

控制与决策

Control and Decision

具有不确定丢包率和时变采样周期的Delta算子系统故障检测

张端金, 张银双

引用本文:

张端金, 张银双. 具有不确定丢包率和时变采样周期的Delta算子系统故障检测[J]. 控制与决策, 2021, 36(5): 1101–1109.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1154>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于T-S模糊模型的多时滞非线性网络切换控制系统非脆弱 \$H_\infty\$ 控制](#)

Non-fragile H_∞ control for multi-delay nonlinear network switching control system based on T-S model

控制与决策. 2021, 36(5): 1087–1094 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1098>

[含混合储能的互联电力系统传感器容错负荷频率控制](#)

Sensor fault-tolerant load frequency control for multi-area interconnected power system with hybrid energy storage system

控制与决策. 2021, 36(5): 1069–1077 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1432>

[测量数据丢失的随机不确定系统滚动时域估计](#)

Moving horizon estimation for stochastic uncertain system with missing measurements

控制与决策. 2021, 36(2): 450–456 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0648>

[事件触发机制下分布时滞网络化控制系统 \$H_\infty\$ 故障检测](#)

Event-triggered H_∞ fault detection for networked control systems with distributed delays

控制与决策. 2020, 35(12): 3059–3065 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0456>

[自适应事件触发的马尔科夫跳变多智能体系统一致性](#)

Adaptive event-triggered consensus for Markovian jumping multi-agent systems

控制与决策. 2020, 35(11): 2780–2786 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.1507>

具有不确定丢包率和时变采样周期的 Delta 算子系统故障检测

张端金[†], 张银双

(郑州大学 信息工程学院, 郑州 450001)

摘要: 研究一类由 Delta 算子描述具有不确定丢包率的时变采样网络控制系统故障检测问题. 数据包丢失发生在传感器至控制器、控制器到执行器的数据传输过程中, 丢包模型采用两个相互独立的伯努利随机变量表示, 假设传感器至控制器通道中的丢包率是不确定的, 其均值由常数和不确定值两部分组成. 时变采样周期利用有限长切换序列表示可降低保守性. 采用 Delta 域的 Lyapunov 函数方法, 提出所考虑的增广系统渐近稳定且具有 H_∞ 性能的充分条件. 基于线性矩阵不等式得到故障检测滤波器的相应参数, 数值仿真结果验证了所提方法的可行性和有效性.

关键词: 网络控制系统; 故障检测; 数据包丢失; 时变采样周期; Delta 算子; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1154

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 张端金, 张银双. 具有不确定丢包率和时变采样周期的 Delta 算子系统故障检测[J]. 控制与决策, 2021, 36(5): 1101-1109.

Fault detection for delta operator systems with uncertain packet dropout rate and time-varying sampling periods

ZHANG Duan-jin[†], ZHANG Yin-shuang

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: This paper investigates a class of fault detection problems for time-varying sampling networked control systems with uncertain packet dropout rate via delta operator. Packet dropout occurs during sensor-to-controller and controller-to-actuator data transfer, the packet dropout model is represented by two independent Bernoulli random variables, assuming that the packet dropout rate is uncertain in the sensor-to-controller channel, and its mean consists of the constant and uncertain value. Time-varying sampling periods are described by finite length switching sequence, which can reduce conservativeness. The sufficient conditions which can guarantee the asymptotical stability of the augmented system with H_∞ performance are obtained using the Lyapunov function method in delta domain. The corresponding parameters of the fault detection filter can be obtained using the linear matrix inequality, and numerical simulation results verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Keywords: networked control systems; fault detection; packet dropout; time-varying sampling periods; Delta operator; linear matrix inequality

0 引言

网络控制系统(NCSs)将通信网络作为节点之间数据交换的桥梁, 不仅可实现信息共享, 而且在降低系统的控制成本、易于扩展和维护等方面比传统控制系统具有明显优势^[1-3]. 由于网络带宽的约束, 一些复杂问题也随之出现, 如数据包丢失、时变采样周期等, 这些不确定因素对系统性能产生影响^[4-6]. 文献

[6]采用主动变采样周期离散被控对象, 联合切换和参数不确定方法设计系统的 H_∞ 控制器. 因此, 关于不同条件下NCSs的研究具有重要科学意义.

NCSs逐渐深入到人们生活中, 如智能交通系统, 系统运行期间出现的故障信号会造成系统崩溃, 为确保系统安全运行, 及时检测出故障信号尤为重要. 文献[7]运用扇区有界条件克服系统存在的非线性部

收稿日期: 2019-08-11; 修回日期: 2019-12-17.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61471323).

责任编辑: 吴立刚.

[†]通讯作者. E-mail: djzhang@zzu.edu.cn.

