DOI:10.12177/emca.2026.237 文章编号:1673-6540(2026)11-1205-11 中图分类号:TM 383 文献标志码:A

基于 SMDO 与扰动前馈的可控励磁直线同步电动机磁悬浮系统 H_∞ 鲁棒控制研究

赵和煜*, 蓝益鹏
(沈阳工业大学 电气工程学院,辽宁 沈阳 110870)

Research on H_∞ Robust Control of Magnetic Levitation System for Controllable Excitation Linear Synchronous Motor Based on SMDO and Disturbance Feedforward

Zhao Heyu*, Lan Yipeng
(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: **[Objective]** The magnetic levitation system of the controllable excitation linear synchronous motor (CELSM) is susceptible to multiple-source disturbances including parameter perturbations, sudden load variations and end effects during practical operation. Meanwhile, the system exhibits strong nonlinear characteristics, which greatly increases the difficulty of servo control. To improve the feeding accuracy, dynamic response speed and anti-disturbance capability of the system, this paper proposes a composite control strategy integrating sliding mode disturbance observer (SMDO) feedforward compensation and H_∞ robust control. **[Methods]** Firstly, the structure and levitation mechanism of CELSM were analyzed. Within the $i_d=0$ vector control scheme, the additional electromagnetic attraction induced by q-axis current was treated as levitation-direction disturbance. A nonlinear state-space model of the magnetic levitation system with model uncertainties and external disturbances was built, and linearization and decoupling were achieved via Taylor expansion at the equilibrium point. Then, a third-order SMDO equipped with an integral sliding surface and adaptive variable-gain reaching law was designed for real-time and high-precision lumped disturbance estimation. Lyapunov stability analysis verified the finite-time convergence of observation errors to the sliding surface. Accordingly, the H_∞ robust controller with disturbance feedforward compensation was constructed. Finally, comparative simulations of the proposed composite H_∞ control, proportional-integral (PI) control and linear active disturbance rejection control (LADRC) were carried out in Matlab under the conditions of start-up, sudden step load and sinusoidal end effect. **[Results]** The results showed that under the start-up condition, the settling time of the composite H_∞ control was only 0.03 s with no overshoot and zero steady-state error, which outperformed PI control (0.07 s) and LADRC (0.05 s). When a step load disturbance of 15 N was suddenly applied, the composite H_∞ control could significantly suppress the dynamic drop of the air-gap height. Its recovery time was merely 0.024 s, much faster than PI control (0.18 s) and LADRC (0.03 s), and the chattering of the excitation current was the smallest. Under the sinusoidal end-effect disturbance of $15\sin(20\pi t)$ N, the composite H_∞ control enabled the air-gap height error to remain basically stable without obvious fluctuations. **[Conclusion]** The proposed composite H_∞ control strategy significantly improves the static and dynamic robustness of the magnetic levitation system of the CELSM.

Key words: H_∞ robust control; sliding mode disturbance observer; feedforward compensation; controllable excitation linear synchronous motor; magnetic levitation system

摘 要:**【目的】**可控励磁直线同步电动机(CELSM)磁悬浮系统在实际运行中易受参数摄动、负载突变及端部效应等多源扰动影响。同时,该系统具有强非线性特性,导致伺服控制难度显著增加。为提升系统的进给精度、动态响应速度与抗干扰能力,本文提出一种融合滑模扰动观测器(SMDO)前馈补偿与 H_∞ 鲁棒控制的复合控制策略。**【方法】**首先,分析 CELSM 的结构与悬浮机理,在 $i_d=0$ 矢量控制框架下,将 q 轴电流产生的附加电磁力归入悬浮方向扰动中,建立含模型不确定性与外部扰动的磁悬浮系统非线性状态空间方程,并在平衡点附近采用泰勒

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

公式展开完成线性化解耦。其次,为实时精准获取系统集总扰动,设计带有积分滑模面与自适应可变增益趋近律的三阶 SMDO,并基于 Lyapunov 稳定性判据证明观测误差可在有限时间内收敛至滑模面。在此基础上,设计基于扰动前馈补偿的 H_∞ 鲁棒控制器。最后,基于 Matlab,在起动、突加阶跃负载及正弦端部效应扰动工况下,将所提复合 H_∞ 控制与比例积分(PI)控制、线性自抗扰控制(LADRC)进行仿真对比。【结果】结果表明:起动工况下,复合 H_∞ 控制的调节时间仅需 0.03 s,且无超调与静态误差,优于 PI 控制(0.07 s)与 LADRC(0.05 s);突加 15 N 阶跃负载扰动时,复合 H_∞ 控制能够显著抑制的气隙高度的动态跌落,恢复时间仅需 0.024 s,明显快于 PI 控制(0.18 s)与 LADRC(0.03 s),且励磁电流抖振最小;突加 $15\sin(20\pi t)$ N 正弦端部效应扰动时,复合 H_∞ 控制可使气隙高度误差基本保持平稳,无明显波动。【结论】所提复合 H_∞ 控制策略显著提升了 CELSM 磁悬浮系统的静态与动态鲁棒性能。

关键词:H_∞ 鲁棒控制;滑模扰动观测器;前馈补偿;可控励磁直线电动机;磁悬浮系统

0 引言

常规数控机床的进给驱动多依赖于由旋转电动机和滚珠丝杠副构成的间接传动结构。这种结构因为具有中间传动环节,存在摩擦磨损和刚度不足等缺陷,难以满足现代制造业的高精度定位、超高响应速度和长期稳定性的严苛要求[1]。直线电机直驱技术摒弃传统的机械传动链,实现了进给系统的零传动运行,具备高速度、高精度、高加速度及低噪声等独特优势,现已成为精密制造装备的关键驱动方案之一。然而,传统接触式直线电机进给系统中,运动平台与导轨间的非线性摩擦力不仅导致系统损耗增加、效率降低,还严重影响伺服性能和定位精度[2]。

可控励磁直线同步电动机(Controllable Excitation Linear Synchronous Motor, CELSM)是在传统直线同步电动机结构基础上改进而来的一类磁悬浮直线电机[3]。这类电机通过动态调节励磁电流实时改变气隙磁场的分布特性,进而产生可控电磁力以维持运动平台相对于导轨的非接触式稳定悬浮。这种设计从物理层面阻断了传统机械导轨产生的非线性摩擦,为进给系统实现高精度、零摩擦运行奠定了基础。然而,在舍弃滚珠丝杠等机械传动部件后,系统对模型参数摄动及外部干扰的敏感程度显著增强。再叠加直线电动机固有的端部效应,极大增加了高性能控制器的设计难度。因此,抑制不确定性扰动以及提高鲁棒性已成为控制器设计的关键[4]。

