

存在未知时延和 Markov 丢包的网路控制系统故障检测与优化

王昭磊^{1a}, 王青^{1a}, 董朝阳^{1b}, 牛尔卓²

(1. 北京航空航天大学 a. 自动化科学与电气工程学院, b. 航空科学与工程学院, 北京 100191; 2. 中航工业西安飞行自动控制研究所, 西安 710065)

摘要: 将网络控制系统(NCSs)的未知短时延处理成范数有界不确定性, 结合 Markov 丢包影响将 NCSs 建模为不确定 Markov 跳变系统, 设计模态依赖的鲁棒故障检测滤波器. 为了提高检测系统性能, 采用后置滤波器对残差信号进行时域优化, 并以 Moore-Penrose 逆形式给出其最优解. 同时, 设计自适应检测阈值, 并给出时变参数阵的迭代方法, 降低了计算量. 数值仿真表明, 所提出的方法能够有效地抑制时延和丢包影响, 提高故障检测系统的检测能力和检测速度.

关键词: 网络控制系统; 故障检测; 时延及丢包; 时域优化

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fault detection and optimization for networked control systems with unknown delay and Markov packet dropouts

WANG Zhao-lei^{1a}, WANG Qing^{1a}, DONG Chao-yang^{1b}, NIU Er-zhuo²

(1a. School of Automation Science and Electrical Engineering, 1b. School of Aeronautical Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China; 2. AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710065, China. Correspondent: WANG Zhao-lei, E-mail: beiliwz1123@163.com)

Abstract: Considering the influence of the Markovian packet dropouts and the unknown short delay which can be treated as norm-bounded uncertainties, the networked control systems(NCSs) are modeled as the uncertain Markov jump linear systems(UMJLS). Then the mode dependent robust fault detection filters are designed based on the UMJLS model. Furthermore, a time domain optimization approach using the post-filter is proposed to improve the fault detection performance, and the optimal solution of the post-filter is derived in the form of Moore-Penrose inverse of matrix. An adaptive threshold is also designed, and a iterative algorithm is introduced to reduce the computation. Finally, numerical examples show that the proposed method can restrain superiorly the impact of the delays and packet dropouts, and improve the detection capability and detection speed of the fault detection system.

Key words: networked control systems; fault detection; delays and packet dropouts; time domain optimization

0 引言

近年来, 网络控制系统(NCSs)已引起人们越来越多的关注^[1], 在制造业、机器人控制和无人飞行器控制等领域得到了广泛应用. 但是, 网络诱导时延和丢包等问题也不可避免地影响着系统性能^[2-3], 甚至引发故障. 因此, 为了保证NCSs的可靠运行, NCSs故障检测问题近年来得到了越来越多的关注^[4-10]. 文献[4]将时延影响建模为 Markov 跳变线性系统(MJLS), 将故障检测问题转化为鲁棒滤波器设计问题; 文献[5]考虑丢包同时存在于传感器-控制器之间和控

制器-执行器之间, 将丢包情况建模为4个状态的 Markov 跳变系统, 并设计了鲁棒故障检测器; 文献[6]考虑存在随机丢包和传感器饱和问题的网络环境, 研究了一类非线性系统的鲁棒滤波问题; 文献[7]基于等价空间方法, 根据丢包的概率和系统结构信息设计了残差产生器, 并给出了自适应阈值计算方法; 而针对同时存在时延和丢包的网路环境, 文献[8]基于异步动态系统理论构建了故障检测观测器, 但未考虑噪声影响、残差和阈值设计方法; 文献[9]假设时延为采样周期整数倍, 且与丢包服从同一 Markov 链约束, 考

收稿日期: 2013-06-09; 修回日期: 2014-03-17.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61074027).

作者简介: 王昭磊(1986—), 男, 博士生, 从事网络控制、切换控制的研究; 王青(1968—), 女, 教授, 博士生导师, 从事飞行器控制、故障诊断等研究.

虑转移概率具有 polytopic 不确定性,给出了鲁棒观测器设计方法. 文献 [10] 针对多通道传输非线性 NCSs, 基于非线性鲁棒滤波理论给出了模态依赖滤波器设计方法. 然而, 上述方法均未考虑故障检测系统的检测能力问题, 如最小可检测故障和检测速度等.

本文研究同时存在未知时延和 Markov 丢包的 NCSs 故障检测问题. 将未知短时延处理成范数有界不确定性, 再结合丢包影响将系统建模为不确定 Markov 跳变系统 (UMJLS), 基于鲁棒滤波方法设计了模态依赖残差产生系统. 同时, 采用后置滤波器对残差进行优化, 设计了自适应阈值, 并给出时变参数阵迭代计算方法以降低在线计算量, 使得修正残差信号在有效抑制时延和丢包影响的同时, 能够检测更小故障并提高检测速度. 最后给出数值仿真, 验证了所提出方法的有效性.

1 系统模型

本文网络控制系统包括传感器、控制器、故障检测器、被控对象、执行器和总线网络. 控制器和故障检测器集成于远程中心单元, 中心单元与执行器间通过数据总线网络连接, 传感器与中心单元间直接连接. 假设被控对象动态特性可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c u(t) + B_{cd} d(t) + B_{cf} f(t), \\ y(t) = C_c x(t) + D_{cd} d(t) + D_{cf} f(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x \in R^n$ 为状态; $u \in R^r$ 为控制输入; $y \in R^m$ 为输出; $d(t) \in R^p$ 为 L_2 范数有界的未知扰动; $f(t) \in R^q$ 为 L_2 范数有界的故障信号; $A_c, B_c, C_c, B_{cd}, B_{cf}, D_{cd}, D_{cf}$ 为适维常数实矩阵.

为了简化分析, 不失一般性, 作以下合理假设.

假设 1 采样周期为 h , 单包传输, 使用面向连接的网络协议 (如 TCP 协议), 通过握手信号确定丢包情况, 未知时变时延 $\tau_k < h$, 系统总采用最新数据, 即将长时延视为丢包. 传感器采用时钟驱动, 控制器和执行器采用事件驱动. 定义 $\tilde{u}(k)$ 为控制器输出, $u(k)$ 为经网络传输后执行器端实际输入.

