤 1 对系统描述(1)，求解 Riccati 方程(11)，得到 $Y\geqslant 0$；

步骤 2 求出将 $A_{\mathrm{tmp}}+LC_2$ 进行 $n-n_c$ 和 n_c 维对角分块的变换阵 P；

步骤 3 按照定理 3，构造 n_c 维观测器；

步骤 4 按照第 2 节的设计方法，求出式(14)的静态输出反馈增益阵 K；

步骤 5 通过优化方法，按照步骤 1～4，求 L，K 使得 $\mathrm{tr}(L^{\mathrm{T}}P_1^{\mathrm{T}}XP_1L)+\mathrm{tr}(C_0YC_0^{\mathrm{T}})$ 极小；

步骤 6 若得到 L，K，则阶控制器如式(15).

5 举例(Example)

举一个例子，用本文中的方法设计给定阶控制器. 该例选自文献[5]，其广义对象描述如式(1)所示，各参数如下：

$$A=\begin{bmatrix}-0.1611&1&0&0&0&0&0&0\\-6.0040&0&1&0&0&0&0&0\\-0.5822&0&0&1&0&0&0&0\\-9.9835&0&0&0&1&0&0&0\\-0.4073&0&0&0&0&1&0&0\\-3.982&0&0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&0&0&1\\0&0&0&0&0&0&0&0\end{bmatrix},\ B_2=\begin{bmatrix}0\\0\\0.0064\\0.00235\\0.0713\\1.0002\\0.1045\\0.9955\end{bmatrix},\ C_0=C_1=10^{-3}\times\begin{bmatrix}0&0\\0&0\\0&0\\0&0\\0.55&0\\11&0\\1.32&0\\18&0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$

$$D_{02}=D_{12}=[0\quad 1]^{\mathrm{T}},\ C_2=[1\quad 0_{1\times 7}],\ B_0=B_1=[B_2\quad 0_{8\times 1}],\ D_{20}=D_{21}=[0\quad 1].$$

上述模型数据,除 D_{12} 外,其余各项与文献[5]完全一样.容易算出,上述系统当 $\|\Delta\|_\infty<1$ 时,其 H_∞ 控制问题有解.在设计控制器时,取 $\gamma=1.5$.根据系统描述,可设计出如式(2)描述的全维控制器($n_c=8$)为

$$B_c=[1.0616\quad 0.7329\quad 6.1609\quad 3.4640\quad 9.7679\quad 4.2084\quad 3.8037\quad 1.0056]^{\mathrm{T}},$$

$$C_c=[-0.0002\quad -0.0011\quad -0.0010\quad -0.0011\quad 0.0032\quad 0.0030\quad -0.0183\quad -0.3706],$$

$$A_c=\begin{bmatrix}-1.2224&1&0&0&0&0.0004&0.0001&0.0007\\-6.7368&0&1&0&0&0.0005&0.0001&0.0009\\-6.7421&0&0&1&0.0002&0.0028&0.0002&0.0022\\-13.4467&0&0&0&1.0001&0.0028&0.0003&0.0036\\-10.1735&-0.0001&-0.0001&-0.0001&0.0005&1.0055&-0.0007&-0.0176\\-8.1896&-0.0011&-0.0010&-0.0011&0.0033&0.0068&0.9823&-0.3626\\-3.8029&-0.0001&-0.0001&-0.0001&0.0005&0.0029&-0.0016&0.9658\\-1.0055&-0.0011&-0.0010&-0.0011&0.0032&0.0041&-0.0180&-0.3652\end{bmatrix}.$$

该控制器所能达到的性能指标值为 $J=1.4209$.

当 $n_c=6$ 时,由第 3 节提供的方法计算出的一个可行控制器为

$$A_c=\begin{bmatrix}-0.0497&-1.4332&-0.0331&0.0592&-0.1003&0.0625\\1.4094&-0.0945&-0.0054&0.0096&-0.0163&0.0101\\-0.0431&0.0327&-0.0506&-0.8734&0.1082&-0.0674\\0.0312&-0.0236&0.7837&-0.0401&-0.0783&0.0488\\0.0553&-0.0419&-0.0458&0.0819&-0.5139&-0.1956\\-0.2123&0.1611&0.1761&-0.3147&0.8154&-0.7073\end{bmatrix},$$

$$B_c=[0.331\quad -1.677\quad 1.9796\quad 1.9986\quad 12.5161\quad 3.1866]^{\mathrm{T}},$$

$$C_c=[0.017\quad -0.0129\quad -0.0141\quad 0.0252\quad -0.0427\quad 0.0266]^{\mathrm{T}}.$$

该控制器所能达到的性能指标值为 $J=1.7955$.

当 $n_c=4$ 时,由第 4 节提供的方法计算出的一个可行控制器为

$$A_c=\begin{bmatrix}-0.0584&-0.8698&0.0986&-0.0636\\0.7893&-0.0427&-0.0713&0.0460\\-0.0358&0.0774&00.5016&-0.2005\\0.1374&-0.2972&0.7679&-0.6886\end{bmatrix},$$

$$B_c=\begin{bmatrix}1.9796\\1.9986\\12.5161\\3.1866\end{bmatrix},\ C_c=\begin{bmatrix}-0.0110\\0.0238\\-0.0389\\0.0251\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$

该控制器所能达到的性能指标值为: $J=1.8122$.

