

文章编号 1004-924X(2026)02-0231-14

压电快速反射镜的神经网络滑模控制

鹿 麟^{1,2}, 孙崇尚^{1,2*}, 李智斌^{1,2}, 刘亚洲^{1,2}

(1. 山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590;

2. 青岛市智慧海洋装备先进控制技术重点实验室, 山东 青岛 266590)

摘要: 为了满足复杂环境下激光通信高精度对准与跟踪的技术需求, 本文针对压电陶瓷驱动的快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)进行了控制算法设计, 从而提高跟踪性能和不同工作环境下的适应能力。首先基于 Hammerstein 结构建立了压电执行器的非线性数学模型, 采用 Prandtl-Ishlinskii 模型进行静态迟滞建模, 并利用几何法求取逆模型作为前馈对系统进行线性化处理。然后针对线性化系统, 设计了一种径向基(Radial Basis Function, RBF)神经网络与滑模控制相结合的控制方法, 通过 RBF 神经网络对非奇异快速终端滑模控制律中未建模非线性部分的参数进行逼近, 在保证跟踪精度的基础上, 进一步提高鲁棒性能。最后在伺服实验平台上进行了实验验证, 实验结果表明, 本文所提控制算法能够有效跟踪复合频率的参考轨迹, 实现快速精确响应, 均方根误差低于 $2.7 \mu\text{rad}$, 并能够补偿系统未建模动态特性, 在模型失配 10% 后, 跟踪 50 Hz 正弦信号均方根误差小于 $7.3 \mu\text{rad}$, 较非奇异快速终端滑模控制提高约 40.16%, 较自抗扰控制提高约 75.9%, 能够有效应对参数摄动。

关键词: 激光通信; 压电驱动; 快速反射镜; 径向基神经网络; 滑模控制

中图分类号: TP394.1; TH691.9 **文献标识码:** A

doi: 10.37188/OPE.20263402.0231

CSTR: 32169.14.OPE.20263402.0231

Neural network sliding mode control for piezoelectric fast steering mirrors

LU Lin^{1,2}, SUN Chongshang^{1,2*}, LI Zhibin^{1,2}, LIU Yazhou^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China;

2. Qingdao Key Laboratory of Advanced Control Technology for Smart Ocean Equipment, Qingdao 266590, China)

* Corresponding author, E-mail: sun2007cn@163.com

Abstract: To meet the demanding requirements of high-precision alignment and tracking in laser communication systems operating under complex environmental conditions, this paper presented a novel control algorithm for a piezoelectric-actuated fast steering mirror (FSM). A Hammerstein-structured nonlinear model incorporating a Prandtl-Ishlinskii hysteresis representation was established for the piezoelectric actuator, and system linearization was achieved through a geometrically derived inverse model employed as a

收稿日期: 2025-09-26; 修订日期: 2025-10-30.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (No. U23A20336, No. 52227811); 山东省自然科学基金项目 (No. ZR2024MF133); 山东省重点研发计划 (No. 2024TSGC0269); 青岛西海岸新区“一事一议”人才项目

feedforward compensator. For the linearized system, a hybrid control strategy integrating radial basis function (RBF) neural networks with sliding mode control was designed, where the RBF network approximated unmodeled nonlinear parameters within the nonsingular fast terminal sliding mode control framework to enhance robustness while maintaining tracking precision. Experimental validation on a servo platform confirms the algorithm's effectiveness in tracking composite-frequency trajectories with a root mean square error below $2.7 \mu\text{rad}$. Under 10% model mismatch conditions, the method maintains a root mean square error under $7.3 \mu\text{rad}$ when tracking 50 Hz sinusoidal signals, representing performance improvements of approximately 40.16% and 75.9% over conventional nonsingular fast terminal sliding mode control and active disturbance rejection control, respectively, while demonstrating strong robustness against parameter perturbations.

Key words: laser communication; piezoelectric actuation; fast steering mirror; radial basis function neural network; sliding mode control

1 引 言

激光通信是一种使用激光光束作为载波的通信方式,具有高速率、高带宽、低功耗、低延迟、强相干性、强保密性的优点,广泛应用于军事和民用领域^[1-2]。激光通信链路的建立需要位于几十公里外的接收和发送终端实现精确对准,因此在复杂环境下通过瞄准、捕获、跟踪(Pointing, Acquisition and Tracking, PAT)系统建立稳定、可靠的通信链路是实现激光通信的关键。作为精跟踪子系统的核心部件,快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)主要用于补偿粗跟踪子系统控制带宽范围外的扰动和控制残差,进一步提高对准和跟踪精度,其高精度快速跟踪性能直接决定了激光通信链路的建立和稳定保持^[3-4]。

相较于音圈电机驱动的快速反射镜,压电陶瓷驱动的快速反射镜具有体积小、精度高、控制带宽高等优点,具有更好的跟踪性能,可实现光束快速高精度指向,适用于海洋、空间等复杂环境^[5]。然而,压电陶瓷固有的非线性特性,如迟滞特性、蠕变特性等,会给快速反射镜精确模型的建立带来困难,造成的模型不确定性干扰会对控制器设计带来挑战,同时影响到控制性能的提升^[6-7]。

国内外有许多团队在压电精密控制方面取得了显著进展,目前,对于压电陶瓷驱动的快速反射镜的控制广泛采用基于前馈逆模型的方法,

即将迟滞逆模型作为前馈环节,将系统进行近似线性化处理,针对补偿后的标称模型进行控制器设计^[8-9]。文献[10]提出了一种改进的Madelung模型,并建立了逆模型,能有效描述和补偿率相关滞后。文献[11]针对复杂工况下压电执行器的滞后问题,建立了基于PI的Hammerstein动态滞后模型。标称模型的精度依赖于迟滞逆模型的准确性,若迟滞非线性未被完全抵消,则会引入模型不确定性,这要求控制器需要具有一定的鲁棒性^[12-15]。文献[16]提出了一种基于线性扩张状态观测器的控制方法,将模型不确定性视为一种干扰,设计扩张状态观测器对未建模动态进行估计并在控制律中进行补偿。文献[17]设计了一种用于压电执行器零相差跟踪前馈控制的扩张状态观测器,实现外部扰动精确估计。文献[18]提出了一种基于有限时间收敛的快速非奇异终端滑模控制,通过增大滑模切换项增益对模型不确定性带来的跟踪误差进行抑制。文献[19]提出了一种固定时间扩张状态观测器与非奇异终端滑模(Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control, FNTSMC)控制结合的控制算法,通过对干扰进行补偿,降低滑模增益,减小抖振现象。此外,为了提高定位精度与鲁棒性,基于神经网络和滑模控制的组合控制方法得到了发展^[20],通过自适应神经网络直接控制而无需建立逆模型的控制方法也得到应用^[21]。

相较于光学卫星、震动控制、惯性平台等,工

作于海洋环境下的快速反射镜,长时间受水汽等因素影响,易引起部件老化和机械磨损,使得快速反射镜的结构参数发生改变,与标称模型产生偏差,导致控制性能恶化。同时激光传输信道中存在大气湍流、折射率变化等干扰,以及动载体平台的复杂运动特性,使得光束产生抖动^[22]。为了解决上述问题,本文设计了一种径向基(Radial Basis Function, RBF)神经网络与滑模控制相结合的控制方法,通过RBF神经网络对非奇异快速终端滑模控制律中模型非线性未建模部分的参数进行逼近,提高跟踪精度,并结合有限时间收敛的扩张状态观测器(Finite Time Convergent Extended State Observer, FTESO)对干扰进行估计,减小滑模抖振现象。

