

控制与决策

Control and Decision

基于扰动观测器的F轨悬浮系统滑模控制

胡帅, 秦耀, 杨杰

引用本文:

胡帅, 秦耀, 杨杰. 基于扰动观测器的F轨悬浮系统滑模控制[J]. *控制与决策*, 2026, 41(1): 112-122.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2025.0399>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

航天器输入受限的鲁棒自适应姿态跟踪控制

Robust adaptive attitude tracking control of spacecraft with constrained inputs

控制与决策. 2021, 36(9): 2297-2304 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0013>

一种基于改进指令整形的四旋翼吊装负载摆动抑制

Load swing suppression of quadrotor slung system based on improved command shaping

控制与决策. 2021, 36(8): 1947-1954 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1733>

输入饱和的充液航天器抗干扰有限时间滑模控制

Anti-disturbance finite-time sliding mode control for liquid-filled spacecraft with input saturation

控制与决策. 2021, 36(5): 1078-1086 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0820>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2021, 36(2): 379-386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

输入受限下自主水下航行器路径跟踪的级联控制

Path-following control of an AUV in cascade under input saturation

控制与决策. 2021, 36(12): 2964-2972 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0411>

基于扰动观测器的 F 轨悬浮系统滑模控制

胡 帅^{1,2}, 秦 耀^{1,2}, 杨 杰^{2,3†}

- 江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000;
- 磁浮轨道交通装备江西省重点实验室, 江西 赣州 341000;
- 上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

摘要: 为解决具备多扰动、强耦合非线性特点的磁悬浮系统控制性能易受模型不确定性与外部扰动影响的问题, 提出一种基于扩张状态观测器的积分全局快速终端滑模控制方法 (ESO-IGFTSMC). 首先, 搭建并分析单点 F 轨悬浮系统实验平台, 并基于此设计新型全局快速终端滑模面, 以确保系统可在有限时间收敛, 同时在滑模面中引入间隙误差的积分项, 以减小稳态误差并提高跟踪精度; 其次, 结合悬浮工况优化指数趋近律, 采用光滑连续可导的双曲正切函数替换传统符号函数, 可实现对传统滑模控制固有抖振问题的有效抑制, 并通过融合滑模面绝对值实现抖振抑制与收敛速度的协同优化; 然后, 将扩张状态观测器融入改进滑模控制架构, 通过实时估计并补偿系统的不确定性和外部扰动, 提高控制系统的鲁棒性的同时增强系统的动态性能; 最后, 通过对比仿真和实物实验对所提出方法进行验证, 结果表明该方法在控制精度、抗扰能力和收敛速度方面均具有显著优势.

关键词: 扩张状态观测器; 积分全局快速终端滑模控制; 单点 F 轨悬浮系统; 有限时间收敛; 跟踪精度; 鲁棒性
中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2025.0399

引用格式: 胡帅, 秦耀, 杨杰. 基于扰动观测器的 F 轨悬浮系统滑模控制 [J]. 控制与决策, 2026, 41(1): 112-122.

Disturbance observer-based sliding mode control for F-rail suspension systems

HU Shuai^{1,2}, QIN Yao^{1,2}, YANG Jie^{2,3†}

- The School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China;
- Jiangxi Province Key Laboratory of Maglev Rail Transit Equipment, Ganzhou 341000, China;
- School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: To address the challenges in controlling magnetic levitation systems — marked by multi-disturbance environments, strong coupling, and nonlinear dynamics — that are prone to model uncertainties and external perturbations, this paper introduces an integral global fast terminal sliding mode control (IGFTSMC) methodology integrated with an extended state observer (ESO). Initially, a single-point F-rail magnetic levitation experimental setup is developed, and its dynamic model is systematically formulated. A novel global fast terminal sliding manifold is devised to guarantee finite-time convergence, while incorporating an integral term of the air-gap error into the sliding surface. This integration mitigates steady-state errors and enhances trajectory tracking precision. Subsequently, the exponential reaching law is optimized to satisfy levitation operational constraints. The conventional sign function, prone to chattering, is supplanted by a smooth, continuously differentiable hyperbolic tangent function, effectively damping undesired oscillations. Concurrently, embedding the absolute value of the sliding variable enables balanced optimization between chattering suppression and convergence rapidity. Furthermore, the ESO is embedded within the augmented sliding mode framework to dynamically estimate and counteract system uncertainties and exogenous disturbances. This integration bolsters the system's robustness and accelerates dynamic responses. Comparative simulations and physical experiments validate the proposed approach. Results highlight superior performance of the IGFTSMC over existing methods in terms of control precision, disturbance rejection, and convergence velocity.

Keywords: extended state observer; integral global fast terminal sliding mode control; single-point F-rail magnetic

收稿日期: 2025-04-16; 录用日期: 2025-09-02.

基金项目: “十四五”国家重点研发计划项目 (2023YFB4302100); 国家自然科学基金项目 (62063009); 江西省重大科技研发专项项目 (20232ACE01011); 国家自然科学基金项目 (52262050).

责任编辑: 孙宗耀.

†通信作者. E-mail: yj_yccf@163.com.

levitation system; finite-time convergence; tracking precision; robustness

0 引 言

磁悬浮轨道交通系统作为新一代轨道交通技术的革新方向, 凭借其显著的能效优势、低振动噪声特性以及卓越的安全舒适性^[1-2], 已成为现代城市智慧交通体系建设的优选方案. 在工程控制领域, 由于中低速磁悬浮列车独特的悬浮架机械结构设计在运行过程中展现出显著的解耦与隔离性能, 使得磁悬浮系统的控制核心聚焦于单个悬浮控制单元的研究范畴^[3]. 磁悬浮列车每个控制单元依靠电磁铁与 F 型铁磁轨道之间的电磁力实现车体的悬浮功能, 通过 F 型轨道的几何参数优化设计, 能够改善磁通分布形态, 并且在提升悬浮气隙稳定性的同时降低涡流损耗^[4]. 这种特性使得该 F 型悬浮结构既能满足商业运营列车的动态性能要求, 又能实现能源效率的显著提升. 然而, 电磁悬浮系统的鲁棒性控制仍是制约磁悬浮技术发展的瓶颈问题, 当传感器检测水平或温漂等内外干扰影响会使电磁线圈产生瞬态噪声, 进而导致系统出现稳定性偏差、响应超调等不足, 甚至出现系统失稳的风险^[5]. 因此, 设计一种鲁棒性强、不依赖系统精确模型的控制方法, 对提高悬浮系统的控制性能具有实际意义.

近年来, 众多学者从不同角度对提高悬浮系统的控制性能进行了研究. 文献 [6] 提出一种基于模糊 PID 控制的控制方法, 有效克服了传统 PID 参数整定方法耗时显著且易诱发高超调现象的固有缺陷, 然而其性能高度依赖于模糊规则库的经验设定, 难以应对未经验证的复杂工况, 可能导致控制器参数敏感度提升; 文献 [7] 针对电磁悬浮系统构建了基于梯度信息自适应调节的观测带宽自抗扰控制算法, 其通过观测误差最小化迭代机制, 实现了带宽参数的动态优化配置, 显著增强了系统在时变工况下的鲁棒性, 但在大带宽运行模态下传感器噪声敏感性问题未完全消除, 特别是高频噪声对自适应算法收敛性的扰动可能导致相位裕度衰减, 在随机干扰场景下将引发闭环系统的稳定性风险; 文献 [8] 构建了模型参考自适应系统与模型预测控制 (MPC) 的协同架构应用于磁悬浮系统, 通过参考模型动态补偿机制实现了传统 MPC 对传感器精度的强依赖性消减, 但该策略对系统数学模型的精确性存在显著依赖性.

