

航空发动机分布式控制系统动态输出 反馈鲁棒 H_∞ 容错控制

张乐迪, 谢寿生, 张 驭, 任立通, 王 磊, 彭靖波, 周 彬
(空军工程大学 航空航天工程学院, 西安 710038)

摘 要: 针对存在网络诱导时延、外部干扰的航空发动机分布式控制系统,提出了执行机构发生部分失效故障时的输出反馈容错控制方法。对航空发动机分布式控制系统中网络诱导时延以及执行器部分失效问题进行量化说明,在此基础上,采用动态输出反馈控制器建立增广闭环系统。针对所建立的增广闭环系统,对 H_∞ 性能约束下的增广闭环系统稳定性进行分析,并利用线性矩阵不等式理论设计了输出反馈 H_∞ 容错控制器。仿真结果表明,当两个执行机构输出值分别为衰减 80% 和 50% 时,控制系统在所设计的控制器作用下均方渐进稳定,且具有 H_∞ 性能指标为 0.63,同样在正向偏差故障条件下也具有很好的容错能力。

关 键 词: 分布式控制系统; 动态输出反馈; 执行器部分失效故障; 网络诱导时延; 鲁棒 H_∞ 容错控制
中图分类号: V233.7 **文献标志码:** A

Dynamic output feedback robust H_∞ fault tolerant control for aero-engine distributed control system

ZHANG Ledi, XIE Shousheng, ZHANG Yu, REN Litong,
WANG Lei, PENG Jingbo, ZHOU Bin
(Aeronautics and Astronautics Engineering College,
Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: The output feedback fault tolerant control strategy was proposed for aero-engine distributed control system with network induced time delay and disturbance in occurrence of actuator partial fault. The aero-engine distributed control system model parameters were described quantitatively, and the closed-loop system was established based on dynamic output feedback controller. The stability analysis under the constraint of H_∞ performance was given for the augmented closed-loop system, based on which the design approach of output feedback H_∞ fault-tolerant controller was designed by means of linear matrix inequality. Simulation results showed that the system was asymptotically stable with the devised controller when actuator attenuation faults were 80% and 50%, respectively, and had a certain H_∞ performance index 0.63. Similarly, then system had a good fault tolerant performance when actuator attenuation faults occurred.

Key words: distributed control system; dynamic output feedback; actuator partial fault; network induced time delay; robust H_∞ fault tolerant control

收稿日期: 2016-11-30

基金项目: 国家自然科学基金(51476187, 51506221, 51606219); 陕西省自然科学基金(2015JQ5179)

作者简介: 张乐迪(1990—),男,博士生,主要从事航空发动机分布式控制系统容错控制研究。

引用格式: 张乐迪, 谢寿生, 张驭, 等. 航空发动机分布式控制系统动态输出反馈鲁棒 H_∞ 容错控制[J]. 航空动力学报, 2018, 33(6): 1519-1527. ZHANG Ledi, XIE Shousheng, ZHANG Yu, et al. Dynamic output feedback robust H_∞ fault tolerant control for aero-engine distributed control system[J]. Journal of Aerospace Power, 2018, 33(6): 1519-1527.

被动容错控制是指在不改变控制器的结构与参数的情况下,利用鲁棒控制技术使得整个闭环控制系统对某些确定故障具有鲁棒性,即当系统存在故障时仍能满足一定的性能指标继续工作^[1-2]。被动容错控制器一般具有固定的结构和参数,并不需要故障诊断机构,也不必进行控制律重调或重构,因此易于实现且具有良好的实时性。但是在实际的容错控制中,仅仅保证系统在故障条件下的稳定性是不够的,同时还需要兼顾其他的性能指标,如鲁棒性、响应速度、抗干扰性、控制成本等,最优鲁棒 H_∞ 控制方法就是基于以上思想而产生的^[3]。最优鲁棒 H_∞ 控制是在考虑闭环系统稳定性和对不确定因素的鲁棒性基础上,寻找最优的 H_∞ 性能指标使闭环系统对外部干扰的敏感性最小。

对于时滞系统的容错控制问题,引起了国内外学者的高度关注。其中应用较为广泛的方法有 Lyapunov 稳定性控制方法^[4-6]、鲁棒 H_∞ 控制方法^[7-10]以及保成本控制方法^[11-14]等。其中鲁棒 H_∞ 控制方法是控制领域研究的一个热点问题,如文献[7]研究了时滞系统的输出反馈控制,文献[8]研究了基于状态观测器的鲁棒控制问题,文献[9]针对具有状态延迟的时变不确定系统,研究其鲁棒控制问题。但航空发动机分布式控制系统与文献[7-9]中针对的特定滞系统并不完全相同,无法对上述方法进行直接移植。具体区别如下:①由分布式数据总线引起的网络诱导时延随机有上界,且服从一定的概率约束;②执行机构故障通常描述为具有完全失效、部分失效、正常三种状态的静态行为,如文献[15-16],而分布式控制系统的传执行机构大多是智能电子装置,在强振动、高温、高压等恶劣环境下其增益容易产生时变漂移,

这种漂移并不是静态行为,当航空发动机执行机构发生部分失效故障时,其失效程度由故障增益决定,不能将其简化为有限的故障状态进行处理;③航空发动机的外部干扰客观存在且能量不收敛。

鉴于以上分析,本文针对存在网络诱导时延、外部干扰的航空发动机分布式控制系统,考虑到发动机分布式控制系统中的某些状态信息难于直接测取,采用状态反馈控制器在实际的应用中往往受到限制,因此采用动态输出反馈控制策略,当执行机构存在部分失效故障时,将其等效为存在均值和方差约束的随机变量,设计被动容错控制方法。首先对发动机分布式控制系统模型中的相关参数进行量化说明,采用动态输出反馈控制器建立增广闭环系统;其次在保证增广闭环系统渐进稳定的基础上,利用线性矩阵不等式(LMI)理论设计输出反馈 H_∞ 容错控制器;最后通过仿真算例验证所设计的容错控制器的有效性。

