

基于变增益 ESO 与逆系统方法的非线性系统故障调节

李 炜, 王可宏

(兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 兰州 730050)

摘 要: 为了对一类非线性系统执行器时变故障进行有效诊断, 研究了一种基于变增益扩张状态观测器的逆系统故障调节方法. 首先, 通过一种时变增益的设计方法, 来改进传统的恒增益扩张状态观测器, 有效消除了状态及故障估计初始阶段的“峰值”问题; 其次, 在依据故障估计值对原系统进行补偿调节的基础上, 借助于逆系统的引入, 对原非线性系统线性化, 在使系统能对故障容错的同时, 确保了系统无论故障发生与否的不变伪线性特性, 进而又为其设计了鲁棒保性能控制, 从而以不变的控制器使得系统始终具有良好的性能及对逆建模误差的鲁棒性; 最后, 仿真算例对比验证了该方法的有效性.

关键词: 时变增益扩张状态观测器; 逆系统方法; 非线性系统; 鲁棒保性能控制

中图分类号: TP 215

文献标志码: A

文章编号: 0254-0037(2017)05-0736-09

doi: 10.11936/bjtxxb2016090055

Fault Accommodation Method of Nonlinear System Based on Time-varying Gain Extended State Observer and Inverse System Method

LI Wei, WANG Kehong

(College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: For the purpose of effective diagnosis of a class of nonlinear system with the time-varying failure of the actuator, a method of the fault accommodation was proposed based on time-varying gain extended state observer (ESO) for the inverse system. Firstly, the traditional constant gain ESO was improved by using a time-varying gain design method, which guaranteed that the "peaking value" problem in the initial phase of the state and fault estimation was effectively eliminated. Secondly, the nonlinear system was linearized to the corresponding linear system based on the compensation and regulation of the fault estimation value for the original system and the introduction of the inverse system. At this time, the system not only possessed fault-tolerant ability, but also possessed the pseudo linear characteristic whether failures occurred or not. And then, the robust guaranteed cost control was designed. The system possessed good performance as well as the robustness to the inverse modeling errors by using the same controller. Finally, a simulation example shows the effectiveness of the proposed approach.

Key words: time-varying gain extended state observer; inverse system method; nonlinear system; robust guaranteed cost control

收稿日期: 2016-09-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61364011, 61463030)

作者简介: 李 炜(1963—), 女, 教授, 博士生导师, 主要从事工业过程先进控制、动态系统故障诊断与容错控制方面的研究, E-mail: liwei@lut.cn

随着现代科学技术朝着高、精、尖的方向迅速发展和人类知识的急剧增长,人们所涉及和处理的系统复杂程度越来越高,且规模也越来越大。此类系统一旦发生故障,轻则造成系统性能降低,产品质量受到一定的影响,重则导致停机停产,系统设备的损坏,甚至会对人身造成伤害,给企业和社会造成巨大的经济损失和带来人员伤亡,安全性已成为控制系统性能的本征所求^[1]。近年来各种有关研究系统运行安全性和可靠性的成果层出不穷^[2-7]。借助于故障调节的方法来提高系统安全可靠性能便是研究的一个热点。

故障调节是指通过对动态系统故障的检测及估计,及时地对故障进行报警,给出故障发生的位置以及大小,并通过附加控制律来保证系统稳定的一种方法。由于基于观测器的故障诊断和估计与基于补偿原理的容错控制算法具有易于实现的优点,在理论上和工程中均得到了广泛的研究和应用。其中,故障检测技术用于检测系统是否发生了故障,是故障诊断和容错控制的基础环节;而故障估计是在此基础上在线估计出故障的幅值,是故障调节中一个关键环节,原因是故障调节的附加控制律是依据故障估计值设计的。相比于故障检测,故障估计的设计难度无疑增加了许多,因此故障估计则是更富有挑战性的课题。常用的故障估计方法如:基于故障估计滤波器的方法^[8]、基于滑模观测器的方法^[9]、基于迭代学习观测器的方法^[10]、基于比例积分观测器的方法^[11]、基于自适应观测器的方法^[12]等。基于滑模观测器和自适应观测器的方法研究成果较多,但误差系统需要满足严格正实条件(strictly positive real, SPR);基于故障估计滤波器和比例积分观测器的方法对故障的约束较为严格,不适用于时变故障;基于迭代学习观测器的方法设计较为复杂,且通用性也有待改善。

近年来,一种新的基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)故障估计方法^[13-14]受到了人们更多关注。相比于传统的故障估计方法,ESO不需要误差系统开环稳定和满足SPR条件,并且可对常值和时变故障进行较好的估计。但是,恒定增益的ESO在对状态及故障估计的初始阶段,仍会产生“峰值”问题,这无疑会对控制与故障调节均带来不良影响。为了提高系统稳态性能和鲁棒性,文献[15]提出了基于径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络的伺服系统自适应自抗扰控制,但它仅对扰动估计起关键作用的单个参数进

行在线修正,实现了参数自整定。文献[16]提出了基于反向传播(back propagation, BP)神经网络的自适应自抗扰控制器,它根据对象变化和外界的影响,对ESO直接影响状态估计值的参数进行自动调整,提高了系统的鲁棒性。上述方法本质上都是通过具有自适应能力的ESO来提高系统鲁棒性的,但是需要对参数进行在线调整,对计算速度的要求比较高,同时也不适用于快时变故障的估计。

