

多伺服电机智能化协调容错轨迹跟踪控制系统设计

朱俊威^{1,2†}, 顾曹源^{1,2}, 王鼎³, 张文安^{1,2}, 王鑫⁴

(1. 浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310023; 2. 浙江省嵌入式系统联合重点实验室, 浙江 杭州 310023;

3. 北京工业大学 信息学部, 北京 100124; 4. 黑龙江大学 数学科学学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 针对一类具有执行器、传感器故障的多伺服电机控制系统, 设计了相应的多伺服电机智能化协调容错轨迹跟踪控制系统. 首先, 提出了一种新结构的分布式中间估计器, 修改了其设计结构, 提高了估计方案的可行性. 其次, 通过在线强化学习估计策略, 可以显著提高估计性能, 其核心是自适应切换机制与源故障模式定位功能块的集成, 并根据估计值设计了协调容错轨迹跟踪控制器. 同时, 设计了可视化人机交互操作界面, 可将伺服电机的实时位置、速度、相应的位置、速度估计值及控制性能等信息反馈至监控中心. 操作人员可随时调节伺服输入, 完成任务调整, 可有效提升系统实用性. 多伺服电机控制系统的实验结果验证了所提方法的有效性 & 优越性.

关键词: 多伺服电机; 协调容错轨迹跟踪控制; 智能化; 在线强化学习估计策略; 人机交互

引用格式: 朱俊威, 顾曹源, 王鼎, 等. 多伺服电机智能化协调容错轨迹跟踪控制系统设计. 控制理论与应用, 2021, 38(7): 1023 – 1032

DOI: 10.7641/CTA.2021.00627

Design of an intelligent cooperative fault-tolerant trajectory tracking control system for multi-servo motors

ZHU Jun-wei^{1,2†}, GU Cao-yuan^{1,2}, WANG Ding³, ZHANG Wen-an^{1,2}, WANG Xin⁴

(1. College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou Zhejiang 310023, China;

2. Zhejiang Joint Key Laboratory of Embedded System, Hangzhou Zhejiang 310023, China;

3. Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124;

4. College of Mathematical Sciences, Heilongjiang University, Harbin Heilongjiang 150080, China)

Abstract: For a class of multi-servo motor control systems with actuator and sensor faults, a corresponding multi-servo motor intelligent cooperative fault-tolerant trajectory tracking control system is designed. First, a new structure of the distributed intermediate estimator is proposed, and its design structure is modified to improve the feasibility of the estimation scheme. Next, the estimation performance can be significantly improved by an online reinforcement learning estimation strategy, whose core is an adaptive switching mechanism integrated with a function block of source fault mode localization, and a cooperative fault-tolerant trajectory tracking controller is designed based on the estimated values. Meanwhile, a visual man-machine interactive interface is designed, which can feed back the real-time position, speed, corresponding position, speed estimated value and control performance of the servo motors to the monitoring center. The operator can change the servo input at any time to complete the task adjustment, which can effectively improve the practicability of the system. The experimental results of the multi-servo motor control system verify the effectiveness and superiority of the proposed method.

Key words: multi-servo motors; cooperative fault-tolerant trajectory tracking control; intelligence; online reinforcement learning estimation strategy; man-machine interaction

Citation: ZHU Junwei, GU Caoyuan, WANG Ding, et al. Design of an intelligent cooperative fault-tolerant trajectory tracking control system for multi-servo motors. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(7): 1023 – 1032

收稿日期: 2020-09-18; 录用日期: 2021-02-15.

†通信作者. E-mail: junweizhu1001@zjut.edu.cn; Tel.: +86 13456979857.

本文责任编辑: 陈皓勇.

国家自然科学基金项目(61803334, 61822311, 61703148), 浙江省自然科学基金项目(LQ18F030012), 黑龙江省自然科学基金项目(F2017023), 中国国家留学基金项目(201908330040), 黑龙江大学优秀青年基金项目(JCL201903), NFSC-浙江两化融合联合基金项目(U1709213)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61803334, 61822311, 61703148), the Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (LQ18F030012), the Natural Science Foundation of Heilongjiang Province (F2017023), the State Scholarship Fund of China Scholarship Council under Scholarship (201908330040), the Outstanding Youth Fund of Heilongjiang University (JCL201903) and the NSFC-Zhejiang Joint Fund for the Integration of Industrialization and Informatization (U1709213).

1 引言

随着物联网应用研究的兴起,依托通信网络协作完成任务的运动控制场景越来越普遍,如机器人和无人机编队、移动舞台、数控机床等,由于机械装置往往需要伺服电机作为驱动设备,因而多伺服电机轨迹协调跟踪控制成为协作任务中的重要一环.然而,由于子系统个数较多,电机元器件故障的可能性大大增加,而任一子系统出现故障都会通过通信拓扑严重威胁整个网络化多伺服电机系统的控制性能甚至稳定性.因此,如何设计出具有容错功能的多伺服电机的协调轨迹跟踪控制系统是实现大规模工业控制系统协作任务的技术关键.

伺服电机容错控制技术经历了传统的PID被动容错控制到最近的自抗扰主动容错控制两个阶段.PID容错控制原理主要将可能发生的故障当作某种不确定性扰动,通过整定参数直接获得对于故障的鲁棒性,属于被动容错控制技术.为了更好的实现伺服电机系统的容错控制,人们对传统的PID控制算法进行了改进^[1-4],并将其应用于各类伺服电机系统.虽然PID方法应用广泛,但其仍然存在明显的不足,例如超调,调节时间过长,受外部影响较大等问题,因此,需要一种更加先进的控制方法.近年来,研究人员尝试将自抗扰技术(active disturbance rejection control, ADRC)^[5]应用于容错控制任务中,并取得了一定的效果.其主要通过扩维状态观测器(extended state observer, ESO)^[6]对故障和扰动等其他未知输入量结合到一起进行估计,而后进行补偿控制,属于主动容错控制技术.针对该技术,研究人员做了大量的尝试,例如, Jiang等^[7]提出了基于自适应观测器的估计模块,并通过构造容错控制器来补偿故障对闭环系统的影响,最终使闭环系统稳定.文献[8-9]设计了适用于多伺服电机系统执行器故障的未知输入观测器和容错控制器.同时,也有学者以多智能体作为问题的出发点.例如,针对一般多智能体系统, Zhang等提出了基于可调整参数的分布式ESO^[10]和基于自适应技术的分布式故障估计器^[11].在文献[12]中,提出了一组基于全局相对输出信息的滑模观察器,以处理具有无向图的多智能体系统的故障估计问题.

需要指出,将ADRC等技术直接用于多伺服电机协调容错控制问题时仍然存在严重不足.首先,在伺服电机协作运行过程中,在遇到任务调整(伺服输入指令更新)或快时变故障等情形时容易引起剧烈的估计性能波动,而ADRC的核心环节——ESO的参数都是离线给定,无法进行在线调节,难以克服实时估计及控制性能恶化.另一方面,随着节点个数的增加,ESO的观测器增益可解性严重减弱,对ADRC技术的可扩展性形成挑战.针对上述问题,本文设计了一套基于在线强化学习估计策略的多伺服电机协调容错轨迹

跟踪控制系统,其主要贡献点如下:

1) 与文献[13-16]相比,本文通过引入新的中间变量以及多个增益项,改进了标称分布式中间观测器,使其在结构上能够完全覆盖标准ESO和标称分布式中间观测器设计,大大降低了算法应用的局限性.并在此基础上设计了强化学习估计策略.当估计性能不佳时,能够自动更新观测器增益,直至估计性能恢复至可接受水平,进而对容错控制性能形成有效保障.

2) 本文在实验中采用了C++/MATLAB混合编程方法,在C++环境中调用MATLAB引擎,从而实现了观测器增益的更新.同时,利用C++开发了一套可视化人机交互操作界面,不仅能够实时显示各个伺服系统的速度、位置等信息,也可以实时显示对于未知输入信号的估计性能以及协调容错轨迹跟踪控制性能,将状态监测和轨迹规划任务操作功能一体化,有效提升了操作人员对系统的监控力度.

需要指出,本文所使用的中间观测器由Zhu等^[13]首次提出并用于故障估计,并以此推广到多智能体系统^[14-17].