采用两状态 Markov 链描述丢包^[3], 令 $\sigma(k) = 1$ 为正常, $\sigma(k) = 2$ 为丢包, 且状态转移概率阵为

$$\begin{aligned} \Pi &= [\lambda_{ij}], \lambda_{ij} = \Pr\{\sigma(k+1) = j | \sigma(k) = i\}, \\ \forall i, j \in S = \{1, 2\}, \lambda_{ij} &> 0, \sum_{j=1}^2 \lambda_{ij} &= 1. \end{aligned}$$

因此, 当无丢包仅具有时延时, 系统离散模型为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B_0(\tau_k)\tilde{u}(k) + \\ \quad B_1(\tau_k)u(k-1) + B_{ad}(k) + B_{ff}(k), \\ y(k) = Cx(k) + D_{ad}(k) + D_{ff}(k). \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} A &= e^{A_c h}, C = C_c, B_d = \int_0^h e^{A_c t} B_{cd} dt, \\ B_f &= \int_0^h e^{A_c t} B_{cf} dt, B_0(\tau_k) = \int_0^{h-\tau_k} e^{A_c t} B_c dt, \\ B_1(\tau_k) &= \int_{h-\tau_k}^h e^{A_c t} B_c dt, D_d = D_{cd}, \\ B &= B_0(\tau_k) + B_1(\tau_k) = \int_0^h e^{A_c t} B_c dt, D_f = D_{cf}. \end{aligned}$$

由于 $\tau_k < h$ 未知, $B_0(\tau_k), B_1(\tau_k)$ 未知时变, 令 $\tau_k = h/2 + \tau'_k$, 其中 $-h/2 \leq \tau'_k \leq h/2$, 则采用文献 [3] 方法进行转换, $B_0(\tau_k), B_1(\tau_k)$ 可重写为

$$B_0(\tau_k) = B_0 + DF(\tau'_k)E, B_1(\tau_k) = B_1 - DF(\tau'_k)E.$$

其中

$$\bar{F}(\tau'_k) = \int_0^{-\tau'_k} e^{A_c t} dt, B_0 = \int_0^{h/2} e^{A_c t} dt B_c,$$

$$\delta = \max_{\tau'_k \in [-h/2, h/2]} \|\bar{F}(\tau'_k)\|_p = \left\| \int_0^{h/2} e^{A_c t} dt \right\|_p,$$

$$B_1 = \int_{h/2}^h e^{A_c t} dt \cdot B_c, D = \delta e^{A_c(h/2)},$$

$$E = B_c, F(\tau'_k) = \delta^{-1} \bar{F}(\tau'_k), F^T(\tau'_k)F(\tau'_k) \leq I,$$

$\|\cdot\|_p$ 为谱范数.

令 $\tilde{u}(k) = [\tilde{u}^T(k) \ u^T(k-1)]^T$, 在未丢包情况下, 式 (2) 可以改写为如下不确定离散线性系统:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + (\tilde{B} + \Delta\tilde{B})\tilde{u}(k) + \\ \quad B_{ad}(k) + B_{ff}(k), \\ y(k) = Cx(k) + D_{ad}(k) + D_{ff}(k). \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\Delta\tilde{B} = DF(\tau'_k)[E \ -E] = \tilde{D}F(\tau'_k)\tilde{E},$$

$$\tilde{B} = [B_0 \ B_1], \tilde{E} = [E \ -E], \tilde{D} = D.$$

当丢包时, 有 $u(k) = u(k-1)$, 则系统模型为

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k-1) + B_{ad}(k) + B_{ff}(k), \\ y(k) = Cx(k) + D_{ad}(k) + D_{ff}(k). \end{cases} \quad (4)$$

2 问题描述

本文构造基于观测器的残差产生系统, 当未丢包时, 为式 (3) 构造如下所示的故障检测滤波器:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + \tilde{B}\tilde{u}(k) + L_1(y(k) - \hat{y}(k)), \\ \hat{y}(k) = C\hat{x}(k), \quad r(k) = y(k) - \hat{y}(k). \end{cases} \quad (5)$$

其中: r 为残差, L_1 为待求参数阵. 定义误差 $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$, 由式 (3) 和 (5) 可得

$$\begin{cases} e(k+1) = A_{L1}e(k) + B_{Ld1}d(k) + \\ \quad B_{Lf1}f(k) + \Delta\tilde{B}\tilde{u}(k), \\ r(k) = Ce(k) + D_{ad}(k) + D_{ff}(k). \end{cases} \quad (6)$$

其中: $A_{L1} = A - L_1C, B_{Ld1} = B_d - L_1D_d, B_{Lf1} = B_f - L_1D_f$. 当丢包发生时, 构造如下所示的滤波器:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k-1) + L_2(y(k) - \hat{y}(k)), \\ \hat{y}(k) = C\hat{x}(k), r(k) = y(k) - \hat{y}(k). \end{cases} \quad (7)$$

故丢包时, 由式(4)和(7)可得

$$\begin{cases} e(k+1) = A_{L_2}e(k) + B_{L_{d_2}}d(k) + B_{L_{f_2}}f(k), \\ r(k) = Ce(k) + D_d d(k) + D_f f(k). \end{cases} \quad (8)$$

其中: L_2 为待求参数阵, $A_{L_2} = A - L_2C$, $B_{L_{d_2}} = B_d - L_2D_d$, $B_{L_{f_2}} = B_f - L_2D_f$.

综合式(6)和(8), 残差系统为两模态 UMJLS, 即

$$\begin{cases} e(k+1) = A_i e(k) + B_{di}d(k) + B_{fi}f(k) + B_{ui}\bar{u}(k), \\ r(k) = Ce(k) + D_d d(k) + D_f f(k). \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \sigma(k) &= i \in S = \{1, 2\}, \forall k \in N; \\ A_i &= A - L_i C, B_{di} = B_d - L_i D_d, B_{fi} = B_f - L_i D_f, \\ B_{ui} &= B_{\delta i} \Delta \tilde{B}, B_{\delta 1} = I, B_{\delta 2} = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

由于式(9)中含不确定项 $\Delta \tilde{B}$, 为了提高检测灵敏度和鲁棒性, 引入参考残差模型

$$\begin{cases} x_f(k+1) = A_w x_f(k) + B_w f(k), \\ r_f(k) = C_w x_f(k) + D_w f(k). \end{cases} \quad (11)$$

定义增广向量

$$\begin{aligned} r_e(k) &= r(k) - r_f(k), \eta(k) = [e^T(k) \ x_f^T(k)]^T, \\ w(k) &= [\bar{u}^T(k) \ d^T(k) \ f^T(k)]^T. \end{aligned}$$

联立式(9)和(11), 可得增广残差系统

$$\begin{cases} \eta(k+1) = \bar{A}_i \eta(k) + \bar{B}_i w(k), \\ r_e(k) = \bar{C}_i \eta(k) + \bar{D}_i w(k), \end{cases} \quad (12)$$

