

面向激光跟踪仪的自适应非奇异终端 滑模跟踪控制方法

张弛¹, 袁锦春², 奚学程^{1*}, 何 韬²

[1. 上海交通大学 机械与动力工程学院, 上海 200240

2. 国家机床产品质量检验检测中心(四川), 四川 成都 610200]

Adaptive Nonsingular Terminal Sliding Mode Tracking Control Method for Laser Trackers

ZHANG Chi¹, YUAN Jinchun², XI Xuecheng^{1*}, HE Tao²

[1. School of Mechanical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. National Machine Tool Production Quality Supervision Testing Center (Sichuan),
Chengdu 610200, China]

Abstract: [Objective] This study aims to address the issues of insufficient trajectory tracking accuracy and significant high-frequency chattering in permanent magnet direct current torque motor (PMDCTM) servo systems of laser trackers, which are caused by parameter variations, external disturbances, and nonlinear friction in conventional proportional-integral-derivative (PID) control. A nonsingular terminal sliding mode control (NTSMC) method with adaptive switching gain is proposed for PMDCTM position loop. [Methods] Firstly, a state-space representation based on angular error was developed using the electromechanical model of the azimuth axis motor in the laser tracker. Next, a fractional-order saturated function was selected as the sliding mode surface, and an adaptive switching gain law was designed by integrating adaptive control theory. This design effectively mitigated system uncertainties while avoiding singularities. Finally, the finite-time convergence of the control system was verified using Lyapunov stability theory, and the relationship between the designed sliding mode surface parameters and system convergence speed was analyzed. [Results] Comparative simulations and experiments were conducted using Matlab/Simulink software and enhanced programmable multi-axis controller platform. The results showed that, in the step

response characterizing system rapidity, the PMDCTM position loop based on adaptive NTSMC (ANTSMC) reduced the convergence time by 41.2% compared to NTSMC and by 66.3% compared to PID control. In the application scenario of commutation of the tracker's azimuth axis motor, the ANTSMC-based PMDCTM position loop demonstrated a 37.2% reduction in peak transient tracking error compared to NTSMC and 76.9% reduction compared to PID control. Furthermore, the steady-state chattering was significantly reduced, thereby enhancing the system's ability to resist external disturbances. [Conclusion] The proposed ANTSMC method effectively improves the control accuracy of PMDCTM position loop, enhances the dynamic response performance of laser tracker servo systems, mitigates chattering phenomena, and demonstrates excellent robustness.

Key words: laser tracker; adaptive switching gain; convergence time; chattering

摘要: [目的] 针对激光跟踪仪永磁直流力矩电机 (PMDCTM) 伺服系统中, 传统比例积分微分 (PID) 控制因参数变化、外部干扰及非线性摩擦等因素导致的轨迹跟踪精度不足及高频抖振显著等问题, 提出了一种基于自适应切换增益的 PMDCTM 位置环非奇异终端滑模控制 (NTSMC) 方法。【方法】首先, 基于激光跟踪仪方位轴电机的机电模型建立了基于角度误差的状态空间表达式; 其次, 选用分数阶次的饱和函数滑模面, 并结合自适应控制思想设计了自适应增益的切换律, 在避免奇异性的基础上, 有效抑制了系统中的不确定性因素; 最后, 通过 Lyapunov 稳定性理论证明了控制系统的有限时间收敛特

基金项目: 四川省国防科技工业领域 XX 项目 (J0024-2325-QT)

Defense Science and Technology Industry Field XX Project of Sichuan Province (J0024-2325-QT)

性,并且探索了本文设计的滑模面参数与系统收敛速度的关系。【结果】利用 Matlab/Simulink 软件以及增强型可编程多轴控制器平台进行仿真与试验对比,结果表明,在表征系统快速性的阶跃响应中,基于自适应非奇异终端滑模控制(ANTSMC)的 PMDCTM 位置环阶跃响应收敛时间较 NTSMC 缩短 41.2%,较 PID 控制缩短 66.3%;在跟踪仪方位轴电机换向的应用场景中,基于 ANTSMC 的 PMDCTM 位置环瞬时跟踪误差峰值较 NTSMC 缩短 37.2%,较 PID 控制缩短 76.9%,且大幅减少了到达稳态后的抖振,系统抵抗外部扰动的能力显著增强。【结论】本文所提 ANTSMC 方法能够有效提高 PMDCTM 位置环的控制精度,增强激光跟踪仪伺服系统的动态响应能力,减弱抖振现象,表现出优异的鲁棒性。

关键词: 激光跟踪仪; 自适应切换增益; 收敛时间; 抖振

0 引言

激光跟踪仪作为一种光学精密测量仪器^[1],具有量程大、精度高、响应迅速以及可现场测量^[2]的特点,其不仅可以对静态目标进行高精度三维测量,还可以对动态目标进行跟踪测量,在大尺寸工业测量中扮演着重要角色^[3]。永磁直流力矩电机(Permanent Magnet Direct Current Torque Motor, PMDCTM)具有体积小、力矩大、空载转速低、动态性能好以及能直接驱动负载等优点,在激光跟踪仪的伺服系统中应用广泛^[2]。

激光跟踪仪的跟踪范围从几米到几十米不等,因此在目标运动速度一定的情况下,电机的跟踪速度可能存在数十倍的差距。由于 PMDCTM 没有中间传动环节,微小的负载扰动、参数变化等不确定因素容易导致电机的位置跟踪性能下降^[4]。为了提升激光跟踪系统的跟踪精度,提高伺服系统的控制精度至关重要。本文重点研究如何在高精度伺服系统中有效降低不确定因素对系统的干扰,增强系统的鲁棒性,从而进一步提升系统的控制性能。针对电机控制方法,国内外已有广泛研究,包括模型预测控制^[5]、模糊控制^[6]、自适应控制^[7-8]、无模型控制^[9-10]以及滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)^[11-13]等。

SMC 具有设计简便、暂态性能优良以及对内部参数变化和外部扰动不敏感^[14]等优点。传

统 SMC 采用线性滑模面或积分滑模面,只能保证系统状态渐进收敛,但无法到达给定的理想状态^[15]。此外,传统 SMC 存在高频抖振现象,出现这种现象的原因有两点:一是系统的固有延迟以及惯性问题,导致系统的状态轨迹在滑模面附近高频切换^[16];二是 SMC 的鲁棒性主要依靠较大的切换控制增益来实现,增大切换控制增益会导致系统状态更难稳定到滑模面上。高频抖振现象是 SMC 的主要缺点之一,严重影响系统的实际控制性能^[17-18]。