针对压电快速反射镜系统,本文首先基于Hammerstein结构建立系统模型,在求得Prandtl-Ishlinskii(PI)逆模型并对系统进行线性化处理的基础上,采用Hankel矩阵辨识方法对系统动态线性环节进行辨识,然后设计FTESO对系统状态进行估计,并采用RBF神经网络对非奇异终端滑模控制律中的非线性未建模部分进行逼近,最后在压电陶瓷快速反射镜实验平台上对所提算法进行实验验证。

2 压电陶瓷快速反射镜实验平台

本文以Physik Instrumente公司制造的压电陶瓷快速反射镜(型号:S-330.4SH)为研究对象,基于此压电快速反射镜,搭建如图1所示的压电陶瓷快速反射镜实验平台。平台上搭载的FSM由型号为E-727.3SDA的压电陶瓷驱动控制器驱动,控制器输出电压范围为 $-20\text{ V}\sim+120\text{ V}$,反射镜相应的偏转范围为 7 mrad ,角位



图1 伺服控制系统实验平台

Fig. 1 Servo control system experimental platform

移信息通过内置的应变传感器测得,测量精度为 $0.1\text{ }\mu\text{rad}$,其测量的电压信号经14位的DS2103板卡进行AD/DA转换,传输给DS1007PPC dSPACE仿真器进行处理,系统采样频率为 10 kHz ,工程求解器设置为定步长,固定步长为 0.0001 s ,通过在MATLAB/Simulink中进行控制算法设计,编译后下载到dSPACE仿真平台进行半实物仿真。

硬件在环实验的工作流程如下:反射镜的角位移信息经应变传感器测量,产生电压信号经DS2103板卡完成AD转换,传输给dSPACE处理器并按照从Simulink中装载的控制算法进行运算,产生的控制量再次经DS2103板卡进行DA转换,输出给压电控制器驱动反射镜偏转,完成一次闭环控制,其中可借助Control Desk上位机软件对dSPACE中数据进行检测与采集,工作流程如图2所示。

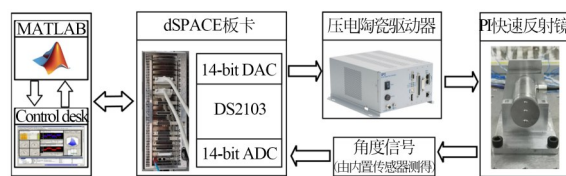


图2 实验平台工作流程图

Fig. 2 Experimental platform workflow

3 压电陶瓷快速反射镜模型

基于压电执行器具有迟滞、率相关、蠕变等特性^[23],本文采用Hammerstein模型结构对压电快速反射镜进行建模^[24],忽略蠕变等次要因素影响,迟滞由静态非线性部分表征,率相关动态特性由动态线性环节表征,并为了简化控制器及观测器设计,设计逆模型前馈补偿,将系统转化为近似线性模型^[25],模型结构如图3所示。

静态非线性环节采用PI模型进行描述,PI

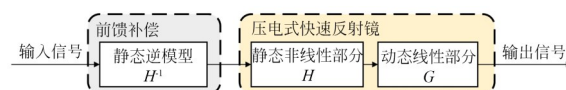


图3 前馈逆补偿结构图

Fig. 3 Feedforward inverse compensation structure diagram

模型具有结构简单、解析逆易求取的特点,PI模型是由多个 Play 算子或 Stop 算子加权叠加构成, Play 算子离散表达式为:

$$y_i'(k) = \begin{cases} \max\{u(0) - r_i, \min\{u(0) + r_i, 0\}\} & k=0 \\ \max\{u(k) - r_i, \min\{u(k) + r_i, y_i'(k-1)\}\} & k \geq 1 \end{cases}, \quad (1)$$

其中: r_i 为第 i 个 Play 算子的阈值, $y_i(k)$ 表示第 i

个 Play 算子 k 时刻的输出, $u(k)$ 为反射镜 k 时刻的输入。将多个 Play 算子加权叠加, 得到 PI 迟滞模型表达式为:

$$H(k) = W^T \cdot Y(k) = \sum_{i=1}^n \omega_i y_i(k), \quad (2)$$

其中: $W = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n]$ 为 Play 算子的权值系数, n 为 Play 算子的数量, $y_i(k)$ 为第 i 个 Play 算子在 k 时刻的输出, $H(k)$ 为 PI 模型在 k 时刻的输出。

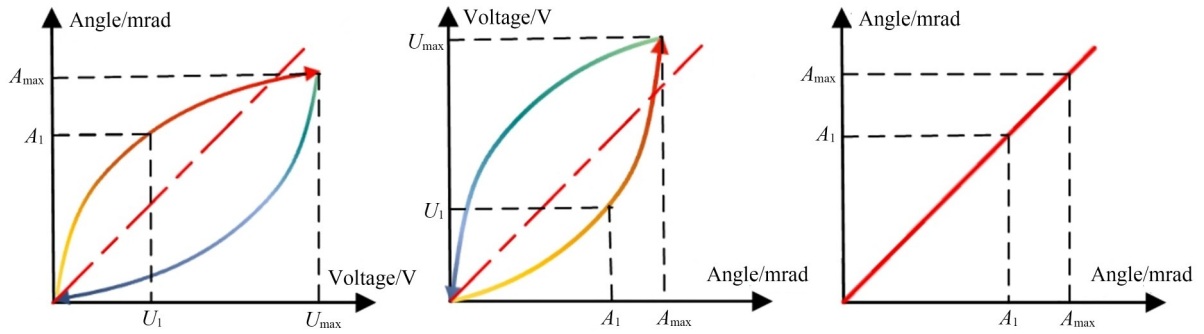


图 4 逆模型补偿原理

Fig. 4 Inverse model compensation principle

采用根据如图 4 所示的求逆原理, 采用几何法计算逆模型^[26], 当迟滞模型等间隔选取阈值时, 逆模型可表示为:

$$y_i'(k) = \begin{cases} \max\{u(0) - r_i', \min\{u(0) + r_i', 0\}\} & k=0 \\ \max\{u(k) - r_i', \min\{u(k) + r_i', y_i'(k-1)\}\} & k \geq 1 \end{cases}, \quad (3)$$

$$H^{-1}(k) = W'^T \cdot Y(k) = \sum_{i=1}^n \omega_i' y_i'(k), \quad (4)$$

其中: r_i' 为第 i 个 Play 算子的阈值, $y_i'(k)$ 表示第 i 个 Play 算子 k 时刻的输出, $u(k)$ 为反射镜 k 时刻的输入, 逆模型阈值与权值系数为:

$$r_i' = \begin{cases} 0 & i=1 \\ \Delta r \sum_{j=1}^{i-1} \sum_{l=1}^j \omega_l & i \geq 2 \end{cases}, \quad (5)$$

$$\omega_i' = \begin{cases} \frac{1}{\omega_1} & i=1 \\ -\frac{\omega_1}{\sum_{j=1}^i \omega_j \sum_{j=1}^{i-1} \omega_j} & i \geq 2 \end{cases}, \quad (6)$$