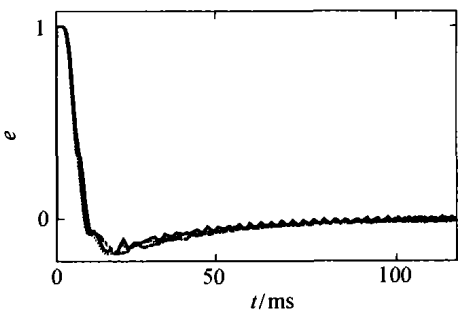

图 2　在阶跃输入作用下 3 种控制器的控制误差曲线

Fig. 2　Error curves of three different controllers in step input

图 2 是用上述 3 种控制器对系统进行控制的控制误差曲线,输入信号是阶跃函数.在仿真时,没有

考虑系统的不确定性.由仿真曲线可看出,虽然这3种控制器的阶次不同,但其控制效果几乎没有差别.因此,本文提出的降阶控制器设计方法,得到的控制器,保持了良好的性能.

6 结束语(Conclusion)

动态输出反馈控制,等价于对象与动态反馈系统构成的组合系统,利用动态反馈系统的输出构成的静态输出反馈控制.本文利用系统的内外分解,构造系统的最优混合 H_2/H_∞ 降阶估值器,根据静态输出反馈控制器的设计方法,用降阶估值器的输出进行静态输出反馈,从而得到给定阶的动态输出反馈控制器.输出反馈控制器是用参数化的形式给出.设计一个 n_c 阶的混合 H_2/H_∞ 控制器,需要通过优化参数解两个耦合的 Riccati 方程和 Lyapunov 方程,方程的阶次为对象的阶次.文中给出了用迭代法求解参数化表示的控制器的方法.

最后,用一个例子说明了给定阶控制器的设计方法.这个例子表明,文中提出的方法是有效的,解决了最优的给定阶控制器设计问题.

参考文献(References):

[1] DOYLE J C, GLOVER K, KHARGONEKAR P P, et al. State-space solutions to H standard H_2 and H_∞ control problems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1989, 34(8), 831 - 847.

[2] DOYLE J, ZHOU K, GLOVER K. Mixed H_2 and H_∞ performance objectives Ⅱ: optimal control [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1994, 39(8), 1575 - 1587.

[3] PAPANINI F. Convex methods for robust H_2 analysis of continuous-times systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, 44(2): 239 - 252.

[4] STOORVOGEL A A. The robust H_2 control problem: A worst case design [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1993, 38(9): 1358 - 1370.

[5] ANDERSON B D O, LIU Y. Controller reduction: concepts and approaches [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1989, 34(8), 802 - 812.

[6] GODDARD P J, GLOVER K. Controller approximation: approaches for preserving H_∞ performance [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(7), 858 - 871.

[7] IWASAKI I, SKELTON R E. All controllers for the general H_∞ control problem: LMI existence conditions and state space formulas [J]. *Automatica*, 1994, 30(8), 1307 - 1317.

[8] MOHEIMANI R S O, PETERSEN I R. Optimal guaranteed cost control of uncertain systems via static and dynamic output feedback [J]. *Automatica*, 1996, 32(4): 575 - 579.

作者简介:

王进华 (1963 —),男,福州大学电气工程与自动化学院教授,2001年毕业于西北工业大学自动控制系,获工学博士学位,主要研究方向为非线性系统、H_∞ 控制、鲁棒控制.

(上接第601页)

[4] BOUKAS E K, LIU Z K. Guaranteed cost control for discrete-time Markovian jump linear system with mode-dependent time-delays [A] // *Proc of the 41th IEEE American Conf on Decision and Control* [C]. Las Vegas, Nevada, USA: [s.n.], 2002: 3794 - 3798.

[5] 陈武华,关治洪,卢小梅.参数服从马尔可夫切换中立型时滞系统鲁棒 H_∞ 控制[J].控制理论与应用,2003,20(5):776 - 778. (CHEN Wuhua, GUAN Zhihong, LU Xiaomei. Robust H_∞ control of neutral delay systems with Markovian jumping parameters [J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(5): 776 - 778.)

[6] CHEN Wuhua, XU J X, GUAN Zhihong. Guaranteed cost control for uncertain Markovian jump systems with mode-dependent delays [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2003, 48(12): 2270 - 2277.

[7] CHEN Wuhua, GUAN Zhihong, LU Xiaomei. Delay-dependent guaranteed cost control for uncertain discrete-time systems with delay [J]. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 2003, 150(4): 412 - 416.

作者简介:

陈武华 (1967 —),男,副教授,从事时滞系统与随机系统鲁棒控制方面的研究,E-mail: wuhua-chen@163.com;

关治洪 (1955 —),男,博士,教授,博士生导师,研究兴趣为复杂系统的控制理论与应用、脉冲控制、神经网络和混沌控制等,E-mail: guanzh@public.wh.hb.cn;

卢小梅 (1969 —),女,讲师,主要从事时滞系统鲁棒控制方面的研究,E-mail: lu-xiaomei@126.com.