1 航空发动机分布式控制系统模型

1.1 分布式控制系统描述

分布式控制系统的结构如图 1 所示,其中, τ_{sc}^i 为第 i 个传感器-控制器时延, τ_{ca}^i 第 i 个控制器-执行器时延, τ_c 为控制器计算时延。假设控制系统中的智能传感器和执行器为时钟驱动,控制器为事件驱动。同时假设时延 $\tau_{ca}^1, \dots, \tau_{ca}^p$ 和 $\tau_{sc}^1, \dots, \tau_{sc}^m$ 均有上界,数据带有时间戳且为单包传输^[17],各传感器输出量到中央控制器的输出时延相等,用 τ_{sc} 表示,同理从中央控制器到各个执行机构的控制时延也近似相等,记为 τ_{ca} 。

考虑时延和干扰作用下的航空发动机分布式控制系统的离散系统方程可以描述为

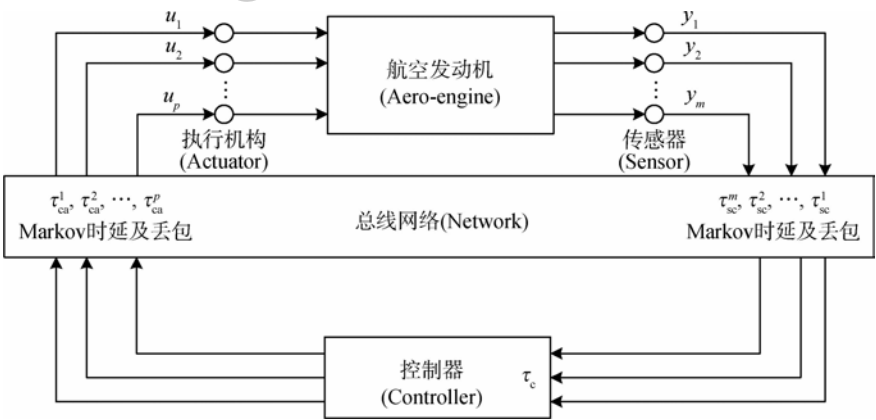


图 1 航空发动机分布式控制系统结构图

Fig. 1 Structural chart of aero-engine distributed control system

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}[k - \tau_{ca}(k)] + \mathbf{R}\mathbf{d}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{x}(k) = [n_h \quad n_l]^\top$ 为系统状态变量, $\mathbf{y}(k) = [n_l \quad \pi_l]^\top$ 为系统输出, $\mathbf{u}(k) = [\dot{m}_f \quad A_8]^\top$ 为控制量输入量, n_l 为压气机低压转子转速, n_h 为压气机高压转子转速, $\dot{m}_f$ 为主燃油流量, π_l 为涡轮落压比, A_8 为尾喷管的临界截面积, $\mathbf{d}(k)$ 为外部噪声干扰, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{R}$ 为适维矩阵。

本文考虑的分布式控制系统中带有网络诱导时延、外部干扰等不确定性因素,研究其在执行机构部分失效故障发生时的被动容错控制问题。在增广闭环系统稳定性讨论和控制器设计过程中要求以上参数的数学表达式,因此首先对网络诱导时延、和执行机构部分失效故障这两个相关参数进行量化说明

1) 存在数据丢包情况的网络诱导时延 $\tau_{ca}(k)$

发动机分布式控制系统中的时延与丢包情况和这个时段的总线负载情况有关,不是无约束的随机跳变,因此可将系统中的时延序列 $\{\tau_{ca}(k) | 0 < \tau_{ca}(k) \leq \tau_m(k) < \infty, k=0, 1, \dots\}$ 等效为有限状态的 Markov 过程,其中 τ_m 为 τ_{ca} 的最大值。假如当 $(k-1)T$ 和 kT (T 为采样周期)时刻的传感器数据发出后,分别在传感器-控制器、控制器-执行机构的传输过程中发生数据丢包时,执行机构在 $(k+1)T$ 、 $(k+2)T$ 、 $(k+3)T$ 时刻均未接到新的控制信号,则仍沿用前一时刻的控制输入量 $\mathbf{u}(k-2)$,即该时延是由于丢包引起的,且在丢包时保持旧值,可将丢包视为时延。不失一般性,假设 $\tau_m(k) = 2T$,以下简记为 $\tau_m(k) = 2$ 。 $\tau_{sc}(k)$ 的状态空间 $\Omega = \{1, 2\}$, 时延的状态转移概率矩阵 $\Pi_1 = [\pi_{ij}]$, $(i, j \in \Omega)$, $\pi_{ij} = P\{\tau_{ca}(k+1) = j | \tau_{ca}(k) = i\} \geq 0$, 且有 $\sum_{i=1}^2 \pi_{ij} = 1$, $\pi_{ij} = 0$ (if $j > i+1$)。状态转移概率矩阵 Π_1 通过统计学的方法得出。

2) 执行机构部分失效故障增益矩阵 $\mathbf{M}$

假设执行机构的故障增益在区间 $[m_{\min}, m_{\max}]$ 内,故障增益矩阵 $\mathbf{M} = \text{diag}(m_1, m_2, \dots, m_p)$, p 表示执行机构的个数, $m_{ib} \leq m_i \leq m_{ie}$, $(0 \leq m_{ib} \leq 1, m_{ie} = m_{\max} > 1)$ 。当 $m_i < 1$ 时,第 i 个执行机构发生衰减故障,当 $m_i = 1$ 时,第 i 个执行机构正常,当 $m_i > 1$ 时,第 i 个执行机构存在正向漂移故障。

为减小故障增益随机性的影响,使得所建立的容错控制器对 $[m_{\min}, m_{\max}]$ 区间内的随机故障

均具有很好的容错能力,引入下面矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_0 &= \text{diag}(m_{01}, m_{02}, \dots, m_{0p}), \\ \mathbf{Q} &= \text{diag}(q_1, q_2, \dots, q_p), \\ \mathbf{L} &= \text{diag}(l_1, l_2, \dots, l_p), \\ \mathbf{N} &= \text{diag}(m_{1e}, m_{2e}, \dots, m_{pe}) \end{aligned}$$

$$\text{其中 } m_{0i} = \frac{m_{ib} + m_{ie}}{2}, q_i = \frac{m_{ie} - m_{ib}}{m_{ie} + m_{ib}}, l_i = \frac{m_i - m_{0i}}{m_{0i}},$$

则有

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \mathbf{M}_0(\mathbf{I} + \mathbf{L}), \quad |\mathbf{L}| \leq \mathbf{Q} \leq \mathbf{I}, \\ |\mathbf{L}| &= \text{diag}(|l_1|, |l_2|, \dots, |l_p|) \end{aligned}$$