其中: Δr 为阈值间隔, ω_j 为 PI 模型权值。

通过伺服控制系统实验平台, 进行模型辨识实验与校验, PI 模型与逆模型结果分别如图 5 和图 6 所示。

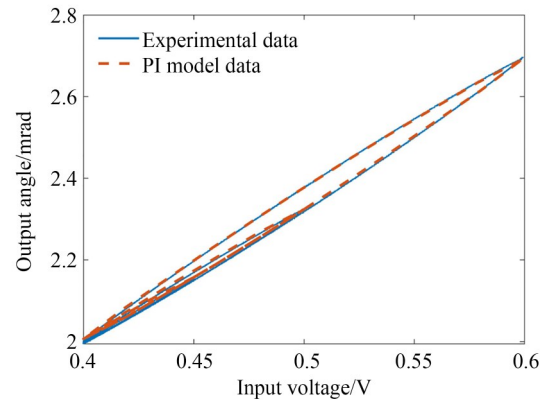


图 5 PI 模型校验

Fig. 5 PI model validation

定义均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 与相对误差 (Relative Error, RE) 指

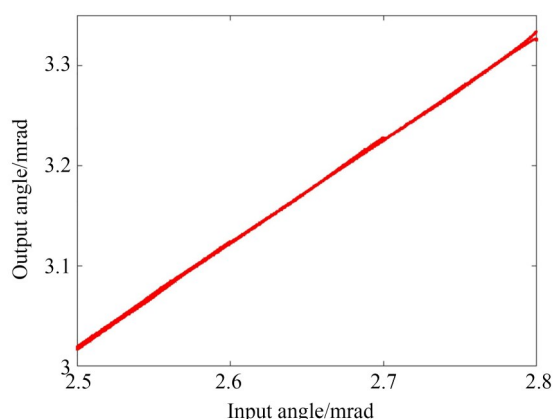


图6 PI逆模型校验

Fig. 6 PI inverse model validation

标进行模型精度量化:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{y}(i) - y(i))^2}{N}}, \quad (7)$$

$$RE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{y}(i) - y(i))^2}{\sum_{i=1}^N y(i)^2}}, \quad (8)$$

其中: $\hat{y}$ 为PI迟滞模型输出, y 为压电执行器实验数据。

根据图5,计算得建模误差RMSE和RE指标分别为0.019 8 mrad和0.91%,建模精度较高,加入前馈补偿后,静态非线性部分被抵消,输入与输出基本呈线性关系,系统可近似等效为线性系统,使用伪随机二值信号作为输入信号,对系统进行充分激励,采用Hankel矩阵辨识方法进行动态线性系统辨识^[27],为便于系统设计,采用二阶传递函数进行拟合,结果如图7所示。

标称模型传递函数可表示为:

$$G(s) = \frac{10\,240\,000}{s^2 + 5\,809s + 10\,260\,000}. \quad (9)$$

由于PI模型为静态模型,导致得到的辨识模型与测量的磁滞回线之间存在微小的失配,实验结果中仍然存在轻微的磁滞非线性,为了进一步提高压电执行器在抑制迟滞非线性和精确跟踪方面的性能,结合前馈补偿设计了神经网络滑模控制器。

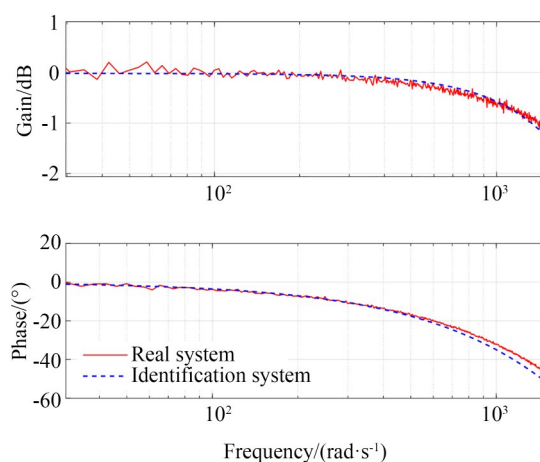


图7 线性动态模型辨识结果

Fig. 7 Identification results of the linear dynamic model

4 控制器设计

4.1 有限时间收敛非线性扩张状态观测器设计

经前馈补偿后,将式(9)所表示的系统转化为状态空间模型,可表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + bu + d, \\ y = x_1 \end{cases} \quad (10)$$

其中: $a_1 = 10\,260\,000$, $a_2 = 5\,809$, $b = 10\,240\,000$,在实际的FSM系统中,仅能通过实验平台获取角度信息 x_1 ,角速度信息 x_2 以及扰动 d 无法通过测量得到,因此需要设计观测器对系统状态进行观测,同时由于系统中存在各种扰动,使得滑模控制律中的滑模切换项的切换增益要足够大才能保证系统稳定性,但是由于符号函数的存在,较大的切换增益会导致严重的抖振现象^[19]。为解决上述问题,设计有限时间收敛的扩张状态观测器对角速度以及扰动进行估计。

将扰动 d 作为新的状态变量对系统(10)进行扩张,扩张后系统模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + bu + x_3. \\ \dot{x}_3 = \lambda \end{cases} \quad (11)$$

结合非线性扩张状态观测器和有限时间收敛理论,设计的有限时间扩张状态观测器形式如式(12)所示:

$$\begin{cases} e = x_1 - \hat{x}_1 \\ \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \beta_1(\text{sig}^{p_1}(e) + \text{sig}^{g_1}(e)) + k_1 \text{sgn}(e) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 - a_1 \hat{x}_1 - a_2 \hat{x}_2 + bu + \beta_2(\text{sig}^{p_2}(e) + \text{sig}^{g_2}(e)) + k_2 \text{sgn}(e) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \beta_3(\text{sig}^{p_3}(e) + \text{sig}^{g_3}(e)) + k_3 \text{sgn}(e) \end{cases}, \quad (12)$$

其中: e 为偏转角度的估计误差, $\hat{x}_1$ 表示偏转角度, $\hat{x}_2$ 表示角速度, $\hat{x}_3$ 为等效扰动的估计值, $\text{sig}^a(\chi) = |\chi|^a \text{sgn}(\chi)$, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, $\beta_i \geq 1, k_i > 0, i = 1, 2, 3, p_1 \in (\frac{2}{3}, 1), p_j = jp_1 - (j - 1), g_1 = \frac{1}{p_1}, g_j = g_1 + (j - 1)(p_1 - 1), j = 2, 3^{[15]}$ 。

式(12)中 $k_i \text{sgn}(e)$ 在原点处不连续, 为避免误差 e 在零附近变化时产生抖振, 采用 *sigmoid* 函数代替符号函数, 即:

$$\text{sgmf}(e) = \begin{cases} 2(\frac{1}{1 + \exp^{-\tau e}} - \frac{1}{2}), & |e| \leq \gamma \\ \text{sgn}(e), & |e| > \gamma \end{cases}, \quad (13)$$

其中: γ 为边界层, τ 为反比于 γ 的常数。

角速度 x_2 及外部扰动 d 可以得到实时估计, 并且可以通过补偿控制量的方式, 抵消干扰对系统的影响, 补偿控制量可表示为:

$$u_{\text{ESO}} = -\frac{\hat{x}_3}{b}. \quad (14)$$

4.2 RBF神经网络滑模控制器设计

考虑到模型不确定性, 系统可重新表示为:

$$u_L = \frac{1}{g(x)} \left[\frac{\beta h}{g} \left(1 + \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1) \right) \text{sig}^{2-\frac{g}{h}}(e_2) + \ddot{r} - f(x) \right]. \quad (19)$$

