

面向永磁同步电机无位置传感器驱动的新型 K_{∞} 等效滑模控制

靳东松¹, 魏钰卓², 吴骐龙¹, 刘凌^{1,3}, 杜锦华¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 西安交通大学物理学院, 710049, 西安;
3. 西安交通大学高能高功率脉冲电源全国重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)无位置传感器驱动中,磁链观测器存在谐波干扰及对电气参数失配和负载变化的鲁棒性差等问题,提出了一种基于新型 K_{∞} 等效滑模控制(K_{∞} -ESMC)的无位置传感器驱动策略。首先,在系统干扰及其导数未知的情况下,为实现系统状态的有限时间收敛,结合超螺旋算法、等效控制理论与 K_{∞} 函数,设计了一种新型 K_{∞} -ESMC 方法,并根据李雅普诺夫稳定性理论证明了其收敛性;然后,为分别提高转子位置信息的观测性能和对电气参数失配及负载变化等干扰的鲁棒性,采用提出的 K_{∞} -ESMC 方法,分别设计了自适应混合有效磁链观测器(HAFO)和自适应转速观测器。实验结果表明:相比基于经典 HAFO 的驱动方法,提出的驱动策略提高了电机的动态性能和对电气参数失配及负载变化的鲁棒性,在宽速域变速测试中,最大转速观测误差减少了约 34 r/min,最大位置观测误差减少约 0.4 rad;在 1.5 N·m 阶跃负载测试中,电机可在约 1.93 s 内恢复至 500 r/min 运行;除此之外,在定子电阻的 50% 与 200% 失配测试中呈现了良好的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机;无位置传感器驱动;混合有效磁链观测器; K_{∞} 等效滑模控制

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202609004 **文章编号:** 0253-987X(2026)09-0030-09

A Novel K_{∞} -Function-Based Equivalent Sliding Mode Control for Position-Sensorless Drives of Permanent Magnet Synchronous Motors

JIN Dongsong¹, WEI Yuzhuo², WU Qilong¹, LIU Ling^{1,3}, DU Jinhua¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Physics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

3. National Key Laboratory for High Energy Pulsed Power, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To address harmonic interference in flux observers and poor robustness to electrical parameter mismatches and load variations in position-sensorless drives of permanent magnet synchronous motors (PMSMs), a position-sensorless drive strategy based on a novel K_{∞} -function-based equivalent sliding mode control (K_{∞} -ESMC) is proposed. First, to achieve finite-time convergence of the system states when system disturbances and their derivatives are unknown, a novel K_{∞} -ESMC method is designed by combining the super-twisting algorithm, equivalent control theory, and the K_{∞} -ESMC function, and its convergence is proved based on Lyapunov stability theory. Then,

收稿日期: 2026-03-27。 作者简介: 靳东松(1996—),男,博士生;刘凌(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51977173,52277065)。

网络出版时间: 2026-06-12

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20260612.1515.008>

K_{∞} to improve rotor-position observation performance and robustness to disturbances such as electrical parameter mismatches and load variations, an adaptive hybrid active flux observer (HAFO) and an adaptive speed observer are designed using the proposed-ESMC method. It is shown by experimental results that, compared with the drive method based on the conventional HAFO, the dynamic performance of the motor and its robustness to electrical parameter mismatches and load variations are improved by the proposed strategy. In wide-speed-range variable-speed tests, the maximum speed observation error is reduced by approximately 34 r/min, and the maximum position observation error is reduced by approximately 0.4 rad. In the 1.5 N·m step-load test, operation at 500 r/min is restored within approximately 1.93 s. In addition, good robustness is demonstrated under stator-resistance mismatch conditions of 50% and 200%.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; position-sensorless drive; hybrid active flux observer; K_{∞} -function-based equivalent sliding mode control

凭借高效率、结构紧凑及运行速域宽等优势,永磁同步电机(PMSM)被广泛应用于家用电器、飞轮储能、电气化交通和高精度制造等工业领域^[1-2]。在PMSM控制系统中,精确的转子位置信息是实现PMSM高性能控制的必要条件^[3]。然而,安装位置传感器不仅会增大PMSM的体积,还会增加成本。为省去位置传感器,国内外众多学者对PMSM的无位置传感器驱动进行了研究^[4-5]。

