

考虑输入时滞的舵机伺服系统自适应 指令滤波输出反馈控制

郭峻秀¹, 胡健¹, 姚建勇¹, 黄玲¹, 谭天乐², 刘宇²

(1. 南京理工大学机械工程学院, 210094, 南京; 2. 上海航天控制技术研究所, 201108, 上海)

摘要: 针对舵机伺服系统运行过程中存在复杂非线性以及信号输入时滞、使系统的精度降低, 严重时甚至造成系统失稳的问题, 提出了一种考虑输入时滞的自适应指令滤波输出反馈控制策略。首先, 将系统中存在的输入时滞考虑为控制器信号输入时滞, 给出舵机伺服系统状态方程, 选用梯度下降法设计时滞估计律对未知时滞进行估计; 其次, 将系统中存在的复杂非线性统一为扰动, 选用扩展状态观测器(ESO)加以估计, 将观测的系统状态值用于设计控制量实现输出反馈控制; 然后, 选用指令滤波将高阶求导过程转化为求积分, 实现信号滤波以抑制微分噪声; 最后, 基于 Lyapunov-Krasovskii 泛函稳定性定理证明控制器实现系统有界稳定。仿真及实验表明, 所提的控制方法与传统反步控制方法、自抗扰控制和比例微分积分(PID)控制方法相比, 响应时间分别提升了 92%、88% 和 51%, 跟踪精度分别提升了 90%、84% 和 26%。

关键词: 舵机伺服系统; 输入时滞; 输出反馈; 指令滤波

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202403014 **文章编号:** 0253-987X(2024)03-0149-13

Command Filter-Based Adaptive Output Feedback Control for Steering Gear Servo Systems Considering Input Delay

GUO Junxiu¹, HU Jian¹, YAO Jianyong¹, HUANG Ling¹, TAN Tianle², LIU Yu²

(1. School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. Shanghai Institute of Aerospace Control Technology, Shanghai 201108, China)

Abstract: To address complex nonlinearity and signal input delay during the operation of a steering gear servo system, which reduce system accuracy and even cause system instability in serious cases, a command filter-based adaptive output feedback control strategy considering input delay is proposed. Firstly, the input delay in the system is considered as delay in the controller signal input, the equation of state for the servo system is given, and the delay estimation law designed using the gradient descent method is employed to estimate the unknown delay. Secondly, the complex nonlinearities in the system are unified as disturbances, and an extended state observer (ESO) is utilized to estimate these disturbances. The observed system state values are then used to design control variables to achieve output feedback control. Thirdly, a command filter is employed to transform the higher derivation process into an integration one, achieving signal filtering to suppress

收稿日期: 2023-05-23。 作者简介: 郭峻秀(1999—), 女, 硕士生; 胡健(通信作者), 女, 副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51975294); 上海市空间智能控制技术重点实验室资助项目(D030313); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(30922010706)。

网络出版时间: 2023-09-28

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20230927.1759.008>

differential noise. Lastly, the controller's ability to achieve bounded stability of the system is proven based on the Lyapunov-Krasovskii functional stability theorem. Simulation and experimental results show that the proposed control method improves the response time by 92%, 88%, and 51%, and the tracking accuracy by 90%, 84%, and 26%, respectively, compared with the traditional methods of backstepping control, active disturbance rejection control, and PID control.

Keywords: steering gear servo system; input delay; output feedback; instruction filtering

舵机伺服系统是飞行器控制系统的执行机构,通过控制舵面摆动实现飞行器姿态控制。相比液压伺服系统,机电伺服系统具有高可靠、易维护、易安装等优点在飞行器领域中得到广泛应用^[1-2]。由于舵机伺服系统中包含诸多不确定性与不确定非线性^[3-4],在控制器信号采集与传输过程中存在时间延迟^[5],若控制器设计忽略这些因素会导致舵机系统失稳^[6],因而设计抑制舵机伺服系统中的非线性及扰动并对时滞进行估计的控制器具有重要意义。

对于舵机伺服系统控制器的设计工程上常用比例微分积分(PID)控制器^[7],但由于PID可调参数较少,面对复杂的系统非线性问题,往往难以达到比较满意的控制效果^[8]。反馈线性化^[9-10]在参数已知的情况下通过反馈项进行补偿,其跟踪精度优于PID,而实际工程上参数常是不精确的。自适应控制器^[11-12]可解决系统中的参数不确定性,但系统未建模不确定性却无法通过自适应进行解决。自适应鲁棒控制技术^[13-14]设计非线性鲁棒项来克服未建模不确定性,但在实际工程中常需要高反馈增益达到系统的高精度控制,反而会放大噪声^[15]使系统产生振动。自抗扰控制技术^[16-17]将系统中的非线性及不确定性统一为系统总扰动,采用扩展状态观测器^[18-19]在进行扰动观测时也对状态进行观测实现状态反馈^[20]与振动抑制。

除上述提到的舵机伺服系统中存在的复杂非线性会导致系统失稳外,信号处理及传输、机械传动等产生的时滞导致控制信号不能实时作用于执行机构,时滞会导致系统控制性能下降甚至失稳^[21-22]。Smith预估补偿器可对之后的被控对象进行补偿^[23],但需要较高的模型精度,在模型精度低的情况下时滞补偿效果较差。此外,将时滞系统模型转换为无时滞项的系统并通过预测控制与最优控制^[24]设计,控制器也可解决时滞问题,但会使建模复杂度攀升,从而加大控制器的复杂度,无法达到良好的控制效果^[25]。

本文针对舵机伺服系统,建立了系统的数学模型,针对系统中的输入时滞及复杂非线性问题,基于扩张状态观测器设计了考虑输入时滞的自适应输出

反馈控制策略,该控制方法用名义值代替不确定参数,并将参数估计误差与系统不确定性扰动构成扩张的新状态量,用扩展状态(ESO)观测器来进行估计,同时利用观测器观测的值设计控制量从而实现输出反馈控制;为进一步削弱未知时滞带来的影响,采用梯度法对时滞时间进行估计。

1 问题描述及系统建模

舵机伺服系统的主要执行机构为机电作动器,由永磁直流电机经齿轮箱减速从而带动舵轴转动,并通过摇臂带动舵片转动。

典型的舵机伺服系统结构如图1所示,其中 x_{1d} 是给定的期望轨迹, u 是系统的控制输出, θ_m 和 θ_l 分别是由传感器直接测量得到的电机转动角速度及舵轴转动角速度。

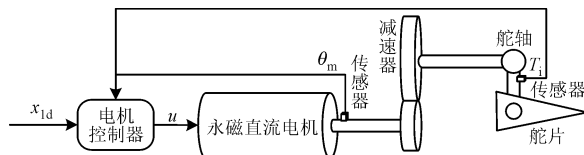


图1 舵机伺服系统结构

Fig. 1 Servo system structure diagram

不考虑非线性摩擦特性,根据力矩平衡方程可得舵机端的数学模型

$$J_l \dot{\omega}_l + b_l \omega_l + T_l + \Delta_l = iT \quad (1)$$

式中: J_l 、 θ_l 、 ω_l 为负载转动惯量、负载转速和负载角速度; T_l 为负载力矩(含铰链力矩、阻尼力矩及模型参数不确定性产生的力矩等); i 为传动比; T 为传递力矩; Δ_l 为系统不确定性扰动。

考虑永磁直流电机为舵机系统的伺服执行器,电机处于电流控制模式下,由于电流回路的频宽远高于位置控制器的频宽,因此忽略电机动力学,控制量 u 与电机的输出转矩成正比。考虑上述因素可得电机端的数学模型

$$J_m \dot{\omega}_m + b_m \omega_m + \Delta_2 = K_t u - T \quad (2)$$

由于控制系统运行过程中存在控制器时滞问题,考虑时滞影响对式(2)数学模型进行修改

$$J_m \dot{\omega}_m + b_m \omega_m + \Delta_2 = K_i u(t - \tau) - T \quad (3)$$

式中: J_m 、 θ_m 、 ω_m 为电机转动惯量(含减速器、滚珠丝杠),电机机械转速和电机机械角速度; K_i 为电压转矩系数; τ 为系统未知时滞; Δ_2 为系统不确定性扰动。

传动力矩 $T = K(\theta_m/i - \theta_1)$, 其中 K 为系统的弹性系数。为方便控制器设计,将式(1)和式(3)转化成状态空间形式,得到系统的状态空间方程,选取系统状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [\theta_1, \omega_1, \theta_m, \omega_m]^T$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_1 x_3 - \theta_2 x_1 - \theta_3 x_2 - \theta_4 + D_1 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \theta_5 u(t - \tau) - \theta_6 x_3 + \theta_7 x_1 - \theta_8 x_4 + D_2 \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\theta_1 = K/J_1$; $\theta_2 = K_i/J_1$; $\theta_3 = b_1/J_1$; $\theta_4 = T_1/J_1$; $\theta_5 = K_i/J_m$; $\theta_6 = K/(iJ_m)$; $\theta_7 = K/J_m$; $\theta_8 = b_m/J_m$; $D_1 = -\Delta_1/J_1$; $D_2 = -\Delta_2/J_m$ 。

为便于后续控制器设计及系统稳定性分析,做出以下假设。

假设1:系统的扰动项 Δ_1 、 Δ_2 有界,且其导数存在最大值。

假设2:系统期望的角度、角速度、角加速度指令有界。

假设3:控制输入信号及其过去值可测且存在足够大的空间 I ,使得 $\dot{u}$ 连续且具有上界。

引理1 二阶指令滤波器定义如下

$$\begin{cases} \dot{x}_i^c = w_n \chi_i \\ \dot{\chi}_i = -2\xi w_n \chi_i - w_n (x_i^c - \alpha_i) \end{cases} \quad (5)$$