1.2 增广闭环系统建立

鉴于分布式控制系统的时延特性,需建立分布式控制系统的增广闭环系统。要实现状态反馈控制时,需要测量分布式控制系统中的每一个状态向量,且这些向量能够作为反馈信号。然而,实际中的系统有些状态很难测量,或者经济上与使用上的限制,无法设置太多传感器,导致状态控制器的应用受到限制。而这时采用测量输出作为控制器输入对控制系统进行控制可以很好地解决上述问题,因此这里采用动态输出反馈控制器,控制器形式如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_c(k+1) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{B}_c \mathbf{y}[k - \tau_{sc}(k)] \\ \mathbf{u}(k) = \mathbf{M} \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(k) \end{cases} \quad (2)$$

与 $\tau_{ca}(k)$ 相似,可将 $\{\tau_{sc}(k) | 0 < \tau_{sc}(k) \leq \tau_n(k) < \infty, k=0, 1, \dots\}$ 等效为有限状态的 Markov 过程,其中 τ_n 为 τ_{sc} 的最大值。不失一般性,假设 $\tau_n(k) = 2T$,以下简记为 $\tau_n(k) = 2$ 。 $\tau_{sc}(k)$ 的状态空间 $\Omega = \{1, 2\}$, 时延的状态转移概率矩阵 $\Pi_2 = [\zeta_{ij}]$, $(i, j \in \Omega)$, $\zeta_{ij} = P\{\tau_{ca}(k+1) = j | \tau_{ca}(k) = i\} \geq 0$, 且有 $\sum_{i=1}^2 \zeta_{ij} = 1$, $\zeta_{ij} = 0$ (if $j > i+1$)。状态转移概率矩阵 Π_2 通过统计学的方法得出。

$\tau_{ca}(k) = i, \tau_{sc}(k) = j$ 时,离散系统方程(式(1))可以转化为以下增广闭环系统:

$$\begin{cases} \mathbf{z}(k+1) = (\hat{\mathbf{A}}_i + \hat{\mathbf{B}}_j + \hat{\mathbf{C}})\mathbf{z}(k) + \hat{\mathbf{R}}\mathbf{d}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \hat{\mathbf{C}}\mathbf{z}(k) \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(k) &= [\mathbf{x}^\top(k) \quad \mathbf{x}^\top(k-2) \quad \mathbf{x}^\top(k-1) \\ &\quad \mathbf{x}_c^\top(k) \quad \mathbf{u}^\top(k-2) \quad \mathbf{u}^\top(k-1)]^\top \\ \hat{\mathbf{A}}_i &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 & 0 & 0 & \mathbf{B}(i-1) & \mathbf{B}(i-2) \\ 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{B}}_j &= \mathbf{I}_1 \mathbf{B}_c \mathbf{C}(j-1) \mathbf{I}_2^T + \mathbf{I}_1 \mathbf{B}_c \mathbf{C}(j-2) \mathbf{I}_3^T + \mathbf{I}_1 \mathbf{A}_c \mathbf{I}_4^T \\ \tilde{\mathbf{C}} &= \mathbf{I}_5 \mathbf{M} \mathbf{C}_c \mathbf{I}_4^T \\ \bar{\mathbf{C}}_1 &= [\mathbf{C} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \tilde{\mathbf{R}}_1 &= [\mathbf{R} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{I}_1 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad \mathbf{I} \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{I}_2 &= [0 \quad \mathbf{I} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{I}_3 &= [0 \quad 0 \quad \mathbf{I} \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{I}_4 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad \mathbf{I} \quad 0 \quad 0]^T \\ \mathbf{I}_5 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \mathbf{I}]^T\end{aligned}$$

2 最优鲁棒 H_∞ 被动容错控制

最优鲁棒 H_∞ 被动容错控制器设计目标是：针对发动机分布式控制系统中存在诱导时延和外部干扰等不确定性因素，当执行机构发生部分失效故障时，设计被动容错控制器，使增广闭环系统满足如下条件：

1) 当执行机构发生 $[m_{\min}, m_{\max}]$ 区间内的任一随机故障，且外部干扰 $\mathbf{d}(k) = \mathbf{0}$ 时，增广闭环系统(式(3))渐进稳定；

2) 零初始条件下，外部扰动 $\mathbf{d}(k)$ 到控制输出 $\mathbf{y}(k)$ 的传递函数 $\|\mathbf{H}(k)\|_\infty < \gamma^2$ ，即

$$\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{y}(k)^T \mathbf{y}(k) < \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k);$$

3) H_∞ 性能指标 γ 最小。

2.1 H_∞ 性能约束下的增广闭环系统稳定性分析

为方便讨论，引入如下引理 1~引理 3，引理 1 在非线形矩阵不等式的线性化过程中应用广泛：

引理 2 给出了一般 Markov 跳变系统渐进稳定，且满足 H_∞ 性能的充要条件，增广闭环系统稳定性分析亦是在此引理基础上进行的；引理 3 是专门针对执行机构发生区间随机故障情况而引入的，该引理可以将故障增益矩阵 $\mathbf{M}$ 转化为区间范围内固定参数的组合形式，为被动容错控制器设计奠定了基础。

引理 1 (Schur 补性质) 具有如下形式的对称矩阵， $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{12}^T & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}$ ，其中 $\mathbf{S}_{12}$ 为块阵， $\mathbf{S}_{11}, \mathbf{S}_{22}$ 为方阵，以下三个条件等价：

- 1) $\mathbf{S} < 0$;
- 2) $\mathbf{S}_{22} < 0, \mathbf{S}_{11} - \mathbf{S}_{12} \mathbf{S}_{22}^{-1} \mathbf{S}_{12}^T < 0$;
- 3) $\mathbf{S}_{11} < 0, \mathbf{S}_{22} - \mathbf{S}_{12}^T \mathbf{S}_{11}^{-1} \mathbf{S}_{12} < 0$ 。

引理 2 对于形如式(3)的增广闭环系统，渐进稳定且具有 H_∞ 性能的充要条件是，存在适当正定矩阵 $\mathbf{P}_{ij}$ 使得如下 LMI 成立：