根据获取转子位置信息的方式,无位置传感器控制可以分为基于凸极性的高频信号注入法^[6]和基于电机基频模型的方法^[7-8]。高频信号注入法适用于零低速域,需要电机有一定凸极性,随凸极性变弱,高频信号注入法将劣化甚至失稳。基于基频模型的方法包括观测反电势^[9]和观测转子磁链^[10],其中观测反电势法有扩展状态观测器^[11]、龙伯格观测器^[12]及滑模观测器^[13]等方法。由于反电势会随转速降低而减小,观测反电势法的稳定运行速域的下限仍然较高^[14]。

与反电势不同,正常状态下PMSM的转子磁链是一个正值常数且不随转速变化,因此观测转子磁链法具有提高低速域运行性能的基本条件和前景。但是,传统的积分磁链观测器中会存在直流偏置与谐波,影响转子位置观测精度,并且对电气参数失配及负载变化的鲁棒性差。为抑制观测磁链中的直流偏置和谐波,文献^[15]提出了两种基于二阶广义积分器的改进非线性磁链观测器,提高了位置与转速观测性能。除此之外,文献^[16]将巴特沃斯带通滤波器与纯积分器结合,提出了一种改进磁链观测器。然而,这一类方法仍是对观测磁链滤波,会在一定程度上限制磁链观测器动态性能。

为提高磁链观测器对干扰的鲁棒性,可观测并

补偿干扰。文献^[17]提出了一种基于模型频率特性的频率自适应干扰观测器来补偿干扰,提高了对系统干扰的鲁棒性,但是其干扰的补偿效果依赖于转速的准确观测。文献^[18]将梯度搜索增益分别用于转子磁链的幅值和相位观测,增强了系统的稳定性和对干扰的鲁棒性。然而,其中增益的整定仍需满足误差全局渐近收敛的边界条件,电机宽速域运行时增益不易准确整定。相比之下,有限时、固定时滑模控制因其收敛性及对干扰的鲁棒性强,在工程系统中有广阔的应用前景^[19-20]。文献^[21]提出了高阶固定时滑模观测方法,大量幂函数的应用极大增加了计算量,这给在数字控制器中的实施带来了一定挑战。为提高干扰估计性能,文献^[22]提出了一种用于故障系统的固定时干扰观测器,但是该观测器需要知道干扰导数的边界,这使其难以在工程系统中应用。为提高永磁直线电机控制精度,文献^[23]提出了一种非奇异快速终端滑模控制方法,实现了误差的有限时间收敛。然而,这种方法中系数的整定需要权衡收敛时间与抖振抑制性能。

在系统干扰及其导数未知的条件下,为实现干扰补偿并兼顾动、静态性能提高,本文考虑采用可有限时间收敛的超螺旋算法^[24],但其中系数的整定同样存在干扰边界条件的限制,不过文献^[25]的 K_{∞} 函数提供了一种思路来解决超螺旋算法中系统干扰的应用限制。

综合上述讨论,本文提出了一种面向PMSM无位置传感器驱动的新型 K_{∞} 等效滑模控制(K_{∞} -ESMC)策略。首先,结合超螺旋算法、等效控制理论及 K_{∞} 函数,设计了一种无需系统干扰及其导数边界的新型 K_{∞} -ESMC方法,实现系统状态的有限时间收敛,并根据李雅普诺夫理论证明了其稳定性。

然后,采用提出的 K_∞ -ESMC 方法,分别设计了自适应混合有效磁链观测器(HAFO)和自适应转速观测器,以提高转子有效磁链和转速的观测性能及对包括电气参数失配和负载变化干扰的鲁棒性。最后,在表贴式 PMSM 上的对比实验结果验证了提出的算法的可行性和有效性。

