

控制与决策

Control and Decision



基于动态观测器零极点优化的网络控制系统故障检测

代学武, 郑志达, 高莺, 崔东亮, 赵宏涛

引用本文:

代学武, 郑志达, 高莺, 等. 基于动态观测器零极点优化的网络控制系统故障检测[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1351–1360.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1107>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

纵向速度和艏向角受限的水面艇有限时间协同路径跟踪

Finite-time cooperative path following of surface vessels with surge velocity and yaw angle constraints

控制与决策. 2021, 36(2): 363–370 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0977>

参数未知的离散系统Q-学习优化状态估计与控制

Q-learning optimal state estimation and control for discrete systems with unknown parameters

控制与决策. 2020, 35(12): 2889–2897 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0180>

事件触发机制下分布时滞网络化控制系统 H_∞ 故障检测

Event-triggered H_∞ fault detection for networked control systems with distributed delays

控制与决策. 2020, 35(12): 3059–3065 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0456>

基于动态观测器零极点优化的网络控制系统故障检测

代学武^{1†}, 郑志达¹, 高 莺², 崔东亮¹, 赵宏涛²

(1. 东北大学 流程工业综合自动化国家重点实验室, 沈阳 110004; 2. 中国铁道科学研究院, 北京 100081)

摘 要: 针对网络化控制系统中在有限频扰动和噪声下的传感器故障检测问题, 构建一种新型的观测器结构: 动态观测器. 利用动态观测器零点可配置这一新特性, 提出零点和极点联合优化配置的故障检测方法. 所提出的动态观测器是在传统比例积分观测器的基础上扩展而成, 更具一般性, 具有零点可配置的特点, 能够克服传统观测器零点是固定的限制. 将动态观测器的零点配置到有限频率测量扰动信号和网络传输延时等外部扰动的特征频谱处, 利用零点的特性更好地衰减扰动对残差的影响. 给出观测器故障检测的综合性能指标, 结合 H_2/H_∞ 优化方法优化动态观测器极点. 最后以网络化两轮自平衡机器人的模型为例, 比较动态观测器、比例积分观测器、比例观测器的故障检测效果. 仿真结果验证了所提动态观测器故障检测方法的优势和有效性.

关键词: 动态观测器; 零极点优化; 故障检测; 网络控制系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1107

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 代学武, 郑志达, 高莺, 等. 基于动态观测器零极点优化的网络控制系统故障检测[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1351-1360.

Pole-zero optimization design of dynamic observer for fault detection of networked control systems

DAI Xue-wu^{1†}, ZHENG Zhi-da¹, GAO Ying², CUI Dong-liang¹, ZHAO Hong-tao²

(1. State Key Laboratory of Synthetical Automation for Process Industries, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 2. China Academy of Railway Sciences, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper constructs a new type of observer structure called dynamic observer for the problem of sensor fault detection under finite frequency disturbance and noise in networked control systems. A joint optimization of zero and pole for fault detection is proposed, which features a dynamic observer whose zero can be freely assigned. The dynamic observer is based on the traditional proportional integral observer and can be expanded to more general types. It has the property that its zero can be assigned to anywhere. The dynamic observer overcomes the problem of invariant zero associated with traditional observers. Zero of the dynamic observer is assigned to the characteristic spectrum of the finite frequency disturbance signal and the network transmission delay, so the effect of disturbance on the residual can be better attenuated. A comprehensive performance of the observer for fault detection is proposed. The pole of the dynamic observer is designed by the H_2/H_∞ method to optimize the comprehensive performance of the observer. Finally, taking the model of a networked two-wheel self-balancing robot as an example, the fault detection performance of the dynamic observer, the proportional integral observer and the proportional observer are compared. The comparison results show the advantages and effectiveness of the dynamic observer fault detection method.

Keywords: dynamic observer; pole-zero optimization; fault detection; networked control system

0 引言

随着计算机网络和无线通信技术的发展, 在智能工厂、工业4.0和智能制造等行业需求驱动下, 物联网技术和网络化控制系统正在朝工业应用方面扩展. 对于大量任务敏感型工业应用, 现有的无线网络控制

系统受到系统可靠性的制约, 无法得到更好的推广, 需要充分挖掘故障检测等信息处理技术的潜力, 提高系统的可靠性. 传统控制系统中的数据传输采用专线连接方式, 而网络控制系统通过网络通信构成闭环反馈. 由于网络通信, 尤其是无线通信固有的信道共

收稿日期: 2019-08-01; 修回日期: 2019-12-28.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61773111, 61790574, U1834211); 国家铁路智能运输系统工程技术研究中心开放课题(2018YJ187).

责任编辑: 胡庆雷.

[†]通讯作者. E-mail: daixuewu@mail.neu.edu.cn.

享、数据传输延时抖动大和可靠性低等缺陷,加之智能传感器的分布式部署和工作于恶劣的工业环境,如何通过故障检测技术提高系统的可靠性是一个亟待解决的问题.同时,网络的引入、网络数据传输延时的不确定性,对故障检测方法和性能都提出了更高要求.

故障检测可以分为基于信号处理的方法、基于模型的方法以及基于知识和数据驱动的方法^[1].基于模型的故障检测方法中最为常见的是基于观测器的故障检测方法,因其简单有效且不需要大量的数据支撑而广泛应用于实际中.基于观测器故障检测的本质是生成一个残差信号,通过其幅值是否为零来判断系统是否出现故障.但是,由于存在外部扰动,在没有故障时,残差信号也可能不为零.因此,基于观测器故障检测的关键是在确保稳定的条件下,使得残差信号对故障信号具有较大的敏感性,同时对扰动具有较强的鲁棒性.这是一个多目标优化的问题.另一方面,很多情况下系统的扰动信号是频率有限信号,如舰船在航行过程中受到风、浪、流等影响,钢板轧制过程中受到的扰动与轧辊转速相关,这些扰动具有明显的频率特征,其能量并不是均匀分布在所有频率点,更多情况是集中在某些特定的频率点,而在通常的观测器设计中,主要考虑的是高斯白噪声型的扰动.因此,对于特定频率的扰动,如果忽略其频率特征,按照传统方法处理,则必然会带来较大的保守性.如何设计更好的观测器使其对频率受限的扰动具有更好的故障检测性能是目前网络控制系统故障检测所面临的一个主要挑战.

