

基于网络的离散切换时滞系统故障检测和控制器协同设计

王申全[†], 王越男, 庞基越, 刘克平

(长春工业大学 电气与电子工程学院, 长春 130012)

摘要: 针对带有时变时滞和数据包丢失的离散网络切换控制系统, 提出在任意切换信号下的闭环故障检测和控制器协同设计策略; 基于平均驻留时间和李雅普诺夫(LKF)方法, 给出并证明离散切换时滞动态系统指数均方稳定且具有满意的 H_∞ 性能指标的充分条件; 将离散网络切换时滞系统的控制器和故障检测滤波器的参数求解转化为可行的凸优化问题, 确保残差和故障估计误差尽可能小. 仿真实验结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 网络控制系统; 切换时滞系统; 平均驻留时间; 故障检测和控制器协同设计

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fault detection and control co-design for networked-based discrete-time switched systems with time-varying delays

WANG Shen-quan[†], WANG Yue-nan, PANG Ji-yue, LIU Ke-ping

(College of Electrical and Electronic Engineering, Changchun University of Technology, Changchun 130012, China)

Abstract: A fault detection(FD) and control co-design scheme is studied for discrete-time switched systems with time-varying delays under an arbitrary switching signal in a network communication. By using the average dwell-time scheme and a Lyapunov-Krasovskii functional(LKF), a delay-dependent sufficient condition is developed to ensure the resulting error system to be exponentially stable in the mean-square sense with an optimized H_∞ disturbance attenuation level. The solution of the parameters for the fault detection filter and controller co-design are characterized in terms of the feasibility of a convex optimization problem. A numerical example is given to illustrate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: network control systems; switched delay systems; average dwell-time; fault detection and control co-design

0 引言

近年来, 由于对动态系统的安全性和可靠性要求不断增加, 故障检测与隔离(FDI)技术已经成为控制领域的研究热点^[1]. 故障检测方法一般可分为基于数据和基于模型两种. 基于数据的方法主要是从历史数据中提取统计特征, 从而达到故障检测的目的, 其缺点是故障的分离和估计困难, 尤其不便于故障在线诊断^[2]. 基于模型的故障检测方法是利用状态观测器或滤波器来构建残差信号, 并将其与设定的阈值进行比较. 当残差信号超过设定阈值时, 则检测到故障信号, 并产生故障报警. 该方法能够充分地利用系统内部深层信息, 有利于故障的隔离、辨识. 因此, 基于模型的方法得到了广泛应用和更多关注^[3-8]. 文献[5]基于LMI方法研究了带有未知输入和模型误差的线性非时变系统的故障检测问题; 文献[6]研究了在任意

切换信号下, 带有时滞的切换线性系统的故障检测问题. 上述文献只是单方面地设计故障检测滤波器, 没有考虑控制器的影响. 然而在实际的网络控制系统中, 控制器的影响不应该被忽略. 文献[3]和文献[7]针对一类带有时滞的网络控制系统研究了故障检测方法和控制器协同设计问题.

另一方面, 切换系统作为一类重要的混杂动态系统, 是由一系列连续或离散时间子系统和一个决定某个子系统何时激活的切换规则组成^[9]. 在系统运行或信号传输过程中, 切换和时滞往往是同时存在的. 但大多数的研究工作并没有考虑时变时滞特性, 而系统中存在时滞可能会引起系统的不稳定. 因此, 带有时滞的切换系统的研究引起了很多学者的关注^[10-13]. 针对切换时滞系统, 许多研究方法被提出, 如多元李雅普诺夫方法^[14]、平均驻留时间方法^[15]、切换

收稿日期: 2016-09-18; 修回日期: 2017-01-20.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61403044, 61503045).

作者简介: 王申全(1983—), 男, 副教授, 博士, 从事时滞系统稳定性及故障检测等研究; 王越男(1992—), 女, 硕士生, 从事鲁棒故障检测及容错控制的研究.

[†]通讯作者. E-mail: shenquanwang@126.com

李雅普诺夫方法^[16]等. 目前, 对于切换时滞系统的研究大多采用点对点的控制方式, 而基于网络的控制方法在切换系统中的研究很少, 特别是基于网络的控制器和故障检测滤波器的协同设计更是未见报道. 因此, 研究基于网络的切换时滞系统的故障检测和控制器协同设计问题, 提高系统的自由度和故障检测性能是本文的主要工作.

本文研究带有时变时滞和数据包丢失的离散网络切换系统的故障检测和控制器协同设计问题. 通过将基于观测器的故障检测滤波器作为残差生成器, 网络切换时滞系统可以转换为 H_∞ 模型匹配问题. 基于 LKF 和平均驻留时间方法给出时滞依赖的充分条件, 确保残差和故障之间的估计误差尽可能小, 同时满足闭环网络切换系统的指数均方稳定. 数值仿真实验验证了所提出方法的有效性.