1 混合有效磁链观测器

1.1 PMSM 数学模型

为便于分析,假定磁路不饱和且空间磁场正弦分布,不计磁滞与涡流损耗,两相静止坐标系($\alpha\beta$)下的 PMSM 定子磁链方程为

$$\dot{\psi}_s = \int (u_s - R_s i_s) dt \quad (1)$$

式中: $\psi_s = [\psi_{sa}, \psi_{s\beta}]^T$ 是定子磁链矢量; R_s 为定子电阻; $u_s = [u_{sa}, u_{s\beta}]^T$ 和 $i_s = [i_{sa}, i_{s\beta}]^T$ 分别为定子电压矢量和定子电流矢量。定子磁链矢量可以表示为 $\psi_s = \psi_{AF} + L_q i_s$, 其中 L_q 是 q 轴定子电感, $\psi_{AF} = [\psi_a, \psi_\beta]^T$ 是转子有效磁链矢量, α, β 轴的有效磁链 ψ_a 和 ψ_β 可以表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \psi_{af} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} = [\psi_l + (L_d - L_q) i_d] \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ψ_{af} 为 ψ_{AF} 的幅值; ψ_l 为永磁体磁链; L_d 为 d 轴定子电感; i_d 为 d 轴定子电流; θ_e 为转子位置。

根据式(2), θ_e 计算式为

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_a}\right) \quad (3)$$

运动方程可写为

$$J\dot{\omega}_e = 1.5n_p^2\psi_{af}i_q - n_p T_l - B\omega_e \quad (4)$$

式中: J 为转动惯量; ω_e 为电角速度; n_p 为电机极对数; i_q 为 q 轴定子电流; T_l 为负载转矩; B 为黏滞系数。

1.2 HAFO 的设计

ψ_{AF} 的电压模型 ψ_{AF}^{vm} 和电流模型 ψ_{AF}^{cm} 为

$$\begin{cases} \psi_{AF}^{vm} = \int (u_s - R_s i_s) dt - L_q i_s \\ \psi_{AF}^{cm} = \psi_{af} [\cos \theta_e, \sin \theta_e]^T \end{cases} \quad (5)$$

基于式(5),设计了如式(6)的 HAFO,其中采用了 PI 控制,初步补偿电压和电流的测量误差,公式如下

$$\begin{cases} \hat{\psi}_s = \hat{\psi}_{AF} + L_q i_s = \int (u_s - R_s i_s + d_{pi}) dt \\ d_{pi} = \left(k_p + \frac{k_i}{p}\right)(\hat{\psi}_{AF}^{cm} - \hat{\psi}_{AF}^{vm}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\hat{\psi}_s$ 与 $\hat{\psi}_{AF}$ 分别是由 HAFO 得到的估计定子磁

链矢量和估计转子磁链矢量; k_p, k_i 为 PI 控制系数; p 为微分算子; d_{pi} 为补偿矢量。

2 基于 K_∞ -ESMC 的位置观测

2.1 K_∞ -ESMC 的设计

考虑一阶系统

$$\dot{s} = u + d \quad (7)$$

式中: s 为系统状态变量; u 为控制律; d 为系统干扰且满足 $|d| < d_0$, 导数 $\dot{d}$ 满足 $|\dot{d}| < d_1$, d_0 与 d_1 均为未知正值常数。为使变量 s 在有限时间内收敛至 0, 设计控制律 u 为

$$\begin{cases} u = -k |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + v \\ \dot{v} = -\lambda \text{sgn}(s) \end{cases} \quad (8)$$

式中: k 为正值常数; v 为中间变量; λ 为设计的自适应系数。 λ 表达式如下

$$\dot{\lambda} = -\alpha(\sigma) \text{sgn}(\sigma) \quad (9a)$$

$$\alpha(\sigma) = \rho \arctan\left(\frac{|\sigma|}{\delta}\right) \left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{|\sigma|}{\delta}\right)\right)^{-1} \quad (9b)$$

$$\sigma = \lambda - \frac{1}{\eta} |\nu_{eq}| - \varepsilon \quad (9c)$$

式中: $\rho, \delta > 0, 0 < \eta < 1, \varepsilon > 0$ 且变量均为常数; ν_{eq} 为 $\dot{v}$ 的等效控制量, 由 $\tau \dot{\nu}_{eq} = -\lambda \text{sgn}(s) - \nu_{eq}$ 获得, $\tau > 0$ 为时间常数。