2 前言与问题描述

2.1 被控对象

本文所考虑的多伺服电机轨迹跟踪控制系统如图1所示,其主要由上位机、ARM微处理器、CAN总线、AC伺服系统、伺服电机组成.其中,上位机的主要工作是通过TCP/IP协议从ARM微处理器(STM32F4-07)接收数据,并运行控制算法,然后将控制指令发送到ARM微处理器.再由ARM微处理器将控制指令下发至AC伺服系统,ARM微处理器和交流伺服系统之间实时传输一些重要的数据,例如每个交流伺服系统的速度、位置和力矩.交流伺服系统(台达ASDA-A2-M)实时响应来自PC的控制指令,并驱动伺服电机执行相应的动作.并且,在上位机中设置的虚拟参考系统与各个伺服系统之间存在如图1所示的有向通讯拓扑.

本文所考虑的多伺服电机控制相较于单伺服电机控制,主要有以下区别:单伺服电机控制只需要保证自身与参考系统或者参考信号的同步,而多伺服电机控制不仅需要保证自身与参考系统或参考信号的同步,同时也需要保证整个系统的同步.其次,存在某个电机因为通讯堵塞等信息,无法获得参考系统或者参考信号动态的情况,此时,需要电机之间互相通讯交换信息,从而完成电机的同步.

本文在文献[18]的基础上,得到伺服系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = K \cdot \frac{1}{s(T_s s + 1)}, \quad (1)$$

其中:惯性环节增益 $K = 0.08373$, 时间常数 $T_s =$

0.02433, 将参数代入并将传递函数转化为状态空间方程:

$$\dot{x}_i(t) = Ax_i(t) + Bu_i(t), \quad (2)$$

$$y_i(t) = Cx_i(t), \quad (3)$$

其中: $x_i(t) = [x_{pi}^T(t) \ x_{vi}^T(t)]$, $x_{pi}(t)$ 和 $x_{vi}(t)$ 分别表示第*i*个伺服系统的位置和速度信息, $i = 1, 2, 3, 4$, 系统参数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -41.1015 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 3.4414 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

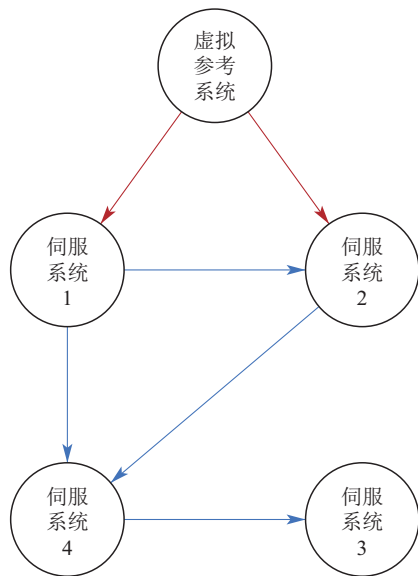
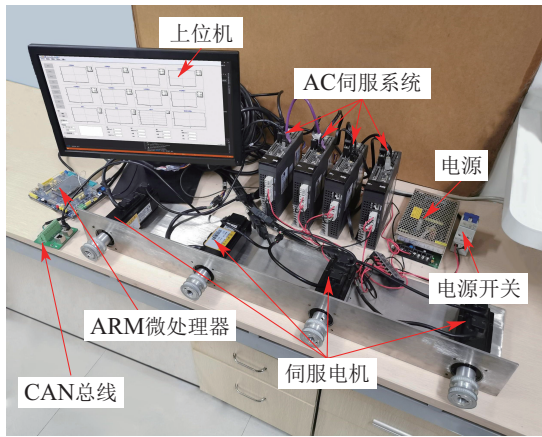


图 1 多伺服电机控制系统及有向通讯拓扑

Fig. 1 Multi-servo motor control system and directed communication topology

2.2 问题描述

考虑多伺服电机控制系统各个伺服系统与上位机中的虚拟参考系统之间的协调容错轨迹跟踪控制问题, 将位于上位机中的虚拟参考系统表示为

$$\dot{x}_0(t) = Ax_0(t) + Br_0(t), \quad (4)$$

$$y_0(t) = Cx_0(t), \quad (5)$$

其中: $x_0(t)$, $y_0(t)$, $r_0(t)$ 分别表示虚拟节点的系统状

态、系统输出和系统参考输入, $r_0(t)$ 表示参考速度输入信号. 将第*i*个的伺服系统表示为

$$\dot{x}_i(t) = Ax_i(t) + Bu_i(t) + Ef_i(t) + B_w w_i(t), \quad (6)$$

$$y_i(t) = Cx_i(t) + D_s f_{si}(t), \quad (7)$$

其中: $x_i(t)$, $y_i(t)$, $u_i(t)$, $w_i(t)$ 分别表示系统状态、系统输出、控制输入、外部扰动. $f_i(t)$ 和 $f_{si}(t)$ 分别表示过程故障和传感器故障, 当 $B = E$ 时, $f_i(t)$ 表示执行器故障. 假设 $f_i(t)$, $f_{si}(t)$, $w_i(t)$ 属于 L_2 有界函数, 参数矩阵如下:

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ 3.4414 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, \quad D_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix}.$$

考虑参数矩阵的分布特性, $f_i(t)$ 实际表示第*i*个伺服系统的速度偏移(执行器故障), $w_i(t)$ 表示过程扰动, $f_{si}(t)$ 实际表示第*i*个伺服系统传感器的速度量测偏移(传感器故障), $d_i(t)$ 表示第*i*个伺服系统传感器的位置量测干扰, $u_i(t)$ 表示第*i*个伺服系统的速度控制量. 将 $f_{si}(t)$ 作为新的状态变量, 并定义 $\delta_i(t) = x_i(t) - x_0(t)$, $\bar{\delta}_i = [\delta_i^T \ f_{si}^T]^T$, 则可以得到第*i*个伺服系统的增广跟踪误差系统

$$\dot{\bar{\delta}}_i(t) = \bar{A}\bar{\delta}_i(t) + \bar{B}u_i(t) - \bar{B}r_0(t) + \bar{E}f_i(t) + \bar{B}_w w_i(t) + \bar{M}\dot{f}_{si}(t), \quad (8)$$

$$\kappa_i(t) = \bar{C}\bar{\delta}_i(t), \quad (9)$$

其中:

$$i = 1, 2, \dots, N, \quad \kappa_i(t) = y_i(t) - y_0(t),$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{E} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_w = [B_w^T \ 0], \quad \bar{C} = [C \ D_s], \quad \bar{M} = [0 \ I].$$

随后, 利用投影定理将 $\bar{B}_w w_i(t)$ 分解为匹配扰动分量和不匹配扰动分量

$$\bar{B}_w w_i(t) = \bar{B}\bar{B}^+ \bar{B}_w w_i(t) + \bar{B}^\perp \bar{B}^{\perp+} \bar{B}_w w_i(t), \quad (10)$$

其中 $\bar{B}^+ = (\bar{B}^T \bar{B})^{-1} \bar{B}^T$. 将参考速度输入信号 $r_0(t)$, 执行器故障记 $f_i(t)$ 以及匹配扰动分量 $\bar{B}\bar{B}^+ \bar{B}_w w_i(t)$ 整合为一个未知输入信号 $\tau_i(t)$, 记

$$\tau_i(t) = -r_0(t) + \bar{B}^* \bar{E}f_i(t) + \bar{B}^+ \bar{B}_w w_i(t),$$

$$\bar{B}_{w2} = \bar{B}^\perp \bar{B}^{\perp+} \bar{B}_w,$$

并且 \bar{B}^* 满足 $\bar{B}^* = (I - \bar{B}\bar{B}^*)\bar{E}$, 则可将式(10)重新表示为

$$\dot{\bar{\delta}}_i(t) = \bar{A}\bar{\delta}_i(t) + \bar{B}u_i(t) + \bar{B}\tau_i(t) + \bar{B}_{w2} w_i(t) + \bar{M}\dot{f}_{si}(t), \quad (11)$$

$$\kappa_i(t) = \bar{C}\bar{\delta}_i(t). \quad (12)$$

本文的控制目标是针对所考虑的多伺服系统(4)–

(9), 设计一种基于新型分布式中间观测器和在线强化学习估计策略的协调容错轨迹跟踪控制算法, 保证多伺服系统在多故障以及参考输入变化的情况下, 依然具有良好的容错控制性能。