H_∞ 鲁棒控制理论能够赋予控制系统优异的抗扰能力,确保其在面临模型参数摄动或外部干扰时仍具备极强的鲁棒性[5-6]。正因如此,该领域近年来涌现出大量成果,国内外研究者针对 H_∞ 控制方法展开了广泛探索。文献[7]针对非线性工况下的执行器故障设计了 H_∞ 鲁棒控制方案,但其容错性能与抗扰性能仅在特定范围内有效。为优化永磁同步电动机的调速性能,文献[8]设计了一种结合 H_2/H_∞ 的鲁棒预测控制方案,大幅提升了系统的负载扰动抑制水平及稳定性。文献[9]将 H_2/H_∞ 混合控制应用于可控励磁磁悬浮直线同步电动机,较常规 H_∞ 控制展现出更优异的动态响应与抗干扰能力。

针对伺服系统的外部扰动力矩,如何设计出高性能扰动观测器成为目前关注的重点方向。近年来有众多学者将研究方向转向了扰动观测器设计,并有学者提出将 H_∞ 控制与观测器相结合[10-12]。针对永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)调速系统对强抗扰性能的需求,文献[13]在 Luenberger 观测器的基础上引入一个附加开关项,构建了一种改进型滑模扰动观测器(Sliding Mode Disturbance Observer, SMDO),该观测器无需较大的开关增益,即可显著提升控制系统的抗干扰能力。文献[14]将 Luenberger 观测器与 H_∞ 控制相结合,该策略在各方面都优于比例积分(Proportional-Integral, PI)控制。为削弱复杂工况对双电机系统协同精度的负面影响,文献[15]将有限时间扰动观测器与终端滑模控制相结合,该方案不仅能显著改善系统的动态响应性能,还能在复杂运行环境下增强控制系统的鲁棒稳定性。文献[16]将全阶观测器与滑模控制相结合,该方案不仅削弱了电流脉动现象,还强化了系统鲁棒性。文献[17]针对电压源逆变器非线性因素造成的输出电流波形畸变,设计了一种基于重复控制的扰动校正观测器,实现了电流跟踪精度与抗扰性能的同步提升。文献[18]将滑模控制与时变扰动观测器深度结合,优化了 PMSM 的转速控制性能,实现了转速误差向

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

预设边界的快速平滑收敛，同时解决了控制系统受扰动影响导致的奇异性问题。文献[19]采用前馈、反馈与补偿机制的扰动观测器复合控制策略，解决了 PMSM 位置伺服系统在参数摄动及外部扰动影响下难以兼顾动态与稳态品质的问题。针对常规滑模观测器抗扰动能力不足及阶跃响应易产生超调的缺陷，文献[20]提出一种基于非线性扰动观测器的 PMSM 改进型滑模控制策略。

文献[21]提出一种 H_∞ 控制策略，有效增强了磁悬浮控制系统的抗扰能力。然而，在被控对象的被控输出含有扰动项的情形下，H_∞ 控制策略不再适用。为解决这一问题，本文设计了一种结合 H_∞ 与扰动前馈的复合控制器，并设计 SMDO 实时观测磁悬浮系统的扰动，将扰动作为前馈补偿回馈至 H_∞ 控制器。最后理论验证了所提复合 H_∞ 控制在各方面均优于 PI 控制、线性自抗扰控制（Linear Active Disturbance Rejection Control，LADRC）。

1 CELSM 结构及数学模型

CELSM 主要由动子与定子两大核心部件构成。其中，动子结构由动子铁心及电枢绕组组合而成；定子结构由定子铁心与励磁绕组组合而成。CELSM 磁悬浮平台如图 1 所示。

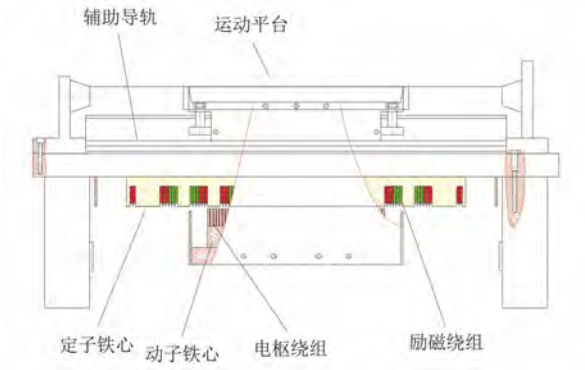


图 1 CELSM 磁悬浮平台示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the CELSM magnetic levitation platform

磁悬浮力的大小可通过动态调控励磁电流幅值进行精确调控，一旦该悬浮力与重力达到平衡，动子铁心即可稳定悬浮在预设高度。对于三相对称分布的电枢绕组，通入三相对称交流电后，气隙中将激发出行波磁场，该行波磁场与励磁磁场相互耦合，产生横向电磁推力。在横向电磁推力的作用下，进给平台可以实现横向直线运动。

d-q 坐标系下的 CELSM 电压方程为[22]

$$\begin{cases} u_d = r_s i_d + \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\pi}{\tau} v\psi_q \\ u_q = r_s i_q + \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}t} + \dfrac{\pi}{\tau} v\psi_d \\ u_f = r_f i_f + \dfrac{\mathrm{d}\psi_f}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q、i_d、i_q 和 ψ_d、ψ_q 分别为电枢绕组 d、q 轴电压、电流和磁链；u_f、i_f、r_f 和 ψ_f 分别为励磁绕组的电压、电流、电阻和磁链；r_s 为电枢绕组电阻；v 为运动平台水平方向运动速度；τ 为极距。

磁链方程为[22]

$$\begin{cases} \psi_d = i_d L_{md} + i_d L_\sigma + i_f L_{md} \\ \psi_q = i_q L_{mq} + i_q L_\sigma \\ \psi_f = i_f L_{md} + i_f L_{\sigma f} + i_d L_{md} \end{cases} \tag{2}$$

式中：L_{md}、L_{mq} 分别为 d、q 轴主电感；$L_{\sigma f}$、L_σ 分别为励磁绕组漏感、电枢绕组漏感。

结合电压方程与磁链方程，可将 CELSM 磁悬浮系统的数学模型表示成磁悬浮力方程与悬浮方向的运动方程。磁悬浮力方程为[22]

$$F_y = \frac{3}{2}\left[(i_d + i_f)^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial \delta} + i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial \delta} \right] \tag{3}$$

式中：F_y 为磁悬浮力；δ 为气隙高度。

本文采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方式。由此可将式(3)改写为

$$F_y = \frac{3}{2}\left[i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial \delta} + i_q^2 \frac{\partial L_{mq}}{\partial \delta} \right] \tag{4}$$