其中 $i \in S = \{1, 2\}$. 令 $D_{fw} = D_f - D_w$, 有

$$\begin{aligned} \bar{A}_i &= \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ 0 & A_w \end{bmatrix}, \bar{B}_i = \begin{bmatrix} B_{ui} & B_{di} & B_{fi} \\ 0 & 0 & B_w \end{bmatrix}, \\ \bar{C}_i &= [C \ -C_w], \bar{D}_i = [0 \ D_d \ D_{fw}]. \end{aligned} \quad (13)$$

综上所述, 本文目标为设计检测滤波器(5)和(7), 使得增广残差系统(12)随机稳定, 且对于任意非零 $w(k) \in L_2[0, \infty)$, 系统(12)满足如下优化问题:

$$\min \gamma; \quad (14)$$

$$\sup_{w(k) \neq 0} E\{\|r_e(k)\|_2^2 / \|w(k)\|_2^2\} < \gamma^2, \gamma > 0. \quad (15)$$

其中 $\|r_e(k)\|_2 = \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} r_e^T(k)r_e(k) \right\}^{1/2}$.

注1 文献[3]定义 $z(k) = [x^T(k) \ u^T(k-1)]^T$, 当无丢包时控制器采用 $u(k) = Kz(k)$; 当丢包时系统开环, 执行器保持前一时刻值, 即 $u(k) = u(k-1)$. 则可得类似式(12)的增广 Markov 跳变系统

$$z(k+1) = \Phi_i z(k) + \Gamma_i d(k), i \in S = \{1, 2\},$$

保证 $\sup_{d(k) \neq 0} E\{\|z(k)\|_2^2 / \|d(k)\|_2^2\} < \bar{\gamma}^2, \bar{\gamma} > 0$ 成立, 即可使系统随机稳定且具有干扰抑制度 $\bar{\gamma}$. 利用类似式(15)的方法可得到控制器参数 K .

下面用等价空间方法进行优化. 令

$$\begin{aligned} \xi(k) &= V_k(z)r(k) = \\ & (V_{s,k} + V_{s-1,k}z^{-1} + \dots + V_{0,k}z^{-s})r(k) \end{aligned}$$

为修正残差信号, $V_k(z)$ 为后置滤波器^[12], s 为其阶次. 定义 $v(k) = \Delta \tilde{B} \bar{u}(k)$, 由系统(12)稳定且 $\Delta \tilde{B}$ 范数有界可知 $v(k)$ 也范数有界. 由于优化要用到 $k-s \sim k$ 时刻历史参数信息, 有如下定义:

$A_{i,k} = A_i, B_{di,k} = B_{di}, B_{fi,k} = B_{fi}, B_{\delta i,k} = B_{\delta i}$, 其中 $i = \sigma(k) \in S = \{1, 2\}$ 为采样时刻 k 的 Markov 模态. 因此系统(9)可改写为

$$\begin{cases} e(k+1) = A_{i,k}e(k) + B_{di,k}d(k) + \\ \quad B_{fi,k}f(k) + B_{\delta i,k}v(k), \\ r(k) = Ce(k) + D_d d(k) + D_f f(k). \end{cases} \quad (16)$$

修正残差 $\xi(k)$ 可用 $e(k-s), d(k-s), v(k-s), f(k-s), \dots, d(k), v(k), f(k)$ 表示^[13], 重写为

$$\xi(k) = V_k(H_{d,k}d_s(k) + H_{v,k}v(k) + H_{f,k}f_s(k)). \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} H_{f,k} &= \begin{bmatrix} D_f & 0 & \dots & 0 \\ g_f(k-s+1, k-s) & D_f & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_f(k, k-s) & \dots & g_f(k, k-1) & D_f \end{bmatrix}, \\ H_{d,k} &= \begin{bmatrix} g_e(k-s, k-s) & D_d \\ g_e(k-s+1, k-s) & g_d(k-s+1, k-s) \\ \vdots & \vdots \\ g_e(k, k-s) & g_d(k, k-s) \\ 0 & \dots & 0 \\ D_d & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dots & g_d(k, k-1) & D_d \end{bmatrix} \rightarrow \\ H_{v,k} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_v(k-s+1, k-s) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_v(k, k-s) & \dots & g_v(k, k-1) & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$f_s(k) = [f(k-s) \ f(k-s+1) \ \dots \ f(k)]^T,$$

$$v_s(k) = [v(k-s) \ v(k-s+1) \ \dots \ v(k)]^T,$$

$$d_s(k) = [e(k-s) \ d(k-s) \ \dots \ d(k)]^T,$$

$$V_k = [V_{0,k} \ V_{1,k} \ \dots \ V_{s,k}],$$

$$g_d(k, j) = C\Phi(k, j+1)B_{di,j},$$

$$\begin{aligned} g_e(k, j) &= C\Phi(k, j), \\ g_f(k, j) &= C\Phi(k, j+1)B_{fi,j}, \\ g_v(k, j) &= C\Phi(k, j+1)B_{\delta i,j}, \\ \Phi(k, j) &= \prod_{a=j}^{k-1} A_{i,a}, \quad k-s \leq j \leq k-1, \quad \Phi(k, k) = I. \end{aligned}$$

可见 $H_{d,k}, H_{f,k}, H_{v,k}$ 时变, 由与系统 (16) 模态依赖的时变阵 $A_{i,j}, B_{di,j}, B_{fi,j}, B_{\delta i,j}$ ($i \in S, k-s \leq j \leq k-1$) 构成. 由于每个时刻 k 系统模态在线可知, 矩阵 $H_{d,k}, H_{f,k}, H_{v,k}$ 可在线生成, 且 $V_k(z)$ 阶次 s 越高滤波效果越好, 但考虑计算复杂性, 本文令 $s = n$.

为了描述方便, 将式 (17) 改写为

$$\xi(k) = \xi_{dv}(k) + \xi_f(k). \quad (18)$$

其中

$$\begin{aligned} \xi_{dv}(k) &= V_k H_{dv,k} d_{v,s}(k), \quad \xi_f(k) = V_k H_{f,k} f_s(k), \\ d_{v,s}(k) &= [d_s^T(k) \quad v_s^T(k)]^T, \quad H_{dv,k} = [H_{d,k} \quad H_{v,k}]. \end{aligned} \quad (19)$$

同时, 为了描述系统性能, 定义如下性能指标^[15]:

$$\begin{aligned} \|V_k H_{dv,k}\|_\infty &= \sup_{d_{v,s} \in L_2} \frac{\|\xi_{dv}(k)\|_e}{\|d_{v,s}(k)\|_e}, \\ \|V_k H_{f,k}\|_- &= \inf_{f \in L_2} \frac{\|\xi_f(k)\|_e}{\|f_s(k)\|_e}. \end{aligned} \quad (20)$$

其中: $\|V_k H_{dv,k}\|_\infty$ 为残差对干扰和时延不确定项的鲁棒性, $\|V_k H_{f,k}\|_-$ 为残差对故障的灵敏性.