3 多伺服电机协调容错轨迹跟踪控制算法

3.1 新型分布式中间观测器设计

由于传统ESO等方法在应用于多伺服电机控制系统时, 其观测器增益可解性严重降低, 因此, 需要对标称分布式中间观测器进行改进. 为了构建新型分布式中间观测器, 需要定义以下中间变量:

$$\xi_{\tau_i}(t) = \tau_i(t) - \varsigma_{\tau}(t) \bar{B}^T \bar{\delta}_i(t), \quad (13)$$

$$\xi_{f_{si}}(t) = \dot{f}_{si}(t) - \varsigma_s(t) M^T \bar{\delta}_i(t), \quad (14)$$

在式(11)–(14)的基础上, 设计第*i*个伺服系统的新型分布式中间观测器如下:

$$\begin{aligned} \hat{\delta}_i(t) &= \bar{A} \hat{\delta}_i(t) + \bar{B} u_i(t) + \bar{B} \hat{\tau}_i(t) + \\ &\quad \bar{M} \hat{f}_{si}(t) + F_a(\phi_i(t) - \hat{\phi}_i(t)), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_{\tau_i}(t) &= -\varsigma_{\tau}(t) \bar{B}^T (\bar{A} \hat{\delta}_i(t) + \bar{B} u_i(t) + \\ &\quad \bar{B} \hat{\tau}_i(t) + \bar{M} \hat{f}_{si}(t)) - \dot{\varsigma}_{\tau}(t) \bar{B}^T \hat{\delta}_i(t) + \\ &\quad H_a(\phi_i(t) - \hat{\phi}_i(t)), \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_{f_{si}}(t) &= -\varsigma_s(t) \bar{M}^T (\bar{A} \hat{\delta}_i(t) + \bar{B} u_i(t) + \\ &\quad \bar{B} \hat{\tau}_i(t) + \bar{M} \hat{f}_{si}(t)) - \dot{\varsigma}_s(t) \bar{M}^T \hat{\delta}_i(t) + \\ &\quad G_a(\phi_i(t) - \hat{\phi}_i(t)), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\hat{\tau}_i(t) = \hat{\xi}_{\tau_i}(t) + \varsigma_{\tau}(t) \bar{B}^T \hat{\delta}_i(t), \quad (18)$$

$$\hat{f}_{si}(t) = \hat{\xi}_{f_{si}}(t) + \varsigma_s(t) \bar{M}^T \hat{\delta}_i(t), \quad (19)$$

其中: $\hat{\delta}_i(t)$, $\hat{\xi}_{\tau_i}(t)$, $\hat{\xi}_{f_{si}}(t)$, $\hat{\tau}_i(t)$, $\hat{f}_{si}(t)$ 分别是 $\bar{\delta}_i(t)$, $\xi_{\tau_i}(t)$, $\xi_{f_{si}}(t)$, $\tau_i(t)$, $\dot{f}_{si}(t)$ 的估计值. 与标称分布式中间观测器相比, 在式(19)中添加了一个中间变量来估计 $f_{si}(t)$ 的导数 $\dot{f}_{si}(t)$, 通过调节中间变量定义中涉及的关键参数, 可以保证对包括估计信号变化率在内的干扰的鲁棒性. 通过这种方法, 间接提高了对 $f_{si}(t)$ 的估计精度. 考虑到伺服系统之间的信息耦合关系, 将 $\phi_i(t)$, $\hat{\phi}_i(t)$ 设计为如下所示:

$$\phi_i(t) = \sum_{j \in \mathcal{N}_i} a_{ij} (y_j(t) - y_j(t)) + j_i \kappa_i(t), \quad (20)$$

$$\hat{\phi}_i(t) = \sum_{j \in \mathcal{N}_i} a_{ij} (\bar{C} \hat{\delta}_i(t) - \bar{C} \hat{\delta}_j(t)) + j_i \bar{C} \hat{\delta}_i(t), \quad (21)$$

其中: a_{ij} 表示如图1所示的有向通讯拓扑中, 伺服系统之间的信息耦合关系, j_i 表示伺服系统与虚拟参考系统之间的信息耦合关系.

注1 本文引入了两个中间变量并在估计方程(16)–(17)中增加了新的增益项, 使得新型分布式中间观测器在结

构上可以覆盖传统的ESO和标称分布式中间观测器, 同时也大大增加其应用于多伺服电机控制系统时的可行性. 当 $\varsigma_s(t) = 0$, $H_a = G_a = 0$, 其退化为标称分布式中间观测器; 当 $\varsigma_{\tau}(t) = \varsigma_s(t) = 0$, $G_a = 0$, 其退化为ESO.

同时, 为了衡量观测器的估计性能, 定义 $e_{\phi_i}(t) = \phi_i(t) - \hat{\phi}_i(t)$ 为每个伺服电机的相对输出估计误差, 并定义 $\bar{e}_{\phi}(t) = N^{-\frac{1}{2}} (\sum_{i=1}^N \|e_{\phi_i}(t)\|^2)^{\frac{1}{2}}$ 为在线估计性能指标. 为了保证在线估计性能, 引入了自适应切换机制. 定义伺服系统的相对输出估计性能指标 θ 为

$$\dot{\theta}(t) = \mu \mathcal{N}_{\epsilon}^2(\bar{e}_{\phi}) = \begin{cases} 0, & \bar{e}_{\phi}(t) \leq \epsilon, \\ \mu(\bar{e}_{\phi} - \epsilon)^2, & \bar{e}_{\phi}(t) > \epsilon, \end{cases} \quad (22)$$

其中 μ 和 ϵ 是给定的常数. 随后, 设计关键参数 $\varsigma_{\tau}(t)$ 和 $\varsigma_s(t)$ 的自适应切换机制

$$\varsigma_{\tau}(t) = \varsigma_{\tau}(t_0) + \sigma_{\tau} q_{\theta}, \quad \varsigma_s(t) = \varsigma_s(t_0) + \sigma_s q_{\theta}, \quad (23)$$

其中: 调节强度 q_{θ} 是根据 $\dot{\theta}(t)$ 所设计的分段函数, t_0 表示估计性能恶化的时刻, σ_{τ} , σ_s 为给定常数.

通过设计新型分布式中间观测器, 可以准确估计伺服系统的位置、速度以及未知输入信号. 在此基础上, 以估计值为基础, 设计第*i*个伺服系统的协调容错轨迹跟踪控制器为

$$u_i(t) = -K \hat{\delta}_i(t) - \hat{\tau}_i(t), \quad (24)$$

其中 K 的取值要使 $A - BK$ 为Hurwitz矩阵. 由式(24)可知, 该控制协议能够补偿未知输入信号 $\tau_i(t)$ 对伺服系统造成的影响. 定义

$$H_1 = [I \ 0 \ 0 \ 0], \quad H_2 = [0 \ I \ 0],$$

$$e_{\delta_i}(t) = \bar{\delta}_i(t) - \hat{\delta}_i(t), \quad e_{\delta_i}(t) = \delta_i(t) - \hat{\delta}_i(t),$$

$$e_{\xi_{\tau_i}}(t) = \xi_{\tau_i}(t) - \hat{\xi}_{\tau_i}(t), \quad e_{\xi_{f_{si}}}(t) = \xi_{f_{si}}(t) - \hat{\xi}_{f_{si}}(t),$$

$$e_{\tau_i}(t) = \tau_i(t) - \hat{\tau}_i(t), \quad e_{f_{si}}(t) = \dot{f}_{si}(t) - \hat{f}_{si}(t),$$

$$e_{ai}(t) = [e_{\delta_i}^T(t) \ e_{\xi_{\tau_i}}^T(t) \ e_{\xi_{f_{si}}}^T(t)]^T,$$

则可以得到全局闭环轨迹跟踪误差系统动态为

$$\begin{aligned} \dot{e}_a(t) &= (I_N \otimes A_a) e_a(t) - (M \otimes T_a C_a) e_a(t) + \\ &\quad (I_N \otimes N_a) \dot{\tau}(t) + (I_N \otimes M_a) \ddot{f}_s(t) + \\ &\quad (I_N \otimes B_a) w(t), \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}(t) &= (I_N \otimes (A - BK)) \delta(t) + (I_N \otimes B_{w2}) w(t) + \\ &\quad (I_N \otimes (BK H_1 + B H_2 + \varsigma_{\tau}(t) B B^T H_1)) e_a(t), \end{aligned} \quad (26)$$