故障检测观测器的目的是尽可能在残差信号中滤除扰动和噪声.基于龙伯格观测器的优化方法^[2]、未知输入观测器^[3]、特征结构配置法^[4]等,都是对残差信号进行一个比例反馈,这类观测器使用了残差信号的比例信息,因此称为比例观测器.比例观测器只能配置观测器的极点而不能配置零点.在比例观测器的基础上,观测器反馈回路中增加对残差信号的积分作用,使得观测器进行输出估计时不仅用到当前的残差状态,还能利用过去的残差状态^[5].这种利用了残差的比例和积分信息的观测器称为比例积分观测器.比例积分观测器中积分回路的引入增加了观测器设计的自由度^[5],可以用参数化的方式来简化设计^[6],能够在扰动状态下更好地进行状态预测^[7]以及对扰动进行解耦^[8].比例积分观测器从提出至今已经有很多种变形和设计方法,如用于描述系统状态估计

中输出测量扰动进行解耦或抑制的比例多重积分观测器^[9]、极点配置与特征结构配置相结合的方式对比例积分观测器的相关矩阵进行优化的方法^[10]、嵌套比例积分观测器^[11]等,但是比例积分观测器只能配置观测器的极点而不能配置零点.除了采用调整极点的方式可以优化传递函数的频率响应之外,动态系统的零点对系统的频率响应也有较大影响,但比例观测器和比例积分观测器都存在零点无法调整的局限.

针对网络控制系统中频率受限扰动这一挑战问题,本文构建了一种新型的观测器(称作动态观测器 dynamic observer)结构.本文所提出的这种动态观测器,其反馈回路是由4个矩阵构成的以残差信号为输入的动态系统,因此称为动态观测器.所提出的动态观测器更具一般性,传统的比例观测器和比例积分观测器可视为是动态观测器的特例.更重要的是,所提动态观测器具备了零点可调的新特性^[12],克服了传统观测器零点不可调整的局限,因此为利用零点衰减频率受限扰动提供了新的解决方案.因此,本文利用动态观测器零点可配置这一新特性,提出了零点和极点联合优化配置的方法,使得所生成的故障检测残差信号对网络延时和有限频率的外部扰动具有更好的抑制作用,故障检测效果更佳.另一方面,动态观测器可以设计的矩阵有4个,设计自由度更高.

本文在系统存在网络随机延时、频率受限的测量扰动和随机测量误差的情况下,针对线性定常系统给出动态观测器参数化设计方法.该设计方法采用零极点优化的方式,其优点在于:综合考虑了零点和极点对观测器性能的影响,合理地配置观测器零极点的位置使得观测器的性能达到最优;根据扰动信号能量集中的频率点设计零点位置,滤除特定频率的扰动;考虑可能出现故障和扰动信号能量分布情况,采用 H_2/H_∞ 配置系统的极点.

1 网络化控制系统建模

建立合适的系统模型是对网络化控制系统进行故障检测的前提条件,本节的主要内容是网络化控制系统传输延时扰动和故障检测建模.

考虑一个线性时不变系统存在的测量扰动 $w(t)$ 和可能的传感器故障 $f(t)$,被控系统可用状态空间微分方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) = Cx(t) + D_a w(t) + D_f f(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^m$ 是对象的状态, $u(t) \in R^p$ 是对象的输入, $w(t)$ 是传感器测量扰动, $f(t)$ 是传感器故障,

$y(t) \in R^n$ 是对象的输出, A 、 B 、 C 、 D_d 、 D_f 是适当维度的常系数矩阵. 值得指出的是, 本文的扰动是直接作用于输出信号上的, 在故障检测中属于比较难以消除的扰动.

网络化控制系统中传感器为时间驱动, 控制器和执行器为事件驱动. 对于常见的网络控制系统, 经过恰当的配置, 可以使得传输延时小于采样周期 T ^[13], 即 $\tau_k^{sc} + \tau_k^{ca} \leq T$, 总的传输延迟 $\tau_k^{sc} + \tau_k^{ca}$ 记作 τ_k , 其中 τ_k^{sc} 、 τ_k^{ca} 分别为传感器到控制器、控制器到执行器的传输延时.

控制器在收到传感器的数据包 y_k 后, 计算出控制量 u_k 并发送给执行器, 控制量到达事件驱动的执行器节点之后立即作用于被控对象. 因此, 实际作用于被控对象的控制信号为

$$u(t) = \begin{cases} u_{k-1}, & t_k < t < t_k + \tau_k; \\ u_k, & t_k + \tau_k \leq t < t_{k+1}. \end{cases} \quad (2)$$

采用连续系统离散化求解, 网络化系统(1)可以写作如下所示的离散控制系统:

$$\begin{cases} x_{k+1} = Gx_k + H_0(\tau_k)u_{k-1} + H_1(\tau_k)u_k, \\ y_k = Cx_k + D_d w_k + D_f f_k. \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$G = e^{AT}, \quad (4)$$

$$H_0(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} e^{A(T-s)} B ds, \quad (5)$$

$$H_1(\tau_k) = \int_{\tau_k}^T e^{A(T-s)} B ds. \quad (6)$$

进一步地, 令

$$H = \int_0^T e^{A(T-s)} B ds, \quad (7)$$

$$\Delta u_k = u_k - u_{k-1}, \quad (8)$$

则有 $H = H_0(\tau_k) + H_1(\tau_k)$, 式(3)可写为

$$\begin{cases} x_{k+1} = Gx_k + Hu_k - H_0(\tau_k)\Delta u_k, \\ y_k = Cx_k + D_d w_k + D_f f_k. \end{cases} \quad (9)$$

从式(5)可知, $H_0(\tau_k)$ 是关于网络延时 τ_k 的函数矩阵, 由于 τ_k 在不同时刻的取值不同且具有随机性, $H_0(\tau_k)$ 是时变的并具有随机性. 为便于观测器设计, 需要将该时变系统作线性近似处理. 由式(5)可得

$$H_0(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} e^{A(T-s)} B ds = A^{-1}[I - e^{-A\tau_k}]e^{AT}B. \quad (10)$$

将 e^{-At} 在 $t = 0$ 处进行泰勒展开, 有

$$e^{-At} = \sum_{n=0}^{\infty} (-A)^n \cdot t^n. \quad (11)$$

忽略高阶项, e^{-At} 可以用泰勒展开式的前两项来近

似, 有

$$e^{-At} \approx I - A \cdot t. \quad (12)$$

将式(12)代入(10), 可得

$$H_0(\tau_k) \approx A^{-1}[I - (I - A \cdot \tau_k)]e^{AT}B = e^{AT}B \cdot \tau_k. \quad (13)$$

为简化符号, 将 e^{-AT} 记作 G , 则 $H_0(\tau_k)$ 可近似为 $GB \cdot \tau_k$, 即

$$H_0(\tau_k) \approx GB \cdot \tau_k. \quad (14)$$

将式(14)代入(9)中, 可得

$$\begin{cases} x_{k+1} = Gx_k + Hu_k + [-GB \ 0] \begin{bmatrix} \Delta u_k \cdot \tau_k \\ w_k \end{bmatrix}, \\ y_k = Cx_k + [0 \ D_d] \begin{bmatrix} \Delta u_k \cdot \tau_k \\ w_k \end{bmatrix} + D_f f_k. \end{cases} \quad (15)$$

令

$$H_d = [-GB \ 0], \quad \bar{D}_d = [0 \ D_d],$$

$$d_k = [\Delta u_k \cdot \tau_k \ w_k]^T,$$

则式(15)简写为

$$\begin{cases} x_{k+1} = Gx_k + Hu_k + H_d d_k, \\ y_k = Cx_k + \bar{D}_d d_k + D_f f_k. \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知, 本文将网络传输延时对控制系统的影响建模为 $\Delta u_k \cdot \tau_k$, 可视作一个外部扰动, 进而利用动态观测器使得网络传输延时对残差信号的影响最小化.