由优化问题 (21) 可解得最优后置滤波器 V_k^* , 即

$$\min_{V_k} J = \min_{V_k} \frac{\|V_k H_{dv,k}\|_\infty}{\|V_k H_{f,k}\|_-}. \quad (21)$$

残差评估函数和阈值可定义为

$$\begin{cases} J(k) = \|\xi(k)\|_e = \left(\frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k \xi^T(i)\xi(i) \right)^{1/2}, \\ J_{th} = \sup_{d \in L_2(0,\infty), f=0} J(k), \end{cases} \quad (22)$$

其中 L 为检测窗口长度, 通常有 $L > s$.

综上分析, 通过优化问题 (14) 和 (21) 可解得最优滤波器参数, 保证生成的残差信号对故障敏感, 对于干扰鲁棒. 故障可通过下述逻辑检测出来:

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

3 主要结论

本节给出观测器增益 L_i 和最优后置滤波器 V_k^* 的求解方法, 并给出自适应阈值的计算方法, 同时给出检测系统时变系数阵的在线迭代算法.

3.1 故障检测滤波器设计

引理 1^[6] 对形如式 (12) 的离散 MJLS 系统, 给定 $\gamma > 0$, 系统 (12) 随机稳定且满足式 (15) 的充要条

件是, 存在正定阵 $P_i > 0, G_i > 0, \forall i \in S$ 满足如下

LMI:

$$\begin{bmatrix} -P_i & 0 & \bar{A}_i^T G_i^T & \bar{C}_i^T \\ * & -\gamma^2 I & \bar{B}_i^T G_i^T & \bar{D}_i^T \\ * & * & -G_i - G_i^T + \bar{P}_i & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0. \quad (23)$$

其中

$$\bar{P}_i = \sum_{j=1}^2 \lambda_{ij} P_j, \quad \forall i, j \in S,$$

“*”为对称项.

如下定理 1 给出式 (5) 和 (7) 中最优 H_∞ 故障检测滤波器存在的充分条件.

定理 1 考虑增广残差系统 (12), 对于给定常数 $\gamma > 0$ 和任意非零 $w(k) \in L_2[0, \infty)$, 如果存在对称正定矩阵 $P_{1i} > 0, P_{2i} > 0, G_{1i} > 0, G_{2i} > 0$, 矩阵 Q_i 和标量 $\varepsilon > 0$, 满足如下 LMI 凸优化问题:

$$\begin{aligned} \min \quad & \gamma, \\ \begin{bmatrix} -P_{1i} & 0 & 0 & 0 & 0 & \Xi_2 & 0 & C^T & 0 \\ * & -P_{2i} & 0 & 0 & 0 & 0 & \Xi_7 & -C_w^T & 0 \\ * & * & \Xi_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & 0 & \Xi_3 & 0 & D_d^T & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 I & \Xi_4 & \Xi_8 & D_{fw}^T & 0 \\ * & * & * & * & * & \Xi_5 & 0 & 0 & G_{1i} D_{ui} \\ * & * & * & * & * & * & \Xi_6 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0. \end{aligned} \quad (24)$$

其中: 矩阵定义如式 (10), 且有

$$\begin{aligned} \Xi_1 &= -\gamma^2 I + \varepsilon V_{ui}^T V_{ui}, \quad \Xi_2 = A^T G_{1i}^T - C^T Q_i^T, \\ \Xi_3 &= B_d^T G_{1i}^T - D_d^T Q_i^T, \quad \Xi_4 = B_f^T G_{1i}^T - D_f^T Q_i^T, \\ \Xi_5 &= -G_{1i} - G_{1i}^T + \bar{P}_{1i}^T, \quad \Xi_6 = -G_{2i} - G_{2i}^T + \bar{P}_{2i}^T, \\ \Xi_7 &= A_w^T G_{2i}^T, \quad \Xi_8 = B_w^T G_{2i}^T, \end{aligned}$$

$$\bar{P}_{1i} = \sum_{j=1}^2 \lambda_{ij} P_{1j}, \quad \bar{P}_{2i} = \sum_{j=1}^2 \lambda_{ij} P_{2j}, \quad \forall i, j \in S,$$

$$D_{u1} = \tilde{D}, \quad V_{u1} = \tilde{E}, \quad D_{u2} = 0, \quad V_{u2} = 0.$$

则存在最优检测滤波器 (5) 和 (7), 使得残差系统 (12) 随机稳定并满足式 (15) 的指标, 且有 $L_i = G_{1i}^{-1} Q_i$.

证明 由引理 1 可知, 令

$$P_i = \text{diag}\{P_{1i}, P_{2i}\}, \quad G_i = \text{diag}\{G_{1i}, G_{2i}\},$$

将 $\bar{A}_i, \bar{B}_i, \bar{C}_i, \bar{D}_i$ 代入式 (23), 则由于 B_{ui} 中含有 $\Delta \tilde{B} = \tilde{D}F(\tau'_k)\tilde{E}$ 项, 式 (23) 可改写为

$$\Phi_i + U_i F(\tau'_k) V_i + V_i^T F^T(\tau'_k) U_i^T < 0. \quad (25)$$

其中

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} -P_{1i} & 0 & 0 & 0 & 0 & A_i^T G_{1i}^T & 0 & C^T \\ * & -P_{2i} & 0 & 0 & 0 & 0 & \Xi_7 & -C_w^T \\ * & * & -\gamma^2 I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I & 0 & B_{di}^T G_{1i}^T & 0 & D_d^T \\ * & * & * & * & -\gamma^2 I & B_{fi}^T G_{1i}^T & \Xi_8 & D_{fw}^T \\ * & * & * & * & * & \Xi_5 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & \Xi_6 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix},$$

$$U_i = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ D_{ui}^T G_{1i}^T \ 0 \ 0]^T,$$

$$V_i = [0 \ 0 \ V_{ui} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

由文献 [15] 可知, 式 (25) 成立等价于下式成立:

$$\Phi_i + \varepsilon^{-1} U_i U_i^T + \varepsilon V_i^T V_i < 0. \quad (26)$$

再次应用 Schur 补, 定义 $Q_i = G_{1i} L_i$, 将式 (10) 和 (13) 中的参数阵代入 (26), 即得式 (24) 成立. \square

3.2 后置滤波器设计

下面的定理 2 给出了优化问题 (21) 的求解方法. 为了方便推导, 首先给出引理 2.

