

# 控制与决策

Control and Decision

## 基于预设时间滑模的多直线电机系统位置协同控制

许德智, 牟泮龙, 潘庭龙, 张清越, 叶宇剑, 花为

引用本文:

许德智, 牟泮龙, 潘庭龙, 等. 基于预设时间滑模的多直线电机系统位置协同控制[J]. 控制与决策, 2026, 41(5): 1299-1309.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2025.0204>

---

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### [基于协同控制的串联超级电容电压均衡策略](#)

Voltage equalization strategy for series-connected ultracapacitors based on cooperative control

控制与决策. 2021, 36(8): 1997-2001 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1736>

#### [基于时间延时估计和自适应模糊滑模控制器的双机械臂协同阻抗控制](#)

[Coordinated impedance control for dual-arm robots based on time delay estimation and adaptive fuzzy sliding mode controller](#)

控制与决策. 2021, 36(6): 1311-1323 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1701>

#### [多航天器系统分布式固定时间输出反馈姿态协同跟踪控制](#)

Distributed fixed-time output feedback attitude coordination tracking control for multiple rigid spacecraft

控制与决策. 2021, 36(5): 1049-1058 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0968>

#### [分布式多无人机的时变编队非线性控制设计](#)

Time-varying formation nonlinear control of distributed multiple UAVs

控制与决策. 2021, 36(10): 2490-2496 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0136>

#### [基于反演算法的严格反馈非线性系统固定时间跟踪控制](#)

Fixed-time tracking control for strict-feedback nonlinear systems based on backstepping algorithm

控制与决策. 2021, 36(1): 173-179 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0658>

# 基于预设时间滑模的多直线电机系统位置协同控制

许德智<sup>1†</sup>, 牟泮龙<sup>2</sup>, 潘庭龙<sup>2</sup>, 张清越<sup>3</sup>, 叶宇剑<sup>4</sup>, 花 为<sup>1</sup>

- (1. 东南大学 电动载运技术教育部工程研究中心, 南京 210096;  
2. 江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122; 3. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116;  
4. 东南大学 电气工程学院, 南京 210096)

**摘要:** 多电机协同控制系统的跟踪性能和同步性能是评估工业过程中安全性和可靠性的关键指标, 通过创新性地设计基于预设时间滑模控制方法的改进跟踪算法, 在动态不确定条件下实现多电机系统的高精度跟踪控制与同步误差最小化。首先, 设计预设时间滑模控制器使综合误差在预设时间内收敛到零邻域, 同时设计非线性干扰观测器观测系统扰动并前馈给控制器。为了解决奇异性问题, 使用控制律切换方法使系统稳定后的控制器不再依赖时间。仿真和实验对比结果表明, 所提出的方法能够有效实现多电机系统的协同跟踪一致性。

**关键词:** 多智能体; 协同控制; 非线性干扰观测器; 预设时间滑模控制; 多直线电机系统

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2025.0204

引用格式: 许德智, 牟泮龙, 潘庭龙, 等. 基于预设时间滑模的多直线电机系统位置协同控制 [J]. 控制与决策, 2026, 41(5): 1299-1309.

## Prescribed-time sliding mode control for position consensus of multi-linear motor systems

XU De-zhi<sup>1†</sup>, MU Pan-long<sup>2</sup>, PAN Ting-long<sup>2</sup>, ZHANG Qing-yue<sup>3</sup>, YE Yu-jian<sup>4</sup>, HUA Wei<sup>1</sup>

- (1. Engineering Research Center of Electrical Transport Technology of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China; 2. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China; 3. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China; 4. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** The tracking and synchronization performance of multi-motor systems are critical for industrial safety and reliability. This study proposes a prescribed-time sliding mode control method to achieve high-precision tracking and minimize synchronization errors under dynamic uncertainties. Firstly, a prescribed-time sliding mode controller (PTSMC) is designed to ensure convergence of composite errors to the vicinity of zero within a predefined time interval, while a nonlinear disturbance observer (NDO) is developed to estimate system disturbances and provide feedforward compensation to the controller. Furthermore, a control law switching strategy is introduced to eliminate singularity issues, ensuring that the controller becomes time-independent once system stability is achieved. Comparative simulation and experimental studies demonstrate that the proposed approach effectively achieves consistent coordinated tracking performance in multi-motor systems.

**Keywords:** multi-agent; cooperative control; NDO; PTSMC; multiple linear motor systems

## 0 引言

永磁直线同步电机 (PMLSM) 是一种将电能直接转换成直线运动机械能的电力驱动装置, 在工业应用的过程中也是直驱式伺服系统的重要组成部分。该电动机包括永磁体、导轨、初级和次级等结构, 工作原理与传统旋转电机类似, 通过磁场与永磁体之

间的耦合作用进行工作。与旋转电机相比, 直线电机没有滚珠丝杠、齿条等复杂的机械传动部件, 因此不存在摩擦和弹性变形等问题, 可以实现工业自动化过程中的亚微米甚至纳米级精度定位<sup>[1-2]</sup>。此外, 直线电机具有快速的动态响应能力, 可满足高速自动化生产线快速启停动作和频繁加减速的要求, 从而提

收稿日期: 2025-02-27; 录用日期: 2025-09-13.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62222307); 江苏省自然科学基金项目 (BK20211235).

责任编委: 孙宗耀.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: xudezhi@seu.edu.cn.

高生产效率<sup>[3]</sup>. 直线电机已在数控机床、半导体制造设备、物流存储系统、工业机器人以及新能源汽车制造中得到广泛应用.

近年来, 集成电路和高端芯片产业发展迅速. 随着硬件设备的不断发展, 此前仅限于软件仿真实验的复杂控制算法可以广泛应用在实际工业生产中. 特别是在电机控制算法研究中, 多智能体协同控制算法<sup>[4]</sup>的研究推动了多电机协同控制系统应用场景下解决方案的开发. 多智能体协同控制算法根据不同的应用场景有多种分类, 主流的研究方法包括一致性算法<sup>[5-6]</sup>、分布式协同优化算法<sup>[7-8]</sup>和基于博弈论的协同控制算法<sup>[9-10]</sup>. 一致性算法通过相邻智能体之间的信息交互和控制策略的相互配合实现多个智能体状态或输出的一致性. 分布式协同优化算法会将任务拆分, 分配给各智能体独立完成, 最终寻求满足系统整体性能要求的最佳解决方案. 基于博弈论的协同控制算法将智能体视为游戏中的参与者, 控制思路是迫使每个智能体实现单一任务的利益最大化, 同时通过制定适当的游戏规则和策略实现系统最终要求的合作目标. 传统的控制算法在实际应用中具有很强的鲁棒性, 并且在电机控制中表现出良好的稳定性. 因此, 多智能体控制算法经常与传统控制算法结合, 以实现多个电机之间的协同操作. 主要传统的控制算法包括 PI 控制<sup>[11]</sup>、模型预测控制 (MPC)<sup>[12]</sup>、滑模控制 (SMC)<sup>[13]</sup>等. 为应对外部干扰和不确定性对控制系统性能的影响, 文献 [14] 结合自适应滑模控制 (ASMC) 与滑模扰动观测器 (SMDO) 来提升鲁棒性; 文献 [15] 在此方向上进一步发展, 将基于干扰观测器的积分滑模 (DOB-ISM) 复合方案用于反馈抗干扰控制, 有效抑制干扰并减小抖振; 文献 [16] 融合了滑模扰动观测器和可变增益分数阶超扭曲滑模控制, 提出了一种非线性速度控制方法. 此外, 对于系统运行期间存在的大量干扰问题, 文献 [17] 设计了一种有限时间收敛的一致性控制器; 文献 [18] 则更进一步, 利用主动抗干扰控制 (AADC) 方法研究了高阶多智能体系统在不匹配干扰和未知状态下有限时间输出一致性的问题. 在提升控制系统的收敛速度和精度目标方面, 文献 [19] 针对具有外部有界干扰和状态约束的多智能体系统, 提出了一种固定时间收敛的分布式控制算法; 文献 [20] 通过引入基于滑模面的可变速率项来增强传统指数趋近律, 并根据系统状态动态调整趋近速度, 显著提升了适应性和鲁棒性, 解决了传统方法适应性差和鲁棒性差的问题; 文献 [21] 在分布式控制器设计中引入一种新型非奇异预设时间滑模面, 确保系统状态在预设

时间内跟踪目标, 与文献 [19] 中采用的固定时间滑模控制和文献 [17-18, 20] 中的有限时间收敛形成对比. 除此之外, 在其他控制策略创新方面, 文献 [22] 采用无差拍预测控制 (DBPC) 替代传统 PI 控制器以简化电流环结构; 文献 [23] 针对线性离散时间系统提出了一种迭代比例积分 (IPI) 区间估计策略, 旨在提升状态或误差的估计精度.