式中：$i_q^2(\partial L_{mq}/\partial\delta)$ 为电枢绕组 q 轴电流对定子铁心产生的电磁吸引力，其大小随负载工况的变化而持续波动。

为简化理论分析，将 $i_q^2(\partial L_{mq}/\partial\delta)$ 统一归入悬浮方向的扰动项进行处理。由此可将式(4)改写为

$$F_y = \frac{3}{2} i_f^2 \frac{\partial L_{md}}{\partial \delta} = K_1 \left(\frac{i_f}{\delta} \right)^2 \tag{5}$$

式中：$K_1 = 2.45\times10^{-5}$ 为磁悬浮系数。

悬浮方向的运动方程为[22]

$$m \frac{\mathrm{d}^2\delta}{\mathrm{d}t^2} = F_y - mg - f_y \tag{6}$$

式中：m 为磁悬浮进给平台的总质量；f_y 为系统扰动。

选取状态变量 $\xi_1 = \delta$，$\xi_2 = \dot{\delta}$，$\xi_3 = i_f$，令 $\boldsymbol{\xi}$ =

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$[\xi_1 \quad \xi_2 \quad \xi_3]^{\mathrm{T}}$,选择输出 $y=\xi_1=\delta$,可以得到:

$$\dot{\boldsymbol{\xi}}=\begin{bmatrix}\xi_2\\ \dfrac{K_1\xi_3^2}{m\xi_1^2}-g\\ \dfrac{\xi_3\xi_2}{\xi_1}-\dfrac{3r_f\xi_3\xi_1}{2K_1}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\ \dfrac{3\xi_1}{2K_1}\end{bmatrix}u+\begin{bmatrix}0\\ -\dfrac{1}{m}\\0\end{bmatrix}f_y \tag{7}$$

由式(7)可知,状态空间模型中部分变量存在耦合,因此需进行线性化处理。

2 模型线性化

在磁悬浮系统的平衡点处对悬浮系统的数学模型进行线性化处理[23]。在平衡点(i_0, δ_0)处将磁悬浮力方程进行泰勒展开,忽略二阶项以后的高阶项得到新的数学模型,如式(8)所示:

$$F_y(i,\delta)=F_y(i_0,\delta_0)+K_\delta\Delta\delta+K_i\Delta i \tag{8}$$

$$m\Delta\ddot{\delta}=K_\delta\Delta\delta+K_i\Delta i+f_y \tag{9}$$

$$\begin{cases}F_y(i_0,\delta_0)=mg\\ K_\delta=\dfrac{-2K_1i_0^2}{\delta_0^3}\\ K_i=\dfrac{-2K_1i_0}{\delta_0^2}\end{cases} \tag{10}$$

本文平衡点取(i_0, δ_0) = (5 A, 0.002 5 m)。

令 $x_1=\Delta\delta$,$x_2=\Delta\dot{\delta}$,选取辅助状态变量 $x_3=\int_0^t\Delta\delta\mathrm{d}t$,控制输入 $u=\Delta i$,其中扰动 $\boldsymbol{w}=[f_y]$。线性化后的悬浮状态方程为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}0&1&0\\ \dfrac{K_\delta}{m}&0&0\\1&0&0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{1}{m}\\0\end{bmatrix}\boldsymbol{w}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{K_i}{m}\\0\end{bmatrix}u\\ \boldsymbol{z}=\begin{bmatrix}\sqrt{q_1}&0&0\\0&\sqrt{q_2}&0\\0&0&\sqrt{q_3}\\0&0&0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\0\\0\\ \sqrt{\rho}\end{bmatrix}u\\ \boldsymbol{y}=\begin{bmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\0\\0\\1\end{bmatrix}\boldsymbol{w}\end{cases} \tag{11}$$

式中:ρ 为 H_∞ 性能指标,用于表征系统对外部扰动的抑制能力;q_1、q_2 和 q_3 分别为气隙高度偏差、气隙高度变化率和辅助状态变量在加权系数矩阵中的权重。

式(11)可以简写为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{w}+\boldsymbol{B}_2u\\ \boldsymbol{z}=\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}_{12}u\\ \boldsymbol{y}=\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}\boldsymbol{w}\end{cases} \tag{12}$$

式中:$\boldsymbol{y}$ 为输出,其等于系统的状态变量与系统扰动之和;$\boldsymbol{z}$ 为评价函数;$\boldsymbol{C}_1$、$\boldsymbol{D}_{12}$ 为加权系数矩阵;u 为控制输入。

3 SMDO 的设计

系统的控制输入 $u=\boldsymbol{K}(s)\boldsymbol{y}$,由于 $\boldsymbol{y}$ 的表达式中包含状态变量 $\boldsymbol{x}$ 和外部扰动 $\boldsymbol{w}$,即 $u=\boldsymbol{K}(s)\boldsymbol{y}=\boldsymbol{K}_x(s)\boldsymbol{x}+\boldsymbol{K}_w(s)\boldsymbol{w}$,其中,$\boldsymbol{K}_x(s)$ 为状态反馈增益矩阵;$\boldsymbol{K}_w(s)$ 为扰动前馈增益矩阵。若要获取 u,需预先知晓扰动量。然而,系统扰动无法直接测量。为估计磁悬浮系统中的扰动,本文设计了 SMDO,其结构如图 2 所示。图中,e_1、e_2 为状态观测误差;$\hat{d}$ 为扰动观测值;$\hat{\delta}$ 为 δ 的观测值;$1/s$ 为积分环节。

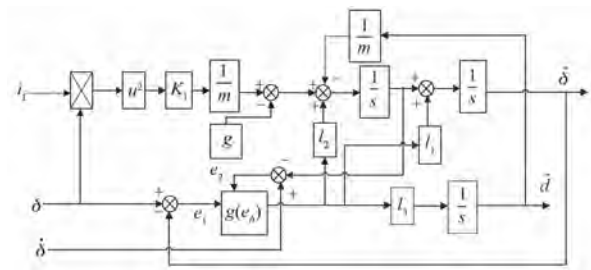


图 2 SMDO 结构框图

Fig. 2 SMDO structure block diagram

令 $h_1=\delta$,$h_2=\dot{\delta}$,$h_3=d=f_y$,根据式(5)、(6)可得:

$$\begin{cases}\dot{h}_1=h_2\\ \dot{h}_2=\dfrac{1}{m}(F_y-mg-d)\\ \dot{d}=0\end{cases} \tag{13}$$