引理 2^[13] 对于给定适维矩阵 P 和 H , 优化问题 $\min_X \bar{\sigma}(P + XH)$ 的最优解为

$$X = -PH^+, \quad (27)$$

$$\min_X \bar{\sigma}(P + XH) = \bar{\sigma}(P - PH^+H). \quad (28)$$

其中: $(\cdot)^+$ 为矩阵的 Moore-Penrose 逆, $\bar{\sigma}(\cdot)$ 和下文的 $\underline{\sigma}(\cdot)$ 分别为矩阵的最大和最小奇异值.

定理 2 在任意时刻 k , 对于时变阵 $H_{dv,k}$ 和 $H_{f,k}$, 且 $\text{rank}(H_{f,k}) = \zeta = q(s+1)$, 优化问题 (21) 的最优解 $V_k^* \in R^{\zeta \times m(s+1)}$ 为

$$V_k^* = H_{f,k}^- - H_{f,k}^- H_{dv,k} (H_{fn,k} H_{dv,k})^+ H_{fn,k}, \quad (29)$$

其中 $H_{fn,k}$ 和 $H_{f,k}^-$ 满足 $H_{f,k}^- H_{f,k} = I_{\zeta \times \zeta}$, $H_{fn,k} H_{f,k} = 0$, 且 $[(H_{f,k}^-)^T \ H_{fn,k}^T]^T$ 是秩为 $m(s+1)$ 方阵的任意矩阵.

证明 任意时刻 k , 最优解 V_k^* 可改写为

$$V_k^* = [X_{1,k} \ X_k] [(H_{f,k}^-)^T \ H_{fn,k}^T]^T = X_{1,k} H_{f,k}^- + X_k H_{fn,k}. \quad (30)$$

由式 (19) 可知

$$\begin{aligned} \|\xi_{dv}(k)\|_e &= \|V_k^* H_{dv,k} d_{v,s}(k)\|_e \leq \\ &\bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \|d_{v,s}(k)\|_e, \\ \|\xi_f(k)\|_e &= \|V_k^* H_{f,k} f_s(k)\|_e \geq \\ &\underline{\sigma}(V_k^* H_{f,k}) \|f_s(k)\|_e. \end{aligned} \quad (31)$$

将式 (31) 代入 (21), 可得

$$\frac{\|V_k^* H_{dv,k}\|_\infty}{\|V_k^* H_{f,k}\|_-} = \sup_{d_{v,s} \in L_2} \frac{\|\xi_{dv}(k)\|_e}{\|d_{v,s}(k)\|_e} \Big/ \inf_{f \in L_2} \frac{\|\xi_f(k)\|_e}{\|f_s(k)\|_e} =$$

$$\begin{aligned} \frac{\bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k})}{\underline{\sigma}(V_k^* H_{f,k})} &= \frac{\bar{\sigma}((X_{1,k} H_{f,k}^- + X_k H_{fn,k}) H_{dv,k})}{\underline{\sigma}((X_{1,k} H_{f,k}^- + X_k H_{fn,k}) H_{f,k})} = \\ &\frac{\bar{\sigma}((X_{1,k} H_{f,k}^- + X_k H_{fn,k}) H_{dv,k})}{\underline{\sigma}(X_{1,k})} \geq \\ &\frac{\underline{\sigma}(X_{1,k}) \bar{\sigma}(H_{f,k}^- H_{dv,k} + X_{1,k}^{-1} X_k H_{fn,k} H_{dv,k})}{\underline{\sigma}(X_{1,k})} = \\ &\bar{\sigma}(H_{f,k}^- H_{dv,k} + X_{1,k}^{-1} X_k H_{fn,k} H_{dv,k}). \end{aligned} \quad (32)$$

其中: X_k 为任意适维阵; $X_{1,k}$ 为方阵, 其秩为 $\text{rank}(X_{1,k}) = \text{rank}(H_{f,k}) = \zeta$. 等号成立当且仅当

$$\bar{\sigma}(X_{1,k}) = \underline{\sigma}(X_{1,k}) \Leftrightarrow X_{1,k} = I_{\zeta \times \zeta}. \quad (33)$$

则优化问题 (21) 可转化为

$$\min_{X_k} \bar{\sigma}(H_{f,k}^- H_{dv,k} + X_k H_{fn,k} H_{dv,k}). \quad (34)$$

由引理 2 可得

$$X_k = -H_{f,k}^- H_{dv,k} (H_{fn,k} H_{dv,k})^+, \quad (35)$$

将 $X_{1,k}, X_k$ 代入式 (30) 可得 (29) 成立. \square

注 2 由于在任意时刻 k , $i = \sigma(k)$, $H_{dv,k}$ 和 $H_{f,k}$ 已知, 优化问题 (21) 最优解 V_k^* 均可由式 (29) 得到, 可见 V_k^* 为时变矩阵. 当系统无丢包时, $i = \sigma(k) = 1$ 恒成立, $H_{dv,k}, H_{f,k}, V_k^*$ 退化为文献 [14] 中的定常矩阵.

3.3 自适应阈值设计

为了方便推导, 将式 (16) 改写为

$$e(k+1) = A_{i,k} e(k) + B_{di,k}^v d_v(k) + B_{fi,k} f(k). \quad (36)$$

其中: $d_v(k) = [d^T(k) \ v^T(k)]^T$, $B_{di,k}^v = [B_{di,k} \ B_{\delta i,k}]$.