其中: $M = L + J$, L 和 J 分别为图1有向通讯拓扑所对应的拉普拉斯矩阵和牵引矩阵,

$$A_a = \begin{bmatrix} \Delta_1 & \bar{B} & \bar{M} \\ \Delta_2 & -\varsigma_{\tau}(t) \bar{B}^T \bar{B} & -\varsigma_{\tau}(t) \bar{B}^T \bar{M} \\ \Delta_3 & -\varsigma_s(t) \bar{M}^T \bar{B} & -\varsigma_s(t) \bar{M}^T \bar{M} \end{bmatrix}, \quad N_a = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix},$$

$$B_a = \begin{bmatrix} \bar{B}_{w2} \\ -\varsigma_\tau(t)\bar{B}^T\bar{B}_{w2} \\ -\varsigma_s(t)\bar{M}^T\bar{B}_{w2} \end{bmatrix}, M_a = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix}, T_a = \begin{bmatrix} F_a \\ H_a \\ G_a \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \bar{A} + \varsigma_\tau(t)\bar{B}\bar{B}^T + \varsigma_s(t)\bar{M}\bar{M}^T, \\ \Delta_2 &= -\varsigma_\tau(t)\bar{B}^T\bar{A} - \dot{\varsigma}_\tau(t)\bar{B}^T - \varsigma_\tau^2(t)\bar{B}^T\bar{B}\bar{B}^T - \\ &\quad \varsigma_\tau(t)\varsigma_s(t)\bar{B}^T\bar{M}\bar{M}^T, C_a = [\bar{C} \ 0 \ 0], \\ \Delta_3 &= -\varsigma_s(t)\bar{M}^T\bar{A} - \dot{\varsigma}_s(t)\bar{M}^T - \varsigma_s^2(t)\bar{M}^T\bar{M}\bar{M}^T - \\ &\quad \varsigma_s(t)\varsigma_\tau(t)\bar{M}^T\bar{B}\bar{B}^T, \\ \delta(t) &= [\delta_1^T(t) \cdots \delta_N^T(t)]^T, \\ e_a(t) &= [e_{a1}^T(t) \cdots e_{aN}^T(t)]^T, \\ w(t) &= [w_1^T(t) \cdots w_N^T(t)]^T, \\ \dot{\tau}(t) &= [\dot{\tau}_1^T(t) \cdots \dot{\tau}_N^T(t)]^T, \\ \dot{f}_s(t) &= [\dot{f}_{s1}^T(t) \cdots \dot{f}_{sN}^T(t)]^T. \end{aligned}$$

接下来, 对全局闭环轨迹跟踪误差系统进行稳定性分析.

定理 1 考虑式(25)–(26)所示的多伺服电机全局闭环轨迹跟踪误差系统, 如果给定标量 $\varsigma_\tau(t) > 0$, $\varsigma_s(t) > 0$, $\varepsilon > 0$, 并且存在矩阵 $P_1 > 0$, $P_2 > 0$ 使得

$$\Phi^i < 0, \quad (27)$$

其中: $i = 1, 2, 3, 4$, λ_i 是矩阵 M 的第 i 个特征值, Φ^i 为了一个适当维度的对称矩阵, 其矩阵元素为

$$\begin{aligned} \Phi_{11}^i &= He[P_1(A - BK)], \\ \Phi_{24}^i &= P_2B_a, \Phi_{25}^i = P_2N_a, \\ \Phi_{12}^i &= P_1(BKH_1 + \varsigma_\tau(t)BB^TH_1 + BH_2), \\ \Phi_{13}^i &= P_1B_w, \Phi_{22}^i = He(P_2A_a - \lambda_iC_a^TC_a), \\ \Phi_{26}^i &= P_2M_a, \Phi_{33}^i = \Phi_{44}^i = \Phi_{55}^i = \Phi_{66}^i = -\varepsilon I, \end{aligned}$$

则整个闭环轨迹跟踪误差状态最终一致有界并且大于 $e^{-\alpha t}$ 速度指数收敛于集合 Z .

$$Z = \{(\delta(t), e_a(t)) | \lambda_{\min}(P_1)\|\delta(t)\|^2 + \lambda_{\min}(P_2)\|e_a(t)\|^2 \leq \frac{\beta}{\alpha}\}, \quad (28)$$

其中 α 和 β 在式(33)中定义. 当LMI可解时, 可以得到新型分布式中间观测器的增益

$$T_a = P_2^{-1}C_a^T. \quad (29)$$

证 选择李雅普诺夫函数为

$$V(t) = \delta^T(t)(I_N \otimes P_1)\delta(t) + e_a^T(t)(I_N \otimes P_2)e_a(t). \quad (30)$$

由于假设 $f_i(t)$, $f_{si}(t)$, $w_i(t)$ 为 L_2 有界函数, 因此存在未知常数使得

$$\|w(t)\| \leq \Lambda_w, \|\dot{\tau}(t)\| \leq \Lambda_\tau, \|\dot{f}_s(t)\| \leq \Lambda_s.$$

同时, 为了避免有向拓扑的不对称性引起的困难, 将

观测器增益 T_a 设计为 $T_a = P_2^{-1}C_a^T$. 接下来, 定义 $e(t) = [\delta^T(t) \ e_a^T(t)]^T$, 根据杨氏不等式, 由式(30)可以得知

$$\dot{V}(t) \leq e^T(t)\Sigma e(t) + 2\varepsilon\Lambda_w^2 + \varepsilon\Lambda_\tau^2 + \varepsilon\Lambda_s^2, \quad (31)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Sigma &= \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \Sigma_{12} \\ * & \Sigma_{22} \end{bmatrix}, \\ \Sigma_{11} &= I_N \otimes He[P_1(A - BK)] + \\ &\quad \frac{1}{\varepsilon}(I_N \otimes P_1B_wB_w^TP_1), \\ \Sigma_{12} &= I_N \otimes P_1(BKH_1 + \varsigma_\tau(t)BB^TH_1 + BH_2), \\ \Sigma_{22} &= I_N \otimes He(P_2A_a) - He(M) \otimes (C_a^TC_a) + \\ &\quad \frac{1}{\varepsilon}(I_N \otimes P_2B_aB_a^TP_2) + \frac{1}{\varepsilon}(I_N \otimes P_2N_aN_a^TP_2) + \\ &\quad \frac{1}{\varepsilon}(I_N \otimes P_2M_aM_a^TP_2). \end{aligned}$$

定义 $\Sigma_p = -\Sigma$, 如果 $\Sigma < 0$, 即 $\Sigma_p > 0$, 则可以从式(31)得到

$$\dot{V}(t) \leq -\alpha V(t) + \beta, \quad (32)$$

其中:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{\min \Sigma_p}{\max[\lambda_{\max}(P_1), \lambda_{\max}(P_2)]}, \\ \beta = 2\varepsilon\Lambda_w^2 + \varepsilon\Lambda_\tau^2 + \varepsilon\Lambda_s^2. \end{cases} \quad (33)$$

定义集合 Z 为如下形式:

$$Z = \{(\delta(t), e_a(t)) | \lambda_{\min}(P_1)\|\delta(t)\|^2 + \lambda_{\min}(P_2)\|e_a(t)\|^2 \leq \frac{\beta}{\alpha}\}. \quad (34)$$

定义集合 Z_s 为集合 Z 的补集, 如果 $(\delta(t), e_a(t)) \in Z_s$, 则可得到如下不等式:

$$\dot{V}(t) < 0, \quad (35)$$

通过李雅普诺夫定理可以得知, $(\delta(t), e_a(t))$ 最终一致有界并且以大于 $e^{-\alpha t}$ 的速度指数收敛于集合 Z . 随后, 定义 $H = \frac{M + M^T}{2}$, 由于 H 是对称矩阵, 因此可以保证它具有实特征值. 通过对 H 进行谱分解, 可以得到

$$H = \bar{V}\Lambda\bar{V}^T, \quad (36)$$

其中: $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_N\}$, λ_i 为 H 的特征值, 而 \bar{V} 由 H 的特征向量构成. 接下来, 定义正交矩阵并对 Σ 进行同余变化, 即可得到如下方程:

$$\bar{\Sigma} = \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \Sigma_{12} \\ * & \bar{\Sigma}_{22} \end{bmatrix} < 0, \quad (37)$$

其中

$$\bar{\Sigma}_{22} = He(P_2A_a) - \Lambda \otimes (C_a^TC_a) +$$

$$\frac{1}{\epsilon} P_2 B_a B_a^T P_2 + \frac{1}{\epsilon} \otimes P_2 N_a N_a^T P_2 + \frac{1}{\epsilon} \otimes P_2 M_a M_a^T P_2,$$

通过舒尔补,即可证明式(37)与式(27)等价.