式中: α_i 为滤波器输入; $\alpha_i^c = x_i^c$ 和 $\dot{\alpha}_i^c = \dot{x}_i^c$ 为滤波器的输出; $0 < \xi \leq 1$ 和 $w_n > 0$ 分别为滤波器的阻尼比和带宽。若对于任意 $t \geq 0$,滤波器的输入信号 α_i 满足 $|\dot{\alpha}_i| \leq \xi_1$, $|\ddot{\alpha}_i| \leq \xi_2$, 其中 $\xi_1 > 0$, $\xi_2 > 0$, 并且 $x_i(0) = \alpha_i(0)$, $x_{id}(0) = 0$, 那么对于任意的正常数 μ , 存在 $\zeta \in (0, 1]$ 和 $w_n > 0$, 使得 $|x_i - \alpha_i| \leq \mu$, 并且 $|\dot{x}_i|$ 、 $|\ddot{x}_i|$ 和 $|x_i|$ 有界。理论上,通过增大 w_n 可以使滤波器的跟踪精度达到任意小。

舵机控制系统具体技术指标如下。

(1)响应时间:仿真时,给定舵机 0.5 rad 指令信号时的系统阶跃响应,其稳态值的最大波动量占比指令幅值小于 0.5%,过渡时间小于 200 ms;实验时给定舵机 10°指令信号时的系统阶跃响应,其稳态值的最大波动量占比指令幅值小于 1%,过渡时间小于 300 ms。

(2)稳态误差:仿真时给定舵机 0.5 rad 指令信号时的正弦响应,其角位移稳态误差小于 0.005

rad;实验时给定舵机 10°指令信号时的正弦响应,其角位移稳态误差小于 0.15°。

(3)能够有效抑制微分放大噪声。

2 控制器设计

2.1 观测器设计

为便于后续控制器设计,定义 $\theta_i = \theta_{in} + \bar{\theta}_i$ ($i = 1, 2, \dots, 8$), 其中 θ_{in} 是不确定参数的名义值, $\bar{\theta}_i$ 为名义值与真实值间的误差。将参数误差 $\bar{\theta}_i$ 与系统不确定性扰动 D_1 、 D_2 扩张为新状态 φ_1 、 φ_2 且假设 $\dot{\varphi}_1$ 、 $\dot{\varphi}_2$ 均有上界,则将状态空间方程(4)转化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_{1n} x_3 - \theta_{2n} x_1 - \theta_{3n} x_2 - \theta_{4n} + \varphi_1 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \theta_{5n} u(t - \tau) - \theta_{6n} x_3 + \theta_{7n} x_1 - \theta_{8n} x_4 + \varphi_2 \end{cases} \quad (6)$$

定义 $u(t - \tau)$ 为 u_τ 、 $u(t - \hat{\tau})$ 为 $u_{\hat{\tau}}$ 。设计 ESO 观测器,取扩张出来的状态变量 $\dot{\varphi}_1 = d_1(t)$ 、 $\dot{\varphi}_2 = d_2(t)$, 且假设 $|d_1(t)|$ 、 $|d_2(t)|$ 有上界,则系统的状态方程可转换为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + 3w_0(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \theta_{1n}\hat{x}_3 - \theta_{2n}\hat{x}_1 - \theta_{3n}\hat{x}_2 - \theta_{4n} + \hat{\varphi}_1 + 3w_0^2(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{\varphi}}_1 = w_0^3(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \hat{x}_4 + 3w_1(x_3 - \hat{x}_3) \\ \dot{\hat{x}}_4 = \theta_{5n}u(t - \hat{\tau}) - \theta_{6n}\hat{x}_3 + \theta_{7n}\hat{x}_1 - \theta_{8n}\hat{x}_4 + \hat{\varphi}_2 + 3w_1^2(x_3 - \hat{x}_3) \\ \dot{\hat{\varphi}}_2 = w_1^3(x_3 - \hat{x}_3) \end{cases} \quad (7)$$

式中: w_0 、 w_1 为双 ESO 观测器的带宽。定义状态误差 $\tilde{x}_i = x_i - \hat{x}_i$, 式(7)减去式(6),得到观测误差状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 - 3w_0\tilde{x}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \theta_{1n}\tilde{x}_3 - \theta_{2n}\tilde{x}_1 - \theta_{3n}\tilde{x}_2 + \tilde{\varphi}_1 - 3w_0^2\tilde{x}_1 \\ \dot{\tilde{\varphi}}_1 = -w_0^3\tilde{x}_1 + (D_1 + \bar{\theta}_i) \\ \dot{\tilde{x}}_3 = \tilde{x}_4 - 3w_1\tilde{x}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 = \theta_{5n}(u_\tau - u_{\hat{\tau}}) - \theta_{6n}\tilde{x}_3 + \theta_{7n}\tilde{x}_1 - \theta_{8n}\tilde{x}_4 + \tilde{\varphi}_2 - 3w_1^2\tilde{x}_3 \\ \dot{\tilde{\varphi}}_2 = -w_1^3\tilde{x}_3 + (D_2 + \bar{\theta}_i) \end{cases} \quad (8)$$

令 $\epsilon_i = \tilde{x}_1/w_0^{i-1}$, $\epsilon^T = [\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3]^T$, 则观测误差状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_1 = -3w_0\epsilon_1 + w_0\epsilon_2 \\ \dot{\epsilon}_2 = -3w_0\epsilon_1 - \theta_{3n}\epsilon_2 + w_0\epsilon_3 + \frac{\Delta_0}{w_0} \\ \dot{\epsilon}_3 = -w_0\epsilon_1 + \frac{(D_1 + \tilde{\theta}_i)}{w_0^2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\Delta_0 = \theta_{1n}\xi_1 - \theta_{2n}\epsilon_1$ 。可得

$$\dot{\epsilon} = A_1\epsilon + B_2\theta_{3n}\epsilon_2 + B_3\frac{\Delta_0}{w_0} + B_4\frac{(D_1 + \tilde{\theta}_i)}{w_0^2} \quad (10)$$

$$\text{式中: } A_1 = \begin{bmatrix} -3w_0 & w_0 & 0 \\ -3w_0 & 0 & w_0 \\ -w_0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ 其中 } w_0 > 0; B_2 =$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}; B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}。合理设计 w_0 , 使得矩阵$$

A_1 为 Hurwitz 矩阵, 那么有定理: 对于任意给定的对称正定阵 Q_1 , 存在正定矩阵 P_1 满足如下方程

$$A_1^T P_1 + P_1 A_1 = -Q_1 \quad (11)$$

同理可得, 合理设计 w_1 , 使得矩阵 A_2 为 Hurwitz 矩阵, 那么有定理: 对于任意给定的对称正定阵 Q_2 , 存在正定矩阵 P_2 满足如下方程

$$A_2^T P_2 + P_2 A_2 = -Q_2 \quad (12)$$

2.2 控制器设计

步骤 1 设计虚拟控制律 α_1 , 使 x_1 跟上期望轨迹 x_{1d} 。跟踪误差: $e_1 = x_1 - x_{1d}$, 对跟踪误差求导

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - \dot{x}_{1d} \quad (13)$$

定义虚拟控制律 α_1 为 x_2 的输入, 设计 $\alpha_1 = -k_1 e_1 + \dot{x}_{1d}$, $-k_1 > 0$ 为避免后续高阶求导, 将 α_1 进行二阶指令滤波, 得到滤波后的估计值 $\hat{x}_1^c$ 及导数 $\dot{\hat{x}}_1^c$ 。定义滤波误差 e_{f1} 和 x_2 的跟踪误差 e_2 为

$$e_{f1} = x_1^c - \alpha_1; \quad e_2 = x_2 - \hat{x}_1^c \quad (14)$$

步骤 2 设计虚拟控制律 α_2 , 使跟踪误差 e_2 趋近于 0。根据式(14), 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_1^c = \\ &\theta_{1n}x_3 - \theta_{2n}x_1 - \theta_{3n}x_2 - \theta_{4n} + \varphi_1 - \dot{\hat{x}}_1^c = \\ &\theta_{1n}x_3 - \theta_{2n}\hat{x}_1 - \theta_{3n}\hat{x}_2 - \theta_{4n} + \hat{\varphi}_1 - \dot{\hat{x}}_1^c + \\ &\theta_{2n}\tilde{x}_1 - \theta_{3n}\tilde{x}_2 + \tilde{\varphi}_1 \end{aligned} \quad (15)$$

定义虚拟控制律 α_2 为 x_3 的输入, 根据式(15)设计 $\alpha_2 = (\alpha_{2n} + \alpha_{2s1} + \alpha_{2s2})/\theta_{1n}$, 其中 $\alpha_{2n} = \theta_{2n}\hat{x}_1 + \theta_{3n}\hat{x}_2 + \theta_{4n} - \hat{\varphi}_1 + \dot{\hat{x}}_1^c$, $\alpha_{2s1} = -k_2 e_2$, $k_2 > 0$, 非线性鲁棒项满足如下条件

$$\begin{cases} e_2 \alpha_{2s2} \leq 0 \\ e_2 (\alpha_{2s2} + \theta_{2n}\tilde{x}_1 - \theta_{3n}\tilde{x}_2 + \tilde{\varphi}_1) \leq \epsilon_1 \end{cases} \quad (16)$$

式中: ϵ_1 为任意小且恒正的数。 ϵ_1 为任意小整数, 则有

$$\alpha_{2s2} = -\frac{e_2}{4\epsilon_2} (\theta_{2n}\tilde{x}_1 - \theta_{3n}\tilde{x}_2 + \tilde{\varphi}_1)^2 \quad (17)$$