为了抑制滑模抖振, 采用双曲正切函数代替符号函数, 采用如下切换控制律:

$$u_N = \frac{1}{g(x)} (ks + \epsilon \tanh(s)), \quad (20)$$

其中, $k > 0, \epsilon > 0$ 。

得到的非奇异终端滑模控制律为:

$$u_{\text{CON}} = u_L + u_N. \quad (21)$$

结合观测器得到的补偿控制量 u_{ESO} , 构建如式(22)所示的复合控制器:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u + d, \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (15)$$

其中, $f(x)$ 与 $g(x)$ 为包含了未知非线性的函数, 假设 $|d| < D$ 有界。设快速反射镜期望的偏转角度为 r , 系统实际偏转角度为 x_1 , 结合观测器(12)估计的角速度信息, 定义角度、角速度、角加速度跟踪误差为:

$$\begin{cases} e_1 = r - x_1 \\ e_2 = \dot{r} - \dot{x}_1 \approx \dot{r} - \hat{x}_2 = \dot{e}_1 \\ e_3 = \ddot{r} - \ddot{x}_1 \approx \ddot{r} - f(x) - g(x)u - d = \ddot{e}_1 \end{cases}. \quad (16)$$

为提高跟踪误差收敛速度, 减小抖振并避免奇异性, 结合式(16)构造非奇异快速终端滑模面:

$$s = e_1 + \frac{1}{\alpha} \text{sig}^{\frac{p}{q}}(e_1) + \frac{1}{\beta} \text{sig}^{\frac{g}{h}}(e_2), \quad (17)$$

其中: α, β 均为正常数, p, q, g, h 均为正奇数, 且满足 $1 < \frac{g}{h} < \frac{p}{q} < 2$ 。

对滑模面求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{e}_1 + \dot{e}_1 \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1) + \dot{e}_2 \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) = \\ &= e_2 \left(1 + \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1) \right) + \\ &= \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) (\ddot{r} - f(x) - g(x)u - d). \end{aligned} \quad (18)$$

当系统在滑模面上滑动时, 有 $\dot{s} = 0$, 可求得等效控制律 u_L :

$$u = u_{\text{ESO}} + u_{\text{CON}}. \quad (22)$$

由于式(22)中 $f(x)$ 与 $g(x)$ 为具有一定不确定性的连续非线性函数, 而 RBF 神经网络可以任意精度逼近定义在紧致集上的连续非线性函数, 结构参数可实现分离且收敛速度快, 因此可以利用 RBF 神经网络对连续非线性项进行逼近^[28]。采用径向基函数实现的 RBF 神经网络算法为:

$$h_i = \exp\left(\frac{\|x - c_i\|^2}{2b_i^2}\right), \quad (23)$$

$$f(x) = \mathbf{W}^{*\top} h_f + \epsilon_f, \quad (24)$$

$$g(x) = \mathbf{V}^{*\top} h_g + \epsilon_g, \quad (25)$$

其中: $x = [x_1 \ x_2]$ 为网络输入, i 代表网络隐含层第 i 个网络的输入, h_i 表示高斯基函数的输出, b_i 和 c_i 分别表示高斯基函数的中点和宽度参数, h_f 与 h_g 为 h_i 组成的列矩阵 $\mathbf{h} = [h_1 \ \dots \ h_i]^\top$, $\mathbf{W}^*$ 和 $\mathbf{V}^*$ 分别表示逼近 $f(x)$ 和 $g(x)$ 的理想网络权重系数, ϵ_f 和 ϵ_g 为网络逼近误差, 为非常小的实

$$\begin{aligned} \dot{s} = \dot{e}_1 + \dot{e}_1 \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1) + \dot{e}_2 \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) = e_2 \left(1 + \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1)\right) + \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) [\ddot{r} - f(x) - d] + \\ \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) [-\hat{g}(x)u + (\hat{g}(x) - g(x))u] = \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) [(\hat{f}(x) - f(x)) + (\hat{g}(x) - g(x))u] + \\ \frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) [-ks - \epsilon \tanh(s) - (d - \hat{x}_3)], \end{aligned} \quad (28)$$

其中: $d - \hat{x}_3$ 表示系统的未补偿扰动, 且假设 $|d - \hat{x}_3| < \rho$ 有界。设 $\frac{g}{\beta h} \text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) = \sigma$, 由于 $1 < \frac{g}{h} < 2$ 且 g, h 都为正奇数, 因此 $\text{sig}^{\frac{g}{h}-1}(e_2) > 0$, 即 $\sigma > 0$, $\tilde{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{W}} - \mathbf{W}^*$, $\tilde{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{V}} - \mathbf{V}^*$, 且有:

$$\begin{aligned} \tilde{f}(x) = \hat{f}(x) - f(x) = (\hat{\mathbf{W}}^\top - \mathbf{W}^{*\top}) h_f - \epsilon_f = \\ \tilde{\mathbf{W}}^\top h_f - \epsilon_f \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{L} = s\dot{s} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\mathbf{W}}^\top \dot{\tilde{\mathbf{W}}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\mathbf{V}}^\top \dot{\tilde{\mathbf{V}}} = s\sigma [(\tilde{\mathbf{W}}^\top h_f - \epsilon_f) + (\tilde{\mathbf{V}}^\top h_g - \epsilon_g)u] + \\ s\sigma [-ks - \epsilon \tanh(s) - (d - \hat{x}_3)] + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\mathbf{W}}^\top \dot{\tilde{\mathbf{W}}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\mathbf{V}}^\top \dot{\tilde{\mathbf{V}}} = \\ \tilde{\mathbf{W}}^\top \left(s\sigma h_f + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\mathbf{W}}}\right) + \tilde{\mathbf{V}}^\top \left(s\sigma h_g u + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}\right) + s\sigma (-ks - \epsilon \tanh(s) - \epsilon_g - \epsilon_f - (d - \hat{x}_3)). \end{aligned} \quad (31)$$

根据式(31)设计自适应律为:

$$\dot{\tilde{\mathbf{W}}} = -\gamma_1 s\sigma h_f, \quad (32)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{V}}} = -\gamma_2 s\sigma h_g u. \quad (33)$$

则式(31)可化为:

$$\begin{aligned} \dot{L} = s\sigma (-ks - \epsilon \tanh(s) - \epsilon_g u - \epsilon_f - (d - \hat{x}_3)) \leq \\ \sigma (-ks^2 - (\epsilon - \epsilon_{gM} u - \epsilon_{fM} - \rho)|s|). \end{aligned} \quad (34)$$

在观测器估计误差未收敛到0时, 由于观测器为有限时间收敛, 因此可以通过调整观测

数, 且有 $|\epsilon_f| \leq \epsilon_{fM}$, $|\epsilon_g| \leq \epsilon_{gM}$.