分,设计了具有 H_∞ 性能的观测器;文献[8]针对随机丢包和多采样率同时存在的情况,设计了具有因果约束关系的残差发生器以便检测故障信号。

NCSs中被控对象输出的模拟信号经过传感器将其离散化,当前常使用的离散方式是移位算子方法。然而,高速采样时移位算子描述的离散模型状态响应将会远离原连续时间系统,且极点不完全在稳定环内,即可能出现不稳定现象^[9],使用Delta算子模型则可避免上述问题^[10]。对NCSs而言,减小采样周期会导致传感器节点频繁向控制器发送数据包,加重网络负荷,从而影响系统性能。因此需根据网络状况合理选择采样周期,即变采样周期,该方面的相关内容已得到学者的广泛关注^[11-13]。

复杂的网络环境、采样过程费时、代价大等原因导致很难得到准确的丢包率^[14],因此考虑不确定丢包率和时变采样周期更加符合实际系统。文献[15]讨论了时变采样周期下传感器至控制器链路发生丢包的系统故障检测方法,与文献[15]不同的是,本文研究Delta算子系统发生双通道丢包且传感器到控制器的丢包率是不确定的情况下如何保证残差信号对故障的敏感性。文献[16]引入参数依赖李雅普诺夫函数分析系统中存在的时不变不确定丢包率和时变不确定丢包率对系统稳定性的影响,但其未进行故障检测方面的分析。

对于NCSs的故障检测,若仅仅考虑传感器至控制器或控制器到执行器存在数据包丢失,则所得的结果具有一定的保守性。因此本文考虑两个通道都存在数据包丢失的情况,并进一步假设传感器至控制器通道的丢包率是不确定的。双通道丢包和时变采样周期的引入对如何构建Delta算子系统模型和设计故障检测滤波器带来了挑战,这激励着当前的研究。

本文针对不确定丢包率下时变采样系统的故障检测问题进行如下分析:1)对考虑的增广Delta算子系统设计基于观测器的故障检测滤波器,并得到检测滤波器参数的显示表达;2)证明系统是渐近稳定的且满足 H_∞ 性能;3)仿真方面采用两个不同的残差评价函数对比故障检测滤波器的检测性能,并比较不同情况下系统的 H_∞ 性能指标。

1 问题描述

首先,给出本文用到的一些符号: R^n 表示 n 维欧氏空间; I 表示相应维数的单位矩阵; C^T 表示矩阵 C 的转置; $\text{Prob}\{\cdot\}$ 、 $E\{\cdot\}$ 、 $\text{Var}\{\cdot\}$ 分别表示事件 $\{\cdot\}$ 发生的概率、期望和方差。

考虑如下连续时间系统:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t) + E_f f(t), \\ y(t) = Cx(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^n$ 是系统的状态变量; $u(t) \in R^m$ 是控制器的输入; $y(t) \in R^s$ 是系统的测量输出; $w(t) \in R^p$ 是属于 $l_2[0, \infty)$ 的外界干扰; $f(t) \in R^q$ 是执行器故障信号;系统中的 A 、 B 、 B_w 、 E_f 、 C 是已知的适当维数的矩阵,且 C^T 是列满秩矩阵。

假设传感器是时间驱动,控制器和执行器是事件驱动,本文考虑时变采样周期,定义 h_k 是第 k 个采样周期持续的时间, d_1 和 d_2 是 h_k 的最小值和最大值,即 $h_k \in [d_1, d_2]$ 。考虑不确定丢包发生在传感器至控制器通道且满足伯努利分布,即

$$\begin{cases} \text{Prob}\{\alpha(k) = 1\} = E\{\alpha(k)\} = \alpha + \Delta\alpha = \bar{\alpha}, \\ \text{Prob}\{\alpha(k) = 0\} = 1 - \bar{\alpha}, \text{Var}\{\alpha(k)\} = \sigma_1. \end{cases} \quad (2)$$

其中: α 是一般意义上的期望, $\Delta\alpha$ 是 α 的不确定部分, $|\Delta\alpha| \leq \varepsilon, \varepsilon > 0$ 。为简化计算过程,假设控制器到执行器通道的数据传输率为 β ,满足下式:

$$\begin{cases} \text{Prob}\{\beta(k) = 1\} = \beta, \\ \text{Prob}\{\beta(k) = 0\} = 1 - \beta, \text{Var}\{\beta(k)\} = \sigma_2. \end{cases} \quad (3)$$

注1 为简化计算过程,假设不确定丢包率存在于传感器到控制器通道,控制器到执行器的丢包率为已知常数。所得结论可扩展至控制器到执行器具有不确定丢包率和系统具有参数不确定性的故障检测中。

考虑系统(1)测量输出发生丢包,离散化得

$$\begin{cases} x(k+1) = G(h_k)x(k) + H_1(h_k)u(k) + \\ \quad H_2(h_k)w(k) + H_3(h_k)f(k), \\ y(k) = \alpha(k)Cx(k) + (1 - \alpha(k))y(k-1). \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} G(h_k) &= e^{Ah_k}, \\ H_1(h_k) &= \int_0^{h_k} e^{As} ds B, \\ H_2(h_k) &= \int_0^{h_k} e^{As} ds B_w, \\ H_3(h_k) &= \int_0^{h_k} e^{As} ds E_f. \end{aligned}$$

令 $\bar{\sigma}_k = h_k - d_1$,可得

$$\begin{aligned} G(h_k) &= e^{Ad_1} e^{A\bar{\sigma}_k} = e^{Ad_1} \left(A \int_0^{\bar{\sigma}_k} e^{As} ds + I \right), \\ H_1(h_k) &= \int_0^{d_1} e^{As} ds B + e^{Ad_1} \int_0^{\bar{\sigma}_k} e^{As} ds B, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_2(h_k) &= \int_0^{d_1} e^{As} ds B_w + e^{Ad_1} \int_0^{\bar{\sigma}_k} e^{As} ds B_w, \\
 H_3(h_k) &= \int_0^{d_1} e^{As} ds E_f + e^{Ad_1} \int_0^{\bar{\sigma}_k} e^{As} ds E_f. \quad (5)
 \end{aligned}$$

