

关联大系统时变时滞状态反馈分散鲁棒 H_∞ 控制

曾树华¹, 黄银秀²

(1. 湖南铁路科技职业技术学院, 湖南 株洲 412000;

2. 湖南化工职业技术学院, 湖南 株洲 412004)

摘要: 设计了分散状态反馈 H_∞ 控制器, 引入一种积分不等式方法, 结合 Lyapunov-Krasovskii 泛函方法和积分矩阵不等式技巧导出了此类系统的时滞分散 H_∞ 控制的非线性矩阵不等式 (NMI) 充分条件。使用改进的锥补法 (CCL) 导出了此类系统时滞分散 H_∞ 控制的线性矩阵不等式 (LMIs) 充分条件。

关键词: 关联大系统; 状态反馈; 分散 H_∞ 控制; 锥补法; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP13

文献标识码: A

Time-varying delay robust decentralized H_∞ state feedback control for interconnected large-scale systems

ZENG Shu Hua¹, HUANG Yin Xiu²

(1. Hunan Railway College of Science & Technology, Zhuzhou 412000, China;

2. Hunan Chemical Industry Vocation Technology Institute, Zhuzhou 412004, China)

Abstract: The time-delays are assumed as time-varying. The decentralized state feedback H_∞ controllers are designed. A method called integral inequality method (IIM) is introduced. Combining the Lyapunov-Krasovskii functional approach and the integral inequality of matrices, the delay sufficient conditions for the existence of robust decentralized H_∞ control are presented in terms of nonlinear matrix inequalities. Combing the modified cone complementary linearization algorithm, the delay sufficient conditions for the existence of robust decentralized H_∞ control are presented in terms of linear matrix inequalities.

Key words: interconnected large-scale system; state feedback; decentralized H_∞ control; CCL algorithm; LMI

近年来,许多学者对关联大系统的分散鲁棒控制进行了广泛而深入的研究^[1-5]。由于关联大系统控制器存在的条件是一个非线性矩阵不等式,锥补法(CCL)可以很好地将非线性矩阵不等式转化成为易求解的线性矩阵不等式。本文研究了一类具有时滞的关联大系统分散鲁棒 H_∞ 控制问题,假设时滞是时变的。首先,利用 Park 不等式建立的二次积分不等式结合 Lyapunov-Krasovskii 泛函方法及矩阵积分不等式技巧,导出一类关联大系统状态反馈控制器存在的非线性矩阵不等式(NLMI)充分条件。然后,将改进的锥补法引用到分散控制中,导出此系统的线性矩阵不等式(LMIs)充分条件。最后,数值仿真说明使用该算法后,未知的 Lyapunov 矩阵具有更大的自由度和更快的收敛速度。

在本文中如无特别申明,所有矩阵都是具有适当维

数的矩阵; H^T 表示矩阵 H 的转置矩阵; I 表示适当维数的单位矩阵; $\begin{pmatrix} X & Z \\ * & Y \end{pmatrix}$ 表示对称矩阵 $\begin{pmatrix} X & Z \\ Z^T & Y \end{pmatrix}$ 。

1 问题描述

考虑具有 N 个时滞子系统构成的关联大系统,其状态方程描述为:

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + \sum_{j=1}^N A_{ij} x_j(t) + A_{di} x_i(t-d_i(t)) + B_{1i} w_i(t) + B_{2i} u_i(t) \\ z_i(t) = C_i x_i(t) + D_i u_i(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $x_i(t) \in R^{n_i}$, $u_i(t) \in R^{m_i}$, $w_i(t) \in R^{p_i}$ 和 $z_i(t) \in R^{l_i}$ 分别为第 i 个子系统的状态向量、控制输入向量、扰动输入向量和控制输出向量。 $A_i, A_{ij}, A_{di}, B_{1i}, B_{2i}, C_i, D_i$ 是具有相应维数的常数矩阵。 $d_i(t)$ 是时变时滞,并且满足

技术与方法 Technique and Method

$$0 \leq d_i(t) \leq h, h > 0 \quad (2)$$

对于系统(1), 设计 1 个状态反馈控制器:

$$u_i(t) = K_i x_i(t) \quad (3)$$

将控制器式(3)代入式(1), 得到闭环系统如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = \tilde{A}_i x_i(t) + \sum_{j=1}^N A_{ij} x_j(t) + A_{di} x_i(t-d_i(t)) + B_i w_i(t) \\ z_i(t) = \tilde{C}_i x_i(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\tilde{A}_i = A_i + B_i K_i$, $\tilde{C}_i = C_i + D_i K_i$

控制问题是对给定的正常数 γ , 设计一个状态反馈控制器式(3), 使得下面的条件满足:

