

## 基于异步切换多胞系统的网络化飞行器故障检测

王昭磊<sup>1†</sup>, 王青<sup>1</sup>, 董朝阳<sup>2</sup>, 倪茂林<sup>3</sup>

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191; 3. 中国宇航学会, 北京 100048)

**摘要:** 本文研究了存在时变短延和随机丢包的大包线网络化飞行器故障检测问题. 首先, 采用切换多胞系统描述飞行动态, 并提出了一种局部重叠多胞划分方式以较低设计保守性. 然后, 借助泰勒级数展开和伯努利分布将时延和丢包转化为多胞系统参数, 并构建了切换参数依赖故障检测滤波器. 同时, 考虑滤波器切换指令及多胞加权参数更新滞后引起的异步切换问题, 基于切换参数依赖Lyapunov函数和平均驻留时间方法分析了系统的稳定性和 $l_2$ 性能, 并以LMI形式给出了滤波器存在的充分条件. 最后, 以HiMAT(highly maneuverable technology)飞行器为例验证了所提方法的有效性.

**关键词:** 故障检测; 切换多胞; 异步切换; 时延; 丢包

中图分类号: TP273 文献标识码: A

## Fault detection for networked flight vehicle based on asynchronously switched polytopic system approach

WANG Zhao-lei<sup>1†</sup>, WANG Qing<sup>1</sup>, DONG Chao-yang<sup>2</sup>, NI Mao-lin<sup>3</sup>

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering,

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. School of Aeronautical Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

3. Chinese Society of Astronautics, Beijing 100048, China)

**Abstract:** The fault detection problem is investigated for the full-envelope networked flight vehicle with time-varying short delay and stochastic packet loss. First, the flight dynamics is modeled as a switched polytopic system, and a locally overlapped region partition method is presented to reduce the design conservatism. Then, the delay and packet loss can be transformed as polytopic system parameters by introducing Bernoulli distributing and Taylor series expansion, and the switched parameter-dependent fault detection filters are established. Also, considering the updating lags of the filter switching signals and weight parameters of the polytopic subsystems, we analyze the system stability and  $l_2$  performance under asynchronous switching by combing the switched parameter-dependent Lyapunov function and the average dwell time method, and the sufficient existing conditions of filters are derived in the form of LMIs. Finally, numerical examples based on the HiMAT (highly maneuverable technology) vehicle are given to demonstrate the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** fault detection; switched polytopic system; asynchronous switching; time delay; packet loss

### 1 引言(Introduction)

现代飞行器越来越复杂, 各子系统及部件间需交换的数据量成倍增加, 常利用数据总线构建内部管控网络, 形成飞行器网络控制系统(networked flight control systems, NFCS). 但网络引入的时延及丢包<sup>[1-2]</sup>问题也影响着系统性能, 甚至引发故障. 为保证NFCS可靠运行, 有必要研究其故障检测问题<sup>[3]</sup>.

由于飞行器大包线飞行时具有多模态特性<sup>[4]</sup>, 本文采用切换多胞系统来描述大包线飞行动态<sup>[5]</sup>, 将包线划分为若干飞行区域, 采用多胞系统描述各区域飞

行动态. 多胞顶点动态由该区域内特征工作点的线性小扰动模型表征, 而多胞系统内部飞行动态则根据飞行状态参数(高度、马赫数), 对顶点动态进行插值获得. 考虑到飞行状态不能突变, 可将全包线飞行视为在相邻多胞系统间的切换, 可见飞行切换律具备局部重叠特性而并非任意的<sup>[6]</sup>.

同时, 飞行状态参数通过网络传递过程中会出现时延及丢包, 由于切换指令及多胞加权参数均依赖于飞行状态参数, 故将导致滤波器切换存在滞后, 引发异步切换问题<sup>[7-8]</sup>.

另一方面,目前网络化系统的故障检测问题出现了很多新成果,其中文献[9]研究了存在传感器饱和及测量丢失的非线性系统 $H_\infty$ 滤波问题,给出了保证系统局部均方渐近稳定的 $H_\infty$ 滤波器设计方法.文献[10]研究了存在传感器故障和干扰的T-S模糊系统的故障检测问题,并将观测器设计问题转换为 $H_-/H_\infty$ 优化问题.文献[11]研究了时滞系统鲁棒故障检测问题,利用 $H_-/H_\infty$ 方法直接给出刻画有限频故障检测性能的LMI条件.文献[12]通过引入Bernoulli随机变量,研究了存在测量丢失的离散切换系统故障检测问题.文献[13]研究了一类非线性网络控制系统的闭环故障检测问题,在满足检测评估误差尽量小的同时保证闭环系统均方渐近稳定.

然而,目前对存在切换异步的切换多胞网络控制系统的故障检测问题研究尚不充分.鉴于此,本文采用切换多胞系统描述大包线飞行动态,并提出了一种局部重叠的多胞划分方式以降低设计保守性.然后考虑时延及丢包导致的异步切换问题,进一步将系统增广为局部重叠异步切换多胞系统,并结合切换参数依赖Lyapunov函数方法和平均驻留时间方法分析了系统稳定性和 $l_2$ 性能.最后,以LMI形式给出滤波器设计方法,并通过数值仿真验证了所提方法的有效性.

## 2 模型建立(Modeling)

本文以HiMAT纵向短周期动态为例<sup>[14]</sup>,如图1所示,在高度 $H$ 和马赫数 $Ma$ 描述的二维包线内,利用雅克比线性化得到包线内20个特征工作点.

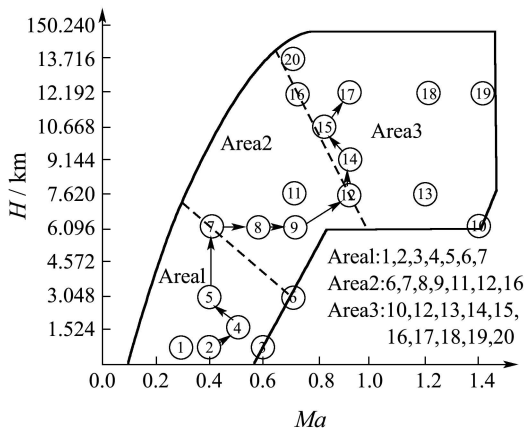


图1 飞行包线及工作点

Fig. 1 Flight envelope and the operating points

设工作点 $i$ 的连续线性系统模型如式(1)所示:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = A_{c,i}\mathbf{x}(t) + B_{c,i}\mathbf{u}(t) + B_{cd,i}\mathbf{d}(t) + B_{cf,i}\mathbf{f}(t), \\ \mathbf{y}(k) = C_{c,i}\mathbf{x}(t) + D_{cd,i}\mathbf{d}(t) + D_{cf,i}\mathbf{f}(t), \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $\mathbf{x} = [x_a \ x_q]^T \in \mathbb{R}^{\bar{n}}$  为状态,  $x_a, x_q$  分别为迎角和俯仰角速率,  $\mathbf{u} = [\xi_e \ \xi_v \ \xi_c]^T \in \mathbb{R}^{\bar{m}}$  为控制输入,  $\xi_e, \xi_v, \xi_c$  分别表示升降舵偏角、升降副翼偏角和鸭翼

偏角,  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{\bar{q}}$  为输出,  $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^{\bar{p}}$ ,  $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^{\bar{a}}$  分别为 $L_2$ 范数有界的未知扰动和故障信号,  $A_{c,i}, B_{c,i}, C_{c,i}, B_{cd,i}, B_{cf,i}, D_{cd,i}, D_{cf,i}$  为适维常值实矩阵,  $i \in \Omega$ .  $i$  为工作点标号,  $\Omega = \{1, 2, \dots, 20\}$  为工作点标号全集.

同时,已知控制及检测单元位于飞控机内,为减少系统布线,将传感器节点挂接在CAN总线网络上与飞控机完成系统闭环,而飞控机与执行器则直接连接.不失一般性,考虑NFCS特点,给出如下合理假设:

**假设1** 传感器为时间驱动,采样周期为 $T$ ,而控制器和执行器均为事件驱动;采用单包传输,丢包满足Bernoulli分布且丢包率为 $\rho$ ,随机时变时延 $\tau_k < \tau_{\max} \leq T$ .控制及检测单元总采用最新数据,将长时延视为丢包,故不存在数据包乱序.