1 问题描述

考虑如下带有时滞的离散时间切换线性系统:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_\sigma x(k) + A_{h\sigma} x(k-h(k)) + \\ &\quad B_\sigma u(k) + D_\sigma w(k) + F_\sigma f(k), \\ x(j) &= \varphi(j), \forall j \in [-h_M, 0]. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x(k) \in R^n$ 是状态变量; $u(k) \in R^m$ 是控制输入; $w(k) \in R^q$ 是扰动输入, 且满足 $l_2[0, +\infty)$; $f(k) \in R^l$ 是待检测故障; $\varphi(j)$ 是给定的初始条件; 正整数 $h(k)$ 代表时变时滞, 且满足 $h_m \leq h(k) \leq h_M, k \in Z^+, h_m$ 和 h_M 是时变时滞已知的下界和上界; $\sigma: Z \rightarrow N = \{1, 2, \dots, n\}$ 是切换信号, 对于切换信号 σ 的切换时间序列 $k_0 < k_1 < k_2 < \dots$, 在 $[k_l, k_{l+1}]$ 保持的时间被称为运行子系统的驻留时间, l 是非负整数; $A_i, A_{hi}, B_i, D_i, F_i$ 是具有适当维数的常数矩阵, $i = \{1, 2, \dots, n\}$.

网络系统中经常发生数据包丢失现象, 测量丢失数据包的过程可以描述为

$$\hat{y}(k) = \alpha(k)C_\sigma x(k) + E_\sigma w(k). \quad (2)$$

其中: $\hat{y}(k) \in R^p$ 是测量输出向量; C_i 和 E_i 是具有恰当维数的已知实常数矩阵; 随机变量 $\alpha(k)$ 是满足伯努利分布的白噪声序列, 且满足

$$\text{Prob}\{\alpha(k) = 1\} = E\{\alpha(k)\} = \bar{\alpha}, \quad (3)$$

$$\text{Prob}\{\alpha(k) = 0\} = 1 - E\{\alpha(k)\} = 1 - \bar{\alpha}, \quad (4)$$

$$\text{Var}\{\alpha(k)\} = E\{(\alpha(k) - \bar{\alpha})^2\} = \bar{\alpha}(1 - \bar{\alpha}) = \sigma_1^2. \quad (5)$$

对于离散网络时滞切换系统设计如下基于观测器的故障检测滤波器:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A_\sigma \hat{x}(k) + A_{h\sigma} \hat{x}(k-h(k)) + \\ \quad B_\sigma \tilde{u}(k) + L_\sigma(\hat{y}(k) - \bar{\alpha}C_\sigma \hat{x}(k)), \\ \tilde{u}(k) = \bar{\beta} \hat{u}(k), \\ r(k) = V_\sigma(\hat{y}(k) - \bar{\alpha}C_\sigma \hat{x}(k)); \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \hat{u}(k) = K_\sigma \hat{x}(k), \\ u(k) = \beta(k) \hat{u}(k). \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\hat{x}(k) \in R^n$ 是状态估计向量; $\tilde{u} \in R^m$; $\hat{u}(k) \in R^m$ 和 $u(k) \in R^m$ 分别是观测器的控制输入、没有数据包丢失的控制输入和有数据包丢失的被控对象的控制输入; $r(k) \in R^l$ 是产生的残差信号; $K_i \in R^{m \times n}$ 是待求的控制器增益; $L_i \in R^{n \times p}$ 和 $V_i \in R^{l \times p}$ 是需要设计的 FDF 参数; 随机变量 $\beta(k)$ 是满足伯努利分布的白噪声序列, 且满足

$$\text{Prob}\{\beta(k) = 1\} = E\{\beta(k)\} = \bar{\beta}, \quad (8)$$

$$\text{Prob}\{\beta(k) = 0\} = 1 - E\{\beta(k)\} = 1 - \bar{\beta}, \quad (9)$$

$$\text{Var}\{\beta(k)\} = E(\beta(k) - \bar{\beta})^2 = \bar{\beta}(1 - \bar{\beta}) = \sigma_2^2. \quad (10)$$

注 1 本文引入了相互独立的伯努利白噪声序列 $\alpha(k)$ 和 $\beta(k)$, 分别表示从传感器到控制器及从控制器到执行器的数据包丢失信息. $u(k)$ 受到数据包丢失的影响, FDF 的控制输入 $\tilde{u}(k)$ 不同于控制器中的 $u(k)$. 因此, 本文提出的设计方法在实际的网络控制系统中将更加适用.