2 故障检测动态观测器

本节提出故障检测动态观测器的结构和设计, 并与比例观测器、比例积分观测器进行对比. 动态观测器设计的自由度更高, 且可以将动态观测器的零点配置到任意的位置, 而比例观测器和比例积分观测器的零点是不能改变的. 本文所提出的动态观测器, 在极点配置的基础上辅以零点配置, 可以更好地有针对性地有限频率的扰动和噪声进行衰减. 同时, 零点配置可以明显改善系统的动态特性, 因此动态观测器的故障检测性能会更高.

基于观测器故障检测的基本原理是利用系统输出信号的估计值 $\hat{y}_k$ 与系统实际输出 y_k 之间的差异产生残差信号

$$r_k = y_k - \hat{y}_k. \quad (17)$$

通过比较残差的特性, 如幅度大小等, 判断是否发生故障. 在健康无故障情况下, 当没有扰动时, $r_k =$

0; 当存在扰动时, 残差信号在一定范围内 $\|r_k\| < \alpha$, 其中 α 为大于零的阈值. 当系统发生故障时, 会导致残差信号增大, 因此可通过 $\|r_k\|$ 是否大于阈值 α 来判断系统是否发生故障:

$$\|r_k\| > \alpha \Rightarrow \text{Fault}. \quad (18)$$

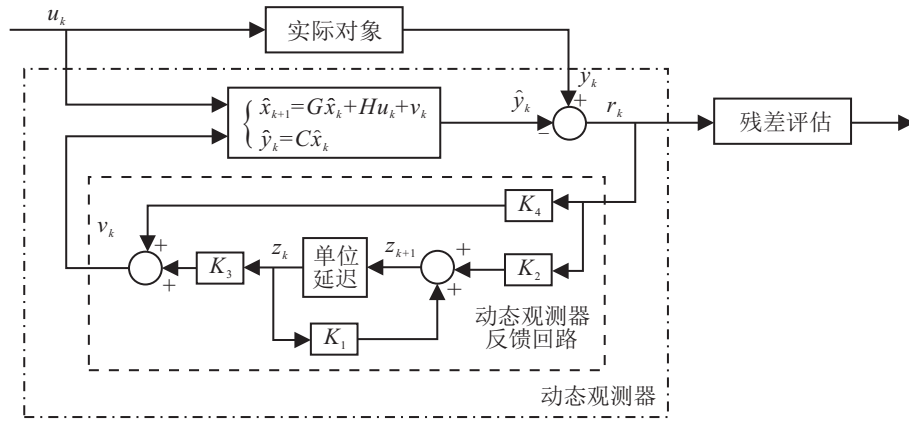


图1 动态观测器结构

动态观测器的估计误差反馈回路如图1虚线框所示, 可写作

$$\begin{cases} z_{k+1} = K_1 z_k + K_2 r_k, \\ v_k = K_3 z_k + K_4 r_k. \end{cases} \quad (19)$$

状态方程为

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = G \hat{x}_k + H u_k + v_k, \\ \hat{y}_k = C \hat{x}_k. \end{cases} \quad (20)$$

其中: $\hat{x}_k$ 为系统状态估计值, $\hat{y}_k$ 为系统的估计输出, $K_1 \sim K_4$ 为适当维度的待设计反馈矩阵.

图1中整个系统可以视作一个以 u_k 和 y_k 为输入, r_k 为输出的动态系统, 动态观测器的反馈部分是由矩阵 $K_1 \sim K_4$ 所构成的一个如式(19)所示的动态系统. 该动态反馈回路以 r_k 为输入, 并将输出的 v_k 作为预测模块(20)的一个输入信号.

定理1 考虑具有随机延迟 τ_k 的网络化控制系统(3), 若对应的离散线性系统满足观测条件, 则可设计一个如式(19)和(20)的故障检测动态观测器, 当 $\begin{bmatrix} G - K_4 C & -K_3 \\ K_2 C & K_1 \end{bmatrix}$ 的特征根在单位圆内时, 该动态观测器是收敛的. 即, 对于任意初始条件, 当时间 $k \rightarrow \infty$ 时, 估计误差可以指数收敛于0.

证明 令 $e_k = x_k - \hat{x}_k$, 将式(16)和(20)代入(17)可得

$$r_k = C e_k + \bar{D}_d d_k + D_f f_k. \quad (21)$$

将式(21)和(19)代入(20)可得

2.1 动态观测器

本文观测器的反馈部分不再是简单地对残差信号进行比例反馈、积分反馈, 而是由4个矩阵组成的类似于线性时不变系统状态方程的动态系统, 因此称为动态观测器. 动态观测器的结构如图1所示, 其中点画线内是动态观测器.

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= G \hat{x}_k + H u_k + K_3 z_k + \\ &K_4 (C e_k + \bar{D}_d d_k + D_f f_k). \end{aligned} \quad (22)$$

将式(21)代入(19), 可得

$$z_{k+1} = K_1 z_k + K_2 (C e_k + \bar{D}_d d_k + D_f f_k). \quad (23)$$

因为 $e_{k+1} = x_{k+1} - \hat{x}_{k+1}$, 由式(22)和(16)可得

$$\begin{aligned} e_{k+1} &= \\ &(G - K_4 C) e_k - K_3 z_k + (H_d - K_4 \bar{D}_d) d_k - K_4 D_f f_k. \end{aligned} \quad (24)$$

联立式(21)、(23)、(24), 可得

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} e_{k+1} \\ z_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G - K_4 C & -K_3 \\ K_2 C & K_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_k \\ z_k \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} H_d - K_4 \bar{D}_d \\ K_2 \bar{D}_d \end{bmatrix} d_k + \begin{bmatrix} -K_4 D_f \\ K_2 D_f \end{bmatrix} f_k, \\ r_k = [C \ 0] \begin{bmatrix} e_k \\ z_k \end{bmatrix}^T + \bar{D}_d d_k + D_f f_k. \end{cases} \quad (25)$$