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{P}_{ij} & & & & \\ 0 & -\gamma^2 \mathbf{I} & & & \\ (\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) & \mathbf{R} & -\mathbf{P}_{ij}^{-1} & & \\ \tilde{\mathbf{C}} & 0 & 0 & -\mathbf{I} & \end{bmatrix} < 0 \quad (4)$$

其中 $\mathbf{P}_{ij} = \sum_{j=1}^2 \pi_{ij} \sum_{l=1}^2 \zeta_{jl} \mathbf{P}_{jl}, i, j = 1, 2$ 。

证明：构造 Lyapunov 函数

$$\mathbf{V}[\mathbf{z}(k), k, i, j] = \mathbf{z}(k)^T \mathbf{P}_{ij} \mathbf{z}(k)$$

其中 $\mathbf{P}_{ij}$ 为正定矩阵，沿增广闭环系统(式(3))的运行轨迹对 $\mathbf{V}(\mathbf{z}(k), k, i)$ 求差分并取其期望

$$\begin{aligned}E[\Delta \mathbf{V}(\mathbf{z})] &= E\{\mathbf{V}[\mathbf{z}(k+1), k+1, i, j] - \mathbf{V}[\mathbf{z}(k), k, i, j]\} = \\ &E[\mathbf{z}^T(k+1) \mathbf{P}_{ij} \mathbf{z}(k+1) - \mathbf{z}^T(k) \mathbf{P}_{ij} \mathbf{z}(k)] = \\ &E\{[(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{z}(k) + \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{d}(k)]^T \mathbf{P}_{ij} [(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{z}(k) + \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{d}(k)] - \mathbf{z}^T(k) \mathbf{P}_{ij} \mathbf{z}(k)\} = \\ &E[\mathbf{z}^T(k) (\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}})^T \mathbf{P}_{ij} (\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{z}(k) - \mathbf{z}^T(k) \mathbf{P}_{ij} \mathbf{z}(k) + \\ &\mathbf{d}^T(k) \tilde{\mathbf{R}}^T \mathbf{P}_{ij} (\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \mathbf{z}(k) + \mathbf{z}^T(k) (\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}})^T \mathbf{P}_{ij} \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{d}(k) + \mathbf{d}^T(k) \tilde{\mathbf{R}}^T \mathbf{P}_{ij} \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{d}(k)] = \\ &E\left\{\begin{bmatrix} \mathbf{z}(k) \\ \mathbf{d}(k) \end{bmatrix}^T \left[(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \quad \tilde{\mathbf{R}} \right]^T \mathbf{P}_{ij} \left[(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \quad \tilde{\mathbf{R}} \right] + \begin{bmatrix} -\mathbf{P}_{ij} & 0 \\ 0 & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{C}}^T \tilde{\mathbf{C}} \right\} \begin{bmatrix} \mathbf{z}(k) \\ \mathbf{d}(k) \end{bmatrix} - \\ &\mathbf{y}^T(k) \mathbf{y}(k) + \gamma^2 \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k)\end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知，若

$$[(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \quad \tilde{\mathbf{R}}]^T \mathbf{P}_{ij} [(\tilde{\mathbf{A}}_i + \tilde{\mathbf{B}}_j + \tilde{\mathbf{C}}) \quad \tilde{\mathbf{R}}] + \begin{bmatrix} -\mathbf{P}_{ij} & 0 \\ 0 & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{C}}^T \tilde{\mathbf{C}} < 0 \quad (6)$$

则当 $\mathbf{d}(k) = \mathbf{0}$ 时， $E[\Delta \mathbf{V}(\mathbf{z})] < 0$ 增广闭环系统渐进稳定。

且当 $\mathbf{d}(k) \neq \mathbf{0}$ 时，

$$\mathbf{y}(k)^T \mathbf{y}(k) - \gamma^2 \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k) < -E[\Delta \mathbf{V}(\mathbf{z})]$$

在零初始条件下，对上式从 0 到 ∞ 求和，可得

$$\begin{aligned}\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{y}^T(k) \mathbf{y}(k) - \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k) &< \\ -\mathbf{V}(\infty) &< 0 \\ \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{y}^T(k) \mathbf{y}(k) &< \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k)\end{aligned}$$

由此得出结论,若式(6)成立,则增广闭环系统渐进稳定,且满足 H_∞ 性能指标 γ 。由引理 1 可知,不等式(6)等价于式(4),证毕。

引理 3^[17] 给定 Y 为任意实对称矩阵, R_1 、 R_2 分别为适当维数的实常值矩阵,假设矩阵 Φ 为时变适维对角矩阵,且满足 $|\Phi| \leq U, \exists t > 0$ 使得 $|\Phi| = U$, 其中 U 为正定对角矩阵,则有 $Y +$

$$\begin{bmatrix} -P_{ij} & 0 & \Lambda & \bar{C} & \bar{Q}C_cI_4^T \\ 0 & -\gamma^2I & \tilde{R} & 0 & 0 \\ \Lambda & \tilde{R} & -P_{ij}^{-1} + \epsilon Q_5M_0QM_0I_5^T & 0 & 0 \\ \bar{C} & 0 & 0 & -I & 0 \\ \bar{Q}C_cI_4^T & 0 & 0 & 0 & -\epsilon I \end{bmatrix} < 0 \tag{7}$$

其中 $\Lambda = \tilde{A} + I_1B_cC(j-1)I_2^T + I_1B_cC(j-2)I_3^T + I_1A_cI_4^T + I_5M_0C_cI_4^T, \bar{Q} = \text{diag}(\sqrt{q_1}, \sqrt{q_2}, \dots, \sqrt{q_p})$ 。

证明 由引理 2 知,当式(4)满足时,式(3)渐进稳定,且具有 H_∞ 性能,但被动容错控制不含故障诊断单元,式(4)中故障增益矩阵 M 未知且不确定变化,因此需要对式(4)的矩阵不等式作如下变形:

$R_1\Phi R_2 + R_2^T\Phi^TR_1^T < 0$ 的充分必要条件为存在任意正常数 $\beta > 0$, 满足下面的条件:

$$Y + \beta R_1UR_1^T + \beta^{-1}R_2^TUR_2 < 0$$

定理 1 对于 $\forall i \in \Omega$ 如果存在正常数 ϵ 与正定矩阵 $P_1、P_2$ 使得矩阵不等式(7)成立,则所建立的增广闭环系统(式(3))是渐进稳定的,并且具有 H_∞ 性能指标 γ 。