现代工业生产过程中, 电机的分布式独立控制已无法满足高质量生产的需求. 越来越多的应用场景要求各电机之间能够协同工作, 相互配合完成日益复杂的生产需求. 多电机协同运行的准确性、快速性和稳定性变得越来越重要. 在此背景下, 本文提出一种针对多电机位置协同控制的预设时间控制算法, 其目的是使系统内的每个电机都具有良好的位置跟踪以及同步运动的能力. 本研究的主要贡献如下:

1) 设计一种独特的滑模面和控制律, 引入基于时间的自适应增益律. 该自适应律并非恒定或缓慢变化, 而是随时间函数动态调整增益大小, 该方法能够主动在预设时间内加速驱动系统状态轨迹, 使其快速收敛至目标状态附近的预定紧致邻域内. 此设计能有效处理系统内部参数变化和外部有界干扰, 确保收敛性能的鲁棒性. 该方法区别于传统持续自适应的控制器, 本文设计的关键创新点在于状态邻域收敛后的控制器行为: 一旦系统状态在预设时间达到并稳定在目标邻域内, 控制器参数就被智能冻结, 此冻结机制使控制器过渡为一个计算复杂度极低的静态状态反馈控制器. 该控制器输出仅依赖于实时系统状态, 能够极大降低控制器的实时在线计算负担, 特别适用于计算资源受限的嵌入式实时平台, 同时理论分析证明该转换过程能严格维持闭环系统的稳定性.

2) 采用阶梯式验证框架, 利用 Matlab/Simulink 精确构建多直线电机系统的动态仿真模型, 充分考虑关键特性 (电磁推力波动、摩擦力、参数摄动等). 通过精心设计的仿真实验精确量化验证预设时间滑模控制器 (PTSMC) 的预设时间收敛性能, 同时对扰动观测器进行精度评估, 确认其观测精度满足控制需求. 将所设计的自适应预设时间滑模控制器、观测器及参数冻结策略在 RTU-BOX 实时控制器上进行高效的算法实现和部署, 搭建基于真实物理线性电机的多电机实验平台, 包含位置传感器、功率驱动单元及 RTU-BOX 实时控制核心. 在多电机协同位置跟踪任务中, 通过设定不同的给定轨迹, 实时记录并分析位置跟踪误差、电机间同步误差等关键性能指标. 整个阶梯式验证从理论模型仿真到物理硬件平

台闭环测试, 全面地验证所提出预设时间滑模控制在理论有效性、工程实用性和计算高效性方面的优势, 为其应用于实际多电机协同控制系统提供坚实依据。

### 1 图论基础

在多电机构成的系统中, 存在一个领导者和若干个跟随者. 其中: 电机 0 是虚拟领导者, 电机 1 ~  $N$  是跟随者, 每台电机可以视为多智能体网络中的单个节点, 各电机的状态信息通过通信网络互相传递, 此类信息传递方式可以用图论知识阐述。

在图论的研究中, 利用图的形式对多智能体系统之间的各组件信息交互进行表示. 其中:  $G_N = \{V, E\}$  是图论中的集合表示; 节点集  $V = \{V_1, V_2, \dots, V_N\}$  是一个包含  $N$  个元素的有限非空集合;  $E = \{(V_i, V_j) | V_i, V_j \in V\} (i, j = 1, 2, \dots, N)$  是各电机之间信息交互的集合, 在图论中称为‘边’. 图  $G$  中的每一条边  $e_{ij} = (v_i, v_j) \in E$  表示第  $i$  台电机与第  $j$  台电机之间的数据交互情况, 定义邻接矩阵  $A = (a_{ij})_{N \times N}$ , 考虑其中两个节点  $V_i$  和  $V_j$ , 当  $e_{ij} = (v_i, v_j) \in E$  时,  $a_{ij} = a_{ji} > 0$ , 否则  $a_{ij} = 0$ . 此外, 定义入度矩阵  $D = \text{diag}\{d_1, d_2, \dots, d_N\}$ ,  $d_i = \sum_{j=1}^N a_{ij}$  是第  $i$  个智能体的入度。

### 2 永磁同步直线电机的数学模型

永磁同步直线电机 (PMLSM) 可以被视为将永磁同步电机 (PMSM) 沿径向切割并展开的部分. 其中, PMSM 的转子演变为直线电机的次级, 定子演变为直线电机的初级, 其结构变化如图 1 所示. 不同之处在于, 传统 PMSM 为转子永磁的结构, 在空间中跟随定子所产生的旋转磁场进行旋转运动, 而 PMLSM 的次级虽然也是永磁结构, 但次级中的永磁体往往牢牢镶嵌在水平导轨上, 在空间中保持相对静止状态; PMSM 的定子空间中保持相对静止状态, 三相对称绕组通入交流会空间旋转磁场, 而 PMLSM 的初级在产生行波磁场的过程中, 会由于磁场与永磁体之间的耦合作用而水平移动. 本质上, 两种电机都通过空间中的交流电产生变化的磁场 (旋转或行波磁场). 电磁场与永磁体产生的磁场相互作用, 从而驱动电机运动. 因此, 直线电机的数学模型可由旋转电机的数学模型研究入手。

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q, \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d. \end{cases} \quad (1)$$

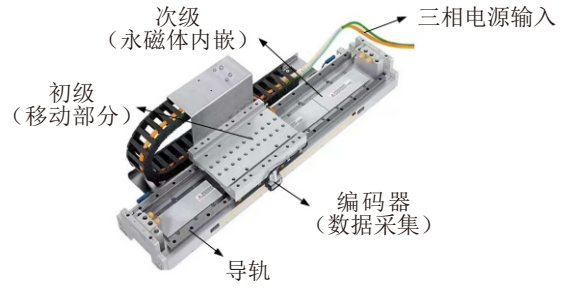


图1 旋转电机到直线电机的演化过程

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_q [(L_d - L_q) i_d + \psi_f]. \quad (2)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f, \\ \psi_q = L_q i_q, \\ \omega_e = n_p \omega_m, \\ v = \omega_m r, \\ 2\pi r = 2n_p \tau, \\ T_e = F_e r. \end{cases} \quad (3)$$

式 (3) 是部分物理参数的转换公式, 将 (3) 代入 (1) 可以得到 PMLSM 的电磁方程在  $d-q$  坐标系下的数学公式

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi v}{\tau} L_q i_q, \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi v}{\tau} L_d i_d + \frac{\pi v}{\tau} \psi_f. \end{cases} \quad (4)$$

式 (1) ~ (4) 中:  $u_d$ 、 $u_q$  是  $d-q$  轴的电压,  $i_d$ 、 $i_q$  是  $d-q$  轴的电流,  $\tau$  是 PMLSM 的极距,  $R_s$  是电机的电阻,  $L_d$ 、 $L_q$  是  $d-q$  轴的电感,  $n_p$  是电机的极对数,  $\omega_m$  和  $\omega_e$  分别是 PMSM 的机械角速度和电角速度,  $v$  是 PMLSM 的水平运动速度,  $\psi_f$  是永磁体的磁通量。

本文的研究中采用  $i_d^* = 0$  的矢量控制 (FOC) 方法. 由于 PMLSM 的气隙较大, 有  $L_d = L_q$ . 结合式 (2) 和 (3), 推力方程可表示为

$$\begin{cases} F_e = K_f i_q, \\ K_f = \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f. \end{cases} \quad (5)$$

考虑质量为  $M$  的电机, 粘滞摩擦系数为  $B$ , 集总扰动为  $d$ , 其中  $d$  包含负载摩擦力和系统内的不确定扰动等, 根据牛顿第二定律, 结合 PMLSM 的运动方程可以得到

$$F_e = M \frac{dv}{dt} + Bv + d. \quad (6)$$

结合式 (3) ~ (6), 可以推导出 PMLSM 在  $d-q$  轴上的简化数学模型为

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = v, \\ \frac{dv}{dt} = \frac{K_f}{M}i_q - \frac{B}{M}v - \frac{d}{M}, \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}u_d + \frac{\pi}{\tau}vi_q - \frac{R_s}{L_d}i_d, \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{\pi}{\tau}vi_d - \frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\pi v}{L_q\tau}\psi_f. \end{cases} \quad (7)$$

进一步简化式(7)中的前两行, PMLSM 的状态方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = v, \\ \dot{v} = A_m v + B_m i_q + D. \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $A_m = -B/M$ ,  $B_m = K_f/M$ ,  $D = -d/M$ .