为简化表达, 式(25)可以写为

$$\begin{cases} \tilde{x}_{k+1} = \tilde{G} \tilde{x}_k + \tilde{H}_d d_k + \tilde{H}_f f_k, \\ r_k = \tilde{C} \tilde{x}_k + \tilde{D}_d d_k + \tilde{D}_f f_k. \end{cases} \quad (26)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{x}_k &= \begin{bmatrix} e_k \\ z_k \end{bmatrix}, \quad \tilde{G} = \begin{bmatrix} G - K_4 C & -K_3 \\ K_2 C & K_1 \end{bmatrix}, \\ \tilde{H}_d &= \begin{bmatrix} H_d - K_4 \bar{D}_d \\ K_2 \bar{D}_d \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_f = \begin{bmatrix} -K_4 D_f \\ K_2 D_f \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\tilde{C} = [C \ 0], \tilde{D}_d = \bar{D}_d, \tilde{D}_f = \bar{D}_f. \quad (27)$$

根据状态空间系统的稳定性条件,当 $\tilde{G}$ 的特征根在单位圆内时, $[e_k^T \ z_k^T]^T$ 在 $k \rightarrow \infty$ 指数趋近于0. $\square$

由式(26)可知,残差信号 r_k 会受到扰动 d_k 和故障 f_k 的影响. 扰动 d_k 到残差输出 r_k 的作用可以用传递函数矩阵 $G_d(z)$ 描述,故障 f_k 到残差 r_k 的影响可以用传递函数矩阵 $G_f(z)$ 描述. $G_d(z)$ 和 $G_f(z)$ 的表达式如下:

$$\begin{cases} G_d(z) = \tilde{C}(zI - \tilde{G})^{-1}\tilde{H}_d + \tilde{D}_d, \\ G_f(z) = \tilde{C}(zI - \tilde{G})^{-1}\tilde{H}_f + \tilde{D}_f. \end{cases} \quad (28)$$

因此, r_k 与扰动 d_k 、故障 f_k 的关系可以用如下传递函数矩阵来刻画:

$$r_k = G_d(z)d_k + G_f(z)f_k. \quad (29)$$

从式(29)可以看出,由于扰动信号 d_k ,在故障 $f_k = 0$ 时,残差信号 r_k 也很可能不为零,导致虚警;当故障幅度很小时,残差信号中的故障信息淹没在扰动信号里,无法检测出故障,导致漏警. 因此,在选择动态观测器的参数矩阵 $K_1 \sim K_4$ 时,除了保证其稳定,还需要尽可能减少扰动对残差信号的影响,尽可能保留或放大故障在残差信号中的作用.

2.2 动态观测器与传统观测器的不同

在结构上,比例观测器的反馈部分是一个数值型的增益矩阵,从频域上看,对各种频率信号具有相同的放大倍数,不具备频率选择性,无法有针对性地滤除特定频率的扰动. 动态观测器反馈部分不再是一个数值矩阵,而是由矩阵 $K_1 \sim K_4$ 所构成的一个如式(19)所示的动态系统. 重要的是,该反馈回路存在一组由参数矩阵 K_1 的特征根决定的极点. 同时可以由如下定理证明,动态观测器(26)的零点是由开环系统的零点和 K_1 的特征根共同组成的,因此通过 K_1 便可以配置零点到频率受限扰动信号的特征频率附近,利用零点衰减扰动信号对残差信号的影响,如文献[12]所示.

定理2 对存在网络传输延时、外部扰动和传感器故障的网络控制系统(3),可构造一个由动态反馈(19)和状态估计(20)构成的动态观测器,该观测器的零点由开环系统(3)的零点和矩阵 K_1 的特征值组成.

定理2是将网络控制系统建模为式(16)的线性系统,所构建的动态观测器的零点证明见文献[12]. 系统的极点和零点同时决定着系统的响应,系统的零点深刻地影响系统的动态响应^[14],零点可以阻塞特定频率扰动对残差的影响,合适的零点可以在不影响系统稳定性的情况下,明显地改善系统的动态特

性^[15]. 零点配置还可以很好地改善可能出现的非最小相位零点对系统性能的影响^[16],以及系统动态特性与静态特性之间的矛盾,使得稳态特性和动态特性得到很大的提升.

传统比例观测器的反馈部分只有残差信号的比例信息. 对于式(16)的系统建立传统比例观测器方程如下:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = G\hat{x}_k + Hu_k + L(y_k - \hat{y}_k), \\ \hat{y}_k = C\hat{x}_k. \end{cases} \quad (30)$$

其中: $\hat{x}_k$ 为系统状态 x_k 的估计, $\hat{y}_k$ 为系统输出 y_k 的估计.

比例积分观测器在比例观测器的基础上引入了积分作用,对于式(16)的系统建立的比例积分观测器的方程如下:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = G\hat{x}_k + Hu_k + \varpi_k, \\ \hat{y}_k = C\hat{x}_k. \end{cases} \quad (31)$$

其中

$$\begin{cases} \varepsilon_{k+1} = \varepsilon_k + L_i(y_k - \hat{y}_k), \\ \varpi_k = \varepsilon_k + L_p(y_k - \hat{y}_k). \end{cases} \quad (32)$$

对比式(19)和(20)可知:当 $K_1 = 0, K_2 = 0, K_3 = 0$ 时,便可得到式(30)所示的比例观测器;当 $K_1 = I, K_3 = I$ 时,便可得到如式(32)所示的比例积分观测器. 因此,比例观测器和比例积分观测器均是动态观测器的一个特殊情况. 比例观测器和比例积分观测器均是动态观测器 K_1 固定无改变时的特殊情况,因此比例观测器和比例积分观测器不可以自由配置零点. 同时,比例观测器有一个待设计的矩阵,比例积分观测器有两个待设计的矩阵,动态观测器待设计的矩阵有4个,因此动态观测器设计自由度更高.

3 动态观测器的零极点联合配置和优化

动态观测器可以通过 K_1 配置到任意的零点,再结合 $K_2 \sim K_4$ 即可将系统配置到合适的极点,适当地配置零点和极点便可达到期望的故障检测性能. 同时,动态观测器引入了更多可设计的变量,因此在设计故障检测观测器时拥有更多的灵活性.

观测器的特性受其极点、零点的影响,合适的零点可以阻塞特定频率扰动对残差的影响,对扰动信号起到很好的抑制作用. 观测器的故障检测性能主要看残差对扰动鲁棒性、对故障的敏感性以及残差对扰动鲁棒性和对故障敏感性相对大小的综合性能. 最后,根据期望的零点和最优的观测器综合性能来设计动态观测器的矩阵 $K_1 \sim K_4$.

3.1 观测器零点配置

通常情况下,传感器测量扰动的能量主要集中在有限的频率 ω_i ,而传递函数的零点配置在扰动频率处便可对扰动信号进行衰减或者阻断,从而有效减少扰动对残差信号的影响,提高故障检测系统对扰动的鲁棒性.当扰动信号的频率为 ω_i 时,应该将观测器的零点配置到离散系统中 $e^{\pm j\omega_i T}$ 处,其中 T 为采样周期.根据定理2可知,通过配置 K_1 便可以将动态观测器配置到合适的零点, K_1 的特征值即为动态观测器的零点,因此 K_1 的特征值应该配置在 $e^{\pm j\omega_i T}$.

