

非线性切换系统基于观测器的容错控制器设计

朱芳来^{1†}, 侯永建¹, 赵旭东^{2,3}, 杨俊起⁴

(1. 同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804; 2. 大连理工大学 信息与控制研究中心, 辽宁 大连 116024;
3. 渤海大学 工学院, 辽宁 锦州 121013; 4. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000)

摘要: 针对一类具有执行器故障的非线性切换系统, 研究基于系统状态估计和故障重构的容错控制问题. 首先, 在具有平均驻留时间(ADT)的切换信号下, 设计一种切换 PI 观测器作为状态-故障估计器, 以达到对系统状态和故障同时渐近估计的目的; 其次, 基于线性矩阵不等式, 给出非线性切换系统观测器存在的充分条件; 再次, 基于 PI 观测器给出的状态和故障估计, 提出一种非线性切换系统的容错控制器设计方法; 最后, 以一个电子电路为仿真实例进行分析, 验证了所提出方法的可行性和适用性.

关键词: 切换系统; PI 切换观测器; 故障重构; 容错控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Observer-based fault-tolerant controller design for nonlinear switched systems

ZHU Fang-lai^{1†}, HOU Yong-jian¹, ZHAO Xu-dong^{2,3}, YANG Jun-qi⁴

(1. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China; 3. College of Engineering, Bohai University, Jinzhou 121013, China; 4. College of Electrical Engineering and Automation, He'nan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: This paper studies the problem of fault-tolerant control, based on state estimation and fault reconstruction, for a class of switched nonlinear systems with actuator faults. Under the switching signal with average dwell time(ADT), a switched PI observer which can asymptotically estimate the system states and faults simultaneously is developed. Then, the sufficient conditions of the existence of the switched PI observer are provided via linear matrix inequalities(LMIs). Moreover, a fault-tolerant controller is constructed by using the estimated state and fault information offered by the PI observer. Finally, an electronic circuit system is used as a simulation example to show that both the proposed observer and controller have satisfying performances.

Keywords: switched system; PI switched observer; fault reconstruction; fault-tolerant control

0 引 言

故障作为未知输入的一种特别形式, 普遍出现在实际工程系统中, 而故障的出现会导致系统性能的下降甚至不稳定, 因此, 在故障情形下, 设计一种能够使系统稳定的容错控制器具有重要意义^[1-7]. 另一方面, 切换系统是一种由一系列子系统和子系统之间切换规则所组成的混合系统, 它在实际工程中, 如电力控制系统^[8]、机器人动力系统^[9]、DC/DC 转换器^[10]等领域得到了广泛的应用. 目前, 对于切换系统的研究主要包括系统的可控性和可观测性的

分析^[11]、切换系统的稳定性设计^[12-13]以及故障检测与估计^[14-16]等方面. 其中, 文献[15]通过使用多重 Lyapunov-Krasovskii 方程, 提出了一种故障检测和估计方法; 文献[16]基于线性矩阵不等式理论, 考虑异步切换下的切换系统故障检测问题, 提出了一种故障检测滤波器设计方法.

近年来, 随着切换系统的应用领域日益增多, 其控制问题的研究也引起了人们的关注^[17-22]. 文献[18]针对不确定性的离散切换系统, 使用切换 Lyapunov 函数和 LMI 技术, 提出了一种输出反馈控制器设计

收稿日期: 2016-06-22; 修回日期: 2016-12-08.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573256, 61573069, 61403129); 上海市科委“创新行动计划”项目(16111106502); 浙江省高端创新载体专项项目.

作者简介: 朱芳来(1965—), 男, 教授, 博士生导师, 从事观测器、故障检测与重构等研究; 侯永建(1990—), 男, 硕士生, 从事切换系统观测器、容错控制的研究.

†通讯作者. E-mail: zhufanglai@tongji.edu.cn

方法;文献[20]研究了一类带有状态约束的非线性切换系统控制器设计问题,基于Lyapunov函数和反步设计技术,提出了一种反馈控制器设计方法;文献[22]采用公共Lyapunov函数,针对一类含有不确定性的非线性切换系统,利用自适应反演方法设计了一种在任意切换下的跟踪控制器.不难发现,针对非线性切换系统,一方面故障估计和容错控制具有重要的理论和实际意义;另一方面,在已有的切换系统控制器设计方案中,考虑故障的影响,进行基于观测器的故障重构设计特别是容错控制器设计的研究并不多见,有待深入研究.

本文针对一类具有执行器故障的非线性切换系统,讨论状态-故障估计器和控制器设计的问题.主要创新点是:采用多重Lyapunov函数,给出一种未知输入观测器的设计方法,这种方法不仅能够估计出系统状态,还能对执行器故障进行很好的重构;基于此,还提出一种主动容错状态反馈控制器设计方法,使系统即使在执行器发生故障的情况下,也能在有限时间内达到稳定.

1 系统描述

考虑如下非线性切换系统:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))(A_p x(t) + B_p u(t) + \psi_p(x, u) + G_p f_a(t)), \\ y(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))(C_p x(t)). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x \in \mathbf{R}^n, y \in \mathbf{R}^p, u \in \mathbf{R}^m$ 和 $f_a \in \mathbf{R}^q$ 分别是系统状态、可测输出、控制输入和执行器故障向量;映射 $\sigma(t) : \mathbf{R}^+ \rightarrow S = \{1, 2, \dots, N\}$ 是切换信号分段函数,当 $t_k \leq t < t_{k+1}$ 时,其定义为

$$\sigma(t) = \sigma_k, \sigma_k \in S = \{1, 2, \dots, N\},$$

$k = 1, 2, \dots, l - 1, t_0 = 0; \{t_0, t_1, \dots, t_l\}$ 为切换信号函数 $\sigma(t)$ 的切换时刻点, $l \in [0, \infty)$ 且为正整数; N 表示切换系统(1)的子系统个数.如果 $\sigma(t) = \sigma_k = i$,则表示系统(1)在时间段 $[t_k, t_{k+1})$ 内,第 i 个子系统被激活.对于任意 $p \in S$,有 $A_p \in \mathbf{R}^{n \times n}, B_p \in \mathbf{R}^{n \times m}, C_p \in \mathbf{R}^{p \times n}$ 和 $G_p \in \mathbf{R}^{n \times q}$,且

$$h_p(\sigma(t)) = \begin{cases} 1, & \sigma(t) = p; \\ 0, & \sigma(t) \neq p. \end{cases} \quad (2)$$

假设1 执行器故障 $f_a(t)$ 属于一类突发型故障(类似阶跃信号型故障)或缓时变的常值故障,即 $\dot{f}_a = 0$.