令 $\Lambda = \tilde{A} + I_1B_cC(j-1)I_2^T + I_1B_cC(j-2)I_3^T + I_1A_cI_4^T + I_5M_0C_cI_4^T, Y_0 =$

$$\begin{bmatrix} -P_{ij} & 0 & \Lambda & \bar{C} \\ 0 & -\gamma^2I & \tilde{R} & 0 \\ \Lambda & \tilde{R} & -P_{ij}^{-1} & 0 \\ \bar{C} & 0 & 0 & -I \end{bmatrix}, \text{ 根据 } M \text{ 的定义,}$$

式(4)可变形为

$$Y_0 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_5M_0 \\ 0 \end{bmatrix} L \begin{bmatrix} (C_cI_4^T)^T \\ 0 \\ I_5M_0 \\ 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} (C_cI_4^T)^T \\ 0 \\ I_5M_0 \\ 0 \end{bmatrix} L^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_5M_0 \\ 0 \end{bmatrix}^T < 0 \tag{8}$$

由引理 3 可知式(8)成立的充分必要条件是存在正常数 ϵ 使得式(9)成立

$$\begin{bmatrix} -P_{ij} & 0 & \Lambda & \bar{C} \\ 0 & -\gamma^2I & \tilde{R} & 0 \\ \Lambda & \tilde{R} & -P_{ij}^{-1} + \epsilon I_5M_0QM_0I_5^T & 0 \\ \bar{C} & 0 & 0 & -I \end{bmatrix} + \epsilon \begin{bmatrix} (C_cI_4^T)^T\bar{Q} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (C_cI_4^T)^T\bar{Q} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T < 0 \tag{9}$$

根据引理 1(Schur 补性质),式(9)等价于式(4),证毕。

2.2 最优鲁棒 H_∞ 容错控制器设计

从定理 1 中可以看出,矩阵不等式(7)包含 P_{ij}^{-1} 项,无法直接利用 LMI 工具箱对其进行求解,所以容错控制器的设计过程就是将不等式(7)转化为 LMI 的过程。

定理 2 对于 $\forall i, j \in \Omega$, 如果存在矩阵 Y_{ij} 、 M_{ij} 、 N_{ij} 、正定矩阵 χ_{ij} 和正常数 ϵ , 使得下述 LMI

其中

$$\Psi_{11} = \begin{bmatrix} -\chi_{ij} & 0 \\ 0 & -\gamma^2I \end{bmatrix}, \quad \Psi_{21} = \begin{bmatrix} (A\chi_{ij} + I_1M_{ij} + I_1N_{ij} + I_5M_0Y_{ij})\sqrt{\pi_{i1}}\sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R}\sqrt{\pi_{i1}}\sqrt{\zeta_{j1}} \\ (A\chi_{ij} + I_1M_{ij} + I_1N_{ij} + I_5M_0Y_{ij})\sqrt{\pi_{i1}}\sqrt{\zeta_{j2}} & \tilde{R}\sqrt{\pi_{i1}}\sqrt{\zeta_{j2}} \\ (A\chi_{ij} + I_1M_{ij} + I_1N_{ij} + I_5M_0Y_{ij})\sqrt{\pi_{i2}}\sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R}\sqrt{\pi_{i2}}\sqrt{\zeta_{j1}} \\ (A\chi_{ij} + I_1M_{ij} + I_1N_{ij} + I_5M_0Y_{ij})\sqrt{\pi_{i2}}\sqrt{\zeta_{j2}} & \Lambda\sqrt{\pi_{i2}}\sqrt{\zeta_{j2}} \end{bmatrix},$$

(式(10))成立,则增广闭环系统(式(3))渐进稳定且满足 H_∞ 性能,其中控制器增益满足

$$\begin{aligned} A_{cij} &= N_{ij} (I_4^T \chi_{ij})^+ \\ B_{cij} &= M_{ij} \{ [C(j-1)I_2^T + C(j-2)I_3^T] \chi_{ij} \}^+ \\ C_{cij} &= Y_{ij} (I_4^T \chi_{ij})^+ \end{aligned}$$
$$\begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{21} & \Psi_{31} \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} & \Psi_{32} \\ \Psi_{31} & \Psi_{32} & \Psi_{33} \end{bmatrix} < 0 \tag{10}$$

$$\Psi_{22} = \begin{bmatrix} \Theta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Theta_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Theta_4 \end{bmatrix}, \quad \Psi_{31} = \begin{bmatrix} \bar{C}\chi_{ij} & 0 \\ \bar{Q}Y_{ij} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Psi_{32} = 0, \quad \Psi_{33} = \text{diag}[-I \quad -\epsilon I],$$
$$\Theta_1 = -P_{11}^{-1} + \epsilon \pi_{i1} \zeta_{j1} I_5 M_0 Q M_0 I_5^T, \quad \Theta_2 = -P_{21}^{-1} + \epsilon \pi_{i1} \zeta_{j1} I_5 M_0 Q M_0 I_5^T,$$
$$\Theta_3 = -P_{12}^{-1} + \epsilon \pi_{i2} \zeta_{j2} I_5 M_0 Q M_0 I_5^T, \quad \Theta_4 = -P_{22}^{-1} + \epsilon \pi_{i2} \zeta_{j2} I_5 M_0 Q M_0 I_5^T.$$

证明:由 P_{ij}^{-1} 定义可知

$$P_{ij}^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\pi_{i1}} I & \sqrt{\pi_{i2}} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\pi_{i1}} I & \sqrt{\pi_{i2}} I \end{bmatrix}^T \tag{11}$$

其中

$$\phi_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta_{j1}} I & \sqrt{\zeta_{j2}} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{11} & 0 \\ 0 & P_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta_{j1}} I & \sqrt{\zeta_{j2}} I \end{bmatrix}^T,$$
$$\phi_2 = \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta_{j1}} I & \sqrt{\zeta_{j2}} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{12} & 0 \\ 0 & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta_{j1}} I & \sqrt{\zeta_{j2}} I \end{bmatrix}^T$$