**假设2** 系统采用输出反馈控制器<sup>[2]</sup>,其中 $\mathbf{z}(k)$ 为到达控制及检测单元的传感器信号 $\mathbf{y}(k)$ ,定义随机变量 $\theta(k) \in \{0, 1\}$ , $\theta(k) = 1$ 表示传输正常, $\theta(k) = 0$ 表示丢包.且有 $\mathbf{P}\{\theta(k) = 1\} = \rho$ , $\mathbf{P}\{\theta(k) = 0\} = 1 - \rho$ ,令 $\bar{\mathbf{u}}(k)$ 为执行器端实际控制指令,由于存在零阶保持器,则有

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(k) &= \theta(k)\mathbf{y}(k) + (1 - \theta(k))\mathbf{z}(k-1), \\ \bar{\mathbf{u}}(k) &= \theta(k)\mathbf{u}(k) + (1 - \theta(k))\bar{\mathbf{u}}(k-1). \end{aligned}$$

仅具有时延时,工作点 $i$ 离散线性模型如下式所示:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = A_i\mathbf{x}(k) + B_i^0\mathbf{u}(k) + B_i^1\bar{\mathbf{u}}(k-1) + \\ \quad B_{d,i}\mathbf{d}(k) + B_{f,i}\mathbf{f}(k), \\ \mathbf{y}(k) = C_i\mathbf{x}(k) + D_{d,i}\mathbf{d}(k) + D_{f,i}\mathbf{f}(k), \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} B_i^0 &= \int_0^{T-\tau_k} e^{A_c,i t} B_{c,i} dt, \\ B_i^1 &= \int_{T-\tau_k}^T e^{A_c,i t} B_{c,i} dt, \\ B_{d,i} &= \int_0^T e^{A_c,i t} B_{cd,i} dt, \\ B_{f,i} &= \int_0^T e^{A_c,i t} B_{cf,i} dt, \\ A_i &= e^{A_c,i T}, \quad C_i = C_{c,i}, \\ D_{d,i} &= D_{cd,i}, \quad D_{f,i} = D_{cf,i}, \end{aligned}$$

而当发生丢包时,离散线性系统模型可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = A_i\mathbf{x}(k) + B_i\bar{\mathbf{u}}(k-1) + B_{d,i}\mathbf{d}(k) + \\ \quad B_{f,i}\mathbf{f}(k), \\ \mathbf{y}(k) = C_i\mathbf{x}(k) + D_{d,i}\mathbf{d}(k) + D_{f,i}\mathbf{f}(k), \end{cases} \quad (3)$$

其中 $B_i = B_i^0 + B_i^1 = \int_0^T e^{A_c,i t} B_{c,i} dt$ .

由于 $\tau_k$ 未知,故 $B_i^0$ 和 $B_i^1$ 未知,令 $\Delta\mathbf{u}_k = \bar{\mathbf{u}}(k-1) - \mathbf{u}(k)$ ,应用一阶泰勒近似得<sup>[2]</sup>

$$B_i^1 \Delta\mathbf{u}_k \approx$$

$$(B_i^1 \Delta \mathbf{u}_k)|_{\tau_k=0} + \frac{\partial(B_i^1 \Delta \mathbf{u}_k)}{\partial \tau_k}|_{\tau_k=0} \tau_k = \left( \int_{T-\tau_k}^T e^{A_{c,i} t} dt |_{\tau_k=0} + e^{A_{c,i}(T-\tau_k)} |_{\tau_k=0} \tau_k \right) B_{c,i} \Delta \mathbf{u}_k = e^{A_{c,i} T} B_{c,i} \Delta \mathbf{u}_k \tau_k.$$

定义  $\tau_{u,k} = \Delta \mathbf{u}_k \tau_k$ ,  $B_{\tau,i} = e^{A_{c,i} T} B_{c,i}$ , 综合式(2)–(3)可得工作点  $i$  处 NFCS 离散线性系统模型为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = A_i \mathbf{x}(k) + B_i \bar{\mathbf{u}}(k) + B_{d\tau,i} \mathbf{d}_\tau(k) + B_{f,i} \mathbf{f}(k), \\ \mathbf{y}(k) = C_i \mathbf{x}(k) + D_{d,i} \mathbf{d}(k) + D_{f,i} \mathbf{f}(k), \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$B_{d\tau,i} = [B_{d,i} \ \theta(k) B_{\tau,i}], \\ \mathbf{d}_\tau(k) = [\mathbf{d}^T(k) \ \tau_{u,k}^T(k)]^T.$$

在上述单工作点模型基础上, 如图1所示将包线划分为  $N$  个飞行区域. 相应地, 工作点标号全集  $\Omega$  被划分为标号子集  $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ . 针对每一区域, 采用多胞系统描述其飞行动态<sup>[6]</sup>, 即以该区域包含的特征工作点为顶点, 通过对顶点动态插值获得该区域内飞行动态. 全包线飞行时, 考虑飞行动态在不同飞行区域间切换, 可用随机切换多胞系统(5)描述飞行动态:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = A_{\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{x}(k) + B_{\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \bar{\mathbf{u}}(k) + B_{d\tau,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{d}_\tau(k) + B_{f,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{f}(k), \\ \mathbf{y}(k) = C_{\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{x}(k) + D_{d,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{d}(k) + D_{f,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{f}(k), \end{cases} \quad (5)$$

其中: 飞行切换律  $\sigma(k) : \mathbb{N} \rightarrow \Gamma$  为飞行区域随时间变化规律,  $\Gamma = \{1, 2, \dots, N\}$  为飞行区域标号集, 且有

$$\begin{bmatrix} A_m(\mathbf{a}_k) & B_m(\mathbf{a}_k) & B_{d\tau,m}(\mathbf{a}_k) & B_{f,m}(\mathbf{a}_k) \\ C_m(\mathbf{a}_k) & 0 & D_{d,m}(\mathbf{a}_k) & D_{f,m}(\mathbf{a}_k) \end{bmatrix} = \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \begin{bmatrix} A_i & B_i & B_{d\tau,i} & B_{f,i} \\ C_i & 0 & D_{d,i} & D_{f,i} \end{bmatrix},$$

其中  $\sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} = 1, a_{i,k} \geq 0, \forall \sigma(k) = m \in \Gamma$ .

同时考虑全包线飞行的局部重叠特点, 本文中飞行区域的划分须满足如下条件:

$$\begin{aligned} \text{a)} & \bigcup_{m \in \Gamma} \Omega_m = \Omega, \\ \text{b)} & \Omega_{\sigma(k)} \cap \Omega_{\sigma(k+1)} \neq \emptyset, \forall k \in \mathbb{N}. \end{aligned} \quad (6)$$

**注 1** 条件a)保证飞行区域划分结果对整个飞行包线的完全覆盖; 条件b)保证包线内任何可能发生切换的两个飞行区域总存在公共特征工作点, 故切换过程历经两个相邻飞行区域时, 多胞权重向量  $\mathbf{a}_k$  将只由相应的公共特征工作点顶点插值决定, 使得不同飞行区域间切换时不会引起多胞权重向量  $\mathbf{a}_k$  的跳变, 从而保证了控制器增益的平滑变化.

以图1所示飞行过程为例, 依式(6)约束条件可将飞行包线划分为以下3个飞行区域, 其相应的飞行区域标号集及工作点标号子集描述如下:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \{1, 2, 3\}, \Omega_1 = \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}, \\ \Omega_2 &= \{6, 7, 8, 9, 11, 12, 16\}, \\ \Omega_3 &= \{10, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20\}. \end{aligned}$$

### 3 问题描述(Problem formulation)

为实现故障检测, 基于上述分析构造切换参数依赖故障检测滤波器(7):

$$\begin{cases} \mathbf{x}_\eta(k+1) = A_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{x}_\eta(k) + B_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{z}(k), \\ \mathbf{r}(k) = C_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{x}_\eta(k) + D_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k) \mathbf{z}(k), \end{cases} \quad (7)$$

其中:  $\mathbf{x}_\eta \in \mathbb{R}^{\bar{h}}, \mathbf{r} \in \mathbb{R}^{\bar{b}}$  分别为滤波器状态和残差信号,  $A_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k), B_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k), C_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k), D_{\eta,\sigma(k)}(\mathbf{a}_k)$  为待求的滤波器参数矩阵, 且有

$$\begin{bmatrix} A_{\eta,m}(\mathbf{a}_k) & B_{\eta,m}(\mathbf{a}_k) \\ C_{\eta,m}(\mathbf{a}_k) & D_{\eta,m}(\mathbf{a}_k) \end{bmatrix} = \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \begin{bmatrix} A_{\eta,i} & B_{\eta,i} \\ C_{\eta,i} & D_{\eta,i} \end{bmatrix}, \\ \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} = 1, a_{i,k} \geq 0, \forall \sigma(k) = m \in \Gamma.$$

**注 2** 由于预先将所有特征点数据装订至飞控机, 飞行中传感器动态测量当前高度和马赫数, 通过查表确定当前飞行区域  $\sigma(k)$ , 并参照有限元中形函数方法获得权值  $\mathbf{a}_k$ .

**注 3** 由于高度和马赫数等参数通过网络传输过程中存在时延和丢包, 使得  $\sigma(k)$  和  $\mathbf{a}_k$  更新存在滞后, 将引起异步切换问题. 同文献[7]不同, 由于考虑多胞加权参数  $\mathbf{a}_k$  也存在更新滞后, 导致本文异步切换多胞系统的分析更复杂.