图 1 给出了提出的 K_∞ -ESMC 的实现框图。

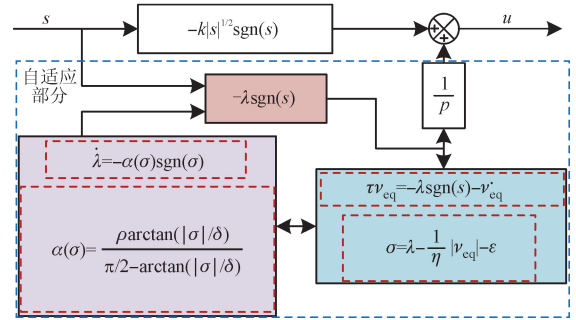


图 1 提出的 K_∞ -ESMC 的实现框图

Fig. 1 Implementation block diagram of the proposed K_∞ -ESMC

2.2 有限时间收敛性与稳定性分析

引理 1^[24] 定义一个超螺旋二阶系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_2 + \partial_1 \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sgn}(x_1) + \partial_2 \end{cases} \quad (10)$$

式中: x_1 与 x_2 为系统状态变量; k_1 和 k_2 为系统系数; ∂_1 与 ∂_2 为系统干扰。

假设系统干扰满足

$$|\partial_1| \leq \gamma_1 |x_1|^{1/2}; |\partial_2| \leq \gamma_2 \quad (11)$$

式中: γ_1, γ_2 为非负常数。

当系统系数满足下式时,系统状态将全局有限时间收敛

$$k_1 > 2\gamma_1; k_2 > k_1 \frac{5\gamma_1 k_1 + 6\gamma_2 + 4(\gamma_1 + \gamma_2/k_1)^2}{2(k_1 - 2\gamma_1)} \quad (12)$$

引理 2^[26] 假设存在一个 C^1 函数 $V_0(x)$, 且存在分别满足 $0 < m < 1$ 和 $n > 0$ 的常数 m 和 n , 使得

$$\dot{V}_0(x) + nV_0^m(x) \leq 0 \quad (13)$$

成立, 则对于任意初始系统状态 x_0 , 系统状态 x 将在有限时间内收敛。收敛时间 $\Gamma(x_0)$ 满足

$$\Gamma(x_0) \leq \frac{1}{n(1-m)} V_0^{1-m}(x_0) \quad (14)$$

证明 结合式(7)和式(8), 可得

$$\begin{cases} \dot{s} = -k |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + w \\ \dot{w} = \dot{d} - \lambda \text{sgn}(s) \end{cases} \quad (15)$$

式中: w 为产生的中间变量。对比式(15)与式(10)可得

$$a_1 = 0; a_2 = \dot{d} \quad (16)$$

根据引理 1, 当 γ_1 与 γ_2 满足下式时, 系统的有限时间收敛条件能够得到保证

$$\gamma_1 \geq \frac{|\dot{d}_1|}{|s|^{1/2}} = 0; \gamma_2 \geq |\dot{d}| \quad (17)$$

取 $\gamma_1 = 0, \gamma_2 = d_1$, 根据系统有限时间收敛条件式(12), 可得 k 与 λ 的取值条件为

$$k > 0; \lambda > 3d_1 + \frac{2d_1^2}{k^2} \quad (18)$$

然而, 系统中 d_1 往往未知, 为采用如式(9)所示的系数自适应律, 设计了李雅普诺夫函数 $V = \frac{\sigma^2}{2}$ 来分析系数自适应律的稳定性, 求导 V 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = \sigma \dot{\sigma} &= \sigma(-\alpha(\sigma) \text{sgn}(\sigma) - \frac{1}{\eta} |\dot{v}_{\text{eq}}|) = \\ &= -\alpha(\sigma) |\sigma| - \frac{1}{\eta} |\dot{v}_{\text{eq}}| |\sigma| \leq \\ &= \left(-\alpha(\sigma) + \frac{d_1}{\eta}\right) |\sigma| \leq -\sqrt{2}KV^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (19)$$