相较传统 PID 控制存在参数敏感性显著、鲁棒性对模型精确性存在强依赖性的固有缺陷, 滑模控制 (SMC) 仅需系统动力学模型的部分信息, 其结构简明性更适配具有强非线性特性与未建模动态的磁

悬浮系统^[9]; ADRC 需通过 ESO 实现集总扰动估计, 但在高频扰动超出观测器带宽时将产生相位滞后, 而 SMC 的高频切换机理可直接补偿宽频域干扰, 这使其在复杂工况下展现出更优的适应性^[10]; MPC 在多变量约束优化控制场景中具有显著优势, 但对于磁悬浮系统这类参数摄动显著的对象, SMC 的结构鲁棒特性与抗干扰能力更具工程适用价值^[11]. 然而, SMC 在具备上述优势的同时, 仍存在两大固有缺陷: 无法保证系统有限时间内收敛^[12] 以及由切换增益超调与符号函数不连续性引发的抖振现象^[13], 这将对其在精密伺服场景的应用形成制约.

针对传统 SMC 两大固有缺陷, 为提高磁悬浮系统的控制性能, 本文基于单点 F 轨悬浮系统实验平台, 提出一种基于扩张状态观测器的积分全局快速终端滑模控制方法 (ESO-IGFTSMC), 主要工作如下:

1) 研究基于扩张状态观测器的积分全局快速终端滑模控制. 与文献 [12] 相比, 本文设计积分全局快速终端滑模面, 并理论证明其能够在有限时间内收敛, 解决了 SMC 收敛速度受限的固有缺陷.

2) 基于双曲正切函数构造光滑连续的改进型指数趋近律. 相比文献 [14], 此设计在保持控制器原有鲁棒性的同时能够有效缓解 SMC 输出抖振问题.

3) 采用扩张状态观测器对系统未建模动态及外部扰动进行实时估计与动态补偿, 进一步增强系统抗干扰能力与动态稳定性, 并通过李雅普诺夫稳定性理论严格证明所提出方法的收敛特性, 使得本文方法优于现有文献^[15].

1 系统结构与数学模型

中低速磁悬浮列车利用固定在底部悬浮架上的电磁铁与 F 型铁磁轨道之间的电磁力实现车体的悬浮功能. 悬浮架采用桁架连接两侧悬浮模块的结构, 实现模块间的机械解耦, 每侧模块包含两个悬浮点, 可以通过算法电气解耦, 进而将复杂的悬浮系统分解成多个独立的单点悬浮系统进行控制. 因此, 单点

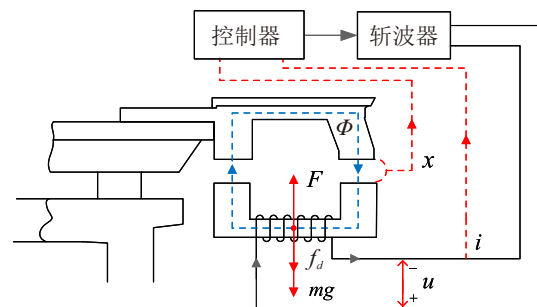


图1 F 轨悬浮结构模型

悬浮系统可作为研究多点悬浮系统的基础,并且更具一般性.针对中低速磁悬浮列车单点悬浮系统控制结构搭建F轨实验平台如图1所示.

通过对悬浮动力学^[16]模型进行分析推导,可得到F轨悬浮系统基本模型如下:

$$\begin{cases} m \frac{d^2x(t)}{dt^2} = mg - F(x, i) + f_d(t), \\ F(x, i) = \frac{\mu_0 N^2 A}{4} \left[\frac{i(t)}{x(t)} \right]^2, \\ u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: R 为线圈电阻, L 为线圈电感, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为真空磁导率, A 为电磁铁有效极面积, N 为线圈匝数, m 为电磁铁质量, $x(t)$ 为悬浮间隙, $F(x, t)$ 为电磁铁所受电磁力, $f_d(t)$ 为外界干扰力, $u(t)$ 为电磁铁两端电压, $i(t)$ 为线圈电流.

根据系统平衡条件 $F(x_0, i_0) = mg$, 在平衡点 (x_0, i_0) 附近对式(1)进行线性化处理^[17], 有

$$\begin{cases} m \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -K_i i + K_x x, \\ K_i = \frac{\mu_0 N^2 A i_0}{2x_0^2}, \\ K_x = \frac{\mu_0 N^2 A i_0^2}{2x_0^3}. \end{cases} \quad (2)$$

其中: $F(x_0, i_0)$ 为电磁铁平衡点电磁力, x_0 和 i_0 分别为平衡位置和平衡电流, K_i 和 K_x 分别为电流和位移刚度系数.

假定电磁铁线圈电感在位置变换时保持不变, 则有 $L(x) = L_0 = \mu_0 N^2 A / x_0$, 平衡点处电感定义为 L_0 . 因为电磁铁的位置变化范围小, 线圈电感量也在一个较小范围内变换^[18], 对控制分析几乎无影响.

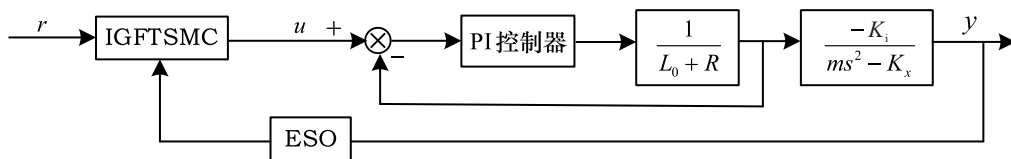


图3 基于ESO-IGFTSMC的双环控制结构

2.1 电流内环控制器设计

由式(3)可求得悬浮电磁铁电压与电流关系为

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{L_0 s + R}, \quad (5)$$

进而可设计PI控制器

$$U_{PI} = K_p + K_i \times \frac{1}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s}. \quad (6)$$

同时, 设定PI控制系数 $K_p = L_0 K$, $K_i = RK$, 则 $U_{PI} = (L_0 s + R) / s \times K$, 故电流内环闭环传递函

数为

$$\begin{cases} (ms^2 - K_x)X(s) = -K_i I(s) + F_d(s), \\ U(s) = (L_0 s + R)I(s). \end{cases} \quad (3)$$

分析式(3)可设计系统模型结构如图2所示.

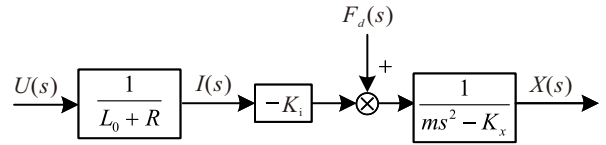


图2 F轨悬浮系统模型结构

由式(3)进一步推导得出系统开环传递函数为

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{-K_i}{s^3 + \frac{R}{L_0} s^2 + \frac{K_x}{m} s - \frac{K_x R}{m L_0}}. \quad (4)$$

根据劳斯判据, 结合式(4)系统特征方程可知, 此F轨悬浮控制系统为三阶不稳定系统, 且通过秩判据易知设计合适的反馈控制器可保证系统的稳定.

2 系统控制器设计

悬浮电磁铁与导轨间发生相对运动时, 根据电磁感应原理, 这种运动将在导轨中产生涡流, 涡流会阻碍电磁铁中的磁场变化, 从而使电感增加. 在此情况下, 悬浮电磁铁需要更多的电流维持相同的磁动势, 从而对系统的功率需求和效率产生影响, 被称为大电感效应^[19]. 为避免大电感效应对悬浮电磁铁的影响, 本文采用磁悬浮技术中常用的串级控制结构^[20]. 这种结构将单点悬浮系统拆分成电流内环与位置外环两个子系统, 并分别单独设计控制器. 为加快电流响应速度, 电流内环采用PI控制器; 位置外环则使用ESO-IGFTSMC控制以达到优化系统动、静态响应, 增强系统抗扰性能以及实现系统稳定的目的. 双环控制结构如图3所示.

控制复杂度.

2.2 位置外环控制器设计

由上述所设计的电流环控制器对单点悬浮系统进行降阶处理后, 本文选取系统状态变量 $x_1 = x(t)$, $x_2 = \dot{x}(t)$, 令控制输入为 $u = u(t)$, 输出为 $y = y(t)$, 则单点悬浮系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = ax_1 + bu, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (8)$$

其中: $a = -K_x/m = -6\,146.46$, $b = K_i/(mR_m) = 8.01$. 则可知 F 轨悬浮系统为能控且能观系统, 为确保系统的稳定性, 可设计相应反馈控制器和观测器. F 轨悬浮系统参数见表 1.