(1) $w_i(t) = 0$ 时, 闭环系统式(4)内部渐近稳定;

(2) 在零初始条件下 $x_i(t) = 0$, 有 $\|z(t)\|_2^2 \leq \gamma \|w(t)\|_2^2$,

$\forall w(t) \in L_2[0, \infty]$ 成立, 其中:

$$z(t) = (z_1^T(t) \cdots z_N^T(t)), w(t) = (w_1^T(t) \cdots w_N^T(t))$$

则称状态反馈控制器式(3)为系统式(1)的一个时滞依赖 γ -次优状态反馈 H_∞ 控制器。

2 主要结论及证明

在给出主要的定理之前, 先介绍一下有用的引理。

引理: 设 $x(t) \in R^n$ 具有一阶连续导数, 则对任意正定矩阵 $R \in R^{n \times n}$, 以及 $[M_1 \ M_2] \in R^{n \times 2n}$, $h \geq 0$, 以下积分不等式成立:

$$-\int_{t-h}^t x^T(s) R \dot{x}(s) ds \leq \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-h) \end{bmatrix}^T \left\{ \begin{bmatrix} M_1^T + M_1 & -M_1^T + M_2 \\ * & -M_2^T - M_2 \end{bmatrix} + h \begin{bmatrix} M_1^T \\ M_2^T \end{bmatrix} R^{-1} \begin{bmatrix} M_1^T \\ M_2^T \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-h) \end{bmatrix}$$

下面给出了闭环系统渐近稳定且具有 H_∞ 性能 γ 及 H_∞ 控制器存在的充分条件。

定理 1: 对于系统式(1), 给定的常量 $\gamma > 0$, 并且 $d_i(t)$ 满足条件式(2), 若存在正定对称矩阵 E_i, Q_j 和 R_j , 任意矩阵 $M_1, M_2, F_i (i, j = 1, 2, \dots, N)$ 使得如下不等式成立

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & 0 & \Gamma_{14} & \Gamma_{15} & 0 & \Gamma_{17} \\ * & \Gamma_{22} & \Gamma_{23} & 0 & \Gamma_{25} & \Gamma_{26} & 0 \\ * & * & \Gamma_{33} & 0 & 0 & \Gamma_{36} & 0 \\ * & * & * & \Gamma_{44} & \Gamma_{45} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & \Gamma_{55} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & \Gamma_{66} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & \Gamma_{77} \end{bmatrix} < 0 \quad (5)$$

$$\text{其中 } \Gamma_{11} = \begin{bmatrix} E_i A_i^T + A_i E_i + F_i^T B_{2i}^T + B_{2i} F_i & A_{di} \\ * & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{12} = \begin{bmatrix} A_{i1} & \cdots & A_{iN} \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \Gamma_{14} = \begin{bmatrix} B_{i1} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{15} = \begin{bmatrix} h E_i A_i^T + h F_i^T B_{2i}^T & \cdots & h E_i A_i^T + h F_i^T B_{2i}^T \\ h A_{di}^T & \cdots & h A_{di}^T \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{17} = \begin{bmatrix} E_i C_i^T + F_i^T D_i^T \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{22} = \begin{bmatrix} Q_{i1} + h(M_1^T + M_1) & \cdots & 0 \\ * & \ddots & \vdots \\ * & * & Q_{iN} + h(M_1^T + M_1) \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{23} = \begin{bmatrix} h(M_2 - M_1^T) & \cdots & 0 \\ * & \ddots & \vdots \\ * & * & h(M_2 - M_1^T) \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{25} = \begin{bmatrix} h A_{i1}^T & \cdots & h A_{i1}^T \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h A_{iN}^T & \cdots & h A_{iN}^T \end{bmatrix}, \Gamma_{26} = \begin{bmatrix} h M_1^T & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & h M_1^T \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{33} = \begin{bmatrix} h(M_2 - M_2) - Q_{i1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & h(M_2 - M_2) - Q_{iN} \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_{36} = \begin{bmatrix} h M_2^T & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & h M_2^T \end{bmatrix}, \Gamma_{44} = -\gamma I, \Gamma_{45} = [h B_{i1}^T \cdots h B_{iN}^T],$$

$$\Gamma_{55} = \begin{bmatrix} -R_{i1}^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & -R_{iN}^{-1} \end{bmatrix}, \Gamma_{66} = \begin{bmatrix} -R_{i1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & -R_{iN} \end{bmatrix}, \Gamma_{77} = -I.$$