本文假设切换多胞子系统 Lyapunov 函数可以增加但增加率有界, 参考文献[7]给出如下符号定义:  $k_v$  和  $k_{v+1}, v \in \mathbb{N}$  分别代表多胞子系统  $\sigma(k_v)$  的激活和结束时间;  $\mathcal{T}_\downarrow(k_v, k_{v+1})$  和  $\mathcal{T}_\uparrow(k_v, k_{v+1})$  分别代表区间  $[k_v, k_{v+1})$  中 Lyapunov 函数减小和增加的分散区间的并集;  $\mathcal{T}_\downarrow(k_{v+1} - k_v)$  和  $\mathcal{T}_\uparrow(k_{v+1} - k_v)$  则代表其长度.

本文假设由于  $\sigma(k)$  更新滞后, 滤波器和系统模型不匹配导致多胞子系统 Lyapunov 函数可能增加, 且相应  $\mathcal{T}_\uparrow(k_v, k_{v+1})$  区间仅发生在子系统切换时刻之后. 且不失一般性, 假设最大更新时滞为  $\delta_m T$ , 其中  $\delta_m$  为已知常数<sup>[7]</sup>. 则异步切换下式(7)转化为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_\eta(k+1) = A_{\eta,\sigma(k-\delta_m)}(\mathbf{a}_{k-\delta_m}) \mathbf{x}_\eta(k) + B_{\eta,\sigma(k-\delta_m)}(\mathbf{a}_{k-\delta_m}) \mathbf{z}(k), \\ \mathbf{r}(k) = C_{\eta,\sigma(k-\delta_m)}(\mathbf{a}_{k-\delta_m}) \mathbf{x}_\eta(k) + D_{\eta,\sigma(k-\delta_m)}(\mathbf{a}_{k-\delta_m}) \mathbf{z}(k). \end{cases} \quad (8)$$

本文引入加权故障信号  $\hat{\mathbf{f}} \in \mathbb{R}^{\bar{a}}$ , 通过选择加权矩

阵函数  $W_f(z)$ , 使  $\hat{f}(z) = W_f(z)\mathbf{f}(z)$ , 其最小实现为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_W(k+1) = A_W \mathbf{x}_W(k) + B_W \mathbf{f}(k), \\ \hat{\mathbf{f}}(k) = C_W \mathbf{x}_W(k) + D_W \mathbf{f}(k), \end{cases} \quad (9)$$

其中  $\mathbf{x}_W \in \mathbb{R}^w$  为加权故障的状态, 且  $\mathbf{x}_W(0) = \mathbf{0}$ .

定义增广向量:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k) &= [\mathbf{x}^T(k) \quad \mathbf{z}^T(k-1) \quad \mathbf{x}_W^T(k) \quad \mathbf{x}_\eta^T(k)]^T, \\ \mathbf{w}(k) &= [\mathbf{u}_w^T(k) \quad \mathbf{d}^T(k) \quad \mathbf{f}^T(k)]^T, \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{u}_w(k) = [\bar{\mathbf{u}}^T(k) \quad \boldsymbol{\tau}_{u,k}^T]^T$ .

令  $\mathbf{r}_e(k) = \mathbf{r}(k) - \hat{\mathbf{f}}(k)$ , 综合式(5)(8)-(9) 可得到如下的增广局部重叠异步切换多胞系统(10):

$$\begin{cases} \boldsymbol{\xi}(k+1) = \hat{A}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \bar{\theta}(k)\hat{A}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \\ \quad \hat{B}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k) + \bar{\theta}(k)\hat{B}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k), \\ \mathbf{r}_e(k) = \bar{C}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{C}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \\ \quad \bar{D}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{D}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k), \\ \forall k \in [k_v, k_v + \delta_m), \end{cases} \quad (10a)$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\xi}(k+1) = \bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \\ \quad \bar{B}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{B}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k), \\ \mathbf{r}_e(k) = \bar{C}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{C}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\boldsymbol{\xi}(k) + \\ \quad \bar{D}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k) + \bar{\theta}(k)\bar{D}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}})\mathbf{w}(k), \\ \forall k \in [k_v + \delta_m, k_{v+1}), \end{cases} \quad (10b)$$

其中:  $\forall \{\sigma(k_v) = m, \sigma(k_v - \delta_m) = n\} \in \Gamma \times \Gamma, m \neq n, \Omega_m \cap \Omega_n \neq \emptyset$ , 且有如下变量定义:

$$\begin{aligned} \bar{k} &= k - \delta_m, \\ \bar{\theta}(k) &= \theta(k) - \rho, \end{aligned}$$

$$\mathbb{E}\{\bar{\theta}(k)\} = 0,$$

$$\mathbb{E}\{\bar{\theta}(k)\bar{\theta}(k)\} = \rho(1 - \rho),$$

$$\begin{bmatrix} \hat{A}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{A}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{B}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{B}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \hat{C}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{C}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{D}_n(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \hat{D}_{1,n}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} =$$

$$\sum_{l \in \Omega_n} a_{l,\bar{k}} \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \begin{bmatrix} \hat{A}_{il} & \hat{A}_{1,il} & \hat{B}_{il} & \hat{B}_{1,il} \\ \hat{C}_{il} & \hat{C}_{1,il} & \hat{D}_{il} & \hat{D}_{1,il} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{B}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{B}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{C}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{C}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{D}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{D}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} =$$

$$\sum_{l \in \Omega_m} a_{l,\bar{k}} \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \begin{bmatrix} \hat{A}_{il} & \hat{A}_{1,il} & \hat{B}_{il} & \hat{B}_{1,il} \\ \hat{C}_{il} & \hat{C}_{1,il} & \hat{D}_{il} & \hat{D}_{1,il} \end{bmatrix},$$

$$\hat{A}_{il} = \begin{bmatrix} A_i & 0 & 0 & 0 \\ \rho C_i & (1 - \rho) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_W & 0 \\ \rho B_{\eta,l} C_i & (1 - \rho) B_{\eta,l} & 0 & A_{\eta,l} \end{bmatrix},$$

$$\hat{A}_{1,il} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_i & -I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_{\eta,l} C_i - B_{\eta,l} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\hat{B}_{il} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{il}^2 & \hat{B}_{il}^1 & \hat{B}_{il}^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_i & \rho B_{\tau,i} & B_{d,i} & B_{f,i} \\ 0 & 0 & \rho D_{d,i} & \rho D_{f,i} \\ 0 & 0 & 0 & B_W \\ 0 & 0 & \rho B_{\eta,l} D_{d,i} & \rho B_{\eta,l} D_{f,i} \end{bmatrix},$$

$$\hat{B}_{1,il} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{1,il}^2 & \hat{B}_{1,il}^1 & \hat{B}_{1,il}^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & B_{\tau,i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D_{d,i} & D_{f,i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{\eta,l} D_{d,i} & B_{\eta,l} D_{f,i} \end{bmatrix},$$

$$\hat{C}_{il} = [\rho D_{\eta,l} C_i \quad (1 - \rho) D_{\eta,l} \quad -C_W \quad C_{\eta,l}],$$

$$\hat{C}_{1,il} = [D_{\eta,l} C_i \quad -D_{\eta,l} \quad 0 \quad 0],$$

$$\hat{D}_{il} = [0 \quad 0 \quad \rho D_{\eta,l} D_{d,i} \quad \rho D_{\eta,l} D_{f,i} - D_W],$$

$$\hat{D}_{1,il} = [0 \quad 0 \quad D_{\eta,l} D_{d,i} \quad D_{\eta,l} D_{f,i}].$$

通过上述增广变化, 时延和丢包转化为系统参数, 则本文目标为寻找故障检测滤波器(8), 使得增广系统(10)满足如下条件:

1)  $\mathbf{w}(k) = 0$ 时, 系统(10)全局一致均方渐近稳定<sup>[15]</sup>;

