

文章编号: 1000-8152(2008)05-0920-05

随机时延网络控制系统的 H_∞ 输出反馈控制器设计

王 武, 林琼斌, 蔡逢煌, 杨富文

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

摘要: 研究了一类具有随机通讯时延的网络控制系统的控制器设计问题. 同时考虑了控制器和执行器之间, 控制器和传感器之间这两类由于有限网络带宽而出现的随机传输时延. 采用满足Bernoulli分布的二进制序列来描述数据传输的随机时延. 利用矩阵不等式方法给出了动态输出反馈控制器存在的充分条件, 所设计的控制器使得闭环系统是均方意义下指数稳定并具有给定的 H_∞ 性能. 采用SLPMM(sequentially linear programming matrix method)给出了控制器的求解算法. 仿真算例说明该方法的有效性.

关键词: 网络控制系统; H_∞ 控制; 动态输出反馈; 随机时延; SLPMM

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Design of H-infinity output feedback controller for networked control system with random delays

WANG Wu, LIN Qiong-bin, CAI Feng-huang, YANG Fu-wen

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou Fujian 350108, China)

Abstract: A controller design is proposed for networked control systems with two types of random communication delays. One is from the controller to the actuator, and the other is from the sensor to the controller, via a limited bandwidth communication channel. The random delays are modeled as a binary switching sequence satisfying a Bernoulli distribution. We present a sufficient condition, in the form of matrix inequalities, for the existence of a dynamic output feedback controller which makes the closed-loop system exponentially mean-square stable with a prescribed H-infinity performance. The sequentially linear programming matrix method (SLPMM) is applied to solve the matrix inequalities. A numerical example is provided to demonstrate the validity of the proposed design approach.

Key words: networked control system; H-infinity control; dynamic output feedback; random delay; SLPMM

1 引言(Introduction)

随着网络技术的发展, 传感器、控制器和执行器通过网络连接构成反馈回路与被控对象一起形成了网络控制系统. 由于网络传输带宽限制等原因, 信息传输过程中经常存在时延. 众所周知, 时延是造成系统性能下降的主要因素^[1]. 由于网络时延是随机的和时变的, 这使得系统分析与设计变得更加复杂, 因而引起了学者们的广泛兴趣. 近年来, 学者们运用概率论的方法来描述这类随机时延, 比如文献[2]假设时滞具有独立的转移概率分布; 文献[3]将随机时延看作已知概率分布的白噪声; 文献[4, 5]采用有限维的马尔可夫过程来描述随机时延; 文献[6~9]采用Bernoulli序列来描述系统的随机时延. 在已有的随机时延网络控制系统的研究成果中, 学者们主要

是研究传感器到控制器之间的时延^[2~4, 6~8], 而同时考虑传感器和控制器之间, 控制器和执行器之间的时延的报道很少, 见文献[5, 9]. 文献[5]设计了网络控制系统的状态反馈控制器, 但在网络环境下系统的状态要全部获得也是不容易实现的; 文献[9]基于状态观测器设计了网络控制系统的输出反馈控制器, 但是在构造观测器时需要知道执行器每一时刻的控制量, 也就是执行器要把是否发生时延这一事件反馈到控制器, 这在实际实现也是很困难的. 本文设计的动态输出反馈控制器不需要文献[9]的限制, 因此更符合工程实际, 也容易实现.

本文采用Bernoulli随机变量来描述数据的随机时延, 对测量数据和控制数据同时具有一步随机通讯时延的网络控制系统, 利用矩阵不等式方法给出

收稿日期: 2006-07-31; 收修改稿日期: 2007-12-25.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60474049, 60604027); 福建省自然科学基金资助项目(A0510009, 2007J0018, 2008J0191).

了控制器存在的充分条件, 所设计的控制器使得闭环系统是均方指数稳定并具有给定的 H_∞ 性能, 并应用SLPMM给出相应的控制器求解算法.