定义如下变量:

$$\begin{cases} e(k) = x(k) - \hat{x}(k), \\ \tilde{r}(k) = r(k) - f(k). \end{cases} \quad (11)$$

根据式(1)、(2)、(6)和(7), 可以得到如下闭环切换系统的表达式:

$$\begin{cases} \eta(k+1) = \bar{A}_i \eta(k) + \bar{A}_{hi} \eta(k-h(k)) + \\ \quad (\alpha(k) - \bar{\alpha}) \bar{A}_{1i} \eta(k) + \\ \quad (\beta(k) - \bar{\beta}) \bar{A}_{2i} \eta(k) + \bar{B}_{1i} v(k), \\ \tilde{r}(k) = \bar{C}_i \eta(k) + (\alpha(k) - \bar{\alpha}) \bar{C}_{1i} \eta(k) + \bar{B}_{2i} v(k). \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$\bar{A}_i = \begin{bmatrix} A_i + \bar{\beta} B_i K_i & -\bar{\beta} B_i K_i \\ 0 & A_i - \bar{\alpha} L_i C_i \end{bmatrix},$$

$$\bar{A}_{hi} = \begin{bmatrix} A_{hi} & 0 \\ 0 & A_{hi} \end{bmatrix},$$

$$\bar{A}_{1i} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -L_i C_i & 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \bar{A}_{2i} &= \begin{bmatrix} B_i K_i & -B_i K_i \\ B_i K_i & -B_i K_i \end{bmatrix}, \\ \bar{B}_{1i} &= \begin{bmatrix} D_i & F_i \\ D_i - L_i E_i & F_i \end{bmatrix}, \\ \bar{C}_i &= [0 \quad \bar{\alpha} V_i C_i], \quad \bar{C}_{1i} = [V_i C_i \quad 0], \\ \bar{B}_{2i} &= [V_i E_i \quad -I], \\ \eta(k) &= \begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix}, \quad v(k) = \begin{bmatrix} w(k) \\ f(k) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

由上面的增广系统可以看出,控制增益 K 、滤波器参数 L 和 V 同时影响系统的稳定性和残差生成器的收敛性.

在推导出主要结论之前,引入如下定义:

定义1^[10] 给定标量 $\gamma > 0$ 和 $0 < \lambda < 1$, 在零初始条件下,对于每一个非零的 $v(k) \in l_2(0, \infty)$, 如果系统(12)是指数均方稳定且满足

$$E \sum_{s=k_0}^{\infty} (1-\lambda)^s \bar{r}^T(s) \bar{r}(s) \leq E \sum_{s=k_0}^{\infty} \gamma^2 v^T(s) v(s),$$

则切换时滞系统(12)是指数均方稳定的,并且具有 H_∞ 抗干扰衰减水平.

定义2^[10] 如果存在标量 $\delta > 0$ 和 $0 < \chi < 1$, 使得在 $v(k) = 0$ 时 $E\|\eta(k)\|^2 < \delta \chi^{(k-k_0)} E\|\varphi\|_l^2, k \geq k_0$, 则离散切换时滞系统(12)在切换信号 $\sigma(\tau)$ 作用下是指数稳定的,其中 $\|\varphi\|_l = \sup_{k_0-h_M < \theta < k_0} \|\varphi_\theta\|, \chi$ 称为衰减率.

定义3^[13] 对于任意 $k \geq k_0$, 给定切换信号 $\sigma(\tau), k_0 \leq \tau \leq k$, 令 N_σ 表示切换信号 $\sigma(\tau)$ 在 $[k_0, k]$ 上的切换次数. 给定 $N_0 \geq 0$ 和 $T_a > 0$, 则 $N_\sigma(k_0, k) \leq N_0 + (k - k_0)/T_a, T_a$ 和 N_0 分别被称为平均驻留时间和抖振界,这里假设 $N_0 = 0$.

2 故障检测滤波器和控制器协同设计

2.1 H_∞ 性能分析

定理1 给定标量 $0 < \lambda < 1$ 和 $\mu > 1$, 任意带有平均驻留时间的切换信号 σ 满足 $T_a \geq T_a^* = -\ln \mu / \ln(1 - \lambda)$, 如果存在正定矩阵 $P_i, Q_i, R_{1i}, R_{2i}, i = 1, 2, \dots, n$, 对于任意的 $i, j \in N$, 使得下列不等式成立, 则闭环网络切换时滞系统(12)是指数均方稳定的, 且满足 H_∞ 性能指标 γ :

$$\begin{cases} P_i \leq \mu P_j, \\ Q_i \leq \mu Q_j, \\ R_{1i} \leq \mu R_{1j}, \\ R_{2i} \leq \mu R_{2j}; \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \Xi_{11i} & \Xi_{12i} & \Xi_{13i} \\ * & \Xi_{22i} & 0 \\ * & * & \Xi_{33} \end{bmatrix} < 0. \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} \Xi_{11i} &= -\text{diag}((1-\lambda)P_i - (h_M - h_m + 1)Q_i - R_{1i} - R_{2i}, \\ & (1-\lambda)^{h_m} Q_i, (1-\lambda)^{h_m} R_{1i}, (1-\lambda)^{h_m} R_{2i}, \gamma^2 I), \\ \Xi_{22i} &= -\text{diag}(P_i^{-1}, P_i^{-1}, P_i^{-1}), \\ \Xi_{33} &= -\text{diag}(I, I), \\ \Xi_{12i} &= [\Sigma_{1i}, \Sigma_{2i} \Sigma_{3i}], \\ \Xi_{13i} &= [\Theta_{1i} \Theta_{1i}], \\ \Sigma_{1i} &= [\bar{A}_i, \bar{A}_{hi}, 0, 0, \bar{B}_{1i}]^T, \\ \Sigma_{2i} &= [\sigma_1 \bar{A}_{1i}, 0, 0, 0, 0]^T, \\ \Sigma_{3i} &= [\sigma_2 \bar{A}_{2i}, 0, 0, 0, 0]^T, \\ \Theta_{1i} &= [\bar{C}_i, 0, 0, 0, \bar{B}_{2i}]^T, \\ \Theta_{2i} &= [\sigma_1 \bar{C}_{1i}, 0, 0, 0, 0]^T. \end{aligned}$$