2) 零初始条件下, 对任意非零  $\mathbf{w}(k) \in L_2[0, \infty)$ , 具有式(11)的加权  $l_2$  增益

$$\mathbb{E} \left( \sum_{s=0}^{\infty} (1 - \alpha)^s \mathbf{r}_e^T(s) \mathbf{r}_e(s) \right) \leq \sum_{s=0}^{\infty} \gamma^2 \mathbf{w}^T(s) \mathbf{w}(s). \quad (11)$$

**注4** 本文仅采用在  $H_\infty$  意义下逼近加权故障, 当同时考虑残差对故障的灵敏度以及残差对外部扰动的鲁棒性时, 参考文献[16], 可采用多指标加权  $l_2$  增益方法进行设计, 将上式(11)的加权  $l_2$  增益修改为如下的多指标加权  $l_2$  增益指标:

$$\mathbb{E} \left( \sum_{s=0}^{\infty} (1 - \alpha)^s \mathbf{r}_e^T(s) \mathbf{r}_e(s) \right) \leq \sum_{s=0}^{\infty} \gamma_1^2 \mathbf{d}^T(s) \mathbf{d}(s),$$

$$\mathbb{E} \left( \sum_{s=0}^{\infty} (1 - \alpha)^s \mathbf{r}_e^T(s) \mathbf{r}_e(s) \right) \leq \sum_{s=0}^{\infty} \gamma_2^2 \mathbf{u}_w^T(s) \mathbf{u}_w(s),$$

$$\mathbb{E} \left( \sum_{s=0}^{\infty} (1 - \alpha)^s \mathbf{r}_e^T(s) \mathbf{r}_e(s) \right) \leq \sum_{s=0}^{\infty} \gamma_3^2 \mathbf{f}^T(s) \mathbf{f}(s),$$

其中:  $\gamma_1$  代表残差对未知扰动鲁棒性,  $\gamma_2$  代表残差对控制输入鲁棒性,  $\gamma_3$  代表残差对故障灵敏度.

同时, 本文中残差评估函数和阈值定义如下:

$$\begin{cases} J(k) = \left( \frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k \mathbf{r}^T(i) \mathbf{r}(i) \right)^{1/2}, \\ J_{th} = \sup_{d \in L_2[0, \infty), f=0} \mathbb{E}(J(k)), \end{cases} \quad (12)$$

其中  $L$  为故障检测时间窗口. 基于上述分析, 采用如下

检测逻辑实现故障检测:

$$J(k) > J_{th} \Rightarrow \text{故障}, J(k) \leq J_{th} \Rightarrow \text{正常}. \quad (13)$$

#### 4 主要结论(Main results)

为完成推导, 引入如下几个重要的定义和引理.

**定义 1**<sup>[7]</sup> 对任意切换信号 $\sigma(\cdot)$ 和任意时刻 $k \geq 1$ , 令 $N_\sigma[0, k]$ 表示 $\sigma(\cdot)$ 在 $[0, k]$ 时间段内的切换次数. 若存在 $N_0 \geq 0$ 与 $\tau_a > 0$ , 使得 $N_\sigma[0, k] \leq N_0 + k/\tau_a$ 对于任意时刻 $k \geq 1$ 成立, 则称 $\tau_a$ 为平均驻留时间, 不失一般性, 本文假设 $N_0 = 0$ .

**引理 1** 考虑系统(10), 对给定常数 $0 < \alpha < 1$ ,  $\beta \geq 0$ 和 $\mu \geq 1$ , 若存在连续可微函数 $V_{\sigma(k)}$ ,  $\sigma(k) = m \in \Gamma$ 和两个 $\kappa_\infty$ 类函数 $\kappa_1, \kappa_2$ 使得对 $\forall(m, n) \in \Gamma \times \Gamma$ ,  $m \neq n$ 有

$$\kappa_1(\|\xi(k)\|) \leq V_m(\xi(k)) \leq \kappa_2(\|\xi(k)\|), \quad (14)$$

$$\begin{aligned} E\{\Delta V_m(\xi(k))\} \leq \\ \begin{cases} -\alpha V_m(\xi(k)), & \forall k \in \mathcal{T}_\downarrow(k_v, k_{v+1}), \\ \beta V_m(\xi(k)), & \forall k \in \mathcal{T}_\uparrow(k_v, k_{v+1}), \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

$$V_m(\xi(k)) \leq \mu V_n(\xi(k)) \quad (16)$$

成立, 那么系统(10)在平均驻留时间 $\tau_a$ 满足

$$\tau_a > \tau_a^* = -\{\mathcal{T}_{\max}[\ln \tilde{\beta} - \ln \tilde{\alpha}] + \ln \mu\} / \ln \tilde{\alpha} \quad (17)$$

的切换信号下全局一致均方渐近稳定, 其中:

$$\tilde{\alpha} = 1 - \alpha, \quad \tilde{\beta} = 1 + \beta,$$

$$\mathcal{T}_{\max} = \max_v \mathcal{T}_\uparrow(k_{v+1} - k_v), \quad \forall v \in \mathbb{N}.$$

**引理 2** 考虑系统 (10), 对给定常数  $0 < \alpha < 1$ ,  $\beta \geq 0$ ,  $\mu \geq 1$ 和 $\gamma_m > 0, \forall m \in \Gamma$ , 若存在连续可微函数 $V_{\sigma(k)}$ ,  $\sigma(k) = m \in \Gamma$ , 使得式(16)和式(18)成立,

$$\begin{aligned} E\{\Delta V_m(\xi(k))\} \leq \\ \begin{cases} -\alpha V_m(\xi(k)) - \phi(k), & \forall k \in \mathcal{T}_\downarrow(k_v, k_{v+1}), \\ \beta V_m(\xi(k)) - \phi(k), & \forall k \in \mathcal{T}_\uparrow(k_v, k_{v+1}), \end{cases} \end{aligned} \quad (18)$$

则系统(10)在 $\tau_a$ 满足式(17)约束的切换信号下全局一致均方渐近稳定, 且具有一个不大于 $\gamma = \max\{\sqrt{\mu^{N_0} \bar{h}^{\mathcal{T}_{\max} N_0} \gamma_m}\}$ ,  $\forall m \in \Gamma$ 的 $l_2$ 增益. 其中

$$\phi(k) = E\{\mathbf{r}_e^T(k) \mathbf{r}_e(k)\} - \gamma_m \mathbf{w}^T(k) \mathbf{w}(k),$$

$$\bar{h} = (1 + \beta)/(1 - \alpha).$$

**注 5** 引理1及2的证明可参考文献[15]中定理3.15对随机切换系统稳定性的分析方法, 通过将文献[8]中引理3及4中的 $V_m(\mathbf{x}(k))$ 和 $\Delta V_m(\mathbf{x}(k))$ 替换为 $E(V_m(\mathbf{a}_k, \xi(k)))$ 和 $E(\Delta V_m(\mathbf{a}_k, \xi(k)))$ 直接得到.

#### 4.1 稳定性及 $l_2$ 性能分析 (Stability and $l_2$ performance analysis)

定理1给出了系统(10)稳定性和 $l_2$ 性能分析方法.

**定理 1** 对给定常数 $0 < \alpha < 1, \beta \geq -\alpha, \vartheta = \sqrt{\rho(1 - \rho)}$ 和 $\gamma_m > 0$ , 若存在 $P_i > 0$ 和 $G, i \in \Omega_m$ ,  $\forall m \in \Gamma$ , 使LMIs(19)–(20)成立, 其中 $M_j = P_j - G - G^T$ , 且 $\forall(m, n) \in \Gamma \times \Gamma, m \neq n$ ,

$$\mathcal{Y}_{i,j,l} = \begin{bmatrix} M_j & 0 & 0 & 0 & G^T \hat{A}_{il} & G^T \hat{B}_{il} \\ * & M_j & 0 & 0 & \vartheta G^T \hat{A}_{1,il} & \vartheta G^T \hat{B}_{1,il} \\ * & * & -I & 0 & \hat{C}_{il} & \hat{D}_{il} \\ * & * & * & -I & \vartheta \hat{C}_{1,il} & \vartheta \hat{D}_{1,il} \\ * & * & * & * & -(1-\alpha)P_i & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma_m^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (19)$$

$\forall i, j, l \in \Omega_m,$

$$\bar{\mathcal{Y}}_{i,j,l} = \begin{bmatrix} M_j & 0 & 0 & 0 & G^T \hat{A}_{il} & G^T \hat{B}_{il} \\ * & M_j & 0 & 0 & \vartheta G^T \hat{A}_{1,il} & \vartheta G^T \hat{B}_{1,il} \\ * & * & -I & 0 & \hat{C}_{il} & \hat{D}_{il} \\ * & * & * & -I & \vartheta \hat{C}_{1,il} & \vartheta \hat{D}_{1,il} \\ * & * & * & * & -(1+\beta)P_i & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma_m^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (20)$$