2 问题的描述(Problem formulation)

考虑如图1所示网络控制系统, 其中被控系统为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B_1w(k) + B_2u^F(k), \\ z(k) = C_1x(k) + D_{11}w(k) + D_{12}u^F(k), \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(k) \in \mathbb{R}^n$ 为系统状态, $u^F(k) \in \mathbb{R}^m$ 为系统的控制输入, $w(k) \in \mathbb{R}^r$ 为外部扰动信号, 属于 $l_2[0, \infty)$, $z(k) \in \mathbb{R}^q$ 为系统的被控输出, A, B_1, B_2, C_1, D_{11} 和 D_{12} 为已知常矩阵.

测量方程描述为

$$\begin{cases} y(k) = C_2x(k) + D_{21}w(k), \\ y^F(k) = (1 - \beta(k))y(k) + \beta(k)y(k-1), \end{cases} \quad (2)$$

其中: $y(k) \in \mathbb{R}^p$ 和 $y^F(k) \in \mathbb{R}^p$ 分别为系统的测量输出和控制器得到的系统测量输出, C_2 和 D_{21} 是已知的常矩阵. 随机变量 $\beta(k) \in \mathbb{R}$ 是一个满足Bernoulli分布的序列, 其取值为0和1, 概率为

$$\begin{cases} \text{Prob}\{\beta(k) = 1\} = \mathbf{E}\{\beta(k)\} := \bar{\beta}, \\ \text{Prob}\{\beta(k) = 0\} = 1 - \mathbf{E}\{\beta(k)\} := 1 - \bar{\beta}, \end{cases} \quad (3)$$

其中 $\bar{\beta}$ 是已知的正数.

设计如下的动态输出反馈控制器:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A_F\hat{x}(k) + B_Fy^F(k), \\ u(k) = C_F\hat{x}(k), \\ u^F(k) = (1 - \gamma(k))u(k) + \gamma(k)u(k-1), \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\hat{x}(k) \in \mathbb{R}^n$ 为控制器的状态, $u(k)$ 为控制器输出. A_F, B_F 和 C_F 为待设计的控制器参数. 这里, 随机变量 $\gamma(k) \in \mathbb{R}$ 是一个满足Bernoulli分布的序列, 其取值为0和1, 概率为

$$\begin{cases} \text{Prob}\{\gamma(k) = 1\} = \mathbf{E}\{\gamma(k)\} := \bar{\gamma}, \\ \text{Prob}\{\gamma(k) = 0\} = 1 - \mathbf{E}\{\gamma(k)\} := 1 - \bar{\gamma}, \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\bar{\gamma}$ 是已知的正数.

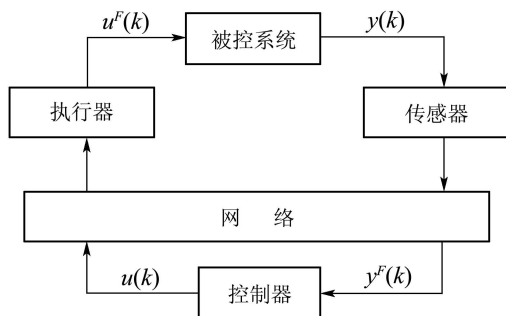


图1 具有随机时延的网络控制系统结构框图

Fig. 1 Structure of a networked control system with random delays

假设1 假设随机变量 $\beta(k)$ 和 $\gamma(k)$ 是独立的.

注1 测量数据的一步随机时延是通过随机变量 $\beta(k)$ 来描述的. 当 $\beta(k) = 1$ 时, 控制器接收到系统测量数据 $y^F(k) = y(k-1)$, 当 $\beta(k) = 0$ 时, 控制器接收到系统测量数据 $y^F(k) = y(k)$.

注2 控制数据的一步随机时延是通过随机变量 $\gamma(k)$ 来描述的. 当 $\gamma(k) = 1$ 时, 被控系统接收到的控制信号 $u^F(k) = u(k-1)$, 当 $\gamma(k) = 0$ 时, 被控系统接收到的控制信号 $u^F(k) = u(k)$.