实际工程中的系统大多是非线性的,而研究非线性系统最常用的方法是将其线性化。逆系统方法^[17]是一种反馈线性化方法,并已在一般形式的非线性系统上建立起了比较完整的设计理论。由于逆系统方法可以以一般形式的非线性作为研究对象,对方程形式没有特殊的要求,因而具有普遍的研究意义。尽管单纯逆与对象组成的系统是开环的,但却是伪线性系统,这使得利用线性反馈理论提升系统的性能成为可能。

鉴于此,本文针对具有时变故障的非线性系统提出了一种基于变增益ESO与逆系统相结合的故障调节方法。首先,以改进的变增益ESO消除由于ESO的定增益而导致在故障估计初始阶段出现的“峰值”问题,为故障调节奠定基础;其次,在对故障调节的同时,通过引入逆使系统线性化,进而考虑直接逆系统开环且存在逆建模误差带来的不确定性,为其设计了鲁棒保性能控制器,实现了对一类非线性系统执行器时变故障的调节与鲁棒保性能控制;最后,以仿真实验验证了文中方法的有效性。

1 一种变增益 ESO 设计

1.1 系统描述

假设非线性系统可描述为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_n x(t) + h(x(t), t) + B_n(u(t) + f(x(t), t) + w(t)) \\ y(t) = C_n x(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x(t) \in M_0 \subset \mathbb{R}^r$ 为系统的状态; $w(t)$ 为系统的不确定性或输入干扰; $u(t) \in L_0 \subset \mathbb{R}^m$ 为系统的控制输入; $f(x, t)$ 为系统执行器故障; $h(\cdot)$ 为非线性函数; $y(t) \in N_0 \subset \mathbb{R}^n$ 为系统的输出。 A_n 、 B_n 、 C_n 的定义为

$$A_n = \begin{pmatrix} 0 & I_{n-1} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_n^T = (0 \ 0 \ \cdots \ 1)$$

$$C_n = (1 \ 0 \ \cdots \ 0)$$

则 $y(t) = C_n x(t) = x_1(t)$.

1.2 变增益 ESO 的设计

定义 $z_i(t) = x_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$, $z_{n+1}(t) = f(x(t), t) + w(t)$, 则系统(1)的扩张状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = z_2(t) \\ \dot{z}_2(t) = z_3(t) \\ \vdots \\ \dot{z}_n(t) = h(x(t), t) + u(t) + z_{n+1}(t) \\ \dot{z}_{n+1}(t) = \Pi \\ y = z_1 \end{cases} \quad (2)$$

式中 Π 为未知函数. 为了检测和估计系统故障、状态及不确定性, 设计状态滤波器为

$$\begin{cases} e(t) = \hat{z}_1(t) - y(t) \\ \dot{\hat{z}}_1(t) = \hat{z}_2(t) + \frac{1}{r^{n-1}(t)} g_1(r^n(t) e(t)) \\ \dot{\hat{z}}_2(t) = \hat{z}_3(t) + \frac{1}{r^{n-2}(t)} g_2(r^n(t) e(t)) \\ \vdots \\ \dot{\hat{z}}_n(t) = h(x(t), t) + u(t) + \hat{z}_{n+1}(t) + g_n(r^n(t) e(t)) \\ \dot{\hat{z}}_{n+1}(t) = r(t) g_{n+1}(r^n(t) e(t)) \\ y(t) = z_1(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中 $r(t)$ 为一个逐渐增大的时变增益. 当 $r(t) \equiv 1/\varepsilon$ 时, 式(3)就退化为传统定增益线性扩张状态观测器. $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_n$ 分别为系统(1)的状态 x_1, x_2, \dots, x_n 的估计值. 估计出的“总扰动” $\hat{z}_{n+1} \triangleq f(x(t), t) + \omega(t)$, 即为扩张的故障估计值. \hat{z}_{n+1} 为状态滤波器的输出, 通过该值能够检测和辨识出系统故障, 同时也辨识出系统的不确定与故障的影响. $g(\cdot)$ 为适当的函数. 当误差较小时 $g(\cdot)$ 是高增益. $g(\cdot)$ 的常用取值方式^[18]为

$$g_i(\tau) = \begin{cases} e & \tau = 0 \\ |\tau|^{b_i} \text{sign}(\tau), & |\tau| > \delta \\ \frac{\tau}{\delta^{1-b_i}}, & |\tau| \leq \delta \end{cases} \quad (4)$$

$\delta > 0; i = 2, 3, \dots, n$

式中: $0 < b_i < 1$, 此时 $g_i(\tau)$ 函数具有小误差大增益、大误差小增益的特性; δ 为一个较小的数用来限制相邻域内的高增益.

若按传统 ESO 定增益的设计方法, 其增益 $r(t) = r_0$ 为一个常数, 为了确保良好估计速度与精

度 r_0 通常为一个较大的常数, 若 r_0 取值过小, 会导致对系统状态及故障估计不及时, 进而影响到故障调节及不确定性补偿.