由于扰动变化缓慢,故 $\dot{f}_y=\dot{d}=0$。根据式(13)构造三阶 SMDO:

$$\begin{cases}\dot{\hat{h}}_1=\hat{h}_2+l_1g(e_1)\\ \dot{\hat{h}}_2=\dfrac{1}{m}(F_y-mg-\hat{h}_3)+l_2g(e_1)\\ \dot{\hat{h}}_3=l_3g(e_1)\end{cases} \tag{14}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

式中：$\hat{h}_1$、$\hat{h}_2$ 和 $\hat{h}_3$ 为 SMDO 的观测值；$e_1 = h_1 - \hat{h}_1 = \delta - \hat{\delta}$。

由式(14)可得磁悬浮系统的扰动观测值 $\hat{d} = \hat{h}_3 = \int \dot{\hat{h}}_3$。定义滑模面 s 如式(15)所示：

$$s = e_1 + c\int_0^t e_1(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{15}$$

设计趋近律如式(16)所示：

$$\dot{s} = -k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) - k_3 s \tag{16}$$

式中：k_3 为线性增益；$\mathrm{sat}(s)$ 为饱和函数；ρ_1 为饱和函数边界层值，决定饱和函数的平滑度；k_s 为切换增益，其表达式为

$$k_s = f(e_1,s) + k_t |s|^{\alpha} \tag{17}$$

$$f(e_1,s) = \frac{k_2}{\varepsilon + \left(\dfrac{1}{\lambda(|e_1|)} - \varepsilon\right) \mathrm{e}^{-\eta|s|}} \tag{18}$$

式中：k_2 为原始增益，$k_2>0$；k_t 为终端项增益，$k_t>0$；ε、η 和 α 为常数，$0<\varepsilon<1$，$\eta>0$，$0<\alpha<2$。

$\mathrm{sat}(s)$ 表达式为[24]

$$\mathrm{sat}(s) = \begin{cases} \mathrm{sign}(s), & |s| > \rho_1 \\ \dfrac{s}{\rho_1}, & |s| \leqslant \rho_1 \end{cases} \tag{19}$$

本文设计的趋近律综合考量系统状态观测误差 $|e_1|$、终端项 $k_t|s|^{\alpha}$、指数项 $\mathrm{e}^{-\eta|s|}$、线性增益 k_3 以及可变项 $\lambda(|e_1|)$。在 $|s|$ 较小时，$f(e_1,s)$ 为 $k_2\lambda(|e_1|)$；在 $|s|$ 较大时，k_s 为 $k_2/\varepsilon + k_t|s|^{\alpha}$，其值远大于原始增益 k_2，可有效减小系统趋近时间。

定义可变项：

$$\lambda(|e_1|) = \frac{|e_1|}{|e_1| + \sigma} \tag{20}$$

式中：σ 为可变项系数，$\sigma>0$。

始终保持原始增益 k_2 大于可变切换增益 $k_2\lambda(|e_1|)$，就能够有效削弱抖振。k_s 近似为 $k_2\lambda(|e_1|)+k_t|s|^{\alpha}$，在式(21)所示的滑模校正律作用下系统观测误差 $|e_1|$ 最终趋近于零，相应地，k_s 最终趋近于零，系统运动轨迹将逐渐逼近滑模面。综上，采用所设计趋近律的 SMDO 能够动态适应系统状态和滑模面的变化，从而观测出系统中的扰动。

$$g(e_1) = \frac{1}{l_1}[e_2 + ce_1 + k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) + k_3 s] \tag{21}$$

式中：$e_2 = h_2 - \hat{h}_2 = \dot{\delta} - \dot{\hat{\delta}}$。

将式(21)代入式(14)，可以推导出 SMDO 的观测值如式(22)所示：

$$\begin{cases} \hat{h}_1 = \int [\hat{h}_2 + e_2 + ce_1 + k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) + k_3 s]\,\mathrm{d}t \\ \hat{h}_2 = \int \left\{ \dfrac{1}{m}(F_y - mg - \hat{h}_3) + \dfrac{l_2}{l_1}[e_2 + ce_1 + k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) + k_3 s] \right\} \mathrm{d}t \\ \hat{h}_3 = \int \dfrac{l_3}{l_1}[e_2 + ce_1 + k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) + k_3 s]\,\mathrm{d}t \end{cases} \tag{22}$$

对 SMDO 的可行性进行验证。定义 Lyapunov 函数 V 为

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{23}$$

对时间求导，得到：

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} \tag{24}$$

根据滑模面定义 $\dot{s} = \dot{e}_1 + ce_1$，将其代入观测器误差动态方程 $\dot{e}_1 = e_2 - l_1 g(e_1)$，得到：

$$\dot{s} = e_2 - l_1 g(e_1) + ce_1 \tag{25}$$

将式(21)代入式(25)，可得：

$$\dot{s} = e_2 - l_1 \left\{ \frac{1}{l_1}[e_2 + ce_1 + k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) + k_3 s] \right\} + ce_1 \tag{26}$$

式(26)可化简为

$$\dot{s} = -k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) - k_3 s \tag{27}$$

将式(27)代入式(24)，可得：

$$\dot{V} = s[-k_s \mathrm{sat}(s,\rho_1) - k_3 s] \tag{28}$$

当系统状态在边界层外，即 $|s|>\rho_1$ 时，$\mathrm{sat}(s,\rho_1) = \mathrm{sign}(s)$，则式(28)变为

$$\dot{V} = -k_s |s| - k_3 s^2 \tag{29}$$

由于 $k_3, k_s>0$，因此 $\dot{V}\leqslant 0$。

当系统状态进入边界层内，即 $|s| \leqslant \rho_1$ 时，$\mathrm{sat}(s,\rho_1) = s/\rho_1$，则式(28)变为

$$\dot{V} = -k_s \frac{s^2}{\rho_1} - k_3 s^2 = -\left(\frac{k_s}{\rho_1} + k_3\right) s^2 \tag{30}$$

由于 $k_3, k_s/\rho_1>0$，因此 $\dot{V}\leqslant 0$。

根据 Lyapunov 稳定性判据，$V>0$ 且 $\dot{V}\leqslant 0$，系统观测误差轨迹必将在有限时间内到达滑模面 $s=0$ 并在其上滑动。随着 s 趋近于 0，e_1 将渐近收

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

敛至 0[25]。这意味着观测值 $\hat{h}_1$、$\hat{h}_2$ 和 $\hat{h}_3$ 能准确跟踪扰动。

4 H_∞ 鲁棒控制器设计

增广对象的状态变量可由传感器测出,扰动 $\boldsymbol{w}$ 可由 SMDO 估计得到,$\boldsymbol{y}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}\\ \boldsymbol{w}\end{bmatrix}$,且满足以下假设条件。