将控制器(4)应用于系统(1)~(2)可得到如下的闭环系统

$$\begin{cases} x_{cl}(k+1) = A_{cl}x_{cl}(k) + A_{dcl}x_{cl}(k-1) + B_{cl}v(k), \\ z(k) = C_{cl}x_{cl}(k) + C_{dcl}x_{cl}(k-1) + D_{cl}v(k). \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{aligned} x_{cl}(k) &= \begin{bmatrix} x(k) \\ \hat{x}(k) \end{bmatrix}, v(k) = \begin{bmatrix} w(k) \\ w(k-1) \end{bmatrix}, \\ A_{cl} &= \begin{bmatrix} A & (1 - \gamma(k))B_2C_F \\ (1 - \beta(k))B_FC_2 & A_F \end{bmatrix}, \\ A_{dcl} &= \begin{bmatrix} 0 & \gamma(k)B_2C_F \\ \beta(k)B_FC_2 & 0 \end{bmatrix}, \\ B_{cl} &= \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ (1 - \beta(k))B_FD_{21} & \beta(k)B_FD_{21} \end{bmatrix}, \\ C_{cl} &= [C_1(1 - \gamma(k))D_{12}C_F], \\ C_{dcl} &= [0 \ \gamma(k)D_{12}C_F], D_{cl} = [D_{11} \ 0]. \end{aligned}$$

本文的目标是设计控制器(4)使得对于所有容许的测量数据和控制数据一步随机时延, 使得

a) 外部扰动 $v(k) = 0$ 情况下, 闭环系统(6)是均方指数稳定的;

b) 在零初始条件下, 闭环系统具有 H_∞ 性能 γ ($\gamma > 0$), 即

$$\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{E}\{\|z(k)\|^2\} < \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{E}\{\|v(k)\|^2\}, \forall v(k) \neq 0.$$

3 H_∞ 动态输出反馈控制器设计(Design of H_∞ dynamic output feedback controller)

定义

$$\begin{aligned} A_{cl0} &= \begin{bmatrix} A & (1 - \bar{\gamma})B_2C_F \\ (1 - \bar{\beta})B_FC_2 & A_F \end{bmatrix}, \\ A_{cl1} &= \begin{bmatrix} 0 & -B_2C_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{cl2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -B_FC_2 & 0 \end{bmatrix}, \\ A_{dcl0} &= \begin{bmatrix} 0 & \bar{\gamma}B_2C_F \\ \bar{\beta}B_FC_2 & 0 \end{bmatrix}, A_{dcl1} = \begin{bmatrix} 0 & B_2C_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ A_{dcl2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B_FC_2 & 0 \end{bmatrix}, \\ B_{cl0} &= \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ (1 - \bar{\beta})B_FD_{21} & \bar{\beta}B_FD_{21} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_{cl1} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -B_F D_{21} & B_F D_{21} \end{bmatrix}, \\ C_{cl0} &= [C_1 (1 - \bar{\gamma}) D_{12} C_F], \\ C_{cl1} &= [0 - D_{12} C_F], \\ C_{dcl0} &= [0 \bar{\gamma} D_{12} C_F], \\ C_{dcl1} &= [0 D_{12} C_F], \end{aligned}$$

那么

$$\begin{aligned} A_{cl} &= A_{cl0} + (\gamma(k) - \bar{\gamma}) A_{cl1} + (\beta(k) - \bar{\beta}) A_{cl2}, \\ A_{dcl} &= A_{dcl0} + (\gamma(k) - \bar{\gamma}) A_{dcl1} + (\beta(k) - \bar{\beta}) A_{dcl2}, \\ B_{cl} &= B_{cl0} + (\beta(k) - \bar{\beta}) B_{cl1}, \\ C_{cl} &= C_{cl0} + (\gamma(k) - \bar{\gamma}) C_{cl1}, \\ C_{dcl} &= C_{dcl0} + (\gamma(k) - \bar{\gamma}) C_{dcl1}. \end{aligned}$$

定理1 给定常数 $\gamma > 0$. 闭环系统(6)是均方指数稳定的且具有 H_∞ 性能 γ 的充分条件是以下条件之一成立:

1) 如果存在 $P = P^T > 0, Q = Q^T > 0$, 满足

$$\begin{bmatrix} Q-P & * & * & * & * & * & * & * \\ 0 & -Q & * & * & * & * & * & * \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * \\ PA_{cl0} & PA_{dcl0} & PB_{cl0} & -P & * & * & * & * \\ rPA_{cl1} & rPA_{dcl1} & 0 & 0 & -rP & * & * & * \\ bPA_{cl2} & bPA_{dcl2} & bPB_{cl1} & 0 & 0 & -bP & * & * \\ C_{cl0} & C_{dcl0} & D_{cl} & 0 & 0 & 0 & -I & * \\ rC_{cl1} & rC_{dcl1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -rI \end{bmatrix} < 0, \quad (7)$$

2) 如果存在 $P = P^T > 0, G, Q = Q^T > 0$, 满足

$$\begin{bmatrix} Q-P & * & * & * & * & * & * & * \\ 0 & -Q & * & * & * & * & * & * \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * \\ G^T A_{cl0} & G^T A_{dcl0} & G^T B_{cl0} & \Omega & * & * & * & * \\ rG^T A_{cl1} & rG^T A_{dcl1} & 0 & 0 & r\Omega & * & * & * \\ bG^T A_{cl2} & bG^T A_{dcl2} & bG^T B_{cl1} & 0 & 0 & b\Omega & * & * \\ C_{cl0} & C_{dcl0} & D_{cl} & 0 & 0 & 0 & -I & * \\ rC_{cl1} & rC_{dcl1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -rI \end{bmatrix} < 0, \quad (8)$$

其中 $\Omega = P - G - G^T$.

证 充分条件1的证明方法类似与文献[6]定理1的证明. 要完成充分条件2的证明, 只要证明式(7)(8)是等价的, 证明方法类似与文献[10]定理的证明. 详细证明限于篇幅略去. 证毕.

注3 定理1给出了闭环系统(6)均方稳定且满足 H_∞ 性能的充分条件. 常规的做法就是对充分条件1采用文献[11]的矩阵构造方法设计动态输出反馈控制器, 相应的对充分条件2采用文献[1]的矩阵构造方法来设计. 这两种方法都将有个耦合项出现, 这样就无法直接利用现有的工具箱进行求解. 经过研究发现文献[12]在求解凸多面体系统的动态输出反馈控制器时所采用的设计方法可以用来构造本文的输出反馈控制器, 其中不足在于条件中包含有等式约束限制, 但是经过转化就可以获得半正定约束问题, 进而应用现有的工具箱进行求解.

定理2 给定常数 $\gamma > 0$, 如果存在矩阵

$$\tilde{H} = \tilde{H}^T = \begin{bmatrix} \tilde{H}_1 & \tilde{H}_2^T \\ \tilde{H}_2 & \tilde{H}_3 \end{bmatrix} > 0,$$

$$\bar{H} = \bar{H}^T = \begin{bmatrix} \bar{H}_1 & \bar{H}_2^T \\ \bar{H}_2 & \bar{H}_3 \end{bmatrix} > 0,$$

$$\hat{H} = \hat{H}^T = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2^T \\ \hat{H}_2 & \hat{H}_3 \end{bmatrix} > 0,$$

$$Q = Q^T \begin{bmatrix} Q_1 & Q_2^T \\ Q_2 & Q_3 \end{bmatrix} > 0,$$

$\hat{A}_F, \hat{B}_F, \hat{C}_F, X, S$ 和 Y , 使得

$$\begin{bmatrix} \tilde{H}_1 & * & * & * \\ \tilde{H}_2 & \tilde{H}_3 & * & * \\ Y^T & 0 & \hat{H}_1 & * \\ 0 & X^T & \hat{H}_2 & \hat{H}_3 \end{bmatrix} \geq 0, \quad (9)$$

$$\tilde{H} \bar{H} = I, \quad (10)$$

和式(12)成立, 其中:

$$\mathcal{I}_1 = A + (1 - \bar{\gamma}) B_2 \hat{C}_F,$$

$$\mathcal{I}_2 = A + (1 - \bar{\beta}) \hat{B}_F C_2 + (1 - \bar{\gamma}) B_2 \hat{C}_F + \hat{A}_F,$$