表1 F 轨悬浮系统物理参数

符号	含义	取值
m	悬浮体质量/kg	3.25
N	线圈匝数/匝	830
R_m	线圈电阻/ Ω	1.771
A	电磁铁磁极面积/ m^2	1.08×10^{-3}
μ_0	真空磁导率/ $(\text{H} \cdot \text{m}^{-1})$	$4\pi \times 10^{-7}$
i_0	平衡电流/A	2.0
x_0	平衡位置/mm	4.5

2.2.1 SMC 设计与分析

由系统状态模型 (8) 可知, x_1 定义为电磁铁实际位置, 并设给定位置为 x_d , 由于 $x_1 = x_d \neq 0$, 需要根据误差系统设计滑模函数, 误差系统为

$$\begin{cases} \delta_1 = x_1 - x_d, \\ \delta_2 = \dot{\delta}_1 = x_2, \\ \dot{\delta}_3 = \dot{x}_2 = \tilde{x}_3 + bu(t) + F_d(t). \end{cases} \quad (9)$$

其中: 定义 $\tilde{x}_3 = ax_1$ 为系统已知扰动; $F_d(t)$ 为干扰, 假设其存在上界 $\varepsilon(t)$, 使得 $F_d(t) \leq \varepsilon(t)$.

控制任务的核心在于设计控制律 $u(t)$, 其目标是确定系统所需的电磁力, 以实现参考输入的精确且快速跟踪. 在传统的 SMC 框架下, 通常选取滑模面 s 为

$$s = \delta_2 + c_1\delta_1. \quad (10)$$

其中: c_1 为滑模面系数, δ_1 和 δ_2 为系统状态变量. 定义李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2. \quad (11)$$

根据李雅普诺夫稳定性理论, 对式 (11) 求导得

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[c_1\delta_2 + \tilde{x}_3 + bu(t) + F_d(t)]. \quad (12)$$

结合等速趋近律 $\dot{s} = \varepsilon(t)\text{sign}(s)$ 并依据系统稳定性原理要求 $\dot{V} \leq 0$, 设计控制律为

$$u(t) = -\frac{1}{b}[c_1\delta_2 + \tilde{x}_3 + \varepsilon(t)\text{sign}(s)]. \quad (13)$$

其中: $\varepsilon(t)$ 为控制器切换增益系数, 即干扰上界, $\varepsilon(t) = \max |F_d(t)| + \psi$, ψ 为大于 0 常数. 则有

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s[-\varepsilon(t)\text{sign}(s) + F_d(t)] = \\ &= -\varepsilon(t)|s| + sF_d(t) \leq -\psi|s| \leq 0. \end{aligned} \quad (14)$$

由式 (14) 可以判断系统稳定. 对其进一步分析, 当 $s = 0$ 时, 结合式 (10) 可得

$$\int_0^t \frac{1}{\delta_1(t)} \dot{\delta}_1(t) dt = \int_0^t c_1 dt, \quad (15)$$

$$\delta_1(t) = \delta_1(0) \exp(-c_1 t). \quad (16)$$

分析式 (16) 可知, 只有当 $t \rightarrow +\infty$ 时, 误差 $\delta_1(t)$ 趋向于 0. 由此可证实, 传统 SMC 无法保证系统在有限时间内收敛, 而在实际的 F 轨悬浮控制系统中, 有限时间内收敛是判定此系统优劣的重要指标.

同时, 等速趋近律 $\dot{s} = \varepsilon\text{sign}(s)$ 的固有特性也引发了两个关键性问题:

1) 基于符号函数的不连续控制机制, 即使在系统状态趋近滑模面邻域时, 仍持续产生双极性切换信号, 导致执行机构出现高频切换行为, 这种本质性高频抖振现象会显著影响执行机构使用寿命.

2) 趋近速率恒定导致的动态响应迟滞特性, 当系统状态进入滑模面邻域时, 由于缺乏基于滑模面距离的自适应调节能力, 持续恒定的趋近速率将引发准滑动模态振荡. 特别值得注意的是, 趋近速率参数与系统动态性能呈现强耦合关系: 降低趋近速率虽可削弱抖振幅值, 但会延长调节时间; 反之, 增大趋近速率虽能缩短响应时间, 但会加剧抖振强度. 这种非凸优化特性表明, 等速趋近律 $\dot{s} = \varepsilon\text{sign}(s)$ 在响应速度与抖振抑制之间不存在最优解^[21].

2.2.2 ESO-IGFTSMC 设计与分析

基于对 F 轨悬浮系统动力学模型及传统滑模控制机理的综合分析, 本研究提出基于扩张状态观测器的积分全局快速终端滑模控制策略, 旨在有效克服传统滑模控制的固有缺陷并提升系统控制品质. 控制策略的构建遵循以下技术路径:

1) 引入全局快速终端滑模控制框架, 通过构造含非线性复合函数的滑模面, 可实现系统误差的有限时间收敛特性. 该方法有效改善了传统控制策略存在的渐近收敛速率不足问题^[14-15]. 其次, 针对滑模控制稳态精度受限的缺陷, 在保持全局快速终端滑模控制强鲁棒性的基础上, 融入电磁体间隙误差的积分补偿机制. 该改进策略不仅加速了系统动态响应, 同时显著抑制了稳态误差.

2) 为解决等速趋近律 $\dot{s} = \varepsilon \text{sign}(s)$ 在收敛速率与抖振抑制间的权衡问题, 采用具有状态自适应的指数趋近律. 该方案通过引入滑模面绝对值实现动态收敛速率的智能调节: 当系统间隙误差较大 (对应滑模面函数值较高) 时, 增强趋近速度以加速暂态响应; 当误差进入邻域收敛阶段 (对应滑模面函数值较低) 时, 自动降低趋近速率以实现平滑过渡. 该机制在保证系统稳定性的同时, 有效抑制了控制输出的高频抖振. 此外, 采用具有连续特性的双曲正切函数替代传统符号函数, 进一步优化了抖振抑制效果.

3) 通过引入扩张状态观测器构建复合控制系统, 实现了对系统集总扰动的高精度实时估计与动态前馈补偿. 该设计策略不仅显著提升了系统的动态性能指标, 同时增强了悬浮系统在复杂扰动环境下的鲁棒稳定性.

2.2.2.1 IGFTSMC 设计

依据 GFTSMC 设计原理, 构造 IGFTSMC 滑模面为

$$s = \delta_2 + c_1 \delta_1 + c_2 \int_0^t \delta_1 dt + \beta \delta_1^{p/q}. \quad (17)$$

其中: c_2 为滑模面系数; β 为正常数; p 与 q 为正奇数, 且 $p < q$. 则有

$$\dot{s} = \dot{x}_3 + bu(t) + F_d(t) + c_1 \delta_2 + c_2 \delta_1 + \beta \frac{p}{q} \delta_1^{(p/q-1)} \delta_2. \quad (18)$$

同时设计改进指数趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon |s| \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) - ks, \quad (19)$$

其中 k 为增益系数且大于 0. 双曲正切函数为

$$\tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) = \frac{e^{\frac{s}{\Delta}} - e^{-\frac{s}{\Delta}}}{e^{\frac{s}{\Delta}} + e^{-\frac{s}{\Delta}}}. \quad (20)$$

Δ 越小, 双曲正切函数在原点附近越陡峭, 其曲线如图 4 所示. 由此可知, 通过改进型指数趋近律的优化设计, 可有效抑制符号函数的不连续性, 进而显著降低系统的高频抖振现象.