接下来,证明 $\dot{\theta}(t)$ 的收敛性. 根据上述分析,可以得到

$$e_\phi(t) = (M \otimes C_a)e_a(t) + (M \otimes R)d(t), \quad (38)$$

其中 $e_\phi(t) = [e_{\phi 1}^T(t) \cdots e_{\phi N}^T(t)]^T$. 由式(38)进一步可得

$$\bar{e}_\phi(t) = N^{-\frac{1}{2}} \left(\sum_{i=1}^N \|e_{\phi i}(t)\|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \leq N^{-\frac{1}{2}} (\|M \otimes C_a\| \|e_a(t)\| + \|M \otimes R\| \|d(t)\|). \quad (39)$$

此外,如下不等式总是成立

$$\bar{\lambda}_{\min} \|e_a(t)\|^2 \leq \bar{\lambda}_{\min} (\|\delta(t)\|^2 + \|e_a(t)\|^2) \leq V(t) \leq e^{-\alpha(t-t^*)} V(t^*) + \frac{\beta}{\alpha}, \quad (40)$$

其中 $\bar{\lambda}_{\min} = \min\{\lambda_{\min}(P_1), \lambda_{\min}(P_2)\}$. 根据式(40),可以得出如下不等式

$$\|e_a(t)\| \leq \bar{\lambda}_{\min}^{-\frac{1}{2}} V^{\frac{1}{2}}(t^*) e^{-\frac{\alpha}{2}(t-t^*)} + (\alpha \bar{\lambda}_{\min})^{-\frac{1}{2}} \beta^{\frac{1}{2}}. \quad (41)$$

由式(39)和式(41),可以得出

$$\bar{e}_\phi(t) \leq N^{-\frac{1}{2}} (\|M \otimes C_a\| (\bar{\lambda}_{\min}^{-\frac{1}{2}} V^{\frac{1}{2}}(t^*) e^{-\frac{\alpha}{2}(t-t^*)} + (\alpha \bar{\lambda}_{\min})^{-\frac{1}{2}} \beta^{\frac{1}{2}})). \quad (42)$$

根据自适应切换机制式(22)–(23),可以得知存在一个时刻 t^* , $\varsigma_\tau(t)$ 和 $\varsigma_s(t)$ 将会切换到合适值并且满足如下不等式:

$$\int_{t^*}^{+\infty} \dot{\theta}(t) dt \leq 1. \quad (43)$$

对于 $0 \leq t \leq t^*$,从式(22)–(23)和式(43)可以得到

$$\int_{t^*}^{+\infty} \dot{\theta}(t) dt = \int_{t^*}^{+\infty} \mu (\bar{e}_\phi(t) - \epsilon)^2 dt \leq \int_{t^*}^{+\infty} \mu (N^{-\frac{1}{2}} \|M \otimes C_a\| (\bar{\lambda}_{\min}^{-\frac{1}{2}} V^{\frac{1}{2}}(t^*) e^{-\frac{\alpha}{2}(t-t^*)})^2 dt \leq \mu N^{-1} \|M^T M \otimes C_a^T C_a\| \bar{\lambda}_{\min}^{-1} V(t^*), \quad (44)$$

其中

$$\epsilon = N^{-\frac{1}{2}} (\|M \otimes C_a\| (\alpha \bar{\lambda}_{\min})^{-\frac{1}{2}} \beta^{\frac{1}{2}} + \|M \otimes R\| A_d).$$

根据上述分析,可以得到

$$\int_{t^*}^{+\infty} \dot{\theta}(t) dt \leq \mu \mathcal{Y}, \quad (45)$$

其中 $\mathcal{Y} = N^{-1} \|M^T M \otimes C_a^T C_a\| \bar{\lambda}_{\min}^{-1} (e^{-\alpha t^*} V(0) + \frac{\beta}{\alpha})$. 选择 $\mu = N \|M^T M \otimes C_a^T C_a\|^{-1} \bar{\lambda}_{\min} (\rho + \frac{\beta}{\alpha})^{-1}$, 其中 $\rho > 0$ 为需要设计的参数. 很明显可以得出,一定存在

一个足够大的 t^* 使 $e^{-\alpha t^*} V(0) \leq \rho$, 这意味式(43)的成立. 通过使用Barbalat引理,可以得到 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{N}_\epsilon^2(\bar{e}_\phi) = 0$, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{e}_\phi(t) \leq \epsilon$. 因此,相对输出估计性能指标 $\theta(t)$ 收敛到一个恒定值. 证毕.

注2 与文献[15]相比,本文考虑了更为一般的有向通讯拓扑,通过限定观测器增益的形式,克服了拉普拉斯矩阵不对称所引起的困难. 同时,本文设计的新型分布式中间观测器的参数可以自动在线调节,无需离线设计,大大增加了该方案的可行性.

3.2 基于强化学习估计策略的协调容错轨迹跟踪控制算法

由于电机等机械设备的物理特性,初期(缓慢发展)故障通常发生在早期,但在其演化过程中可能会突变为突变故障,而大多数现有观测器(ESO等)的估计性能不可避免地会恶化,从而影响到系统的容错控制性能. 因此,为了保证多伺服电机系统具有良好的协调容错控制性能,本文设计了基于强化学习估计策略的协调容错轨迹跟踪控制算法,该算法的主要步骤如下:

Step 1 给定系统初始参数 $\varsigma_\tau(t), \varsigma_s(t), \mu, \epsilon$, 调节强度 q_θ , 控制器增益 K , 并根据式(27)计算观测器增益 T_a ;

Step 2 待多伺服电机系统正常运行后,利用新型分布式中间观测器估计系统状态 $\hat{\delta}_i(t)$, 中间变量 $\hat{\xi}_{\tau i}(t), \hat{\xi}_{f_{si}}(t)$ 以及 $\hat{\tau}_i(t), \hat{f}_{si}(t)$, 并根据估计值和式(32)设计协调容错轨迹跟踪控制器;

Step 3 在上位机中,根据伺服系统的实际输出值和新型分布式中间观测器的输出估计值,计算在线估计性能指标 $\bar{e}_\phi(t)$. 若 $\bar{e}_\phi(t) < \epsilon$,则无需进行参数更新;反之,记第一次超过阈值的时间为 t_0 ;

Step 4 如果 $\bar{e}_\phi(t)$ 在 $[t_0, t_0 + t_u]$ 时间内超过阈值 g_t 秒,则认为需要触发在线强化学习估计策略,计算

$$\theta_{\text{avd1}} = \frac{1}{t_u} \int_{t_0}^{t_{u1}} \dot{\theta}(t) dt,$$

其中: t_u, g_t 为设定好的时间间隔, $t_{u1} = t_0 + t_u$;

Step 5 在触发在线强化学习估计策略后,需要判断系统的源故障模态. 首先,根据式(23)调节一次 $\varsigma_\tau(t)$, 并更新观测器增益 T_a , 以新的估计值更新容错轨迹跟踪控制器. 同时,计算

$$\theta_{\text{avd2}} = \frac{1}{t_u} \int_{t_{u1}}^{t_{u2}} \dot{\theta}(t) dt,$$

其中 $t_{u1} = t_0 + 2t_u$;

Step 6 随后,同样根据式(23)调节一次 $\varsigma_s(t)$, 并更新观测器增益 T_a 及容错轨迹跟踪控制器. 同时,计算 $\theta_{\text{avd3}} = \frac{1}{t_u} \int_{t_{u2}}^{t_{u3}} \dot{\theta}(t) dt$, 其中 $t_{u1} = t_0 + 3t_u$;

Step 7 通过比较 $|\theta_{\text{avd2}} - \theta_{\text{avd1}}|$ 和 $|\theta_{\text{avd3}} - \theta_{\text{avd2}}|$

以确定系统源故障模式:

1) 若 $|\theta_{\text{avd}2} - \theta_{\text{avd}1}| > |\theta_{\text{avd}3} - \theta_{\text{avd}2}|$, 判定系统源故障模式为执行器突变故障, 并根据下式进行调节, 其中 $\sigma_s < 1$ 为给定参数:

$$\varsigma_r(t) = \varsigma_r(t_0) + q_\theta, \varsigma_s(t) = \varsigma_s(t_0) + \sigma_s q_\theta.$$