假设2 $\psi_p(x, u) : \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^n$ 是已知非

线性函数,满足初始状态 $\psi_p(0, u) = 0$ 和Lipschitz条件^[23],即

$$\|\psi_p(x_1, u) - \psi_p(x_2, u)\| \leq \beta_p \|x_1 - x_2\|.$$

其中: $\forall x_1(t), x_2(t) \in \mathbf{R}^n; \beta_p > 0$ 是Lipschitz常数.显然有如下不等式成立:

$$\|\psi_p(x, u)\| = \|\psi_p(x, u) - \psi_p(0, u)\| \leq \beta_p \|x\|.$$

定义1 设 $N_{\sigma(t)}(\lambda_1, \lambda_2)$ 是 $\sigma(t)$ 在时间段 (λ_1, λ_2) 内的非连续数的次数或系统的切换次数,如果存在正常量 N_0 和 τ_a ,使得

$$N_{\sigma(t)}(\lambda_1, \lambda_2) \leq N_0 + \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\tau_a}, \forall \lambda_2 \geq \lambda_1 \geq 0$$

成立,则称 $\sigma(t)$ 具有平均驻留时间(ADT) τ_a .特别地, $N_{\sigma(t)}(t)$ 在时间区间 $[0, t)$ 满足 $N_{\sigma(t)}(t) \leq N_0 + t/\tau_a$.

引理1 矩阵 Q_p, F_p, R_p , 其中 $F_p^T F_p \leq I$, 对于任意的 $\gamma > 0$, 如下不等式成立:

$$\pm Q_p F_p R_p \pm R_p^T F_p^T Q_p^T \leq \gamma Q_p Q_p^T + \frac{1}{\gamma} R_p^T R_p.$$

证明

$$\left\| \sqrt{\gamma} Q_p^T x \mp \frac{1}{\sqrt{\gamma}} F_p R_p x \right\|^2 \geq 0,$$

也即

$$\gamma x^T Q_p Q_p^T x + \frac{1}{\gamma} x^T R_p^T F_p^T F_p R_p x \geq \pm 2x^T Q_p F_p R_p x.$$

结合 $F_p^T F_p \leq I$, 引理得证. \square

为了研究方便,系统(1)可重新写为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) + \psi(t)(x, u) + G(t)f_a(t), \\ y(t) = C(t)x(t). \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$A(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))A_p, B(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))B_p,$$

$$\psi(t)(x, u) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))\psi_p(x, u),$$

$$C(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))C_p, G(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))G_p.$$

考虑如下形式的PI切换观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(t)\hat{x}(t) + L(t)(y(t) - \hat{y}(t)) + B(t)u(t) + \psi(t)(\hat{x}, u) + G(t)\hat{f}_a(t), \\ \dot{\hat{f}}_a(t) = \Phi(t)(y(t) - \hat{y}(t)). \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$L(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))L_p,$$

$$\Phi(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))\Phi_p,$$

$$\hat{y}(t) = C(t)\hat{x}(t),$$

而 L_p 和 Φ_p 是待设计的增益矩阵.

定义 $\bar{e} = \begin{bmatrix} e \\ \tilde{f}_a \end{bmatrix}$, 其中 $e = x - \hat{x}$, $\tilde{f}_a = f_a(t) - \hat{f}_a(t)$,

$\tilde{\psi}(x, \hat{x}) = \psi(x, u) - \psi(\hat{x}, u)$. 由系统(3)和(4)可知

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} \\ &= A(t)x(t) + B(t)u(t) + \psi(t)(x, u) + \\ &\quad G(t)f_a(t) - A(t)\hat{x}(t) - L(t)(y - \hat{y}) - \\ &\quad B(t)u(t) - \psi(t)(\hat{x}, u) - G(t)\hat{f}_a(t) = \\ &\quad (A(t) - L(t)C(t))e + G(t)\tilde{f}_a + \tilde{\psi}(x, \hat{x}). \end{aligned}$$

令

$$\bar{A}_p = \begin{bmatrix} A_p & G_p \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{L}_p = \begin{bmatrix} L_p \\ \Phi_p \end{bmatrix}, \bar{C}_p = [C_p \ 0],$$

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{e} = \begin{bmatrix} e \\ \tilde{f}_a \end{bmatrix},$$

以及

$$\bar{A}(t) = \begin{bmatrix} A(t) & G(t) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{L}(t) = \begin{bmatrix} L(t) \\ \Phi(t) \end{bmatrix},$$

$$\bar{C}(t) = [C(t) \ 0],$$

则有

$$\bar{A}(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))\bar{A}_p, \bar{L}(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))\bar{L}_p,$$

$$\bar{C}(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t))\bar{C}_p.$$

且关于增广误差 \bar{e} 的动态方程为

$$\dot{\bar{e}} = (\bar{A}(t) - \bar{L}(t)\bar{C}(t))\bar{e} + \bar{J}\tilde{\psi}(x, \hat{x}). \quad (5)$$

定理 1 给定正常数 $k_1 > 0, k_2 > 1, \gamma_1 > 0$, 如果存在对称正定矩阵 $P_p > 0$, 矩阵 $U_p \in \mathbf{R}^{(n+a) \times p}$, $\forall (p, q) \in S \times S, p \neq q$, 使得

$$P_p - k_2 P_q < 0, \quad (6)$$

$$\Omega_p = \begin{bmatrix} \Omega_{p1} & P_p & \bar{J} \\ P_p & -\gamma_1 I & 0 \\ \bar{J}^T & 0 & -\frac{1}{\gamma_1 \beta_p^2} I \end{bmatrix} < 0 \quad (7)$$

成立, 其中 $\Omega_{p1} = \bar{A}_p^T P_p - \bar{C}_p^T U_p^T + P_p \bar{A}_p - U_p \bar{C}_p + k_1 P_p$, $\bar{L}_p = P_p^{-1} U_p$, 且切换信号满足

$$\tau_a \geq \frac{\ln k_2}{k_1}, \quad (8)$$

则系统(4)是切换系统(1)的渐近收敛PI观测器, $\hat{x}(t)$ 是系统状态的渐近收敛估计, 而 $\hat{f}_a(t)$ 是执行器故障的渐近收敛估计.