在整体的多电机系统中, 考虑一个虚拟领导者, 其位置和速度分别为  $x_0(t)$  和  $v_0(t)$ , 并满足  $x_0(t) = x_0(0) + \int_0^t v_0(t)dt$ , 将系统中  $N$  个电机都视为跟随者, 系统稳定运行的目标是确保所有跟随者都能跟踪到领导者的状态, 同时保证各电机之间的状态误差尽可能为 0, 基于以上思路, 将第  $i$  台电机的综合性误差定义为

$$\begin{cases} \delta_{xi} = \sum_{j=1}^N a_{ij}(x_i - x_j) + b_i(x_0 - x_i), \\ \delta_{vi} = \sum_{j=1}^N a_{ij}(v_i - v_j) + b_i(v_0 - v_i). \end{cases} \quad (9)$$

其中:  $a_{ij}$  是图论理论中  $A$  矩阵中对应的元素, 可以简单理解为第  $i$  个跟随者与第  $j$  个跟随者之间的关联程度;  $b_i$  是第  $i$  个跟随者跟踪虚拟领导者状态的权重指数.

引入如下时间变换函数:

$$t = \theta(s) = T(1 - e^{-s}), \quad (10)$$

其中  $T > 0$  是系统预设的收敛时间. 同时注意到时间变换函数  $\theta(s)$  具有如下特点: 1)  $\theta(s)$  在  $s$  域上是严格递增且连续可微的; 2) 时间变换函数  $\theta(s)$  可以将有限时间定义间隔  $t \in [0, T]$  变换到无限定义间隔  $s \in [0, +\infty)$  中.

通过式(10)可将在时域上进行的计算和设计转换到  $s$  域, 得到如下变换函数: 考虑  $\psi(t) = f(t, \psi(t))$ , 通过时间变换函数使  $\Phi(s) = \psi(t)$ , 可以得到  $\Phi'(s) = \frac{d\Phi(s)}{ds} = \frac{d\psi(t)}{dt} \frac{dt}{ds} = \frac{d\psi(t)}{dt} \theta'(s)$ .

### 3 非线性干扰观测器 (NDO) 与预设时间滑模控制器 (PTSMC) 的设计

#### 3.1 定义与假设

**定义 1** 如果式(9)满足

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow T} (|\delta_{xi}|, |\delta_{vi}|) < (\epsilon, \epsilon), t \in [0, T]; \\ (|\delta_{xi}|, |\delta_{vi}|) < (\epsilon, \epsilon), \forall t \geq T. \end{cases}$$

其中:  $\epsilon$  的取值处于一个极其微小的正区间内, 即  $0 < \epsilon \ll 1$ . 则可认为系统(8)是预设时间稳定的.

**定义 2**  $\text{sig}^\alpha(x) = \text{sgn}(x)|x|^\alpha$ . 其中:  $\alpha > 0$ ,  $x \in R$ ,  $\text{sgn}(x)$  是传统意义上的符号函数.

**假设 1** 式(6)中的  $d$  虽然是系统中不确定的扰动, 但实际系统中的扰动源(如外部干扰、模型不确定性等)往往受物理规律限制, 例如温度变化、摩擦力或负载扰动等均不会无限增大, 因此其总和(集总扰动)自然有界. 同时, 实际系统通常具有低通特性, 高频扰动会被自然滤除, 而剩余的低频扰动可视为慢变化信号, 因此有  $|d| < d_{\max}$ . 其中:  $d_{\max}$  是一个已知的正数, 且  $d$  的变化速度非常慢, 根据奈奎斯特采样定理, 当扰动频率  $f_d \ll f_s$  时, 扰动在相邻采样点间变化极小, 可视为分段常量, 即  $\dot{d} = 0$ <sup>[24]</sup>.

#### 3.2 非线性干扰观测器 (NDO) 的设计

由于式(6)中的干扰项  $d$  无法直接测量, 为了使系统控制器的控制效果准确稳定, 需要设计一个合适的观测器对其进行观测. 进一步简化观测器的设计, 所设计的观测器对式(8)中的变量  $D$  进行观测, 并在后续的控制环节中将  $D$  前馈给系统控制器, 从而实现更好的控制效果.

干扰变量  $D$  的实时变化率远小于系统控制的输出变化率, 因此在整个控制周期内, 可以将  $D$  视为常数, 有  $\dot{D} = 0$ , 因此, 非线性干扰观测器 (NDO) 可以设计为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{l} = -afl + a(afv + A_m v + B_m i_q), \\ \hat{D} = f(av - l). \end{cases} \quad (11)$$

其中:  $\hat{D}$  是  $D$  的估计值;  $f = 1/M$ ;  $l$  是 NDO 的内部状态变量;  $a$  是观测器的观测增益, 满足  $a > 0$ .

在上述参数设计的情况下, 式(11)设计的观测器能够快速准确地对  $D$  进行观测, 并得到观测值  $\hat{D}$ .

**推论 1** 所设计的干扰观测器 (NDO) 可以准确估计系统的非线性干扰  $D$ , NDO 的实际效果将在后续章节中进一步阐述.

**证明** 定义观测误差为

$$\tilde{D} = D - \hat{D}. \quad (12)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2}\tilde{D}^2. \quad (13)$$

很明显,  $V_2$  是正定的, 计算其微分

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \tilde{D}\dot{\tilde{D}} = \tilde{D}(\dot{D} - \dot{\hat{D}}) = \\ &\tilde{D}[\dot{D} + f(\dot{i} - a\dot{v})] = \\ &\tilde{D}[\dot{D} - af^2l + af(afv + A_mv + B_mi_q) - af\dot{v}] = \\ &\tilde{D}[\dot{D} + af(afv + A_mv + B_mi_q - \dot{v} - fl)] = \\ &\tilde{D}[\dot{D} + af(\hat{D} - D)] = \\ &\tilde{D}[af(-\tilde{D})] = -af\tilde{D}^2. \end{aligned} \quad (14)$$

已知  $f = 1/M > 0$  是常数, 故只需要选取合适的参数  $a > 0$  即可满足  $\dot{V}_2 < 0$  恒成立, 即可保证  $\dot{V}_2$  是负定的, 从而使观测器误差趋于 0.  $\square$

### 3.3 预设时间滑模控制器 (PTSMC) 的设计

定义式 (15) 构成的二阶系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = v, \\ \dot{v} = u + D. \end{cases} \quad (15)$$

结合式 (8) 与 (15) 得到

$$i_q = \frac{1}{B_m}(u - A_mv). \quad (16)$$

基于式 (9) 中的综合误差, 对于第  $i$  个智能体, 构建一种非线性预设时间的滑模面

$$r_i = \begin{cases} Q(T-t)^h \text{sig}^{[h]}(\delta_{vi}) + \delta_{xi}, & t \in [0, T_k]; \\ Q\text{sig}^{[h]}(\delta_{vi}), & t \in [T_k, \infty). \end{cases} \quad (17)$$

其中:  $i = 1, 2, \dots, N, 1 < h < 2, Q > 0$  是系统设计参数.