$$\mathcal{I}_3 = A + (1 - \bar{\beta}) \hat{B}_F C_2,$$

$$\mathcal{I}_4 = \bar{\beta} \hat{B}_F C_2 + \bar{\gamma} B_2 \hat{C}_F,$$

$$\mathcal{I}_5 = \bar{\beta} \hat{B}_F C_2,$$

$$\mathcal{I}_6 = B_1 + (1 - \bar{\beta}) \hat{B}_F D_{21},$$

$$\bar{R}_1 = \hat{H}_1 - Y - Y^T,$$

$$\bar{R}_2 = \hat{H}_2 - X^T - S - Y,$$

$$\bar{R}_3 = \hat{H}_3 - X - X^T.$$

那么系统(6)是渐近稳定的且具有 H_∞ 性能. 进而, 控制器参数可由式(11)求取:

$$A_F = Y S^{-1} \hat{A}_F, B_F = Y S^{-1} \hat{B}_F, C_F = \hat{C}_F, \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix}
Q_1 - \bar{H}_1 & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
Q_2 - \bar{H}_2 & Q_3 - \bar{H}_3 & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & -Q_1 & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & -Q_2 & -Q_3 & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * & * & * \\
\Upsilon_1 & A & \bar{\gamma} B_2 \hat{C}_F & 0 & B_1 & 0 & \bar{R}_1 & * & * & * & * & * & * \\
\Upsilon_2 & \Upsilon_3 & \Upsilon_4 & \Upsilon_5 & \Upsilon_6 & \bar{\beta} \hat{B}_F D_{21} & \bar{R}_2 & \bar{R}_3 & * & * & * & * & * \\
-r B_2 \hat{C}_F & 0 & r B_2 \hat{C}_F & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r \bar{R}_1 & * & * & * & * \\
-r B_2 \hat{C}_F & 0 & r B_2 \hat{C}_F & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r \bar{R}_2 & r \bar{R}_3 & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b \bar{R}_1 & * & * \\
-b \hat{B}_F C_2 & -b \hat{B}_F C_2 & b \hat{B}_F C_2 & b \hat{B}_F C_2 & -b \hat{B}_F D_{21} & b \hat{B}_F D_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & b \bar{R}_2 & b \bar{R}_3 & * \\
C_1 + (1-\gamma) D_{12} \hat{C}_F & C_1 & \bar{\gamma} D_{12} \hat{C}_F & 0 & D_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I \\
-r D_{12} \hat{C}_F & 0 & r D_{12} \hat{C}_F & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r I
\end{bmatrix} < 0. \quad (12)$$

证 控制器的构造方法参见文献[12]. 详细证明在此略去.

证毕.

注4 定理2给出了满足要求的输出反馈控制器存在的充分条件和相应的控制器构造方法. 但是其中的一个条件式(10)是一个等式约束, 无法直接进行求解, 需要转化为不等式型的约束. 知: 如果 $\tilde{H} > 0$, $\bar{H} > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} \tilde{H} & I \\ I & \bar{H} \end{bmatrix} \geq 0, \quad (13)$$

则 $\text{tr}(\tilde{H}\bar{H}) \geq 2n$, 且 $\text{tr}(\tilde{H}\bar{H}) = 2n$ 当且仅当 $\tilde{H}\bar{H} = I$. 这样就可以应用SLPMM(sequential linear programming matrix method)^[13]来进行求解, 据此可得到下列算法:

算法

第1步 给定最大迭代次数 N , 误差精度 ϵ ;

第2步 寻找满足式(9)(12)(13)的一组可行解, 并令

$$\tilde{H}^{(k)} = \tilde{H}, \bar{H}^{(k)} = \bar{H}, \delta^{(k)} = \gamma^2, k = 0;$$

第3步 寻求最优解 $\tilde{H}, \bar{H}, \hat{H}, \hat{A}_F, \hat{B}_F, \hat{C}_F, X, S, Y$ 和 δ , 使得具有半正定约束的目标函数最小

$$\min_{\text{s.t. (9), (12), (13)}} \text{tr}(\tilde{H}\bar{H}^{(k)} + \tilde{H}^{(k)}\bar{H}) + \delta, \quad \delta = \gamma^2;$$