将式(11)代入式(7)并根据引理 1,式(7)等价于式(12)

$$\begin{bmatrix} -P_{ij} & 0 & \Lambda \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \Lambda \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j2}} & \Lambda \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \Lambda \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j2}} & \bar{C} & \bar{Q}C_c I_4^T \\ 0 & -\gamma^2 I & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j2}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j2}} & 0 & 0 \\ \Lambda \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \Theta_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Lambda \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j2}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i1}} \sqrt{\zeta_{j2}} & 0 & \Theta_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Lambda \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j1}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j1}} & 0 & 0 & \Theta_3 & 0 & 0 & 0 \\ \Lambda \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j2}} & \tilde{R} \sqrt{\pi_{i2}} \sqrt{\zeta_{j2}} & 0 & 0 & 0 & \Theta_4 & 0 & 0 \\ \bar{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -I & 0 \\ \bar{Q}C_c I_4^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\epsilon I \end{bmatrix} < 0 \tag{12}$$

其中

$$\chi_{ij} = P_{ij}^{-1}, \quad Y_{ij} = C_c I_4^T \chi_{ij},$$
$$M_{ij} = [B_c C(j-1)I_2^T + B_c C(j-2)I_3^T] \chi_{ij},$$
$$N_{ij} = A_c I_4^T \chi_{ij}$$

并将式(10)分别左乘和右乘其同维矩阵 $\text{diag}(\chi_{ij}, I, I)$, 可得 LMI(式(10)), 证毕。

定理 2 给出了当 H_∞ 性能指标 γ 确定时,式(3)渐进稳定,且满足 H_∞ 性能的被动容错控制器设计方法,但该方法设计的控制器是次优的,往往无法得到满意的动静态性能,其原因是 γ 取值缺乏科学依据,取值太小使控制系统的工作范围受到限制,取值太大则控制系统动静态指标达不到控制要求。因此需要在定理 2 基础上,寻找在控制系统工作范围不受影响的条件下的 γ 取值最小的最优化设计方法。

对于(式(3)),如果式(12)所示的凸优化问题存在最优解 $\{\gamma_{\text{opt}} | Y_{1\text{opt}}, Y_{2\text{opt}}, M_{1\text{opt}}, M_{2\text{opt}}, N_{1\text{opt}}, N_{2\text{opt}}, \chi_{1\text{opt}}, \chi_{2\text{opt}}, \epsilon_{\text{opt}}\}$, 则控制律 $A_{\text{cij opt}} = N_{ij} (I_4^T \chi_{ij \text{ opt}})^+, B_{\text{cij opt}} = M_{ij} \{[C(j-1)I_2^T + C(j-2)I_3^T] \chi_{ij \text{ opt}}\}^+, C_{\text{cij opt}} = Y_{ij} (I_4^T \chi_{ij \text{ opt}})^+, (i, j \in \Omega)$ 即为式(3)在不同故障增益下的最优鲁棒 H_∞ 被动容错控制器,通过 Matlab 中的 LMI 工具箱可以求解得到控制器增益。

$C(j-2)I_3^T] \chi_{ij \text{ opt}}\}^+, C_{\text{cij opt}} = Y_{ij} (I_4^T \chi_{ij \text{ opt}})^+$ 为式(3)的最优鲁棒 H_∞ 被动容错控制器。

$$\min_{Y_{ij}, \chi_{ij}, \epsilon(i \in \Omega)} \gamma$$
$$\text{s. t.} \begin{cases} \text{[I]} & \text{式(10), } i, j \in \Omega \\ \text{[II]} & \chi_{ij} > 0, \quad i, j \in \Omega \\ \text{[III]} & \epsilon > 0 \end{cases} \tag{13}$$

这里可以看出,约束条件 [I]~[III]等价于定理 2,满足这三个条件即可保证式(3)渐进稳定,且满足 H_∞ 性能。求解约束条件得到可行解空间 $\{Y_{ij}, M_{ij}, N_{ij}, \chi_{ij}, \epsilon, \gamma\}$, 以 γ 为目标函数在可行解空间搜索得到最优解 $\{\gamma_{\text{opt}} | Y_{ij \text{ opt}}, M_{ij \text{ opt}}, N_{j \text{ opt}}, \chi_{ij \text{ opt}}, \epsilon_{\text{opt}}\}$, 则 $A_{\text{cij opt}} = N_{ij} (I_4^T \chi_{ij \text{ opt}})^+, B_{\text{cij opt}} = M_{ij} \{[C(j-1)I_2^T + C(j-2)I_3^T] \chi_{ij \text{ opt}}\}^+, C_{\text{cij opt}} = Y_{ij} (I_4^T \chi_{ij \text{ opt}})^+, (i, j \in \Omega)$ 即为式(3)在不同故障增益下的最优鲁棒 H_∞ 被动容错控制器,通过 Matlab 中的 LMI 工具箱可以求解得到控制器增益。

3 仿真及结果分析

选择某型航空发动机工作于最大状态、高度

$H=10\text{ km}$ 、马赫数 $Ma=1$, 传感器采样周期 $T=20\text{ ms}$ 时的状态空间模型(式(1))作为容错控制器设计的标准模型, 其中

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A} &= \begin{bmatrix} 0.9371 & 0.0013 \\ 0.0382 & 0.9301 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B} &= \begin{bmatrix} 0.0118 & 0.0095 \\ 0.0124 & 0.0078 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{R} &= \begin{bmatrix} 0.0403 \\ 0.0358 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2.387 & -1.479 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

设故障增益区间为 $[0.5, 1.5]$, 当执行机构故障增益 $m_i=0.5$ 时表示第 i 个执行机构输出值衰减 50%, 当 $m_i=1.5$ 时表示第 i 个执行机构发生 50% 的正向漂移。则

$$\boldsymbol{M}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

时延状态转移概率矩阵 $\boldsymbol{\Pi}_1 = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.7 \\ 0.6 & 0.4 \end{bmatrix}$,

$\boldsymbol{\Pi}_2 = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 \\ 0.4 & 0.6 \end{bmatrix}$, 系统的外部噪声干扰 $\boldsymbol{d}(k)$ 假设为 $[-0.3, 0.3]$ 区间内均匀分布的随机信号。