则称状态反馈控制器式(3)为系统式(1)的 1 个 γ -次优状态反馈 H_∞ 控制器。其中 $K_i = F_i E_i^{-1}$ 。

证明: 选择如下的 Lyapunov-Krasovskii 泛函

$$V(x_i(t), t) = \sum_{i=1}^N \{x_i^T(t) P_i x_i(t) + \sum_{j=1}^N \left[\int_{t-h}^t x_j^T(s) Q_j x_j(s) ds + \int_{-h}^0 \int_{t-\theta}^t x_j^T(s) h R_j x_j(s) ds d\theta \right]\}$$

由引理 1, 当 $w_i(t) = 0$, $V(x_i(t), t)$ 沿系统式(5)的导数

$$\dot{V}(x_i(t), t) = \sum_{i=1}^N \{ \dot{x}_i^T(t) P_i x_i(t) + x_i^T(t) P_i \dot{x}_i(t) +$$

$$\sum_{j=1}^N x_j^T(t) Q_j x_j(t) - \sum_{j=1}^N x_j^T(t-h) Q_j x_j(t-h) +$$

$$\sum_{j=1}^N h^2 \dot{x}_j^T(t) R_j \dot{x}_j(t) - \sum_{j=1}^N \int_{t-h}^t \dot{x}_j^T(s) h R_j \dot{x}_j(s) ds \}$$

$$\leq \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_i(t-h) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \\ x_1(t-h) \\ \vdots \\ x_N(t-h) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Pi_{11} & \Pi_{12} \\ * & \Pi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_i(t-h) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \\ x_1(t-h) \\ \vdots \\ x_N(t-h) \end{bmatrix}$$

其中 $\Pi_{11} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_i^T P_i + P_i \tilde{A}_i + h^2 \tilde{A}_i^T \sum_{j=1}^N R_{ji} \tilde{A}_i & P_i A_{di} \\ * & h^2 A_{di}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{di} \end{bmatrix}$

其中, $\tilde{\Pi}_{11} = \Pi_{11} + \tilde{Q}_{2i}^T \tilde{Q}_{2i}$, $\tilde{\Pi}_{13} = \begin{bmatrix} P_i B_{1i} + h^2 \tilde{A}_i^T \sum_{j=1}^N R_{ji} B_{1i} \\ h^2 A_{di}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} B_{1i} \end{bmatrix}$,

$\tilde{\Pi}_{23} = \begin{bmatrix} h^2 A_{i1}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} B_{1i} \\ \vdots \\ h^2 A_{iN}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} B_{1i} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$, $\Pi_{33} = h^2 B_{1i}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} B_{1i} - \gamma I$

$$\Pi_{12} = \begin{bmatrix} P_i A_{i1} + h^2 \tilde{A}_i^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{i1} & \cdots & P_i A_{iN} + h^2 \tilde{A}_i^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{iN} & 0 & \cdots & 0 \\ h^2 A_{di}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{i1} & \cdots & h^2 A_{di}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{iN} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Pi_{22} = \begin{bmatrix} Q_{i1} + h^2 M_1 R_{11}^{-1} M_1 + \cdots & h^2 A_{di}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{iN} & h(M_2 - M_1^T) + \cdots & 0 \\ h^2 A_{i1}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{i1} + h(M_1^T + M_1) & \cdots & h^2 M_1^T R_{11}^{-1} M_2 \\ * & \ddots & h^2 A_{i1}^T \sum_{j=1}^N R_{ji} A_{iN} & 0 & \cdots & \vdots \\ * & * & \vdots & 0 & \cdots & h(M_2 - M_1^T) + \cdots \\ * & * & * & h(-M_2^T - M_2) - Q_{i1} + \cdots & 0 \\ * & * & * & h^2 M_2^T R_{11}^{-1} M_2 \\ * & * & * & * & \ddots & \vdots \\ * & * & * & * & * & h(-M_2 - M_2^T) - Q_{iN} + \cdots \\ & & & & & h^2 M_2^T R_{1N}^{-1} M_2 \end{bmatrix}$$

再利用 Schur 补将其中的项展开, 然后代入式(4), 经过一些简单的矩阵变换可以得到定理 1。

定理 1 中的不等式(5)并不是严格的线性矩阵不等式, 它的求解非常困难, 为了得到满足条件的状态反馈控制器, 利用锥补法 (CCL) 将其转变为最小化问题, 从而得到了定理 2。

定理 2: 对于系统式(1), 给定常量 $\gamma > 0$, 且 $d_i(t)$ 满足条件式(2), 若存在正定对称矩阵 E_i , Q_{ij} , S_{ij} 和 R_{ij} , 任意矩阵 $M_1, M_2, F_i (i, j=1, 2, \dots, N)$ 时得如下最优问题式(6)