根据式(5),式(4)可写作

$$\begin{cases}
 x(k+1) = \\
 (A_1 + D_1 F_k)x(k) + (A_2 + A_1 F_k B)u(k) + \\
 (A_3 + A_1 F_k B_w)w(k) + (A_4 + A_1 F_k E_f)f(k), \\
 y(k) = \alpha(k)Cx(k) + (1 - \alpha(k))y(k-1).
 \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned}
 A_1 &= e^{Ad_1}, \quad A_2 = \int_0^{d_1} e^{As} ds B, \\
 A_3 &= \int_0^{d_1} e^{As} ds B_w, \quad A_4 = \int_0^{d_1} e^{As} ds E_f, \\
 D_1 &= e^{Ad_1} A F_k = \int_0^{h_k - d_1} e^{As} ds.
 \end{aligned}$$

由 $\delta x(k) = [x(k+1) - x(k)]/h_k$ 可得时变采样

Delta算子系统

$$\begin{cases}
 \delta x(k) = \\
 [(A_1 + D_1 F_k - I)x(k) + (A_2 + A_1 F_k B)u(k) + \\
 (A_3 + A_1 F_k B_w)w(k) + (A_4 + A_1 F_k E_f)f(k)]/h_k, \\
 y(k) = \alpha(k)Cx(k) + (1 - \alpha(k))y(k-1).
 \end{cases} \quad (7)$$

设计如下基于观测器的故障检测滤波器:

$$\begin{cases}
 \delta \hat{x}(k) = [(A_1 - I)\hat{x}(k) + A_2 \bar{u}(k) + \\
 L(y(k) - \hat{y}(k))]/h_k, \\
 \hat{y}(k) = \alpha(k)C\hat{x}(k) + (1 - \alpha(k))\hat{y}(k-1), \\
 r(k) = y(k) - \hat{y}(k), \\
 \bar{u}(k) = \beta K \hat{x}(k), \\
 u(k) = \beta(k)K \hat{x}(k).
 \end{cases} \quad (8)$$

其中: $\hat{x}(k)$ 是状态估计向量; $\bar{u}(k)$ 是观测器的控制输入; $\hat{u}(k)$ 是无数据包丢失时观测器的控制输入; $r(k)$ 是产生的残差信号; K_i 是控制器增益矩阵; L_i 是观测器增益矩阵.

令估计误差 $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$, 则

$$\begin{aligned}
 \delta e(k) &= \\
 \frac{1}{h_k} &[(A_1 - I - \alpha(k)LC - A_1 F_k B \beta(k)K - \\
 A_2 \beta(k)K &+ A_2 \beta K)e(k) - (1 - \alpha(k))LCe(k-1) + \\
 (A_3 + A_1 F_k B_w)w(k) &+ (A_4 + A_1 F_k E_f)f(k) + \\
 (D_1 F_k + A_2 \beta(k)K - A_2 \beta K &+ A_1 F_k B \beta(k)K)x(k)].
 \end{aligned}$$

残差信号为

$$r(k) = \alpha(k)Ce(k) + (1 - \alpha(k))Ce(k-1).$$

记

$$\eta(k) = \begin{bmatrix} e(k) \\ x(k) \\ e(k-1) \end{bmatrix}, \quad v(k) = \begin{bmatrix} w(k) \\ f(k) \end{bmatrix},$$

则有如下增广系统:

$$\begin{cases}
 \delta \eta(k) = \tilde{A}\eta(k) + \tilde{B}v(k), \\
 r(k) = \tilde{C}\eta(k).
 \end{cases} \quad (9)$$

具体参数矩阵如下:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} \Pi_{11} & \Pi_{12} & -\frac{1}{h_k}(1 - \alpha(k))LC \\ \Pi_{21} & \Pi_{22} & 0 \\ \frac{1}{h_{k-1}}I & 0 & -\frac{1}{h_{k-1}}I \end{bmatrix},$$

$$\Pi_{11} = \frac{1}{h_k}[A_1 - I - \alpha(k)LC - \beta(k)A_1 F_k B K - (\beta(k) - \beta)A_2 K],$$

$$\Pi_{12} = \frac{1}{h_k}[D_1 F_k + \beta(k)A_1 F_k B K + (\beta(k) - \beta)A_2 K],$$

$$\Pi_{21} = -\frac{1}{h_k}(\beta(k)A_2 K + \beta(k)A_1 F_k B K),$$

$$\Pi_{22} = \frac{1}{h_k}(A_1 - I + D_1 F_k - \Pi_{21}),$$

$$\tilde{B} = \frac{1}{h_k} \begin{bmatrix} A_3 + A_1 F_k B_w & A_4 + A_1 F_k E_f \\ A_3 + A_1 F_k B_w & A_4 + A_1 F_k E_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{C} = [\alpha(k)C \quad 0 \quad (1 - \alpha(k))C].$$