将 α_2 经过指令滤波, 得到 α_2 的估计值 x^c 及导数 $\dot{x}_2^c$ 。定义滤波误差 e_{f2} 和 x_3 的跟踪误差 e_3 为

$$e_{f2} = x_2^c - \alpha_2; \quad e_3 = x_3 - x_2^c \quad (18)$$

步骤 3 设计虚拟控制律 α_3 , 使跟踪误差 e_3 趋近于 0。根据式(18)可得

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_2^c = \hat{x}_4 + \tilde{x}_4 - \dot{x}_2^c \quad (19)$$

定义虚拟控制律 α_3 为 x_4 的输入, 根据式(19), 设计 $\alpha_3 = \alpha_{3a} + \alpha_{3s1}$, 其中 $\alpha_{3a} = \dot{x}_2^c$, $\alpha_{3s1} = -k_3 e_3$, $k_3 > 0$ 。将 α_3 经过指令滤波, 得到 α_3 的估计值 x_3^c 及导数 $\dot{x}_3^c$ 。定义滤波误差 e_{f3} 和 x_4 的跟踪误差 e_4 为

$$e_{f3} = x_3^c - \alpha_3; \quad e_4 = x_4 - x_3^c + \theta_{5n}e_u \quad (20)$$

式中: $e_u = \int_{t-\hat{\tau}}^t u(v)dv$ 为后续时滞补偿引入的辅助信号。

步骤 4 设计实际控制量 u , 使跟踪误差 e_4 趋于 0。根据式(20), 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_4 &= \dot{x}_4 - \dot{x}_3^c + \theta_{5n}(u - u_{\hat{\tau}}(1 - \hat{\tau})) = \\ &\theta_{5n}u - \theta_{6n}\hat{x}_3 + \theta_{7n}\hat{x}_1 - \theta_{8n}\hat{x}_4 + \hat{\varphi}_2 - \dot{x}_3^c + \\ &\theta_{6n}\tilde{x}_3 + \theta_{7n}\tilde{x}_1 + \theta_{8n}\tilde{x}_4 + \tilde{\varphi}_2 + \theta_{5n}u_{\hat{\tau}} - \\ &\theta_{5n}u_{\hat{\tau}} + \theta_{5n}u_{\hat{\tau}}\hat{\tau} \end{aligned} \quad (21)$$

系统的真实控制输入 $u = (u_a + u_{s1} + u_{s2})/\theta_{5n}$, 其中 $u_a = \theta_{6n}\hat{x}_3 - \theta_{7n}\hat{x}_1 + \theta_{8n}\hat{x}_4 - \hat{\varphi}_2 + \dot{x}_3^c$, $u_{s1} = -k_4 e_4$, $k_4 > 0$, 非线性鲁棒项满足如下条件

$$\begin{cases} e_4 u_{s2} \leq 0 \\ e_4 (u_{s2} + \theta_{6n}\tilde{x}_3 + \theta_{7n}\tilde{x}_1 + \theta_{8n}\tilde{x}_4 + \tilde{\varphi}_2) \leq \epsilon_2 \end{cases} \quad (22)$$

如 ϵ_2 为任意小且恒正的数, 则

$$u_{s2} = -\frac{e_4}{4\epsilon_2} (\theta_{6n}\tilde{x}_3 + \theta_{7n}\tilde{x}_1 + \theta_{8n}\tilde{x}_4 + \tilde{\varphi}_2)^2$$

2.3 时滞估计律

时滞估计律采用梯度下降法进行推导, 预测误差函数为 $E(\hat{\tau}) = [u(t - \hat{\tau}) - u(t - \tau)]^2$, 梯度下降法式子为 $\hat{\tau}(k+1) = \hat{\tau}(k) - \gamma_k \nabla E(\hat{\tau}(k))$, 其中 $\gamma_k > 0$ 为迭代步长, ∇ 为梯度算子。

时滞 τ 的学习函数 Ψ 可综合表示为

$$\Psi = -\gamma[u(t - \hat{\tau}) - u(t - \tau)] \frac{\partial u(t - \hat{\tau})}{\partial \hat{\tau}} \quad (23)$$

式中: $\gamma = 2\gamma_k$; $\frac{\partial u(t - \hat{\tau})}{\partial \hat{\tau}} = -\frac{\partial u(t - \hat{\tau})}{\partial t}$; 学习函数

Ψ 可重写为

$$\Psi = \gamma[u(t - \hat{\tau}) - u(t - \tau)]\dot{u}(t - \hat{\tau}) \quad (24)$$

具体 4 种控制器设计思路如图 2 所示。

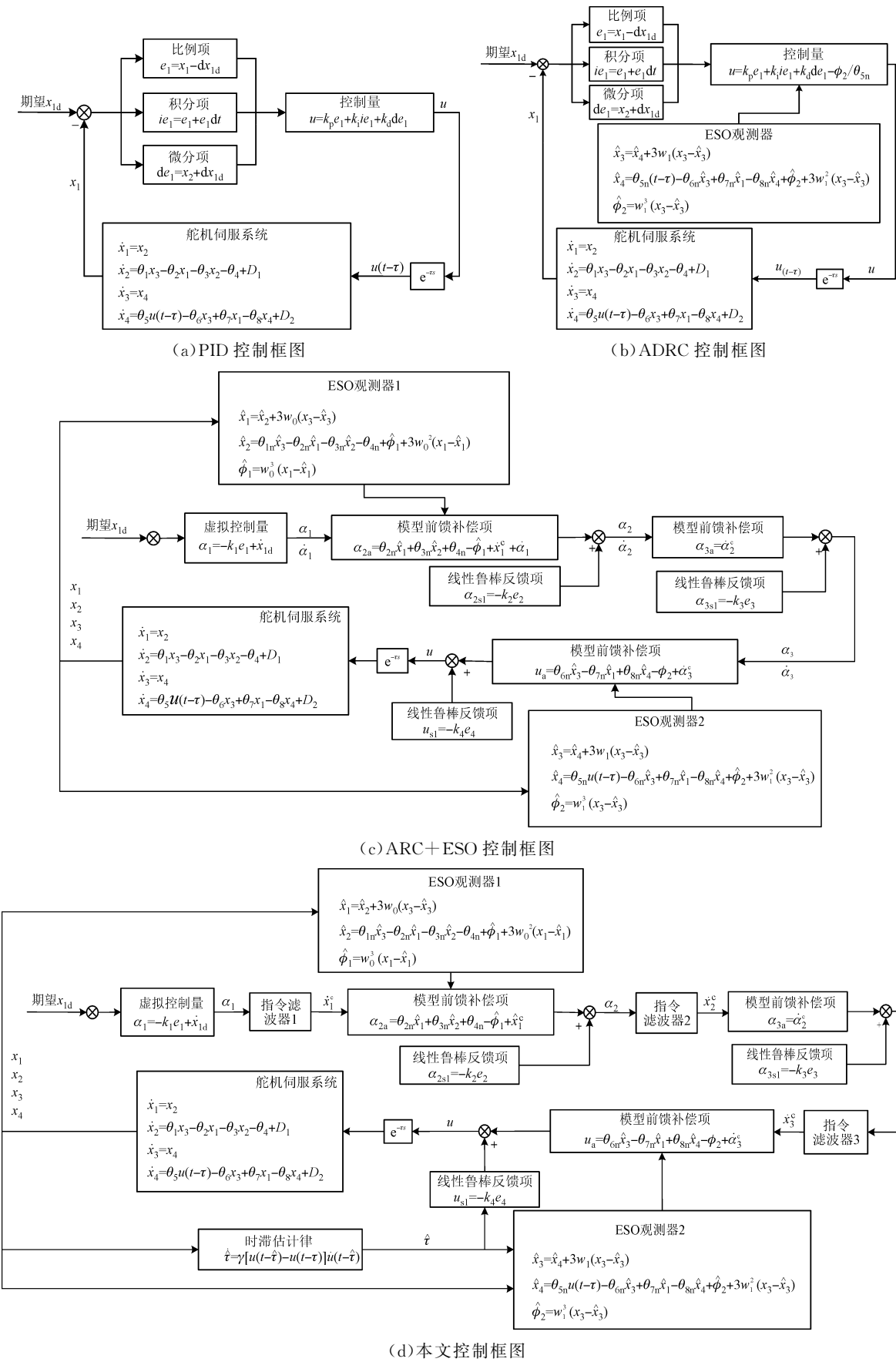


图 2 4 种控制器设计框图

Fig. 2 Four kinds of controller design block diagram

3 稳定性证明

定理 1 选择合适的 $k_1, k_2, k_3, k_4, \omega_0, \omega_1, \omega_n, \zeta$, 使 $\kappa > 0$, 则本文所设计的算法可以使观测器与控制器实现有界稳定。

证明 定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2}e_4^2 +$$

$$\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}^T \mathbf{P}_1 \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}} + \frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{\xi}}^T \mathbf{P}_2 \tilde{\boldsymbol{\xi}} + \frac{1}{2}\tilde{\tau}^2 + S_1 + S_2 + S_3 \quad (25)$$

式中: Lyapunov-Krasovskii 泛函 S_1, S_2 和 S_3 分别定义为

$$S_1 = \omega \int_{t-\bar{\tau}}^t \left(\int_r^t u^2(v) dv \right) dr \quad (26)$$

$$S_2 = \theta_{5n}^2 \epsilon_3 \int_{t-\tau}^t u^2(v) dv \quad (27)$$

$$S_3 = \theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 \epsilon_3 \int_{t-\bar{\tau}}^t u^2(v) dv \quad (28)$$