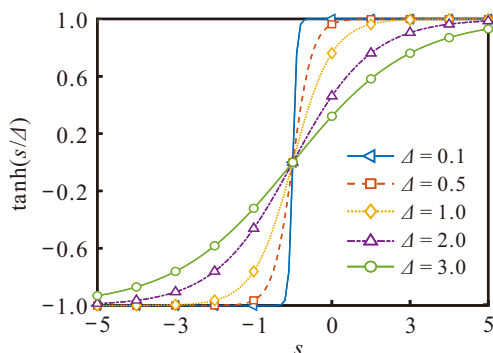


图4 双曲正切函数

结合式 (18), 采用式 (11) 所定义的李雅普诺夫

函数, 则有

$$\dot{V} = s \left[\dot{x}_3 + bu(t) + F_d(t) + c_1 \delta_2 + c_2 \delta_1 + \beta \frac{p}{q} \delta_1^{(p/q-1)} \delta_2 \right]. \quad (21)$$

将式 (19) 代入 (18), 并根据李雅普诺夫稳定性理论 $\dot{V} \leq 0$, 可得控制率为

$$u_0 = -\frac{1}{b} \left(\varepsilon |s| \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) + ks + c_1 \delta_2 + \dot{x}_3 + c_2 \delta_1 + \beta \frac{p}{q} \delta_1^{(p/q-1)} \delta_2 \right). \quad (22)$$

将控制率 (22) 代入式 (21) 中, 类同式 (14) 推导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \dot{s} = \\ & s \left[F_d(t) - \varepsilon(t) |s| \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) - k(t)s \right] = \\ & s F_d(t) - \varepsilon(t) |s|^2 - k(t) |s|^2 \leq \\ & - \max |F_d(t)| |s|^2 - [\psi + k(t)] |s|^2 + F_d(t) \leq 0. \end{aligned} \quad (23)$$

进一步分析系统稳定性, 当 $s = 0$ 时, 结合式 (17) 可得

$$-\beta = \delta_1^{(-p/q)} \left(\frac{d\delta_1}{dt} + c_2 \int_0^t \delta_1 dt \right) + c_1 \delta_1^{(1-p/q)}. \quad (24)$$

对式 (24) 等号两侧进行关于时间 t 的求导, 消除积分项, 可得

$$\frac{d(-\beta)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\delta_1^{(-p/q)} \left(\frac{d\delta_1}{dt} + c_2 \int_0^t \delta_1 dt \right) + c_1 \delta_1^{(1-p/q)} \right]. \quad (25)$$

针对式 (25), 应用乘积规则和链式法则, 可得关于 δ_1 的二次性微分方程. 进一步, 当 $\delta_1 = 0$ 时, $t = t_s$, 对此方程求解可得

$$t_s = \frac{1 - \frac{p}{q}}{\sqrt{\left(\left(1 - \frac{p}{q}\right) c_1 \right)^2 - 4 \left(1 - \frac{p}{q}\right) c_2}} \ln \left(\left| \frac{B}{A} \right| \right), \quad (26)$$

其中 A 和 B 为常数. 由此可得, 当间隙误差为 0 ($\delta_1 = 0$) 即系统趋于稳定时, 式 (26) 中 t_s 为可求解实数, 则证明系统可在有限时间 t_s 内达到稳态.

由此可知, IGFTSMC 成功克服了 SMC 收敛速度慢的问题, 使得系统具备更强的抑制干扰能力, 在避免传统控制方法渐近收敛或振动问题的同时贴合磁悬浮系统快速稳定的需求.

2.2.2.2 ESO 设计

为进一步消除系统输出抖振, 改善系统动态性能, 提高系统稳定性和鲁棒性, 本文在 IGFTSMC

基础上引入扩张状态观测器. 针对式 (8) 所表示的系统状态方程, 可定义 $f(t, y, \dot{y})$ 为系统总扰动, 系统状态方程则为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu, \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(t, y, \dot{y}), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (27)$$

其中 $f(t, y, \dot{y}) = \tilde{x}_3 + F_d$. 基于观测器理论, 对式 (27) 进行重构与设计, 可得扩张后系统的状态观测器为

$$\begin{cases} \varepsilon = y - z_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\varepsilon, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\varepsilon + bu, \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\varepsilon. \end{cases} \quad (28)$$

其中: z_1, z_2, z_3 分别为系统状态变量 x_1, x_2, x_3 的观测值, $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 分别为观测器增益参数.

综上所述, 为对电磁铁受到的干扰进行补偿和控制, 结合 ESO 与 IGFTSMC 设计出 ESO-IGFTSMC 控制器, 其中包含对系统总扰动的估计值 z_3 . 控制器最终控制输出量为

$$\begin{aligned} u = u_0 - \frac{z_3}{b} = \\ -\frac{1}{b} \left[\varepsilon |s| \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) + ks + c_1 \delta_2 + \tilde{x}_3 + \right. \\ \left. c_2 \delta_1 + \delta_2 \beta \frac{p}{q} e^{(p/q-1)} + z_3 \right]. \end{aligned} \quad (29)$$

由式 (27) 和 (28) 可进一步定义状态估计误差, 对其求导得

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - z_1, e_2 = x_2 - z_2, e_3 = x_3 - z_3, \\ \dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{z}_1 = e_2 - \beta_{01}\varepsilon = e_2 - \beta_{01}e_1, \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{z}_2 = e_3 - \beta_{02}\varepsilon = e_3 - \beta_{02}e_1, \\ \dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{z}_3 = \dot{f}(t, y, \dot{y}) - \beta_{03}\varepsilon = \\ \dot{f}(t, y, \dot{y}) - \beta_{03}e_1. \end{cases} \quad (30)$$

为证明 ESO 的稳定性, 定义李雅普诺夫函数并对其进行求导, 得

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2, \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 = \\ e_1(e_2 + \beta_{01}e_1) + e_2(e_3 + \beta_{02}e_1) + \\ e_3(\dot{f}(t, y, \dot{y}) + \beta_{03}e_1) = \\ e_1e_2 - \beta_{01}e_1^2 + e_2e_3 - \beta_{02}e_1e_2 + \\ e_3\dot{f}(t, y, \dot{y}) - \beta_{03}e_1e_3. \end{aligned} \quad (32)$$

为使 $\dot{V} < 0$, 考虑二次型部分 $-\beta_{01}e_1^2 - \beta_{02}e_1e_2 - \beta_{03}e_1e_3$, 且转换成矩阵形式为

$$\dot{V} =$$

$$[e_1 \ e_2 \ e_3] \begin{bmatrix} -\beta_{01} & -\frac{\beta_{02}}{2} & -\frac{\beta_{03}}{2} \\ -\frac{\beta_{02}}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{\beta_{03}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}. \quad (33)$$

由式 (33) 可知, 当观测器参数 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 取值恰当时可使式 (21) 被判定为负定矩阵, 满足 $\dot{V} < 0$, 从而证明状态估计误差 e_1, e_2, e_3 能够随着时间收敛到零, 即所设计的扩张状态观测器是渐近稳定的.

根据文献 [22] 对于观测器参数及观测器带宽的定义与推导, 可得出观测器参数化规则为: 将观测器的所有极点设置为 $-\omega_0$ (ω_0 为观测器带宽), 使观测器的所有参数成为 ω_0 的函数, 且该规则可扩展至 n 阶观测器及任意系统的 Luenberger 观测器. 同时, 在满足式 (21) 为负定矩阵的基础上, 观测器参数取为

$$\beta_{01} = 3\omega_0, \beta_{02} = 3\omega_0^2, \beta_{03} = \omega_0^3. \quad (34)$$

2.2.2.3 ESO-IGFTSMC 性能分析

根据上文可知, 控制器 IGFTSMC 在有限时间内系统状态可到达滑模面; 但当存在未知扰动即 $d \neq 0$ 时, 滑动变量则无法到达 0, 系统将存在稳态误差. 以 D 为实际系统中位置干扰 d 的上界, $D = \max(d)$, 当 $t \rightarrow +\infty$ 时, 滑模误差最终界为

$$|s| \leq \frac{D}{\varepsilon + k}. \quad (35)$$

由式 (29) 所表示的 ESO-IGFTSMC 控制器最终控制输出量 u , 结合李雅普诺夫函数, 同理可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = s \dot{s} = \\ s \left[c_1 \delta_2 + \tilde{x}_3 + d + z_3 + bu_0 + c_2 \delta_1 + \delta_2 \beta \frac{p}{q} e^{(p/q-1)} \right] = \\ s \left[-\varepsilon |s| \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) - ks + d + z_3 \right] \leq \\ -\varepsilon |s|^2 \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) - k |s|^2 + |d + z_3| |s| = \\ -|s| \left[\left(\varepsilon \tanh\left(\frac{s}{\Delta}\right) + k \right) |s| - |d + z_3| \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

假设 \hat{D} 为引入 ESO 后系统所受实际扰动的上界, 即 $\hat{D} = \max(|d + z_3|)$, $z_3 \approx -d$, 当 $t \rightarrow +\infty$ 时滑模误差最终界为

$$|s| \leq \frac{\hat{D}}{\varepsilon + k}. \quad (37)$$

可知 ESO-IGFTSMC 实际系统位置干扰 d 的上界远小于控制器 IGFTSMC, 即 $\hat{D} \ll D$, 则易知控制器 ESO-IGFTSMC 可减小滑模误差最终界, 使系统具有更好的抗扰性能.