证明 构造如下的多重 Lyapunov 函数:

$$V_1(t) = \bar{e}^T(t) \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) P_p \bar{e}(t) = \bar{e}^T(t) P(t) \bar{e}(t). \quad (9)$$

由于状态和故障估计误差的连续性, 可以得到 $\bar{e}(t_i) = \bar{e}(t_i^-)$, 由定理 1 中的式(6)可知, 对于 $\forall (\sigma(t_i) = p, \sigma(t_i^-) = q) \in S \times S$, 有

$$\bar{e}^T(t_i) P_p \bar{e}(t_i) < k_2 \bar{e}^T(t_i^-) P_q \bar{e}(t_i^-).$$

由此得到

$$\begin{aligned} &\sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N h_p(\sigma(t_i)) h_q(\sigma(t_i^-)) \bar{e}^T(t_i) P_p \bar{e}(t_i) < \\ &k_2 \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N h_p(\sigma(t_i)) h_q(\sigma(t_i^-)) \bar{e}^T(t_i^-) P_q \bar{e}(t_i^-), \end{aligned}$$

或者

$$\begin{aligned} &\sum_{q=1}^N h_q(\sigma(t_i^-)) \bar{e}^T(t_i) \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t_i)) P_p \bar{e}(t_i) < \\ &k_2 \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t_i)) \bar{e}^T(t_i^-) \sum_{q=1}^N h_q(\sigma(t_i^-)) P_q \bar{e}(t_i^-). \end{aligned}$$

再由式(2)易知 $\sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t_i)) = \sum_{q=1}^N h_q(\sigma(t_i^-)) = 1$, 所以得到

$$\begin{aligned} &\bar{e}^T(t_i) \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t_i)) P_p \bar{e}(t_i) < \\ &k_2 \bar{e}^T(t_i^-) \sum_{q=1}^N h_q(\sigma(t_i^-)) P_q \bar{e}(t_i^-), \end{aligned}$$

即

$$V_1(t_i) < k_2 V_1(t_i^-). \quad (10)$$

基于方程(9), $V_1(t)$ 沿着误差方程(5)的微分为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) &= \dot{\bar{e}}^T(t) P(t) \bar{e}(t) + \bar{e}^T(t) P(t) \dot{\bar{e}}(t) = \\ &\bar{e}^T [(\bar{A}(t) - \bar{L}(t)\bar{C}(t))^T P(t) + P(t)(\bar{A}(t) - \\ &\quad L(t)\bar{C}(t))] \bar{e}(t) + 2\bar{e}^T(t) P(t) \bar{J} \tilde{\psi}(x, \hat{x}). \end{aligned}$$

对LMI(7)运用Schur补引理, 可知

$$\begin{aligned} \Omega_p^S &= (\bar{A}_p - \bar{L}_p \bar{C}_p)^T P_p + P_p (\bar{A}_p - \bar{L}_p \bar{C}_p) + \\ &k_1 P_p + \gamma_1 \beta_p^2 \bar{J} \bar{J}^T + \frac{1}{\gamma_1} P_p^2 < 0, \end{aligned}$$

其中 Ω_p^S 表示式(7)中子矩阵 Ω_{p1} 的 Schur 补. 记

$$\begin{aligned} \Omega^S(t) &= \\ &(\bar{A}(t) - \bar{L}(t)\bar{C}(t))^T P(t) + P(t)(\bar{A}(t) - \\ &\quad \bar{L}(t)\bar{C}(t)) + k_1 P(t) + \gamma_1 \beta^2(t) \bar{J} \bar{J}^T + \frac{1}{\gamma_1} P^2(t). \end{aligned}$$

易知

$$\Omega^S(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Omega_p^S < 0. \quad (11)$$

对于给定的 $k_1 > 0$, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) + k_1 V_1(t) = & \bar{e}^T [(\bar{A}(t) - \bar{L}(t)\bar{C}(t))^T P(t) + P(t)(\bar{A}(t) - \\ & \bar{L}(t)\bar{C}(t)) + k_1 P(t)] \bar{e}(t) + 2\bar{e}^T(t) P(t) \bar{J} \tilde{\psi}(x, \hat{x}). \end{aligned} \quad (12)$$

由假设2进一步可得

$$\begin{aligned} \left\| \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) (\psi_p(x, u) - \psi_p(\hat{x}, u)) \right\| \leq & \\ \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \beta_p \|x - \hat{x}\|, \end{aligned}$$

即

$$\|\tilde{\psi}(x, \hat{x})\| \leq \beta(t) \|e\|, \quad (13)$$

其中 $\beta(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \beta_p > 0$. 由式(13)和引理1可知, 对于任意给定的 $\gamma_1 > 0$, 均有

$$\begin{aligned} 2\bar{e}^T(t) P(t) \bar{J} \tilde{\psi}(x, \hat{x}) \leq & \\ \gamma_1 \tilde{\psi}^T \bar{J}^T \bar{J} \tilde{\psi} + \frac{1}{\gamma_1} \bar{e}^T P(t) P(t) \bar{e} = & \\ \gamma_1 \tilde{\psi}^T \tilde{\psi} + \frac{1}{\gamma_1} \bar{e}^T P(t) P(t) \bar{e} \leq & \\ \gamma_1 \beta^2(t) \bar{e}^T \bar{J} \bar{J}^T \bar{e} + \frac{1}{\gamma_1} \bar{e}^T P(t) P(t) \bar{e}, \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\tilde{\psi} \triangleq \tilde{\psi}(x, \hat{x})$. 结合式(11)、(12)和(13), 得到

$$\dot{V}_1(t) + k_1 V_1(t) \leq \bar{e}^T \Omega^s(t) \bar{e} < 0,$$

即有

$$\dot{V}_1(t) < -k_1 V_1(t). \quad (15)$$

对式(15)在时间区间 $t \in [t_i, t_{i+1})$ 内积分, 可得

$$V_1(t) < e^{-k_1(t-t_i)} V_1(t_i). \quad (16)$$

基于式(10)和(16), 对 $V_1(t)$ 在 $[0, t)$ 时间段内迭代, 得

$$\begin{aligned} \bar{e}^T(t) P(t) \bar{e}(t) < & \\ e^{-k_1(t-t_{N_{\sigma(t)}(t)})} V_1(t_{N_{\sigma(t)}(t)}) \leq & \\ k_2 e^{-k_1(t-t_{N_{\sigma(t)}(t)})} V_1(t_{N_{\sigma(t)}(t)}^-) \leq & \\ k_2 e^{-k_1(t-t_{N_{\sigma(t)}(t)-1})} V_1(t_{N_{\sigma(t)}(t)-1}) \leq \dots \leq & \\ k_2^{N_{\sigma(t)}(t)} e^{-k_1(t-t_0)} V_1(t_0) = & \\ k_2^{N_{\sigma(t)}(t)} e^{-k_1 t} \bar{e}^T(0) \bar{P}(0) \bar{e}(0). \end{aligned}$$