基于干扰观测器 (11), 结合 (15)、(17), 设计预设时间跟踪控制器

$$u_i = \begin{cases} \frac{1}{T-t} \delta_{vi} - \frac{\text{sig}^{[2-h]}(\delta_{vi})}{Qh(T-t)^h} - \frac{c_1(r_i + \text{sig}^p(r_i) + \text{sig}^q(r_i))}{(T-t)^{1+h}} \\ c_2 \text{sgn}(r_i), & t \in [0, T_k]; \\ -\frac{\text{sig}^{[2-h]}(\delta_{vi})}{Qh} - \frac{c_1(r_i + \text{sig}^p(r_i) + \text{sig}^q(r_i))}{c_2 \text{sgn}(r_i)}, & t \in [T_k, \infty). \end{cases} \quad (18)$$

其中:  $0 < p < 1, q > 1; c_1, c_2$  是控制增益.

考虑式 (15) 表示的系统, 结合观测器 (11), 使用由 (18) 建立的控制器, 满足  $c_1 > 0, c_2 > D, T$  是预设时间且  $T_k < T$ , 则对于任意给定初始状态, 该系统的跟踪一致性问题可以在预设时间内得以解决, 多电机系统的状态和控制器输出均可稳定收敛.

**推论 2** 当滑模面  $r_i$  趋近于 0 时, 可以满足  $|\delta_{vi}| < \epsilon$  和  $|\delta_{xi}| < \epsilon$ . 控制器可以保证系统在预设时间内收敛到误差允许的滑模面范围内, 并在系统达

到稳定状态后通过切换控制律, 在后续稳定运行的过程中不再依赖于时间参数.

**证明** step 1: 对于  $t \in [0, T_k)$ , 考虑式 (9) 和 (15), 滑模面 (17) 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{r}_i &= \delta_{vi} + Q[(T-t)^h h |\delta_{vi}|^{h-1} \dot{\delta}_{vi} - \\ &(T-t)^{h-1} h \text{sig}^h(\delta_{vi})] = \\ &\delta_{vi} + Q[(T-t)^h h |\delta_{vi}|^{h-1} (u_i + D - \dot{v}_0) - \\ &(T-t)^{h-1} h \text{sig}^h(\delta_{vi})]. \end{aligned} \quad (19)$$

将控制器 (18) 代入到 (19), 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{r}_i &= \delta_{vi} - |\delta_{vi}|^{h-1} \text{sig}^{2-h}(\delta_{vi}) - \\ &\frac{c_1 Q h |\delta_{vi}|^{h-1} M_i}{T-t} - \\ &(T-t)^h Q h |\delta_{vi}|^{h-1} \dot{v}_0, \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $M_i = c_1(r_i + \text{sig}^p(r_i) + \text{sig}^q(r_i))$ . 通过时间变换函数 (10), 式 (20) 可以表示为

$$\begin{aligned} \Phi'_{ri} &= Te^{-s} \Phi_{\delta_{vi}} - c_1 Q h |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} \Phi_M - \\ &Te^{-s} |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} |\Phi_{\delta_{vi}}|^{2-h} \text{sgn}(\Phi_{\delta_{vi}}) - \\ &(Te^{-s})^{h+1} Q h |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} |\Phi'_{v_0}| = \\ &-c_1 Q h |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} \Phi_M - \\ &(Te^{-s})^{h+1} Q h |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} |\Phi'_{v_0}| = \\ &-Q h |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} (c_1 \Phi_M + (Te^{-s})^{h+1} |\Phi'_{v_0}|). \end{aligned} \quad (21)$$

由于  $|\Phi'_{v_0}|$  是有界的, 且存在衰减因子  $Te^{-s}$ , 式 (21) 可以表示为

$$\Phi'_{ri} = -Q h c_1 |\Phi_{\delta_{vi}}|^{h-1} \Phi_M. \quad (22)$$

定义 Lyapunov 为

$$V_{ik}(s) = |\Phi_{rik}(s)|. \quad (23)$$

$V_{cik}(s)$  的导数可表示为  $\Phi'_{V_{ik}} = \text{sgn}(\Phi_{rik}(s)) \Phi'_{rik}(s)$ . 当  $\Phi_{rik}(s) > 0$  时,  $\text{sgn}(\Phi_{rik}(s)) = 1, \Phi'_{rik}(s) = -Q h \Phi_{\delta_{vi}}^{h-1} c_1 \Phi_M$ , 因为  $Q, h > 0, \Phi_M = \Phi_{rik} + \Phi_{rik}^p + \Phi_{rik}^q \geq 0$ , 所以  $\Phi'_{rik} \leq 0$  恒成立, 系统能够收敛到 0; 当  $\Phi_{rik}(s) < 0$  时,  $\text{sgn}(\Phi_{rik}(s)) = -1, \Phi_M = \Phi_{rik} + \Phi_{rik}^p + \Phi_{rik}^q \leq 0$ , 因此  $\Phi'_{rik} \leq 0$ , 此时系统依旧能够稳定收敛.

step 2: 对于  $t \in [T_k, \infty)$ , 考虑式 (9) 和 (15), 滑模面 (17) 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{r}_i &= Q h \text{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{h-1} \dot{\delta}_{vi} = \\ &Q h \text{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{h-1} (u_i + D - \dot{v}_0). \end{aligned} \quad (24)$$

将控制器 (18) 代入到 (19), 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{r}_i = & \\ Qh \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{h-1} \left( -\frac{\operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{2-h}}{Qh} - c_1 M_i \right) = & \\ -|\delta_{vi}| - \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) Qh c_1 M_i. & \quad (25) \end{aligned}$$

对于上述结果, 可以看到  $M_i = r_i + \operatorname{sgn}(r_i)(|r_i|^p + |r_i|^q) = Q \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^h + (Q |\delta_{vi}|^h)^p + (Q |\delta_{vi}|^h)^q$ .

定义 Lyapunov 函数为

$$V_i = \frac{1}{2} r_i^2, \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & \\ (Q \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^h) (-|\delta_{vi}| - \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) Qh c_1 \cdot & \\ [Q \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^h + (Q |\delta_{vi}|^h)^p + (Q |\delta_{vi}|^h)^q]) = & \\ (Q \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^h) (-Q \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{h+1} - & \\ Q^2 h c_1 |\delta_{vi}|^h - \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) Q^{p+1} h c_1 |\delta_{vi}|^{ph} - & \\ Q^p |\delta_{vi}|^{ph+1} - \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) Q^{q+1} h c_1 |\delta_{vi}|^{qh} - & \\ Q^q |\delta_{vi}|^{qh+1}) = & \\ -Q^2 |\delta_{vi}|^{2h+1} - Q^3 h c_1 \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{2h} - & \\ Q^{p+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(p+1)h} - Q^{p+1} \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{(p+1)h+1} - & \\ Q^{q+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(q+1)h} - Q^{q+1} \operatorname{sgn}(\delta_{vi}) |\delta_{vi}|^{(q+1)h+1}. & \quad (27) \end{aligned}$$

当  $\delta_{vi} > 0$  时, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & \\ -Q^2 |\delta_{vi}|^{2h+1} - Q^3 h c_1 |\delta_{vi}|^{2h} - & \\ Q^{p+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(p+1)h} - Q^{p+1} |\delta_{vi}|^{(p+1)h+1} - & \\ Q^{q+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(q+1)h} - Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h+1} < 0. & \quad (28) \end{aligned}$$

当  $\delta_{vi} < 0$  时, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & \\ -Q^2 |\delta_{vi}|^{2h+1} + Q^3 h c_1 |\delta_{vi}|^{2h} - & \\ Q^{p+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(p+1)h} + Q^{p+1} |\delta_{vi}|^{(p+1)h+1} - & \\ Q^{q+2} h c_1 |\delta_{vi}|^{(q+1)h} + Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h+1} = & \\ -Q^2 |\delta_{vi}|^{2h} (|\delta_{vi}| - Qh c_1) + & \\ Q^{p+1} |\delta_{vi}|^{(p+1)h} (|\delta_{vi}| - Qh c_1) + & \\ Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h} (|\delta_{vi}| - Qh c_1) = & \\ (|\delta_{vi}| - Qh c_1) (Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h} - Q^2 |\delta_{vi}|^{2h} + & \\ Q^{p+1} |\delta_{vi}|^{(p+1)h}). & \quad (29) \end{aligned}$$

在式 (29) 中,  $|\delta_{vi}|$  有上界且稳定后该数值近乎为 0, 参数  $Q, h, c_1$  均大于 0, 故能保证  $|\delta_{vi}| - Qh c_1 < 0$  恒成立, 由于  $q > 1$ , 则  $Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h} > Q^2 |\delta_{vi}|^{2h}$ , 有  $Q^{q+1} |\delta_{vi}|^{(q+1)h} - Q^2 |\delta_{vi}|^{2h} + Q^{p+1} |\delta_{vi}|^{(p+1)h} > 0$  恒成立, 在  $\delta_{vi} < 0$  的情况下, 依旧能够保证  $\dot{V}_i < 0$  恒成立.  $\square$

## 4 仿真及实验验证

本节对前文提出的非线性干扰观测器和预设时间滑模控制器在多直线电机协同控制系统中的应用效果进行仿真模拟和实验验证. 通过仿真模拟验证算法的合理性和可行性, 并通过对比实验说明所提出算法在实际控制应用中具有更好的协同跟踪控制效果. 本文所研究的多电机系统拓扑如图 2 所示.