式中: $K = \left(\alpha(\sigma) - \frac{d_1}{\eta}\right)$ 。根据引理 2, 为了保证系数 λ 在有限时间内稳定收敛, K 需要满足 $K > 0$, 则 σ 将稳定收敛至 $|\sigma_K|$, 由式(9b) 分析可得 σ_K

$$\sigma_K = \delta \tan\left(\frac{\pi d_1}{2(d_1 + \eta\rho)}\right) \quad (20)$$

2.3 K_∞ -ESMC 的系数整定分析与参考

为便于提出的 K_∞ -ESMC 在工程系统中应用, 对其系数整定进行分析。

(1) 自适应系数 λ 中, ρ 直接影响 λ 的变化速率,

δ 则可通过对 $|\sigma|$ 的缩放来影响 λ 的变化速率。为平衡稳定条件式(18) 及系统状态变量的抖振, 可初设 $\rho = 30, \delta = 0.1; \eta$ 和 ϵ 均用于提供 λ 与 v_{eq} 间的控制裕量, 可初设 $\eta = 0.9, \epsilon = 1; \tau$ 为等效控制时间常数, 可初设 $\tau = 0.005$ 。

(2) 由式(18)可知, k 影响 λ 的范围, 同时考虑到系统状态的抖振, 可初设 $k = 150$ 。

根据以上分析初步设置系数后, 应根据系统状态及系数作用调整各个系数值。

2.4 基于 K_∞ -ESMC 的观测器设计

由式(6), 考虑电气参数失配的 HAFO 可重构为

$$p\psi_{\text{AFa}} = u_s - R_s i_s + d_{\text{pia}} - L_q p i_s + d_e \quad (21)$$

式中: ψ_{AFa} 为实际的转子有效磁链;

$$d_{\text{pia}} = \left(k_p + \frac{k_i}{p}\right)(\psi_{\text{AFa}}^{\text{cm}} - \psi_{\text{AFa}}) \quad (22a)$$

$$d_e = (R_s - \hat{R}_s) i_s + (L_q - \hat{L}_q) p i_s \quad (22b)$$

其中, $\hat{R}_s$ 与 $\hat{L}_q$ 分别是实际定子电阻和 q 轴定子电感。

为降低参数失配等干扰对 HAFO 的影响, 结合提出的 K_∞ -ESMC 与 HAFO, 设计了自适应 HAFO 为

$$\begin{aligned} p\hat{\psi}_{\text{sc}} = \\ u_s - R_s i_s - k_\psi |\hat{\psi}_s|^{1/2} \text{sgn}(\hat{\psi}_s) - \int \lambda_\psi \text{sgn}(\hat{\psi}_s) dt \end{aligned} \quad (23)$$

$$\dot{\lambda}_\psi = -\alpha_\psi(\sigma_\psi) \text{sgn}(\sigma_\psi) \quad (24a)$$

$$\alpha_\psi(\sigma_\psi) =$$

$$\rho_\psi \arctan\left(\frac{|\sigma_\psi|}{\delta_\psi}\right) \left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{|\sigma_\psi|}{\delta_\psi}\right)\right)^{-1} \quad (24b)$$

$$\sigma_\psi = \lambda_\psi - \frac{1}{\eta_\psi} |v_{\psi\text{eq}}| - \epsilon_\psi \quad (24c)$$

式中: $\hat{\psi}_{\text{sc}} = [\hat{\psi}_{\text{sc}\alpha}, \hat{\psi}_{\text{sc}\beta}]^T$ 为由自适应 HAFO 得到的观测定子磁链矢量; $\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_{\text{sc}} - \hat{\psi}_s$ 为自适应 HAFO 与经典 HAFO 间的定子磁链观测误差矢量; $k_\psi, \delta_\psi, \eta_\psi$ 为与 K_∞ -ESMC 对应的系数; $\rho_\psi = [\epsilon_\alpha, \epsilon_\beta]^T, \epsilon_\psi = [\epsilon_\alpha, \epsilon_\beta]^T$ 为系数矢量; $\lambda_\psi, \alpha_\psi(\sigma_\psi), \sigma_\psi$ 及 $v_{\psi\text{eq}}$ 均为与 K_∞ -ESMC 对应的自适应矢量。