本文的零点配置如下:在无故障的情况下,通过对残差信号的频谱分析获得扰动信号的特征频率^[15].假设扰动信号的能量主要集中在 q 个不同频率处,扰动频率记为 $\omega_i (i = 1, 2, \dots, q)$,采样周期为 T ,可以构造一个 $2q \times 2q$ 的分块矩阵 K_1 , K_1 对角线元素由 q 个如下所示的 2×2 的子矩阵构成:

$$K_1^{i,i} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i T) & \sin(\omega_i T) \\ -\sin(\omega_i T) & \cos(\omega_i T) \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$K_1 = \text{diag}(K_1^{1,1}, K_1^{2,2}, \dots, K_1^{q,q}). \quad (34)$$

可以很容易地证明,子矩阵 $K_1^{i,i}$ 的特征根是 $e^{\pm j\omega_i T}$,矩阵 K_1 的特征根是子矩阵 $K_1^{i,i}$ 特征根的集合.因此,通过构造如式(34)所示的矩阵实现了动态观测器零点的配置,有助于消除特定频率 ω_i 处的扰动信号.

3.2 观测器极点配置和反馈参数矩阵优化

本节在保证观测器稳定的前提下选择最优的矩阵 $K_2 \sim K_4$,以达到最好的故障检测性能.

由式(29)可知 r_k 只受 d_k 和 f_k 的影响,观测器参数的选取原则是在满足观测器稳定的条件下,增强残差 r_k 对扰动 d_k 的鲁棒性并增强残差 r_k 对故障 f_k 的敏感性以及残差对扰动鲁棒性与对故障敏感性相对大小,可分别用 r_k 对扰动 d_k 的鲁棒性目标函数、 r_k 对故障 f_k 的敏感性目标函数和故障检测观测器的综合目标函数来描述.

1) r_k 对扰动 d_k 的鲁棒性目标函数.线性系统具有叠加性, d_k 中包含的信号频率为 $\omega_i (i = 1, 2, \dots, q)$,其中 q 为测量扰动信号的数目. r_k 对扰动 d_k 的鲁棒性目标函数应该综合考虑所有测量扰动频率 ω_i 信号对 r_k 的影响并将其最小化,所以 r_k 对扰动 d_k 的鲁棒性目标函数为

$$\min_{K_2, K_3, K_4} J_d = \sum_{i=1}^q W_i \|G_d(z)\|_{2, z=e^{j\omega_i T}}. \quad (35)$$

其中 W_i 为权重,可根据扰动信号在频率 ω_i 处分量的幅度大小来选择合适的值.频率分量幅度越大,权重

越大.

2) r_k 对扰动 f_k 的敏感性目标函数.实际情况中 f_k 的存在形式无法确定但总是一些低频信号,只需要考虑 f_k 为低频信号时对 r_k 的影响并将其最大化,所以 r_k 对扰动 f_k 的敏感性评价目标为

$$\max_{K_2, K_3, K_4} J_f = \|G_f(z)\|_{\infty, z=1}. \quad (36)$$

3) 故障检测观测器的综合目标函数.由式(35)和(36)可知, J_d 和 J_f 均受 $K_2 \sim K_4$ 的影响,在保证设计的观测器稳定的条件下,综合考虑观测器对扰动的鲁棒性和对故障的敏感性,需要最小化扰动对残差的影响,同时最大化故障对残差的影响,所以动态观测器的综合目标函数为

$$\min_{K_2, K_3, K_4} \frac{J_d}{J_f} = \frac{\sum_{i=1}^q W_i \|G_d(z)\|_{2, z=e^{j\omega_i T}}}{\|G_f(z)\|_{\infty, z=1}}. \quad (37)$$

约束条件为 $\tilde{G}$ 的特征值均在单位圆内.

动态观测器的鲁棒故障检测在网络控制系统的应用可以用多种优化算法来求解 $K_2 \sim K_4$,比如Matlab的fmincon函数进行求解.求解出矩阵 $K_2 \sim K_4$ 后,动态观测器设计完成,通过如式(17)和(18)所示的阈值判断方式来检验系统是否发生故障.

4 仿真分析

本节以两轮自平衡小车和室内无线定位系统组成的无线网络控制为例进行仿真验证.本文是在室内无线定位系统的环境下,在两轮车进行轨迹跟踪控制的情况下,对室内无线定位系统进行故障检测.两轮车的轨迹跟踪控制需要精确的位置信息、线速度信息和偏航角信息.室内无线定位系统将检测出两轮车的位置信息以网络的形式发送给两轮车并与两轮车上的传感器数据进行融合,融合出一个考虑了两轮车运动状态的更加准确的位置信息,同时利用定位系统相邻采样时刻的位置数据计算出偏航角 $\psi = \tan^{-1}(\Delta y / \Delta x)$,并将融合后的位置信息和计算出的偏航角同时用于轨迹跟踪控制和平衡控制.这样由定位系统计算出的偏航角有效避免了采用两轮线速度之差除以车身宽度得到偏航角速度,再对偏航角速度进行积分得到的偏航角会产生累计误差的情况.通过定位系统数据计算出偏航角的准确性在一定程度上反映了定位系统的准确性,因此可以通过检测偏航角 ψ 是否发生故障来达到对室内定位系统故障检测的目的.

4.1 网络化两轮自平衡机器人模型

两轮自平衡小车的状态空间模型可用式(1)来描述^[17].其中:左右电机的驱动电压 $u = [v_l \quad v_r]$ 为输

入; $x = [\theta \ \dot{\theta} \ \psi \ \dot{\psi} \ \phi \ \dot{\phi}]^T$ 为系统状态; θ 为位置角即两个车轮转过的平均角度, 设 θ_l 和 θ_r 分别为左右轮的旋转角度, 则 $\theta = (\theta_l + \theta_r)/2$; 偏航角 ψ 为车体前进方向与 x 轴正方向的夹角, 是用室内无线定位系统通过网络传输到两轮车上的位置信息计算得到的, 通过对偏航角 ψ 的状态监测实现对室内无线定位系统故障检测; 倾斜角 ϕ 为车体与竖直方向的夹角. 值得注意的是, θ 为两轮自平衡小车从开始运动到当前时刻的累加值, $\dot{\theta}$ 、 $\dot{\psi}$ 、 $\dot{\phi}$ 分别为位置角速度、偏航角速度、倾斜角速度. 故障向量为 $f = [0 \ 0 \ f_\psi \ f_\phi \ 0 \ 0]^T$. y 为系统输出. $C = I_{6 \times 6}$, $D_d = I_{6 \times 6}$, A 、 B 、 D_f 矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -256.09 & 0 & 0 & -693.67 & 256.09 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -110 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 53.01 & 0 & 0 & 202.33 & -53.01 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 248.91 & 248.91 \\ 0 & 0 \\ -54.98 & 54.98 \\ 0 & 0 \\ -51.52 & 51.52 \end{bmatrix}, \quad D_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

传感器采样周期为 $T = 0.003$ s, 控制器和执行器为事件驱动, 可以得到相应的网络控制系统模型(15)的相关矩阵.