由定义1可知 $N_{\sigma(t)}(t) \leq N_0 + t/\tau_a$, 且 $t_0 = 0$, 所以上

式等价于

$$\begin{aligned} V_1(t) \leq k_2^{N_{\sigma(t)}(t)} e^{-k_1 t} V_1(0) \leq & \\ k_2^{(N_0 + \frac{t}{\tau_a})} e^{-k_1 t} V_1(0) = & \\ e^{(N_0 + \frac{t}{\tau_a}) \ln k_2} e^{-k_1 t} V_1(0) = & \\ e^{(N_0 \ln k_2)} e^{-(k_1 - \frac{\ln k_2}{\tau_a}) t} V_1(0). \end{aligned} \quad (17)$$

此外, 式(9)意味着

$$\varepsilon_1 \|\bar{e}(t)\|^2 \leq V_1(t) \leq \varepsilon_2 \|\bar{e}(t)\|^2. \quad (18)$$

其中: $\varepsilon_1 = \inf_{p \in S} \{\lambda_{\min}(P_p)\}$, $\varepsilon_2 = \sup_{p \in S} \{\lambda_{\max}(P_p)\}$, λ 为 P_p 的特征值. 由式(17)和(18), 容易得到

$$\|\bar{e}(t)\| \leq \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} e^{\frac{1}{2} N_0 \ln k_2} e^{-\frac{1}{2} (k_1 - \frac{\ln k_2}{\tau_a}) t} \|\bar{e}(0)\|.$$

结合式(8)可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 误差系统 $\bar{e}(t)$ 指数趋近于0. \square

2 控制器设计

假设3 矩阵 B_p 列满秩, 且 $\text{rank}[B_p \quad G_p] = \text{rank} B_p$.

对切换系统(1)设计如下的控制器:

$$\begin{aligned} u(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) (K_p \hat{x} - B_p^l G_p \hat{f}_a(t)) = & \\ K(t) \hat{x} - B^l(t) G(t) \hat{f}_a(t). \end{aligned} \quad (19)$$

其中: \hat{x} 、 \hat{f}_a 分别是由观测器(4)给出的状态和执行器故障估计; B_p^l 为 B_p 的左逆, 有 $B_p^l = (B_p^T B_p)^{-1} B_p^T$.

记 $K(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) K_p$, $B^l(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) B_p^l$, 其中 K_p 是待设计的增益矩阵.

引理2 对于 B_p 的左逆 B_p^l 和矩阵 G_p , 在满足假设3的条件下, 都有 $B_p^l B_p G_p = G_p$, $p \in S$.

证明 由假设3可知, 存在矩阵 $T_p \in R^{m \times q}$, 使得 $B_p T_p = G_p$, 所以 $B_p B_p^l G_p = B_p B_p^l B_p T_p$. 又 B_p^l 是 B_p 的左逆, 即 $B_p^l B_p = I$ 成立. 因此 $B_p (B_p^l B_p) T_p = B_p T_p = G_p$. \square

将控制器(19)代入系统(1), 注意到 $B_p^l B_p G_p = G_p$, 经整理得到反馈闭环系统

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = (A(t) + B(t)K(t))x(t) - & \\ B(t)K(t)e(t) + \psi(t)(x, u) + & \\ G(t)\tilde{f}_a(t). \end{aligned} \quad (20)$$

令 $\bar{G}(t) = [-B(t)K(t) \quad G(t)]$, 在切换控制器的作用下, 切换控制闭环系统可简洁表示为

$$\dot{x}(t) = (A(t) + B(t)K(t))x(t) + \psi(t)(x, u) + \bar{G}(t)\bar{e}(t).$$

定理2 在假设1~假设3成立的前提下, 给定标量 $\gamma_2 > 0$, $\mu_2 > \mu_1 > 0$, 如果存在正定对称矩阵 $N \in$

$\mathbf{R}^{n \times n}$ 和 $W_p = Q_p^{-1} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, 以及矩阵 $\Gamma_p \in \mathbf{R}^{m \times n}$, $p \in S = \{1, 2, \dots, N\}$, 使得线性矩阵不等式

$$\mu_1 N^* < W_p < \mu_2 N^*, \quad (21)$$

$$\Psi_p = \begin{bmatrix} \Psi_{p1} & I & W_p \\ I & -\gamma_2 I & 0 \\ W_p^T & 0 & -\frac{1}{\gamma_2 \beta_p^2} I \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

成立. 其中: $\Psi_{p1} = W_p A_p^T + \Gamma_p^T B_p^T + A_p W_p + B_p \Gamma_p$, $K_p = \Gamma_p W_p^{-1}$, $N^* = W_p N W_p$. 则在平均驻留时间满足

$$\tau_a \geq \frac{\ln \varsigma_2}{\varsigma_1} \quad (23)$$

的情况下, 闭环系统 (20) 的状态渐近稳定到原点. 其中: $\varsigma_2 = \max\{k_2, \mu_2/\mu_1\}$, ς_1 由后文式 (29) 给出.