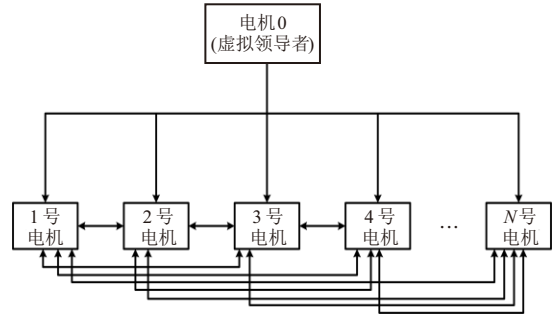


图2 多永磁同步直线电机之间的通信拓扑结构

由于本文研究的内容主要考虑对 PMLSMs 系统的位置协同一致性的控制算法研究, 系统的扰动对于位置环影响较大, 而电机控制系统往往采用双闭环控制, 本文中仅对位置环部分使用了所提出的控制方法, 电流环不做优化处理, 故两种控制策略的电流环均采用传统的 PI 控制器. 系统整体的控制结构如图 3 所示.

在图 2 所示的通信拓扑中, 根据前文所述的图论理论, 可以得到邻接矩阵

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}_{N \times N},$$

以及入度矩阵

$$D = \operatorname{diag}(d_1, d_2, \dots, d_N) = \begin{bmatrix} N-1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & N-1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & N-1 \end{bmatrix}_{N \times N}.$$

为验证所提出的预设时间滑模控制 (PTSMC) 方法的优越性, 基于 Matlab/Simulink 数值仿真平台构建多永磁同步直线电机 (PMLSM) 驱动系统的复合扰动抑制架构. 所设计的 PTSMC 算法与既有研究文献 [25] 中采用的固定时间积分滑模控制 (FTC-ISMC) 策略进行系统性对比. 着重考察两类控制策略对多电机系统位置跟踪误差的抑制能力及同步协调性能, 对比实验设计可有效揭示 PTSMC 方法在预设时间收敛特性方面的优势.

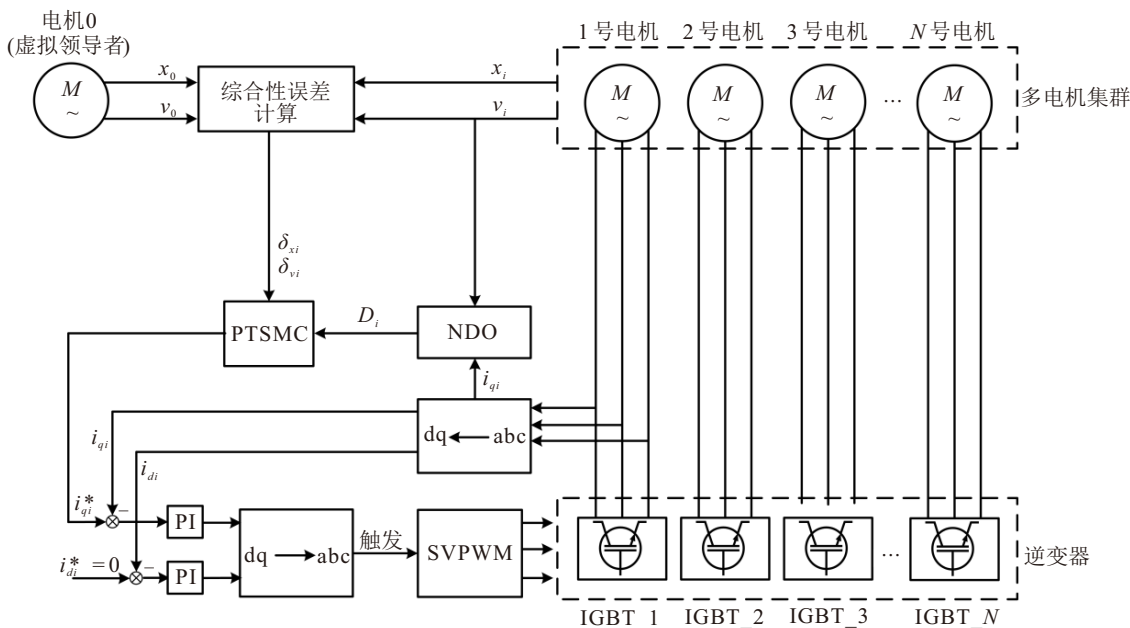


图3 多永磁同步直线电机的系统构成

本研究构建的实验平台采用3台永磁同步直线电机(PMLSM)作为实验对象。为确保控制器性能在仿真环境与物理实验条件下保持高度一致性,在数值仿真建模过程中,建立与实体设备数量对等的3台PMLSM仿真模型。仿真模型的关键参数参照实验平台电机的铭牌数据进行设置,实现仿真模型与实体设备在动力学特性层面等效映射。各电机的具体参数配置方案详见表1。

表1 仿真模拟中的电机参数

参数	符号	数值
电阻 / $\Omega$	$R$	9.7
电感 / mH	$L$	43.3
电机质量 / kg	$M$	3.2
粘滞摩擦系数 / (N·s/m)	$B$	5
电机极距 / m	$\tau$	0.027
永磁体磁通量 / Wb	$\varphi_f$	0.165
电机极对数	$n_p$	2

#### 4.1 非线性干扰观测器与预设时间控制器的仿真性能验证

非线性干扰观测器(NDO)的参数设置为  $a = 1200$ , 预设时间滑模控制器(PTSMC)参数设置为  $T = 0.2$ ,  $T_k = 0.15$ ,  $p = 0.8$ ,  $q = 5$ ,  $c_1 = 1$ ,  $c_2 = 20$ ,  $h = 1.8$ ,  $Q = 0.01$ 。

系统的扰动设置: 1号电机给定的负载扰动为  $D_1(t) = 5$ ; 2号电机给定的负载扰动为  $D_2(t) = 10 + 0.5 \sin(t)$ ; 3号电机给定的负载扰动为  $D_3(t) = \begin{cases} 10, & 0 \leq t < 3; \\ 15, & t \geq 3. \end{cases}$  同时给定虚拟领导者的状态为  $x_0(0) = 0$ ,  $v_0(t) = 0.2$ ,  $x_0(t) = \int_0^t 0.2dt$ ; 跟随者初

始状态为  $x_i(0) = 0$ ,  $v_i(0) = 0$ ,  $i = 1, 2, 3$ 。

在实验验证前,对所设计的NDO和PTSMC的性能进行验证,图4是3个NDO对扰动的观测值与实际给定扰动的结果对比。对比结果显示,所设计的NDO能够快速无超调地精准估计扰动(调整时间约为0.015 s),结合PTSMC前馈补偿,能够提升系统控制精度和闭环稳定性。