若这里暂不考虑原系统的不确定性, 不变的 r_0 无论对系统状态还是故障的估计, 在初始阶段也正是由于 r_0 过大, 致使估计值会出现较高的冲击, 即“峰值”. 这对于变化的状态, 尤其是对时变故障的估计, 并据此产生补偿进行故障调节是极不利的. 为避免“峰值”效应, 本文设计变增益 $r(t)$ 为

$$r(t) = \begin{cases} \exp^{at}, & 0 \leq t < \frac{1}{a} \ln r_0 \\ r_0, & t \geq \frac{1}{a} \ln r_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: r_0 为根据传统定增益方法设计的增益值, 由定增益设计值计算出^[18], 能确保估计误差在规定的范围内; $a > 0$, 为决定 $r(t)$ 增长速度的常数.

由式(5)及图1可知, 增益 $r(t)$ 从 $r(0) = 1$ 开始逐渐增大, 并在 $t = (1/a) \ln r_0$ 时达到最大值 r_0 . 当选取的 a 值较小时 $r(t)$ 增长较慢, 状态及故障的估计速度也较慢; 当选取的 a 值较大时 $r(t)$ 增长较快, 对状态及故障的估计也较快, 但取值过大, 依然会出现“峰值”问题. 因此, 实际中针对不同的对象, 只有适当选取 a 值, 方可避免“峰值”, 并确保故障估计的快速性, 从而为后期据此进行故障调节奠定良好的基础. a 是根据仿真调试选择的最优值.

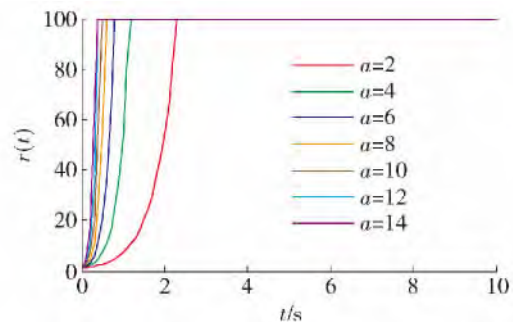


图1 当 $r_0 = 100$ 时 $r(t)$ 随 a 的变化曲线

Fig.1 Curve of $r(t)$ with different variable a when $r_0 = 100$

2 基于变增益 ESO 与逆系统方法的非线性系统故障调节

2.1 系统结构

基于逆系统方法的非线性故障调节系统结构如图2所示. 该系统除被控对象外, 主要有3个核心模块. 一是非线性系统的逆模块, 用以与非线性系统串联形成伪线性系统; 二是变增益 ESO, 用以对系

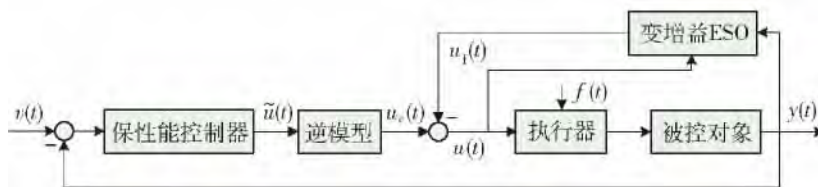


图 2 逆系统方法的故障调节框图

Fig. 2 Fault accommodation diagram of inverse system method

统执行器故障及内外不确定性等总扰动的估计,并据此产生相应的补偿实现故障调节;三是鲁棒性能控制器,用以弥补直接逆开环控制不能在线反馈修正及逆建模误差的不足.图 2 中, $v(t)$ 为系统的参考输入; $\tilde{u}(t)$ 为鲁棒性能控制器的输出; $u_c(t)$ 为逆模型控制器的输出; $u_f(t)$ 为依据变增益 ESO 估计出的“总扰动”而产生的补偿量; $u(t)$ 为补偿后执行器的控制输入; $f(t)$ 为执行器故障值; $y(t)$ 为系统的输出.

2.2 系统工作原理

由图 2 可以看出,当系统正常时,原非线性系统与其逆系统串联可构成等价伪线性系统;当系统发生故障时,通过基于变增益 ESO 估计值补偿故障的影响后,使得原非线性系统与其逆系统的串联是仍构成伪线性系统.也即无论系统发生故障与否,由于依据 ESO 估计的 $u_f(t)$ 故障调节量的引入,从 $\tilde{u}(t)$ 到 $y(t)$ 之间保证了不变的伪线性关系.考虑直接逆组成的系统是开环的,且存在逆系统建模误差、故障调节不完全等因素,逆系统控制方法难以达到满意的性能指标,因此,这里将鲁棒性能控制引入,使得直接逆系统控制实时闭环且对不确定性具有鲁棒性.

图 1 所示系统执行器的控制输入为

$$u(t) = u_c(t) - u_f(t) \quad (6)$$

式中,故障调节项 $u_f(t)$ 可由式(3)中的 \hat{z}_{n+1} 确定,即 $u_f(t) = \hat{z}_{n+1}$,由变增益 ESO 实时估计给出,是确保系统故障下与逆系统串联形成伪线性系统的关键.基于逆模型控制量 $u_c(t)$ 的确定将在 3.3 中给出.

2.3 非线性逆系统建模

非线性系统(1)正常运行时的模型为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_n x(t) + h(x(t), t) + B_n u_c(t) \\ y(t) = C_n x(t) \end{cases} \quad (7)$$

把它定义为 S_0 ,并将其转化为

$$S_0: \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u_c(t)) \\ g_0(y(t), x(t)) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中 $g_0(y(t), x(t)) = y(t) - C_n x(t)$.