扰动 $d_k = [\Delta u_k \tau_k \ w_k]^T$, 其中网络传输延时 τ_k 是均值为 $1/2$ 采样周期, 均方差为 $1/6$ 采样周期的高斯信号, 因此 99% 的网络传输延时在 $[0, T]$ 之间. 在测量偏航角 ψ 、位置角 θ 、倾斜角速度 $\dot{\phi}$ 等过程中, 受到如下测量扰动的影响: $w_k = (d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6)$. 其中: d_1 、 d_3 、 d_6 直接施加在对应的传感器测量上, 分别为

$$d_1 = \frac{1}{15}(\sin(4t) + \sin(8t) + \sin(12t)) + n_1(t),$$

$$d_3 = \frac{1}{15} \left(\sin(4t) + \sin\left(8t + \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(12t + \frac{\pi}{2}\right) \right) + n_3(t),$$

$$d_6 = \frac{1}{15} \left(\sin\left(4t + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(8t + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(12t + \frac{\pi}{3}\right) \right) + n_6(t);$$

d_2 、 d_4 、 d_5 可根据如下关系计算得出:

$$d_2 = \dot{d}_1, \quad d_4 = \dot{d}_3, \quad d_5 = \int_0^t d_6 dt.$$

$n_i(t)$ 为 $N(0, 0.003)$ 的独立高斯噪声信号.

4.2 动态观测器设计

首先在网络延时和传感器测量扰动的作用下分析比例观测器残差信号能量集中的频率点. 通过极点配置的方式设计出传统的比例观测器的反馈增益矩阵 K , $P = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6]$, 利用 Matlab 的 place 函数 $K = \text{place}(G, C, P)$.

用 K 作为比例观测器的反馈增益, 当只有扰动 d_k 作用时对其残差信号进行快速傅立叶变换. 残差信号快速傅立叶变换如图 2 所示.

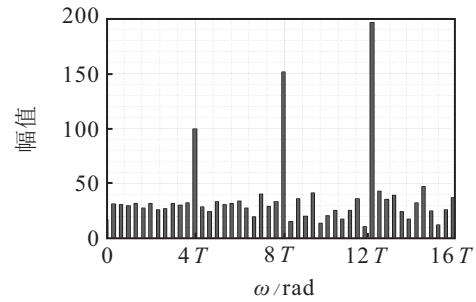


图 2 残差信号的快速傅立叶变换

由图 2 可知, 在扰动信号 ω_k 和网络随机延时的环境下, 在极点配置的比例观测器反馈矩阵 K 和采样周期 T 的情况下, 残差信号的能量主要集中在数字角频率 $4T$ 、 $8T$ 、 $12T$ 对应的模拟信号角频率为 $\omega_1 = 4$ rad/s、 $\omega_2 = 8$ rad/s、 $\omega_3 = 12$ rad/s 处, 且其幅值分别为 100、153、195, 根据在残差信号在频率为 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 处幅度的比例, 式(35)中的权重系数 $W_1 = 1$, $W_2 = 1.53$, $W_3 = 1.95$. 同时, 根据式(33)和(34)将动态观测器的零点, 即 K_1 的特征值配置在 $e^{\pm j4T}$ 、 $e^{\pm j8T}$ 、 $e^{\pm j12T}$, 其中 $T = 0.003$ s 为采样周期.

将 K_1 和由式(37)所得 $K_2 \sim K_4$ 代入式(27), 计算出 $\tilde{G}$ 的极点如下:

$$\begin{aligned} & \{0.9985, 0.9549, 0.9901 \pm 0.0411i, \\ & 0.9964 \pm 0.0019i, -0.0660 \pm 0.5249i, \\ & 0.3163, 0.9967, -0.1117 \pm 0.2289i\}. \end{aligned}$$

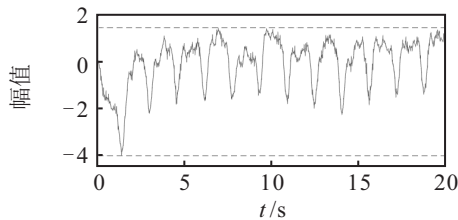
为了便于比较, 需要设计一个与动态观测器相同或相似特性的比例观测器和比例积分观测器. 因为比例观测器只有 6 个极点, 所以距离单位圆近的极点才能与动态观测器的性能相近, 同时考虑极点的共轭, 选择比例观测器的极点为 $\{0.9985, 0.9549, 0.9901 \pm 0.0411i, 0.9964 \pm 0.0019i\}$. 通过极点配置的方式计算比例观测器的反馈增益矩阵 K_s , 同时设计一个如式(31)和(32)所示的离散比例积分观测器.

4.3 仿真结果

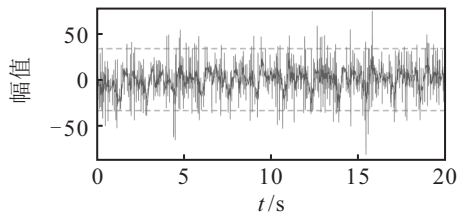
仿真结果主要分为两部分,一部分是残差信号对扰动信号的鲁棒性,另一部分是残差信号对故障的敏感性.

4.3.1 观测器对扰动的鲁棒性

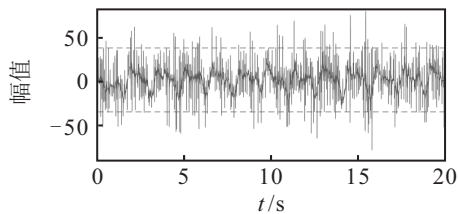
故障检测系统对扰动的鲁棒性是在无故障的情况下进行验证. 无故障 $f_\psi = 0$ 时,动态观测器、比例积分观测器、比例观测器对扰动的抑制性能如图3所示.



(a) 扰动环境下动态观测器残差信号



(b) 扰动环境下比例积分观测器残差信号



(c) 扰动环境下比例观测器残差信号

图3 扰动环境下观测器残差输出

图3(a)为本文所提动态观测器的结果,虚线为设定的阈值,其残差信号在 $-4 \sim 1.5$ 的范围内变化,短时间尺度内的变化范围更小为 $-1 \sim 1$,由于对扰动抑制的较好,可以明显看出残差信号在长时间尺度上缓慢变化的趋势. 图3(b)是比例积分观测器的残差信号,虽然也可看出残差信号在长时间尺度上的变化趋势,但波动的幅度高达 $-83 \sim 75$. 图3(c)是比例观测器的结果,幅度在 $-77 \sim 77$,残差信号整体的变化范围与比例积分观测器相近,比例观测器与比例积分对噪声抑制效果比较相似.