$\forall i, j \in \Omega_m, l \in \Omega_n, \Omega_m \cap \Omega_n \neq \emptyset,$

则在 $\tau_a$ 满足式(21)的异步切换信号下, 当 $w(k) = 0$ 时, 系统(10)全局一致均方渐近稳定, 且零初始条件下具有式(11)的加权 $l_2$ 增益, 其中 $\gamma = \max\{\gamma_m\}, \forall m \in \Gamma$ .

$$\tau_a > \tau_a^* = -\{\delta_m[\ln \tilde{\beta} - \ln \tilde{\alpha}]\} / \ln \tilde{\alpha}. \quad (21)$$

**证** 基于参数依赖Lyapunov函数方法选取式(22)的Lyapunov函数, 其中多胞子系统 $m$ 加权矩阵为 $P_m(\mathbf{a}_k) = \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} P_i, \forall \sigma(k) = m \in \Gamma$ .

$$V_m(\mathbf{a}_k, \xi(k)) = \xi^T(k) P_m(\mathbf{a}_k) \xi(k). \quad (22)$$

由式(6)条件b)知, 切换过程历经两相邻飞行区域时, 多胞权值向量 $\mathbf{a}_k$ 只由相应的公共工作点顶点插值决定, 故可知当切换发生时有

$$\begin{cases} V_m(\mathbf{a}_k, \xi(k_v)) = \xi^T(k_v) P_m(a_{k_v}) \xi(k_v) = \\ \xi^T(k_v) \left( \sum_{s \in \{\Omega_m \cap \Omega_n\}} a_{s,k_v} P_s \right) \xi(k_v), \\ V_n(\mathbf{a}_k, \xi(k_v)) = \xi^T(k_v) P_n(a_{k_v}) \xi(k_v) = \\ \xi^T(k_v) \left( \sum_{s \in \{\Omega_m \cap \Omega_n\}} a_{s,k_v} P_s \right) \xi(k_v). \end{cases} \quad (23)$$

故由式(16)知切换时 $\mu = 1$ , 由式(17)知切换多胞系统(10)平均驻留时间 $\tau_a$ 需满足式(21)约束.

下面证明切换多胞系统稳定性, 当 $w(k) = 0, \forall k \in [k_v + \delta_m, k_{v+1}]$ 时, 对于任意非零 $\xi(k)$ 和切换信号 $\sigma(k) = m \in \Gamma$ , 有

$$E\{V_m(\mathbf{a}_{k+1}, \xi(k+1))\} - V_m(\mathbf{a}_k, \xi(k)) +$$

$$\begin{aligned} & \alpha V_m(\mathbf{a}_k, \boldsymbol{\xi}(k)) = \\ & \mathbf{E} \{ \boldsymbol{\xi}^T(k+1) P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \boldsymbol{\xi}(k+1) \} - \\ & \boldsymbol{\xi}^T(k) (1-\alpha) P_m(\mathbf{a}_k) \boldsymbol{\xi}(k) = \\ & \mathbf{E} \{ \boldsymbol{\xi}^T(k) (\bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}))^T \times \\ & P_m(\mathbf{a}_{k+1}) (\bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}})) \boldsymbol{\xi}(k) \} - \\ & \boldsymbol{\xi}^T(k) (1-\alpha) P_m(\mathbf{a}_k) \boldsymbol{\xi}(k) = \\ & \boldsymbol{\xi}^T(k) \Lambda_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}) \boldsymbol{\xi}(k), \end{aligned} \quad (24)$$

其中

$$\begin{aligned} \Lambda_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}) = & \bar{A}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \\ & \vartheta^2 \bar{A}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) - (1-\alpha) P_m(\mathbf{a}_k). \end{aligned}$$

由式(19)知  $P_j - G - G^T \geq -G^T P_j^{-1} G$ , 替换式(19), 并用  $\text{diag} \{G^{-1}, G^{-1}, I, I, I, I\}$  进行全等变换, 由Schur补知, 式(19)等价于式(25).

$$\begin{aligned} \Theta_{i,j,l} = & \begin{bmatrix} \hat{A}_{il} & \hat{B}_{il} \\ \vartheta \hat{A}_{1,il} & \vartheta \hat{B}_{1,il} \\ \hat{C}_{il} & \hat{D}_{il} \\ \vartheta \hat{C}_{1,il} & \vartheta \hat{D}_{1,il} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P_j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{A}_{il} & \hat{B}_{il} \\ \vartheta \hat{A}_{1,il} & \vartheta \hat{B}_{1,il} \\ \hat{C}_{il} & \hat{D}_{il} \\ \vartheta \hat{C}_{1,il} & \vartheta \hat{D}_{1,il} \end{bmatrix} - \\ & \begin{bmatrix} (1-\alpha)P_i & 0 \\ 0 & \gamma_m^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad \forall i, j, l \in \Omega_m, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{E} \{ V_m(\mathbf{a}_{k+1}, \boldsymbol{\xi}(k+1)) \} - V_m(\mathbf{a}_k, \boldsymbol{\xi}(k)) + \alpha V_m(\mathbf{a}_k, \boldsymbol{\xi}(k)) + \mathbf{E} \{ r_e^T(k) r_e(k) \} - \gamma_m^2 \mathbf{w}^T(k) \mathbf{w}(k) = \\ & \mathbf{E} \{ \boldsymbol{\xi}^T(k+1) P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \boldsymbol{\xi}(k+1) \} - \boldsymbol{\xi}^T(k) (1-\alpha) P_m(\mathbf{a}_k) \boldsymbol{\xi}(k) - \gamma_m^2 \mathbf{w}^T(k) \mathbf{w}(k) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{E} \left\{ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{C}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{C}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{D}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{C}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{C}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) + \bar{\theta}(k) \bar{D}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix} \right\} = \\ & \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix}^T \left\{ \begin{bmatrix} \bar{A}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{B}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \begin{bmatrix} \bar{A}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{B}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T + \vartheta^2 \begin{bmatrix} \bar{A}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{B}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} P_m(\mathbf{a}_{k+1}) \begin{bmatrix} \bar{A}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{B}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T + \right. \\ & \left. \begin{bmatrix} \bar{C}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{C}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_m^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T + \vartheta^2 \begin{bmatrix} \bar{C}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{C}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{D}_{1,m}^T(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T - \begin{bmatrix} (1-\alpha)P_m(\mathbf{a}_k) & 0 \\ 0 & \gamma_m^2 I \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}(k) \\ \mathbf{w}(k) \end{bmatrix} = \\ & \boldsymbol{\zeta}^T(k) \Gamma_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}, \mathbf{a}_{\bar{k}}) \boldsymbol{\zeta}(k), \end{aligned} \quad (29)$$

其中

$$\begin{aligned} \Gamma_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}, \mathbf{a}_{\bar{k}}) = & \begin{bmatrix} \bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{B}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \vartheta \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \vartheta \bar{B}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{C}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{D}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \vartheta \bar{C}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \vartheta \bar{D}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P_m(\mathbf{a}_{k+1}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_m(\mathbf{a}_{k+1}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{B}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \vartheta \bar{A}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \vartheta \bar{B}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \bar{C}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \bar{D}_m(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \\ \vartheta \bar{C}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) & \vartheta \bar{D}_{1,m}(\mathbf{a}_{\bar{k}}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (1-\alpha)P_m(\mathbf{a}_k) & 0 \\ 0 & \gamma_m^2 I \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

由式(25)不难发现, 有式(30)成立

$$\Gamma_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}, \mathbf{a}_{\bar{k}}) = \sum_{l \in \Omega_m} a_{l,\bar{k}} \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \sum_{j \in \Omega_m} a_{j,k+1} (\Theta_{i,j,l}) < 0. \quad (30)$$

且由式(25),  $\Theta_{i,j,l}$  矩阵的(1,1)分块可得

$$\Lambda_{i,j,l} = \hat{A}_{il}^T P_j \hat{A}_{il} + \vartheta^2 \hat{A}_{1,il}^T P_j \hat{A}_{1,il} - (1-\alpha) P_i < 0,$$

则有

$$\begin{aligned} \Lambda_{1,m}(\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_{k+1}) = & \sum_{l \in \Omega_m} a_{l,\bar{k}} \sum_{i \in \Omega_m} a_{i,k} \sum_{j \in \Omega_m} a_{j,k+1} (\Lambda_{i,j,l}) < 0. \end{aligned} \quad (26)$$

故综合式(24)和式(26)得下式(27)成立, 其中  $\forall \sigma(k) = m \in \Gamma$ .

$$\mathbf{E}(\Delta V_m(k)) \leq -\alpha V_m(k), \quad \forall k \in [k_v + \delta_m, k_{v+1}). \quad (27)$$

用相同方法, 结合式(20)可证得, 当  $\mathbf{w}(k) = 0$ ,  $\forall k \in [k_v, k_v + \delta_m)$  时, 对任意非零  $\boldsymbol{\xi}(k)$  和切换信号  $\forall \{ \sigma(k) = m, \sigma(\bar{k}) = n \} \in \Gamma \times \Gamma, \Omega_m \cap \Omega_n \neq \emptyset, m \neq n$ , 有

$$\mathbf{E}(\Delta V_m(k)) \leq \beta V_m(k), \quad \forall k \in [k_v, k_v + \delta_m). \quad (28)$$

结合式(27)–(28)和引理1, 可得系统(10)在  $\tau_a$  满足式(21)约束的切换信号下全局一致均方渐近稳定.