证明 对于第 i 个子系统, 定义如下 Lyapunov-Krasovskii 函数:

$$\begin{cases} V_i(k) = \sum_{l=1}^3 V_{li}(k), \\ V_{1i}(k) = \eta^T(k) P_i \eta(k), \\ V_{2i}(k) = \sum_{s=k-h_m}^{k-1} (1-\lambda)^{k-s-1} \eta^T(s) R_{1i} \eta(s) + \\ \quad \sum_{s=k-h(k)}^{k-1} (1-\lambda)^{k-s-1} \eta^T(s) Q_i \eta(s) + \\ \quad \sum_{s=k-h_M}^{k-1} (1-\lambda)^{k-s-1} \eta^T(s) R_{2i} \eta(s), \\ V_{3i}(k) = \sum_{j=k-h_M+1}^{k-h_m} \sum_{s=j}^{k-1} (1-\lambda)^{k-s-1} \eta^T(s) Q_i \eta(s). \end{cases} \quad (15)$$

沿着系统(12)的轨线对 $V(k)$ 求差分, 可以得到

$$\begin{aligned} E\{\Delta V_{1i}(k) + \lambda V_{1i}(k)\} &= \\ & (\bar{A}_i \eta(k) + \bar{A}_{hi} \eta(k-h(k)) + \bar{B}_{1i} v(k))^T \times \\ & P_i (\bar{A}_i \eta(k) + \bar{A}_{hi} \eta(k-h(k)) + \bar{B}_{1i} v(k)) + \\ & \sigma_1^2 \eta^T(k) \bar{A}_{1i}^T P \bar{A}_{1i} \eta(k) + \sigma_2^2 \eta^T(k) \bar{A}_{2i}^T P_i \bar{A}_{2i} \eta(k) - \\ & (1-\lambda) \eta^T(k) P_i \eta(k), \end{aligned} \quad (16)$$

$$E\{\Delta V_{2i}(k) + \lambda V_{2i}(k)\} \leq \max_{Vi \in N} \lambda_{\max}(R_{2i}), \tag{25}$$

$$\eta^T(k)(R_{1i} + Q_i + R_{2i})\eta(k) - \chi = \sqrt{(1 - \lambda)\mu^{1/T_a}}. \tag{26}$$

$$\begin{aligned} & (1 - \lambda)^{h_m} \eta^T(k - h_m) R_{1i} \eta(k - h_m) + \\ & \sum_{s=k-h_M+1}^{k-h_m} \eta^T(s)(1 - \lambda)^{k-s} Q_i \eta(s) - \\ & (1 - \lambda)^{h_m} \eta^T(k - h(k)) Q_i \eta(k - h(k)) - \\ & (1 - \lambda)^{h_M} \eta^T(k - h_M) R_{2i} \eta(k - h_M), \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} E\{\Delta V_{3i}(k) + \lambda V_{3i}(k)\} = & \\ (h_M - h_m) \eta^T(k) Q_i \eta(k) - & \\ \sum_{s=k-h_M+1}^{k-h_m} \eta^T(s)(1 - \lambda)^{k-s} Q_i \eta(s). & \end{aligned} \tag{18}$$

基于 Schur 补定理, 很容易证明不等式(14).

$$\Delta V_i + \lambda V_i(k) \leq 0. \tag{19}$$

由上式推导出 $V_i(k + 1) - V_i(k) \leq -\lambda V_i(k)$, 则有

$$V_{\sigma(k)}(k) \leq (1 - \lambda)^{k-k_l} V_{\sigma(k_l)}(k_l). \tag{20}$$

由不等式(13)和(19)可以得到

$$\begin{aligned} V_{\sigma(k)}(k) & \leq \\ (1 - \lambda)^{k-k_l} V_{\sigma(k_l)}(k_l) & \leq \\ (1 - \lambda)^{k-k_l} \mu V_{\sigma(k_{l-1})}(k_l) & \leq \\ \mu(1 - \lambda)^{k-k_l} (1 - \lambda)^{k_l-k_{l-1}} V_{\sigma(k_{l-1})}(k_{l-1}) & \leq \\ \dots & \leq \\ (1 - \lambda)^{k-k_0} \mu^{(k-k_0)/T_a} V_{\sigma(k_0)}(k_0) & \leq \\ ((1 - \lambda)\mu^{1/T_a})^{(k-k_0)} V_{\sigma(k_0)}(k_0). & \end{aligned} \tag{21}$$