无故障情况下的残差信号分析可以为设置故障检测阈值提供参考. 合适的阈值需要兼顾误报率和漏报率,对具有一定随机性的信号,幅值在 $E \pm 3 \times \sigma$ 范围外的概率小于0.3%. 在实际问题中常认为相应的事件为小概率事件,是不会发生的,因此,观测器残差的幅值一直在 $E_d \pm 3 \times \sigma_d$ 范围内,则系统没有发生

故障;观测器残差超出阈值,则发生故障. 因此, $r_k > E_d + 3 \times \sigma_d$ 或 $r_k < E_d - 3 \times \sigma_d$ 时,系统发生故障,其中 E_d 、 σ_d 分别为只有扰动情况下观测器残差幅值的均值和标准差,对于不具备随机性的残差信号幅值,可以将阈值设定为在扰动环境下残差信号的最大值和最小值.

残差均值公式为

$$E = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r_i, \quad (38)$$

残差标准差公式为

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (r_i - E)^2}. \quad (39)$$

根据式(38)和(39)计算图3只有扰动情况下各个观测器的残差均值、方差以及阈值设定如表1所示.

表1 扰动环境下观测器性能和阈值

	残差均值	标准差	最大值	最小值	上限阈值	下限阈值
动态观测器	-0.11	0.99	1.36	-3.99	1.36	-3.99
比例积分观测器	-0.68	11.36	74.9	-83.3	33.4	-34.8
比例观测器	-0.59	11.77	76.57	-77.1	34.7	-34.9

由表1可以看出,动态观测器的残差均值、标准差、最大值都是最小的,比例积分观测器、比例观测器的残差均值和标准差是相近的,因此在对扰动的鲁棒性上动态观测器的性能要比比例积分观测器和比例观测器更好,比例观测器和比例积分观测器对扰动信号的抑制能力相近,可见动态观测器的零点配置和优化设计对扰动抑制的效果是比较明显的.

4.3.2 故障的敏感性

分别针对渐变式故障和突变式故障验证本文所提动态观测器对故障的敏感性性能. 仿真验证结果如图4和图5所示.

1) 图4(a)所示的渐变式故障信号为

$$f_\psi = f_r(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 5; \\ 0.4(t - 5), & 5 \leq t. \end{cases} \quad (40)$$

偏航角 ψ 在第5s时发生渐变式故障. 图4(b)实线为动态观测器的残差,在第6s左右残差信号超出了设定的上限阈值,故障检测延迟为1s并一直维持在上限阈值之外. 图4(c)为比例积分观测器的残差信号,在第7s时才有效检测出故障,同时有少部分在上限阈值之下. 图4(d)为比例观测器仿真结果,在7s左右其残差信号才超出了设定的上限阈值,并且大约有一半的残差信号幅值在上限阈值之下. 由图4可见,由于动态观测器采用了零点配置,对扰动的衰减效果更

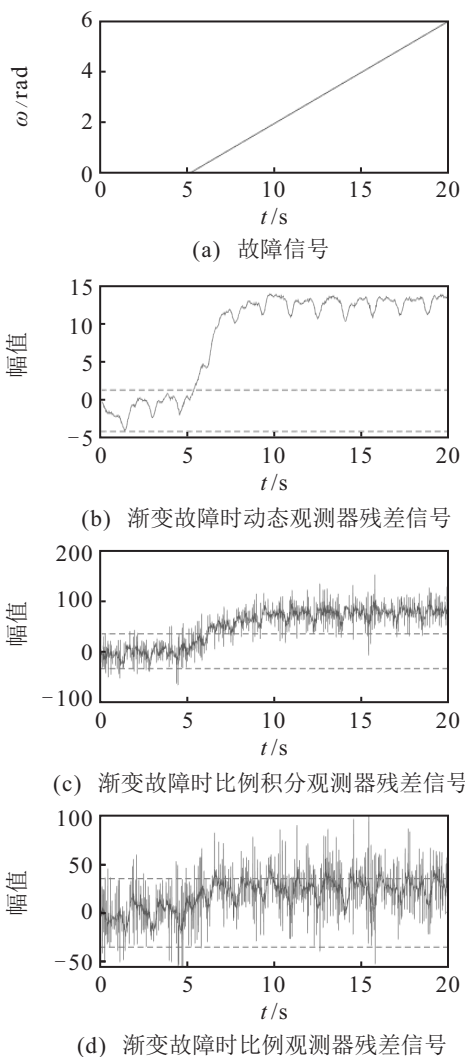


图4 渐变式故障信号及残差信号

加有效, 所以对于渐变式故障的检测, 动态观测器能够更早地检测出故障, 或者更好地检测出微小故障。

2) 突变式故障为

$$f_{\psi} = f_s(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 5; \\ 0.32, & 5 \leq t. \end{cases} \quad (41)$$

图5(a)代表的是偏航角 ψ 在第5s时发生突变故障, 故障幅值为0.32。图5(b)中, 动态观测器残差输出随即增加到6附近, 维持在上限阈值之上的时间约为3s, 明显清晰地超出了设定的故障报警阈值。图5(c)为比例积分观测器的残差信号, 在故障发生时残差信号上升并超过了报警阈值, 上升的幅度不是很明显, 部分幅值在上限阈值之上, 持续时间约有1s。图5(d)为比例观测器的检测效果, 属于3种观测器中最差的, 虽然在故障发生后其残差信号有极少部分有所上升, 并超过了报警阈值, 但超出阈值的时间很短。因此, 在突变式故障的检测能力上, 动态观测器的故障检测性能优于比例积分观测器和比例观测器, 动态观测器效果最佳。