针对现有 SMC 存在的问题,国内外相关学者围绕 SMC 机理展开深入探索,取得了许多创新性成果。文献[19]基于误差积分机制,采用动态积分滑模策略,削弱了控制信号的高频抖振,但是面对大范围动态扰动时,跟踪精度显著下降,系统性能在高精度跟踪应用中很难得到保证。文献[20]创新性地将自适应控制与鲁棒控制相融合,通过时变参数辨识与补偿机制实现了对复合干扰的实时补偿,不仅提升了系统的跟踪性能,还有效削减了抖振,但是由于系统是渐进稳定状态,收敛时间受到很大限制。在拓扑结构优化方面,文献[21]针对非线性系统提出了一种二阶非奇异终端滑模控制(Nonsingular Terminal SMC, NTSMC)方法,通过 Lyapunov 函数进行设计从算法结构层面根除发散风险,避免了传统 SMC 中的奇异性问题。文献[22]提出了一种新型 NTSMC,其中滑模的趋近阶段由指数项主导,滑动阶段由线性项主导,二者有效结合可以显著加快系统的收敛速度,但是由于趋近律采用了开关函数,系统存在一定的抖振问题。文献[23]针对高开关增益引发的系统抖振问题,提出引入扩展状态观测器来估计负载扰动,并将观测的结果作为前馈补偿到控制器中,增强了系统的抗干扰能力。文献[24]从原理上证明了 NTSMC 中跟踪误差能在有限时间内收敛,得出收敛时间与滑模参数的关系,提升了跟踪性能,但是系统对外部扰动的抵抗性较弱。文献[25]提出了一种结合自适应参数估计与 NTSMC 的方法,并基于 LuGre 摩擦模型精确建立了永磁同步电机的动态模型。通过仿真和试验验证,该方法在摩擦、不确定性以及外部干扰等条件下,能够显著提高永磁同步

电机系统的鲁棒性和动态响应性能。然而,该方法的参数调整过程过于复杂,且未深入探讨参数与系统稳定性之间的关系,增加了实际应用中现场调试的难度。

基于上述滑模理论及技术发展现状分析,在现有研究成果与方法的基础上,本文提出了一种自适应切换增益的 NTSMC 方法,并将其应用于 PMDCTM 位置环上。此方法继承了 NTSMC 的有限时间收敛特性,在避免系统奇异性的同时,通过自适应律在线对外部的复合干扰因素进行补偿,显著提升了系统的抗干扰能力。本文所提自适应非奇异终端滑模控制 (Adaptive NTSMC, ANTSMC) 能够根据系统的位置、角速度响应自动对切换律进行补偿,提升伺服系统的角度控制精度。在仿真及试验中,将 ANTSMC 与固定切换增益的 NTSMC 以及传统比例积分微分 (Proportional-Integral-Derivative, PID) 控制方法进行对比,结果表明本文所提 ANTSMC 能针对外部扰动提高控制精度,不仅具有良好的暂态响应速度,还具有较高的稳态精度。

1 激光跟踪系统 PMDCTM 数学模型

激光跟踪系统是一种包括方位轴和俯仰轴的双轴驱动系统,二者协同工作,共同完成对目标靶球的跟踪。由于方位轴和俯仰轴电机的工作原理相同,本文开发的伺服控制系统选择方位轴电机作为主要验证对象。驱动系统所使用电机为 PMDCTM,其通常采用电压控制输入。为了简化建模过程,方便分析 PMDCTM 的电磁、机械关系,采用等效电路对其进行建模,如式(1)所示:

$$\begin{cases} U_{d0} = I_d R + L \frac{dI_d}{dt} + E \\ T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \\ E = C_e \omega \\ T_e = C_m I_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{d0} 为电机电枢两端的控制电压; I_d 为电机的电枢电流; R 为整个电枢回路的总电阻; L 为包括电刷与换向片间的接触等效电阻、电枢线圈电阻和电感在内的整个电枢回路的总电感; E 为电机反电动势; T_e 、 T_L 分别为电机输出的电磁转矩、负载转矩; J 为转动负载部分折合到电机轴上的

总转动惯量; B 为轴系的阻尼系数; ω 为转子角速度; C_e 为电机的反电势常数; C_m 为电机的转矩系数。

除了机械电磁环节外,轴系驱动系统还包括电机的驱动器环节,驱动器通过电流闭环控制,能够抵消负载端电枢回路电阻、电感以及转子转动引起的反电动势的影响。因此,加入驱动器后,可以将输入视作与控制电压成比例的电流信号,简化后的方位轴电机结构框图如图 1 所示。

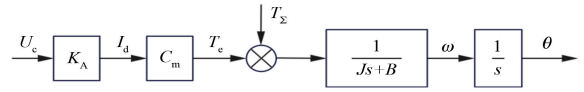


图 1 PMDCTM 轴系机电系统动态结构框图

Fig. 1 Dynamic structural block diagram of PMDCTM shaft electromechanical system

图 1 中, K_A 为驱动器跨导率,即 I_d 和输入端电压 U_c 的比值; T_z 为不确定性因素产生的力矩总和,主要为非线性摩擦力; θ 为转子的角度位置。

由图 1 可知, PMDCTM 的机械运动方程为

$$T_e - T_z = J\dot{\omega} + B\omega \quad (2)$$

不考虑 T_z 时,系统动态方程为

$$\ddot{\theta}(t) = -\frac{B}{J}\dot{\theta}(t) + \frac{K_A C_m}{J}U_c = A_n \dot{\theta}(t) + B_n u \quad (3)$$

式中: $\theta(t)$ 为电机在 t 时刻的转角; $A_n = -\frac{B}{J}$; $B_n = \frac{K_A C_m}{J}$; $u = U_c$ 为控制器输入。

考虑 T_z 时,系统动态方程为

$$\ddot{\theta}(t) = A_n \dot{\theta}(t) + B_n u + D \quad (4)$$

式中: D 为不确定性的总和,其表达式为

$$D = \Delta A \dot{\theta}(t) + \Delta B u + (C_n + \Delta C) T_z \quad (5)$$

式中: $C_n = -\frac{1}{J}$; ΔA 、 ΔB 和 ΔC 分别为对应项的不确定量。

假设 D 有界,即对任意时刻 t , $|D| \leq \rho$ 恒成立, ρ 为不确定性的上界,为正常数。

对滑模控制器状态方程进行设计,根据实际的 PMDCTM 驱动系统,定义位置控制系统的状态变量 $x_1 = \theta$ 、 $x_2 = \dot{\theta} = \omega$,设计状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \ddot{\theta} = A_n \dot{\theta} + B_n u + D \end{cases} \quad (6)$$

定义 θ_{ref} 为控制器给定的角度信号,即理想位置。控制目标为使 θ 尽可能趋近于 θ_{ref} , $\dot{\theta}$ 尽可能趋近于 $\dot{\theta}_{\text{ref}}$ 。为了方便控制器对误差进行跟踪,定义角度误差跟踪系统状态变量,如式(7)所示:

$$\begin{cases} e_1 = \theta - \theta_{\text{ref}} \\ e_2 = \dot{e}_1 = \dot{\theta} - \dot{\theta}_{\text{ref}} \end{cases} \quad (7)$$

那么,基于误差的状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = A_n e_2 + B_n u + D - \ddot{\theta}_{\text{ref}} + A_n \dot{\theta}_{\text{ref}} \end{cases} \quad (8)$$