为了书写方便,本文中的 $x(t)$ 记为 x , $\dot{x}(t)$ 记为 \dot{x} , $u_c(t)$ 记为 u_c , $y(t)$ 记为 y . 将一个系统序列 $S_1, S_2, \dots, S_k, \dots$ 定义为从 S_0 开始的递归序列. S_k 的一般形式为

$$S_k: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u_c) \\ g_k(y, y', \dots, y^{(k)}, x, u_c) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: $x \in M_k, u_c \in L_k, [y, y', \dots, y^{(k)}] \in N_k$.

令

$$\eta_k = \max_{\Omega_k} \left\{ \text{rank} \left[\frac{\partial}{\partial u_c} g_k(y, y', \dots, y^{(k)}, x, u_c) \right] \right\}$$

式中

$$\Omega_k = [L_k, M_k, N_k]$$

$$M_{k+1} = \left\{ x \mid x \in M_k, \text{rank} \left[\frac{\partial}{\partial u_c} h_k(\cdot) \right] = \eta_k \right\}$$

$$L_{k+1} = \left\{ u_c \mid u_c \in L_k, \text{rank} \left[\frac{\partial}{\partial u_c} h_k(x(t), t) \right] = \eta_k \right\}$$

$$\bar{N}_{k+1} = \left\{ y, \dots, y^{(k)} \mid (y, \dots, y^{(k)}) \in N_k, \right.$$

$$\left. \text{rank} \left[\frac{\partial}{\partial u_c} h_k(\cdot) \right] = \eta_k \right\}$$

由式(9)可得正常状态下系统输入向量为

$$u_c = g_k^{-1}(x, y, y', \dots, y^{(k)}) \quad (10)$$

从式(10)可以看出,系统的状态、输出和输出的高阶微分是方程的输入变量.在实际工程中,输出量 y 的 k 阶微分是无法测量的,因此引入求解方法

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_e \\ \ddot{y}_e \\ y_e^{(3)} \\ \vdots \\ y_e^{(a)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{1}{\tau^2} & -\frac{1}{\tau} & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{1}{\tau^3} & -\frac{1}{\tau^2} & -\frac{1}{\tau} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{1}{\tau^{a-1}} & -\frac{1}{\tau^{a-2}} & -\frac{1}{\tau^{a-3}} & \dots & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} y_e \\ \dot{y}_e \\ \ddot{y}_e \\ \vdots \\ y_e^{(a-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau} \\ \frac{1}{\tau^2} \\ \frac{1}{\tau^3} \\ \vdots \\ \frac{1}{\tau^{a-1}} \end{bmatrix} y \quad (11)$$

值得注意的是,式(11)是通过重复使用滤波器 $\tau \dot{\omega} + \omega = v$ 来获得 $\dot{\omega}$, $\dot{\omega}$ 是对 v 的滤波后的导数. 输出 y 的各级导数如式(11)所示. 可以看出,当 $\tau \rightarrow 0$ 时, $y_e^{(k)} \rightarrow y^{(k)}$ $k=1, 2, \dots, a$. 由此可得到系统正常的表达式为

$$u_c^*(t) = g_k^{-1}(\hat{x}, y, y_e', \dots, y_e^{(k)}) \quad (12)$$

当 $\hat{x} \rightarrow x$ 并且 $y_e^{(k)} \rightarrow y^{(k)}$ 时,有 $u_c^*(t) \rightarrow u_c(t)$.

则式(6)可以表示为

$$u(t) = u_c(t) - u_f(t) = u_c^*(t) - \hat{z}_{n+1} = g_k^{-1}(\hat{x}, y, y_e', \dots, y_e^{(k)}) - \hat{z}_{n+1} \quad (13)$$

2.4 具有故障调节的逆系统鲁棒保性能控制

将3.3节建立的非线性对象逆模型串联于对象前端,另附加以故障调节后,无论原系统有无故障,均可构成伪线性系统. 假设该系统为微分方程 $y_1^{(\alpha_1)} = \varphi_1$ 构成的 α_1 阶伪线性系统,转化为一般线性系统状态空间的表达形式

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_1 \hat{x}(t) + B_1 \hat{u}(t) \\ y(t) = C_1 \hat{x}(t) \end{cases} \quad (14)$$

式中: A_1, B_1, C_1 分别为适当维数的常数矩阵; $\hat{x}(t)$ 为伪线性系统的状态变量; $y(t)$ 为系统输出变量; $\hat{u}(t)$ 为伪线性系统控制输入变量.

在实际系统中,系统逆模型与系统本身不可能完全匹配. 原因是在建模过程中总有一些未建模动态或建模误差,因此无论系统有无故障,式(14)的伪线性系统并不具有理想的线性标称模型形式. 考虑伪线性系统参数不确定性的影响,进一步可以表述为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A_1 + \Delta A_1) \hat{x}(t) + (B_1 + \Delta B_1) \hat{u}(t) \\ y(t) = C_1 \hat{x}(t), \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \end{cases} \quad (15)$$

式中 ΔA 和 ΔB 为适当维数的不确定矩阵函数,表示由于建模带来的参数不确定性.