因为 $\bar{\tau} = \tau_{\max} - \tau_{\min}$, 对函数求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{P}_1 \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \\ &\quad \boldsymbol{\xi}^T \mathbf{P}_2 \dot{\boldsymbol{\xi}} + \dot{\tau} \dot{\tau} + \dot{S}_1 + \dot{S}_2 + \dot{S}_3 \end{aligned} \quad (29)$$

运用杨氏不等式, 有

$$e_1 e_{f1} \leq \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_{f1}^2 \quad (30)$$

$$\theta_{1n} e_2 e_{f2} \leq \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} (\theta_{1n} e_{f2})^2 \quad (31)$$

$$e_3 e_{f3} \leq \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_{f3}^2 \quad (32)$$

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{\varepsilon}^T \left(\mathbf{P}_1 \mathbf{B}_3 \frac{\Delta_1}{\omega_0} + \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_4 \frac{D_1 + \tilde{\theta}_1}{\omega_0^2} \right) \leq \\ &\frac{1}{2} \|\boldsymbol{\varepsilon}^T\|^2 + \frac{1}{2} \left(\mathbf{P}_1 \mathbf{B}_3 \frac{\Delta_1}{\omega_0} + \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_4 \frac{D_1 + \tilde{\theta}_1}{\omega_0^2} \right)^2 \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{\xi}^T \left(\mathbf{P}_2 \mathbf{B}_6 \frac{\Delta_2}{\omega_1} + \mathbf{P}_2 \mathbf{B}_7 \frac{D_2 + \tilde{\theta}_1}{\omega_1^2} \right) \leq \\ &\frac{1}{2} \|\boldsymbol{\xi}^T\|^2 + \frac{1}{2} \left(\mathbf{P}_2 \mathbf{B}_6 \frac{\Delta_2}{\omega_1} + \mathbf{P}_2 \mathbf{B}_7 \frac{D_2 + \tilde{\theta}_1}{\omega_1^2} \right)^2 \end{aligned} \quad (34)$$

$$e_3 \theta_{5n} e_u \leq \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} (\theta_{5n} e_u)^2 \quad (35)$$

$$e_4 \theta_{5n} u_\tau \leq \frac{1}{4\epsilon_3} e_4^2 + \epsilon_3 \theta_{5n}^2 u_\tau^2, \quad \epsilon_3 > 0 \quad (36)$$

$$\begin{aligned} &e_4 \theta_{5n} (\dot{\tau} - 1) u_\tau \leq \\ &\frac{1}{4\epsilon_3 (1 - \dot{\tau})} e_4^2 + \epsilon_3 \theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 (1 - \dot{\tau}) u_\tau^2 \end{aligned} \quad (37)$$

状态观测器根据式(9)~(12)的性质, 可得

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{P}_1 \mathbf{A}_1 \boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{A}_1^T \mathbf{P}_1 \boldsymbol{\varepsilon} = \\ &-\frac{1}{2} \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{Q}_1 \boldsymbol{\varepsilon} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_1) \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 \end{aligned} \quad (38)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_2 \theta_{3n} \boldsymbol{\varepsilon}_2 \leq |\theta_{3n}| \|\mathbf{P}_1 \mathbf{B}_2\| \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 \quad (39)$$

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{\xi}^T \mathbf{P}_2 \mathbf{A}_2 \boldsymbol{\xi} = \boldsymbol{\xi} \mathbf{A}_2^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\xi} = \\ &-\frac{1}{2} \boldsymbol{\xi}^T \mathbf{Q}_2 \boldsymbol{\xi} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_2) \|\boldsymbol{\xi}\|^2 \end{aligned} \quad (40)$$

$$\boldsymbol{\xi}^T \mathbf{P}_2 \mathbf{B}_5 \theta_{8n} \boldsymbol{\xi}_2 \leq |\theta_{8n}| \|\mathbf{P}_2 \mathbf{B}_5\| \|\boldsymbol{\xi}\|^2 \quad (41)$$

时滞估计律采用拉格朗日中值定理可得, 存在 $\sigma \in [\min\{t - \tau, t - \hat{\tau}\}, \max\{t - \tau, t - \hat{\tau}\}]$, 使得 $u(t - \hat{\tau}) - u(t - \tau) = \dot{u}(\sigma) \tilde{\tau}$, 因此 $\gamma \tilde{\tau} [u(t - \hat{\tau}) - u(t - \tau)] \dot{u}(t - \hat{\tau}) = -\gamma \tilde{\tau}^2 \dot{u}(\sigma) \dot{u}(t - \hat{\tau})$ 。

根据假设 3 可知

$$-\gamma \tilde{\tau}^2 \dot{u}(\sigma) \dot{u}(t - \hat{\tau}) \leq -\gamma \eta^2 \tilde{\tau}^2 \quad (42)$$

对 Lyapunov-Krasovskii 泛函中的 S_1, S_2 和 S_3 分别求导, 可得

$$\dot{S}_1 = \omega \tilde{\tau} u^2 - \omega \int_{t-\bar{\tau}}^t u^2(v) dv \quad (43)$$

$$\dot{S}_2 = \theta_{5n}^2 \epsilon_3 u^2 - \theta_{5n}^2 \epsilon_3 u_\tau^2 \quad (44)$$

$$\dot{S}_3 = \theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 \epsilon_3 u^2 - \theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 \epsilon_3 u_\tau^2 (1 - \dot{\tau}) \quad (45)$$

函数 S_1 具有上界为

$$S_1 \leq \omega \tilde{\tau} \sup_{r \in [t-\bar{\tau}, t]} \left[\int_r^t u^2(v) dv \right] = \omega \tilde{\tau} \int_{t-\bar{\tau}}^t u^2(v) dv \quad (46)$$

同理

$$S_2 \leq \theta_{5n}^2 \epsilon_3 \int_{t-\tau}^t u^2(v) dv \quad (47)$$

$$S_3 \leq \theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 \epsilon_3 \int_{t-\bar{\tau}}^t u^2(v) dv \quad (48)$$

将式(30)~(48)代入式(29), 并将式(29)右侧进行放大, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) e_1^2 - \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) e_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2}\right) e_3^2 - \\ &\quad \left(k_4 - \frac{2 - \dot{\tau}}{4\epsilon_3 (1 - \dot{\tau})}\right) e_4^2 - \frac{1}{2} (\lambda_{\min}(\mathbf{Q}_2) + \\ &\quad |\theta_{8n}| \|\mathbf{P}_2 \mathbf{B}_5\| + \frac{1}{2}) \|\boldsymbol{\xi}\|^2 - \\ &\quad \frac{1}{2} (\lambda_{\min}(\mathbf{Q}_1) + 2 |\theta_{3n}| \|\mathbf{P}_1 \mathbf{B}_2\| + \frac{1}{2}) \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2 - \\ &\quad \gamma \eta^2 \tilde{\tau}^2 - \frac{S_1}{3\tau} - \frac{S_2 \omega}{3\theta_{5n}^2 \epsilon_3} - \frac{S_3 \omega}{3\theta_{5n}^2 (1 + \dot{\tau}_L)^2 \epsilon_3} + \\ &\quad \frac{1}{2} (\mathbf{P}_1 \mathbf{B}_3 \frac{\Delta_1}{\omega_0} + \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_4 \frac{D_1 + \tilde{\theta}_1}{\omega_0^2})^2 + \frac{1}{2} (\mathbf{P}_2 \mathbf{B}_6 \frac{\Delta_2}{\omega_1} + \\ &\quad \mathbf{P}_2 \mathbf{B}_7 \frac{D_2 + \tilde{\theta}_1}{\omega_1^2})^2 + \frac{1}{2} e_{f1}^2 + \frac{1}{2} (\theta_{1n} e_{f2})^2 + \frac{1}{2} e_{f3}^2 + \end{aligned}$$

$$e_1 e_2 + \theta_{1n} e_2 e_3 + e_3 e_4 + \epsilon_1 + \epsilon_2 + (\epsilon_3 \theta_{5n}^2 + \theta_{5n}^2 (1 + \tau_L)^2 \epsilon_3) u^2 \quad (49)$$

整理式(49),可得

$$\dot{V} \leq -\eta^T \Lambda \eta + \Delta \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \Delta = & \frac{1}{2} \left(P_1 B_3 \frac{\Delta_2}{w_1} + P_1 B_4 \frac{D_1 + \tilde{\theta}_i}{w_0^2} \right)^2 + \\ & \frac{1}{2} \left(P_2 B_6 \frac{\Delta_2}{w_1} + P_2 B_7 \frac{D_2 + \tilde{\theta}_i}{w_1^2} \right)^2 + \\ & \frac{1}{2} e_{f1}^2 + \frac{1}{2} (\theta_{1n} e_{f2})^2 + \frac{1}{2} e_{f3}^2 + \epsilon_1 + \\ & \epsilon_2 + (\epsilon_3 \theta_{5n}^2 + \theta_{5n}^2 (1 + \tau_L)^2 \epsilon_3) u^2 \end{aligned} \quad (51)$$

$$\eta^T = [|e_1|, |e_2|, |e_3|, |e_4|, |\tilde{\tau}|, |\epsilon|, |\xi|, \sqrt{S_1}, \sqrt{S_2}, \sqrt{S_3}]^T \quad (52)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_{\min}(\Lambda) (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \tilde{\tau}^2 + \|\epsilon\|^2 + \|\xi\|^2 + S_1 + S_2 + S_3) + \Delta \leq \\ & -\lambda_{\min}(\Lambda) (e_i^2 + \tilde{\tau}^2 + \frac{1}{\lambda_{\min}(P_1)} \epsilon^T P_1 \epsilon + \\ & \frac{1}{\lambda_{\min}(P_2)} \xi^T P_2 \xi + S_1 + S_2 + S_3) + \Delta \leq -\kappa V + \Delta \end{aligned} \quad (53)$$