另外, 对于给定的 Lyapunov 函数, 应该满足上式, 则可得到

$$\begin{aligned} \kappa_1 \|\eta(k)\|^2 & \leq V_{\sigma(k)}(k) \leq \\ ((1 - \lambda)\mu^{1/T_a})^{k-k_0} V_{\sigma(k_0)}(k_0) & \leq \\ ((1 - \lambda)\mu^{1/T_a})^{k-k_0} \kappa_2 \|\varphi\|_l^2. & \end{aligned} \tag{22}$$

其中

$$\|\eta(k)\|^2 \leq \frac{\kappa_2}{\kappa_1} \chi^{k-k_0} \|\varphi\|_l^2, \tag{23}$$

$$\kappa_1 = \min_{Vi \in N} \lambda_{\min}(P_i), \tag{24}$$

$$\kappa_2 = \max_{Vi \in N} \lambda_{\max}(P_i) + \max_{Vi \in N} \lambda_{\max}(R_{1i}) +$$

$$(1 + h_M - h_m) \max_{Vi \in N} \lambda_{\max}(Q_i) +$$

因此, 根据已知条件 $T_a \geq T_a^* = -\ln \mu / \ln(1 - \lambda)$, 能够得到 $\chi < 1$. 考虑系统(12), 当 $v(k) = 0$ 时, 该系统是均方稳定的.

现在分析闭环网络切换时滞系统(12)的 H_∞ 性能指标. 基于 Schur 补定理, 不等式(13)证明如下:

$$\Delta V_i + \lambda V_i(k) + \Gamma(k) < 0, \tag{27}$$

其中 $\Gamma(k) = \tilde{r}^T(k) \tilde{r}(k) - \gamma^2 v^T(k) v(k)$.

应用不等式(27), 可以递推出

$$\begin{aligned} V_i(k) & < \\ (1 - \lambda)^{k-k_0} V_i(k_0) - \sum_{s=k_0}^{k-1} (1 - \lambda)^{k-s-1} \Gamma(s). & \end{aligned} \tag{28}$$

为了建立系统(12)的指数 H_∞ 性能指标, 选择如下指数函数:

$$J_N = E \left\{ \sum_{s=k_0}^{\infty} (1 - \lambda)^s \tilde{r}^T(k) \tilde{r}(k) - \gamma^2 v^T(k) v(k) \right\}. \tag{29}$$

参考文献[17], 由不等式(13)和(28)可以得到

$$\begin{aligned} V_{\sigma(k)}(k) & \leq \\ (1 - \lambda)^{k-k_l} V_{\sigma(k)}(k_l) - \sum_{s=k_l}^{k-1} (1 - \lambda)^{k-s-1} \Gamma(s) & \leq \\ (1 - \lambda)^{k-k_l} \mu V_{\sigma(k_{l-1})}(k_l) - \sum_{s=k_l}^{k-1} (1 - \lambda)^{k-s-1} \Gamma(s) = & \\ (1 - \lambda)^{k-k_0} \mu^{N(k_0, k)} V_{\sigma(k_0)}(k_0) - & \\ \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{N(s, k)} (1 - \lambda)^{k-s-1} \Gamma(s). & \end{aligned} \tag{30}$$

在零初始条件下, 不等式(30)可以改写为

$$\sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{N_{\sigma}(s, k)} (1 - \lambda)^{k-s-1} \Gamma(s) \leq 0. \tag{31}$$

不等式两边同时乘以 $\mu^{-N_{\sigma}(0, k)}$, 可以得到

$$\begin{aligned} \mu^{-N_{\sigma}(0, k)} \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{N_{\sigma}(s, k)} (1 - \lambda)^{k-s-1} \tilde{r}^T(s) \tilde{r}(s) & \leq \\ \mu^{-N_{\sigma}(0, k)} \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{N_{\sigma}(s, k)} (1 - \lambda)^{k-s-1} \gamma^2 v^T(s) v(s). & \end{aligned} \tag{32}$$

上式等价于

$$\sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{-N_{\sigma}(0, s)} (1 - \lambda)^{k-s-1} \tilde{r}^T(s) \tilde{r}(s) \leq$$

$$\sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{-N_\sigma(0,s)} (1-\lambda)^{k-s-1} \gamma^2 v^T(s)v(s). \quad (33)$$

考虑到

$$N(0, s) \leq \frac{s}{T_a} \leq \frac{-s \ln(1-\lambda)}{\ln \mu}, \quad (34)$$

可以推导出

$$\begin{aligned} & \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{(s \ln(1-\lambda))/\ln \mu} (1-\lambda)^{k-s-1} \tilde{r}^T(s)\tilde{r}(s) \leq \\ & \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{-N_\sigma(0,s)} (1-\lambda)^{k-s-1} \tilde{r}^T(s)\tilde{r}(s) \leq \\ & \sum_{s=k_0}^{k-1} \mu^{-N_\sigma(0,s)} (1-\lambda)^{k-s-1} \gamma^2 v^T(s)v(s). \end{aligned} \quad (35)$$