假设所考虑系统的参数不确定性是范数有界

的,且

$$[\Delta A_1 \quad \Delta B_1] = DF(t) [E_1 \quad E_2]$$

式中: $F \in R^{i \times j}$ 为一个未知矩阵,其元素 Lebesgue 可测,且满足 $F^T(t) F(t) \leq I$; D, E_1, E_2 为适当维数的已知常数矩阵,反映了不确定性的结构信息. 进一步假设伪状态 \hat{x} 可完全检测,采用状态反馈控制律

$$\hat{u}(t) = K \hat{x}(t) \quad (16)$$

则具有不确定性的伪线性系统可表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A_1 + \Delta A_1) \hat{x}(t) + (B_1 + \Delta B_1) K \hat{x}(t) \\ y(t) = C_1 \hat{x}(t), \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \end{cases}$$

假设系统输出 $y(t)$ 的参考输入为 $v(t)$, 定义伪线性系统二次性能指标为

$$J = \int_0^\infty ((y(t) - v(t))^T Q (y(t) - v(t)) + \hat{u}^T(t) R \hat{u}(t)) dt \quad (17)$$

式中: 加权矩阵 Q 为相应维数的正半定对称阵; R 为相应维数的正定对称阵. 根据文献[19]求解相应的矩阵不等式,便可得到系统的鲁棒保性能控制器增益

$$K = w \chi^{-1} \quad (18)$$

式中矩阵 w 和对称正定矩阵 χ 为矩阵不等式的解. 通过对系统二次性能指标(17)最小化,即可得到最优保性能控制器增益 K_{opt} .

3 仿真算例

Van Der Pol 振荡器^[20]是力学、物理学和电子学研究中的经典数学模型,对其参数的调整可以用来模拟实际中的各类非线性系统,例如:模拟脑血管循环,用于人类脑血管病变的研究^[21];模拟光子谐振,用于光学和电子系统的研究^[22]. 因此,下面采用能够表示一类实际物理系统的 Van Der Pol 振荡器为数学模型,针对文中所提出的理论方法,进行验证研究.

考虑 Van Der Pol 振荡器的控制,系统描述为

$$\begin{aligned} \ddot{y} + 2\omega\xi(\mu y^2 - 1)\dot{y} + \omega^2 y = u + \\ \beta(t - T_0)f(y) + \phi \end{aligned} \quad (19)$$

式中: ω, ξ, μ 为大于零的常数; β 为单一故障发生的时间函数; $f(y)$ 为故障对系统所带来的影响; ϕ 为系统未知函数,包括模型的不确定和未知输入扰动; T_0 为故障发生时间. 在仿真研究中,参数取值为: $\omega = 0.9$, $\xi = 0.6$, $\mu = 0.95$. 令 $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$ 作为系统状态变量,系统的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2\omega\xi(1-\mu x_1^2)x_2 - \omega^2 x_1 + u + \beta(t-T_0)f(x_1) + \phi \\ y = x_1 \end{cases} \quad (20)$$

令 $x_3 = \beta(t - T_0)f(x_1) + \phi$ 作为扩展系统状态变量, 状态空间方程可重写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + 2\omega\xi(1-\mu x_1^2)x_2 - \omega^2 x_1 + u \\ \dot{x}_3 = \theta \\ y = x_1 \end{cases} \quad (21)$$

式中 θ 为未知函数. 为了检测和辨识系统故障, 设计故障诊断滤波器为

$$\begin{cases} e = \hat{z}_1 - y \\ \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 - \frac{1}{r(t)}e \\ \dot{\hat{z}}_2 = \hat{z}_3 + 2\omega\xi(1-\mu\hat{z}_1^2) - \omega^2\hat{z}_1 + u - g(r^2(t)e) \\ \dot{\hat{z}}_3 = -r(t)g(r^2(t)e) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (22)$$

式中 $r(t)$ 取值如式 (5) 所示.

在本文仿真研究中, 系统初始条件为

$$x(0) = [0.5 \quad 0.5]^T$$

其他参数选择为

$$\delta = 0.01 \quad r_0 = 100 \quad b = 0.5 \quad \mu = 12$$

3.1 状态与故障估计

依照上述方法设计系统的故障诊断观测器, 根据给定参数, 已知 $u(t) = 0$ 时, 假设系统在 $t > 10$ s 分别发生类型为

$$f_1 = \begin{cases} 0, & t \leq 10 \text{ s} \\ \sin t, & t > 10 \text{ s} \end{cases}$$

$$f_2 = \begin{cases} 0, & t \leq 10 \text{ s} \\ \sin(x_1) + c, & t > 10 \text{ s} \end{cases}$$

的执行器故障. 式中定值故障 $c = 0.1$.

为了更直观地看出本文提出方法的优越性, 这里同时给出了传统恒增益 ESO 与变增益 ESO 的估计结果, 其状态和故障估计如图 3 ~ 8 所示.

从图 3、4 可以看出, 定增益 ESO 的估计状态 $eso-x_1$ 、 $eso-x_2$ 与变增益 ESO 的估计状态 $tveso-x_1$ 、 $tveso-x_2$ 都能够以较快速度收敛到状态 x_1 、 x_2 , 但定增益 ESO 在对状态 x_2 估计时, 初始时刻产生了较大的“峰值”, 改进的变增益 ESO 则有效地消除了“峰值”.