根据式(3)及式(21)~式(24)分析, 可得估计转子位置 $\hat{\theta}_e$ 和初步估计的电角速度 $\hat{\omega}_{e0}$

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan(\hat{\psi}_\beta / \hat{\psi}_\alpha) \\ \hat{\omega}_{e0} = p\hat{\theta}_e \end{cases} \quad (25)$$

为提高动态性能与转速观测精度, 结合提出的 K_∞ -ESMC 与运动方程, 设计了自适应转速观测器为

$$\begin{aligned} p\hat{\omega}_e = \frac{1.5n_p^2}{J} \psi_{\text{af}i_q}^* - k_\omega |\hat{\omega}_e|^{1/2} \text{sgn}(\hat{\omega}_e) - \\ \int \lambda_\omega \text{sgn}(\hat{\omega}_e) dt \end{aligned} \quad (26)$$

$$\dot{\lambda}_\omega = -\alpha_\omega(\sigma_\omega) \operatorname{sgn}(\sigma_\omega) \quad (27a)$$

$$\alpha_\omega(\sigma_\omega) = \rho_\omega \arctan\left(\frac{|\sigma_\omega|}{\delta_\omega}\right) \left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{|\sigma_\omega|}{\delta_\omega}\right)\right)^{-1} \quad (27b)$$

$$\sigma_\omega = \lambda_\omega - \frac{1}{\eta_\omega} |\nu_{\omega \text{eq}}| - \varepsilon_\omega \quad (27c)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 是观测转速; $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{e0}$ 为转速观测误差; k_ω 、 ρ_ω 、 δ_ω 、 η_ω 及 ε_ω 为与 K_∞ -ESMC 对应的系数; λ_ω 、 $\alpha_\omega(\sigma_\omega)$ 、 σ_ω 及 $\nu_{\omega \text{eq}}$ 均为与 K_∞ -ESMC 对应的自适应量。

由于在 2.2 节中已经证明了 K_∞ -ESMC 的有限时间收敛性和稳定性, 所以不再证明自适应 HAFO 和自适应转速观测器的有限时间收敛性和稳定性。基于 K_∞ -ESMC 的 PMSM 无位置传感器驱动系统框图如图 2 所示。

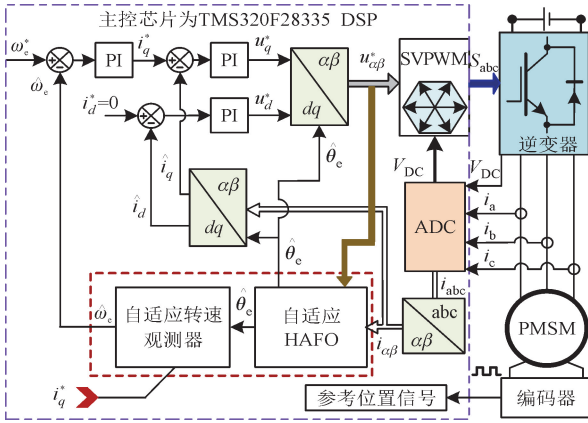


图 2 基于 K_∞ -ESMC 的 PMSM 无位置传感器驱动

Fig. 2 K_∞ -ESMC-based PMSM position sensorless drive

3 实验验证

3.1 实验平台配置与对比实验设计

与图 2 所示系统对应的 PMSM 实验平台如图 3 所示。

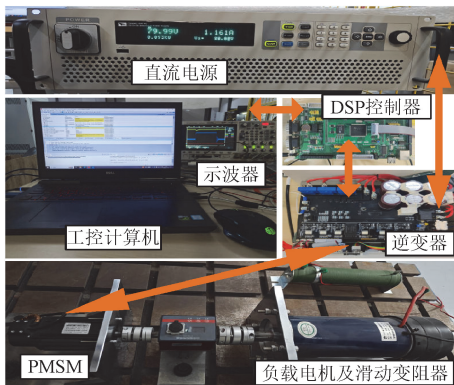


图 3 PMSM 驱动实验平台

Fig. 3 Experiment platform of PMSM drives

该实验平台中, 采用了 TMS320F28335 DSP 作为主控芯片, 载波频率及中断频率均为 10 kHz。采用的 PMSM 的参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of the PMSM