(1)$(\boldsymbol{A}\ \boldsymbol{B}_2)$为可稳定对;

(2)$\boldsymbol{D}_{12}[\boldsymbol{C}_1\ \boldsymbol{D}_{12}]=[\boldsymbol{O}\ \boldsymbol{I}]$,$\boldsymbol{D}_{11}=0$;

(3)$\boldsymbol{G}_{11}(s)$在虚轴上无零点。

则增广被控对象可以表示为

$$\boldsymbol{G}(s)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A} & \boldsymbol{B}_1 & \boldsymbol{B}_2\\ \boldsymbol{C}_1 & \boldsymbol{O} & \boldsymbol{D}_{12}\\ \begin{bmatrix}\boldsymbol{I}\\ \boldsymbol{O}\end{bmatrix} & \begin{bmatrix}\boldsymbol{O}\\ \boldsymbol{I}\end{bmatrix} & \boldsymbol{O}\end{bmatrix} \tag{31}$$

定理[26]:设增广被控对象式(31)满足所有假设条件。对于 Riccati 方程:

$$\boldsymbol{X}\boldsymbol{A}+\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}+\boldsymbol{X}(\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}-\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}})\boldsymbol{X}+\boldsymbol{C}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C}_1=0 \tag{32}$$

若具有半正定解 $\boldsymbol{X}$ 使 $\boldsymbol{A}+(\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}-\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}})\boldsymbol{X}$ 为稳定阵,则 H_∞ 标准设计问题有解。并且所有解由式(33)给出:

$$\boldsymbol{K}(s)=[-\boldsymbol{Q}(s)\boldsymbol{F}_1+\boldsymbol{F}_2\quad \boldsymbol{Q}(s)] \tag{33}$$

式中:$\boldsymbol{F}_1=\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}$;$\boldsymbol{F}_2=-\boldsymbol{B}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X}$;$\boldsymbol{Q}(s)$为在 s 闭右半平面解析且 $\|\boldsymbol{Q}(s)\|_\infty<1$ 的任意有理函数阵。

5 仿真分析

基于 Matlab 搭建 CELSM 磁悬浮系统控制原理图,如图 3 所示。CELSM 参数如表 1 所示。

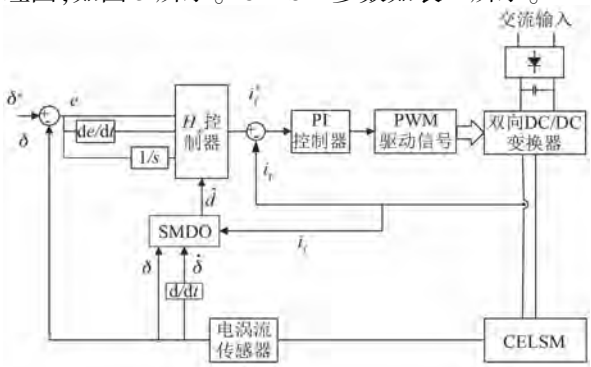


图 3 CELSM 磁悬浮系统控制原理图

Fig. 3 Control schematic diagram of CELSM magnetic levitation system

表 1 CELSM 参数

Tab. 1 CELSM parameters

参数名称	参数值
电枢绕组电阻 r_s/Ω	1.2
电机动子及平台质量 m/kg	10
平衡点(i_0, δ_0)/(A, m)	(5, 0.002 5)
d 轴电感 L_d/H	0.0187 4
q 轴电感 L_q/H	0.0187 4
d 轴主电感 L_{md}/H	0.095
极距 τ/m	0.048
极对数 P	3
励磁电阻 r_f/Ω	5
K_δ	−78 400
K_i	−39.2

将表 1 中参数代入式(11)可得:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ -7840 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\ 0.1\\ 0\end{bmatrix}\boldsymbol{w}+\begin{bmatrix}0\\ -3.92\\ 0\end{bmatrix}u\\ \boldsymbol{z}=\begin{bmatrix}\sqrt{48\ 699\ 500} & 0 & 0\\ 0 & \sqrt{50\ 000} & 0\\ 0 & 0 & \sqrt{5\ 000}\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ 0\\ \sqrt{1}\end{bmatrix}u\\ \boldsymbol{y}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\boldsymbol{x}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ 0\\ 1\end{bmatrix}\boldsymbol{w}\end{cases} \tag{34}$$

基于 Matlab 解 Riccati 方程,可得:

$$\boldsymbol{X}=\begin{bmatrix}5.440\ 9\times10^6 & 5.144\ 2\times10^3 & 1.736\ 8\times10^4\\ 5.144\ 2\times10^3 & 62.657\ 4 & 18.051\ 2\\ 1.736\ 2\times10^4 & 18.004\ 3 & 1.566\ 9\times10^6\end{bmatrix} \tag{35}$$

增大 q_1 会显著加快气隙高度响应速度,减小上升时间和稳态误差,提高抗负载冲击能力。但若设得过大,会导致控制输出剧烈波动,引起系统超调乃至失稳。

增大 q_2 相当于增加了系统的阻尼比,能有效抑制起动过程和受到扰动时的气隙高度振荡,减小抖振。但过大的 q_2 会使系统响应迟钝,拉长恢复时间。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

增大 q_3 可消除稳态误差。如果系统达到稳态时仍然有微小误差，可将 q_3 适当调大。但 q_3 过大极易引起低频振荡或系统不稳定。

试凑法调节过程中一般先将 q_2 和 q_3 设为较小值或 0，从小到大增加 q_1，直到气隙高度的响应速度满足要求。在 q_1 确定后，若发现响应过程有超调或加入扰动时振荡明显，逐步增大 q_2，直至波形平稳。然后微调 q_3，消除起动或扰动后的残余静态误差。在主参数基本定型后，微调 $\boldsymbol{Q}(s)$，在响应速度与励磁电流平稳度之间取得最佳折中。

通过试凑法反复试验可得到 $\boldsymbol{Q}(s)=0.026$。q_1、q_2 和 q_3 的数值如式(34)中所示。最终计算出 H_∞ 控制器参数为

$$\boldsymbol{K}=[2.015\ 2\times10^4 \quad 245.454\ 0 \quad 70.713\ 9 \quad 0.026\ 0] \tag{36}$$