根据定理 3, 求得满足控制目标的最优 H_∞ 性能指标 $\gamma=0.63$, 当网络诱导时延上界 $\tau_{sc}=1$, $\tau_{ca}=1; \tau_{sc}=2, \tau_{ca}=1; \tau_{sc}=1, \tau_{ca}=2; \tau_{sc}=2, \tau_{ca}=2$ 时控制器增益分别为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A}_{c11} &= \begin{bmatrix} 0.0245 & -0.0301 \\ -0.0546 & 0.2145 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B}_{c11} &= \begin{bmatrix} 0.0168 & 0.2357 \\ 0.0568 & 0.0478 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C}_{c11} &= \begin{bmatrix} -1.4894 & 1.2025 \\ 0.8125 & -0.5354 \end{bmatrix}; \\ \boldsymbol{A}_{c21} &= \begin{bmatrix} 0.0206 & -0.0258 \\ -0.0456 & 0.2032 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B}_{c21} &= \begin{bmatrix} 0.0125 & 0.2017 \\ 0.0548 & 0.0435 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C}_{c21} &= \begin{bmatrix} -1.4695 & 1.2251 \\ 0.8104 & -0.5235 \end{bmatrix}; \\ \boldsymbol{A}_{c12} &= \begin{bmatrix} 0.0256 & -0.0387 \\ -0.0543 & 0.2037 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B}_{c12} &= \begin{bmatrix} 0.0238 & 0.2325 \\ 0.0523 & 0.0488 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C}_{c12} &= \begin{bmatrix} -1.4035 & 1.2145 \\ 0.8123 & -0.4259 \end{bmatrix}; \\ \boldsymbol{A}_{c22} &= \begin{bmatrix} 0.0223 & -0.0341 \\ -0.0525 & 0.2178 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{B}_{c22} &= \begin{bmatrix} 0.0106 & 0.2258 \\ 0.0275 & 0.0458 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C}_{c22} &= \begin{bmatrix} -1.4853 & 1.2125 \\ 0.8178 & -0.5325 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

为了检验所设计的控制器对故障区间内所有部分失效故障的适用性, 分别选择 $\boldsymbol{M}_0 = \text{diag}(1, 1), \boldsymbol{M}_1 = \text{diag}(0.8, 0.5), \boldsymbol{M}_2 = \text{diag}(1, 0.6), \boldsymbol{M}_3 = \text{diag}(0.5, 1.5)$ 四种故障模式对所建立的容错控制器进行检验, 其中 $\boldsymbol{M}_0$ 为执行机构正常无故障的情况。按照时延状态转移概率矩阵 $\boldsymbol{\Pi}_1$ 和 $\boldsymbol{\Pi}_2$ 分别产生一组长度为 200 个采样周期的 Markov 时延序列, 如图 2、图 3 所示。

控制效果分别如图 4 和图 5 所示, 图 4 为低压转子转速 n_l 初始状态为 5% 时的零输入响应, 图 5 为高压转子转速 n_h 初始状态为 4% 时的零输入响应, 从图中可以看出在不同故障模式以及不同时延下, 增广闭环系统渐进稳定。由此可见本文设计的容错控制器在一定时延下, 对执行机构的衰减故障和正向偏差故障均具有很好的容错能力。

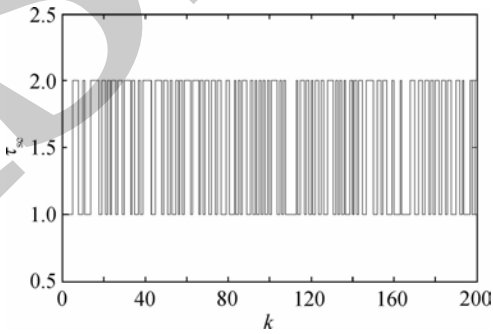


图 2 时延 τ_{sc} 状态转换图
Fig. 2 Time-delay τ_{sc} switching signal

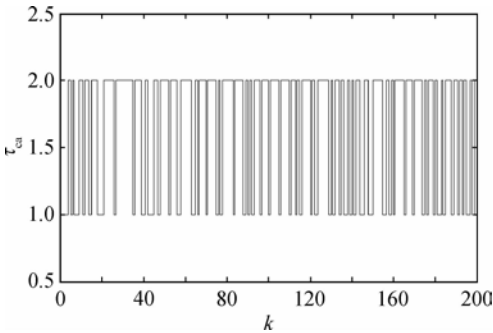


图 3 时延 τ_{ca} 状态转换图
Fig. 3 Time-delay τ_{ca} switching signal

为验证理论部分 $\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{y}^T(k) \mathbf{y}(k) < \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{d}^T(k) \mathbf{d}(k)$ 的有效性, 下面给出故障模式为

M_2 时的 $y^T(k)y(k)$ 和 $\gamma^2 d^T(k)d(k)$ 的曲线,如图 6 所示,对于最优 H_∞ 性能指标 $\gamma=0.63$,通过计算可以得出 $\sum_{k=0}^{200} y^T(k)y(k) = 1.383$, $\gamma^2 \sum_{k=0}^{200} d^T(k)d(k) = 2.842$,由此可以看出满足条件 $\sum_{k=0}^{\infty} y^T(k)y(k) < \gamma^2 \sum_{k=0}^{\infty} d^T(k)d(k)$,同理,对于故障模式为 M_3 和 M_4 可得出同样结论,从而验证了设计被动容错控制器满足最优鲁棒控制的条件。