2) 若 $|\theta_{\text{avd}2} - \theta_{\text{avd}1}| < |\theta_{\text{avd}3} - \theta_{\text{avd}2}|$, 判定系统源故障模式为传感器突变故障, 并根据下式进行调节, 其中 $\sigma_r < 1$ 为给定参数:

$$\varsigma_r(t) = \varsigma_r(t_0) + \sigma_r q_\theta, \varsigma_s(t) = \varsigma_s(t_0) + q_\theta.$$

3) 若 $||\theta_{\text{avd}2} - \theta_{\text{avd}1}| - |\theta_{\text{avd}3} - \theta_{\text{avd}2}|| < \vartheta$, 判定系统源故障模式为复合突变故障, 并根据下式进行调节:

$$\varsigma_r(t) = \varsigma_r(t_0) + q_\theta, \varsigma_s(t) = \varsigma_s(t_0) + q_\theta;$$

Step 8 根据更新后的 $\varsigma_r(t)$, $\varsigma_s(t)$, 在上位机中重新计算观测器增益 T_a 并将其这些参数下发至各个伺服系统. 同时, 根据式(24)更新协调容错轨迹跟踪控制器;

Step 9 回到Step 2, 继续监测系统运行状态, 直至在线估计性能指标 $\bar{e}_\phi(t)$ 处于阈值线以下.

在算法中, 所选的参数可以根据其功能分为两组. 一组为 ς_r, ς_s , 以保证闭环系统稳定性条件的可行性. 另一组为 $\sigma_r, \sigma_s, t_u, \vartheta, g_t$, 用来改善算法的瞬态性能和稳态性能. 在调节时需要根据实际系统及设计指标进行调节.

注 3 采用在线强化学习估计策略的主要动机是: 与现有方法中的大多数实例相比, 故障场景的变化较大. 例如,

由于机械设备的物理特性, 初期(缓慢发展)故障通常发生在早期阶段, 但在其演变过程中可能会突变为突发性故障, 故障变化频率的突然增加会导致系统的估计性能的恶化. 在这种情况下, 现有的故障观测器大多不能有效地恢复估计性能, 因此, 需要提出一种在线强化学习估计策略, 当系统性能无法满足预期时, 驱动观测器参数不断进行自我调节, 直至满足预期.

注 4 与已有的方法^[13,15]相比, 本文对标称分布式中间观测器的结构进行了改进, 使其具有更高的设计自由度. 此外, 为了克服故障信号突变导致系统估计性能恶化且难以恢复的困难, 提出了一种基于强化学习估计策略的协调容错轨迹跟踪控制算法, 该算法具有较好的估计结果, 在应用于多伺服电机系统时具有较高的可行性和可靠性.

4 实验结果

为了验证该方法的有效性和优越性, 在多伺服电机协调容错轨迹跟踪控制系统上进行了实验. 其主要由下位机硬件平台和上位机软件平台两部分构成. 并且, 为实现状态检测和轨迹规划操作一体化, 在上位机中设计了基于强化学习估计策略的协调容错轨迹跟踪控制功能模块以及可视化人机交互操作界面, 其可视化人机交互操作界面和算法流程图分别如图 2-3 所示.

根据上述分析, 给定系统参数 $\epsilon = 0.003, \mu = 200, \sigma_1 = \sigma_2 = 0.5, t_u = 1, \vartheta = 0.001, g_t = 0.4, \varsigma_r = \varsigma_s = 1$ 和 $\epsilon = 1$, 控制器增益 $K = [14.6698 \ 23.5635]$, 并假定系统受到的外部扰动为 $w_i(t) = 0.1 \cos(0.1t)$, 而虚拟参考系统输入 $r_0(t) = 2 \sin(0.2t)$.

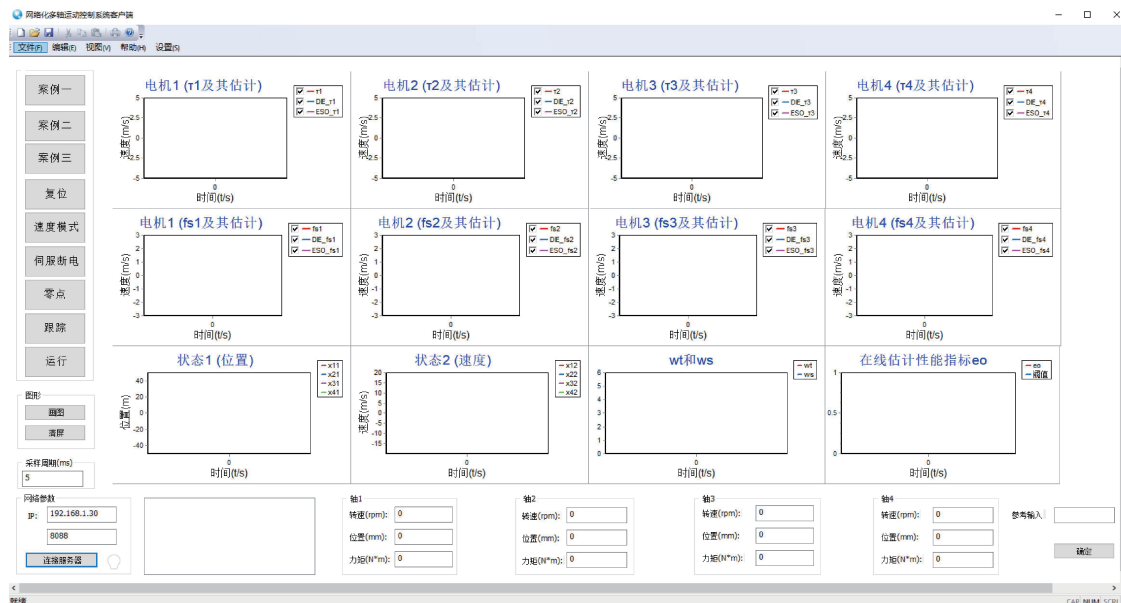


图 2 可视化人机交互操作界面

Fig. 2 Visual human-computer interaction interface

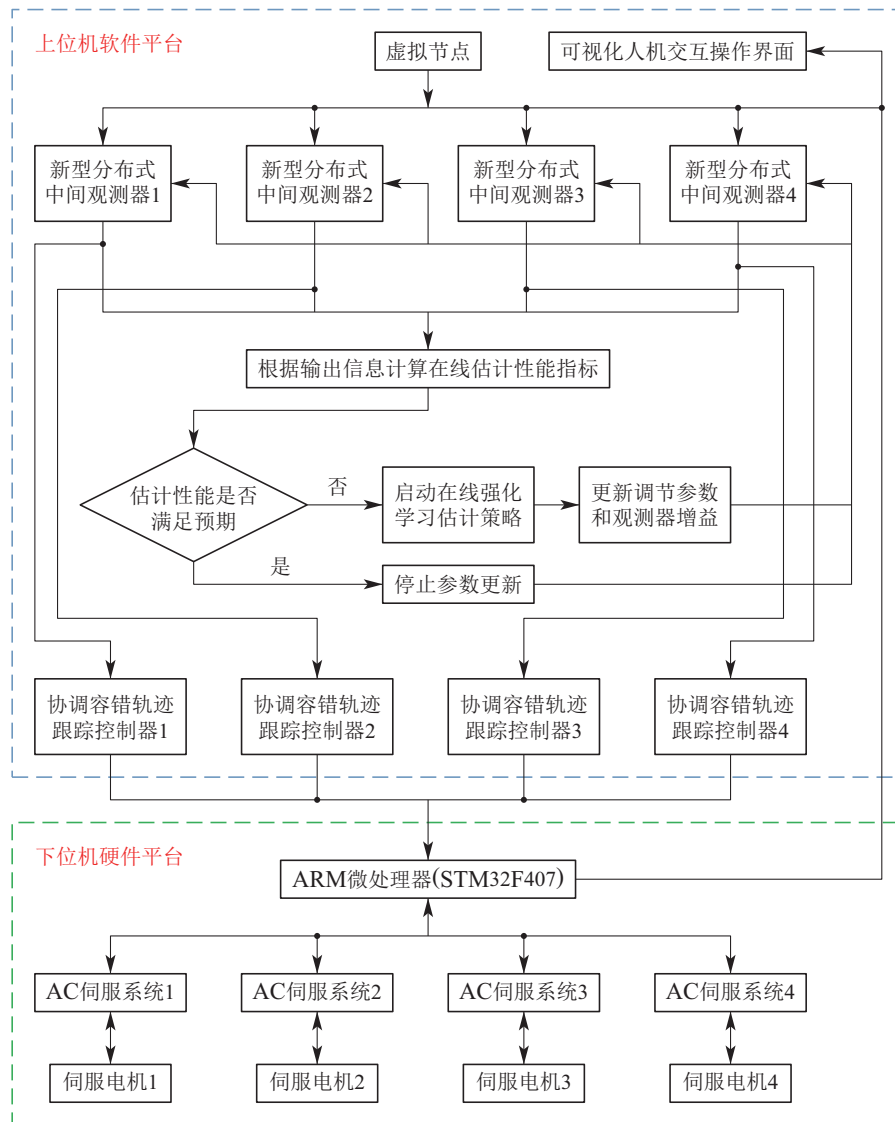


图3 多伺服电机协调容错轨迹跟踪控制算法流程图

Fig. 3 Flow chart of multi-servo motor cooperative fault-tolerant trajectory tracking control algorithm