SMDO 参数设置如下：积分滑模面系数 $c=500$，$\rho_1=0.05$，$\varepsilon=0.1$，$k_2=2$，$k_1=85$，$k_3=55$，$\eta=10$，$\sigma=0.64$，$\alpha=1.2$，$l_1=1\ 500$，$l_2=750\ 000$，$l_3=-1.25\times10^{-9}$。在 0.3 s 加入 15 N 阶跃扰动并在 0.6 s 令扰动消失，以验证 SMDO 对系统中负载扰动的跟踪能力，跟踪曲线如图 4(a)所示；在 0.3 s 加入 $15\sin(20\pi t)$ N 的正弦扰动，以验证 SMDO 对系统中端部效应扰动的跟踪能力，跟踪曲线如图 4(b)所示。

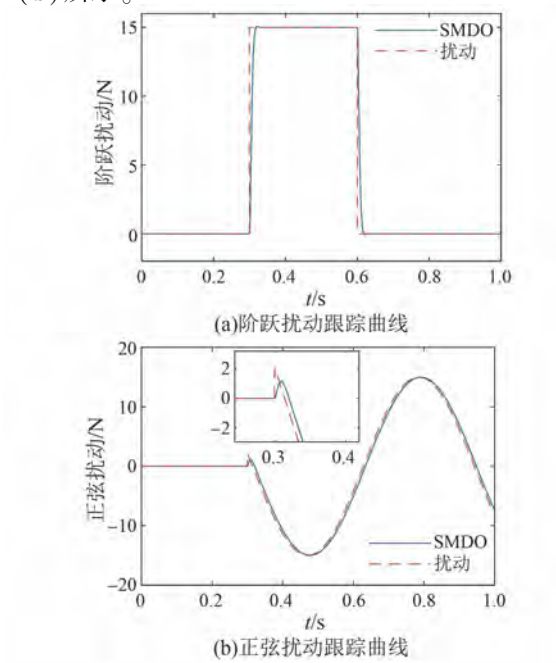


图 4 SMDO 跟踪曲线

Fig. 4 SMDO tracking curves

由图 4 可知，SMDO 能够准确估计出系统的扰动值，具有良好的跟踪性能，满足控制器需求。

CELSM 磁悬浮系统起动时，复合 H_∞ 控制与 PI 控制、LADRC 的气隙高度、气隙高度误差以及励磁电流对比分别如图 5~7 所示。

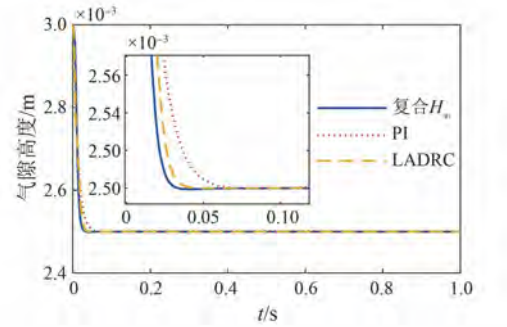


图 5 起动时磁悬浮系统气隙高度曲线

Fig. 5 Air gap height curves of magnetic levitation system during start-up

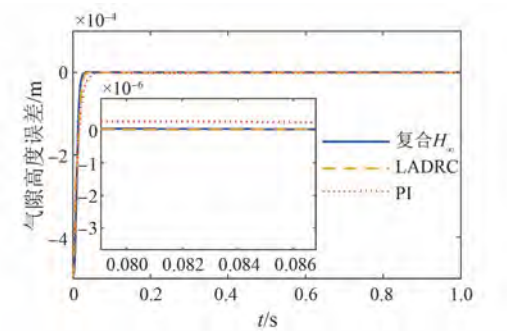


图 6 起动时磁悬浮系统气隙高度误差曲线

Fig. 6 Air gap height error curves of of magnetic levitation system during start-up

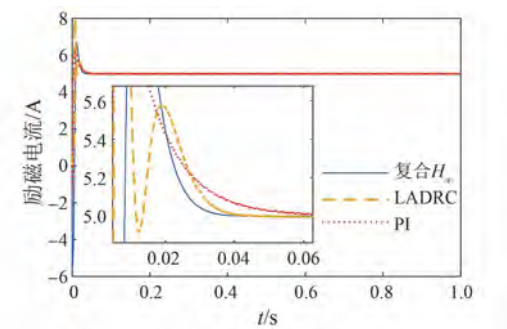


图 7 起动时磁悬浮系统励磁电流曲线

Fig. 7 Excitation current curves of magnetic levitation system during start-up

由图 5 和 6 可知，PI 控制下，系统在 0.07 s 稳定至给定气隙高度，且进入稳态后仍伴有轻微的稳态误差，为 2.38×10^{-7} m；LADRC 下，系统在

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

0.05 s 稳定至给定气隙高度,且基本无稳态误差;复合 H_∞ 控制下,系统仅需 0.03 s 即可稳定至给定气隙高度,且基本无稳态误差。

由图 7 可知,相比 PI 控制、LADRC,起动阶段采用复合 H_∞ 控制时励磁电流能够更快到达稳态。

综上,在起动性能上复合 H_∞ 控制要优于 PI 控制和 LADRC。

0.3 s 向系统突加 15 N 阶跃扰动,并于 0.6 s 移除该扰动,得到气隙高度曲线、励磁电流曲线分别如图 8、9 所示。

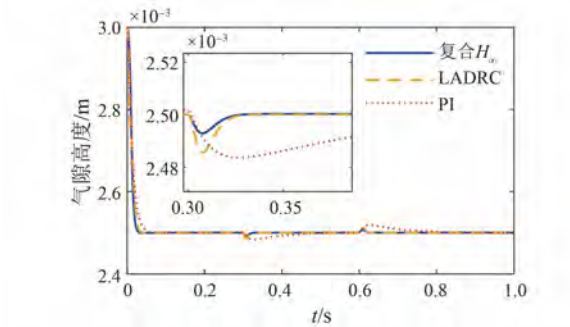


图 8 阶跃扰动下磁悬浮系统气隙高度曲线

Fig. 8 Air gap height curves of magnetic levitation system under step disturbance

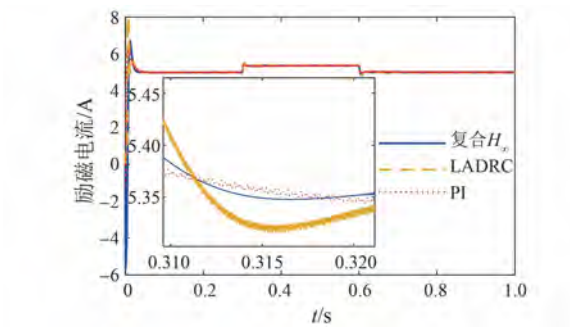


图 9 阶跃扰动下磁悬浮系统励磁电流曲线

Fig. 9 Excitation current curves of magnetic levitation system under step disturbance