参数	数值	参数	数值
额定功率 P_N/W	750	定子电阻 R_s/Ω	1.38
额定转矩 $T_N/(\text{N} \cdot \text{m})$	2.39	电感 $L_q, L_d/\text{mH}$	3.21
极对数	4	永磁体磁链 ϕ_f/Wb	0.093 6

该 PMSM 上安装了增量式编码器来获得参考位置信息, 其负载转矩由一台连接了滑动变阻器的直流电机提供。为分析基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略的性能, 选择经典的 HAFO 做对比研究, 并选择锁相环(PLL)从中解耦位置信息。

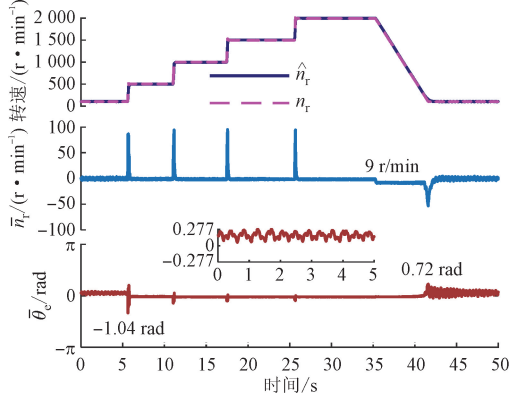
为对比分析, 下面将分别进行变速测试、斜坡反转测试、阶跃负载加减测试及定子电阻失配测试。实验中, 将 PLL 的系数 k_p^{PLL} 和 k_i^{PLL} 分阶段设置。当给定转速 n_r^* 满足 $|n_r^*| < 150 \text{ r/min}$ 时, 设置 $k_p^{\text{PLL}} = 70$, $k_i^{\text{PLL}} = 420$; 当 $150 \text{ r/min} \leq |n_r^*| < 300 \text{ r/min}$ 时, 设置 $k_p^{\text{PLL}} = 200$, $k_i^{\text{PLL}} = 2000$; 当 $|n_r^*| \geq 300 \text{ r/min}$ 时, 设置 $k_p^{\text{PLL}} = 700$, $k_i^{\text{PLL}} = 20000$ 。HAFO 中 $k_p = 2\pi$, $k_i = 0$ 。提出的驱动策略中, 设置 $k_\psi = k_\omega = 150$, $\rho_\psi = 45$, $\rho_\omega = 20$, $\delta_\psi = \delta_\omega = 0.1$, $\eta_\psi = 0.9$, $\eta_\omega = 0.8$, $\varepsilon_a = \varepsilon_\beta = 1.5$, $\varepsilon_\omega = 0.7$, $\tau_\psi = 0.002$, $\tau_\omega = 0.01$ 。

3.2 实验结果与分析

实验结果中 $\hat{n}_r$ 和 n_r 分别表示观测转速和测量转速, $\bar{n}_r = n_r - \hat{n}_r$ 为转速观测误差, $\bar{\theta}_e$ 为位置观测误差, T_e 为电磁转矩, R_{sa} 为失配定子电阻。

为验证基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略的综合变速性能, 分别采用经典 HAFO+PLL 和基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略进行了综合变速实验, 实验中首先进行阶跃加速, 加速过程为 100、500、1000、1500、2000 r/min, 然后从 2000 r/min 斜坡减速至 100 r/min, 实验结果如图 4 所示。由图 4(a) 分析, 当采用经典 HAFO+PLL 策略时, $|\bar{n}_r|$ 的最大值接近 100 r/min, 此时产生了最大 $|\bar{\theta}_e|$, 约 1.04 rad, 并且除了在降速过程中存在幅值约 9 r/min 的转速观测误差。在 n_r 降至 100 r/min 时, $|\bar{n}_r|$ 将超过 50 r/min, 对应的 $|\bar{\theta}_e|$ 约为 0.72 rad。图 4(b) 中, 当采用基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略时, 变速过程中最大的 $|\bar{n}_r|$ 约为 66 r/min, 与图 4(a) 相比减小了约 34 r/min, 并在降速过程中没有产生明显的 $\bar{n}_r$ 。在 n_r 降至 100 r/min 时产生的