若采样周期为常数 h , 则系统(9)可写为

$$\begin{cases}
 \delta \eta(k) = \bar{A}\eta(k) + \bar{B}v(k), \\
 r(k) = \bar{C}\eta(k).
 \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\bar{A} = \frac{1}{h} \begin{bmatrix} \bar{\Pi}_{11} & \bar{\Pi}_{12} & -(1 - \alpha(k))LC \\ -\bar{A}_2 \beta(k)K & \bar{\Pi}_{22} & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix},$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \int_0^h e^{As} ds B_w & \int_0^h e^{As} ds E_f \\ \int_0^h e^{As} ds B_w & \int_0^h e^{As} ds E_f \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\Pi}_{11} = \bar{A}_1 - I - \alpha(k)LC + (\beta - \beta(k))\bar{A}_2 K,$$

$$\bar{\Pi}_{12} = (\beta(k) - \beta)\bar{A}_2 K,$$

$$\bar{\Pi}_{22} = \bar{A}_1 - I + \bar{A}_2 \beta(k)K,$$

$$\bar{A}_1 = e^{Ah}, \quad \bar{A}_2 = \int_0^h e^{As} ds B.$$

$$\begin{aligned} \tilde{\Omega}_{4,11} &= \sqrt{1 - \beta} \tilde{A}_3, \quad \tilde{\Omega}_{56} = \tilde{A}_4, \\ \tilde{\Omega}_{59} &= -\sqrt{\beta} \tilde{A}_4, \quad \tilde{\Omega}_{5,11} = \sqrt{1 - \beta} \tilde{A}_4, \\ \tilde{\Omega}_{99} &= \bar{Q} - 2X, \quad \bar{M} = M(A_1 F_{ki} B)^T, \\ \bar{M} &= M A_2^T + \bar{M}, \\ \tilde{A}_3 &= \frac{1}{\sqrt{h_{ki}}} (A_3 + A_1 F_{ki} B_w)^T, \\ \tilde{A}_4 &= \frac{1}{\sqrt{h_{ki}}} (A_4 + A_1 F_{ki} E_f)^T. \end{aligned}$$

证明 根据文献[6]中的方法将 $[d_1, d_2]$ 分成 l 个等间隔, 即 h_k 在有限序列 $\vartheta = \{h_{k_1}, h_{k_2}, \dots, h_{k_l}\} = \{d_1, d_1 + (d_2 - d_1)/l, \dots, d_2\}$ 中随机切换, l 是给定的正数, 令 $F_{ki} = \int_0^{h_{ki} - d_1} e^{As} ds, i = 1, 2, \dots, l, F_k \in \{F_{k_1}, F_{k_2}, \dots, F_{k_l}\}$. 针对系统(9), 构造 Lyapunov 函数如下:

$$V(k) = \eta^T(k) \bar{P} \eta(k). \tag{13}$$

其中

$$\bar{P} = \begin{bmatrix} P & 0 & 0 \\ 0 & Q & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}, P > 0, Q > 0, R > 0.$$

因此, 有

$$\begin{aligned} \delta V(k) &= \frac{1}{h_{ki}} E\{V(k+1) - V(k)\} = \\ &= \frac{1}{h_{ki}} E\{[h_{ki} \delta \eta(k) + \eta(k)]^T \bar{P} [h_{ki} \delta \eta(k) + \\ &= \eta(k)] - \eta^T(k) \bar{P} \eta(k)\} = \\ &= [\eta^T(k) \quad v^T(k)] \Phi \begin{bmatrix} \eta(k) \\ v(k) \end{bmatrix} = \\ &= \tilde{\eta}^T(k) \Phi \tilde{\eta}(k). \end{aligned}$$