证明 考虑如下多重 Lyapunov 函数:

$$V_2(t) = x^T \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) Q_p x = x^T Q(t) x.$$

其中: $x \triangleq x(t)$, $\bar{e} \triangleq \bar{e}(t)$. 则可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &= \dot{x}^T Q(t) x + x^T Q(t) \dot{x} = \\ &x^T [(A(t) + B(t)K(t))^T Q(t) + Q(t)(A(t) + \\ &B(t)K(t))] x + 2x^T Q(t) \bar{G}(t) \bar{e} + 2x^T Q(t) \psi(t)(x, u). \end{aligned}$$

类似于式 (13), 可以推知

$$\|\psi(t)(x, u)\| = \|\psi(t)(x, u) - \psi(t)(0, u)\| \leq \beta(t)\|x\|.$$

结合引理 1 可得

$$\begin{aligned} 2x^T Q(t) \psi &\leq \frac{1}{\gamma_2} x^T Q^2(t) x + \gamma_2 \|\psi\|^2 \leq \\ &\frac{1}{\gamma_2} x^T Q^2(t) x + \gamma_2 \beta^2(t) \|x\|^2 = \\ &x^T \left(\frac{1}{\gamma_2} Q^2(t) + \gamma_2 \beta^2(t) I_n \right) x, \end{aligned}$$

其中 $\psi \triangleq \psi(t)(x, u)$. 进而有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(t) &\leq x^T \left[(A(t) + B(t)K(t))^T Q(t) + \right. \\ &Q(t)(A(t) + B(t)K(t)) + \frac{1}{\gamma_2} Q^2(t) + \\ &\left. \gamma_2 \beta^2(t) I_n \right] x + 2x^T Q(t) \bar{G}(t) \bar{e}. \quad (24) \end{aligned}$$

令

$$\begin{aligned} \Xi_1(t) &= (A(t) + B(t)K(t))^T Q(t) + Q(t)(A(t) + \\ &B(t)K(t)) + \frac{1}{\gamma_2} Q^2(t) + \gamma_2 \beta^2(t) I_n = \\ &\sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Xi_{1,p}, \end{aligned}$$

$$\Xi_{12}(t) = Q(t) \bar{G}(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Xi_{12,p}.$$

其中: $\Xi_{1,p} = (A_p + B_p K_p)^T Q_p + Q_p (A_p + B_p K_p) +$

$\frac{1}{\gamma_2} Q_p^2 + \gamma_2 \beta_p^2 I_n$, $\Xi_{12,p} = Q_p \bar{G}_p$. 于是式 (24) 可简写为

$$\dot{V}_2(t) \leq \xi^T \Xi(t) \xi. \quad (25)$$

其中

$$\begin{aligned} \xi &= \begin{bmatrix} x \\ \bar{e} \end{bmatrix}, \quad \Xi(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Xi_p, \\ \Xi_p &= \begin{bmatrix} \Xi_{1,p} & \Xi_{12,p} \\ \Xi_{12,p}^T & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

令对称正定矩阵 $T = \text{diag}[Q_p \quad I \quad I]$, 由式 (22) 可得

$$T \Psi_p T^T = \begin{bmatrix} \Psi'_{p1} & Q_p & I_n \\ Q_p^T & -\gamma_2 I & 0 \\ I_n^T & 0 & -\frac{1}{\gamma_2 \beta_p^2} I \end{bmatrix} < 0, \quad (26)$$

其中 $\Psi'_{p1} = (A_p + B_p K_p)^T Q_p + Q_p (A_p + B_p K_p)$. 对式 (26) 运用 Schur 补定理可得 $\Xi_{1,p} < 0$, 于是有

$$\Xi_1(t) = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Xi_{1,p} < 0.$$

由式 (25) 可得

$$\dot{V}_2(t) \leq x^T \Xi_1(t) x + 2x^T \Xi_{12}(t) \bar{e}. \quad (27)$$

进一步考虑 Lyapunov 函数

$$V_3(t) = \xi^T \Delta(t) \xi.$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta(t) &= \begin{bmatrix} Q(t) & 0 \\ 0 & \alpha P(t) \end{bmatrix} = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Delta_p, \\ \Delta_p &= \begin{bmatrix} Q_p & 0 \\ 0 & \alpha P_p \end{bmatrix}, \quad \alpha > 0. \end{aligned}$$

显然有

$$V_3(t) = V_2(t) + \alpha V_1(t).$$

基于定理 1 中的式 (15), 有

$$\dot{V}_1(t) < -k_1 \bar{e}^T(t) P(t) \bar{e}(t) \leq -k_1 \varepsilon_1 \|\bar{e}\|^2. \quad (28)$$

依据式 (27) 和 (28), $V_3(t)$ 的微分满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(t) &= \dot{V}_2 + \alpha \dot{V}_1 < \\ &x^T \Xi_1(t) x + 2x^T \Xi_{12}(t) \bar{e} - \alpha k_1 \varepsilon_1 \|\bar{e}\|^2, \end{aligned}$$

即

$$\dot{V}_3(t) < \xi^T \Omega(t) \xi.$$

其中

$$\begin{aligned} \Omega(t) &= \begin{bmatrix} \Xi_1(t) & \Xi_{12}(t) \\ \Xi_{12}^T(t) & -\alpha k_1 \varepsilon_1 I_n \end{bmatrix} = \sum_{p=1}^N h_p(\sigma(t)) \Omega_p, \\ \Omega_p &= \begin{bmatrix} \Xi_{1,p} & \Xi_{12,p} \\ \Xi_{12,p}^T & -\alpha k_1 \varepsilon_1 I_n \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

选取 $\alpha > 0$ 使得 $\Omega_p (\forall p \in S)$ 为负定矩阵, 或者 $\Omega(t)$ 为

负定矩阵.事实上,有

$$\begin{aligned} \xi^T \Omega(t) \xi = & \\ x^T \Xi_1(t) x + 2x^T \Xi_{12}(t) \bar{e} - \alpha k_1 \varepsilon_1 \|\bar{e}\|^2 \leq & \\ -\vartheta_1 \|x\|^2 + 2\vartheta_2 \|x\| \|\bar{e}\| - \alpha k_1 \varepsilon_1 \|\bar{e}\|^2. & \end{aligned}$$

其中

$$\vartheta_1 = \inf_{p \in S} \lambda_{\min}(-\Xi_{1,p}), \vartheta_2 = \max_{p \in S} \|\Xi_{12,p}\|.$$