因此有

$$\begin{aligned} & \sum_{s=k_0}^{k-1} (1-\lambda)^s (1-\lambda)^{k-s-1} \tilde{r}^T(s)\tilde{r}(s) \leq \\ & \sum_{s=k_0}^{k-1} (1-\lambda)^{k-s-1} \gamma^2 v^T(s)v(s). \end{aligned} \quad (36)$$

令 $k \rightarrow \infty$, 不等式(36)可以写成

$$\sum_{s=k_0}^{\infty} (1-\lambda)^s \tilde{r}^T(s)\tilde{r}(s) \leq \sum_{s=k_0}^{\infty} \gamma^2 v^T(s)v(s). \quad (37)$$

因此, 闭环网络切换时滞系统(12)具有指数 H_∞ 稳定性, 由此定理得证. \square

注2 不同于以往文献给定控制增益 K 或者将控制器放入增广状态的情况, 本文协同设计了故障检测滤波器和控制器, 提高了控制器设计的自由度和故障检测性能.

2.2 故障检测滤波器和控制器协同设计

定理2 给定标量 $0 < \lambda < 1$ 和 $\mu > 1$, 如果存在正定矩阵 $\mathcal{P}_i, P_i, Q_i, R_{1i}, R_{2i}, i = 1, 2, \dots, n$, 满足下面不等式, 则闭环网络切换时滞系统(12)是指数均方稳定的, 且满足 H_∞ 性能指标 γ :

$$\begin{bmatrix} \bar{\Xi}_{11i} & \bar{\Xi}_{12i} & \bar{\Xi}_{13i} \\ * & \bar{\Xi}_{22i} & 0 \\ * & * & \bar{\Xi}_{33i} \end{bmatrix}, \quad (38)$$

$$\mathcal{P}_i P_i = I, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (39)$$

其中 $\bar{\Xi}_{22i} = -\text{diag}(\mathcal{P}_i, \mathcal{P}_i, \mathcal{P}_i)$.

注3 因为定理2中的稳定性条件存在非线性项, 即 $\bar{\Xi}_{22i}$ 中存在 $-P_i^{-1}$, 所以定理2不是严格的线性矩阵不等式. 因此, 不能直接通过LMI工具箱来解决. 采用锥互补线性化^[18]算法来解决该类非凸的矩阵不等式.

$$\min \text{tr}(\mathcal{P}_i P_i).$$

$$\text{s.t.} \quad \begin{bmatrix} \mathcal{P}_i & I \\ I & P_i \end{bmatrix} \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$\text{式(38)}. \quad (40)$$

尽管式(40)给出了一个次优解来解决原始问题(39), 但是相比原来非凸最小化问题而言, 是更容易解决的.

3 仿真实验研究

在本节中, 通过例举一个数值例子^[6,13]来验证所提出方法的有效性. 考虑具有2个子系统的离散时间线性切换系统, 设定参数如下:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.2 & -0.1 \\ 0 & 0.4 \end{bmatrix}, \quad A_{h1} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0.1 & 0.3 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.3 \end{bmatrix}, \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix},$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1.3 \\ 1.6 \end{bmatrix}, \quad C_1 = [0.1 \ 0], \quad E_1 = 1.1;$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.1 \\ 0.1 & 0.3 \end{bmatrix}, \quad A_{h2} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0.2 & 0.1 \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.2 \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.6 \end{bmatrix},$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 1.5 \\ 1.2 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [0 \ 0.1], \quad E_2 = 1.2.$$

设定时滞范围满足 $4 \leq h(k) \leq 20$, 选择 $\lambda = 0.05$ 和 $\mu = 1.05$, 可以求得 $T_a^* = -(\ln \mu / \ln(1-\lambda)) = 0.9512$.

下面分两种丢包概率的情况来验证所提方法的有效性.

情况1: 假设随机变量 $\alpha(k)$ 和 $\beta(k)$ 满足

$$\bar{\alpha} = E\{\alpha(k)\} = 0.8, \quad \sigma_1^2 = \bar{\alpha}(1-\bar{\alpha}) = 0.16,$$

$$\bar{\beta} = E\{\beta(k)\} = 0.9, \quad \sigma_2^2 = \bar{\beta}(1-\bar{\beta}) = 0.09.$$

通过使用LMI工具箱, 得到最小的扰动抑制界 $\gamma_{\min} = 1.542$. 控制器增益矩阵

$$K_1 = [-0.1164, -0.5340],$$

$$K_2 = [-0.3363, -0.3891],$$

观测器增益矩阵

$$L_1 = [0.0432, 0.0060], \quad L_2 = [0.0225, 0.0865],$$

残差加权矩阵

$$V_1 = 0.1151, \quad V_2 = 0.2965.$$

情况2: 假设随机变量 $\alpha(k)$ 和 $\beta(k)$ 满足

$$\bar{\alpha} = E\{\alpha(k)\} = 0.1, \sigma_1^2 = \bar{\alpha}(1 - \bar{\alpha}) = 0.09,$$

$$\bar{\beta} = E\{\beta(k)\} = 0.1, \sigma_2^2 = \bar{\beta}(1 - \bar{\beta}) = 0.09.$$