为了验证所提方法的实际性能, 将其与传统的ESO进行对比. 考虑在实际生产中, 需要操作人员在上位机/工控机中设置伺服系统的参考信号, 参考信号可根据操作需求进行调整, 因此其幅值和频率特性会发生周期性改变. 实验中考虑在系统运行20 s后, 参考信号发生如下变化:

$$r_0(t) = 2 \sin(0.2t) \rightarrow r_0(t) = 3 \sin(1.5t).$$

从图4中可以看出, 当参考输入未发生改变时, 新型分布式中间观测器和ESO均可以较为准确地估计组合未知输入. 在系统运行20 s后, 参考输入由 $r_0(t) = 2 \sin(0.2t)$ 调整为 $r_0(t) = 3 \sin(1.5t)$, 4组观测器对于组合未知信号的估计精度均有所下降, 其在线估计性能指标无法满足预期, 超过0.05阈值线, 因此需要更新观测器增益. 传感器故障 $f_{si}(t)$ 的估计情况如图5所示, 可以看出, 参考输入的变化对

$f_{si}(t)$ 的估计性能影响较小, ESO和新型分布式中间观测器均可以进行有效估计.

在触发在线强化学习估计策略后, 分别调节一次 $c_r(t)$, $c_s(t)$ 以确定系统源故障模态, 判断 $c_r(t)$ 为主要调节参数而 $c_s(t)$ 为次要调节参数. 随后, 按照一定的调节频率和调节幅度对两者进行调节, 不断改善对组合未知信号的估计性能, 如图6所示. 同时, 随着估计性能的提高, 系统的在线估计性能指标也逐步下降, 最终在0.02上下波动. 同时, 根据新型分布式观测器的估计值设计的协调容错轨迹跟踪控制器也具有较好的容错跟踪控制性能, 能够保证4个伺服系统位置和速度信息的同步(见图7), 而基于ESO估计值设计的控制器则无法有效保证其同步性能(见图8). 需要指出, 除参考输入调整情形外, 该方法亦能够有效处理故障信号频率突变引起的估计和控制性能恶化.

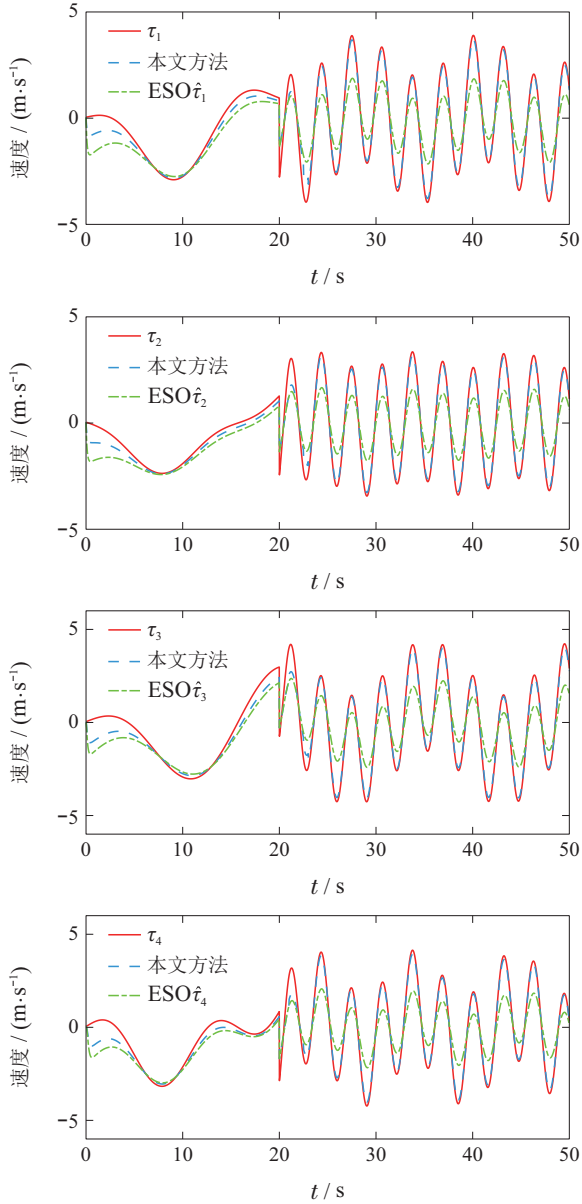


图4 未知输入信号 $\tau_i(t)$ 及其估计

Fig. 4 Unknown input signal $\tau_i(t)$ and its estimation

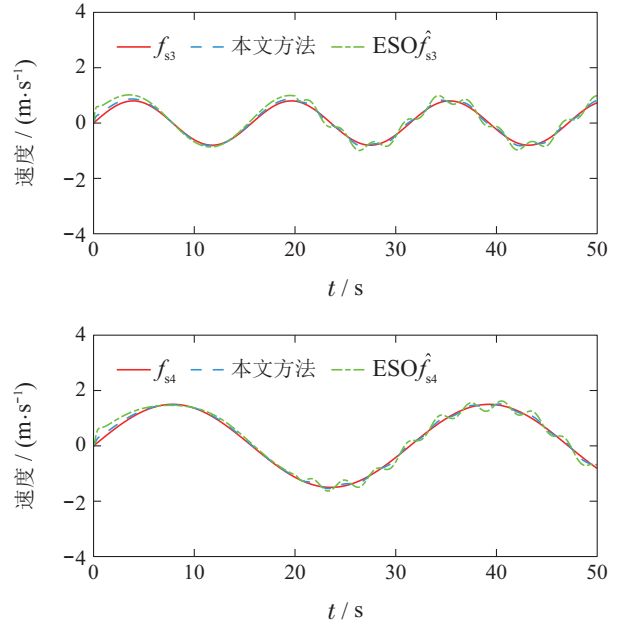
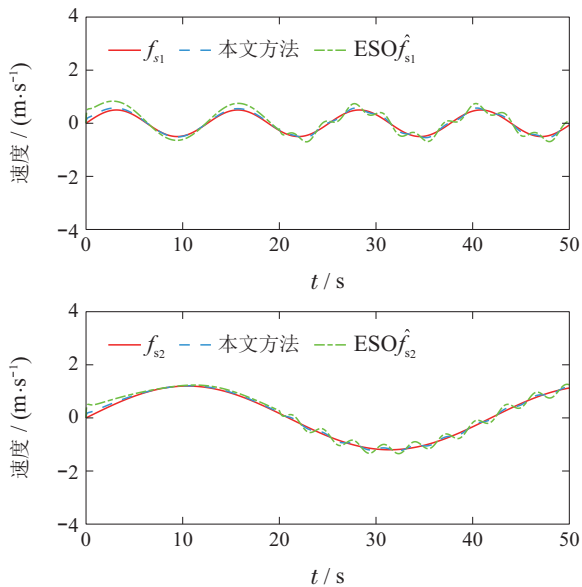