由图 8 可知,PI 控制下,磁悬浮系统气隙高度的动态降落幅值为 1.7×10^{-5} m,其稳定至给定气隙高度所需时间为 0.18 s;LADRC 下,气隙高度的动态降落幅值为 1.5×10^{-5} m,其稳定至给定气隙高度所需时间为 0.03 s;复合 H_∞ 控制下,气隙高度动态降落幅值最小,为 7×10^{-6} m,其稳定至给定气隙高度仅需 0.024 s。可见,复合 H_∞ 控制下系统的抗扰性能更优。

由图 9 可知,施加阶跃扰动后,采用 PI 控制和 LADRC 时,系统出现较明显的抖振现象,且 LADRC 的抖振最大;采用复合 H_∞ 控制的系统抖振最小,并且最先恢复至稳态。可见,在抑制阶跃扰动方面复合 H_∞ 控制策略综合性能最优。

0.3 s 向系统施加 $f=15\sin(20\pi t)$ N 的正弦扰动,得到磁悬浮系统气隙高度曲线、气隙高度误差曲线分别如图 10、11 所示。

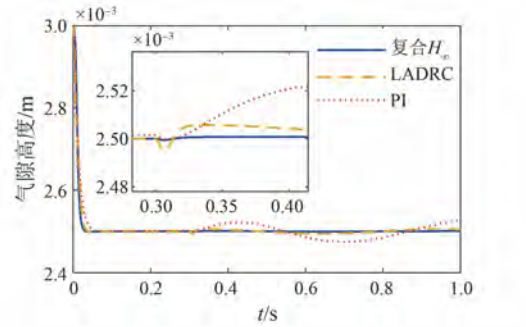


图 10 正弦扰动下磁悬浮系统气隙高度曲线

Fig. 10 Air gap height curves of magnetic levitation system under sinusoidal disturbance

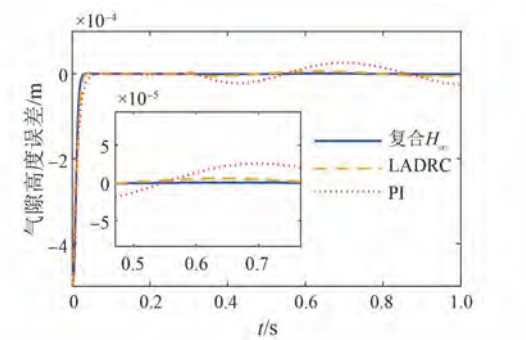


图 11 正弦扰动下磁悬浮系统气隙高度误差曲线

Fig. 11 Air gap height error curves of magnetic levitation system under sinusoidal disturbance

由图 10 可知,采用 PI 控制、LADRC 时,在正弦扰动下系统振荡幅度较大,抗端部效应扰动能力较弱;采用复合 H_∞ 控制时,系统几乎无明显振荡,轨迹跟随性能优良,抗端部效应扰动效果较好。

由图 11 可知,施加正弦扰动后,采用 PI 控制、LADRC 时,系统气隙高度误差曲线有不同程度的波动;采用复合 H_∞ 控制时,系统气隙高度误差基本无明显波动,具备良好的抗扰动性能。

综上,在抑制端部效应扰动能力上,复合 H_∞ 控制策略比 PI 控制、LADRC 性能更优。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

6 结语

针对 CELSM 磁悬浮系统易受参数摄动、负载突变及端部效应等非线性干扰影响的问题，本文提出一种基于 SMDO 前馈补偿与 H_∞ 鲁棒控制相结合的复合控制策略。

仿真结果表明，起动工况下，复合 H_∞ 控制的调节时间仅需 0.03 s，且无超调与静态误差，优于 PI 控制（0.07 s）与 LADRC（0.05 s）；突加负载扰动时，复合 H_∞ 控制能够显著抑制气隙高度的动态跌落，恢复时间仅需 0.024 s，明显快于 PI 控制（0.18 s）与 LADRC（0.03 s），且励磁电流抖振最小；突加正弦端部效应扰动时，复合 H_∞ 控制可使气隙高度误差基本保持平稳，无明显波动。所提复合控制策略兼具高动态响应与强鲁棒稳定性，为 CELSM 磁悬浮系统的高精度进给控制提供了切实可行的解决方案。

目前本文所取得的成果尚局限于理论分析与数值仿真层面的验证，未开展物理样机的试验测试，在考虑复杂的实际硬件非线性（如功率放大器饱和、传感器高频噪声等）方面存在一定局限。下一步研究将搭建 CELSM 磁悬浮试验台架，开展前馈复合 H_∞ 控制策略的原理性与工程试验验证，进一步优化控制算法的实时落地性能。

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

赵和煜负责方案设计、数据总结、论文撰写及修改，蓝益鹏负责理论指导以及论文审核。所有作者均已阅读并同意最终稿件的提交。

Zhao Heyu was responsible for scheme design, data summary, paper writing and revision. Lan Yipeng handled the theoretical guidance and paper review. All authors have read and agreed to the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 王晨升，冯裕海，苏芳，等. 加工工件质量及安装位置对滚珠丝杠进给系统动态特性的影响[J]. 制造技术与机床，2023(4)：169-173.
Wang C S，Feng Y H，Su F，et al. Influence of mass and installation location of workpiece on dynamic characteristics of ball screw feed system [J]. Manufacturing Technology & Machine Tool，2023(4)：169-173.

[2] 李忠群，孙健聪，欧阳芷楠，等. 基于改进 LuGre 摩擦模型的数控机床进给系统摩擦补偿与参数优化[J]. 制造技术与机床，2025(11)：147-155.
Li Z Q，Sun J C，Ouyang Z N，et al. Enhanced LuGre friction model-based friction compensation and dynamic parameter optimization for CNC feed drive systems [J]. Manufacturing Technology & Machine Tool，2025(11)：147-155.

[3] Lan Y P，Li J，Zhang F G，et al. Fuzzy sliding mode control of magnetic levitation system of controllable excitation linear synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2020，56(5)：5585-5592.

[4] 李尚. 可控励磁直线同步电动机电流无差拍预测控制的研究[D]. 沈阳：沈阳工业大学，2024.
Li S. Research on deadbeat predictive current control of controllable excitation linear synchronous motor [D]. Shenyang：Shenyang University of Technology，2024.

[5] 姜培刚，姜偕富，李春文，等. 基于 LMI 方法的网络化控制系统的 H_∞ 鲁棒控制[J]. 控制与决策，2004，19(1)：17-21.
Jiang P G，Jiang X F，Li C W，et al. Robust H_∞ control for the networked control systems based on LMI [J]. Control and Decision，2004，19(1)：17-21.