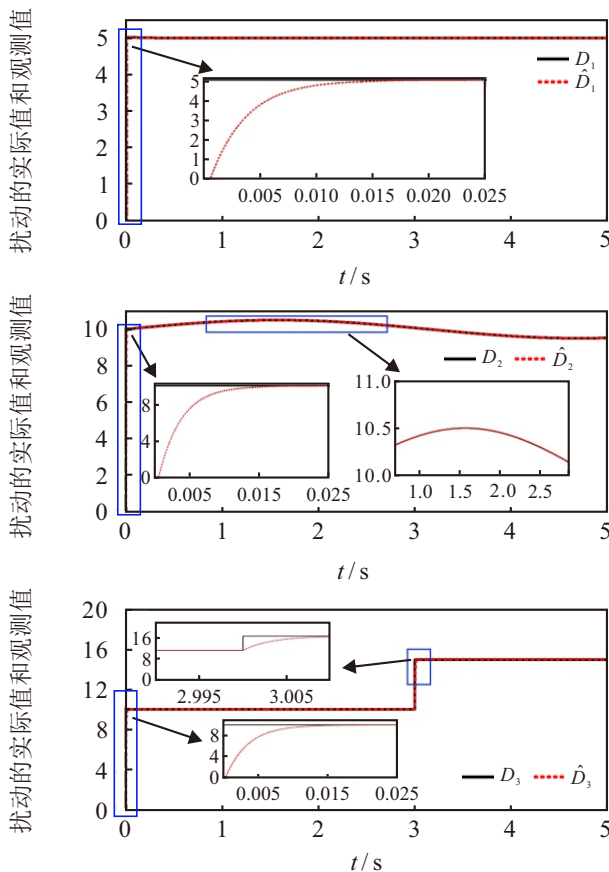


图4 系统实际扰动和非线性干扰观测器的观测扰动

如图5所示,采用PTSMC的系统在0.1s内即达到稳定状态,相较于图6所示,FTC-ISM C控制方法展现出显著优势.定量分析表明:在瞬态性能方面,系统跟踪误差峰值降低50%,收敛时间缩短33%;在稳态运行阶段,两种控制策略均能将跟踪误差稳定在0.02mm以内,满足系统静态稳定性要求.此外,在同步性能测试中,基于PTSMC的系统最大同步误差较FTC-ISM C方案减少40%,体现出更优的协同控制能力.

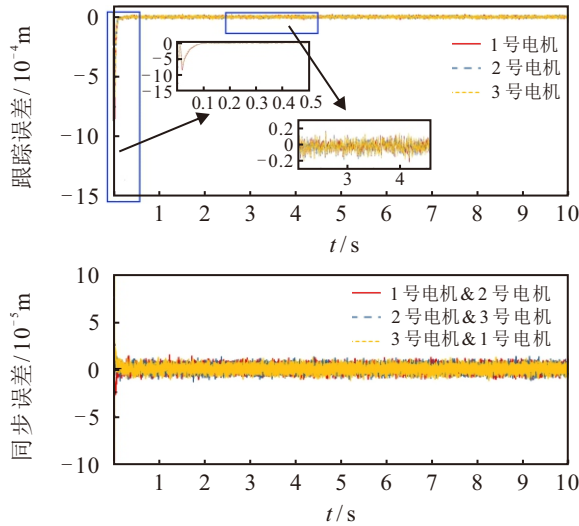


图5 PTSMC 控制方法下的系统跟踪误差和同步误差

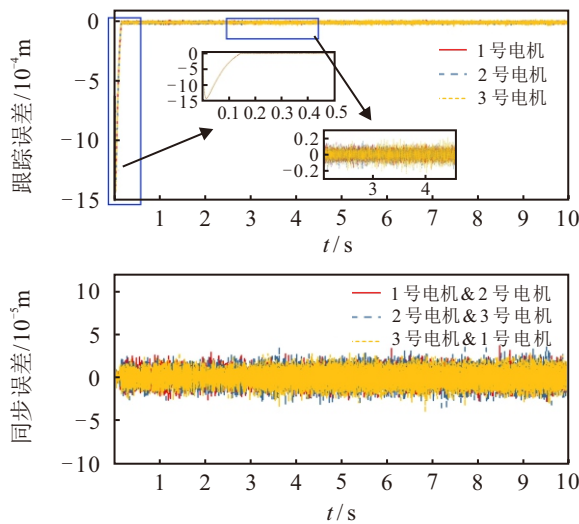


图6 FTC-ISM C 控制方法下的系统跟踪误差和同步误差

为了验证预设时间控制算法在多电机协同系统中的普适收敛特性,通过设计不同初始状态实验开展验证.在环境允许的范围内设置初始位置配置方案:  $x_1(0) = 1, x_2(0) = 0.5, x_3(0) = -1$ .

针对执行器饱和约束特性,对预设时间滑模控制器进行参数优化,控制器参数调整为  $T = 1, T_k = 0.9$ ,其他参数保持不变.如图7和图8对比仿真所示,在初始位置  $x_1(0) = 1, x_2(0) = 0.5, x_3(0) = -1$

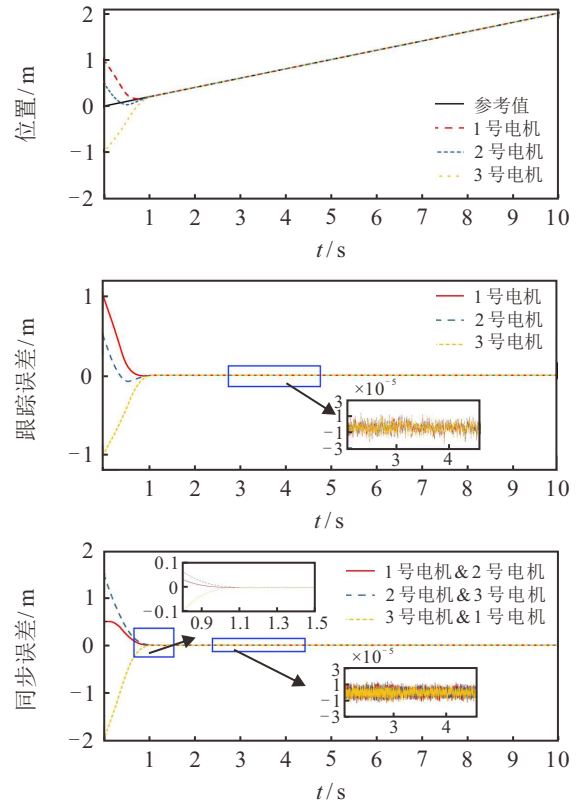


图7 非0初始状态PTSMC控制方法下的位置信号、跟踪误差、同步误差

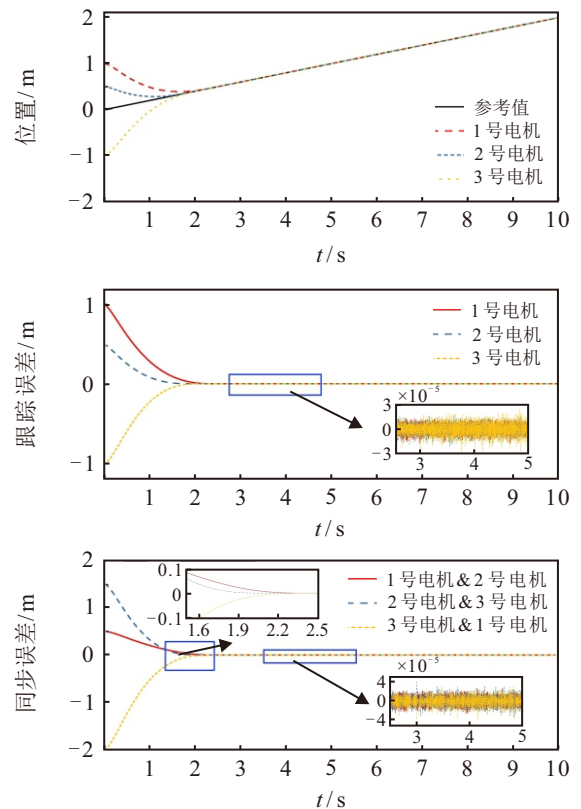


图8 非0初始状态FTC-ISM C控制方法下的位置信号、跟踪误差、同步误差

的仿真条件下,3台受控电机在起动阶段均能快速跟踪虚拟领导者状态,其跟踪误差和同步误差迅速减小.仿真结果表明,PTSMC控制组在预设时间  $T = 1s$

内实现收敛, 较 FTC-ISMIC 控制组的收敛时间 2.1 s 缩短 52.4 %, 验证了所提方法在饱和约束下预设时间收敛的特性。

为了评估控制算法的稳态性能, 建立以下 3 种误差评价体系: 最大误差 (ME)、平均绝对误差 (MAE) 和均方根误差 (RMSE). 其数学定义如下所示:

$$\begin{cases} ME = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \max(|\delta_{xi}|), \\ MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^n \frac{|\delta_{xi}(j)|}{n}, \\ RMSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (|\delta_{xi}(j)|)^2}. \end{cases} \quad (30)$$