2 PMDCTM 控制系统设计

2.1 参数自适应非奇异终端滑模控制器设计

基于 ANSMC 的 PMDCTM 伺服控制系统框图如图 2 所示。

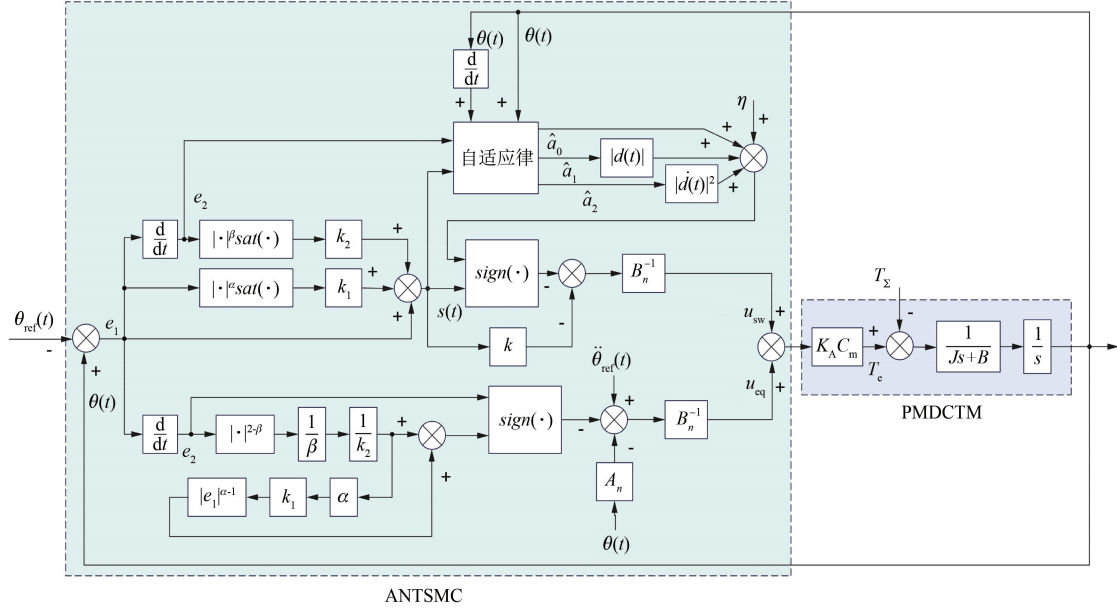


图 2 基于 ANSMC 的 PMDCTM 伺服控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of ANSMC-based PMDCTM servo control system

针对激光跟踪系统在使用场景中遇到的干扰测定难、参数调整难以及跟踪控制难的问题,采用 NTSMC,提高系统的收敛速度,避免因控制律发散导致的奇异性问题,使激光跟踪仪对于外部的不确定性干扰有较强的鲁棒性。首先对滑模面和控制律进行设计。

根据式(8),引入非奇异滑模面 s :

$$s = e_1 + k_1 |e_1|^{\alpha} \text{sat}(e_1) + k_2 |e_2|^{\beta} \text{sat}(e_2) \quad (9)$$

式中: k_1, k_2 为滑模参数,均为正常数; $1 < \beta < 2$; $\alpha > \beta$; $\text{sat}(\cdot)$ 为饱和函数,其表达式为

$$\text{sat}\left(\frac{x}{\varphi}\right) = \begin{cases} 1 & x > \varphi \\ \frac{x}{\varphi} & -\varphi < x < \varphi \\ -1 & x < -\varphi \end{cases}, \varphi \in \mathbb{R}^+ \quad (10)$$

文献[26]使用双曲正切函数来代替传统符号函数 $\text{sign}(\cdot)$,通过平滑滑模切换过程来削弱抖

振,受之启发,本文使用饱和函数以期实现相似的效果。当系统远离平衡状态时, $k_1 |e_1|^{\alpha} \text{sat}(e_1)$ 是相对于 $k_2 |e_2|^{\beta} \text{sat}(e_2)$ 更显著的误差项,起到使系统快速接近平衡状态的作用;当系统到达平衡状态后, $k_2 |e_2|^{\beta} \text{sat}(e_2)$ 确保系统在有限时间内收敛。

控制律分为等效控制律 u_{eq} 和切换控制律 u_{sw} 。 u_{eq} 作用于系统达到滑动模态后,用于维持系统状态沿滑模面稳定运动; u_{sw} 的主要作用是当系统偏离滑模面时施加非连续控制输入,将系统状态迅速驱动到滑模面,实现快速收敛。

假设系统到达滑模面,为了使其停留在滑模面上,不难推导出 $\dot{s}(t) = 0$ 是使系统状态轨迹停留在滑模面 $s(t) = 0$ 的必要条件。对 $s(t)$ 求导得:

$$\dot{s}(t) = e_2 + \alpha k_1 |e_1|^{\alpha-1} e_2 + \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \dot{e}_2 \quad (11)$$

忽略不确定性带来的影响,由式(11)可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= e_2 + \alpha k_1 |e_1|^{\alpha-1} e_2 + \\ &\beta k_2 |e_2|^{\beta-1} [A_n \dot{\theta}(t) - \ddot{\theta}_{\text{ref}}(t) + B_n u_{\text{eq}}] \quad (12) \\ \text{令 } \dot{s}(t) &= 0 \text{ 得,由式(12)可得 } u_{\text{eq}} \text{ 为} \\ u_{\text{eq}} &= \\ B_n^{-1} \left[-\frac{1}{\beta k_2} (1 + \alpha k_1 |e_1|^{\alpha-1}) |e_2|^{2-\beta} \text{sign}(e_2) - \right. \\ &\quad \left. A_n \dot{\theta}(t) + \ddot{\theta}_{\text{ref}}(t) \right] \quad (13) \end{aligned}$$

本文选择了一种自适应切换增益参数的控制律,并使用符号函数 $\text{sign}(\cdot)$ 作为切换控制项,通过施加相反的控制输入,当系统状态偏离滑模面时,使其向滑模面快速收敛。则, u_{sw} 为

$$u_{\text{sw}} = B_n^{-1} \{ -ks(t) - (D + \eta) \text{sign}[s(t)] \} \quad (14)$$

式中: η 为一个很小的正数; k 为切换增益,且 $k > 0$ 。

在激光跟踪系统的应用场景中, D 难以量化获得,文献[4]利用泰勒级数展开定理来估算 D 的上界,本文参照此思想,采用自适应控制来估计系统的不确定性,假设不确定性上界 ρ 只是包含角度位置和角速度的函数,如式(15)所示:

$$\rho = a_0 + a_1 |\theta(t)| + a_2 |\dot{\theta}(t)|^2 \quad (15)$$

式中: a_0 、 a_1 和 a_2 均为正数。

分别用 $\hat{a}_0$ 、 $\hat{a}_1$ 和 $\hat{a}_2$ 来估计 a_0 、 a_1 和 a_2 ,代入式(14), u_{sw} 变为

$$\begin{aligned} u_{\text{sw}} &= B_n^{-1} \{ -ks(t) - \\ &[\hat{a}_0 + \hat{a}_1 |\theta(t)| + \hat{a}_2 |\dot{\theta}(t)|^2 + \eta] \cdot \text{sign}[s(t)] \} \quad (16) \end{aligned}$$