式中: $\kappa = 2 \left[\lambda_{\min}(\Lambda), \frac{\lambda_{\min}(\Lambda)}{\lambda_{\max}(P_1)}, \frac{\lambda_{\min}(\Lambda)}{\lambda_{\max}(P_2)}, \frac{1}{6\tau}, \frac{\omega}{6\theta_{5n}^2 \epsilon_3}, \frac{\omega}{6\theta_{5n}^2 (1 + \tau_L)^2 \epsilon_3} \right]$ 为指数收敛率; $\lambda_{\min}(\cdot)$ 和 $\lambda_{\max}(\cdot)$ 分别定义为矩阵的最小特征值和最大特征值。解式(53),可得

$$V(t) \leq V(0) \exp(-\kappa t) + \frac{\Delta}{\kappa} [1 - \exp(-\kappa t)] \quad (54)$$

因此,本文设计的控制器可以实现控制器与观测器的有界稳定。

4 仿真结果

为验证本文所提控制策略的有效性,通过MATLAB将本文设计的控制器与未基于时滞自适应的控制器、ADRC控制器、PID控制器进行仿真研究,仿真将分为两种工况,选用跟踪误差的最大值 M_e 、平均值 μ 和标准差 δ 来衡量控制器的跟踪质量,定义如下

$$M_e = \max_{i=1,2,3,\dots,n} \{ |e_1(i)| \} \quad (55)$$

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |e_1(i)| \quad (56)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [|e_1(i)| - \mu]^2} \quad (57)$$

为便于后续图表分析,定义时滞估计误差 $e_0 = \tau - \hat{\tau}$, 观测器观测误差各项为 $e_{x_1} = x_1 - \hat{x}_1, e_{x_2} = x_2 - \hat{x}_2, e_{\varphi_1} = \varphi_1 - \hat{\varphi}_1, e_{x_3} = x_3 - \hat{x}_3, e_{x_4} = x_4 - \hat{x}_4, e_{\varphi_2} = \varphi_2 - \hat{\varphi}_2$ 。

4种控制策略仿真参数依据如下方法选取:

(1)PID:比例积分微分控制器。参数 k_p 调大可加快响应速度、降低系统的稳态误差;调大 k_i 能够减小系统静差;调大 k_d 能够加快系统相应,减小超调量,但过大会增加调节时间。根据实际调试,参数设置 $k_p = -55, k_i = -48, k_d = -35$ 。

(2)ADRC:自抗扰控制。其中引入了非线性扰动观测器来估计系统状态和干扰,可实现干扰的主动抑制。根据实际调试,设置参数 $k_p = 55, k_i = 48, k_d = 35$, 观测器带宽 $w_0 = 10, w_1 = 50$ 。

(3)ARC+ESO:基于扩张状态观测器的自适应鲁棒控制器。根据实际调试,设置参数 $k_1 = 22.5, k_2 = 4.2, k_3 = 20.7, k_4 = 0.43$ 。观测器带宽 $w_0 = 10, w_1 = 50$ 。

(4)RC-TD-ESO-AT:在ARC+ESO控制器的基础上引入时滞时间自适应,并采用指令滤波避免高阶求导。根据实际调试,设置参数 $k_1 = 22.5, k_2 = 4.2, k_3 = 20.7, k_4 = 0.43$, 指令滤波参数 $\zeta = 0.25, w_n = 120$, 梯度下降法 $r = 20$, 观测器带宽 $w_0 = 10, w_1 = 50$ 。

仿真时,给定的正弦期望输出指令 x_{1d} 为 $0.5 \sin(6\pi t) (1 - \exp(-0.5t))$, 如图3所示。

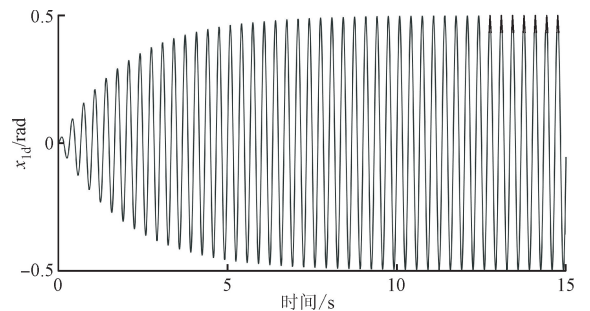


图3 给定的正弦指令 x_{1d}

Fig. 3 Set sine instruction x_{1d}

给定控制系统扰动为 $D_1 = 0.01x_1x_2, D_2 = 0.01x_3x_4$, 时滞时间为 $\tau = 15$ ms。4种控制器的跟踪误差,如图4所示。本文设计的控制器在该工况下对时滞时间 τ 的估计误差如图5所示。根据式(55)~(57),分别计算上述4种控制器性能如表1所示。

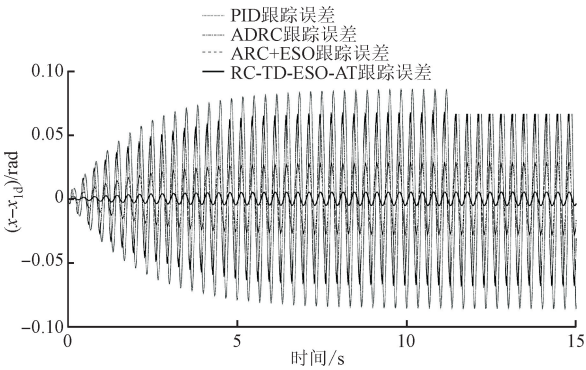


图 4 正弦信号仿真下 4 种控制器跟踪误差对比图
Fig. 4 Comparison diagram of tracking error of four controllers under sinusoidal signal simulation

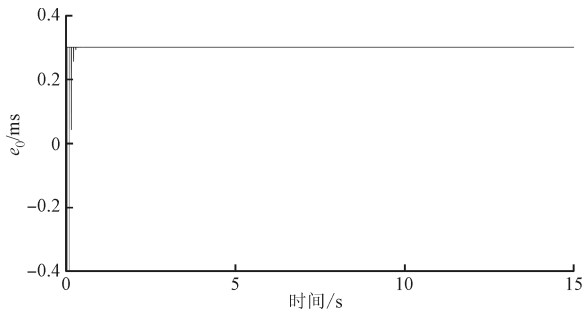


图 5 正弦信号仿真下时滞估计误差图
Fig. 5 Error diagram of delay estimation under sinusoidal signal simulation

表 1 仿真状态下的 4 种控制器性能指标

Table 1 Four kinds of control performance indicators in the simulation state

控制器	M_e	μ	δ
PID	0.086 6	0.047 3	0.026 5
ADRC	0.069 8	0.035 8	0.020 0
ARC+ESO	0.029 3	0.015 2	0.008 5
RC-TD-ESO-AT	0.005 6	0.003 0	0.001 7

由图 4 可知,考虑输入时延补偿的控制器跟踪误差达到 0.005,可满足跟踪精度 0.01 的指标要求。PID 控制器未考虑系统中的扰动,且存在状态不确定性,跟踪精度为 0.09,性能最差;ADRC 控制器对系统中的扰动及状态不确定性进行观测,降低跟踪误差到 0.062;ARC+ESO 控制器延续了 ADRC 控制器对系统扰动及状态不确定性观测的优点,又引入前馈项及反馈项进行扰动抑制及误差补偿,跟踪误差进一步降低到 0.02。由于存在输入时延,系统的控制量总有不确定的时延,本文设计的控制器对时延进行估计,实现了控制器的更进一步优化。由

图 5 可知,本文设计的控制器,采用梯度下降法对时滞进行估计,取得了较为良好的估计效果,时滞估计误差可达到 0.000 3。

由图 6 可以看出,在工况 1 的状态下,本文设计的 ESO 对系统状态量及扩张状态项均进行了较为准确的估计,估计误差较小,可见采用 ESO 有效克服了系统中引入的不确定性问题。

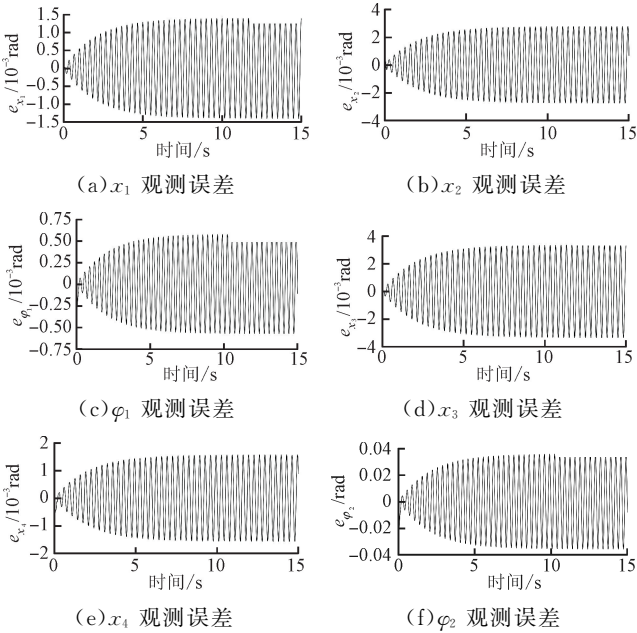


图 6 正弦信号仿真下观测器各状态量观测误差
Fig. 6 Observation error of each state of the observer in simulated state