Minimize $\text{Tr}(\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N R_{ij} S_{ij})$ (6)

$$\begin{bmatrix} R_{ij} & I \\ I & S_{ij} \end{bmatrix} \geq 0$$
 (7)

利用 Schur 补和定理 1 已知上式小于 0, 闭环系统渐近稳定。

令 $J = \int_0^\infty \{ [z_i^T(t) z_i(t) - \gamma w_i^T(t) w_i(t)] \} dt$, 考虑在零初始条件下, 及 $V(x_i(t), t)$ 的正定性并代入引理 1, 有

$$J = \int_0^\infty \{ \sum_{j=1}^N [z_i^T(t) z_i(t) - \gamma w_i^T(t) w_i(t)] + \dot{V}(x_i(t), t) \} dt - V(x_i(t), \infty)$$

$$\leq \int_0^\infty \{ \sum_{j=1}^N [z_i^T(t) z_i(t) - \gamma w_i^T(t) w_i(t)] + \dot{V}(x_i(t), t) \} dt \leq$$

$$\sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_i(t-h) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \\ x_1(t-h) \\ \vdots \\ x_N(t-h) \\ w_i(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{\Pi}_{11} & \Pi_{12} & \tilde{\Pi}_{13} \\ * & \Pi_{22} & \tilde{\Pi}_{23} \\ * & * & \tilde{\Pi}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i(t) \\ x_i(t-h) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \\ x_1(t-h) \\ \vdots \\ x_N(t-h) \\ w_i(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & 0 & \Gamma_{14} & \Gamma_{15} & 0 & \Gamma_{17} \\ * & \Gamma_{22} & \Gamma_{23} & 0 & \Gamma_{25} & \Gamma_{26} & 0 \\ * & * & \Gamma_{33} & 0 & 0 & \Gamma_{36} & 0 \\ * & * & * & \Gamma_{44} & \Gamma_{45} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & \tilde{\Gamma}_{55} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & \Gamma_{66} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & \Gamma_{77} \end{bmatrix} < 0$$
 (8)

其中, $\tilde{\Gamma}_{55} = \begin{bmatrix} -S_{1i} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ * & \cdots & -S_{Ni} \end{bmatrix}$ (9)

和式(7)、式(8)、式(9)具有可行解, 则称状态反馈控制器式(3)为系统式(1)的一个时滞 γ -次优状态反馈 H_∞ 控制器。其中 $K_i = F_i E_i^{-1}$ 。

证明: 在式(5)中, 只含有非线性项 R_{ij}^{-1} , 于是, 定义新的矩阵变量 S_{ij} , 使得

技术与方法 Technique and Method

$$S_{ij} \leq R_{ij}^{-1} \quad (10)$$

这样不等式(5)可以由不等式组式(6)、式(8)、式(9)和等价于式(10)的式(7)替代。然后,再代入定理1可知定理2成立。

具体迭代算法如下:

步骤1:取1个极小的 h ,并且找1组满足式(7)、式(8)和式(9)的初始解 $(Q_{ij}^0, R_{ij}^0, S_{ij}^0, M_0^1, M_0^2, E_i^0, F_i^0)$,设 $k=0$;

步骤2:将初始值 (R_{ij}^0, S_{ij}^0) 代入,求满足解约束条件(7)、式(8)和式(9)的如下最小化问题,

$$\text{Minimize } \text{Tr} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (R_{ij}^k S_{ij}^k + R_{ij}^k S_{ij}^k) \right\}$$

然后令 $S_{ji}^{k+1} = S_{ji}^k, R_{ji}^{k+1} = R_{ji}^k$,并做为新的初始值;

步骤3:将 $F_i^{k+1} = F_i^k, R_i^{k+1}$ 代入式(5),如果式(5)具有可行性解,则增大 h ,回到步骤2;如果式(5)不满足,并且超出了迭代次数,则终止程序,否则,就让 $k=k+1$,回到步骤2。

3 数值仿真

考虑关联大系统式(1)由两个子系统组成,取如下系数矩阵:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1.5 & 8 \\ -7 & -8 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -5 & 2 \\ -3 & -7 \end{bmatrix}, A_{11} = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.3 \\ -0.2 & 0.3 \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} -0.1 & 0.3 \\ 0 & 0.8 \end{bmatrix}, A_{21} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.2 \\ -0.8 & 0.03 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0.12 & 0.3 \\ -0.21 & 0.1 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, B_{12} = \begin{bmatrix} 0.24 \\ 1 \end{bmatrix}, B_{21} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.1 \end{bmatrix}, B_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.24 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} -0.3 & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix}, A_{d1} = \begin{bmatrix} 0.1 & -2 \\ -3 & 0 \end{bmatrix}, A_{d2} = \begin{bmatrix} -1 & 2 \\ 0.8 & 0.3 \end{bmatrix}, D_1 = \begin{bmatrix} 0.4 \\ 0 \end{bmatrix}, D_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -0.1 \end{bmatrix}.$$