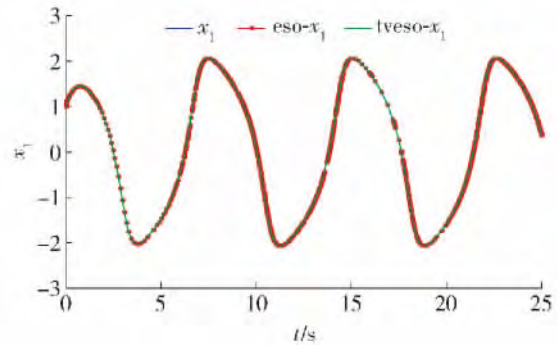


图 3 系统状态 x_1 估计曲线

Fig. 3 Estimation curve of the system state x_1

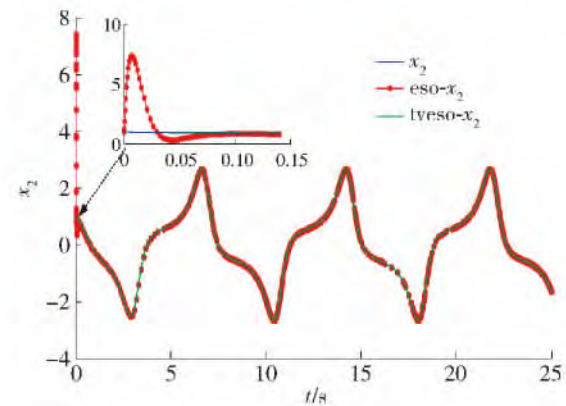


图 4 系统状态 x_2 估计曲线

Fig. 4 Estimation curve of the system state x_2

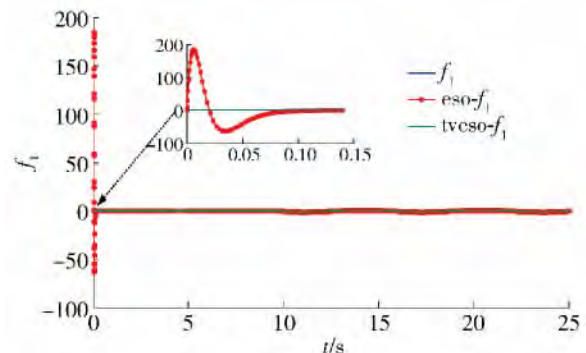


图 5 故障 f_1 时估计曲线

Fig. 5 Estimation curve of the fault f_1

从图 5、7 可看出, 在对故障 f_1 、 f_2 估计时, 传统定增益 ESO 的估计值为 $eso-f_1$ 、 $eso-f_2$, 其“峰值”问题变得尤为突出, 在初始估计阶段一度接近 200 的估计值, 显然与初始阶段无故障的情形是不相符的. 而这一“峰值”必然会对基于此故障估计值的故障调节带来不利影响. 从图 6、8 可看出, 改进的变增益 ESO 对故障 f_1 、 f_2 的估计值为 $tveso-f_1$ 、 $tveso-f_2$, 有效地消除了故障估计在初始时段的“峰值”, 并且能