采用RBF神经网络对 $f(x)$ 和 $g(x)$ 进行重映射, 以自适应权重更新控制律, 其输出为:

$$\hat{f}(x) = \hat{\mathbf{W}}^\top h_f, \hat{g}(x) = \hat{\mathbf{V}}^\top h_g. \quad (26)$$

结合式(22), 期望的控制输入可表示为:

$$\begin{aligned} u = \frac{1}{\hat{g}(x)} \left[\frac{\beta h}{g} \left(1 + \frac{p}{\alpha q} \text{sig}^{\frac{p}{q}-1}(e_1)\right) \text{sig}^{2-\frac{g}{h}}(e_2) + \right. \\ \left. \ddot{r} - \hat{f}(x) + ks + \epsilon \tanh(s) - \hat{x}_3 \right]. \end{aligned} \quad (27)$$

将式(27)代入到式(18), 得到:

$$\begin{aligned} \tilde{g}(x) = \hat{g}(x) - g(x) = \\ (\hat{\mathbf{V}}^\top - \mathbf{V}^{*\top}) h_g - \epsilon_g = \tilde{\mathbf{V}}^\top h_g - \epsilon_g. \end{aligned} \quad (29)$$

设计Lyapunov函数为:

$$L = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\mathbf{W}}^\top \tilde{\mathbf{W}} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\mathbf{V}}^\top \tilde{\mathbf{V}}, \quad (30)$$

其中, γ_1 与 γ_2 为正实数。

根据式(30), 有:

器参数, 使得估计误差按照控制需求收敛, 在估计误差已经收敛, 即系统状态被精确估计之后, 依据假设 $|d - \hat{x}_3| < \rho$, 此时误差已经足够小, 在选取合适的切换增益系数 ϵ 后, 可保证李氏函数的导数小于零, 因此取 $\epsilon \geq |\epsilon_{gM} u + \epsilon_{fM} + \rho|$, 则有 $\dot{L} \leq 0$, 当 $\dot{L} \equiv 0$ 时, $s \equiv 0$, 满足李雅普诺夫稳定性条件^[29]。最终控制算法结构图如图8所示。

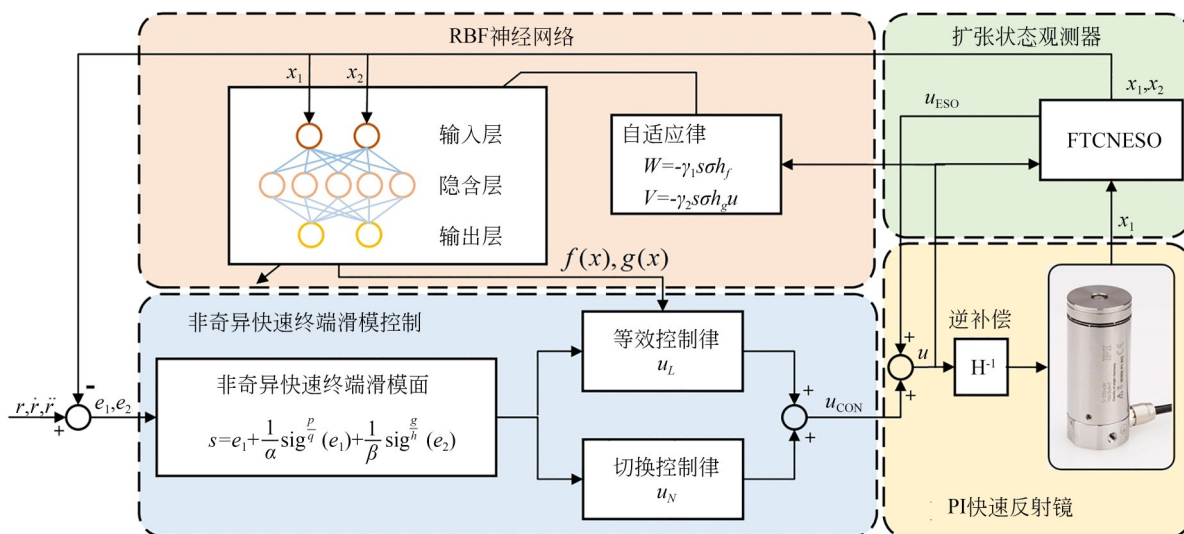


图 8 控制算法结构图

Fig. 8 Block diagram of the proposed control algorithm

5 实验验证

5.1 参数设置

有限时间收敛非线性扩张状态观测器中的 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 影响观测误差的收敛时间, 取值均需大于 0, 在本文中取值为 $\beta_1 = 800, \beta_2 = 30\,000, \beta_3 = 800\,000\,000$, 而 p_1 为权重系数, 取值范围为 $1 - \frac{1}{n+1} < p_1 < 1$, 在此处取 0.8, 其余参数依据式 (12) 中关系式导出。

非奇异终端滑模控制器参数中, 注意 $1 < \frac{g}{h} < \frac{p}{q} < 2$, 且 p, q, g, h 均为正奇数, 避免出现奇异性问题, 在此选择 $g = 61, h = 59, p = 9, q = 7$, 参数 α, β 是影响收敛速度的重要参数, 选取时应在保证系统稳定前提下优化动态性能, 在此处选择 $\alpha = 0.25, \beta = 1\,900$, 切换增益 ϵ 是保证系统稳定性的重要参数, 取值较大可能会使得抖振增大, 因此要在保证系统稳定性前提下取较小值, 在此取 $\epsilon = 300$ 。

RBF 神经网络采用 2-5-2 结构, 包含 2 个输入节点, 5 个隐含层节点以及 2 个输出节点, 高斯基函数的中心值 c_{ij} 需要根据具体的输入信号 (x_1, x_2 的输入范围) 来选择, 且宽度 b_j 要足够大以覆盖整个输入范围, 在此取较大值, 此外, 自适应律 $\gamma_1 = 70\,000\,000, \gamma_2 = 300$ 取较大值, 以保证快

速逼近, 增强系统鲁棒性, 但较大的值会导致逼近时出现震荡问题, 因此需要综合考量, 并通过仿真实验确定 RBF 神经网络初始化参数, 防止因参数设置不合适导致上机实验时对设备造成损坏。

为验证本文所提控制算法的有效性, 将本文算法与 FNTSMC 控制算法在伺服控制系统实验平台上进行对比实验, 验证其性能上改进, 同时与 ADRC 控制器进行对比, 验证其在鲁棒性上的优势, 三种控制器均在有逆补偿 H^{-1} 的条件下进行设计。

5.2 实验分析

5.2.1 阶跃响应实验

在精跟踪系统中, 阶跃响应性能是确保光束快速、平稳指向的重要指标, 在捕获目标或跟踪快速变化的信号时, 光束偏转较慢或超调较大, 会导致链路瞬时中断, 此外, 较大的超调还可能会损坏器件, 因此需要将超调量控制在较低的水平。

采用变幅值的连续阶跃信号作为输入, 阶跃响应实验结果如图 9 所示, 并对跟踪效果进行量化, 如表 1 所示。

由表 1 与图 9 可知, 在模型未发生改变的情况下, 在系统响应速度方面, RBF-FNTSMC 的上升时间为 0.004 0 s, FNTSMC 的上升时间为 0.003 9 s, ADRC 为 0.004 5 s, 前两者相差不大, 仅有 2% 的差距, 以阶跃响应进入稳态值 $\pm 2\%$

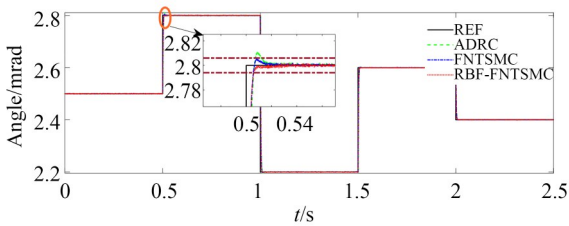


图9 阶跃响应曲线
Fig. 9 Step response curves

性能指标	控制器		
	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC
上升时间/s	0.004 0	0.003 9	0.004 5
稳定时间/s	0.005 8	0.005 6	0.005 9
超调量/%	无超调	1.87	3.14