由表 1 可知,本文设计的控制器各项控制指标均最小,较 PID 各项指标均有 10 倍多的提升。

由图 7 可以看出,PID 控制器下系统的截止频率为 2.9 Hz,ADRC 的截止频率为 5.3 Hz,ARC+ESO 的截止频率为 60.7 Hz,本文设计的控制器截止频率为 77.2 Hz。这说明本文设计的控制器能够在较宽的频率范围内保持较高的增益和稳定的响应。

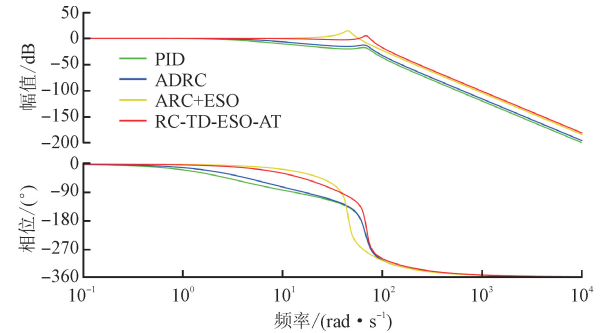


图 7 4 种控制器仿真下的系统伯德图
Fig. 7 The Bode diagram of the system under the simulation of four controllers

由图 8 可知,经过指令滤波后的虚拟控制率曲线更平滑,有效降低了噪声信号的影响。

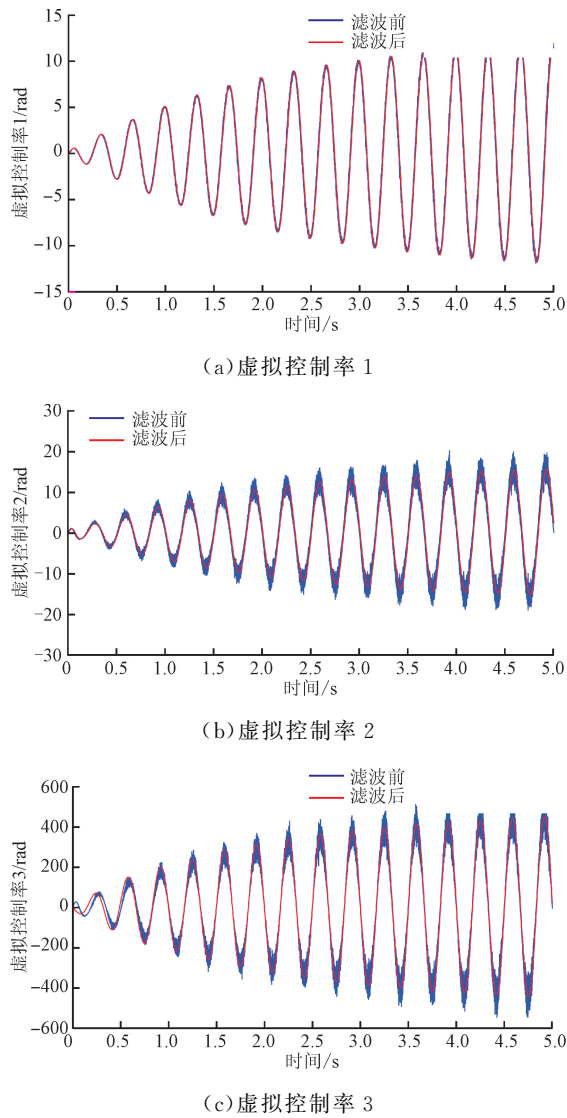


图 8 虚拟控制率滤波前后对比图

Fig. 8 Virtual control rate filter before and after comparison

仿真时,指定的阶跃期望输出指令 $x_{1d} = 0.5(1 - \exp(-0.2t))$, 如图 9 所示。

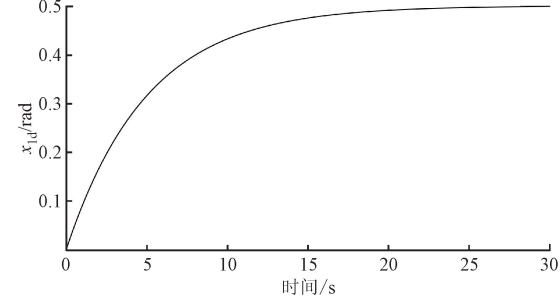


图 9 给定阶跃指令 x_{1d}
Fig. 9 Given step instruction x_{1d}

由图 10 可知,本文控制器响应时间为 140 ms,较其他 3 种控制器响应时间及收敛速度均最快,其中 PID 控制器响应时间为 3.4 s;ADRC 响应时间 1.84 s;ARC+ESO 响应时间为 0.57 s。由图 11 可知,控制器对时滞时间进行了较为准确的估计,时滞估计误差精度在 0.000 4 内。

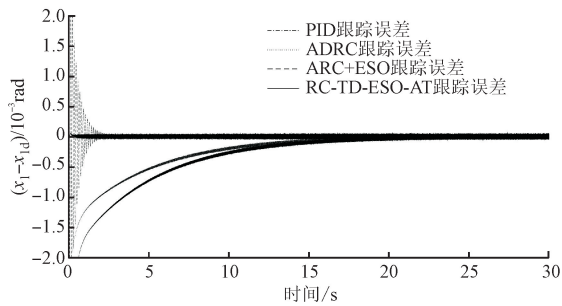


图 10 阶跃信号仿真下 4 种控制器跟踪误差对比图
Fig. 10 Comparison of tracking errors of four controllers under step signal simulation

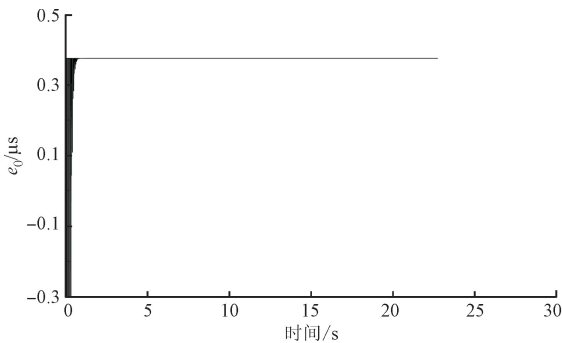
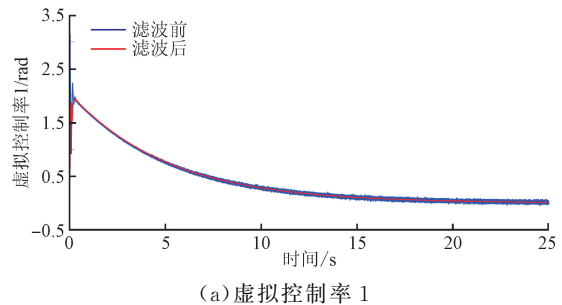


图 11 阶跃信号仿真下时滞估计误差图
Fig. 11 Error diagram of time delay estimation in step signal simulation

由图 12 可知,在给定阶跃信号下,指令滤波对虚拟控制率进行滤波后,有效降低了噪声。由图 13 可知,ESO 对系统各个状态量进行了较为准确的估计,估计误差在 0.001 以内。



(a) 虚拟控制率 1

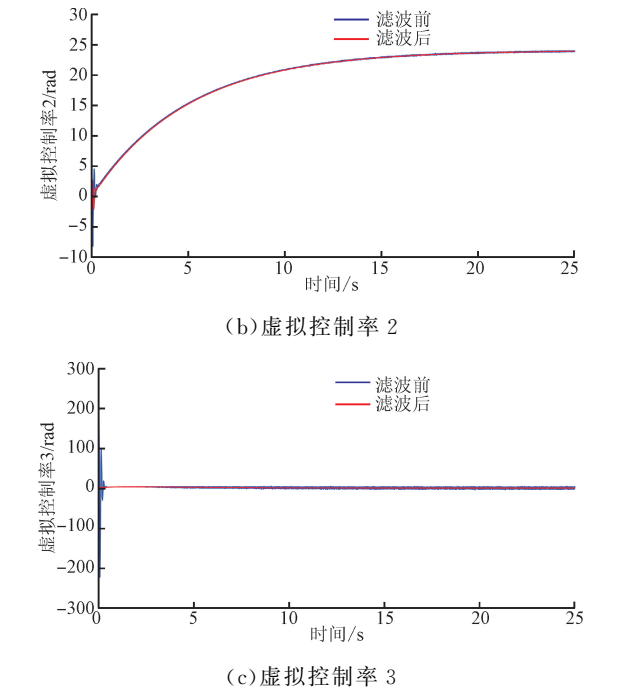


图 12 虚拟控制率滤波前后对比图

Fig. 12 Virtual control rate filter before and after comparison

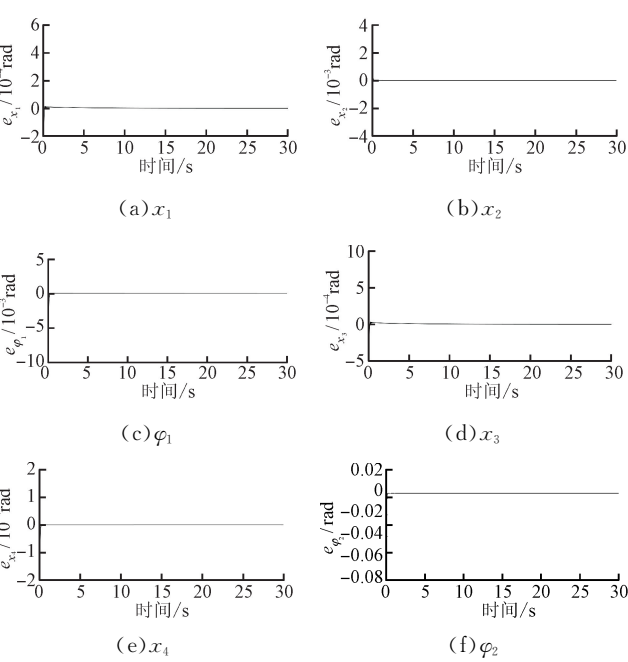


图 13 阶跃信号仿真下观测器各状态量观测误差

Fig. 13 Observation error of each state of the observer under step signal simulation