由 $v(k)$ 的定义和 $F^T(\tau'_k) F(\tau'_k) \leq I$ 可得

$$\begin{aligned} &\sum_{i=k-L}^k v^T(i-s) v(i-s) = \\ &\sum_{i=k-L}^k \bar{u}^T(i-s) (\Delta \tilde{B})^T \Delta \tilde{B} \bar{u}(i-s) = \\ &\sum_{i=k-L}^k \bar{u}^T(i-s) (\tilde{D} F(\tau'_k) \tilde{E})^T \tilde{D} F(\tau'_k) \tilde{E} \bar{u}(i-s) \leq \\ &(L+1) \bar{\sigma}(\tilde{D})^2 \bar{\sigma}(\tilde{E})^2 \|\bar{u}(k-s)\|_e^2. \end{aligned} \quad (37)$$

由式 (36) 可得

$$\begin{aligned} &\left[\sum_{i=k-L}^k e^T(i-s) e(i-s) \right]^{1/2} \leq \lambda_d \|d_v(k-s)\|_e = \\ &\lambda_d \left[\sum_{i=k-L}^k d^T(i-s) d(i-s) + \right. \\ &\left. \sum_{i=k-L}^k v^T(i-s) v(i-s) \right]^{1/2} = \\ &(L+1)^{1/2} \lambda_d (\Delta_d^2 + (\bar{\sigma}(\tilde{D}) \bar{\sigma}(\tilde{E}) \|\bar{u}(k-s)\|_e)^2)^{1/2}. \end{aligned} \quad (38)$$

其中: $\lambda_d = \sup_{w, i \in S} \bar{\sigma}((e^{jw} I - A_{i,k})^{-1} B_{di,k}^v)$, $d(k)$ 是 L_2 范数有界的. 可定义 $\Delta_d = \sup_d \|d(k)\|_e$, 则由式 (18) 可

得

$$\begin{aligned} & \sup_{d,f=0} \left(\frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k \xi^T(i)\xi(i) \right)^{1/2} \leq \\ & \bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \left[\frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k d_{v,s}^T(i)d_{v,s}(i) \right]^{1/2} = \\ & \bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \left[\frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k \left[e^T(i-s)e(i-s) + \sum_{j=0}^s d^T(i-j)d(i-j) + \sum_{j=0}^s v^T(i-j)v(i-j) \right] \right]^{1/2} = \\ & \bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \sup_{d,v} \left[\frac{1}{L+1} \left(\sum_{i=k-L}^k e^T(i-s)e(i-s) + \sum_{j=0}^s \sum_{i=k-L}^k d^T(i-j)d(i-j) + \sum_{j=0}^s \sum_{i=k-L}^k v^T(i-j)v(i-j) \right) \right]^{1/2} \leq \\ & \bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \sup_{d,v} \left[(\lambda_d^2 + s + 1)\Delta d^2 + \bar{\sigma}^2(\tilde{D})\bar{\sigma}^2(\tilde{E}) \times \right. \\ & \left. (\lambda_d^2 \|\bar{u}(k-s)\|_e^2 + \sum_{j=0}^s \|\bar{u}(k-j)\|_e^2) \right]^{1/2}. \quad (39) \end{aligned}$$

由式(22)可得到

$$\begin{aligned} J_{th} = & \sup_{d \in L_2[0,\infty), f=0} \left(\frac{1}{L+1} \sum_{i=k-L}^k \xi^T(i)\xi(i) \right)^{1/2} = \\ & \bar{\sigma}(V_k^* H_{dv,k}) \Delta_{d,v}, \quad (40) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta_{d,v} = & \sup_{d,v} \left[(\lambda_d^2 + s + 1)\Delta d^2 + \bar{\sigma}^2(\tilde{D})\bar{\sigma}^2(\tilde{E}) \times \right. \\ & \left. (\lambda_d^2 \|\bar{u}(k-s)\|_e^2 + \sum_{j=0}^s \|\bar{u}(k-j)\|_e^2) \right]^{1/2}. \end{aligned}$$

由式(40)可知, 阈值与 V_k^* 、 $H_{dv,k}$ 和 $\Delta_{d,v}$ 有关. 其中: 矩阵 V_k^* 和 $H_{dv,k}$ 时变且与系统(9)的模态(丢包情况)密切相关; $\|\bar{u}(k-s)\|_e^2$ 由时延不确定性项引起, 可在线计算; Δd 与外部干扰相关. 故系统阈值为适应系统变化且可在线计算的自适应阈值.

3.4 迭代算法设计

由于每个时刻 k , 式(17)涉及高维矩阵在线生成, 为了减小计算量加快检测速度^[14], 给出如下迭代算法: 首先将 $H_{v,k}$ 改写为

$$\begin{aligned} H_{v1,k} = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_v(k-s+2, k-s+1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ g_v(k, k-s+1) & \cdots & g_v(k, k-1) & 0 \end{bmatrix}, \\ H_{v,k} = & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \Delta & H_{v1,k} \end{bmatrix}, \quad (41) \end{aligned}$$

其中 Δ 为不关注的矩阵项. 则对于给定的 $H_{v,k-1}$, 可利用下式更新 $H_{v,k}$:

$$H_{v,k} = \begin{bmatrix} H_{v1,k-1} & 0 \\ \bar{H}_{v1,k} & 0 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

其中 $\bar{H}_{v1,k} = [g_v(k, k-s) \cdots g_v(k, k-1)]$.

定义如下矩阵变量:

$$E_{v,k} = \text{diag}\{B_{\delta i, k-s}, \cdots, B_{\delta i, k-1}\},$$

$$\Gamma(k) = [\Phi(k, k-s+1) \cdots \Phi(k, k-1)\Phi(k, k)],$$

$$\Gamma_1(k) = [\Phi(k, k-s+1) \cdots \Phi(k, k-1)].$$

由式(17)可知, $\bar{H}_{v1,k}$ 和 $\Gamma(k)$ 可改写为

$$\bar{H}_{v1,k} = C\Gamma(k)E_{v,k}, \quad (43)$$

$$\Gamma(k) = [A_{i, k-1}\Gamma_1(k-1) \ I]. \quad (44)$$

对于 $k-1$ 时刻已知的 $H_{v, k-1}$ 和 $\Gamma(k-1)$, 给出 k 时刻 $H_{v,k}$ 的计算过程如下.

算法 1

Step 1: 通过式(41), 由 $H_{v, k-1}$ 计算得到 $H_{v1, k-1}$.

Step 2: 通过 $\Gamma(k-1) = [\Gamma_1(k-1) \ I]$, 由 $\Gamma(k-1)$ 得到 $\Gamma_1(k-1)$.

Step 3: 由式(43)和(44)计算 $\bar{H}_{v1, k}$.

Step 4: 由式(42)计算 $H_{v, k}$.