误差带的时间为稳定时间,对比前两者稳定时间,由表1可知FNTSMC响应速度更快,但两者差距依旧很小,仅为3.4%,在系统超调量方面,加入RBF神经网络后,系统几乎无超调,而其余

两种控制算法均存在一定超调。

5.2.2 跟踪性能实验

由于仅能通过快速反射镜上的传感器获得角度信息,角速度信息由观测器得到,考虑到较大的测量噪声,在设计观测器时截止频率较低,使得估计信号存在延迟,会导致高频时系统失稳,为了避免设备失控损坏,并未采用扫频信号,而是设计变幅变频复合信号对跟踪性能进行检验,采用幅值为0.1 mrad、频率为5 Hz正弦波作为低频载波,选用幅值为0.1 mrad、频率最高可达80 Hz高频正弦波作为高频载波,实验结果如图10和表2所示。

在20 Hz实验中,三种控制算法在该频段的RMSE指标近乎相同,计算三者在该频段跟踪最大误差均接近1%,性能难以继续提升,因此指标上未能体现差距,而随频率升高,三者展现出性能差距,在跟踪80 Hz变频变幅信号实验中,RBF-FNTSMC的RMSE指标较改进前FNTSMC减小约22.8%,较ADRC减小约34%,且最大偏差更小,具有更好的跟踪效果。

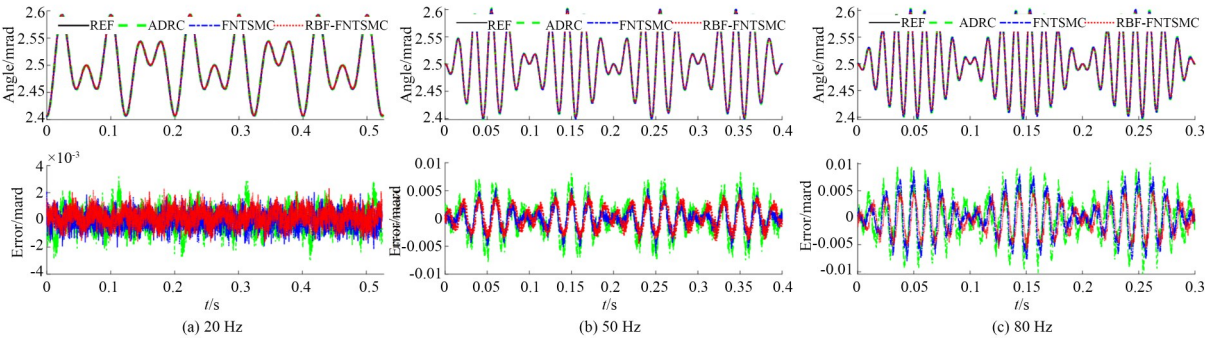


图10 跟踪性能实验结果
Fig. 10 Experimental evaluation of tracking performance

频率/Hz	均方根误差/mrad			最大偏差/mrad		
	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC
20	0.000 7	0.000 6	0.000 8	0.002 3	0.002 2	0.003 2
50	0.001 7	0.002 2	0.003 2	0.004 6	0.006 3	0.008 2
80	0.002 7	0.003 5	0.004 1	0.005 9	0.008 7	0.010 4

5.2.3 鲁棒性能实验

由于迟滞逆模型是离线辨识得到的,对非线性环节的抵消效果依赖于PI模型的精度,若PI

模型辨识不准确或受环境等因素影响模型发生变化,则非线性不能被完全抵消,系统会包含未建模部分。

将前馈逆模型参数变动 10%，使系统包含未建模非线性部分，针对变动模型，三种算法的连续阶跃响应实验如图 11 与表 3 所示。

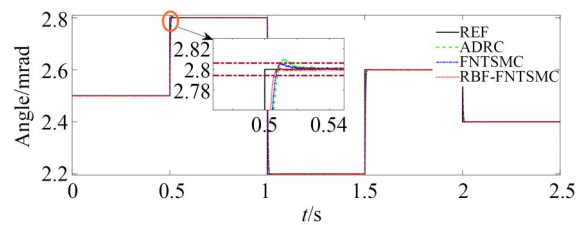


图 11 阶跃响应曲线
Fig. 11 Step response curves

对比表 1 与表 3 的响应时间可知，在模型发生失配后，RBF-FNTSMC 的响应时间几乎不变，而 FNTSMC 稳定时间由 0.005 6 s 变为

表 3 控制性能指标

Tab. 3 Control performance metrics

性能指标	控制器		
	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC
上升时间/s	0.004 2	0.005 3	0.006 1
稳定时间/s	0.005 9	0.007 0	0.008 1
超调量/%	无超调	2.1	3.37

0.007 0 s，系统响应时间变长，增大约 25%，ADRC 稳定时间由 0.005 9 s 变为 0.008 1 s，增大约 37.3%，且超调量增大，由对比可知 RBF-FNTSMC 可有效抵抗模型失配的影响。为进一步对比算法的鲁棒性能，采用幅值为 0.35 mrad、偏置为 2.5 mrad 不同频率的正弦信号作为参考输入，在系统运行中发生模型失配，实验曲线如图 12 所示，并对鲁棒性能进行量化，如表 4 所示。