综上,总控制律 u 为

$$\begin{aligned} u &= u_{\text{eq}} + u_{\text{sw}} = \\ B_n^{-1} \left\{ -\frac{1}{\beta k_2} (1 + \alpha k_1 |e_1|^{\alpha-1}) |e_2|^{2-\beta} \text{sign}(e_2) - \right. \\ &\quad \left. A_n \dot{\theta}(t) + \ddot{\theta}_{\text{ref}}(t) - ks(t) - \right. \\ &\quad \left. [\hat{a}_0 + \hat{a}_1 |\theta(t)| + \hat{a}_2 |\dot{\theta}(t)|^2 + \eta] \cdot \text{sign}[s(t)] \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

定义自适应误差 $\tilde{a}_0$ 、 $\tilde{a}_1$ 和 $\tilde{a}_2$:

$$\begin{cases} \tilde{a}_0 = \hat{a}_0 - a_0 \\ \tilde{a}_1 = \hat{a}_1 - a_1 \\ \tilde{a}_2 = \hat{a}_2 - a_2 \end{cases} \quad (18)$$

那么,参数的自适应律为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{a}_0}{dt} = \mu_0 |s| |e_2|^{\beta-1} \\ \frac{d\hat{a}_1}{dt} = \mu_1 |\theta(t)| |s| |e_2|^{\beta-1} \\ \frac{d\hat{a}_2}{dt} = \mu_2 |\dot{\theta}(t)|^2 |s| |e_2|^{\beta-1} \end{cases} \quad (19)$$

式中: μ_0 、 μ_1 和 μ_2 均为正常数。

定理 1 考虑具有未知参数的系统,使用式(19)推导的自适应律,当选取合适的参数时,参数误差与跟踪误差皆会收敛至零,系统会趋近并最终稳定于滑模面 s 。

证明 构造 Lyapunov 函数,如式(20)所示:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \beta k_2 \sum_{i=0}^2 \frac{1}{\mu_i} \tilde{a}_i^2 \quad (20)$$

对式(20)求导并将式(11)代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} + \beta k_2 \sum_{i=0}^2 \frac{1}{\mu_i} \tilde{a}_i \dot{\tilde{a}}_i = \\ &s(e_2 + \alpha k_1 |e_1|^{\alpha-1} e_2 + \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \dot{e}_2) + \\ &\beta k_2 \sum_{i=0}^2 \frac{1}{\mu_i} (\hat{a}_i - a_i) \dot{\hat{a}}_i \quad (21) \end{aligned}$$

将式(8)和式(17)代入式(21),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \{ Ds - ks^2 - \\ &[\hat{a}_0 + \hat{a}_1 |\theta(t)| + \hat{a}_2 |\dot{\theta}(t)|^2 + \eta] |s| \} + \\ &\beta k_2 \sum_{i=0}^2 \frac{1}{\mu_i} (\hat{a}_i - a_i) \dot{\hat{a}}_i \quad (22) \end{aligned}$$

将式(19)代入式(22),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \{ Ds - ks^2 - \\ &[\hat{a}_0 + \hat{a}_1 |\theta(t)| + \hat{a}_2 |\dot{\theta}(t)|^2 + \eta] |s| \} + \\ &\beta k_2 [(\hat{a}_0 - a_0) |s| |e_2|^{\beta-1} + \\ &(\hat{a}_1 - a_1) |s| |e_2|^{\beta-1} |\theta(t)| + \\ &(\hat{a}_2 - a_2) |s| |e_2|^{\beta-1} |\dot{\theta}(t)|^2] \quad (23) \end{aligned}$$

化简 $\dot{V}$ 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \{ Ds - \eta s - ks^2 - \\ &[a_0 + a_1 |\theta(t)| + a_2 |\dot{\theta}(t)|^2] |s| \} \quad (24) \end{aligned}$$

由式(15)可知, ρ 为 D 的上界,所以 $D \leq a_0 +$

$a_1 |\theta(t)| + a_2 |\dot{\theta}(t)|^2$, 则有:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \beta k_2 |e_2|^{\beta-1} \{ |D| |s| - |\eta| |s| - ks^2 - \\ &[a_0 + a_1 |\theta(t)| + a_2 |\dot{\theta}(t)|^2] |s| \} \leq \\ &\beta k_2 |e_2|^{\beta-1} [-\eta |s| - ks^2] \leq 0 \quad (25) \end{aligned}$$

由 Lyapunov 稳定性定理可知,系统的状态将渐进收敛于滑模面 $s(t)=0$ 。换言之,在不确定性干扰存在的情况下,系统状态依然能够收敛到滑模面,并最终稳定在滑模面上,可见参数自适应伺服系统具有较强的鲁棒性。

2.2 滑模面参数与收敛时间映射关系的 Lyapunov 稳定性推导

在跟踪仪的实际调试过程中,测试人员通常对收敛时间非常敏感。因此,如何快速调整收敛时间并使其达到一个令人满意的值,成为工程实际中的一个关键问题。由于本文设计的 ANTSMC 的参数较为繁多,本文选择参数较少的滑模面 s 中的参数作为研究重点。

对于式(9)给出的滑模面 s ,当系统达到平衡状态时,由状态空间表达式可知 $\dot{e}_1=e_2$ 。

引理 1^[27] 对于具有下列形式的非线性系统: $\dot{x}=f(x,u)$, $f(0)=0$, $x \in \mathbb{R}^n$, 若关于 x 的连续函数 $V(x)$ 的一阶非线性不等式满足:

$$\dot{V}(x) + \kappa V^\nu(x) \leq 0 \quad (26)$$

则,对于任意给定初值 $V[x(t_0)]$, $V(x)$ 能够在有限时间内收敛至平衡点,且收敛时间满足:

$$t \leq \frac{V^{1-\nu}[x(t_0)]}{\kappa(1-\nu)} \quad (27)$$

式中: $V(x)$ 为关于状态 x 的 Lyapunov 函数; $\kappa \in \mathbb{R}$; $0 < \nu < 1$ 。

定理 2 对于存在不确定性干扰的 PMDCTM 控制系统,若控制律满足式(17),那么角度跟踪误差会在理想情况下的理论有限时间内收敛至零。

证明 系统的收敛时间分为两个阶段,第一阶段是滑动变量的收敛阶段,滑模存在的基本定律为

$$\frac{d}{dt}s^2 < \eta_1 |s|, \eta_1 \in \mathbb{R}^+ \quad (28)$$

由式(28)可知,系统经过有限时间 t_1 一定可以到达滑模面。下面主要分析跟踪误差 e 在收敛阶段所需的时间 t_2 。

在第二阶段中, $s=0$, 则有:

$$e_1 + k_1 |e_1|^\alpha \text{sat}(e_1) + k_2 |e_2|^\beta \text{sat}(e_2) = 0 \quad (29)$$

构造基于跟踪误差 e 的 Lyapunov 函数 V_e :

$$V_e = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (30)$$

对 V_e 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= e_1 \dot{e}_1 = e_1 e_2 = -k_2^{-\frac{1}{\beta}} e_1 (e_1 + k_1 e_1)^\alpha \leq \\ &= -\sqrt{2} \frac{|e_1|}{\sqrt{2}} k_2^{-\frac{1}{\beta}} (|e_1| + k_1 |e_1|)^\alpha = \\ &= -\sqrt{2} k_2^{-\frac{1}{\beta}} (|e_1| + k_1 |e_1|)^\alpha V_e^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (31)$$