3 系统仿真及实验

3.1 F 轨悬浮控制系统模拟仿真

基于 F 轨电磁悬浮系统建模分析与悬浮控制器

设计理论框架, 研究构建具有 $K_p = 300$, $K_I = 1000$ 的电流内环控制结构, 并建立传统 SMC、IGFTSMC 以及 ESO-IGFTSMC 三种控制架构的对比实验平台. 通过开展多工况数值仿真实验, 旨在验证 ESO-IGFTSMC 控制策略是否满足理论预期, 以及在动态响应特性、稳态精度和抗干扰能力等关键性能指标上是否能够实现显著优化提升.

在进行 ESO-IGFTSMC 控制器的参数整定时, 可遵循以下步骤:

step 1: 考虑线性项 c_1 起主导远离平衡点时的动态, 加快大误差下收敛速度的作用, 故 c_1 应足够大.

step 2: 积分项 c_2 起消除稳态误差的作用, 其过大会引起积分饱和或系统超调, 过小则消除系统误差速度慢. 通常线性项 c_1 和 c_2 需满足 $c_1^2 > 4c_2^{[23]}$, 可保证系统的阻尼特性, 避免振荡.

step 3: 非线性项 β , 增益系数 ε 和 k 过大会导致控制输入抖振, 过小则会影响系统收敛速度, 因此需要平衡收敛速度和抖振, 根据仿真结果折中选择.

step 4: 非线性项指数需满足 $0 < p/q < 1$, 以确保滑模面在平衡点附近由非线性项主导, 实现有限时间收敛, 同时非线性项指数应为奇数以保证滑模面的光滑性, 通常选为 $p/q = 7/9$.

综合上述调参规则, 再基于仿真实验具体现象进行微调, 即可确定具体参数. 为保证实验的公平性, 3 种控制器相同参数保持一致, 具体参数见表 2.

表2 控制器仿真参数

参数	数值	参数	数值
c_1	500	c_2	25
k	130	ε	0.0005
Δ	0.002	β	0.001
p	7	q	9
ω_0	450	—	—

为验证 ESO-IGFTSMC 控制的跟踪性能和鲁棒性, 并结合实际工况可能出现的因素, 分别进行如下两组仿真对比实验.

仿真 1 轨迹跟踪仿真实验. 模拟在实际工况中, 悬浮目标位置更改时, 3 种控制器下系统的稳定性和跟踪性. 假定悬浮电磁铁初始无悬浮状态, 给定系统悬浮间隙为 4.5 mm, 并在第 4 s 时给予系统跟踪幅值为 -1.5 mm, 时间为 3 s 的方波信号, 3 种控制方法作用下系统响应曲线与误差曲线如图 5 和图 6 所示. 可以看出, 传统 SMC 存在约 1 mm 的稳态精度偏差, 而 IGFTSMC 及 ESO-IGFTSMC 均实现了零稳态误差控制, 这验证了积分环节的有效嵌入能够完全消除系统稳态误差. 值得注意的是, 实验结果

与理论分析具有高度一致性: 当积分增益系数选取偏小时, IGFTSMC 在 4.5 mm 阶跃跟踪实验中呈现出 2.33 s 的调节时间, 而 ESO-IGFTSMC 通过观测器补偿机制将调节时间显著缩短至 0.37 s (仅为前者的 15.9%). 实验数据进一步揭示, 在 3 mm ~ 4.5 mm 悬浮高度动态切换过程中, ESO-IGFTSMC 展现出无超调过渡特性, 相比之下 IGFTSMC 则产生 0.38 mm 的最大超调量. 这些量化结果表明, ESO 的深度融合不仅提升了干扰估计精度, 更通过前馈补偿机制有效克服了低积分增益导致的误差收敛速率下降问题, 同时增强了闭环系统的适应稳定性.

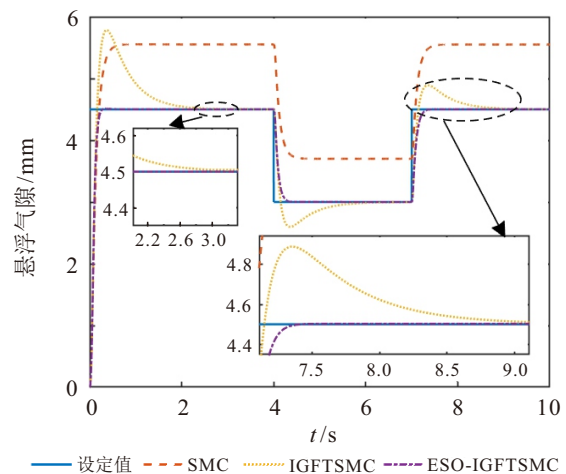


图5 轨迹跟踪仿真实验下悬浮间隙曲线

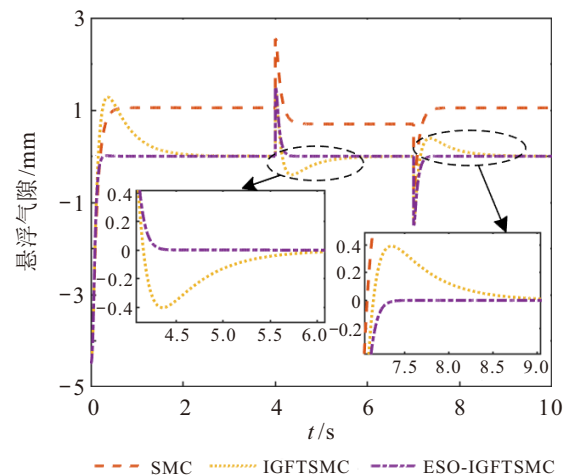


图6 轨迹跟踪仿真实验下悬浮间隙误差曲线

仿真 2 阶跃扰动仿真实验. 模拟在实际工况中, 系统受突发内外干扰时, 3 种控制器下系统的抗扰能力和鲁棒性. 设电磁铁目标悬浮位置为 4.5 mm, 在系统运行 4 s 时对控制量施加幅值为 3 V 的阶跃干扰, 并在第 7 s 时消除此扰动, 3 种控制方法作用下的系统响应曲线与误差曲线如图 7 和图 8 所示. 可以看出, 在 3 V 幅值阶跃扰动下, 传统 SMC 发生闭环失稳现象, 表现为悬浮间隙从稳定值 5.5 mm 持续偏离至 6.2 mm, 而 IGFTSMC 及 ESO-IGFTSMC

均能实现渐近稳定控制. 这验证了 GFTSMC 的结构设计有效增强了闭环系统的干扰抑制能力, 与理论稳定性分析结论高度吻合. 动态响应数据显示, IGFTSMC 在抗扰过程中产生 0.57 mm 最大瞬态偏差和 1.7 s 的恢复时间, 而 ESO-IGFTSMC 通过扰动观测补偿机制将最大偏差抑制至 0.21 mm(相对降低 63%), 恢复时间缩短至 0.3 s(相对缩短 82%). 该实验结果验证了理论预期, 即 ESO 通过实时估计并前馈补偿系统的集总扰动, 能够显著提升控制系统的鲁棒稳定性和动态抗扰能力.