令 $\chi_1 = k_1 \varepsilon_1, \chi_2 = \vartheta_1, \chi_3 = 2\vartheta_2$, 并选择 $\alpha \geq \frac{\chi_3^2}{\chi_1 \chi_2} > 0$, 则

$$\begin{aligned} \xi^T \Omega(t) \xi \leq & \\ -\chi_2 \|x\|^2 + \sqrt{\alpha \chi_1 \chi_2} \|x\| \|\bar{e}\| - \alpha \chi_1 \|\bar{e}\|^2 \leq & \\ -[(\sqrt{\chi_2} \|x\| - \sqrt{\alpha \chi_1} \|\bar{e}\|)^2 + & \\ \sqrt{\alpha \chi_1 \chi_2} \|x\| \|\bar{e}\|] < 0. & \end{aligned}$$

上式表明 Ω_p 或者 $\Omega(t)$ 为负定矩阵. 另一方面,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(t) < \xi^T \Omega(t) \xi \leq -\inf_{p \in S} \lambda_{\min}(-\Omega_p) \xi^T \xi \leq & \\ -\frac{\inf_{p \in S} \lambda_{\min}(-\Omega_p)}{\sup_{p \in S} \lambda_{\max}(\Delta_p)} \xi^T \Delta(t) \xi, & \end{aligned}$$

即

$$\dot{V}_3(t) < -\varsigma_1 V_3(t),$$

其中

$$\varsigma_1 = \frac{\inf_{p \in S} \lambda_{\min}(-\Omega_p)}{\sup_{p \in S} \lambda_{\max}(\Delta_p)} > 0. \tag{29}$$

式(21)的两边同时乘以 Q_p , 可得

$$\mu_1 N < Q_p < \mu_2 N. \tag{30}$$

则对于任意的 $(p, q) \in S \times S, p \neq q$, 由式(30)可得

$$\begin{aligned} \frac{V_2(t_i)}{V_2(t_i^-)} &= \frac{x^T(t_i) Q_p x(t_i)}{x^T(t_i^-) Q_q x(t_i^-)} < \\ \frac{\mu_2 x^T(t_i) N x(t_i)}{\mu_1 x^T(t_i^-) N x(t_i^-)} &= \frac{\mu_2}{\mu_1}, \end{aligned}$$

即 $V_2(t_i) < \frac{\mu_2}{\mu_1} V_2(t_i^-)$. 结合 $V_1(t_i) < k_2 V_1(t_i^-)$, 有

$$V_3(t_i) < \varsigma_2 V_3(t_i^-),$$

其中 $\varsigma_2 = \max\{k_2, \mu_2/\mu_1\}$. 类似于定理1的推导, 可以得到

$$\|\xi(t)\| \leq \sqrt{\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_4}} e^{\frac{1}{2} N_0 \ln \varsigma_2} e^{-\frac{1}{2} (\varsigma_1 - \frac{\ln \varsigma_2}{\tau_a}) t} \|\xi(0)\|.$$

其中: $\varepsilon_3 = \sup_{p \in S} \lambda_{\max}(\Delta_p), \varepsilon_4 = \inf_{p \in S} \lambda_{\min}(\Delta_p)$. 结合式(23), 故定理得证. \square

注1 从广义上看, 执行器故障是外部干扰的一种, 因而本文的故障处理方法与传统的非线性干扰观测器(NDO)有相似之处. 目前非线性干扰观测器的

研究成果很多^[5-7], 但这些方法通常是在系统状态完全可测的前提下提出的, 而且针对切换系统, 由于切换信号对系统的影响, 传统的NDO方法很难得到满意的估计效果. 本文所提出的方法是基于ADT和状态观测器的方法, 因而不仅给出了干扰(执行器故障)的估计, 还提供了切换系统状态的估计, 并在此基础上提出了一种主动容错控制器设计方法.

3 仿真研究

3.1 实例描述

本节通过如图1所示的电路系统^[24]来验证本文方法的有效性. 其中: C_1 和 C_2 为电路电容, R_1 和 R_2 为电阻, L 是电路电感, i_L 表示通过电感 L 的电流. 电路中的Chua's二极管可以等价成一个非线性的电阻^[25], 其电压、电流关系表述如下:

$$I = g(U) = \begin{cases} -1.143U - 0.429, & U \leq -1; \\ -0.714U, & -1 < U \leq 1; \\ -1.143U + 0.429, & U > 1. \end{cases}$$

其中: U 、 I 分别表示Chua's二极管两端的电压和电流.

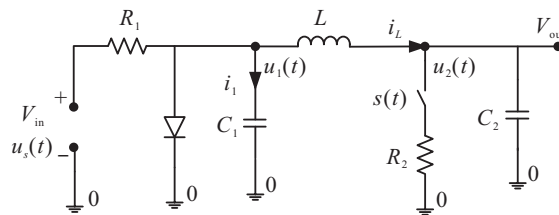


图1 Chua's开关电路图

图1中: $u_s(t)$ 为电路电源, $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 分别是电容 C_1 和 C_2 两端的电压值. 开关信号 $s(t)$ 由脉宽信号电路(PWM)产生, 用来控制开关开闭前后两个相关电路的切换状态. 其 $s(t)$ 定义如下:

$$s(t) = \begin{cases} 1, & \text{switch on;} \\ 0, & \text{switch off.} \end{cases}$$

根据基尔霍夫定律, 上述电路图中各个变量间的关系可由如下动态方程表示:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} u_1(t) - \frac{1}{L} u_2(t), \\ \frac{du_1}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_L(t) - \frac{1}{C_1} g(u_1) + \\ \frac{1}{C_1 R_1} u_s(t) - \frac{1}{C_1 R_1} u_1(t), \\ \frac{du_2}{dt} = \frac{1}{C_2} i_L(t) - \frac{s(t)}{C_2 R_2} u_2(t). \end{cases}$$

已知 $y(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix}$, 令系统

状态 $[x_1^T \ x_2^T \ x_3^T]^T = [i_L^T(t) \ u_1^T(t) \ u_2^T(t)]^T, \sigma(t) = s(t) + 1, u(t) = u_s(t)$, 并假设由于接地阻抗的存在, 电阻值的变化等引起的故障 $f_a(t)$ 存在于电路中的电源处, 则上述电路可以进一步通过下列状态方程来描述:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + \psi_i(x) + B_i u(t) + G_i f_a(t), \\ y(t) = C_i x(t), \quad i = 1, 2. \end{cases}$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R_2} \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_1 R_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_1 R_1} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \psi_i(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_1} g(x_2) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