仿真状态下的 4 种控制器性能指标比较见表 2。由表 2 可知,本文设计的控制器较 PID 各控制指标均提高了 10 倍多,可见两种工况下,本文设计的控制器具有良好的性能。

表 2 仿真状态下的 4 种控制器性能指标比较			
Table 2 Four kinds of control performance indicators in the simulation state			
控制器	M_e	μ	δ
PID	0.042 0	6.890×10^{-4}	9.790×10^{-4}
ADRC	0.036 0	5.580×10^{-4}	3.780×10^{-4}
ARC+ESO	0.003 5	5.266×10^{-5}	2.030×10^{-4}
RC-TD-ESO-AT	0.001 8	3.238×10^{-5}	1.106×10^{-5}

5 实验验证

实验验证平台如图 14 所示。实验电机参数如表 3 所示。该实验平台由基座、永磁同步电机运动系统、电源及测控系统组成。测控系统由监视软件和工控机组成,工控机装有实时操作系统 RTU,采用 C 语言编写控制程序。工控机中装有 16 位数模转换卡 Advantech PCI-1723 和 16 位 Heidenhain IK-220 采集卡,用于发送控制命令和采集光电编码器位置信息。系统控制周期为 0.5 ms,系统速度是由高精度位置信号的后向差产生。

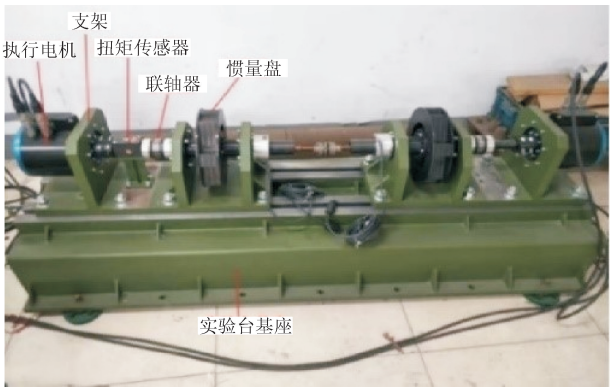


图 14 实验验证平台实物照

Fig. 14 Photo of experimental platform

表 3 实验电机参数	
Table 3 Motor parameters	
参数	数值
电机连续电流/A	4.187
电机直轴峰值电流/A	1.0
电机峰值电流/A	14.5
电机惯量/($\text{kg} \cdot \text{cm}^2$)	86.5
电机转矩/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1}$)	4.406
电机最大速度($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	500
电机最大电压/V	240
电机额定感应电压/V	230

与 x_1 和 x_2 相关的剩余负载部分的动力学由虚拟数字技术构建如下

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{b_1}{J_1}x_2 + \frac{T}{iJ_1} - \frac{D_1}{J_1} \end{cases} \quad (58)$$

为便于后续绘图分析,定义 4 种控制器的跟踪误差为 e_{PID} 、 e_{ADRC} 、 $e_{\text{ARC+ESO}}$ 、 e_{TDA} ,并在两种工况下对比跟踪性能。

- (1)PID:选取 $k_p=45,k_i=28,k_d=45$ 。
- (2)ADRC:选取 $k_p=45,k_i=28,k_d=45$,观测器带宽 $\omega_0=5,\omega_1=40$ 。
- (3)ARC+ESO:选取 $k_1=38,k_2=8,k_3=25,k_4=0.6$ 观测器带宽 $\omega_0=5,\omega_1=40$ 。
- (4)RC-TD-ESO-AT:选取观测器带宽 $\omega_0=5,\omega_1=40$,指令滤波参数 $\zeta=0.2,\omega_n=30$,选取 $k_1=38,k_2=8,k_3=25,k_4=0.6$,梯度下降法 $r=50$ 。

工况 1:给定的期望输出指令 x_{1d} 为 $10(1-\exp(-3t))\sin(6\pi t)$,如图 15 所示,各控制器跟踪误差见图 16。

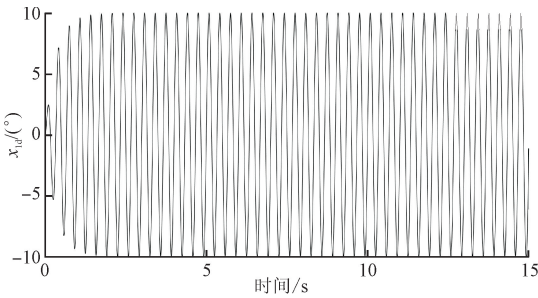
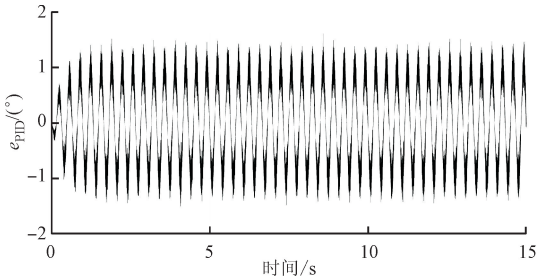
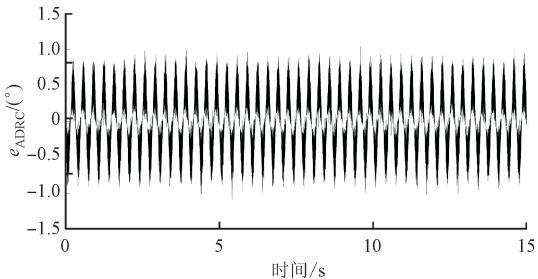


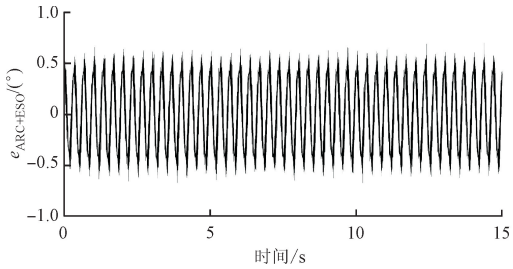
图 15 给定的正弦指令 x_{1d}
Fig. 15 Set sine instruction x_{1d}



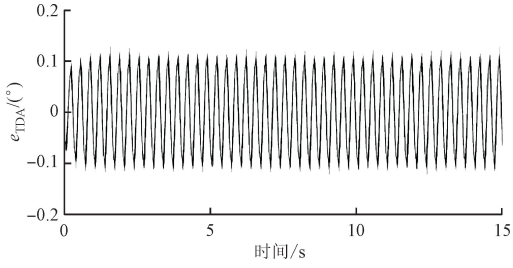
(a)PID 跟踪误差



(b)ADRC 跟踪误差



(c)ARC+ESO 跟踪误差



(d)本文设计的控制器跟踪误差

图 16 工况 1 下各控制器跟踪误差对比

Fig. 16 Condition 1 comparison of tracking error of each controller

工况 2:给定的期望输出指令 x_{1d} 为 $10(1-\exp(-0.5t))$,如图 17 所示,各控制器跟踪误差见图 18。

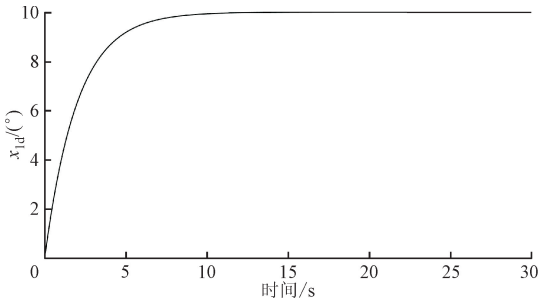
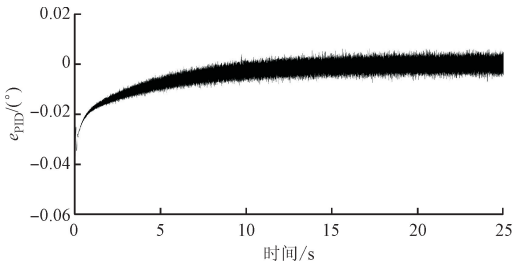
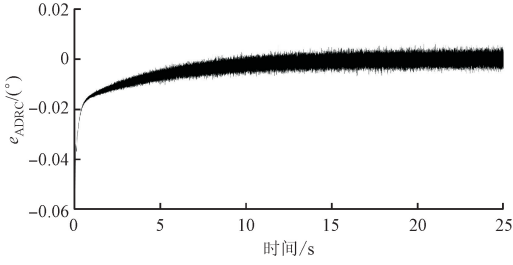


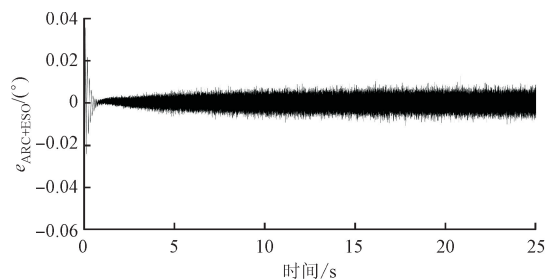
图 17 给定的阶跃指令 x_{1d}
Fig. 17 Given step instruction x_{1d}