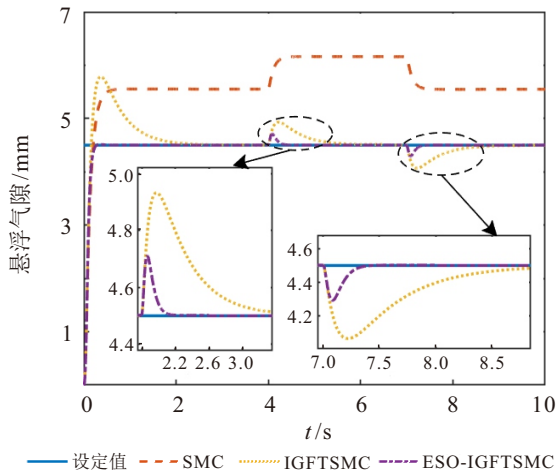


图7 阶跃扰动仿真实验下悬浮间隙曲线

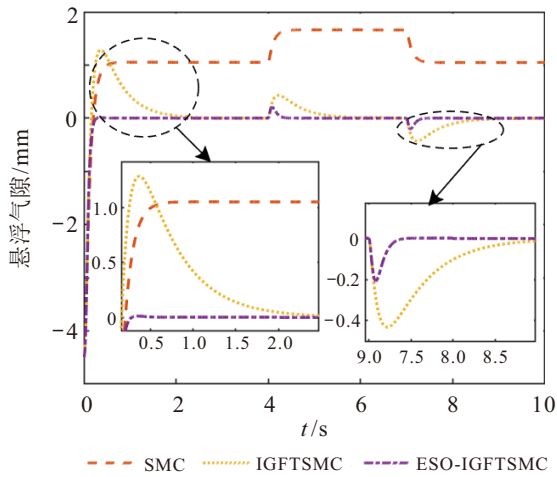


图8 阶跃扰动仿真实验下悬浮间隙误差曲线

依据上述仿真实验结果, 在 ESO-IGFTSMC 作用下的系统与 SMC 和 IGFTSMC 相比, 性能提升如表 3 所示.

表3 仿真测试下系统性能对比

所提出方法	对比方法	性能提升百分比/%			
		ITAE		ITSE	
		仿真1	仿真2	仿真1	仿真2
ESO-IGFTSMC	SMC	92.78	98.04	85.03	92.13
	IGFTSMC	66.65	74.76	35.11	40.27

综上, ESO-IGFTSMC 表现出精确跟踪、快速响

应、抑制稳态误差的特点, 这表明该方法成功克服了传统 SMC 在干扰工况下的稳定性缺陷与动态滞后问题, 同时也验证了 ESO-IGFTSMC 满足磁悬浮系统对快速性、准确性和平稳性的多维性能要求.

3.2 F 轨悬浮控制系统物理实验

为进一步验证 ESO-IGFTSMC 控制器在实际各类工况下的控制性能, 本文搭建半实物仿真技术 F 轨单点悬浮试验台并进行实物验证实验. F 轨单点悬浮试验台如图 9 所示.

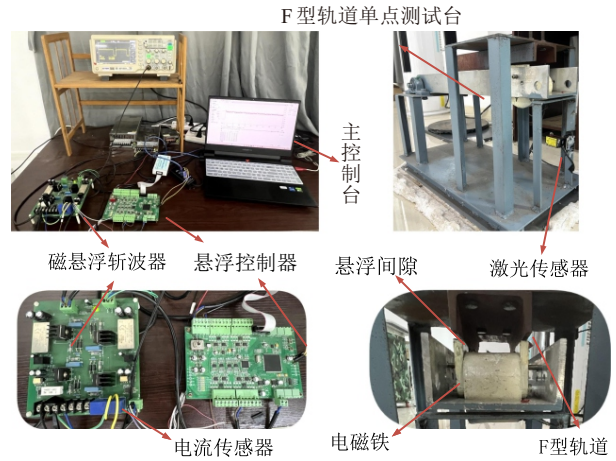


图9 F 轨单点悬浮试验台

实际系统存在温漂、斩波器开关频率限制等因素, 因此控制器参数需在仿真参数的基础上做进一步调整, 控制器实验参数如表 4 所示.

表4 控制器实验参数

参数	数值	参数	数值
c_1	90	c_2	15
k	90	ε	0.1
Δ	0.002	β	0.005
p	7	q	9
ω_0	9	—	—

实验验证方案如下.

实验 1 动态轨迹跟踪性能评估实验. 与轨迹跟踪仿真实验相呼应, 通过设置悬浮间隙时变参考轨迹, 定量分析传统 SMC、IGFTSMC 与 ESO-IGFTSMC 三种控制架构的轨迹跟踪精度, 旨在验证控制器在目标位置动态变化工况下的适应能力.

给定系统悬浮目标位置为 4.5 mm, 在系统运行第 4 s 时叠加幅值为 -1.5 mm、时间为 3 s 的方波信号于给定输入信号, 以测试系统跟踪适应性, 3 种控制方法作用下的系统响应曲线和误差曲线如图 10 和图 11 所示. 可以看出, 传统 SMC 在 F 轨实物平台中复现了仿真环境下的控制特性, 表现为 2.1 mm 的稳态跟踪偏差, 同时伴随显著高频抖振现象(峰峰值 0.35 mm). IGFTSMC 与 ESO-IGFTSMC 在 3 mm 至

4.5 mm 动态轨迹跟踪过程中均实现亚毫米级跟踪精度, 验证了改进指数趋近律的引入可以大幅抑制系统抖振的理论推导结果. 定量分析表明, IGFTSMC 在阶跃响应中存在 0.2 mm 稳态误差, 且产生 0.82 mm 瞬态超调量 (占目标变化量的 18.2%)、抖振幅值 0.21 mm 及 2.1 s 调节时间. 而 ESO-IGFTSMC 展现出零超调过渡特性, 将抖振抑制至 0.03 mm (降幅达 85.7%), 并实现零调节时间特性 (误差带收敛速率提升至实时跟踪水平).

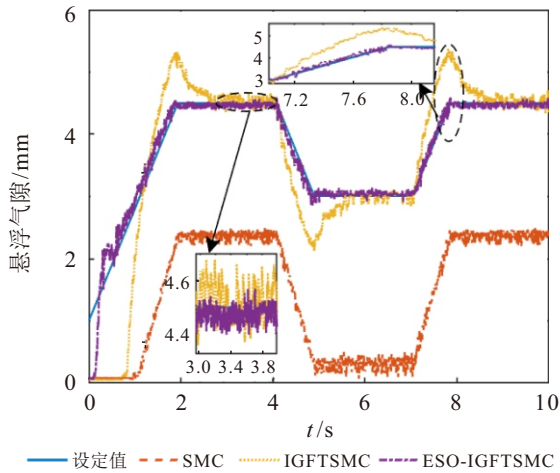


图10 方波信号下电磁铁轨迹响应曲线

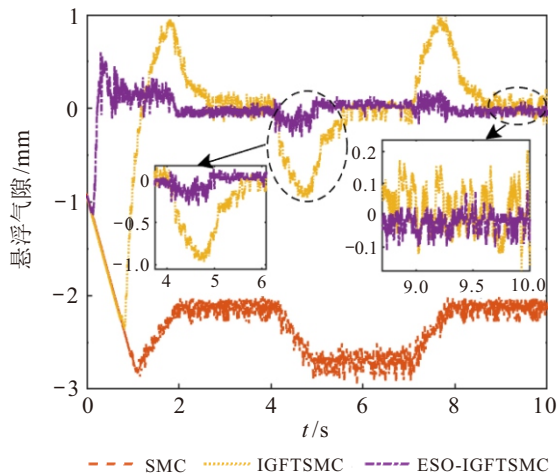


图11 方波信号下电磁铁轨迹响应误差曲线

实验2 阶跃扰动抑制特性测试实验. 与阶跃扰动仿真实验相呼应, 在系统稳态运行阶段注入 3 V 幅值阶跃型扰动信号, 观测 3 种控制器下系统稳定情况, 对比研究 3 种控制策略在非平稳运行环境下的动态鲁棒特性与干扰抑制能力.