$H_{d,k}$ 的计算方法稍有不同. 由式(17)可知, 将 $H_{d,k}$ 进行如下分解:

$$H_{d,k} = [H_{e,k} \ \bar{H}_{d,k}]. \quad (45)$$

其中

$$\begin{aligned} H_{e,k} = & \begin{bmatrix} g_e(k-s, k-s) \\ g_e(k-s+1, k-s) \\ \vdots \\ g_e(k, k-s) \end{bmatrix}, \\ \bar{H}_{d,k} = & \begin{bmatrix} D_d & 0 & \cdots & 0 \\ g_d(k-s+1, k-s) & D_d & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_d(k, k-s) & \cdots & g_d(k, k-1) & D_d \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

对比 $\bar{H}_{d,k}$ 、 $H_{f,k}$ 和 $H_{v,k}$ 的形式可知, 除矩阵对角线元素不同外, 其余部分形式相同, 故采用与 $H_{v,k}$ 相同的算法 1 即可求解, 其中

$$H_{f,k} = \begin{bmatrix} D_f & 0 \\ \Delta & H_{f1,k} \end{bmatrix}, \quad \bar{H}_{d,k} = \begin{bmatrix} D_d & 0 \\ \Delta & H_{d1,k} \end{bmatrix}. \quad (46)$$

对于 $k-1$ 时刻已知的 $H_{f, k-1}$ 和 $\bar{H}_{d, k-1}$, 可使用下式更新 $H_{f,k}$ 和 $\bar{H}_{d,k}$:

$$H_{f,k} = \begin{bmatrix} H_{f1, k-1} & 0 \\ \bar{H}_{f1, k} & D_f \end{bmatrix}, \quad \bar{H}_{d,k} = \begin{bmatrix} H_{d1, k-1} & 0 \\ \bar{H}_{d1, k} & D_d \end{bmatrix}. \quad (47)$$

其中

$$\begin{aligned} E_{f,k} &= \text{diag}\{B_{f_i,k-s}, \dots, B_{f_i,k-1}\}, \\ E_{d,k} &= \text{diag}\{B_{d_i,k-s}, \dots, B_{d_i,k-1}\}, \\ \bar{H}_{f1,k} &= C\Gamma(k)E_{f,k}, \bar{H}_{d1,k} = C\Gamma(k)E_{d,k}. \end{aligned} \quad (48)$$

由算法1可知, 对于给定的 $H_{f,k-1}$ 、 $\bar{H}_{d,k-1}$ 和 $\Phi(k-1)$, 由式(44)、(47)和(48)计算得到 $H_{f,k}$ 和 $\bar{H}_{d,k}$. 对于矩阵 $H_{e,k}$, 有

$$\begin{aligned} H_{e,k} &= \begin{bmatrix} C\Phi(k-s, k-s) \\ C\Phi(k-s+1, k-s) \\ \vdots \\ C\Phi(k, k-s) \end{bmatrix} = \\ E_{e,k} &\begin{bmatrix} I \\ \Phi(k-s+1, k-s) \\ \vdots \\ A_{i,k-1}\Phi(k-1, k-s) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (49)$$

其中 $E_{e,k} = \text{diag}\{C, C, \dots, C\}$. 由式(49)可知, $\Phi(k-j, k-s)$ 必存在于 $\Gamma(k-j)$ ($1 \leq j \leq s$) 的某一项中, 由于每个采样时刻 k , $\Gamma(k-j)$ 均已知, 可通过式(49)迭代计算 $H_{e,k}$, 进一步得到矩阵 $H_{d,k}$.

综上, 可将整个迭代过程总结为如下算法2.

算法2

Step 1: 当 $k < s$ 时, 由于历史信息不足, 无法采用时域优化方法和迭代算法, 取后置滤波器

$$V_{s,k}^* = V_{s-1,k}^* = \dots = V_{0,k}^* = I, \forall k \in [0, s).$$

Step 2: 记迭代开始时刻为 $k_0 = s$, 当 $k = k_0$ 时, $\sigma(0) = i_0, \sigma(1) = i_1, \dots, \sigma(k_0) = i_{k_0}$, 由式(17)可得迭代初值为 $H_{f,k_0}, H_{d,k_0}, H_{v,k_0}$.

Step 3: 借助算法1, 对于 $\sigma(k) = i_k$, 可逐步迭代出 $\forall k \geq k_0$ 时刻各系数阵 $H_{f,k}, H_{d,k}, H_{v,k}$.

4 仿真实验

考虑网络控制系统连续系统模型^[16]为

$$\begin{aligned} A_c &= \begin{bmatrix} -0.549 & 0.9838 \\ 5.591 & -0.7707 \end{bmatrix}, C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ B_c &= \begin{bmatrix} -0.08244 & -0.0569 & -0.006027 \\ -8.759 & -6.28 & 4.716 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

按 $h = 0.025$ s 离散化, 取扰动和故障分布阵为

$$\begin{aligned} B_d &= [0.1 \ 0.1]^T, B_f = [0.3 \ 0.3]^T, \\ D_d &= [0.1 \ 0.1]^T, D_f = [0.3 \ 0.3]^T. \end{aligned}$$

参考文献[3], 解得控制器参数阵为

$$K = \begin{bmatrix} -0.5572 & -0.1968 \\ -0.3856 & -0.1362 \\ -0.0169 & -0.0060 \end{bmatrix}.$$

取参考残差模型参数阵为

$$\begin{aligned} A_w &= \begin{bmatrix} 0.99 & 0 \\ 0 & 0.99 \end{bmatrix}, B_w = \begin{bmatrix} 0.1980 \\ 0.0732 \end{bmatrix}, \\ C_w &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, D_w = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.3 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

根据定理1可得到滤波器参数 L_i 和对应的 γ 分别为

$$\begin{aligned} L_1 &= \begin{bmatrix} 0.5833 & 0.0329 \\ 0.0996 & 0.5793 \end{bmatrix}, \\ L_2 &= \begin{bmatrix} 0.5205 & 0.0274 \\ 0.0871 & 0.5161 \end{bmatrix}, \\ \gamma &= 0.1698. \end{aligned}$$

假设 τ_k 为在 $[0, h]$ 间均匀分布的随机变量, 计算得 $\delta = 0.0127$, 丢包模态 $\sigma(k)$ 状态转移概率矩阵为

$$\Pi = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.2 \\ 0.7 & 0.3 \end{bmatrix}.$$

假设 $d(k)$ 为均值为0、幅值小于0.5的随机信号, 故障为

$$f = \begin{cases} 0.18, & 6 \leq t \leq 14; \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

取 $L = 10, s = 2$, 优化前 V_k 根据文献[11]求解, 优化后 V_k^* 由式(29)给出, 结果如图1~图3所示. 图1为优化前残差 $\xi(k)$, 可见优化前残差能够跟踪故障变化趋势, 但波动较大. 图2和图3分别为优化前后残差评估函数 $J(k)$, 对比图2和图3可知, 优化前系统出现多次报警现象, 优化后检测效果则较好.