3.2 切换系统状态估计

首先给出电路参数为: $C_1 = 1 \text{ F}, C_2 = 1 \text{ F}, R_1 = 0.5 \Omega, R_2 = 0.4 \Omega$ 和 $L = 1 \text{ H}$, 故障 $f_a(t) = 5U(t - 5)$, $U(t)$ 是单位阶跃信号. 为了估计系统状态, 假设电源输入 $u_s(t) = 4 \sin(1.5t)$. 由此可得含有两个非线性子系统的切换系统, 其切换子系统系数矩阵分别为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & -2 & 0 \\ 1 & 0 & 2.5 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & -2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$G_1 = G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

选择LMI参数 $\gamma_1 = \gamma_2 = 1, k_1 = 0.51, k_2 = 1.2$. 通过线性矩阵不等式(6)和(7)得到正定对称矩阵 P_1, P_2

为

$$P_1 = \begin{bmatrix} 22.796 & -0.146 & 0.166 & -0.096 \\ -0.146 & 25.241 & -6.017 & 2.941 \\ 0.166 & -6.017 & 11.136 & -2.767 \\ -0.096 & 2.941 & -2.767 & 1.553 \end{bmatrix},$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 23.009 & -0.179 & 0.148 & -0.105 \\ -0.179 & 25.433 & -5.889 & 2.969 \\ 0.148 & -5.889 & 11.298 & -2.790 \\ -0.105 & 2.969 & -2.790 & 1.567 \end{bmatrix},$$

容易得到, 平均驻留时间满足 $\tau_a \geq \frac{\ln k_2}{k_1} = 0.36$. 故设计的切换信号 $\sigma(t)$ 如图2所示, 其ADT时间为 $\tau_a = 1$.

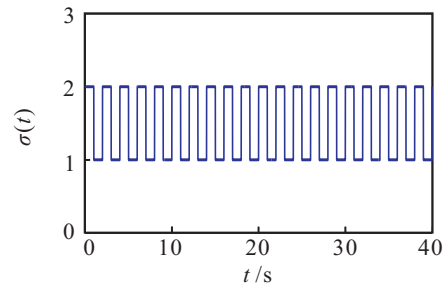


图2 平均驻留时间 $\tau_a = 1$ 时的切换序列

选取状态初始值 $x_0 = [3.5 \ 3.5 \ -1]^T$, 系统状态的估计效果如图3所示, 系统故障 $f_a(t)$ 的估计效果如图4所示.

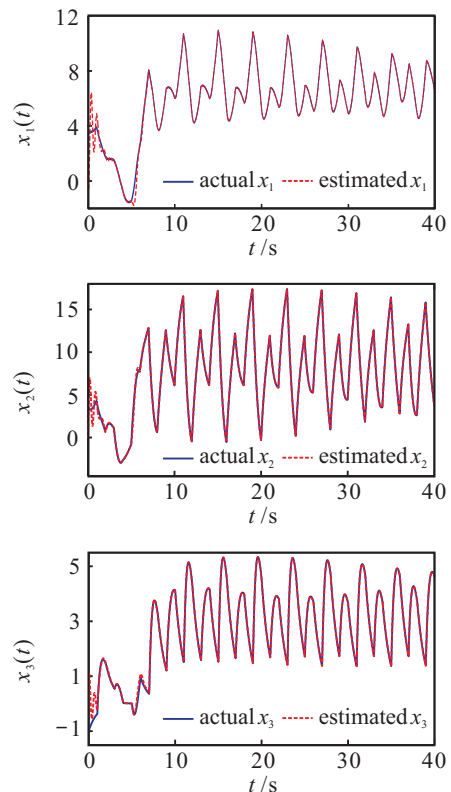


图3 系统状态 $x(t)$ 的估计曲线

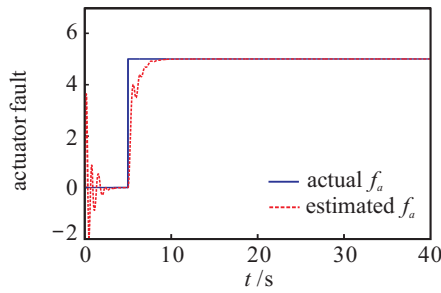


图4 基于观测器的故障估计曲线

3.3 切换系统容错控制器设计

选取参数 $\mu_1 = 1, \mu_2 = 1.2$, 通过求解定理2中的LMI(21)和(22), 可得切换系统容错控制器的增益矩阵为

$$K_1 = [-0.295 \quad -1.338 \quad -0.215],$$

$$K_2 = [-0.989 \quad 0.717 \quad 0.407],$$

以及矩阵 W_1, W_2 为

$$W_1 = \begin{bmatrix} 0.609 & 0.027 & 0.169 \\ 0.027 & 0.981 & -0.003 \\ 0.169 & -0.003 & 0.673 \end{bmatrix},$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0.610 & 0.031 & 0.150 \\ 0.031 & 1.123 & -0.003 \\ 0.150 & -0.003 & 0.673 \end{bmatrix}.$$

由定理2和式(29)可以容易计算出 $\varsigma_1 = 0.864, \varsigma_2 = 1.2$. 因此, 平均驻留时间满足 $\tau_a \geq \ln \varsigma_2 / \varsigma_1 = 0.211$.

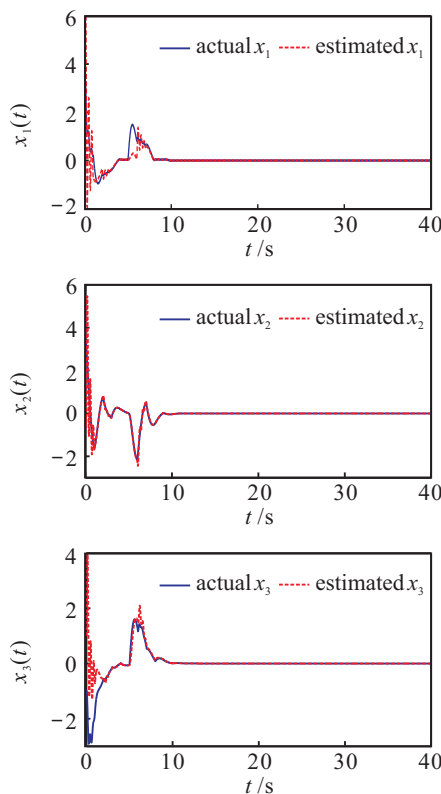


图5 基于观测器的容错控制效果

在仿真中, 同样采用图2所示的切换序列, 其容错控制器的控制效果如图5所示. 由图5可以看出, 尽管系统中存在故障, 控制器也能在有限时间内使闭环系统的零平衡状态渐近收敛到零.