通过使用 LMI 工具箱, 得到最小的扰动抑制界 $\gamma_{\min} = 1.548$. 控制器增益矩阵

$$K_1 = [-0.0255 \quad -0.1555],$$

$$K_2 = [-0.0827 \quad -0.0581],$$

观测器增益矩阵

$$L_1 = [0.0359 \quad 0.0075], L_2 = [0.0113 \quad 0.0673],$$

残差加权矩阵

$$V_1 = 0.1043, V_2 = 0.2959.$$

下面详细地阐述时变时滞特性是如何影响故障检测滤波器 H_∞ 性能的. 应用定理2, 假定 $\alpha(k)$ 和 $\beta(k)$ 满足情况1, 则可以得到在不同时滞情况下的最小扰动抑制界 γ_{\min} (详见表1), 同时也证明了闭环网络切换时滞系统(12)为均方稳定的.

表1 情况1下, 不同时滞范围的最小扰动抑制界 γ_{\min}

	$4 \leq h(k) \leq 20$	$4 \leq h(k) \leq 30$	$4 \leq h(k) \leq 40$
r_{\min}	1.542	1.621	1.724

为了更好地阐述所设计故障检测滤波器的性能, 考虑如下外部扰动 $w(k)$ 和故障信号 $f(k)$:

$$w(k) = \begin{cases} 20\exp(-0.1k)n(k), & k = 0, 1, \dots, 100; \\ 0, & \text{otherwise;} \end{cases}$$

$$f(k) = \begin{cases} 0.5 \sin(k), & k \in [30, 60]; \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

其中 $n(k)$ 是在间隔 $[-0.3, 0.3]$ 上均匀分布的随机噪声.

选择系统(12)的初始条件为 $x(k) = 0, e(k) = 0, \forall k \in Z^-$. 图1和图2分别为状态 $x(k)$ 曲线和状态误差 $e(k)$ 曲线, 切换信号见图3. 从图中可以看出系统(12)是均方稳定的.

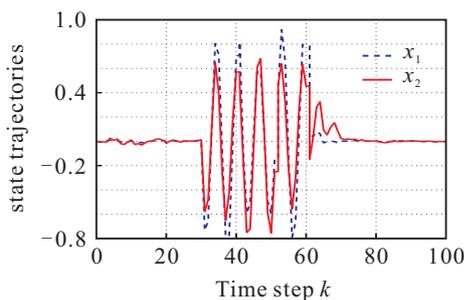


图1 状态轨迹 $x(k)$

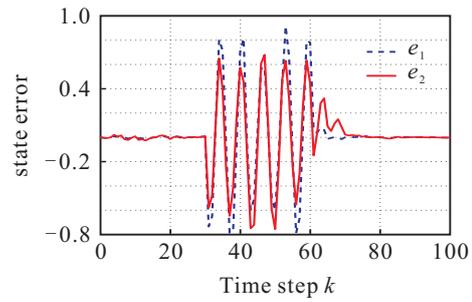


图2 状态误差 $e(k)$

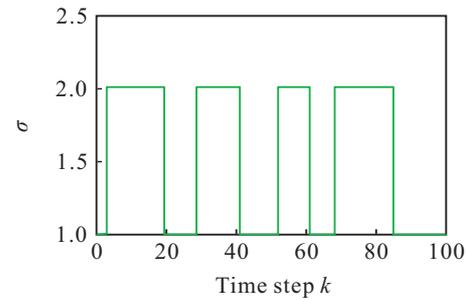


图3 切换信号

残差信号 $r(k)$ 和残差评价函数 $J_L(r)$ 如图4和图5所示. 从图中易知, 当发生故障时, 所设计的滤波器能够有效地检测出故障. 从 $L_0 = 0$ 到 $L = 100$, 选择阈值

$$J_{\text{th}} = \sup_{w \in l_2, f=0} E \left\{ \sum_{k=0}^{100} r(k)^T r(k) \right\}^{1/2} = 2.52 \times 10^{-2}.$$

由仿真实验结果可得

$$E \left\{ \sum_{k=0}^{31} r(k)^T r(k) \right\}^{1/2} = 0.4968,$$

这说明故障 $f(k)$ 在发生1个时间步长后被检测出来.