其中:  $N$  是智能体的数量,  $n$  是采样数据的数量。

根据表 2 提供的预设时间滑模控制 (PTSMC) 与固定时间积分滑模控制 (FTC-ISMIC) 稳态性能对比数据分析, 清晰地表明: 在稳态运行阶段, PTSMC 控制组在误差抑制效能和动态控制精度方面均展现出显著优势, 具体而言: 1) 其最大绝对误差 (ME) 指标优化至 0.02 mm, 较 FTC-ISMIC 控制组降低 21.9 %, 有力验证了所提出方法在误差波动抑制效能方面的提升; 2) 平均绝对误差 (MAE) 达到 0.002 mm 量级, 较基准方法提升 19.0 %, 这一结果表明系统动态控制精度显著改善; 3) 更值得关注的是, 其均方根误差 (RMSE) 稳定维持在 0.056 mm 水平, 误差收敛稳定性提升幅度达 7.5 %, 这组数据有效验证了预设时间收敛机制对多电机协同误差的优化作用。

表2 仿真模拟中的误差结果分析对比

控制方法	ME	MAE	RMSE
FTC-ISMIC	$2.65 \times 10^{-5}$	$2.52 \times 10^{-6}$	$6.12 \times 10^{-6}$
PTSMC	$2.07 \times 10^{-5}$	$2.04 \times 10^{-6}$	$5.66 \times 10^{-6}$

### 4.2 实验性能表现

本研究通过构建基于 RTU-BOX204 控制的实验平台, 对所提出的预设时间滑模控制 (PTSMC) 策略的工程应用价值进行实验验证. 重点对比前文所述的固定时间积分滑模控制 (FTC-ISMIC) 与本文提出的 PTSMC 方法在协同控制性能方面的差异. 为保证控制算法对比的有效性, 在实验中将两种控制策略的电流环控制器参数设为相同值, 消除闭环控制系统参数差异对实验结果的影响, 设置  $k_{pc} = 10$ ,  $k_{ic} = 150$ . 本研究中所使用的实验平台如图 9 所示。

图 10 展示了在预设时间滑模控制 (PTSMC) 策略下, 多永磁直线同步电机 (PMLSMs) 系统对给定斜坡信号的实验响应, 包括位置跟踪曲线、跟踪误差

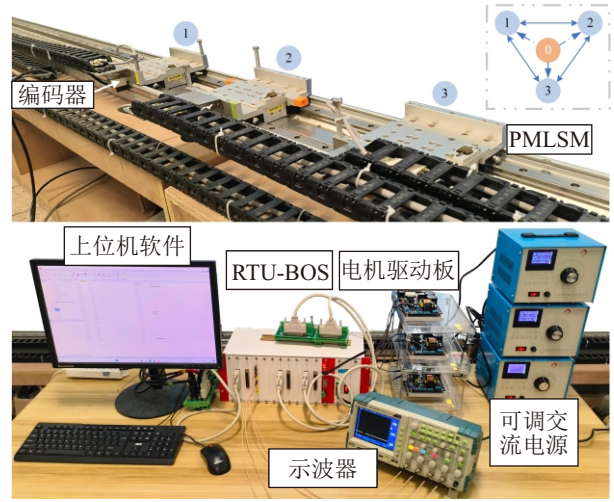


图9 实验平台

波形及同步误差波形. 结果显示: 系统在 1 s 内实现快速收敛, 最大稳态误差为 0.03 m, 相较于图 11 所示固定时间积分滑模控制 (FTC-ISMIC) 策略下的控制系统, 收敛过程具有更短的调节时间, 且误差曲线波动幅度显著降低. 同时, PTSMC 策略有效抑制了电机间的位置偏差, 使得各执行单元的跟踪误差始终维持在较低水平, 进而实现了更优的系统同步精度. 实验结果表明预设时间控制算法在系统快速响应和平稳运行方面具有显著优势, 工程应用价值得到进一步证实。

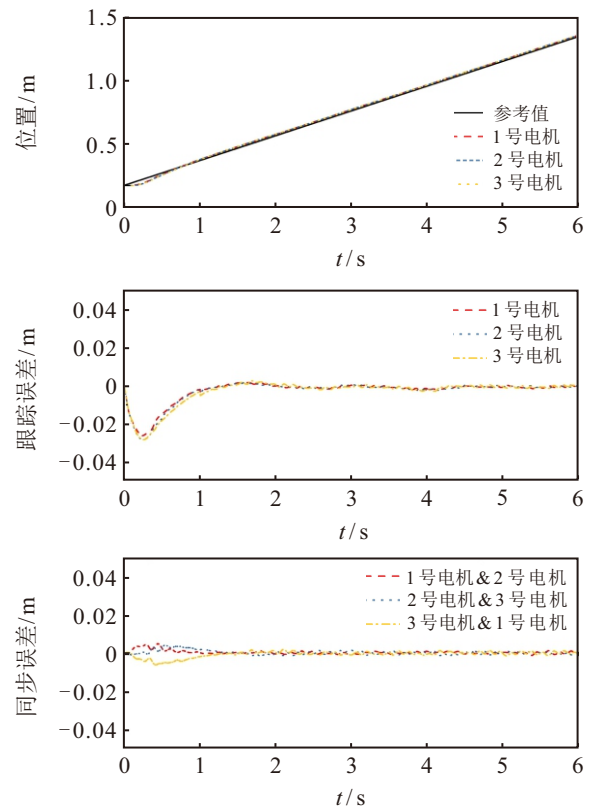


图10 PTSMC 控制方法下的位置信号、跟踪误差、同步误差

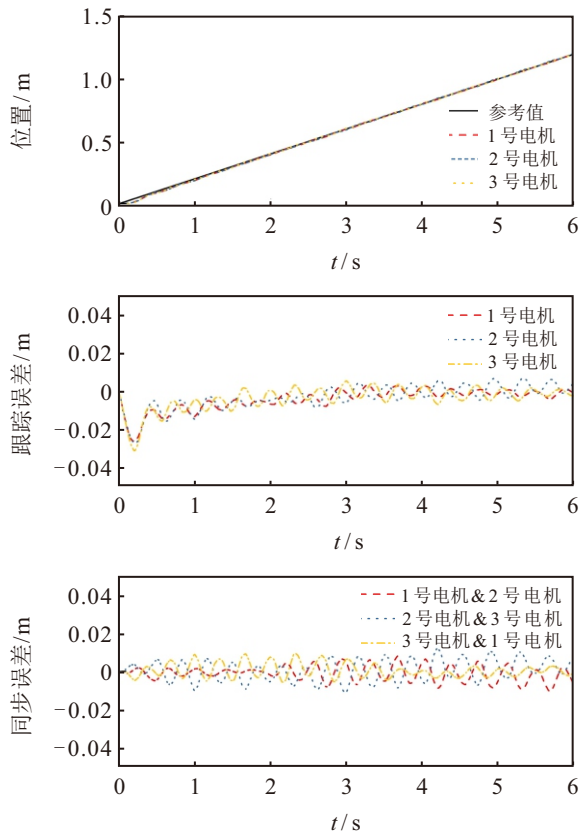


图11 FTC-ISM控制方法下的位置信号、跟踪误差、同步误差

## 5 结论

本研究致力于解决多电机协同控制系统中基于滑模变结构控制的位置跟踪一致性问题,提出了一种具有预设时间收敛特性的滑模控制策略。

研究通过以下技术创新实现目标:首先,基于分布式协同误差动态方程构建了预设时间滑模面,并设计具有增益自适应切换特性的滑模控制律,通过引入时变边界层函数消除传统预设时间控制中存在的增益奇异现象;其次,针对系统存在的复合扰动特性,构造非线性干扰观测器实时估计集总扰动分量,并建立前馈补偿机制与滑模控制器形成复合抗扰架构;最终,通过数值仿真与多电机协同控制实验的对比分析验证了方案的有效性。实验结果表明,相较于固定时间积分滑模控制(FTC-ISM)方法,所提出的预设时间滑模控制(PTSMC)策略具有更快的收敛速度和协同稳定性,为高精度机电协同控制系统提供了新的技术路径。