下面证明系统(10)在零初始条件下, 具有式(11)的加权  $l_2$  增益. 定义  $\boldsymbol{\zeta}(k) = [\boldsymbol{\xi}^T(k) \mathbf{w}^T(k)]^T$ , 则对任意非零  $\mathbf{w}(k) \in L_2[0, \infty), \forall k \in [k_v + \delta_m, k_{v+1})$  时, 在切换信号  $\sigma(k) = m \in \Gamma$  下有

因此可得对  $\forall k \in [k_v + \delta_m, k_{v+1})$ , 有

$$\begin{aligned} & \mathbf{E}(\Delta V_m(k)) \leq \\ & -\alpha V_m(k) + \mathbf{E}\{r_e^T(k)r_e(k)\} - \gamma_m^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k), \end{aligned} \quad (31)$$

用相同方法, 结合式(20)得对任意非零  $\mathbf{w}(k) \in L_2[0, \infty)$ ,  $\forall k \in [k_v, k_v + \delta_m)$  时, 有

$$\begin{aligned} & \mathbf{E}(\Delta V_m(k)) \leq \\ & \beta V_m(k) + \mathbf{E}\{r_e^T(k)r_e(k)\} - \gamma_m^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k). \end{aligned} \quad (32)$$

结合式(31)–(32)和引理2可得, 零初始条件下系统(10)全局一致均方渐近稳定. 由于  $\mu = 1$  且取  $N_0 = 0$ , 式(11)的加权  $l_2$  增益退化为  $\gamma = \max\{\gamma_m\}$ ,  $\forall m \in \Gamma$ . 证毕.

### 4.2 滤波器设计(Filters design)

定理2给出了故障检测滤波器(8)存在的充分条件及求解方法.

**定理 2** 给定常数  $0 < \alpha < 1$ ,  $\beta > -\alpha$  和  $\gamma_m > 0$ ,  $\forall m \in \Gamma$ , 令  $\bar{h} = \bar{n} + \bar{w} + \bar{q}$ ,  $\vartheta = \sqrt{\rho(1-\rho)}$ , 若存在  $\bar{P}_i = \begin{bmatrix} \bar{P}_{1,i} & \bar{P}_{2,i} \\ \bar{P}_{2,i}^T & \bar{P}_{3,i} \end{bmatrix} > 0$ ,  $\bar{G} = \begin{bmatrix} R & S \\ W^T & W^T \end{bmatrix}$ ,  $\bar{A}_{\eta,i}$ ,  $\bar{B}_{\eta,i}$ ,  $\bar{C}_{\eta,i}$ ,  $\bar{D}_{\eta,i}$ ,  $i \in \Omega_m$ ,  $\forall m \in \Gamma$ , 使得下述 LMIs (33)–(34)对  $\forall (m, n) \in \Gamma \times \Gamma, m \neq n$  成立, 则在  $\tau_a$  满足式(21)的异步切换下, 系统(10)全局一致均方渐近稳定, 且零初始条件下具有式(11)的加权  $l_2$  增益, 其中  $\gamma = \max\{\gamma_m\}$ ,  $\forall m \in \Gamma$ .

$$\begin{bmatrix} \bar{\phi}_{11} & 0 & 0 & 0 & \bar{\phi}_{15} & \bar{\phi}_{16} \\ * & \bar{\phi}_{22} & 0 & 0 & \bar{\phi}_{25} & \bar{\phi}_{26} \\ * & * & -I & 0 & \bar{\phi}_{35} & \bar{\phi}_{36} \\ * & * & * & -I & \bar{\phi}_{45} & \bar{\phi}_{46} \\ * & * & * & * & -(1-\alpha)\bar{P}_i & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma_m^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (33)$$

$\forall i, j, l \in \Omega_m$ ,

$$\begin{bmatrix} \bar{\phi}_{11} & 0 & 0 & 0 & \bar{\phi}_{15} & \bar{\phi}_{16} \\ * & \bar{\phi}_{22} & 0 & 0 & \bar{\phi}_{25} & \bar{\phi}_{26} \\ * & * & -I & 0 & \bar{\phi}_{35} & \bar{\phi}_{36} \\ * & * & * & -I & \bar{\phi}_{45} & \bar{\phi}_{46} \\ * & * & * & * & -(1+\beta)\bar{P}_i & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma_m^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (34)$$

$\forall i, j \in \Omega_m, l \in \Omega_n, \Omega_m \cap \Omega_n \neq \emptyset$ .

同时故障检测滤波器(8)可由式(35)解得, 其中

$i \in \Omega_m, \forall m \in \Gamma$ .

$$\begin{bmatrix} A_{\eta,i} & B_{\eta,i} \\ C_{\eta,i} & D_{\eta,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^{-1} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}_{\eta,i} & \bar{B}_{\eta,i} \\ \bar{C}_{\eta,i} & \bar{D}_{\eta,i} \end{bmatrix}, \quad (35)$$

且有

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_{11} &= \bar{\phi}_{22} = \bar{P}_j - \bar{G} - \bar{G}^T, \\ \bar{\phi}_{15} &= \begin{bmatrix} R^T \bar{A}_{1i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{C}_{1i} & \bar{A}_{\eta,l} \\ S^T \bar{A}_{1i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{C}_{1i} & \bar{A}_{\eta,l} \end{bmatrix}, \\ \bar{\phi}_{16} &= \begin{bmatrix} R^T \bar{B}_{1i} + \rho \bar{B}_{\eta,l} \bar{B}_{2i} \\ S^T \bar{B}_{1i} + \rho \bar{B}_{\eta,l} \bar{B}_{2i} \end{bmatrix}, \\ \bar{\phi}_{25} &= \vartheta \begin{bmatrix} R^T \bar{A}_{2i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{C}_{2i} & 0 \\ S^T \bar{A}_{2i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{C}_{2i} & 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{\phi}_{26} &= \vartheta \begin{bmatrix} R^T \bar{B}_{3i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{B}_{2i} \\ S^T \bar{B}_{3i} + \bar{B}_{\eta,l} \bar{B}_{2i} \end{bmatrix}, \\ \bar{\phi}_{35} &= [\bar{D}_{\eta,l} \bar{C}_{1i} - \bar{C}_W \quad \bar{C}_{\eta,l}], \\ \bar{\phi}_{36} &= \rho \bar{D}_{\eta,l} \bar{B}_{2i} - \bar{D}_W, \\ \bar{\phi}_{45} &= [\vartheta \bar{D}_{\eta,l} \bar{C}_{2i} \quad 0], \quad \bar{\phi}_{46} = \vartheta \bar{D}_{\eta,l} \bar{B}_{2i}, \end{aligned}$$

$$\bar{A}_{1i} = \begin{bmatrix} A_i & 0 & 0 \\ \rho C_i & (1-\rho) & 0 \\ 0 & 0 & A_W \end{bmatrix},$$

$$\bar{A}_{2i} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ C_i & -I & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{1i} = \begin{bmatrix} B_i & \rho B_{\tau,i} & B_{d,i} & B_{f,i} \\ 0 & 0 & \rho D_{d,i} & \rho D_{f,i} \\ 0 & 0 & 0 & B_W \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{3i} = \begin{bmatrix} 0 & B_{\tau,i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D_{d,i} & D_{f,i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{2i} = [0 \quad 0 \quad D_{d,i} \quad D_{f,i}],$$

$$\bar{C}_{1i} = [\rho C_i \quad 1 - \rho \quad 0], \quad \bar{C}_{2i} = [C_i \quad -I \quad 0],$$

$$\bar{C}_W = [0 \quad 0 \quad C_W], \quad \bar{D}_W = [0 \quad 0 \quad 0 \quad D_W].$$