第4步 如果

$$|\text{tr}(\tilde{H}\bar{H}^{(k)} + \tilde{H}^{(k)}\bar{H}) - 4n + \delta - \delta^{(k)}| \leq \epsilon,$$

那么输出可行解, 迭代结束;

第5步 如果 $k > N$, 迭代结束;

第6步 计算 $\rho^* \in [0, 1]$ 满足

$$\min_{\rho \in [0, 1]} \{ \text{tr}((\tilde{H}^{(k)} + \rho(\tilde{H} - \tilde{H}^{(k)}))(\bar{H}^{(k)} + \rho(\bar{H} - \bar{H}^{(k)}))) + \delta^{(k)} + \rho(\delta - \delta^{(k)}) \}.$$

第7步 计算下一步的迭代初值

$$\begin{aligned}
\tilde{H}^{(k)} &= \tilde{H}^{(k)} + \rho^*(\tilde{H} - \tilde{H}^{(k)}), \\
\bar{H}^{(k)} &= \bar{H}^{(k)} + \rho^*(\bar{H} - \bar{H}^{(k)}), \\
\delta^{(k)} &= \delta^{(k)} + \rho^*(\delta - \delta^{(k)}).
\end{aligned}$$

且 $k = k + 1$, 返回第3步.

4 仿真例子(Simulation example)

为了验证所提出的控制器设计方法的有效性. 例子选自文献[9]的例子, 其参数如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0.9226 & -0.6330 & 0 \\ 1.0 & 0 & 0 \\ 0.0 & 1.0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \\ 0.2 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 23.738 & 20.287 & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_{11} = 0, D_{12} = 0, D_{21} = 0,$$

$$\bar{\beta} = 0.1, \bar{\gamma} = 0.1.$$

那么根据注4所给算法解式(9)(12)(13), 求解中采用YALMIP^[14]工具箱, 并选用LMILab求解器, 可得最优 $\gamma = 0.5488$ 时的控制器为

$$A_F = \begin{bmatrix} 0.7737 & -0.6597 & -0.1934 \\ 0.7645 & -0.0590 & -0.0937 \\ 0.1057 & 0.6140 & 0.0884 \end{bmatrix},$$

$$B_F = \begin{bmatrix} 0.0054 \\ 0.0098 \\ 0.0055 \end{bmatrix},$$

$$C_F = \begin{bmatrix} -0.0106 & 0.0122 & 0.0029 \end{bmatrix}.$$

选择初始条件 $x(0) = [1 \ -1 \ 0]^T$, $\hat{x}(0) = [0 \ 0 \ 0]^T$, 外部扰动为 $w(k) = 1/k^2$, 并假设 $\gamma(k)$ 和 $\beta(k)$ 的变化如图2, 那么闭环系统的状态 $x(k)$ 响应曲线如图2所示.

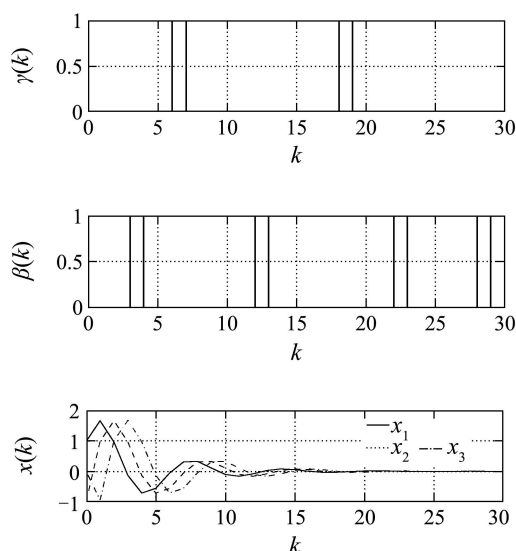


图2 闭环系统 $x(k)$ 状态响应曲线

Fig. 2 The state response $x(k)$ of the closed-loop system

5 结论(Conclusion)

本文研究了具有一步随机通讯时延的网络控制系统的 H_∞ 输出反馈控制器设计. 采用Bernoulli分布的随机变量来描述了控制器和执行器之间以及控制器和传感器之间的一步数据传输时延. 利用矩阵不等式方法给出了控制器存在的充分条件, 该控制器既保证闭环系统均方指数稳定又具有 H_∞ 性能. 文中的方法可推广到不确定系统的控制器设计.