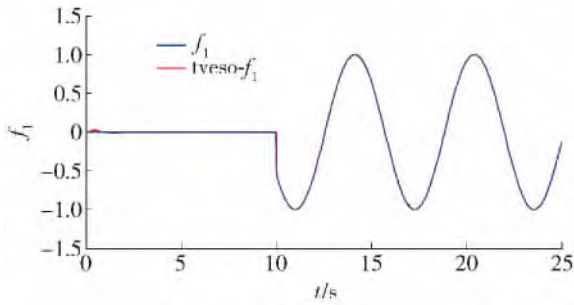


图6 故障 f_1 时变增益 ESO 估计曲线

Fig. 6 Estimation curve of the fault f_1 based on time-varying gain ESO

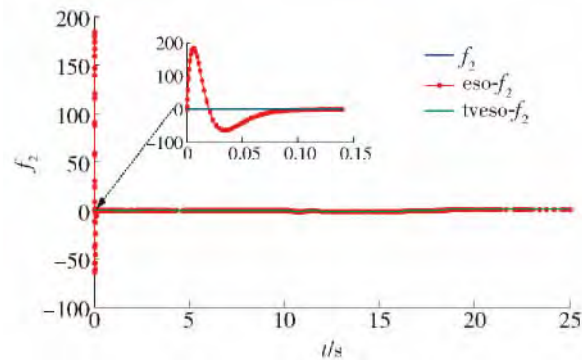


图7 故障 f_2 估计曲线

Fig. 7 Estimation curve of the fault f_2

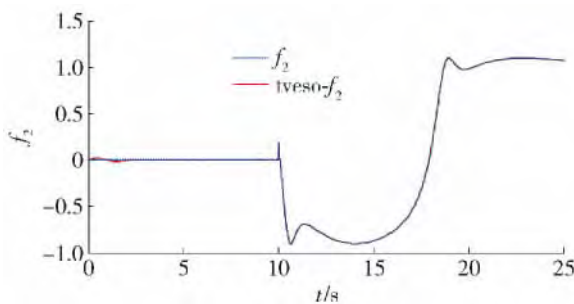


图8 故障 f_2 时变增益 ESO 的估计曲线

Fig. 8 Estimation curve of the fault f_2 based on time-varying

够准确地跟踪故障发生的时刻及幅值,这无疑对下一步据此设计故障调节补偿是有利的。

3.2 基于故障调节的逆系统鲁棒保性能控制

依照文中式(7)求解方法,由式(19)可得系统在正常状态下的逆模型为

$$u_c = \ddot{y} - 2\omega\xi(1 - \mu y^2)\dot{y} + \omega^2 y \quad (23)$$

假设逆系统模型的输入为

$$\tilde{u} = \ddot{y}$$

则式(23)可转化为

$$u_c = \tilde{u} - 2\omega\xi(1 - \mu y^2)\dot{y} + \omega^2 y \quad (24)$$

由于逆模型中难以对原系统中的不确定性 ϕ 建模,故而忽略此项的逆,这便产生逆建模误差。结合式(6)与式(24),原系统的控制输入为

$$u = u_c - u_f =$$

$$\tilde{u} - 2\omega\xi(1 - \mu y^2)\dot{y} + \omega^2 y - \hat{z}_3 \quad (25)$$

式中: u_f 为 3.2 节设计的故障调节项,通过变增益 ESO 求得。将式(25)控制律作用在原系统方程,即式(20)上,又根据故障滤波器的设计可知 $\hat{z}_3 \rightarrow x_3$, 则该二阶伪线性系统的状态空间方程可以写为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{u} \\ y = [1 \quad 0] \hat{x} \end{cases}$$

由于前述的逆建模误差,伪线性系统存在参数不确定性,假定与式(19)中 ϕ 对应的不确定结构各参数取值为

$$D = \begin{bmatrix} 0.4 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.2 \end{bmatrix}$$

$$\hat{x}_0 = [1 \quad 1]$$

$$F = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 & 0 \\ 0 & \varepsilon_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

若该系统输出跟踪曲线为阶跃输入

$$v(t) = v_0 = 1$$

即 $y(\infty) = v_0$, 依据上述给定参数和式(17)可将式(20)表示为

$$J = \int_0^\infty ((y(t) - v_0)^T Q (y(t) - v_0) + \tilde{u}^T(t) R \tilde{u}(t)) dt$$

进而根据式(18)得到最优状态反馈增益矩阵为

$$K_{opt} = w\chi^{-1} = [-0.7133 \quad -1.4098]$$

则系统输出跟踪参考阶跃输入 $v_0 = 1$ 的控制律为

$$\tilde{u}(t) = K\hat{x}(t)$$

假设系统仍发生前述执行器 f_2 的故障,初始条件为 $\hat{x}(0) = [0 \quad 0]^T$, 系统在 u_f 的故障调节与鲁棒保性能控制的作用下,仿真曲线如图9所示。图9还给出了恒增益与变增益 ESO 下的系统输出 $eso-y$ 与 $tveso-y$ 。

从仿真结果可以看出:起初无故障时,原系统在直接逆与鲁棒保性能控制律的共同作用下,即使存

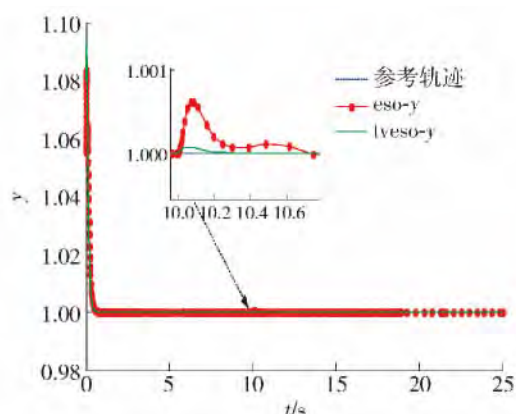


图9 具有故障调节的鲁棒保性能控制系统输出曲线

Fig.9 Output curve of robust guaranteed cost control system with fault accommodation

在逆建模误差,系统输出 $eso-y$ 与 $lveso-y$ 均能快速且较平稳地跟踪上参考输入;在发生故障后,分别采用恒增益与改进的变增益 ESO 估计出系统的故障,并据此通过对原系统的控制量进行补偿实现故障调节,仍辅之逆系统使系统线性化后的鲁棒保性能控制器,系统的输出 $eso-y$ 与 $lveso-y$ 都能较快地消除故障的影响,但后者的控制效果明显优于前者,反映出改进变增益 ESO 对于故障调节的优越性;同时,无论系统是否发生故障,都显现了鲁棒保性能控制器的反馈调节与对建模误差的适应性.

4 结论

1) 对传统恒增益 ESO 在估计初始阶段产生的“峰值”问题,通过设计一种变增益 ESO,实现了对执行器时变故障的快速准确估计,并以此为基础,将故障估计值用于产生附加控制律补偿故障所带来的影响.

2) 结合逆系统方法与鲁棒控制理论,通过引入鲁棒保性能控制律,弥补了直接逆控制缺乏实时反馈和逆建模误差的不足.

3) 基于变增益 ESO 的故障有效调节,使系统具有容错能力的同时,确保了无论故障存在与否,逆系统与原系统串联为一不变的伪线性特性,从而以不变的鲁棒保性能控制器使系统始终具备了良好的性能.