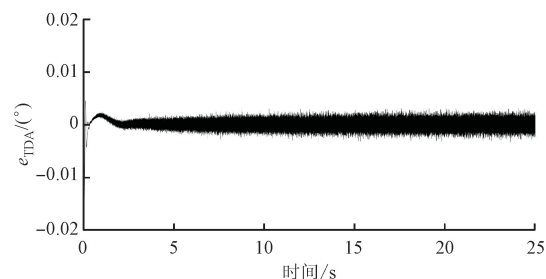
(a)PID 跟踪误差



(b)ADRC 跟踪误差



(c)ARC+ESO 跟踪误差图



(d)本文设计的控制器跟踪误差图

图 18 工况 2 各控制器跟踪误差

Fig. 18 Condition 2 comparison of tracking error of each controller

由图 16 和图 18 可以看到:PID 控制器由于未考虑系统的复杂不确定性,响应时间为 3 s,跟踪精度为 0.1,性能最差;ADRC 控制器中引入 ESO 观测器,提高了系统的响应时间及跟踪性能,响应时间为 2.5 s,跟踪精度为 0.09;ARC+ESO 控制器在引入鲁棒项进行前馈及反馈补偿后,将系统各项非线性造成的系统不稳定性进一步降低,响应时间为 0.47 s,跟踪精度为 0.05;本文控制器在克服系统非线性的基础上对时滞不确定性进行进一步估计,响应时间为 0.23 s,跟踪精度为 0.014,响应时间及跟踪精度均是 4 种控制器中最好的。

6 结 论

针对舵机伺服系统存在的不确定性及输入时滞未知问题,本文设计一种考虑输入时滞的自适应指令滤波输出反馈控制器。采用梯度下降法设计时滞估计律,使用 ESO 对系统中参数不确定性及未知扰动进行观测与反馈补偿,利用 Lyapunov-Krasovskii 泛函证明了所设计的控制器可使系统实现有界稳定。仿真与实验结果表明,本文设计的控制器较其他 3 种控制器控制精度有大幅提高,且指令滤波对微分噪声抑制效果也较为明显。

参考文献:

[1] 刘博,祝学军,南宫自军,等. 电动空气舵执行机构建模与参数辨识[J]. 宇航学报,2017,38(11):1147-

1152.

- LIU Bo, ZHU Xuejun, NANGONG Zijun, et al. Modeling and parameter identification of an aircraft rudder system with an electromechanical actuator [J]. Journal of Astronautics, 2017, 38(11): 1147-1152.
- [2] 曹萌萌,胡健,周海波,等. 基于神经网络的机电作动器滑模输出反馈控制[J]. 机械工程学报,2023,59(10):357-365.
- CAO Mengmeng, HU Jian, ZHOU Haibo, et al. Sliding mode output feedback control of electromechanical actuator based on neural network [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2023, 59(10): 357-365.
- [3] JI Xuewu, HE Xiangkun, LÜ Chen, et al. A vehicle stability control strategy with adaptive neural network sliding mode theory based on system uncertainty approximation [J]. Vehicle System Dynamics, 2018, 56(6): 923-946.
- [4] 魏泽宇,许文波,张国林,等. 航天机电伺服系统的自抗扰控制[J]. 控制理论与应用,2021,38(1):73-80.
- WEI Zeyu, XU Wenbo, ZHANG Guolin, et al. Active disturbance rejection control of aerospace electro-mechanical servo system [J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(1): 73-80.
- [5] ZHANG Zheng, CHEN Shiming, ZHENG Yuanshi. Fully distributed scaled consensus tracking of high-order multiagent systems with time delays and disturbances [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(1): 305-314.
- [6] YANG Rongni, LIU Guoping, SHI Peng, et al. Predictive output feedback control for networked control systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 512-520.
- [7] 朱旭,张泽华,闫茂德. 含输入时延与通信时延的车辆队列 PID 控制系统稳定性[J]. 交通运输工程学报,2022,22(3):184-198.
- ZHU Xu, ZHANG Zehua, YAN Maode. Stability of PID control system for vehicle platoon with input delay and communication delay [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2022, 22(3): 184-198.
- [8] 赵月林,马征,孙壮. 考虑舵机时滞的船舶航向控制系统研究[J]. 重庆交通大学学报(自然科学版),2020,39(12):124-129.
- ZHAO Yuelin, MA Zheng, SUN Zhuang. Ship heading control system considering time delay of steering gear [J]. Journal of Chongqing Jiaotong University (Natural Science), 2020, 39(12): 124-129.
- [9] 吴瑞,杜佳璐,孙玉清,等. 基于状态反馈线性化和 ESO 的船舶航向跟踪控制[J]. 大连海事大学学报,2019,45(3):93-99.
- WU Rui, DU Jialu, SUN Yuqing, et al. Ship course

- tracking control based on the state feedback linearization and ESO [J]. *Journal of Dalian Maritime University*, 2019, 45(3): 93-99.
- [10] WANG Libin, WANG Huanqing, LIU P X, et al. Fuzzy finite-time command filtering output feedback control of nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(1): 97-107.
- [11] CUI Guozeng, YU Jinpeng, SHI Peng. Observer-based finite-time adaptive fuzzy control with prescribed performance for nonstrict-feedback nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(3): 767-778.
- [12] XI Ruipeng, ZHANG Huaguang, WANG Wei, et al. Adaptive command filtered control of random nonlinear systems under output constraint [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2023, 70(3): 1079-1083.
- [13] 宋秋雨, 胡健, 姚建勇, 等. 面向输出约束基于神经网络观测器的发射平台输出反馈控制 [J]. *兵工学报*, 2023, 44(7): 2184-2196.
- SONG Qiuyu, HU Jian, YAO Jianyong, et al. Output feedback control for launch platform using neural network observer and output constraint [J]. *Acta Armamentarii*, 2023, 44(7): 2184-2196.
- [14] 成旭华, 姚建勇, 乐贵高. 电液伺服系统多模型鲁棒自适应控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2018, 52(11): 156-162.
- CHENG Xuhua, YAO Jianyong, YUE Guigao. Multiple model robust adaptive control of electro-hydraulic servo systems [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2018, 52(11): 156-162.
- [15] DENG Wenxiang, YAO Jianyong. Extended-state-observer-based adaptive control of electrohydraulic servo-mechanisms without velocity measurement [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2020, 25(3): 1151-1161.
- [16] 马振宇, 祝小平, 周洲. 一种方向舵-螺旋桨联用的全翼式太阳能无人机横航向控制方法 [J]. *航空学报*, 2018, 39(3): 210-220.
- MA Zhenyu, ZHU Xiaoping, ZHOU Zhou. A lateral-directional control method combining rudder and propeller for full-wing solar-powered UAV [J]. *Aeronautical Journal*, 2018, 39(3): 210-220.
- [17] 方靖荃, 邓文翔, 姚建勇, 等. 电机伺服系统快速自适应抗扰控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2021, 55(6): 44-52.
- FANG Jingquan, DENG Wenxiang, YAO Jianyong, et al. A fast adaptive disturbance rejection control for motor servo systems [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2021, 55(6): 44-52.
- [18] CHEN Zheng, HUANG Fanghao, YANG Chunling, et al. Adaptive fuzzy backstepping control for stable nonlinear bilateral teleoperation manipulators with enhanced transparency performance [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(1): 746-756.
- [19] 夏笠城, 王姝旸, 张晶, 等. 基于双频扩张状态观测器的无人机抗扰控制 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2023, 49(5): 1201-1208.
- XIA Licheng, WANG Shuyang, ZHANG Jing, et al. Bi-bandwidth extended state observer based disturbance rejection control method and its application on UAV [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2023, 49(5): 1201-1208.
- [20] 徐光智, 孙秀霞, 董文瀚, 等. 非线性系统的自适应输出反馈优化跟踪控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2017, 51(1): 128-134.
- XU Guangzhi, SUN Xiuxia, DONG Wenhan, et al. Adaptive output feedback optimal tracking control for nonlinear systems [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2017, 51(1): 128-134.
- [21] 孙清, 刘正伟, 伍晓红, 等. 含双时滞振动主动控制系统的稳定性分析 [J]. *西安交通大学学报*, 2010, 44(1): 112-116.
- SUN Qing, LIU Zhengwei, WU Xiaohong, et al. Stability analysis of active vibration control system involving double time delays [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2010, 44(1): 112-116.
- [22] 周颖, 何磊. 具有控制时滞和测量数据丢失的直线电机迭代学习控制 [J]. *控制与决策*, 2017, 32(8): 1434-1438.
- ZHOU Ying, HE Lei. Iterative learning control for linear motor system with control delay and measurement dropout [J]. *Control and Decision*, 2017, 32(8): 1434-1438.
- [23] MENG D, JIA Y, DU J, et al. Learning control for time-delay systems with iteration-varying uncertainty: a Smith predictor-based approach [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2010, 4(12): 2707-2718.
- [24] 黄英博, 吕永峰, 赵刚, 等. 非线性主动悬架系统自适应最优控制 [J]. *控制与决策*, 2022, 37(12): 3197-3206.
- HUANG Yingbo, LÜ Yongfeng, ZHAO Gang, et al. Adaptive optimal control for nonlinear active suspension systems [J]. *Control and Decision*, 2022, 37(12): 3197-3206.
- [25] 张铁, 林康宇, 邹焱飏, 等. 用于机器人末端残余振动控制的控制误差优化输入整形器 [J]. *西安交通大学学报*, 2018, 52(4): 90-97.
- ZHANG Tie, LIN Kangyu, ZOU Yanbiao, et al. An input shaper with control of error optimization for end-effector's residual vibration suppression of industrial robots [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2018, 52(4): 90-97.

(编辑 杜秀杰)