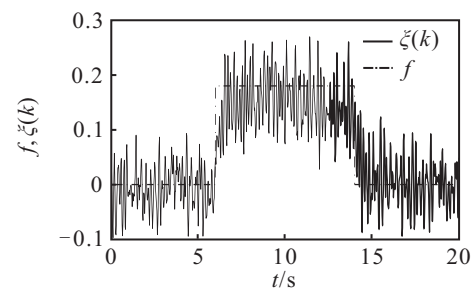


图1 故障和优化前残差信号

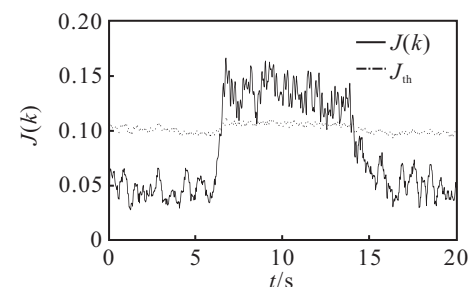


图2 优化前残差评估函数

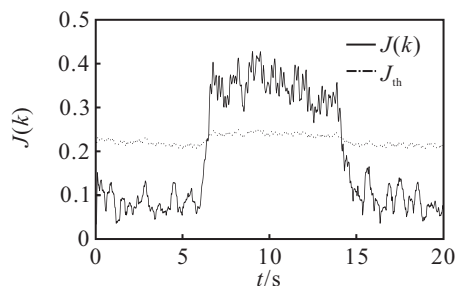


图3 本文残差评估函数

由阈值计算公式(22)可得:优化前,当 $t=6.375$ s时, $J(k)=0.1021 > J_{th}$,检测时间 $T_d=0.375$ s;优化后,当 $t=6.325$ s时, $J(k)=0.2316 > J_{th}$, $T_d=0.325$ s,表明优化后检测速度更快.进一步,使用最小可检测故障 $f_{min}^{[14]}$ 和 T_d 表征系统性能.以步长 $\Delta f=0.05$ 逐步减少故障幅值至无法有效检出故障为止,得到结果如表1所示.由表1可见,本文方法能够检测更小的故障,且检测速度更快,系统性能更好.

表1 检测能力对比

	文献[11]方法	本文方法
最小可检测故障 f_{min}	0.175	0.155
检测时间 T_d/s	0.400	0.350

5 结论

本文研究了一类同时存在未知时延和Markov丢包的NCSs故障检测滤波器的设计与优化问题.针对建立的离散UMJLS系统,结合最优鲁棒滤波和时域优化方法给出了滤波器求解方法.同时,设计了自适应阈值,并给出时变参数阵的迭代计算方法,降低了在线计算量.仿真结果表明,所提出方法能够抑制时延和丢包影响,提高系统的故障检测能力和检测速度,表明了所提出方法的有效性和优越性.

参考文献(References)

- [1] Montestruque L A, Antsaklis P J. On the model-based control of networked systems[J]. *Automatica*, 2003, 39(10): 1837-1843.
- [2] 罗小元, 李娜, 徐奎, 等. 具有随机丢包的非线性网络化控制系统鲁棒故障检测[J]. *控制与决策*, 2013, 28(10): 1596-1600.
(Luo X Y, Li N, Xu K, et al. Robust fault detection for nonlinear networked control systems with random packets loss[J]. *Control and Decision*, 2013, 28(10): 1596-1600.)
- [3] 马卫国, 邵诚. 网络控制系统随机稳定性研究[J]. *自动化学报*, 2007, 33(8): 878-881.
(Ma W G, Shao C. Stochastic stability for networked control systems[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2007, 33(8): 878-881.)
- [4] Mao Z H, Jiang B, Shi P. H_∞ fault detection filter design for networked control systems modeled by discrete Markovian jump systems[J]. *IET Control Theory Application*, 2007, 1(5): 1336-1343.
- [5] 黄鹤, 谢德晓, 韩笑冬, 等. 具有随机丢包的一类网络控制系统的故障检测[J]. *控制理论与应用*, 2011, 28(1): 79-86.
(Huang H, Xie D X, Han X D, et al. Fault detection for networked control system with random packet dropout[J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(1): 79-86.)
- [6] Wang Z D, Shen B, Liu X H. H_∞ filtering with randomly occurring sensor saturations and missing measurements[J]. *Automatica*, 2012, 48(3): 556-562.
- [7] Wang Y Q, Ye H, Ding S X, et al. Residual generation and evaluation of networked control systems subject to random packet dropout[J]. *Automatica*, 2009, 45(10): 2427-2434.
- [8] 张婕, 博煜明, 吕明. 存在时延和数据包丢失的网络控制系统故障检测[J]. *控制与决策*, 2011, 26(6): 933-939.
(Zhang J, Bo Y M, Lv M. Fault detection for networked control systems with delays and data packet dropout[J]. *Control and Decision*, 2011, 26(6): 933-939.)
- [9] He X, Wang Z D, Zhou D H. Robust fault detection for networked systems with communication delay and data missing[J]. *Automatica*, 2009, 45(11): 2634-2639.
- [10] Zhang Y, Liu Z X, Fang H J, et al. H_∞ fault detection for nonlinear networked systems with multiple channels data transmission pattern[J]. *Information Sciences*, 2013, 221: 534-543.
- [11] Zhong M Y, Ding S X, Lam J, et al. An LMI approach to design robust fault detection filter for uncertain lti systems[J]. *Automatica*, 2003, 39(3): 543-550.
- [12] Abid M, Chen W, Ding S X, et al. Optimal residual evaluation for nonlinear systems using post-filter and threshold[J]. *Int J of Control*, 2011, 84(3): 526-539.
- [13] Ding X, Guo L. An approach to time domain optimization of observer-based fault detection systems[J]. *Int J of Control*, 1998, 69(3): 419-442.
- [14] Zhong M Y, Ding Q, Shi P. Parity space-based fault detection for Markovian jump systems[J]. *Int J of System Science*, 2009, 40(4): 421-428.
- [15] Liu A. D, Liu Y, Zhang W A. H_∞ control for network-based systems with time-varying delay and packet disordering[J]. *IET Control Theory Application*, 2007, 1(5): 1344-1354.
- [16] Hartmann G L, Barrett M F, Greene C S. Control design for an unstable vehicle[R]. NASA CR-170393, 1979.
(责任编辑: 郑晓蕾)