**证** 假设式(33)–(34)成立, 类似于文献[12]知必存在非奇异方阵  $G_3$  和  $G_4$ , 使得  $W = G_4^T G_3^{-1} G_4$ , 假设定理1中变量可写成如下形式, 其中  $i \in \Omega_m, \forall m \in \Gamma$ :

$$\begin{cases} G \triangleq \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \\ G_4 & G_3 \end{bmatrix}, \quad G_1 \triangleq R, \quad G_2 \triangleq S G_4^{-1} G_3, \\ \begin{bmatrix} A_{\eta,i} & B_{\eta,i} \\ C_{\eta,i} & D_{\eta,i} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} G_4^{-T} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}_{\eta,i} & \bar{B}_{\eta,i} \\ \bar{C}_{\eta,i} & \bar{D}_{\eta,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_4^{-1} G_3 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (36)$$

假设存在  $\bar{P}_j = J^T P_j J$ , 其中  $J \triangleq \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & G_3^{-1} G_4 \end{bmatrix}$ , 则将式(36)代入式(33)(34), 并用  $\text{diag}\{J^{-1}, J^{-1}, I, I, J^{-1}, I\}$  对其进行全等变化得式(19)–(20)成立, 且由式(36)定义知滤波器参数可由式(35)求得.

证毕.

**注6** 当采用注4中所述的多指标加权  $l_2$  增益时, 由于指标  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  约束形式同  $\gamma$  相同, 以残差对未知扰动鲁棒性指标  $\gamma_1$  为例, 由于需满足如下加权  $l_2$  增益:

$$E\left(\sum_{s=0}^{\infty} (1-\alpha)^s r_e^T(s) r_e(s)\right) \leq \sum_{s=0}^{\infty} \gamma_1^2 d^T(s) d(s),$$

类比于式(11)可知, 输入由  $w(k)$  变为  $d(k)$ , 故将式(10)中控制矩阵  $\hat{B}_{il}, \hat{B}_{1,il}, \hat{D}_{il}, \hat{D}_{1,il}$  替换为其对应的分块阵  $\hat{B}_{il}^1, \hat{B}_{1,il}^1, \hat{D}_{il}^1, \hat{D}_{1,il}^1$ , 采用相同证明方式, 即可得到指标  $\gamma_1$  对应的2组LMI约束条件. 同理, 综合多指标约束  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ , 共可得到6组LMI约束.

### 5 数值仿真(Numerical example)

本节以图1大包线NFCS为例, 对提出方法进行验证, 飞行器切换多胞系统模型如式(5)所示, 其中  $A_i, B_i, B_{\tau,i}$  由文献[14]中各工作点参数按采样周期  $T = 0.0125$  s 离散化获得, 且令  $C_i = [1 \ 0]$ , 取扰动和故障分布矩阵如下, 其中  $i \in \mathcal{Y}$ .

$$B_{d,i} = \begin{bmatrix} 0.02 \\ 0.05 \end{bmatrix}, B_{f,i} = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, D_{d,i} = 0.1, D_{f,i} = 0.2.$$

假设  $\tau_k$  在  $[0, \tau_{\max})$  间均匀分布, 取  $\tau_{\max} = T$ , 平均丢包率为0.05, 即  $E\{\theta(k)\} = \rho = 0.95$ . 设  $L = 20$ ,  $d(k)$  为均值为0, 幅值小于0.5的均匀分布随机信号, 并考虑如图2形式的故障信号.

考虑图1中飞行轨迹2-4-5-7-8-9-12-14-15-17, 则对应的马赫数和高度变化情况如图3所示.

$$\Xi_2 = \begin{bmatrix} 0.1882 & 0.0086 & -0.1260 & -0.3386 & -0.9324 \\ -17.4511 & 0.9456 & -0.3473 & 2.0590 & -18.2117 \\ 0.3109 & -0.0002 & -0.0309 & -0.6916 & -0.7211 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0657 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -5.2581 & -1.8223 \end{bmatrix},$$

$$\Xi_4 = \begin{bmatrix} 0.1882 & 0.0086 & -0.1260 & -0.3386 & -0.9324 \\ -17.4510 & 0.9456 & -0.3475 & 2.0590 & -18.2118 \\ 0.3109 & -0.0002 & -0.0309 & -0.6916 & -0.7211 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0657 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -5.2581 & -1.8223 \end{bmatrix},$$

$$\Xi_5 = \begin{bmatrix} 0.1881 & 0.0086 & -0.1260 & -0.3385 & -0.9324 \\ -17.4518 & 0.9456 & -0.3480 & 2.0600 & -18.2131 \\ 0.3109 & -0.0002 & -0.0309 & -0.6916 & -0.7211 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0657 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -5.2581 & -1.8224 \end{bmatrix}.$$

而飞行区域内的滤波器参数按式(7)插值得到, 且本文中插值基于三角形区域展开, 即选取离当前工作点最接近的3个特征工作点. 例如当在特征点

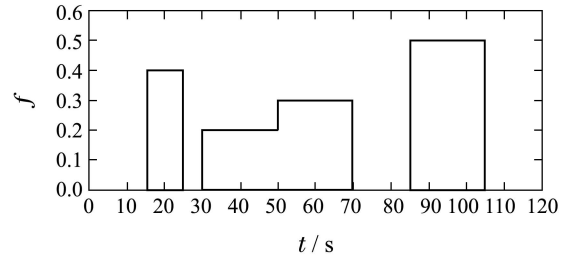


图2 故障信号

Fig. 2 Fault signal

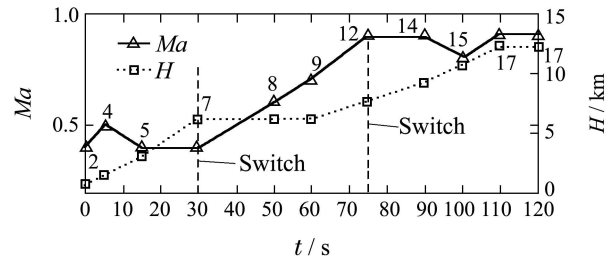


图3 马赫数和高度变化

Fig. 3 Variation of the altitude and Mach number

取  $W_f(z) = 0.5z/(z-0.5)$ , 状态空间可写为  $A_W = 0.5, B_W = 0.25, C_W = 1, D_W = 0.5$ .

假设  $\delta_m = 5$ , 由式(21)可算出  $\tau_a^* = 0.1250$  s. 从图1知分别在公共子系统7, 12处发生了多胞系统切换, 结合定义1, 由图3可算出  $\tau_a = 40$  s, 满足式(21)约束.

给定  $\alpha = 0.01, \beta = 0.01$ , 并将定理2中指标  $\gamma_m$  也作为优化变量, 采用YALMIP工具箱进行求解, 可解得  $\gamma^* = 1.7367$ , 定义矩阵变量  $\Xi_i = \begin{bmatrix} A_{\eta,i} & B_{\eta,i} \\ C_{\eta,i} & D_{\eta,i} \end{bmatrix}$ , 受篇幅所限给出部分解得的特征工作点滤波器参数如下:

2, 4和5构成的三角区域内飞行时, 滤波器参数由  $\Xi_2, \Xi_4$  和  $\Xi_5$  插值获得, 则  $k$  时刻高度和马赫数为  $(H_a, M_a)$  工作点处滤波器参数为  $\Xi_a = a_{2,k} \Xi_2 +$



$a_{4,k}\Xi_4 + a_{5,k}\Xi_5$ , 加权参数 $a_k$ 满足

$$\begin{cases} a_{2,k} + a_{4,k} + a_{5,k} = 1, \\ a_{2,k}h_2 + a_{4,k}h_4 + a_{5,k}h_5 = h_a, \\ a_{2,k}M_{a,2} + a_{4,k}M_{a,4} + a_{5,k}M_{a,5} = M_a, \end{cases}$$

其中 $H_i, M_{a,i}, i \in \Omega$ 为工作点 $i$ 处的高度和马赫数.