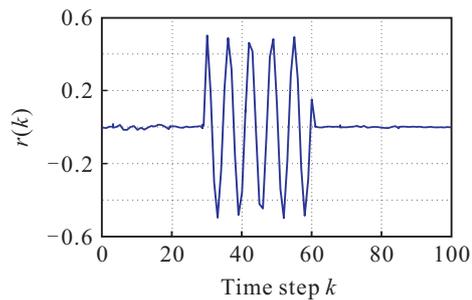


图4 残差信号 $r(k)$

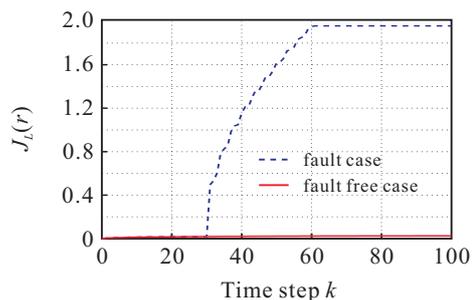


图5 残差评价函数 $J_L(r)$

4 结论

本文主要讨论了带有时变时滞和数据包丢失的离散网络切换时滞系统的控制器和故障检测滤波器协同设计问题. 不同于现存文献的故障检测方法, 本文同时设计了控制器和故障检测滤波器, 即一种闭环的故障检测策略. 通过将基于观测器的故障检测滤波器作为残差生成器, 网络时滞切换系统可以表示成 H_∞ 模型匹配问题. 通过构造 LKF 和平均驻留时间方法给出了满足闭环网络切换系统指数均方稳定的时滞依赖的充分条件. 数值仿真实验验证了所提出方法的有效性.

参考文献(References)

- [1] Ding S X. Model-based fault diagnosis techniques: design schemes, algorithms and tools[M]. Berlin: Springer, 2008.
- [2] 李晗, 萧德云. 基于数据驱动的故障诊断方法综述[J]. 控制与决策, 2011, 26(1): 1-9.
(Li H, Xiao D Y. Survey on data driven fault diagnosis methods[J]. Control and Decision, 2011, 26(1): 1-9.)
- [3] Wang S Q, Jiang Y L, Li Y C, et al. Fault detection and control co-design for discrete time delayed fuzzy networked control systems subject to quantization and multiple packet dropouts[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2017, 306: 1-25.
- [4] 罗小元, 袁园, 张玉燕, 等. 具有随机丢包的非线性网络化控制系统鲁棒故障检测[J]. 控制与决策, 2013, 28(10): 1596-1600.
(Luo X Y, Yuan Y, Zhang Y Y, et al. Robust fault detection for nonlinear networked control systems with random packets loss[J]. Control and Decision, 2013, 28(10): 1596-1600.)
- [5] Zhong M Y, Ding S X, Lam J, et al. An LMI approach to design robust fault detection filter for uncertain LTI systems[J]. Automatica, 2003, 39(3): 543-550.
- [6] Wang D, Wang W, Shi P. Robust fault detection for switched linear systems with state delays[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B, 2009, 39(3): 800-805.
- [7] Feng J, Wang S Q, Zhao Q. Closed-loop design of fault detection for networked non-linear systems with mixed delays and packet losses[J]. IET Control Theory and Applications, 2013, 7(6): 858-868.
- [8] 董朝阳, 马奥家, 王青, 等. 网络化切换控制系统故障检测与优化设计[J]. 控制与决策, 2016, 31(2): 233-241.
(Dong C Y, Ma A J, Wang Q, et al. Fault detection and optimal design for networked switched control systems[J]. Control and Decision, 2016, 31(2): 233-241.)
- [9] Zhai D, An L W, Dong J X, et al. Simultaneous H_2/H_∞ fault detection and control for networked systems with application to forging equipment[J]. Signal Processing, 2016, 125: 203-215.
- [10] Park J H, Mathiyalagan K, Sakthivel R. Fault estimation for discrete-time switched nonlinear systems with discrete and distributed delays[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2016, 26(17): 3755-3771.
- [11] Xie, G, Wang L. Quadratic stability and stabilization of discrete time switched systems with state delay[C]. Proc of 43rd IEEE Conf on Decision and Control. Nassau: IEEE, 2004: 3235-3240.
- [12] Sun X, Zhao J, Hill D J. Stability and L_2 -gain analysis for switched delays systems: A delay dependent method[J]. Automatica, 2006, 42(10): 1769-1774.
- [13] Zhang D, Li Y, Zhang W A. Delay-dependent fault detection for switched linear systems with time-varying delays — the average dwell time approach[J]. Signal Processing, 2011, 91(4): 832-840.
- [14] Branicky MS. Multiple Lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems[J]. IEEE Trans on Autom Control, 1998, 43(4): 475-482.
- [15] Zhang L X, Gao H J. Asynchronously switched control of switched linear systems with average dwell time[J]. Automatica, 2010, 46(5): 953-958.
- [16] Daafouz J, Riedinger P, Iung C. Stability analysis and control synthesis for switched systems: A switched Lyapunov function approach[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2002, 47(11): 1883-1887.
- [17] Zhang L, Boukas E K, Shi P. Exponential H_∞ filtering for uncertain discrete-time switched linear systems with average dwell time: A μ dependent approach[J]. Int J of Robust Nonlinear Control, 2008, 18(11): 1188-1207.
- [18] Ghaoui L E, Oustry F, AitRami M. A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1997, 42(8): 1171-1176.

(责任编辑: 齐 霁)