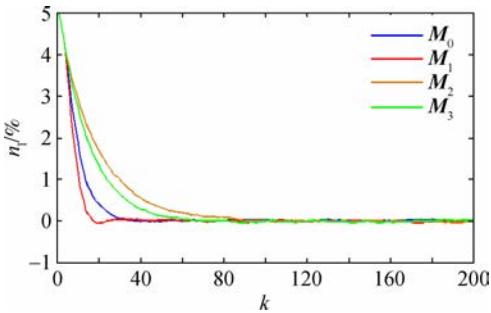


图 4 n_1 系统状态响应曲线

Fig. 4 Curves of system state n_1 response

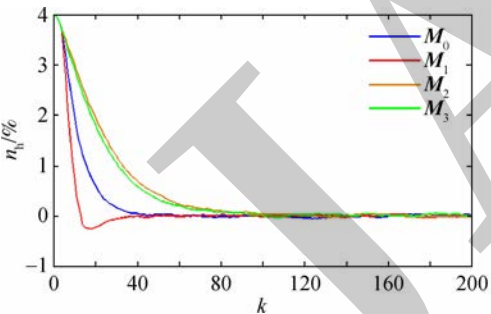


图 5 n_b 系统状态响应曲线

Fig. 5 Curves of system state n_b response

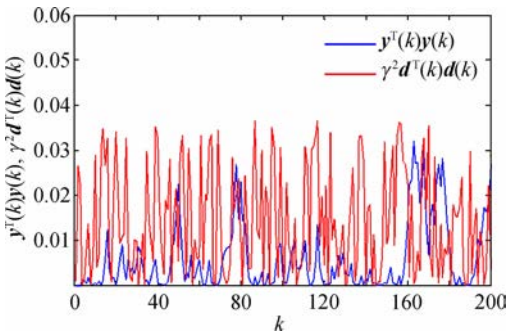


图 6 故障模式为 M_2 时 $y^T(k)y(k)$ 和 $\gamma^2 d^T(k)d(k)$ 曲线

Fig. 6 Curves of $y^T(k)y(k)$ and $\gamma^2 d^T(k)d(k)$ when fault mode is M_2

4 结 论

本文针对存在网络诱导时延、外部干扰的航空发动机分布式控制系统,研究了执行机构存在部分失效故障时的输出反馈被动容错控制设计问题。通过理论和仿真分析,得到以下结论:

1) 本文对分布式控制中的各参数进行量化说明,采用动态输出反馈控制器建立增广闭环系统,将不确定时延视为服从齐次 Markov 链分布的随机变量,从而可以更充分地利用发动机分布式控制系统中网络诱导时延的信息,以提高所建立的控制器的针对性,同时将执行机构故障等效为存在均值和方差约束的随机变量,使得对执行器部分失效故障的描述更符合实际情况。

2) 针对所建立的增广闭环控制系统,利用 LMI 理论设计了最优鲁棒 H_∞ 容错控制器,通过对 $M_1 = \text{diag}(1,1)$ 、 $M_2 = \text{diag}(0.8,0.5)$ 、 $M_3 = \text{diag}(1,0.6)$ 、 $M_4 = \text{diag}(0.5,1.5)$ 四种故障模式和服从 Markov 时延下的被动容错控制器进行仿真,可以看出在不同故障模式和随机时延条件下,增广闭环系统渐进稳定。证明了所设计的输出反馈容错控制器在分布式控制系统执行机构发生衰减故障和正向偏差故障时均具有很好的容错能力。

参考文献:

[1] 贺小栋,郭迎清,杜宪.一种基于模型的涡扇发动机容错控制策略[J].航空动力学报,2016,31(3):708-716.
HE Xiaodong, GUO Yingqing, DU Xian. A model-based fault tolerant control strategy for turbofan engine[J]. Journal of Aerospace Power, 2016, 31(3): 708-716. (in Chinese)

[2] 杨征山,仇小杰,庄锡明,等.基于模态切换的航空发动机容错控制[J].航空动力学报,2014,29(4):953-964.
YANG Zhengshan, QIU Xiaojie, ZHUANG Ximing, et al. Aeroengine fault tolerant control based on mode switch[J]. Journal of Aerospace power, 2014, 29(4): 953-964. (in Chinese)

[3] HU Hao, JIANG Bin, YANG Hao, et al. Robust multi-objective H_∞ reliable control for delta operator switched uncertain linear systems[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2015, 13(3): 662-671.

[4] GINOYA D, SHENDGE P D, PHADKE S B. Disturbance observer based sliding mode control of nonlinear mismatched uncertain systems[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2015, 26(3): 98-107.

[5] TSUI C C. Observer design for systems with time-delayed

states[J]. International Journal of Automation and Computing, 2012, 9(1): 105-107.

[6] HAN X, FRIDMAN E, SPURGEON S K. Sampled-data sliding mode observer for robust fault reconstruction: a time-delay approach [J]. Journal of Franklin Institute, 2014, 351(4): 2125-2142.

[7] SHI Ting, SU Hongye, CHU Jian. Robust output feedback control for Markovian jump systems with actuator saturation[J]. Optimal Control Applications and Methods, 2012, 33(6): 676-695

[8] DENG Weihua, FEL Minrui. Adaptive fault-tolerant H-infinity control for networked control systems with actuator faults[J]. Control Theory and Applications, 2010, 27(2): 269-272.

[9] ZHONG Yankei, CHEN Tefang, CHEN Chunyang. Robust fault estimation for uncertain switched linear systems with time-varying delay[J]. Journal of Central South University, 2015, 22(11): 4254-4262.

[10] PENG Chen, DAI Jiyang, LIU Xing. Stochastic robust control law design for networked control systems[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(2): 1955-1959.

[11] LIU Yingying, CHU Yunkai. Guaranteed cost control of networked control systems under limited communication capacity and variable sampling [J]. Journal of Central South University, 2014, 21(3): 978-986.

[12] NIAMSUP P, PHAT V N. State feedback guaranteed cost controller for nonlinear time-varying delay systems[J]. Vietnam Journal of Mathematics, 2015, 43(2): 215-228.

[13] MIYACHI M, ISHITOBI M, TAKAHASHI N. An LMI approach to observer-based guaranteed cost control [J]. Artificial Life and Robotics, 2008, 12(1): 276-279.

[14] GYURKOVICS É, TAKÁCS T. Robust dynamic output feedback guaranteed cost control for discrete time systems with time varying delays[J]. Journal of Control, 2015, 17(2): 687-698.

[15] WO Songlin, SHI Guodong. Decentralized robust guaranteed cost control for a class of interconnected singular large-scale systems with time-delay and parameter uncertainty[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2007, 18(1): 111-119.

[16] ZHANG Guo, LI Junmin, GE Yunwang. Nonfragile guaranteed cost control of discrete-time fuzzy bilinear system with time-delay[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2014, 136(4): 136-145.

[17] 王磊, 谢寿生, 彭靖波, 等. 双目标约束下的航空发动机分布式控制系统最优保成本容错控制[J]. 航空动力学报, 2014, 29(7): 1729-1737.

WANG Lei, XIE Shousheng, PENG Jingbo, et al. Optimal guaranteed cost fault tolerant control with bi-index constraints for aero-engine distributed control system [J]. Journal of Aerospace power, 2014, 29(7): 1729-1737. (in Chinese)

(编辑:陈 越)