未来的研究工作将针对工业现场普遍存在的测量噪声、传感器故障等非理想工况,设计具有预设时间收敛特性的滑模观测器,开发基于信息融合的分式状态重构算法,构建具备故障诊断-容错控制一体化功能的控制体系。

## 参考文献 (References)

- [1] Sharma K, Agrawal A, Bandopadhaya S, et al. Fuzzy logic based multi motor speed control of electric vehicle[C]. 2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology (I2CT). Bombay, 2020: 1-5.
- [2] Huang H, Tu Q Z, Jiang C M, et al. An electronic line-shafting control strategy based on sliding mode observer for distributed driving electric vehicles[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 38221-38235.
- [3] Liu Y L, Zhang X D, Niu S X. A permanent magnet linear motor with complementary flux and its optimization[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, 55(6): 8201005.
- [4] 林志赞, 吴金泽, 陈亮名. 分布式多智能体网络定位的线性理论与算法综述[J]. *控制与决策*, 2024, 39(2): 353-370.  
(Lin Z Y, Wu J Z, Chen L M. Survey of distributed multi-agent network localization: Linear theory and algorithms[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(2): 353-370.)
- [5] 徐磊, 时侠圣. 一种初始值自由的固定时间分布式最优一致性算法[J]. *控制与决策*, 2025, 40(4): 1377-1385.  
(Xu L, Shi X S. An initialization-free distributed fixed-time algorithm for optimal consensus[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(4): 1377-1385.)
- [6] Ma J Y, Hu J P. Safe consensus control of cooperative-competitive multi-agent systems via differential privacy[J]. *Kybernetika*, 2022, 58(3): 426-439.
- [7] 时侠圣, 杨涛, 林志赞, 等. 基于连续时间的二阶多智能体分布式资源分配算法[J]. *自动化学报*, 2021, 47(8): 2050-2060.  
(Shi X S, Yang T, Lin Z Y, et al. Distributed resource allocation algorithm for second-order multi-agent systems in continuous-time[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2021, 47(8): 2050-2060.)
- [8] Deng C, Xu L, Yang T, et al. Distributed cooperative optimization for nonlinear heterogeneous MASs under intermittent communication[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2024, 69(4): 2737-2744.
- [9] 鞠锴, 冒泽慧, 姜斌, 等. 基于势博弈的异构多智能体系统任务分配和重分配[J]. *自动化学报*, 2022, 48(10): 2416-2428.  
(Ju K, Mao Z H, Jiang B, et al. Task allocation and reallocation for heterogeneous multiagent systems based on potential game[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2022, 48(10): 2416-2428.)
- [10] 朱志斌, 刘忠信, 王付永, 等. 基于混合事件触发机制的多智能体系统有限时间包容控制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(5): 1494-1502.  
(Zhu Z B, Liu Z X, Wang F Y, et al. Finite-time containment control for multi-agent systems via hybrid event-triggered mechanism[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(5): 1494-1502.)
- [11] 赵文祥, 吴彬玉, 陈前, 等. 基于抗饱和和PI控制器和占空比调制的直线游标永磁电机直接推力控制[J]. *控制*

- 与决策, 2018, 33(1): 175-180.  
(Zhao W X, Wu B Y, Chen Q, et al. Direct thrust force control of linear vernier PM motor based on antiwindup PI controller and duty ratio modulation[J]. *Control and Decision*, 2018, 33(1): 175-180.)
- [12] Zhang X G, Cao Y H, Zhang C G, et al. Model predictive control for PMSM based on the elimination of current prediction errors[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(3): 2651-2660.
- [13] Luo Y P, Huang W J, Cao J D, et al. Finite-time consensus of second-order multi-agent connectivity preserving based on adaptive sliding mode control[J]. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2024, 137: 108142.
- [14] Deng Y T, Wang J L, Li H W, et al. Adaptive sliding mode current control with sliding mode disturbance observer for PMSM drives[J]. *ISA Transactions*, 2019, 88: 113-126.
- [15] Shen M Q, Zhang H N, Nguang S K, et al.  $H_\infty$  output anti-disturbance control of stochastic Markov jump systems with multiple disturbances[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, 51(12): 7633-7643.
- [16] Ullah A, Pan J F, Ullah S, et al. Robust speed control of permanent magnet synchronous motor drive system using sliding-mode disturbance observer-based variable-gain fractional-order super-twisting sliding-mode control[J]. *Fractal and Fractional*, 2024, 8(7): 368.
- [17] 梁洪涛, 李慧平, 喻俊志. 无速度测量的微小型 UUV 鲁棒积分有限时间渐近跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(1): 196-204.  
(Liang H T, Li H P, Yu J Z. Robust finite time prescribed performance asymptotic control of small UUV trajectory tracking without velocity measurement[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(1): 196-204.)
- [18] Li G P, Wang X Y, Li S H. Finite-time output consensus of higher-order multiagent systems with mismatched disturbances and unknown state elements[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2019, 49(12): 2571-2581.
- [19] 耿超, 武永宝, 孙佳, 等. 抗干扰的多智能体系统固定时间分布式优化算法[J]. *控制与决策*, 2024, 39(2): 527-535.  
(Geng C, Wu Y B, Sun J, et al. Fixed-time distributed optimization algorithm for multi-agent systems with disturbance resistance[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(2): 527-535.)
- [20] Chen C, Xu J Q, Lin G B, et al. Sliding mode bifurcation control based on acceleration feedback correction adaptive compensation for maglev train suspension system with time-varying disturbance[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(2): 2273-2287.
- [21] Cui B, Wang Y J, Liu K, et al. Sliding mode based prescribed-time consensus tracking control of second-order multi-agent systems[J]. *Automatica*, 2023, 158: 111296.
- [22] Hou L M, Ma J H, Wang W. Sliding mode predictive current control of permanent magnet synchronous motor with cascaded variable rate sliding mode speed controller[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 33992-34002.
- [23] Shen M Q, Zhang T, Park J H, et al. Iterative proportional-integral interval estimation of linear discrete-time systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2023, 68(7): 4249-4256.
- [24] Teel A R, Praly L. On assigning the derivative of a disturbance attenuation control Lyapunov function[J]. *Mathematics of Control, Signals and Systems*, 2000, 13(2): 95-124.
- [25] Wang Y, Hu G Y, Xu D Z, et al. Observer based finite-time consensus by integral sliding mode control for multiple permanent magnet linear synchronous motors[J]. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2024, 20(4): 1061-1075.

## 作者简介

许德智 (1985-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为储能系统、运动体与电机控制、故障诊断与容错, E-mail: [xudezhi@seu.edu.cn](mailto:xudezhi@seu.edu.cn);

牟泮龙 (1998-), 男, 硕士生, 主要研究方向为多智能体协同控制算法在永磁同步电机中的应用, E-mail: [mu\\_panlong@163.com](mailto:mu_panlong@163.com);

潘庭龙 (1976-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为微电网控制技术、功率变换技术及应用、电气传动系统及其先进控制技术, E-mail: [tlpan@jiangnan.edu.cn](mailto:tlpan@jiangnan.edu.cn);

张清越 (2004-), 女, 本科生, 主要研究方向为电力系统及其自动化、新能源对电网可靠性的影响、储能技术在电力系统中的应用, E-mail: [2691662728@qq.com](mailto:2691662728@qq.com);

叶宇剑 (1988-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为低碳城市能源-交通-信息互联网的建模控制与分析、新一代大数据与人工智能技术在电力及能源领域应用、适应新型电力系统的多层次统一电力市场建模与分析, E-mail: [yeyujian@seu.edu.cn](mailto:yeyujian@seu.edu.cn);

花为 (1978-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机设计与驱动控制, E-mail: [huawei1978@seu.edu.cn](mailto:huawei1978@seu.edu.cn).