给定系统悬浮目标位置为 4.5 mm, 在系统运行第 4 s 时给予系统一个突加的控制量为 3 V 的阶跃干扰信号, 并在第 7 s 时撤去此干扰信号, 以测试系统抗扰特性, 3 种控制方法作用下的系统响应曲线和误差曲线如图 12 和图 13 所示. 可以看出, 传统 SMC 在 3 V 阶跃扰动激励下呈现动态失稳现象, 其失稳

边界特征表现为 1.15 mm 峰峰值的持续振荡, 且系统相轨迹持续偏离滑模吸引域. IGFTSMC 与 ESO-IGFTSMC 则保持渐近稳定特性, 验证了 GFTSMC 结构设计的理论正确性. 定量分析表明, IGFTSMC 产生 1.1 mm 动态超调量、0.25 mm 抖振幅值及 1.1 s 瞬态调节时间; ESO-IGFTSMC 通过 ESO 前馈补偿机制, 将动态超调抑制至 0.48 mm (相对降幅 56.4%), 抖振幅度衰减至 0.04 mm (相对降幅 84.1%), 并实现 0.14 s 的超快恢复特性 (调节时间缩减 87.3%).

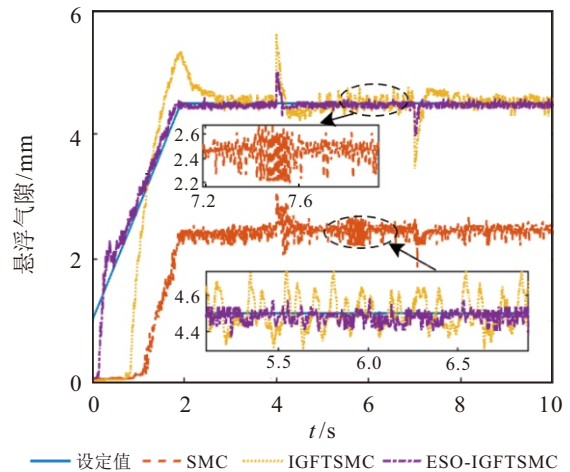


图12 阶跃干扰下电磁铁轨迹响应曲线

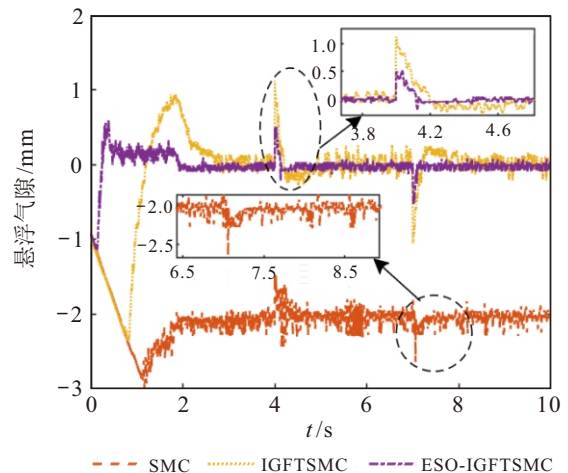


图13 阶跃干扰下电磁铁轨迹响应误差曲线

实验3 冲击扰动鲁棒性验证实验. 进一步验证 3 种控制器的抗扰性能, 以外来冲击性扰动模拟实际工况中突发偶遇的强扰动事件, 系统验证 3 种控制器在极端扰动条件下的鲁棒稳定性边界与动态恢复特性.

给定系统悬浮目标位置为 4.5 mm, 在系统运行至第 4 s 时, 使用质量为 500 g 的铁块在给定高度使之呈现自由落体运动砸落于悬浮架上, 以施加外部冲击性强扰动, 7 s 时撤去重物, 进一步测试系统鲁棒和抗扰性, 3 种控制方法作用下系统响应曲线和误差曲线如图 14 和图 15 所示. 可以看出, 面对外来冲

击强扰动, 传统 SMC 在扰动发生瞬间呈现 1.4 mm 偏差量, 且抖动剧烈, 出现失稳态势. IGFTSMC 与 ESO-IGFTSMC 分别将偏差降低至 1.1 mm 与 0.6 mm, 并实现渐近收敛, 证实 GFTSMC 可增强传统 SMC 的鲁棒性, 且在此基础上 ESO 能够进一步优化系统抗扰性能的理论推导与仿真结论. 在撤去重物后, 传统 SMC 无法维持原稳态, 产生 2.5 mm 稳态偏移及 0.65 mm 峰峰值振荡. 而其余两种控制器均能回归初始稳态, 其中 IGFTSMC 呈现出 0.4 mm 的最大超调, 峰峰值为 0.27 mm 的抖振和 0.8 s 的调节时间; 与之相比, ESO-IGFTSMC 能够显著改善动态指标, 其最大超调下降 47.5%(0.21mm 最大超调), 抖振幅度锐减 51.6%(0.13 mm 峰峰值) 且具备近乎零调节时间优势.

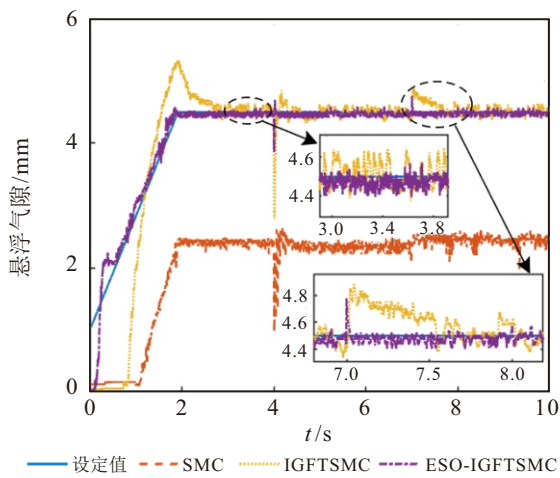


图14 外部冲击下电磁铁轨迹响应曲线

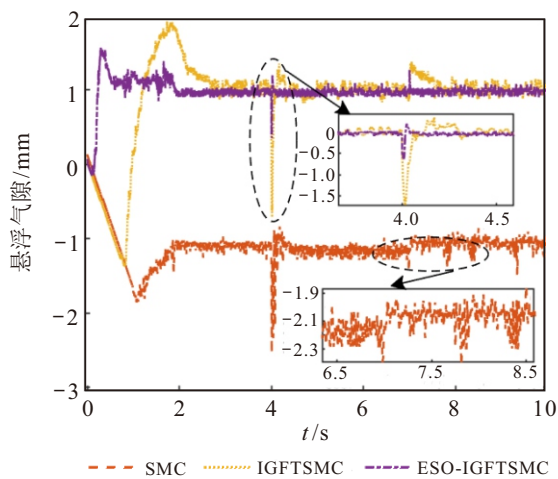


图15 外部冲击下电磁铁轨迹响应误差曲线

依据上述物理实验结果, 可得出 ESO-IGFTSMC 作用下系统相比 SMC 和 IGFTSMC 方法下系统性能提升度, 具体如表 5 所示.

由上述结果可知, 3 组实验结果与理论及仿真结论相一致, 这表明 ESO-IGFTSMC 在间隙动态跟踪及内外干扰方面皆具备优异的性能, 且具备工程实践应用的可行性.