参考文献:

[1] PATTON R J, KAMBHAMPATI C, CASAVOLA A, et al. Fault-tolerance as a key requirement for the control of modern systems [J]. The International Federation of Automatic Control, 2006, 6 (1): 13-22.

[2] MHASKAR P, GANI A, CHRISTOFIDES P D. Fault-tolerant control of nonlinear processes: performance-based reconfiguration and robustness [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2006, 16(3): 91-111.

[3] 李炜,许德智,李二超. 基于 RBF 网络的逆系统多模型内模主动容错控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2009, 37(9): 98-101.

LI W, XU D Z, LI E C. Active fault tolerant control using multi-models based on RBF inverse system internal model [J]. Journal of Huazhong University of Science & Technology (Natural Science Edition), 2009, 37(9): 98-101. (in Chinese)

[4] LIU M, SHI P. Sensor fault estimation and tolerant control for Itô stochastic systems with a descriptor sliding mode approach [J]. Automatica, 2013, 49(5): 1242-1250.

[5] DU D, JIANG B, SHI P. Fault estimation and accommodation for switched systems with time-varying delay [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2011, 9(3): 442-451.

[6] 崔玲丽,张宇,巩向阳,等. 基于振动响应机理的轴承故障定量诊断及量化分析[J]. 北京工业大学学报, 2015, 41(11): 1681-1687.

CUI L L, ZHANG Y, GONG X Y, et al. Vibration mechanism based quantitative diagnosis and quantization analysis of rolling bearing fault [J]. Journal of Beijing University of Technology, 2015, 41(11): 1681-1687. (in Chinese)

[7] 许爱强,唐小峰,牛双诚,等. 基于 IDDQ 测试的 VLSI 门内电阻式桥接故障仿真[J]. 北京工业大学学报, 2016, 42(1): 128-133.

XU A Q, TANG X F, NIU S C, et al. Simulation of intra-gate resistive bridging faults in VLSI based on IDDQ testing [J]. Journal of Beijing University of Technology, 2016, 42(1): 128-133. (in Chinese)

[8] NOBREGA E G, ABDALLA M O, GRIGORIADIS K M. Robust fault estimation of uncertain systems using an LMI-based approach [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2008, 18(18): 1657-1680.

[9] SPURGEON S K. Sliding mode observers: a survey [J]. International Journal of Systems Science, 2008, 39(8): 751-764.

[10] CHEN W, SAIF M. An iterative learning observer for fault detection and accommodation in nonlinear time-delay systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2006, 16(1): 1-19.

[11] GAO Z, DING S X. Fault estimation and fault-tolerant control for descriptor systems via proportional, multiple-integral and derivative observer design [J]. IET Control

- Theory and Applications, 2007, 1(5): 1208-1218.
- [12] ZHANG X, POLYCARPOU M M, PARISINI T. Fault diagnosis of a class of nonlinear uncertain systems with lipschitz nonlinearities using adaptive estimation [J]. Automation, 2010, 46(2): 290-299.
- [13] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.
HAN J Q. The extended state observer of a class of uncertain systems [J]. Control and Decision, 1995, 10(1): 85-88. (in Chinese)
- [14] REN Z, WANG W, SHEN Z. New robust fault-tolerant controller for self-repairing flight control systems [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 22(1): 77-82.
- [15] 李匡成. 基于 RBF 神经网络的伺服系统自适应自抗扰控制[J]. 电气自动化, 2010, 32(2): 23-25.
LI K C. Adaptive auto disturbance rejection control for servo systems based on the RBF neural network [J]. Electrical Automation, 2010, 32(2): 23-25. (in Chinese)
- [16] 齐晓慧, 李杰, 韩帅涛. 基于 BP 神经网络的自适应自抗扰控制及仿真[J]. 兵工学报, 2013, 34(6): 776-782.
QI X H, LI J, HAN S T. Adaptive active disturbance rejection control and its simulation based on BP neural network [J]. Journal of China Ordnance, 2013, 34(6): 776-782. (in Chinese)
- [17] 李春文, 冯元琨. 逆系统方法及其应用[J]. 清华大学学报(自然科学版), 1986, 26(2): 105-114.
LI C W, FENG Y K. The inverse system method and its application [J]. Journal of Tsinghua University (Natural Science Edition), 1986, 26(2): 105-114. (in Chinese)
- [18] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485-492.
HUANG Y, ZHANG W G. Development of active disturbance rejection controller [J]. Control Theory and Applications, 2002, 19(4): 485-492. (in Chinese)
- [19] 俞立. 鲁棒控制——线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 122-135.
- [20] GARMELLA P, YAO B. An adaptive robust framework for model-based state fault detection [C/OL] // American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006. [2006-07-24]. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp>.
- [21] JUTLEY J J, ACEVES A B. Spontaneous PT-symmetry breaking in nonlinearly coupled van der pol oscillators [J]. Studies in Applied Mathematics, 2016, 137(2): 256-270.
- [22] PARSHIN D V, UFIMTSEVA I V, CHEREVKO A A. Differential properties of Van Der Pol-Duffing mathematical model of cerebrovascular haemodynamics based on clinical measurements [C] // All-Russian Conference on Nonlinear Waves: Theory and New Applications. Beijing: Institute of Computational Mathematics of Scientific [2016-06-16]. <http://dx.doi.org/10.1088/1742-6596/722/1/012030>.

(责任编辑 吕小红)