其中

$\Phi =$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{h_{ki}} \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \Phi_{13} & \Phi_{14} \\ * & \Phi_{22} & -\bar{\Phi}_2^T P \bar{\Phi}_5 & \Phi_{24} \\ * & * & \Phi_{33} & -\bar{\Phi}_5^T P \bar{\Phi}_8 \\ * & * & * & \bar{\Phi}_8^T P \bar{\Phi}_8 + \bar{\Phi}_8^T Q \bar{\Phi}_8 \\ * & * & * & * \end{bmatrix} \rightarrow \\ & \begin{bmatrix} (\bar{\Phi}_1 + I)^T P \bar{\Phi}_9 - \beta \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_9 \\ \bar{\Phi}_2^T P \bar{\Phi}_9 + (\bar{\Phi}_7 + I + \beta \bar{\Phi}_3)^T Q \bar{\Phi}_9 \\ -\bar{\Phi}_5^T P \bar{\Phi}_9 \\ \bar{\Phi}_8^T P \bar{\Phi}_9 + \bar{\Phi}_8^T Q \bar{\Phi}_9 \\ \bar{\Phi}_9^T P \bar{\Phi}_9 + \bar{\Phi}_9^T Q \bar{\Phi}_9 \end{bmatrix}, \tag{14} \\ & \Phi_{11} = \left[(\bar{\Phi}_1 + I)^T P (\bar{\Phi}_1 + I) + \sigma_1 \bar{\Phi}_6^T P \bar{\Phi}_6 + \right. \\ & \left. \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T P \bar{\Phi}_3 + \beta \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_3 + \left(\frac{h_{ki}}{h_{(k-1)i}} \right)^2 R - P \right] \leq \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \Phi_{11} + \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_3, \\ \Phi_{12} &= (\bar{\Phi}_1 + I)^T P \bar{\Phi}_2 - \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T P \bar{\Phi}_3 - \\ & \bar{\Phi}_3^T Q (\bar{\Phi}_7 + \beta \bar{\Phi}_3 + I) - \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_3, \\ \Phi_{13} &= - \left[(\bar{\Phi}_1 + I)^T P \bar{\Phi}_5 + \sigma_1 \bar{\Phi}_6^T P \bar{\Phi}_6 + \left(\frac{h_{ki}}{h_{(k-1)i}} \right)^2 R \right], \\ \Phi_{14} &= (\bar{\Phi}_1 + I)^T P \bar{\Phi}_8 - \beta \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_8, \\ \Phi_{22} &= \bar{\Phi}_2^T P \bar{\Phi}_2 + \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T P \bar{\Phi}_3 + (\bar{\Phi}_7 + \beta \bar{\Phi}_3 + \\ & I)^T Q (\bar{\Phi}_7 + \beta \bar{\Phi}_3 + I) + \sigma_2 \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_3 - Q, \\ \Phi_{24} &= \bar{\Phi}_2^T P \bar{\Phi}_8 + (\bar{\Phi}_7 + I)^T Q \bar{\Phi}_8 + \beta \bar{\Phi}_3^T Q \bar{\Phi}_8, \\ \Phi_{33} &= \bar{\Phi}_5^T P \bar{\Phi}_5 + \sigma_1 \bar{\Phi}_6^T P \bar{\Phi}_6 + \left(\frac{h_{ki}}{h_{(k-1)i}} \right)^2 R, \\ \bar{\Phi}_1 &= A_1 - I - \bar{\alpha} LC - \beta A_1 F_{ki} BK, \\ \bar{\Phi}_2 &= D_1 F_{ki} + \beta A_1 F_{ki} BK, \quad \bar{\Phi}_3 = A_2 K + A_1 F_{ki} BK, \\ \bar{\Phi}_4 &= \bar{\Phi}_7 + \bar{\Phi}_3, \quad \bar{\Phi}_5 = (1 - \bar{\alpha}) \bar{\Phi}_6, \\ \bar{\Phi}_6 &= LC, \quad \bar{\Phi}_7 = A_1 - I + D_1 F_{ki}, \\ \bar{\Phi}_8 &= A_3 + A_1 F_{ki} B_w, \quad \bar{\Phi}_9 = A_4 + A_1 F_{ki} E_f. \end{aligned}$$

对于非零 $f(k)$ 和 $w(k)$, 有

$$E\{r^T(k)r(k) - \gamma^2 v^T(k)v(k)\} = \tilde{\eta}^T(k) \Psi \tilde{\eta}(k),$$

其中

$$\Psi = \begin{bmatrix} \bar{\alpha} C^T C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & (1 - \bar{\alpha}) C^T C & 0 & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix}, \tag{15}$$

则有

$$\delta V(k) + E\{r^T(k)r(k) - \gamma^2 v^T(k)v(k)\} = \tilde{\eta}^T(k) (\Phi + \Psi) \tilde{\eta}(k).$$

接下来, 证明

$$\delta V(k) + E\{r^T(k)r(k) - \gamma^2 v^T(k)v(k)\} < 0,$$

即证明 $\Phi + \Psi < 0$. 根据引理1, $\Phi + \Psi < 0$ 等价于

$$\begin{bmatrix} \Upsilon_{11} & \Upsilon_{12} & \Upsilon_{13} & \Upsilon_{14} \\ * & \Upsilon_{22} & 0 & 0 \\ * & * & \Upsilon_{33} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{16}$$

其中

$$\Upsilon_{11} = \begin{bmatrix} \bar{h}_k R - \frac{1}{h_{ki}} P & 0 & -\bar{h}_k R & 0 & 0 \\ * & -\frac{1}{h_{ki}} Q & 0 & 0 & 0 \\ * & * & \bar{h}_k R & 0 & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix},$$

$$XC^T = S^T \begin{bmatrix} X_{11} & 0 \\ 0 & X_{22} \end{bmatrix} SC^T = C^T N,$$

因为S正交矩阵,即

$$\begin{bmatrix} X_{11} & 0 \\ 0 & X_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Xi \\ 0 \end{bmatrix} Y^{-1} = \begin{bmatrix} \Xi \\ 0 \end{bmatrix} Y^{-1} N,$$

因此

$$N^{-T} = Y^{-T} \Xi^T X_{11}^{-T} \Xi^{-T} Y^T.$$

因为 X_{11} 是正定矩阵, Y 是正交矩阵, Ξ 是对角矩阵,则有

$$N^{-T} = Y \Xi X_{11}^{-1} \Xi^{-1} Y^T.$$

由定理1可知

$$L = V^T N^{-T} = V^T Y \Xi X_{11}^{-1} \Xi^{-1} Y^T. \quad \square$$

注2 定理1和推论1给出系统渐近稳定的充分条件和检测滤波器的设计方法. 由于系统的采样周期是时变的,每个采样周期下可得到一个 H_∞ 性能 γ ,本文取所有采样周期下 γ 的均值作为系统整体的 H_∞ 性能,有一定的保守性. 实际上可根据不同的采样周期分配权重,以达到最小的 H_∞ 性能. 研究结果适用于常数采样周期和丢包率为0的系统.