因此,根据引理 1 可知,在理想情况下,角度跟踪误差 e_1 在滑模面 s 上经过时间 t_2 会收敛至零,将 e_1 的初值表示为 $e_1(t_0)$, 则 t_2 满足:

$$t_2 \leq \frac{\sqrt{2} V_e^{\frac{1}{2}}(t_0)}{|e_1(t_0)|^\alpha} \cdot \frac{k_2^{\frac{1}{\beta}}}{(1+k_1)^\alpha} \quad (32)$$

综上,当滑模面为 s 时,系统会在有限时间 $t_r=t_1+t_2$ 内收敛。并且,收敛时间与滑模参数 k_1 、 k_2 有关,当 k_1 增大时,跟踪误差收敛快;当 k_2 增大时,则会延长系统到达平衡所需的时间。

3 仿真分析

为了验证本文所提 ANTSMC 方法的有效性,基于 Matlab/Simulink 进行仿真,对传统的 PID 控制、NTSMC 与本文所提 ANTSMC 进行对比分析。电机参数如表 1 所示。

表 1 激光跟踪仪方位轴电机物理参数

Tab. 1 Physical parameters of azimuth axis motor of laser tracker

参数名称	参数值
轴系总转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.032 28
阻尼系数 B	0.618
连续堵转转矩 $T_c/(\text{N} \cdot \text{m})$	2.5
连续堵转电流 I_c/A	2
峰值堵转转矩 $T_p/(\text{N} \cdot \text{m})$	5.3
峰值堵转电流 I_p/A	4.25
驱动器跨导率 K_A	0.8

为了控制变量、减少其他无关因素的干扰,提高本文结论的可靠性,设置 NTSMC 的滑模面与本文所提 ANTSMC 的滑模面一致,仅在自适应律的有无上与 ANTSMC 存在差异。传统 PID 控制器、非奇异终端滑模控制器以及本文所设计的自适应非奇异终端滑模控制器参数如表 2 所示。

表 2 仿真用控制器参数

Tab. 2 Controller parameters for simulation

参数名称	参数值	参数名称	参数值
PID	K_p 0.087	α 2	
	K_i 0.051	β 5/3	
	K_d 1.25	η 0.5	
NTSMC	α 2	k_1 15	
	β 5/3	k_2 1	
	η 0.5	k 100	
	k_1 15	μ_0 100	
	k_2 1	μ_1 1	
	k 100	μ_2 0.1	
		ANTSMC	

设置两种输入信号:幅值为 1°的阶跃信号,在 1 s 时突加频率为 1 Hz 正弦波负载扰动(输入信号 1);幅值为 10°、频率为 0.2 Hz 的正弦信号(输入信号 2)。通过仿真对比验证 PMDCTM 控制系统的跟踪性能和鲁棒性。

在输入信号 1 下,三种控制方法的系统位置跟踪曲线如图 3 所示,角度跟踪误差曲线如图 4 所示。

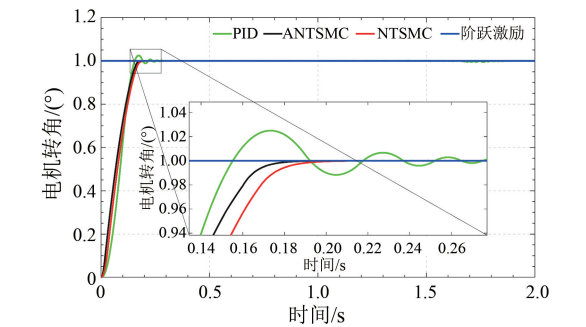


图 3 阶跃输入时 PID 控制、NTSMC 和 ANTSMC 下的系统位置跟踪曲线

Fig. 3 System position tracking curves under PID control, NTSMC ,and ANTSMC with step input

由图 3 可知,虽然传统 PID 控制能够使电机更快到达目标位置,但存在一定的超调和振荡,直到约 0.22 s 时系统才完全稳定。相比之下,ANTSMC 在动态响应方面表现更优,0.17 s 时就进入稳态阶段,且到达稳态后的抖振极小。由图 4 可知,ANTSMC 在受到扰动后的位置波动最小。综上,与传统 PID 控制和 NTSMC 相比,本文所提 ANTSMC 展现了更优的跟踪性能和鲁棒性。

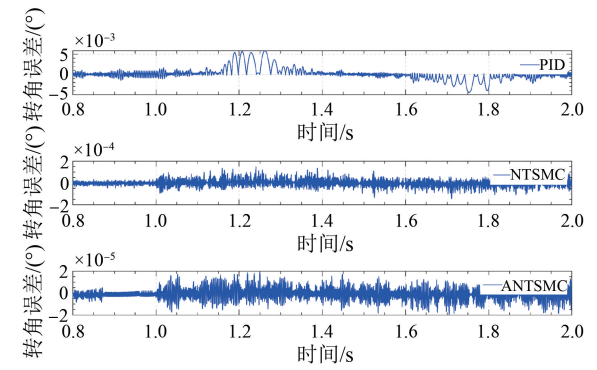


图 4 阶跃输入时 PID 控制、NTSMC 和 ANTSMC 下的系统角度跟踪误差曲线

Fig. 4 System angular tracking error curves under PID control, NTSMC, and ANTSMC with step input

在输入信号 2 下,三种控制方法的系统位置跟踪曲线如图 5 所示,角度跟踪误差曲线如图 6 所示。

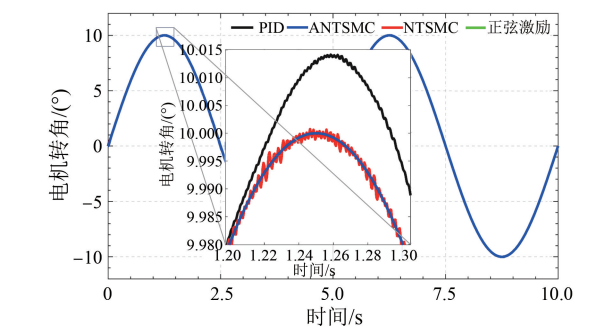


图 5 正弦波输入时 PID 控制、NTSMC 和 ANTSMC 下的系统位置跟踪曲线

Fig. 5 System position tracking curves under PID control, NTSMC, and ANTSMC with sinusoidal input

由图 5 的波峰处局部放大图可以看出,采用 ANTSMC 的位置跟踪曲线与给定信号曲线几乎完全重合,而 PID 控制和 NTSMC 的位置跟踪曲线则呈现上下波动。由图 6 可知,采用 ANTSMC 的位置跟踪误差最小,且在 0.18 s 左右误差趋于稳定,同时抖振现象显著减弱。结果表明,ANTSMC 能够有效地估计 PMDCTM 伺服系统中的不确定性。综上所述,ANTSMC 在提高跟踪精度和抑制抖振现象方面表现出显著的优势。

为了验证系统收敛时间与滑模面参数的映射关系,系统输入幅值为 1°的阶跃信号,只改变 k_1 、 k_2 的值,自适应非奇异终端滑模控制器其他参数保持不变,观察并记录系统收敛时间,结果如表 3 所示。