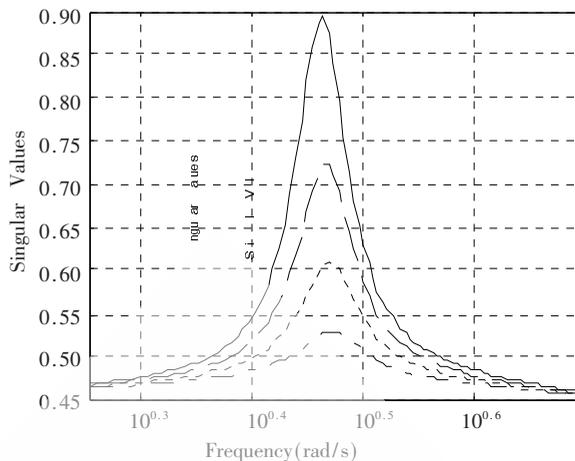
使用 Matlab 里面的 LMI 工具箱,利用迭代算法,当 $\gamma=0.9$ 时,经过54次迭代后系统获得的时滞界 $h \leq 0.82$ 。在 $h=0.82$ 时,相应的控制器增益矩阵如下:

$$K_1 = [87.806 \ 2 \quad -102.140 \ 2],$$

$$K_2 = [294.926 \ 3 \quad -194.214 \ 0].$$

在该控制器的作用下,取不同的时滞,可以得到各闭环系统的最大奇异值(H_∞ 范数)曲线。在图1中,从上至下的4条曲线分别为 $\tau=0.82, \tau=0.6, \tau=0.4, \tau=0.1$ 时的最大奇异值曲线。可以看到,在时滞越小的时候,频域上最大奇异值的峰值越小,并且在不同的时滞影响下,闭环系统均稳定,最大奇异值均小于给定的 $\gamma=0.9$,系统控制器的设计达到了要求。

另外,因为采用了改进的CCL,所以并不需要像式(10)一样采用凸规划问题求解器来求解初值。因为改进的CCL将求得的增益矩阵做为已知的,未知的Lyapunov矩阵作为决策变量,在迭代过程中作为迭代终止条件,



实线: $\tau=0.82$ 时最大奇异值 虚线: $\tau=0.6$ 时最大奇异值
点连线: $\tau=0.4$ 时最大奇异值 点划线: $\tau=0.1$ 时最大奇异值

图1 取不同时滞下的闭环系统最大奇异值曲线

使得未知的Lyapunov矩阵具有更大的自由度,从而可以很好的减少迭代次数(如本文仅迭代54次),所以可以任意的取初值。

本文研究了一类关联大系统分散鲁棒 H_∞ 控制问题。设计了状态反馈控制器。在使用了二次积分不等式结合Lyapunov-Krasovskii泛函方法和矩阵积分不等式技巧,导出了此类关联大系统分散状态反馈控制器存在的非线性矩阵不等式充分条件之后,使用了改进的锥补法,将最小化问题中求得的增益矩阵做为已知量,使用未知的Lyapunov矩阵作为决策变量,在迭代过程中作为迭代终止条件,使得未知的Lyapunov矩阵具有更大的自由度收敛更快,最终导出此类关联大系统分散状态反馈控制器存在的线性矩阵不等式充分条件。最后,数值仿真说明了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 甘永梅,王兆安.不确定性关联大系统的分散鲁棒状态反馈 H_∞ 控制[J].控制理论与应用,2002,19(2):297-301.
- [2] 谢永芳,黄洋,桂卫华.数值界不确定关联大系统分散鲁棒 H_∞ 控制[J].信息与控制,2005,34(5):523-527.
- [3] 蒋朝辉,桂卫华,谢永芳,等.不确定关联大系统分散鲁棒输出反馈 H_∞ 控制[J].控制理论与应用,2007,24(5):743-748.
- [4] 谢永芳,桂卫华,蒋朝辉.一类不确定大系统分散鲁棒状态反馈 H_∞ 控制[J].系统工程与电子技术,2006,28(1):99-102.
- [5] 谢永芳,桂卫华,蒋朝辉.数值界不确定性关联大系统分散鲁棒 H_2/H_∞ 二状态反馈控制[J].系统工程理论与实践,2006,2:102-107.

(收稿日期:2009-04-13)