3 算例分析

针对连续时间系统(1)选取如下参数:

$$A = \begin{bmatrix} 9 & -13 \\ 3 & -30 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 19 \\ 17 \end{bmatrix}, B_w = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix},$$

$$E_f = \begin{bmatrix} 2 \\ 2.3 \end{bmatrix}, C = [-5 \quad 4].$$

假设时变采样周期 h_k 的最小值 $d_1 = 0.01$ s,最大值为 $d_2 = 0.02$ s,为充分利用带宽并避免频繁切换采样周期,取 $l = 3$,即 h_k 在 $\vartheta = \{0.01, 0.013, 0.02\}$ 中随机切换,令 $h_{k1} = 0.01$ s, $h_{k2} = 0.013$ s, $h_{k3} = 0.02$ s,对应的 H_∞ 性能分别为 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$. 系统整体的 H_∞ 性能取 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 的平均值. 计算得Delta算子模型(7)的系统参数

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1.0923 & -0.1177 \\ 0.0272 & 0.7392 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0.1884 \\ 0.1494 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0.0092 \\ 0.0174 \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} 0.0195 \\ 0.0201 \end{bmatrix},$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 9.4775 & -10.6685 \\ 2.4620 & -22.5281 \end{bmatrix},$$

$$F_{k1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, F_{k2} = \begin{bmatrix} 0.0030 & 0 \\ 0 & 0.0029 \end{bmatrix},$$

$$F_{k3} = \begin{bmatrix} 0.0105 & 0 \\ 0 & 0.0086 \end{bmatrix}.$$

下面分析数据包丢失和时变采样周期对系统性能的影响.

由第1节可知传感器到控制器数据传输率 $\alpha = \alpha + \Delta\alpha$,丢包率为 $1 - \alpha - \Delta\alpha$,控制器至执行器的数据传输率为 β . 假设传感器到控制器丢包率的确定部分 $\alpha = 0.4$,对于不确定丢包率 $\Delta\alpha$,表1给出了不同数据传输率 β 对应的系统 H_∞ 性能 γ .

表1 不同 $\Delta\alpha$ 和 β 对应的 H_∞ 性能 γ

$\Delta\alpha$	β				
	0.43	0.5	0.7	0.9	1.0
0	没有可行解	0.7847	0.4898	0.4457	0.4332
0.2	没有可行解	0.7861	0.4915	0.4476	0.4352
0.4	没有可行解	0.7894	0.4955	0.4521	0.4398
0.6	没有可行解	0.8054	0.5160	0.4750	0.4627

由表1可知,对于某个不确定丢包率 $\Delta\alpha$,当 β 增大时,系统的通信条件变优越,导致系统的控制力变强, H_∞ 性能 γ 变小,即 γ 越小,系统的性能越好^[22]. 再者,对于一个固定 β , H_∞ 性能随着不确定丢包率的增加变弱,即 γ 变大,由此可见不确定丢包率影响系统的鲁棒性. 因此考虑不确定丢包率对系统的影响是十分必要的.

注3 在上述参数下,经过仿真验证系统(9)所能承受最大的控制器到执行器丢包率为57%,上述结果是在给定条件下得到的. 对于不同参数的系统,其能够承受的最大丢包率是不同的. 由于本文考虑的是双通道数据包丢失,系统的稳定性条件是由 $\alpha, \Delta\alpha, \beta$ 联合约束的.

对于时变采样周期 h_k ,考虑 $\alpha = 0.4, \Delta\alpha = 0.2$,即丢包率为 $1 - \alpha - \Delta\alpha = 0.4$,控制器到执行器丢包率为0.5. 利用LMIs工具箱求解定理1中的不等式,则有 $\gamma_1 = 0.6671, \gamma_2 = 0.6978, \gamma_3 = 0.9934$. 滤波器参数 K, L 和 γ 值如下:

$$K = [-2.6753 \quad 1.0012], L = \begin{bmatrix} -0.1556 \\ 0.1520 \end{bmatrix},$$

$$\gamma = \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3}{3} = 0.7861.$$

将上述参数代入系统(9)进行仿真实验可得到仿真曲线图1和图2. 图1为状态估计误差 $e(k)$,由曲线轨迹可知所设计的观测器能很好地估计出状态信号,且未发生故障时系统是稳定的. 图2是残差信号 $r(k)$ 的仿真曲线图,从图2可以看到,当故障发生时残差信号的值有较大的起伏,而当故障结束时其会逐渐收敛到0值附近,说明将其作为检测故障信号的判断逻辑是可行的.