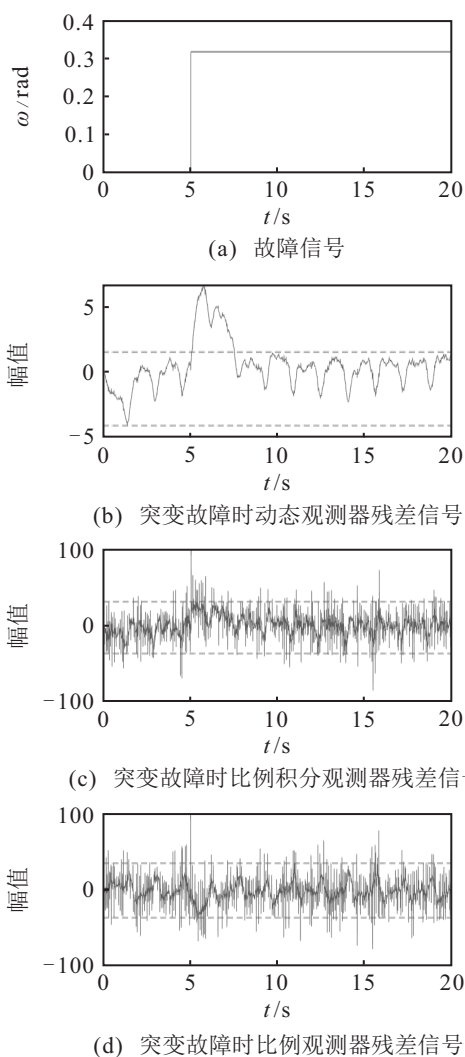


图5 突变式故障及残差信号

4.3.3 观测器的综合性能

评价故障检测观测器主要评价故障检测的误报率和漏报率。在同样的误报率的条件下, 观测器性能定义如下:

$$J^p = \frac{E_r - E_d}{\sigma_d}. \quad (42)$$

其中: E_r 为渐变故障时残差输出均值, E_d 为只有扰动时残差输出均值, σ_d 为扰动环境下的标准差, J^p 越大, 则观测器的综合性能越高。

对于同样的渐变式故障, 计算在10s之后各个观测器残差的均值, 结合表1中动态观测器、比例积分观测器、比例观测器在只有扰动作用下的期望、标准差, 各个观测器的漏报率性能整理如表2所示。

表2 观测器性能

观测器类型	扰动下 残差均值	渐变故障时 残差均值	扰动下 残差标准差	观测器 性能
动态观测器	-0.11	12.86	0.99	13.10
比例积分观测器	-0.68	75.63	11.36	6.72
比例观测器	-0.59	24.75	11.77	2.15

由表2可知,动态观测器的性能大于比例积分观测器的性能,大于比例观测器的性能.因此,对于同样的故障在同样的误报率情况下,动态观测器的漏报率小于比例积分观测器的漏报率和比例观测器的漏报率,故动态观测器的综合性能优于比例积分观测器和比例观测器.

5 结 论

本文针对网络化控制系统中存在有限频率测量扰动和随机传输延时下的传感器故障检测问题,构建了动态观测器这一新型的观测器结构.动态观测器不仅设计的自由度更高,而且可以实现零点配置,克服了传统观测器零点是固定的局限.提出了基于 H_2/H_∞ 零点和极点联合优化的方法,综合考虑了零点和极点对观测器故障检测性能的影响,并采用 H_2/H_∞ 的方式使得观测器的性能达到最优.最后,通过动态观测器与其他观测器的仿真对比实验验证了所设计的动态观测器故障检测性能的优势.

参考文献(References)

- [1] Frank P M. Fault diagnosis in dynamics systems using analytical and knowledge-based redundancy: A survey and some new results[J]. Automatica, 1990, 26(3): 459-474.
- [2] Ding S X, Jeinsch T, Frank P M, et al. A unified approach to the optimization of fault detection systems[J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 2000, 14(7): 725-745.
- [3] Chen J, Patton R J, Zhang H Y. Design of unknown input observers and robust fault detection filters[J]. International Journal of Control, 1996, 63(1): 85-105.
- [4] Patton R J, Chen J. On eigenstructure assignment for robust fault diagnosis[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2000, 10(14): 1193-1208.
- [5] 段广仁, 吴爱国. 离散线性系统高阶积分观测器设计[J]. 控制与决策, 2007, 22(3): 262-267.
(Duan G R, Wu A G. Multiple-integral observer design for discrete-time linear systems[J]. Control and Decision, 2007, 22(3): 262-267.)
- [6] 王国胜, 吕强, 段广仁. 二阶线性系统全维PI观测器的参数化设计[J]. 控制与决策, 2007, 22(3): 345-348.
(Wang G S, Lv Q, Duan G R. Parameterization of full-order PI observers for second-order linear systems[J]. Control and Decision, 2007, 22(3): 345-348.)
- [7] Wang J, Wang F, Wang G, et al. Generalized proportional integral observer-based robust finite control set predictive current control for induction motor systems with time-varying disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 4159-4168.
- [8] Nazari S, Shafai B. Distributed proportional-integral observers for fault detection and isolation[C]. 2018 IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Miami Beach: IEEE, 2018: 6328-6333.
- [9] Ho D W C, Gao Z. Proportional multiple-integral observer design for descriptor systems with measurement output disturbances[J]. IEE Proceedings - Control Theory and Applications, 2004, 151(3): 279-288.
- [10] Mohamadi L, Dai X, Busawon K, et al. PI observer gain optimization for fault detection with disturbance attenuation[C]. 2015 International Conference on Control, Engineering & Information Technology. Tlemcen: IEEE, 2015: 1-6.
- [11] Kim I H, Son Y I. Regulation of a DC/DC boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order PI observers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 552-562.
- [12] Dai X, Gao Z, Breikin T, et al. Zero assignment for robust H_2/H_∞ fault detection filter design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(4): 1363-1372.
- [13] Zhang H, Zhang Z, Wang Z, et al. New results on stability and stabilization of networked control systems with short time-varying delay[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2016, 46(12): 2772-2781.
- [14] Hang C C. The choice of controller zeros[J]. IEEE Control Systems Magazine, 1989, 9(1): 72-75.
- [15] Katsuhiko O. Modern control engineering fifth edition[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011. 595-614.
- [16] 杨光, 张庆灵. 零点配置与一类非线性广义系统的状态反馈控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(1): 13-18.
(Yang G, Zhang Q L. Assignment of zero dynamics and state feedback control for a class of nonlinear singular system[J]. Control and Decision, 2008, 23(1): 13-18.)
- [17] Gao Z W, Dai X W. Design of LQR-PID optimal equilibrium and trajectory tracking controller based on two-wheeled self-balancing robot[C]. Proceedings of the 28th Chinese Process Control Conference. Chongqing: IEEE, 2017: 124-130.

作者简介

代学武(1976—), 男, 教授, 博士生导师, 从事动态系统鲁棒状态估计、无线传感测量与控制、工业物联网、高速列车智能调度等研究, E-mail: daixuewu@mail.neu.edu.cn;

郑志达(1993—), 男, 硕士生, 从事无线网络控制系统的故障检测的研究, E-mail: zheng_zhida@126.com;

高莺(1985—), 女, 助理研究员, 博士, 从事轨道交通信号系统安全评测的研究, E-mail: 15120071797@139.com;

崔东亮(1976—), 男, 讲师, 博士, 从事高铁智能调度等研究, E-mail: cuidongliang@mail.neu.edu.cn;

赵宏涛(1983—), 男, 副研究员, 博士, 从事列车调度指挥及优化控制等研究, E-mail: 13810555416@163.com.