仿真结果如图4所示分别为残差 $r(k)$ 和残差评估函数 $J(k)$ , 可以看出在存在未知扰动、网络时延及丢包情况下, 依然能够有效检测出故障. 且据式(12)多次仿真可得阈值 $J_{th} = 1.0582$ , 且当 $t = 15.3625\text{ s}, 30.2750\text{ s}$ 和 $85.2000\text{ s}$ 时,  $J(k) = 1.0631, 1.1282$ 和 $1.1312 > J_{th}$ , 检测时间 $T_d$ 分别为 $0.3625\text{ s}, 0.2750\text{ s}$ 和 $0.2000\text{ s}$ , 令 $T_{d,m}$ 为本次检测最小检测时间, 则 $T_{d,m} = 0.2000\text{ s}$ .

为进一步说明本文方法的有效性, 以文献[8]推论1中的方法为对比, 忽略异步切换影响, 采用同步切换求解方法, 得仿真结果如图5所示. 对比图4, 5知, 文献[8]方法生成的残差信号畸变严重, 无法有效检测出故障, 进而证明了本方法的有效性.

同时, 为进一步分析网络参数对检测性能的影响, 分别在不同时延上界和丢包率下进行仿真, 其他参数不变, 仿真结果如表1和表2所示.

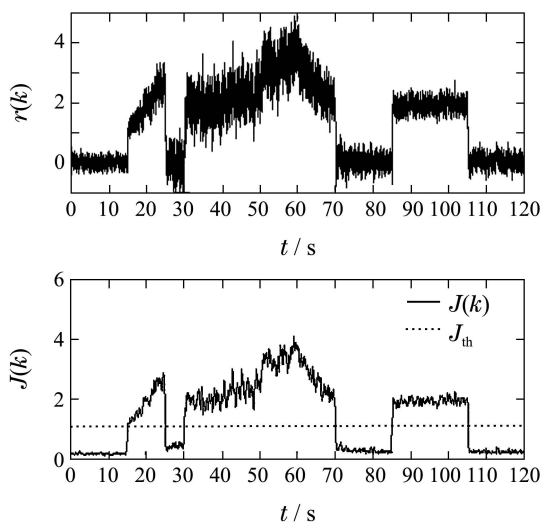


图 4 检测结果

Fig. 4 Fault detection results

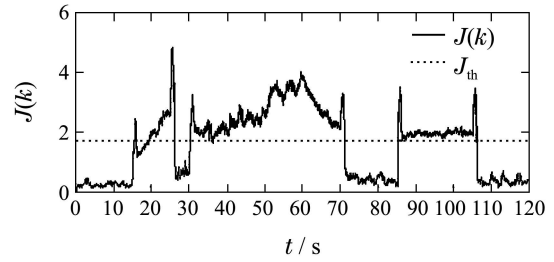
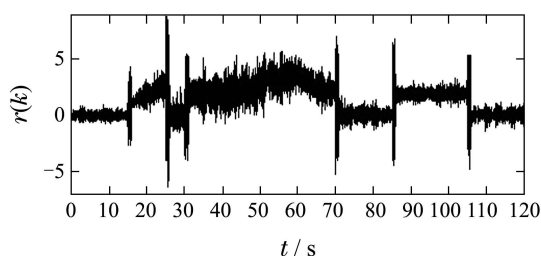


图 5 文献[8]方法检测结果

Fig. 5 Fault detection results of reference [8]

表 1  $\rho = 1$ , 不同 $\tau_{max}$ 时检测性能指标

Table 1 Results under different delay when  $\rho = 1$

$\tau_{max}$	$T$	$0.5T$	$0.1T$
$T_{d,m}$	0.1750 s	0.1500 s	0.1000 s
$\gamma^*$	1.6539	1.6241	1.5879

表 2  $\tau_{max} = T$ , 不同 $\rho$ 时检测性能指标

Table 2 Results under different packet loss rates when  $\tau_{max} = T$

$\rho$	0.95	0.9	0.8	0.7
$T_{d,m}$	0.2000 s	0.2625 s	0.4875 s	0.6625 s
$\gamma^*$	1.7367	1.8142	1.9824	2.3214

对比表1和表2可知, 随着时延上界和丢包率的增大, 检测性能逐步降低, 且丢包对故障检测系统的影响要高于短时延对系统的影响.

## 6 结论(Conclusions)

本文研究同时存在时变短时延和丢包的大包线NFCS的鲁棒故障检测问题. 首先将NFCS全包线飞行动态建模为局部重叠切换多胞系统, 之后考虑存在的异步切换问题, 结合切换参数依赖Lyapunov函数和平均驻留时间方法, 给出了切换参数依赖滤波器设计方法. 最后通过数值仿真验证了所提方法的有效性.

## 参考文献(References):

- [1] ZHANG L, GAO H, KAYNAK O. Network-induced constraints in networked control systems—a survey [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(1): 403 – 416.
- [2] 王永强, 叶昊, 王桂增. 网络化控制系统故障检测技术最新进展 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(4): 400 – 409.  
(WANG Yongqiang, YE Hao, WANG Guizeng. Recent development of fault detection techniques for networked control systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(4): 400 – 409.)
- [3] 张永, 赵敏, 刘振兴. 观测器为基础的多包传输网络化系统故障检测 [J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(9): 1201 – 1206.  
(ZHANG Yong, ZHAO Min, LIU Zhenxing. Observer-based fault detection for networked systems with multiple packets transmission pattern [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(9): 1201 – 1206.)

- [4] 宋磊, 杨剑影, 段志生. 多模型切换系统 $H_\infty$ 鲁棒控制器的设计与应用 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27(11): 1531 – 1536.  
(SONG Lei, YANG Jianying, DUAN Zhisheng. Design and application of  $H_\infty$  robust controller for multi-model switching system [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(11): 1531 – 1536.)
- [5] 王青, 吴振东, 侯砚泽, 等. 面向飞行器控制的切换系统分析与综合 [J]. 宇航学报, 2013, 34(2): 147 – 156.  
(WANG Qing, WU Zhendong, HOU Yanze, et al. Analysis and synthesis of vehicle control-oriented switching system [J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(2): 147 – 156.)
- [6] HOU Y, WANG Q, DONG C. Gain-scheduled control: switched polytopic system approach [J]. *Journal of Guidance, Control & Dynamics*, 2011, 34(2): 623 – 629.
- [7] ZHANG L, GAO H. Asynchronously switched control of switched linear systems with average dwell time [J]. *Automatica*, 2010, 46(5): 953 – 958.
- [8] ZHANG L, CUI N, LIU M, et al. Asynchronous filtering of discrete-time switched linear systems with average dwell time [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2011, 58(5): 1109 – 1118.
- [9] WANG Z D, SHEN B, LIU X H.  $H_\infty$  filtering with randomly occurring sensor saturations and missing measurements [J]. *Automatica*, 2012, 48(3): 556 – 562.
- [10] CHADLI M, ABDO A, DING S X.  $H_-/H_\infty$  fault detection filter design for discrete-time Takagi-Sugeno fuzzy system [J]. *Automatica*, 2013, 49(7): 1996 – 2005.
- [11] 沈喆, 邢俊雷, 杨光红, 等. 时滞依赖 $H_-/H_\infty$ 观测器的线性系统故障检测 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(5): 592 – 596.  
(SHEN Zhe, XING Junlei, YANG Guanghong, et al. Delay-dependent  $H_-/H_\infty$  observer design in fault detection for linear systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(5): 592 – 596.)
- [12] DU D S, JIANG B, SHI P. Fault detection for discrete-time switched systems with intermittent measurements [J]. *International Journal of Control*, 2012, 85(1): 78 – 87.
- [13] FENG J, WANG S, 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.
- [14] HARTMANN G L, BARRETT M F, GREENE C S. Control design for an unstable vehicle [R]. NASA CR-170393, 1979.
- [15] CHATTERJEE D, LIBERZON D. Stability analysis of deterministic and stochastic switched systems via a comparison principle and multiple Lyapunov functions [J]. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 2006, 45(1): 174 – 206.
- [16] CASAVOLA A, FAMULARO D, FRANZÈ G. A robust deconvolution scheme for fault detection and isolation of uncertain linear systems: an LMI approach [J]. *Automatica*, 2005, 41(8): 1463 – 1472.

### 作者简介:

王昭磊 (1986–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为故障检测、网络控制系统、切换控制系统, E-mail: beiliwz123@163.com;

王青 (1968–), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为飞行器制导与控制、切换控制、故障诊断, E-mail: wangqing@buaa.edu.cn;

董朝阳 (1966–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为飞行器设计、电气综合, E-mail: dongchaoyang@buaa.edu.cn;

倪茂林 (1963–), 男, 博士, 研究员, 主要研究方向为智能鲁棒控制、卫星姿态与轨道控制和机器人控制, E-mail: niml@bice.org.cn.