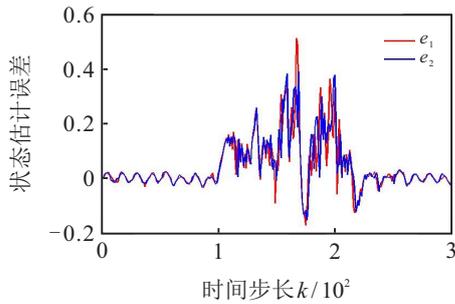


图1 状态估计误差 $e(k)$

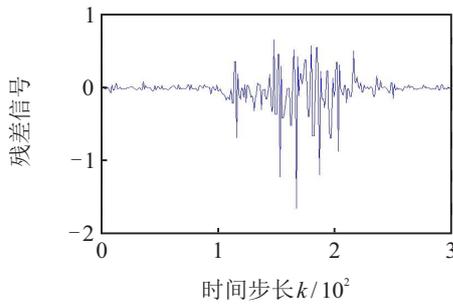


图2 残差信号 $r(k)$

为证明故障检测滤波器的有效性,选择如下的干扰信号 $w(k)$ 和故障信号 $f(k)$:

$$w(k) = 0.5 \sin(0.5k), \quad 0 \leq k \leq 300.$$

$$f(k) = \begin{cases} 1, & 99 \leq k \leq 199; \\ 0. & \end{cases}$$

由图3可知,利用文献[15]的方法计算阈值 $J_{th} = 0.4981$,当 $k = 113$ 时,残差评价函数 $\|r\|_{\bar{T}} = 0.5344 > J_{th}$,即故障发生13步之后才检测出.若采用本文方法,则可得到图4.由图4可以看出,当 $k = 99$ 时,残差评价函数 $\bar{J}(\bar{r}) = 0.9938 > 0.4981$,可见此检测方法可立即检测出故障信号.

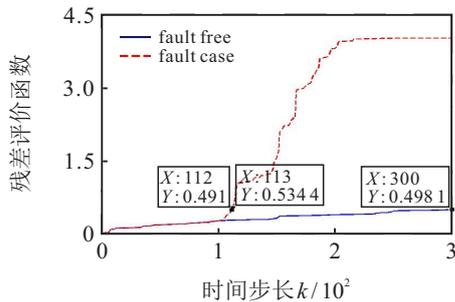


图3 残差评价函数 $\|r\|_{\bar{T}}$

若采用常数采样周期,当网络被大量用户占用时,为了避免网络拥塞应选择 $h_{k3} = 0.02s$ 作为采样周期,其 H_{∞} 性能 $\gamma_0 = 0.8879, \gamma = 0.7861$,且 $\gamma_3 > \gamma_0, \gamma_1 < \gamma_2 < \gamma_0$.在很多情况下,短采样周期被使用,与常数采样周期相比,所提出的主动变采样周期方法可以确保系统具有更好的 H_{∞} 性能.图5为常数采样周期下的残差评价函数图.

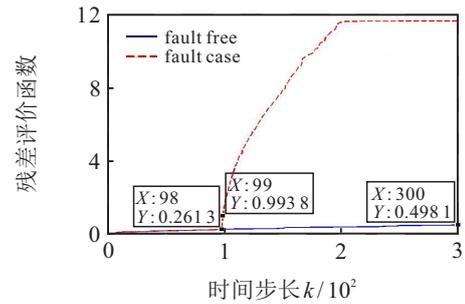


图4 残差评价函数 $\bar{J}(\bar{r})$

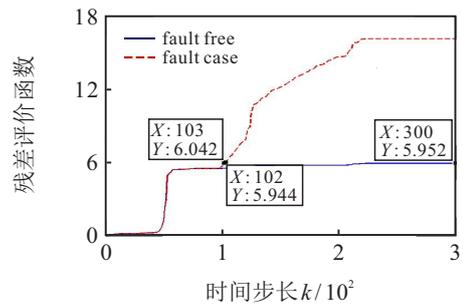


图5 $h_{k3} = 0.02s$ 时的残差评价函数 $\bar{J}(\bar{r})$

由图5可知,常数采样周期下的阈值为5.952,当 $k = 103$ 时,残差评价函数的值为6.042,即在故障发生3步后检测出故障信号.由此可知,采用主动变采样周期不仅能够保证系统具有更好的 H_{∞} 性能,而且可提高检测性能.

为了验证不同的时变采样周期 h_k 对检测性能的影响,选择 $d_1 = 0.012s, d_2 = 0.022s, l = 3$,即 h_k 在 $\vartheta = \{0.012, 0.015, 0.022\}$ 中随机切换,令 $h_{k1} = 0.012s, h_{k2} = 0.015s, h_{k3} = 0.022s$,求得对应的 H_{∞} 性能分别为 $\bar{\gamma}_1 = 0.8398, \bar{\gamma}_2 = 0.9007, \bar{\gamma}_3 = 1.5733$,系统整体的 H_{∞} 性能为 $\bar{\gamma} = 1.1046$,可知随着 h_k 的增大,系统的 H_{∞} 性能变弱.图6为相应的残差评价函数图,当故障发生时即可检测出故障信号.由以上分析可知, h_{k1}, h_{k2}, h_{k3} 主要影响系统的 H_{∞} 性能,检测性能基本不受影响.