图5 传感器故障 $f_{si}(t)$ 及其估计

Fig. 5 Sensor fault $f_{si}(t)$ and its estimation

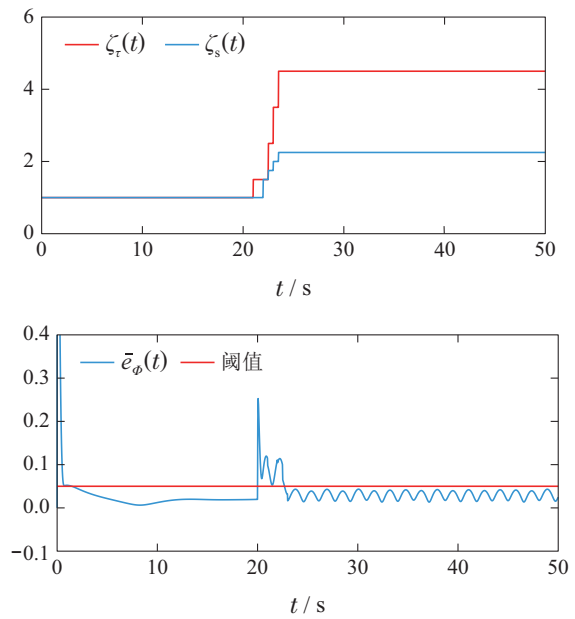
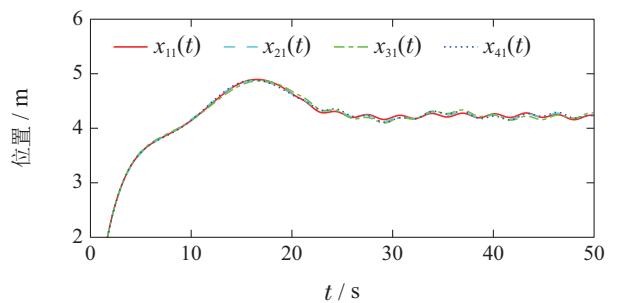


图6 $\zeta_\tau(t)$, $\zeta_s(t)$, $\bar{e}_\phi(t)$ 响应曲线

Fig. 6 Response curves of $\zeta_\tau(t)$, $\zeta_s(t)$, $\bar{e}_\phi(t)$



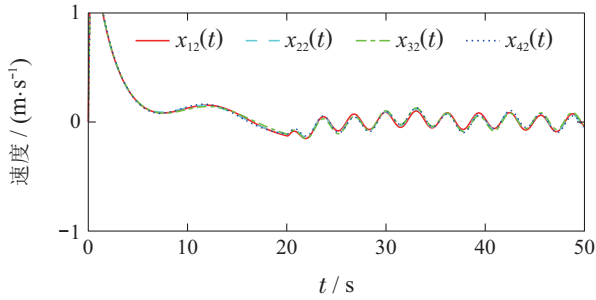


图7 本文方法的容错控制性能

Fig. 7 Fault-tolerant control performance of the proposed method

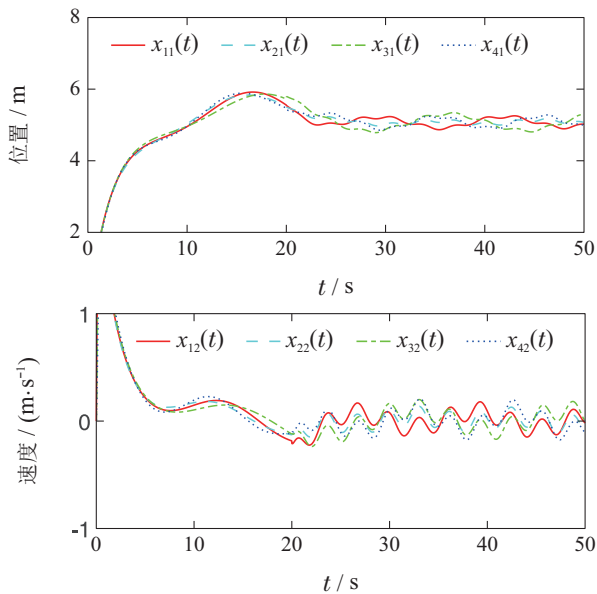


图8 基于ESO的容错控制性能

Fig. 8 Fault-tolerant control performance based on ESO

5 结论

本文提出了一种新结构的分布式中间估计器,并在此基础上设计了一套基于强化学习估计策略的多伺服电机智能化协调容错轨迹跟踪控制系统.与现有基于ESO的主动容错控制技术相比,能够自动调节而无需事先设定,更为智能化.同时,可以有效降低有效现场人员的操作门槛和人力成本,因而具有潜在的商业价值.

参考文献:

- [1] ERMEYDAN A, KIYAK E. Fault tolerant control against actuator faults based on enhanced PID controller for a quadrotor. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 2017, 89(3): 468 – 476.
- [2] AMOOZGAR M, CHAMSEDDINE A, ZHANG Y. Fault-tolerant fuzzy gain-scheduled pid for a quadrotor helicopter testbed in the presence of actuator faults. *IFAC Proceedings Volumes*, 2012, 45(3): 282 – 287.
- [3] SUN H, MA R, DENG S, et al. Research on dual-mode switching fuzzy PID servo algorithm based on micro-linear motor. *The Journal of Engineering*, 2019, 23(12): 8927 – 8931.

- [4] SHI Q, LAM H, XUAN C, et al. Adaptive neuro-fuzzy PID controller based on twin delayed deep deterministic policy gradient algorithm. *Neurocomputing*, 2020, 402(1): 183 – 194.
- [5] HAN J. From PID to active disturbance rejection control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 56(3): 900 – 906.
- [6] WU Q, YU L, WANG Y, et al. LESO-based position synchronization control for networked multi-axis servo systems with time-varying delay. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, 7(4): 1116 – 1123.
- [7] JIANG B, STAROSWIECKI M, COCQUEMPOT V. Fault accommodation for nonlinear dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2006, 51(9): 1578 – 1583.
- [8] LIU Y, YANG G. Integrated design of fault estimation and fault-tolerant control for linear multi-agent systems using relative outputs. *Neurocomputing*, 2018, 329(15): 468 – 475.
- [9] GAO Z, DING S. Actuator fault robust estimation and fault-tolerant control for a class of nonlinear descriptor systems. *Automatica*, 2007, 43(5): 912 – 920.
- [10] ZHANG K, JIANG B, SHI P. Adjustable parameter-based distributed fault estimation observer design for multiagent systems with directed graphs. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 47(2): 306 – 314.
- [11] ZHANG K, JIANG B, COCQUEMPOT V. Adaptive technique-based distributed fault estimation observer design for multi-agent systems with directed graphs. *IET Control Theory and Applications*, 2015, 9(18): 2619 – 2625.
- [12] MENON P, EDWARDS C. Robust fault estimation using relative information in linear multi-agent networks. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 59(2): 477 – 482.
- [13] ZHU J, YANG G, WANG H, et al. Fault estimation for a class of nonlinear systems based on intermediate estimator. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2016, 61(9): 2518 – 2524.
- [14] ZHU J, ZHANG W, YU L, et al. Robust distributed tracking control for linear multi-agent systems based on distributed intermediate estimator. *Journal of the Franklin Institute*, 2017, 35(11): 31 – 53.
- [15] ZHU J, YANG G, ZHANG, et al. Cooperative fault tolerant tracking control for multiagent systems: An intermediate estimator-based approach. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2018, 48(10): 2972 – 2980.
- [16] GU C, ZHU J, ZHANG W, et al. Intrusion-tolerant synchronous control for networked multi-axis motion control system. *Control and Decision*, 2019, 34(11): 2289 – 2296.
- [17] ZHU J, GU C, DING S, et al. A new observer based cooperative fault-tolerant tracking control method with application to networked multi-axis motion control system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(8): 7422 – 7432.
- [18] WU Q, WANG Y, ZHANG W, et al. Model identification of pmsm based on the comprehensive learning particle swarm optimization. *Machine Design and Manufacturing Engineering*, 2017, 46(11): 78 – 82.

作者简介:

朱俊威 副教授,从事信息物理系统安全的研究, E-mail: junwei.zhu1001@zjut.edu.cn;

顾曹源 硕士研究生,从事信息物理系统安全的研究, E-mail: gu.caoyuan@163.com;

王鼎 教授,从事信息物理系统安全的研究, E-mail: dingwang@bjut.edu.cn;

张文安 教授,从事信息物理系统安全的研究, E-mail: wazhang@zjut.edu.cn;

王鑫 讲师,从事信息物理系统安全的研究, E-mail: xinwang@hlju.edu.cn.