表5 仿真测试下系统性能对比

所提出方法	对比方法	性能提升百分比/%					
		ITAE			ITSE		
		实验1	实验2	实验3	实验1	实验2	实验3
ESO-IGFTSMC	SMC	97.99	96.16	96.34	99.92	99.34	99.34
	IGFTSMC	80.12	74.80	73.83	96.93	91.93	91.57

4 结 论

本文针对具有多扰动和强耦合非线性特征的磁悬浮系统的稳定性问题, 提出基于扩张状态观测器的积分全局快速终端滑模控制方法. 该方法通过构建全局快速终端滑模面并融合悬浮间隙误差的积分项, 在确保系统有限时间收敛特性的同时, 显著提升了系统动态响应速度与跟踪精度, 有效消除了稳态误差; 通过改进传统指数趋近律, 引入滑模面绝对值的增益项加速收敛过程, 并采用双曲正切函数替代符号函数, 在保持系统稳定性的前提下显著抑制了控制抖振现象; 结合扩张状态观测器对系统总扰动的实时估计与动态补偿, 进一步增强了控制系统的抗干扰能力和鲁棒性. 理论稳定性分析、对比仿真实验与磁悬浮平台实测数据均验证了该控制策略在收敛速度、控制精度和抗干扰性能方面的优越性, 验证了所提出方法的工程实用价值.

参考文献 (References)

- [1] 邓自刚, 刘宗鑫, 李海涛, 等. 磁悬浮列车发展现状与展望[J]. 西南交通大学学报, 2022, 57(3): 455-474. (Deng Z G, Liu Z X, Li H T, et al. Development status and prospect of maglev train[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2022, 57(3): 455-474.)
- [2] 罗炜宁, 王强. 磁悬浮列车未来发展与展望[J]. 硅谷, 2013, 6(5): 2. (Luo W N, Wang Q. Future development and prospect of maglev train[J]. Silicon Valley, 2013, 6(5): 2.)
- [3] Gao T, Yang J, Jia L M, et al. Design of new energy-efficient permanent magnetic maglev vehicle suspension system[J]. IEEE Access, 2019, 7: 135917-135932.
- [4] 张威风, 蔡文锋, 徐银光, 等. 两种典型中低速磁浮交通导轨磁力特性及变形研究[J]. 城市轨道交通研究, 2022, 25(1): 141-147. (Zhang W F, Cai W F, Xu Y G, et al. Research on magnetic characteristics and de-formation of two typical medium-low speed maglev rails[J]. Urban Rail Transit Study, 2022, 25(1): 141-147.)
- [5] 杨杰, 杨星, 高涛, 等. 电磁悬浮系统的改进线性自抗扰控制方法[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 131-141. (Yang J, Yang X, Gao T, et al. Improved linear active disturbance rejection control method for electromagnetic levitation system[J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2024, 28(1): 131-141.)
- [6] 翟明达, 张博, 李晓龙, 等. 基于模糊 PID 控制的准零刚度磁悬浮隔振平台的设计与实现[J]. 西南交通大学

- 学报, 2023, 58(4): 886-895.
(Zhai M D, Zhang B, Li X L, et al. Design and implementation of magnetic suspension vibration isolation platform with quasi-zero stiffness based on fuzzy PID control[J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2023, 58(4): 886-895.)
- [7] 曹泽华, 杨杰, 胡海林. 单点磁悬浮系统自抗扰自适应控制[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2024, 56(8): 86-93.
(Cao Z H, Yang J, Hu H L. Active disturbance rejection and adaptive control of magnetic suspension system[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2024, 56(8): 86-93.)
- [8] Boyar A, Kabalci E, Kabalci Y. Sensorless speed controller of an induction motor with MRAS-based model predictive control[J]. *Computers and Electrical Engineering*, 2024, 118: 109350.
- [9] 范亚洲, 孙林祥, 白雪剑, 等. 基于自适应反正切非奇异终端滑模的水下机械臂轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(1): 205-213.
(Fan Y Z, Sun L X, Bai X J, et al. Trajectory tracking control of underwater manipulator based on adaptive arctangent non-singular terminal sliding mode control[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(1): 205-213.)
- [10] 胡海林, 陈维金, 虞诗焱, 等. 考虑边端效应及参数变化的直线感应电机 MRAS 速度观测方法[J]. *铁道科学与工程学报*, 2024, 21(4): 1591-1601.
(Hu H L, Chen W J, Yu S Y, et al. MRAS velocity observation method for a linear induction motor considering edge effects and parameter variations[J]. *Journal of Railway Science and Engineering*, 2024, 21(4): 1591-1601.)
- [11] 刘鑫, 严爱军. 数据驱动的未知线性离散系统双模模型预测控制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(3): 813-821.
(Liu X, Yan A J. Data-driven dual-mode model predictive control for unknown linear discrete systems[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(3): 813-821.)
- [12] 赵磊, 王军晓, 黄光普, 等. 基于扩张状态观测器的磁悬浮球连续滑模控制[J]. *高技术通讯*, 2020, 30(5): 480-486.
(Zhao L, Wang J X, Huang G P, et al. Continuous sliding mode control of magnetic levitation ball based on extended state observer[J]. *Chinese High Technology Letters*, 2020, 30(5): 480-486.)
- [13] Chen C, Xu J Q, Ji W, et al. Sliding mode robust adaptive control of maglev vehicle's nonlinear suspension system based on flexible track: Design and experiment[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 41874-41884.
- [14] 韩俊庆, 吴爱国, 董娜. 基于滑模干扰观测器的机械臂终端滑模控制[J]. *中南大学学报: 自然科学版*, 2020, 51(10): 2749-2757.
(Han J Q, Wu A G, Dong N. Terminal sliding mode control for robotic manipulator based on sliding mode disturbance observer[J]. *Joullla of Central South University: Science and Technology*, 2020, 51(10): 2749-2757.)
- [15] 魏静波, 罗浩, 关子浸. 基于干扰观测器的磁悬浮球系统全局快速终端滑模控制[J]. *西南交通大学学报*, 2023, 58(4): 836-844.
(Wei J B, Luo H, Guan Z J. Global fast terminal sliding mode control of magnetic levitation ball system based on disturbance observer[J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2023, 58(4): 836-844.)
- [16] Shi Y, Ma W H, Li M, et al. Research on dynamics of a new high-speed maglev vehicle[J]. *Vehicle System Dynamics*, 2022, 60(3): 721-742.
- [17] 王成杰, 伍星, 张静, 等. 中低速磁浮列车悬浮控制策略研究综述[J]. *电气自动化*, 2019, 41(5): 1-3.
(Wang C J, Wu X, Zhang J, et al. Summary of researches on levitation control strategies for low and medium speed maglev trains[J]. *Electrical Automation*, 2019, 41(5): 1-3.)
- [18] 李云钢, 柯朝雄, 程虎. 磁浮列车悬浮控制器的电流环分析与优化设计[J]. *国防科技大学学报*, 2006(1): 94-97.
(Li Y G, Ke Z X, Cheng H. Analyzing and optimizing design of current-loop in the magnetic levitation controller on maglev vehicle[J]. *Journal of National University of Defense*, 2006(1): 94-97.)
- [19] 蒋启龙, 梁达, 阎枫. 数字单周期电流控制在电磁悬浮系统中的应用[J]. *西南交通大学学报*, 2019, 54(1): 1-8.
(Jang Q L, Liang D, Yan F. Application of digital one-cycle control for current in electromagnetic suspension system[J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2019, 54(1): 1-8.)
- [20] Wu Q Q, Cui N, Zhao S F, et al. Modeling and control of a six degrees of freedom maglev vibration isolation system[J]. *Sensors*, 2019, 19(16): 3608.
- [21] Zhang H Y, Zhao X D, Wang H Q, et al. Hierarchical sliding-mode surface-based adaptive actor-critic optimal control for switched nonlinear systems with unknown perturbation[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2024, 35(2): 1559-1571.
- [22] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*. Denver, 2003: 4989-4996.
- [23] Utkin V, Shi J X. Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions[C]. *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*. Kobe, 2002: 4591-4596.

作者简介

胡帅 (2000-), 男, 硕士生, 主要研究方向为磁悬浮控制, E-mail: hushuai20000401@163.com;

秦耀 (1998-), 男, 博士生, 主要研究方向为磁悬浮控制, E-mail: 18270237193@163.com;

杨杰 (1979-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为磁悬浮控制, E-mail: yj_yccf@163.com.