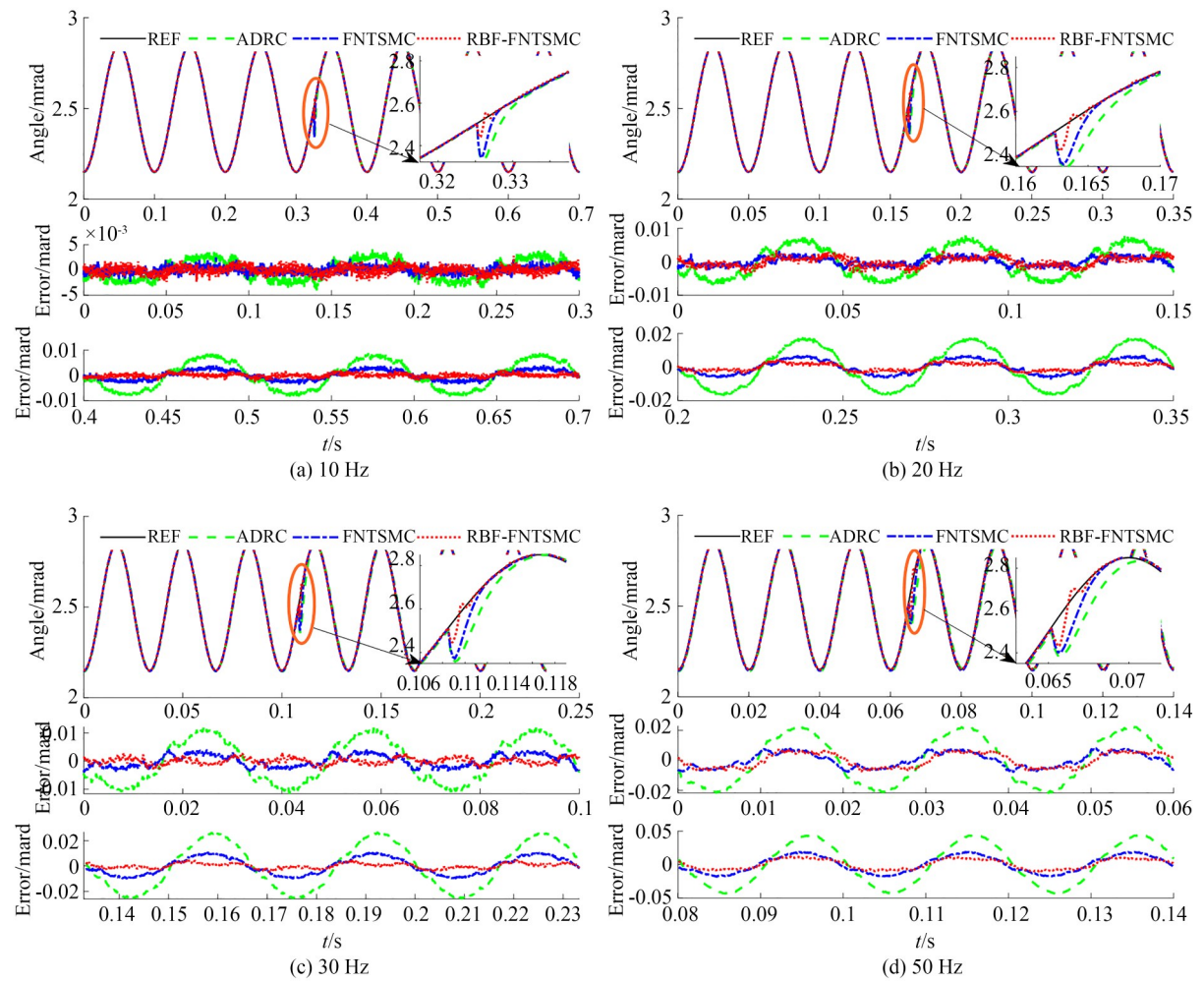


图 12 鲁棒性能实验结果
Fig. 12 Experimental validation of robustness performance

表4 鲁棒性能指标

Tab. 4 Robustness performance metrics

频率/Hz	逼近阶段 RMSE/mrad			模型变动后 RMSE/mrad		
	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC	RBF-FNTSMC	FNTSMC	ADRC
10	0.005 9	0.017 5	0.026 8	0.000 8	0.001 9	0.005 5
20	0.011 2	0.025 4	0.040 0	0.002 2	0.004 1	0.011 6
30	0.012 4	0.032 8	0.051 5	0.002 0	0.006 6	0.017 8
50	0.023 9	0.044 4	0.071 2	0.007 3	0.012 2	0.030 3

由实验结果可知,当模型发生变动后,在逼近阶段对比 RMSE 指标,RBF-FNTSMC 最大为 0.023 9 mrad,FNTSMC 指标为 0.044 4 mrad,ADRC 指标为 0.071 2 mrad,RBF-FNTSMC 可以更加快速地收敛,并且在稳定阶段 RBF-FNTSMC 的 RMSE 指标最大为 0.007 3 mrad,相比于 FNTSMC 鲁棒性能提升约 40.16%,较 ADRC 提升约 75.9%,具有更好的鲁棒性能。此外,若对模型失配进一步增大,FNTSMC 不能实现跟踪,而 RBF-FNTSMC 仍可实现较好的控制。

6 结 论

本文针对压电陶瓷驱动的快速反射镜系统进行控制算法设计,采用 Hammerstein 结构对压电陶瓷驱动器进行建模,采用 PI 模型作为静态迟滞模型,并利用 PI 逆模型作为前馈环节,对压电陶瓷驱动器的非线性进行抵消,采用 Hankel 矩阵辨识方法对系统线性部分进行辨识。针对补偿后的系统,利用 RBF 神经网络,对 FNTSMC 控制算法进行改进,设计了一种基于 RBF 神经网络的滑模控制算法,并进行了跟踪性能与鲁棒性能实验对改进效果进行验证。

参考文献:

- [1] 杨清龙,张宸博,李殷乔,等. 卫星激光通信系统复合轴控制模型与建链影响[J]. 红外与激光工程, 2025, 54(6): 20250029.

该实验表明,本文所提控制算法在保证跟踪快速性的基础上,进一步提高了系统的鲁棒性能,能够对系统未建模动态进行一定补偿,在模型发生参数变动时,可以有效补偿参数变动带来的影响,收敛速度更快、最大偏差更小、稳态误差更小,在鲁棒效果上,针对 50 Hz 模型失配情况,RBF-FNTSMC 的 RMSE 指标相比于 FNTSMC 最大提高约 40.16%,相比于 ADRC 提高约 75.9%,验证了控制算法的有效性。

然而,本文存在一定的局限性。由于快速反射镜的角速度信号无法测量,是由观测器观测得到的,受观测器截止频率限制,跟踪高频信号时易失稳,限制控制带宽的提高,这在一定程度上限制了本文的适应性,后续工作将重点开展此方面研究。同时,由于加入了 RBF 神经网络,增加了更多调节参数,使得参数调节存在困难,且依赖于神经网络的参数选择,本文参数并不是最优参数,后续工作将对参数优化方面进行改进。

作者贡献声明:

鹿麟:修正方法的提出,论文构思和撰写;
孙崇尚:论文审核与编辑写作;
李智斌:梳理思路,提供理论以及实验支持;
刘亚洲:测量实验数据分析。

YANG Q L, ZHANG C B, LI Y Q, *et al.* Compound-axis control model and analysis of link performance impacts in satellite laser communication systems[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2025, 54(6): 20250029. (in Chinese)