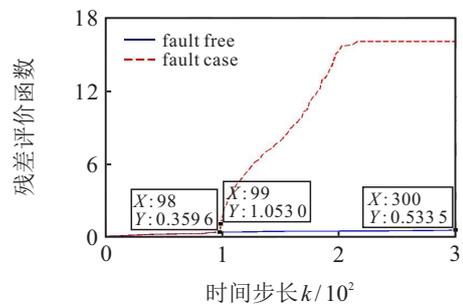


图6 $d_1 = 0.012s, d_2 = 0.022s$ 时的残差评价函数 $\bar{J}(\bar{r})$

注4 本文所设计的故障检测滤波器在适当的参数下可及时检测出故障信号.对故障信号进行检测的前提是系统是稳定的,所以对于不同的丢包率和时变采样周期必须使定理1成立,方可解出故障检测

滤波器的参数, 从而进行故障检测。

4 结论

本文考虑了时变采样周期和不确定丢包率下如何设计故障检测滤波器的问题, 提出了增广系统渐近稳定的充分条件, 并分析了其 H_∞ 性能. 所使用的时变采样周期能更充分利用网络带宽, 其检测性能和 H_∞ 性能优于常数采样周期下的系统. 不确定丢包率的存在可弱化系统的鲁棒性, 因此考虑的不确定丢包率更加符合实际情况. 在文中条件下, 使用的残差评价函数在故障发生时即可检测出故障信号。

参考文献(References)

- [1] Zhang X M, Han Q L, Yu X H. Survey on recent advances in networked control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5): 1740-1752.
- [2] 张瑞金, 范鑫, 刘雪. 基于Delta算子的时变时延网络系统鲁棒 H_∞ 滤波[J]. 控制与决策, 2017, 32(3): 487-492.
(Zhang D J, Fan X, Liu X. Robust H_∞ filtering for networked control systems with time-varying delay via delta operator[J]. Control and Decision, 2017, 32(3): 487-492.)
- [3] Zhang D J, Zhang Y S. Fault detection for uncertain delta operator systems with two-channel packet dropouts via a switched systems approach[C]. Proceedings of the 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington DC: IEEE, 2018: 2323-2328.
- [4] Seitz T, Yedavalli R K, Behbahani A. Robust stability bounds for multi-delay networked control systems[J]. International Journal of Control, 2018, 91(4): 755-769.
- [5] Lin H, Su H Y, Chen M Z Q, et al. On stability and convergence of optimal estimation for networked control systems with dual packet losses without acknowledgment[J]. Automatica, 2018, 90: 81-90.
- [6] Wang Y L, Yang G H. State feedback control synthesis for networked control systems with packet dropout[J]. Asian Journal of Control, 2009, 11(1): 49-58.
- [7] Kargar H, Zarei J, Razavi-Far R. Robust fault detection filter design for nonlinear networked control systems with time-varying delays and packet dropout[J]. Circuits, Systems and Signal Processing, 2019, 38(1): 63-84.
- [8] Feng X X, Pan F, Li S H. Fault detection of networked control system subject to random packet dropout and multi-rate sample data[C]. Proceedings of the 36th Chinese Control Conference. Dalian: IEEE, 2017: 7454-7458.
- [9] Lennartson B, Middleton R H, Gustafsson I. Numerical sensitivity of linear matrix inequalities using shift and delta operators[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(11): 2874-2879.
- [10] Premaratne K, Salvi R, Habib N R, et al. Delta operator formulated discrete-time approximations of continuous-time systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1994, 39(3): 581-585.
- [11] 刘义才, 刘斌. 网络控制系统时变采样周期的建模与切换控制[J]. 计算机应用研究, 2018, 35(1): 208-212.
(Liu Y C, Liu B. Modeling and switched control of networked control systems during time variable-period sampling[J]. Application Research of Computers, 2018, 35(1): 208-212.)
- [12] Ma R, Jiang Y. Time-varying Lyapunov functional for stability of sampled-data systems with a time-varying period[J]. ICIC Express Letters, 2018, 12(5): 487-494.
- [13] Kurniawan E, Cao Z W, Man Z H. Design of robust repetitive control with time-varying sampling periods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2834-2841.
- [14] Hu S, Yan W Y. Stability robustness of networked control systems with respect to packet loss[J]. Automatica, 2007, 43(7): 1243-1248.
- [15] Wang Y L, Xiong J. Fault detection filter design for networked control systems with time-varying sampling periods and packet dropouts[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2016, 30(5): 790-806.
- [16] Su L, Chesi G. Stability analysis of networked control systems with uncertain packet-loss probability[C]. Proceedings of the 2018 SICE International Symposium on Control Systems. Tokyo: IEEE, 2018: 20-26.
- [17] Boyd S E I, Ghaoui L, Feron E, et al. Linear matrix inequalities in systems and control theory[M]. Philadelphia: SIAM, 1994.
- [18] Moon Y S, Park P, Kwon W H, et al. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems[J]. International Journal of Control, 2001, 74(14): 1447-1455.
- [19] Yang F, Wang Z, Hung Y S, et al. H_∞ control for networked systems with random communication delays[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(3): 511-518.
- [20] Ho D W C, Lu G P. Robust stabilization for a class of discrete-time non-linear systems via output feedback: The unified LMI approach[J]. International Journal of Control, 2003, 76(2): 105-115.
- [21] Yang H J, Xia Y Q, Shi P, et al. Analysis and synthesis of Delta operator systems[J]. Lecture Notes in Control and Information Sciences, 2012, 430: 1-274.
- [22] 刘康志, 姚郁. 线性鲁棒控制[M]. 北京: 科学出版社, 2013.
(Liu K Z, Yao Y. Linear robust control[M]. Beijing: Science Press, 2013.)

作者简介

张瑞金(1966—), 男, 教授, 博士生导师, 从事检测与估计、网络系统控制等研究, E-mail: djzhang@zzu.edu.cn;
张银双(1992—), 女, 硕士生, 从事网络系统故障检测的研究, E-mail: zys102739@163.com.