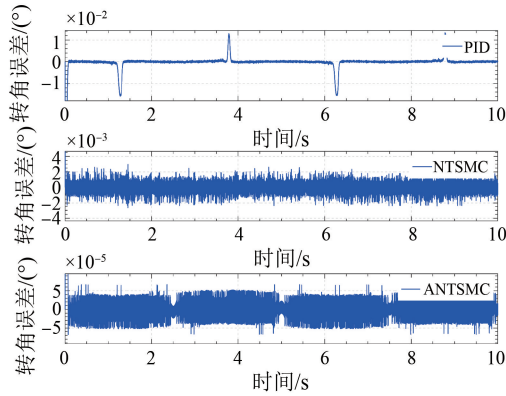


图6 正弦波输入的PID控制、NTSMC和ANTSMC下的系统角度跟踪误差曲线

Fig. 6 System angular tracking error curves under PID control, NTSMC, and ANTSMC with sinusoidal input

表3 滑模面参数与收敛时间关系表

Tab. 3 Relationship between sliding mode surface parameters and convergence time

k_1	k_2	收敛时间 t_r/s
1	1	0.23
10	1	0.17
30	1	0.16
10	0.5	0.16
10	1	0.17
10	2	0.33

基于表3数据可得滑模面参数与收敛速度的量化映射关系:当 $k_1=10$ 时,随着 k_2 从0.5递增至2,系统收敛时间从0.16 s递增至0.33 s,呈现显著的正相关趋势;当 $k_2=1$ 时,随着 k_1 从1递增至30,收敛时间从0.23 s降至0.16 s,证实 k_1 对收敛时间有负向调节的作用。利用Matlab最小二乘曲线拟合工具(lsqcurvefit算法,置信度95%),选用6组 k_1 、 k_2 数据,建立参数-收敛时间显式模型,如式(33)所示:

$$\begin{cases} t_r \propto \frac{0.302}{(1+k_1)^{\frac{6}{5}}} + b_1 \\ t_r \propto 0.1543 \cdot k_2^{\frac{3}{5}} + b_2 \end{cases} \quad (33)$$

式中: b_1 、 b_2 为常数。

对比式(32)理论表达式的结构特征,可见式(33)满足收敛时间与滑模面参数的单调关系,映射关系得到初步验证。

4 试验验证

在激光跟踪仪实际工况中,系统持续受到信号噪声、平台振动及电机非线性摩擦等多场耦合干扰^[28]。为验证本文控制策略的实际性能,基于自主研发的激光跟踪仪样机搭建试验平台,该平台采用模块化架构,如图7所示。试验平台的设计充分模拟了真实工业场景的动态特性。

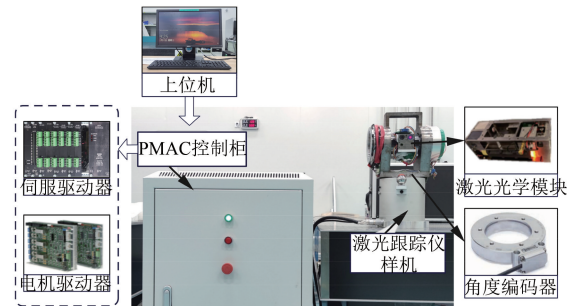


图7 激光跟踪仪试验装置

Fig. 7 Experimental setup of laser tracker

跟踪仪样机采用二维正交轴系构成立体定位基准,由方位轴与俯仰轴组成精密运动系统,各轴均由高精度角度编码器、激光光学模块以及高转矩直流力矩电机三类功能单元构成。控制架构中,增强型可编程多轴控制器(Power Programmable Multi-Axis Controller, Power PMAC)板卡包含多轴联动运动控制器ACC-24E3与数模信号转换器ACC-28E两大子系统,通过嵌入式处理芯片实时解析编码器及光学模块的传感数据。上位机基于Ethernet工业总线与控制器建立高速通信信道,采样频率为10 kHz,完成运动指令下发与动态响应数据的全双工交互。

试验平台采用Power PMAC IDE构建高精度位置闭环控制架构,基于C语言模块化编程实现图2所示的自适应非奇异终端滑模控制律;电机转角数据通过绝对式角度编码器实时采集,配合四读数头进一步消除测量误差,原始信号经4 096倍电子细分电路处理提升相位分辨率,最终可实现0.005"的控制分辨率^[29],编码器采样频率为3 MHz。

针对实际连续系统因传感器数据采样与控制器离散执行产生的离散化问题,在Power PMAC中采用后向差分方法实现数值离散化处理,保证

了离散模型的稳定性与计算精度。通过试验对传统 PID 控制、NTSMC 以及本文所设计的 ANTSMC 进行对比,试验用控制器参数如表 4 所示。控制对象为激光跟踪仪方位轴 PMDCTM。

表 4 试验用控制器参数

Tab. 4 Controller parameters for tests						
参数名称		参数值	参数名称		参数值	
PID	K_p	0.007 9	ANTSMC	α	2	
	K_i	0.004 8		β	5/3	
	K_d	3.35		η	0.5	
NTSMC	α	2		k_1	35	
	β	5/3		k_2	0.8	
	η	0.5		k	3 000	
	k_1	10		μ_0	100	
	k_2	1		μ_1	1	
	k	1 000			μ_2	0.1

4.1 伺服系统动态性能验证

本试验采用幅值为 1° 的阶跃指令作为激励信号,验证伺服控制系统在时域的暂态响应特性与稳态调节精度。测量跟踪仪方位轴电机转角曲线,试验结果如图 8 所示。

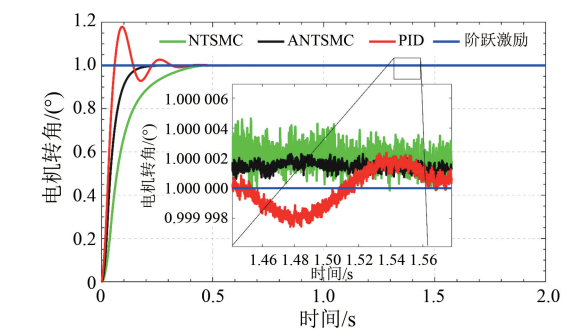


图 8 阶跃输入时 PID 控制、NTSMC、ANTSMC 下的方位轴电机转角曲线

Fig. 8 Rotation angle curves of azimuth axis motor with PID control, NTSMC, and ANTSMC with step input

根据图 8,比较三种控制的调节时间(2% 允许公差带)与稳态误差,可以看出,ANTSMC 展现出优越的动态与稳态性能,收敛时间仅为 0.155 s,并且在系统进入稳态后,其抖振最小;NTSMC 的收敛时间为 0.263 s;传统 PID 控制因为积分饱和以及噪声敏感问题,不仅收敛时间长达 0.46 s,且呈现持续波动。结果表明,ANTSMC 通过自适应律动态估计扰动不确定性,