4 结论

本文针对一类具有执行器故障的非线性切换系统, 研究了其观测器和控制器的设计问题. 利用LMI技术和多重Lyapunov函数方法, 一方面, 提出了一种PI切换观测器的设计方法, 这种观测器不仅能够有效地估计非线性切换系统的状态, 而且也能够对故障进行重构; 另一方面, 基于PI观测器的设计, 对非线性切换系统的控制器进行了设计, 通过对故障容错的处理, 所设计的控制器能有效地控制闭环系统渐近稳定. 此外, 本文仅处理了一类缓时变的故障, 如何针对具有时变故障的非线性切换系统提出观测器和控制器的设计方法, 是进一步值得关注和研究的课题.

参考文献(References)

- [1] Zhang B L, Feng A M, Li J. Observer-based optimal fault-tolerant control for offshore platforms[J]. Computers & Electrical Engineering, 2014, 40(7): 2204-2215.
- [2] Zhang K, Jiang B, Shi P. A new approach to observer-based fault-tolerant controller design for takagi-sugeno fuzzy systems with state delay[J]. Circuits Systems & Signal Processing, 2010, 18(1): 194-201.
- [3] Gao G, Wang J. Observer-based fault-tolerant control for an air-breathing hypersonic vehicle model[J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 76(1): 409-430.
- [4] Feng J, Li N. Observer-based event-driven fault-tolerant control for a class of system with state-dependent uncertainties[J]. Int J of Control, 2016, doi: 10.1080/00207179.2016.1190986.
- [5] Wang C, Li X, Guo L, et al. A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(11): 6162-6177.
- [6] Pashaei S, Badamchizadeh M. A new fractional-order sliding mode controller via a nonlinear disturbance observer for a class of dynamical systems with mismatched disturbances[J]. ISA Trans, 2016, 63: 39-48.
- [7] Zhang H, Jing Y, Wei X. Composite anti-disturbance control for a class of uncertain nonlinear systems via a disturbance observer[J]. Trans of the Institute of Measurement & Control, 2016, 38(6): 648-656.
- [8] Guerin F, Lefebvre D, Mboup S B, et al. Hybrid modeling

- for performance evaluation of multisource renewable energy systems[J]. IEEE Trans on Automation Science & Engineering, 2011, 8(3): 532-539.
- [9] Westervelter, Grizzle J W, Canudas Dewit C. Switching and PI control walking motions of planar biped walkers[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(2): 308-312.
- [10] Restrepo C, Calvente J, Romero A, et al. Current-mode control of a coupled-inductor buck-boost DC-DC switching converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27: 2536-2549.
- [11] Nguyen A T, Dambrine M, Lauber J. Lyapunov-based robust control design for a class of switching non-linear systems subject to input saturation: Application to engine control[J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(17): 1789-1802.
- [12] 张霞, 高岩, 夏尊铨. 切换线性系统稳定性进展[J]. 控制与决策, 2010, 25(10): 1441-1450.
(Zhang X, Gao Y, Xia Z Q. Advances on stability for switched linear systems[J]. Control and Decision, 2010, 25(10): 1441-1450.)
- [13] Zhao X, Yin S, Li H, et al. Switching stabilization for a class of slowly switched systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2015, 60(1): 221-226.
- [14] Huser R, Davison A C. State estimation and fault detection for linear switched systems with unstable internal dynamics[C]. Fault Detection Supervision & Safety of Technical Processes. 2012: 522-527.
- [15] 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 & Nonlinear Control, 2016, 26(17): 3755-3771.
- [16] Xiang W, Xiao J, Iqbal M N. Fault detection for switched nonlinear systems under asynchronous switching[J]. Int J of Control, 2011, 84(8): 1362-1376.
- [17] Kozakova A, Vesely V, Krasnansky R. Switched system controller design: The frequency domain approach[C]. The 15th Int Carpathian Control Conf. IEEE, 2014: 268-272.
- [18] Du D, Jiang B. Robust H_∞ output feedback controller design for uncertain discrete-time switched systems via switched Lyapunov functions[J]. J of Systems Engineering & Electronics, 2007, 18(3): 584-590.
- [19] Li J, Yang G H. Simultaneous fault detection and control for switched systems with actuator faults[J]. Int J of Systems Science, 2015, 227(10): 1-17.
- [20] 刘茜, 赵军. 带有状态约束的非线性切换系统的 H_∞ 控制器设计[J]. 东北大学学报: 自然科学版, 2015, 36(3): 314-317.
(Liu Q, Zhao J. H_∞ controller design for a class of nonlinear switched systems with state constraints[J]. J of Northeastern University: Natural Science, 2015, 36(3): 314-317.)
- [21] 董学平, 温锐, 刘红亮. 一类时滞分布参数切换系统的鲁棒容错控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(2): 232-236.
(Dong X P, Wen R, Liu H L. Robust fault-tolerant control for a class of distributed parameter switched system with time-delay[J]. Control and Decision, 2012, 27(2): 232-236.)
- [22] Zhao X, Zheng X, Niu B, et al. Adaptive tracking control for a class of uncertain switched nonlinear systems[J]. Automatica, 2015, 52: 185-191.
- [23] Xiang W, Xiao J, Iqbal M N. Robust observer design for nonlinear uncertain switched systems under asynchronous switching[J]. Nonlinear Analysis Hybrid Systems, 2012, 6(1): 754-773.
- [24] Zhao X, Liu H, Zhang J, et al. Multiple-mode observer design for a class of switched linear systems[J]. IEEE Trans on Automation Science & Engineering, 2015, 12(1): 272-280.
- [25] Moqadasi H, Ghaznavi-Ghouschi M B. A new Chua's circuit with monolithic Chua's diode and its use for efficient true random number generation in CMOS 180 nm[J]. Analog Integrated Circuits & Signal Processing, 2015, 82(3): 719-731.

(责任编辑: 李君玲)