[6] 恒庆海，鲁婧，李丽. 无刷直流电机 H_∞ 鲁棒 PI 控制[J]. 中南大学学报（自然科学版），2013，44(增刊 1)：87-91.
Heng Q H，Lu J，Li L. BLDCM robust PI controller based on H_∞ design [J]. Journal of Central South University (Science and Technology)，2013，44(S1)：87-91.

[7] 付兴建，姚朋朋. 基于观测器的非线性系统鲁棒 H_∞ 可靠控制[J]. 兰州理工大学学报，2018，44(1)：80-84.
Fu X J，Y P P. Robust H_∞ reliable control for nonlinear systems based on observer [J]. Journal of Lanzhou University of Technology，2018，44(1)：80-84.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[8] Huang Z P, Xu Y P, Wang R, et al. Design of position control method for pump-controlled hydraulic presses via adaptive integral robust control [J]. Processes, 2021, 10(1): 14.

[9] 陈泽宇, 蓝益鹏. 数控机床磁悬浮直线同步电动机混合 H_2/H_∞ 鲁棒控制器设计[J]. 制造技术与机床, 2024(11), 91-96.
Chen Z Y, Lan Y P. Design of hybrid H_2/H_∞ robust controller for magnetically levitated linear synchronous motor of CNC machine tools [J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2024(11): 91-96.

[10] Rabieeh H, Ataiem M, Ekramianm M. Continuous nonsingular terminal sliding mode control based on adaptive sliding mode disturbance observer for uncertain nonlinear systems [J]. Automatica, 2019, 109: 108515.

[11] 金宁治, 邢杰, 王令, 等. 基于非线性干扰观测器永磁同步电机逆变器扰动误差补偿的研究[J]. 电机与控制应用,2025, 52(6): 608-622.
Jin N Z, Xing J, Wang L, et al. Research on disturbance error compensation of permanent magnet synchronous motor inverter based on nonlinear disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 608-622.

[12] 郭益武, 于惠钧, 黄刚, 等. 基于扰动观测器的永磁同步电机非奇异终端滑模控制[J]. 船电技术, 2024, 44(4): 70-74+78.
Guo Y W, Yu H J, Huang G, et al. Nonsingular sliding mode at the terminal permanent magnet synchronous motor control utilizing disturbance observer [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2024, 44(4): 70-74+78.

[13] 洪俊杰, 赵明郎, 黄龙蛰, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 94-105.
Hong J J, Zhao M L, Huang L Z, et al. Predictive speed control for permanent magnet synchronous motors with disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 94-105.

[14] 蓝益鹏, 高畅, 王靖腾. 可控励磁直线同步电动机跟踪与干扰抑制 H_∞ 鲁棒控制器设计[J]. 制造技术与机床, 2019(9): 48-52.
Lan Y P, Gao C, Wang J T. Controllable excited linear synchronous motor tracking and interference suppression H_∞ robust controller design [J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2019(9): 48-52.

[15] 王郡, 岳国豪, 李增豪, 等. 基于扰动观测器的双电机同步驱动伺服系统滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(2): 168-177.
Wang J, Yue G H, Li Z H, et al. Sliding mode control for dual-motor synchronous drive servo system based on disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(2): 168-177.

[16] 刘小俊. 带全阶观测器的永磁同步电机电流滑模控制器研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 690-699.
Liu X J. Research on current sliding mode controller with full-order observer for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 690-699.

[17] Cao H Y, Deng Y T, Liu J, et al. Improved deadbeat predictive current control of PMSM drives with repetitive control-based disturbance correction observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 801-812.

[18] 陈勇志, 张立嘉, 刘旭东. 基于时变扰动观测器的永磁同步电机预设性能滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 148-158.
Chen Y Z, Zhang L J, Liu X D. Preset performance sliding mode control for permanent magnet synchronous motor based on time-varying disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 148-158.

[19] 张前程, 于海生, 孟祥祥, 等. 基于扰动观测器的永磁同步电机位置伺服系统复合控制[J]. 探测与控制学报, 2026, 48(1): 140-148.
Zhang Q C, Yu H S, Meng X X, et al. Compound control of permanent magnet synchronous motor position servo system based on disturbance observer [J]. Journal of Detection & Control, 2026, 48(1): 140-148.

[20] 黄龙蛰, 洪俊杰, 赵明郎, 等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 广东工业大学学报, 2025, 42(5): 58-67.
Huang L Z, Hong J J, Zhao M L, et al. Improved sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear disturbance observer [J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2025, 42(5): 58-67.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[21] 胡学成. 可控励磁直线电动机磁悬浮控制系统的研究[D]. 沈阳：沈阳工业大学，2017.
Hu X C. Research on magnetic suspension control system of controllable excitation linear motor [D]. Shenyang：Shenyang University of Technology，2017.

[22] 蓝益鹏，张明慧. 电励磁直线同步电动机磁悬浮系统 H_∞ 鲁棒控制的研究[J]. 制造技术与机床，2022(1)：71-76.
Lan Y P，Zhang M H. Research on H_∞ robust control of magnetic levitation system of electrically excitation linear synchronous motor [J]. Manufacturing Technology & Machine Tool，2022(1)：71-76.

[23] 徐绍辉. 电磁永磁混合悬浮系统悬浮控制研究[D]. 北京：中国科学院研究生院(电工研究所)，2006.
Xu S H. Study on the levitation control of the hybrid maglev system [D]. Beijing：Graduate School of the Chinese Academy of Sciences (Institute of Electrical Engineering)，2006.

[24] 胡杰，谭家万，严浪涛，等. 基于改进型滑模观测器的 PMSM 无传感器控制策略[J]. 舰船科学技术，2025，47(9)：127-133.
Hu J，Tan J W，Yan L T，et al. Sensorless control strategy for PMSM based on improved sliding mode observer [J]. Ship Science and Technology，2025，47(9)：127-133.

[25] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真基本理论与设计方法 [M]. 3 版. 北京：清华大学出版社，2015.
Liu J K. Sliding Mode Control Design and MATLAB Simulation [M]. 3th ed. Beijing：Tsinghua University Press，2015.

[26] 申铁龙. H_∞ 控制理论及应用[M]. 北京：清华大学出版社，1996.
Shen T L. H_∞ Control Theory and its Applications [M]. Beijing：Tsinghua University Press，1996.

收稿日期：2026-07-04
收到修改稿日期：2026-08-13

作者简介：
赵和煜(1996—)，男，硕士研究生，研究方向为电机及其控制，864483191@qq.com；
*通信作者：赵和煜(1996—)，男，硕士研究生，研究方向为电机及其控制，864483191@qq.com。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.