显著提升了伺服系统的系统响应速度和稳态精度。

4.2 ANTSMC 参数优化设计下的收敛时间观测试验

为验证本文所提系统收敛时间与滑模面参数 k_1 、 k_2 的关系,采用幅值为 1° 的阶跃信号作为方位轴电机的输入,采用 ANTSMC,通过调整 k_1 和 k_2 ,观测 k_1 和 k_2 对系统阶跃响应收敛时间的影响。为方便记录,收敛时间定义为阶跃响应首次进入并持续停留在目标值允许公差带±2% 内的起始时刻。试验结果如图 9 所示,不同参数配置下阶跃响应收敛时间如表 5 所示。

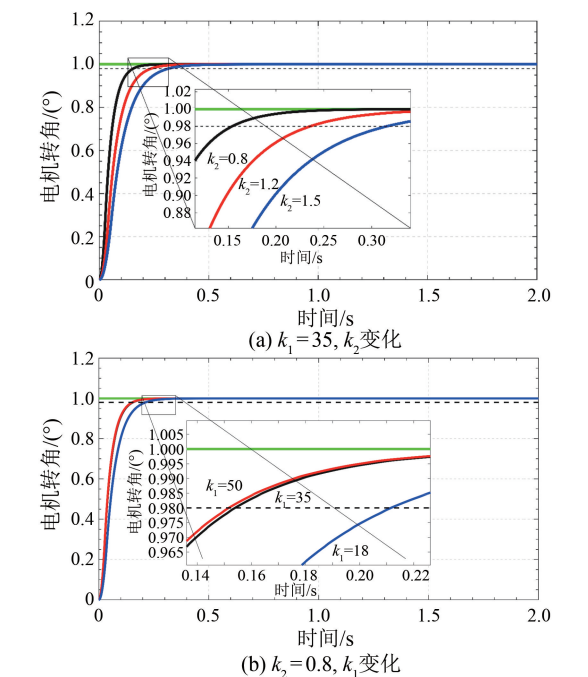


图 9 不同滑模面参数下的 ANTSMC 阶跃响应

Fig. 9 Step response of ANTSMC with different sliding mode surface parameters

表 5 不同滑模面参数下的 ANTSMC 阶跃响应收敛时间

Tab. 5 Convergence time of step response of ANTSMC with different parameters

k_1	k_2	收敛时间 t_r/s
35	0.8	0.16
35	1.2	0.23
35	1.5	0.31
50	0.8	0.15
35	0.8	0.16
18	0.8	0.21

由表 5 可知,当 k_2 固定时, k_1 增大使响应上升速率提升,收敛时间由 0.21 s 缩短至 0.15 s; 当 k_1 固定时, k_2 增大导致动态过程阻尼增强,使响应上升速率降低,收敛时间由 0.16 s 延长至 0.31 s。数据分析表明,收敛时间与滑模面参数存在显著关联性。 k_1 对收敛时间具有负向调节作用,增大 k_1 直接强化误差项的反馈增益,使系统更快进入滑模运动阶段; k_2 对收敛时间具有正向关联作用,增大 k_2 会提高微分项的权重,加剧振荡,系统到达稳态所需的时间更长。

4.3 换向扰动鲁棒性测试

为验证本文所提 ANTSMC 在动态扰动抑制与鲁棒性方面的优越性,设计方位轴斜坡响应对比试验。

方位轴电机斜坡输入信号如图 10 所示,其跟踪幅值为 20° 、斜率为 $20^\circ/\text{s}$,且分别在 1 s、2 s 和 3 s 时换向。换向时,因 PMDCTM 换向力矩脉冲及非线性摩擦突变,系统将受阶跃力矩的干扰。通过对比传统 PID 控制、NTSMC 和 ANTSMC 三种控制方法的瞬时跟踪误差峰值 E_p 和跟踪误差标准差 E_σ ,来量化评估其扰动抑制性能,试验结果如图 11 和表 6 所示。

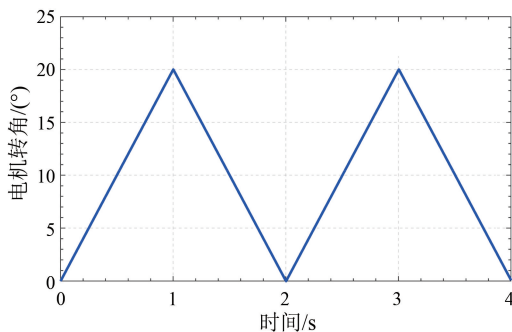


图 10 方位轴电机斜坡输入信号

Fig. 10 Ramp input signal of azimuth axis motor

由图 11 和表 6 可知,传统 PID 控制因积分环节产生相位滞后效应,在电机换向时呈现显著跟踪滞后;NTSMC 虽通过滑模切换控制项抑制了稳态抖振,但固定切换增益导致换向阶段仍有较高的抖振幅值;ANTSMC 通过自适应律实时对扰动进行补偿,使 E_σ 降低至 $0.000\ 45^\circ$,同时使换向扰动下的 E_p 降低至 0.221° 。试验结果充分验证了 ANTSMC 对于非线性扰动的强鲁棒性。

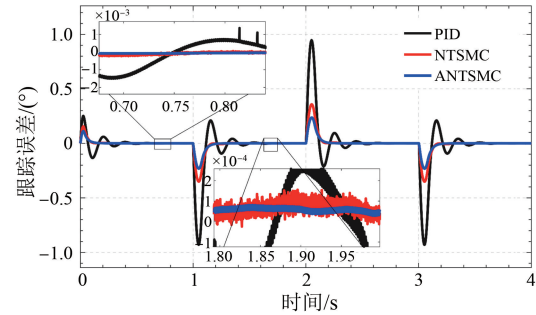


图 11 斜坡输入时的三种控制方法的跟踪误差曲线对比

Fig. 11 Comparison of tracking error curves using three control methods with ramp input

表 6 存在换向扰动时方位轴电机的动态响应参数

Tab. 6 Dynamic response parameters for azimuth axis motor under commutation disturbance

控制方法	$E_p/(\circ)$	$E_\sigma/(\circ)$
PID	0.957	0.23
NTSMC	0.352	0.003 4
ANTSMC	0.221	0.000 45

5 结语

针对激光跟踪仪 PMDCTM 伺服系统在传统 PID 控制下存在的轨迹跟踪精度不足及高频抖振显著等问题,本文提出一种基于 NTSMC 与自适应律相结合的新型复合控制策略。通过设计分数阶变速趋近律,改进了传统终端滑模的奇异点缺陷,并且采用饱和函数替代符号函数,显著削弱了控制量的高频切换振荡。为进一步增强控制系统的鲁棒性,设计了自适应切换增益对控制律进行实时补偿,实现对稳态误差的渐近抑制。最后,利用 Lyapunov 稳定性理论,建立了滑模面参数与收敛时间的显式映射关系,为工程现场实施伺服增益调校提供了明确的参数配置规则。

通过 Power PMAC 平台进行试验验证,结果表明:阶跃输入下,基于 ANTSMC 的 PMDCTM 位置环收敛时间较 NTSMC 缩短 41.2%,较 PID 控制缩短 66.3%;在跟踪仪方位轴电机换向的应用场景中,基于 ANTSMC 的 PMDCTM 位置环瞬时跟踪误差峰值较 NTSMC 缩小 37.2%,较 PID 控制缩小 76.9%,且到达稳态后的抖振大幅减小。综上所述,基于 ANTSMC 的 PMDCTM 位置环控制方法有