- [2] 霍汉林, 王劲松, 王国名, 等. 二维激光跟踪转台轴系设计及动态形变误差修正[J]. 光学精密工程, 2024, 32(14): 2200-2210.
- HUO H L, WANG J S, WANG G M, *et al.* Shafting design and dynamic deformation error correction of two-dimensional laser tracking turntable [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(14): 2200-2210. (in Chinese)
- [3] 朱伟鸿, 汪洋, 王栋皓, 等. 卫星激光通信 MEMS 快速反射镜可靠性研究进展[J]. 红外与激光工程, 2023, 52(9): 20230179.
- ZHU W H, WANG Y, WANG L H, *et al.* Research progress of reliability of MEMS fast steering mirror for satellite laser communication[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2023, 52(9): 20230179. (in Chinese)
- [4] 王昱棠, 田大鹏. 航空光电成像像移与像旋运动补偿控制技术综述[J]. 光学精密工程, 2022, 30(24): 3128-3138.
- WANG Y T, TIAN D P. Review of image shift and image rotation compensation control technology for aviation optoelectronic imaging[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2022, 30(24): 3128-3138. (in Chinese)
- [5] 陆金磊, 姜晓明, 王军. 压电式快速反射镜系统建模与传递函数辨识[J]. 上海航天, 2019, 36(1): 110-115.
- LU J L, JIANG X M, WANG J. Modeling and transfer function identification of piezoelectric fast steering mirror system [J]. *Aerospace Shanghai*, 2019, 36(1): 110-115. (in Chinese)
- [6] 张扬名, 吴铭凡, 方剑吟, 等. 压电纳米运动系统的迟滞补偿与迭代学习分数阶滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2025, 42(6): 1075-1082.
- ZHANG Y M, WU M F, FANG J Y, *et al.* Hysteresis compensation and iterative learning-based fractional order sliding mode control for piezoelectric nano motion systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2025, 42(6): 1075-1082. (in Chinese)
- [7] 孙明超, 彭佳琦, 宋悦铭. 压电平台高精度自适应分数阶滑模跟踪控制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(16): 2504-2512.
- SUN M C, PENG J Q, SONG Y M. High-precision adaptive fractional order sliding mode tracking control for piezoelectric platform[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(16): 2504-2512. (in Chinese)
- [8] 刘浩天, 张桂林, 周克敏. 压电定位平台动态迟滞不确定性建模及 H_∞ 鲁棒控制[J]. 控制理论与应用, 2025, 42(6): 1227-1236.
- LIU H T, ZHANG G L, ZHOU K M. Dynamic hysteresis uncertainty modeling and H_∞ robust control of piezo-positioning platforms[J]. *Control Theory & Applications*, 2025, 42(6): 1227-1236. (in Chinese)
- [9] ZHONG B W, LIAO Z, HU H Z, *et al.* A review of recent studies on piezoelectric stick-slip actuators [J]. *Precision Engineering*, 2025, 94: 175-190.
- [10] LI R, CAO K R, LI Z K. Modelling and compensation of rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators based on a modified Madelung model[J]. *Electronics Letters*, 2024, 60(18): e70027.
- [11] WU X, YAO T K, WANG X J, *et al.* Dynamic hysteresis self-adaptive control of amplified piezoelectric actuators for complex operating conditions [C]. *Advances in Guidance, Navigation and Control*. Singapore: Springer, 2025: 563-575.
- [12] YAO J Y, JIAO Z X, MA D W. Extended-state-observer-based output feedback nonlinear robust control of hydraulic systems with backstepping[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6285-6293.
- [13] LIU J, LI H W, DENG Y T. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3655-3671.
- [14] 唐腾宇, 邓永停, 刘京, 等. 基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的 PMSM 速度环滑模控制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(19): 2921-2932.
- TANG T Y, DENG Y T, LIU J, *et al.* Sliding mode control strategy for PMSM speed ring based on improved exponential convergence law and adaptive Lunberger observer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(19): 2921-2932. (in Chinese)
- [15] 杨柳, 何贺, 程佳佳, 等. 改进扩展 Kalman 滤波的显微视觉压电驱动定位[J]. 光学精密工程, 2024, 32(12): 1868-1878.

- YANG L, HE H, CHENG J J, *et al.* Microscopic visual piezoelectric-driven positioning with improved extended Kalman filtering[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(12): 1868-1878. (in Chinese)
- [16] 王治霖, 王江, 祁琪, 等. 基于LESO的新型自适应鲁棒滚转通道控制算法[J]. 兵工学报, 2023, 44(7): 1920-1929.
- WANG Z L, WANG J, QI Q, *et al.* Novel adaptive robust roll control method based on LESO[J]. *Acta Armamentarii*, 2023, 44(7): 1920-1929. (in Chinese)
- [17] 黄鹏升, 李加胜, 丁烨. 基于GMM的压电驱动器磁滞特性建模及高精度抗扰跟踪控制[J]. 中国科学: 技术科学, 2024, 54(3): 443-458.
- HUANG P S, LI J S, DING Y. GMM-based hysteresis modeling and high-performance disturbance rejection tracking control of a piezoelectric actuator[J]. *Scientia Sinica (Technologica)*, 2024, 54(3): 443-458. (in Chinese)
- [18] 苏子业, 余胜东. 用于压电陶瓷轨迹跟踪的非奇异终端滑模控制[J]. 压电与声光, 2020, 42(4): 557-562.
- SU Z Y, YU S D. Nonsingular terminal sliding mode control for trajectory tracking of piezoelectric ceramics [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2020, 42(4): 557-562. (in Chinese)
- [19] 李智斌, 李亮, 张建强. 快速反射镜的复合快速非奇异终端滑模控制[J]. 中国光学(中英文), 2024, 17(4): 959-970.
- LI Z B, LI L, ZHANG J Q. Composite fast nonsingular terminal sliding mode control of fast steering mirror[J]. *Chinese Optics*, 2024, 17(4): 959-970. (in Chinese)
- [20] NAPOLE C, BARAMBONES O, URALDE J, *et al.* Revision and comparative study with experimental validation of sliding mode control approaches using artificial neural networks for positioning piezoelectric actuator[J]. *Mathematics*, 2025, 13(12): 1952.
- [21] SON N N, VAN KIEN C. Direct adaptive neural control for precision piezoelectric actuator without hysteresis compensation[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers*, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2025, 239(5): 1702-1712.
- [22] 刁宽, 刘晓军, 赵海煜. 激光准直测量中的空气随机扰动影响抑制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(17): 2676-2685.
- DIAO K, LIU X J, ZHAO H Y. Suppression of effects of air random disturbances in laser collimation measurements [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(17): 2676-2685. (in Chinese)
- [23] 李智斌, 辛源泽, 张建强, 等. 压电定位系统建模及滑模逆补偿控制[J]. 中国光学(中英文), 2025, 18(1): 170-185.
- LI Z B, XIN Y Z, ZHANG J Q, *et al.* Modeling and sliding mode control based on inverse compensation of piezo-positioning system[J]. *Chinese Optics*, 2025, 18(1): 170-185. (in Chinese)
- [24] DAI Y L, LI D Q, WANG D. Review on the nonlinear modeling of hysteresis in piezoelectric ceramic actuators[J]. *Actuators*, 2023, 12(12): 442.
- [25] 段诗雨, 刘浩天, 张桂林. 压电定位平台负载变化下的鲁棒干扰观测器设计[J]. 光学精密工程, 2024, 32(22): 3310-3322.
- DUAN S Y, LIU H T, ZHANG G L. Design of robust disturbance observer under load variation for piezoelectric positioning platform[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2024, 32(22): 3310-3322. (in Chinese)
- [26] 左守印, 王合龙, 周德召, 等. 基于几何法求解PI逆模型参数[J]. 电光与控制, 2019, 26(1): 47-50, 60.
- ZUO S Y, WANG H L, ZHOU D Z, *et al.* Solution of parameters for PI inverse Model based on geometric method [J]. *Electronics Optics & Control*, 2019, 26(1): 47-50, 60. (in Chinese)
- [27] LI Z B, LI L, ZHANG J Q, *et al.* System modeling and sliding mode control of fast steering mirror for space laser communication[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2024, 211: 111206.
- [28] FENG H, SONG Q Y, MA S L, *et al.* A new adaptive sliding mode controller based on the RBF neural network for an electro-hydraulic servo system[J]. *ISA Transactions*, 2022, 129: 472-484.
- [29] 秦世玉, 徐传芳, 李云浩. 基于RBF神经网络的

高速列车速度跟踪控制[J]. 北京交通大学学报, 2025, 49(3): 111-119.
QIN S Y, XU C F, LI Y H. Speed tracking con-

trol of high-speed trains based on RBF neural network[J]. *Journal of Beijing Jiaotong University*, 2025, 49(3): 111-119. (in Chinese)

作者简介:



鹿 麟(2002—),男,山东高密人,硕士研究生,2024年于山东科技大学获得学士学位,主要从事系统辨识、光电跟踪等方面的研究,E-mail: linlu0203@163.com

通讯作者:



孙崇尚(1989—),男,山东滕州人,博士,副教授,2011年于吉林大学获得学士学位,2016年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要从事运动控制、光电跟踪与自动化系统等方面的研究,E-mail: sun2007cn@163.com