参考文献(References):

- [1] GAO H, WANG C. A delay-dependent approach to robust H_∞ filtering for uncertain discrete-time state-delayed systems[J]. *IEEE Transactions Signal Process*, 2004, 52(6): 1631 – 1640.
- [2] NILSSON J, BERNHARDSSON B, WITTENMARK B. Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays[J]. *Automatica*, 1998, 34(1): 57 – 64.
- [3] SRINIVASAGUPTA D, SCHTTLER H, JOSEPH B. Time-stamped model predictive control: an algorithm for control of processes with random delays[J]. *Computer and Chemical Engineering*, 2004, 28(8): 1337 – 1346.
- [4] KOLMANOVSKY I V, MAIZENBERG T L. Optimal control of continuous-time linear systems with a time-varying, random delay[J]. *Systems & Control Letters*, 2001, 44(1): 119 – 126.
- [5] 谢林柏, 方华京, 纪志成, 等. 时延网络化控制系统的 H_2/H_∞ 混合控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(6): 1020 – 1024. (XIE Linbo, FANG Huajing, JI Zhicheng, et al. Mixed H_2/H_∞ control for networked control systems with delay[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(6): 1020 – 1024.)
- [6] 王武, 杨富文. 具有随机通讯时延的离散网络化系统的 H_∞ 滤波器设计[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 336 – 370. (WANG Wu, YANG Fuwen. H_∞ filter design for discrete-time networked systems with random communication delays[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 336 – 370.)
- [7] 王武, 杨富文. 随机时延网络化不确定系统的鲁棒 H_∞ 滤波[J]. 自动化学报, 2007, 33(5): 557 – 560. (WANG Wu, YANG Fuwen. Robust H_∞ filtering for networked uncertain systems with random time delays[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2007, 33(5): 557 – 560.)
- [8] WANG Z, HO D W C, LIU X. Robust Filtering Under Randomly Varying Sensor Delay With Variance Constraints[J]. *IEEE Transactions Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2004, 51(6): 320 – 326.
- [9] YANG F, WANG Z, HUNG Y S, et al. H_∞ control for networked systems with random communication delays[J]. *IEEE Transactions Automatic Control*, 2006, 51(3): 511 – 518.
- [10] DE OLIVEIRA M C, BERNUSSOU J, GEROMEL J C. A new discrete-time robust stability condition[J]. *System & Control Letters*, 1999, 37(4): 261 – 265.
- [11] SCHERER C, GAHIENT P, CHILALI M. Multiobjective output-feedback control via LMI optimization[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1997, 42(7): 896 – 911.
- [12] LU L, YANG R, XIE L. Robust H_2 and H_∞ control of discrete-time systems with polytopic uncertainties via dynamic output feedback[C] // *Proceedings of American Control Conference*, Portland, USA: IEEE Press, 2005, 4315 – 4320.
- [13] LEIBFRTZ F. An LMI-based algorithm for designing suboptimal static H_2/H_∞ output feedback controllers[J]. *SIAM Journal Control Optimization*, 2001, 39(6): 1711 – 1735.
- [14] LÖFBERG J. YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in MATLAB[C] // *Proceedings of 2004 IEEE International Symposium on Computer Aided Control Systems*, Taipei, Taiwan: IEEE Press, 2004, 284 – 289.

作者简介:

王 武 (1973—), 男, 现为福州大学电气工程与自动化学院副教授, 博士, 目前研究方向为网络化系统的控制与滤波、非脆弱控制等, E-mail: wangwu@fzu.edu.cn;

林琼斌 (1976—), 男, 现为福州大学电气工程与自动化学院讲师, 在职博士研究生, 目前研究方向为智能系统、网络控制系统的研究;

蔡逢煌 (1976—), 男, 现为福州大学电气工程与自动化学院讲师, 博士, 目前研究方向为网络化控制系统的迭代学习控制;

杨富文 (1963—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为鲁棒控制、鲁棒滤波、迭代学习控制、网络控制系统设计等.