效提升了系统的动态响应能力,增强了系统的抗干扰能力,提高了系统鲁棒性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

张弛进行了方案设计、仿真以及论文撰写;张弛、何韬进行了试验研究;奚学程、袁锦春进行了理论指导、研究方案的制定;张弛、何韬进行了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, simulation, and paper writing were carried out by Zhang Chi. The experimental study was conducted by Zhang Chi and He Tao. Theoretical guidance, research plan design were carried out by Xi Xuecheng and Yuan Jinchun. The manuscript was revised by Zhang Chi and He Tao. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 李海涛, 徐曙磊, 王雅雯, 等. 基于外部实物标准的激光跟踪仪基站标定原理及方法研究[J/OL]. 中国机械工程, 2024-12-13. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1294.TH.20241212.1627.026.html>.
- LI H T, XU S L, WANG Y W, et al. Research on calibration principle and method of laser tracker base station based on external physical standard [J/OL]. China Mechanical Engineering, 2024-12-13. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1294.TH.20241212.1627.026.html>.
- [2] 董登峰, 周维虎, 纪荣祎, 等. 激光跟踪仪精密跟踪系统的设计[J]. 光学精密工程, 2016, 24(2): 309-318.
- DONG D F, ZHOU W H, JI R Y, et al. Design of precise tracking system of laser tracker [J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(2): 309-318.
- [3] 周维虎, 丁蕾, 王亚伟, 等. 光束平差在激光跟踪仪系统精度评定中的应用[J]. 光学精密工程, 2012, 20(4): 851-857.

- ZHOU W H, DING L, WANG Y W, et al. Application of bundle adjustment to accuracy evaluation of laser tracker [J]. Optics and Precision Engineering, 2012, 20(4): 851-857.
- [4] 付东学, 赵希梅. 永磁直线同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 717-723.
- FU D X, ZHAO X M. Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 717-723.
- [5] 张超硕, 储剑波. 基于增量模型的PMSM鲁棒性模型预测控制算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 21-32.
- ZHANG C S, CHU J B. Research on robust model predictive control method of PMSM based on incremental model [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(7): 21-32.
- [6] 张萌, 蓝益鹏. 直线同步电动机磁悬浮系统区间二型模糊控制的研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(5): 1-7.
- ZHANG M, LAN Y P. Research on interval type-2 fuzzy control for magnetic levitation system of linear synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(5): 1-7.
- [7] 刘洋, 赵凯岐. 基于神经网络的双闭环伺服系统自适应控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 22-29.
- LIU Y, ZHAO K Q. Adaptive control of double closed-loop servo system based on neural network [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7): 22-29.
- [8] 王健, 蓝益鹏. 基于Lyapunov稳定性理论的电励磁直线同步电机自适应控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(5): 7-17.
- WANG J, LAN Y P. Adaptive control of electrically excited linear synchronous motor based on Lyapunov stability theory [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(5): 7-17.
- [9] SAFAEI A, MAHYUDDIN M N. Adaptive model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system [J]. IEEE Access, 2018, 6: 4266-4275.
- [10] ZHANG Y C, JIN J L, HUANG L L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model [J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.
- [11] 马毓敏, 赵南南, 刘金颂, 等. 永磁直驱风力发电机非奇异终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 86-94.
- MA Y M, ZHAO N N, LIU J S, et al. Permanent magnet direct drive wind generator control based on non-singular terminal sliding mode [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(3): 86-94.
- [12] 雷子奇, 赵朝会, 顾萍萍, 等. 基于自适应增益的永磁同步电机转速环无模型滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 81-92.
- LEI Z Q, ZHAO C H, GU P P, et al. Model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed loop based on adaptive gain [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 81-92.
- [13] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [14] 李迎杰, 刘曙光, 刘旭东. 基于非奇异终端滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 1-7.
- LI Y J, LIU S G, LIU X D. Sensorless control of brushless DC motor based on non-singular terminal sliding mode observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(3): 1-7.
- [15] 徐驰, 赵希梅. 永磁直线同步电动机智能递归非奇异终端滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(7): 1242-1250.
- XU C, ZHAO X M. Intelligent recursive nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(7): 1242-1250.
- [16] YU X H, FENG Y, MAN Z H. Terminal sliding mode control-an overview [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2021, 2: 36-52.
- [17] XIA J Y, OUYANG H M. Chattering free sliding-mode controller design for underactuated tower cranes with uncertain disturbance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4963-4975.
- [18] YIN J, YOU S, LEE Y, et al. Chattering attenuation disturbance observer for sliding mode control: Application to permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(5): 5161-5170.
- [19] SUN B Q, GE X W, SUN Y B. Dynamical integral sliding mode control for permanent magnet ring torque motor [J]. Advanced Materials Research, 2011, 383-390: 799-804.
- [20] GHAEBI PANAH P, ATAIEI M, MIRZAEIAN B, et al. A robust adaptive sliding mode control for PMLSM with variable velocity profile over wide range [J]. Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, 2015, 10(9): 997-1006.
- [21] TRAN M D, KANG H J. Nonsingular terminal sliding mode control of uncertain second-order nonlinear systems [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2015, 1: 181737.
- [22] 康尔良, 于浩天, 韩康玮. 永磁同步电机非线性增益非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 73-81.
- KANG E L, YU H T, HAN K W. Nonlinear gain non-singular fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(5): 73-81.
- [23] WANG Y Q, FENG Y T, ZHANG X G, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
- [24] FENG Y, YU X H, HAN F L. On nonsingular terminal sliding-mode control of nonlinear systems [J]. Automatica, 2013, 49(6): 1715-1722.
- [25] 主父冠峰, 王树波. 永磁同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制[J/OL]. 控制理论与应用, 2024-02-22. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1240.TP.20240220.1604.002.html>.
- ZHUFU G F, WANG S B. Adaptive non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [J/OL]. Control Theory & Applications, 2024-02-22. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1240.TP.20240220.1604.002.html>.
- [26] XU B, ZHANG L, JI W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.

- [27] SHAO K, ZHENG J C, HUANG K, et al. Finite-time control of a linear motor positioner using adaptive recursive terminal sliding mode [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(8): 6659-6668.
- [28] 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]. Optics and Precision Engineering, 2024, 32(14): 2200-2210.
- [29] 李强, 刘宏伟, 何韬, 等. 多通道光栅莫尔信号实时细分与等分平均技术研究[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(9): 189-196.
- LI Q, LIU H W, HE T, et al. Study on real-time subdivision and equal division averaging technology for multi-channel grating moiré signals [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(9): 189-196.

收稿日期:2025-02-19

收到修改稿日期:2025-03-13

作者简介:

张 弛(2000-),男,硕士研究生,研究方向为精密电机运动控制,18601762685@163.com;

* 通信作者:奚学程(1973-),男,博士,副教授,研究方向为航空发动机智能制造、电火花加工及数控系统,xcxi@sjtu.edu.cn。