$|\bar{n}_r|$ 约为 42 r/min,与图 4(a) 相比减小了约 8 r/min,并且此时产生了最大的 $|\bar{\theta}_e|$,约为 0.64 rad,相比于图 4(a) 减小了约 0.4 rad。此外,为实现电机在 100 ~ 2 000 r/min 间的变速测试,在这部分实验中设置直流母线电压为 180 V。图 4(a) 中,电机转速为 100 r/min 时, $|\bar{\theta}_e|$ 最大为 0.277 rad。图 4(b) 中,虽然开始运行时 $|\bar{\theta}_e|$ 可达 0.132 rad,但是随着电机运行, $|\bar{\theta}_e|$ 逐渐收敛,在约 0.05 rad 内波动。



(a) 经典 HAFO+PLL

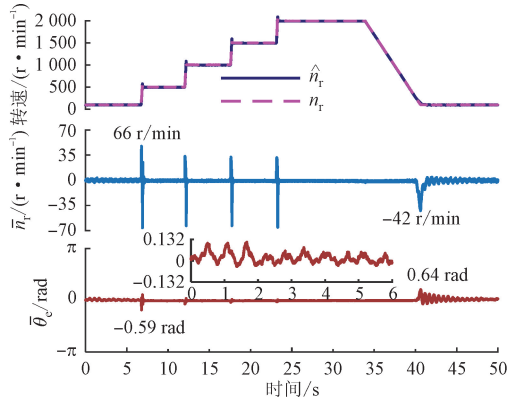
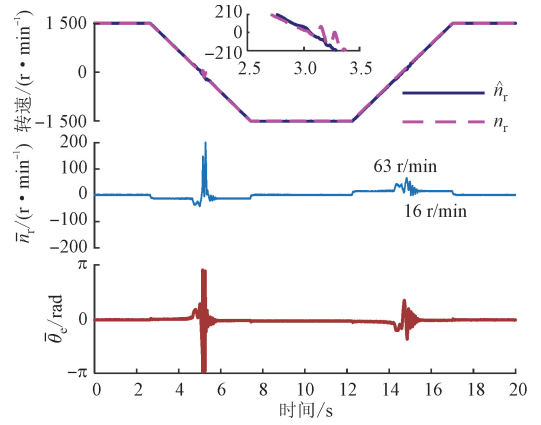
(b) 基于 K_{∞} -ESMC 的无位置传感器驱动策略

图 4 采用不同策略时的综合变速测试实验结果

Fig. 4 Experimental results of variable speed tests using different methods

为验证基于 K_{∞} -ESMC 的无位置传感器驱动策略的宽速域斜坡反转性能,分别采用经典 HAFO+PLL 和基于 K_{∞} -ESMC 的无位置传感器驱动策略,在 1 500 ~ -1 500 r/min 之间的斜坡反转进行实验,结果如图 5 所示。由图 5(a) 分析,当采用经典 HAFO+PLL 时,变速过程中存在转速观测误差,并且 $|\bar{n}_r|$ 最高可达 16 r/min,在 1 500 r/min 变速至 -1 500 r/min 的转速过 0 点处电机失稳, $|\bar{n}_r|$ 最高达 200 r/min。除此之外, $|\bar{\theta}_e|$ 接近 π ,在 -1 500 r/min 变速至 1 500 r/min 的转速过 0 点处

$|\bar{n}_r|$ 最高达 63 r/min。当采用提出的基于 K_{∞} -ESMC 的无位置传感器驱动策略时,虽然在转速过 0 点处 $\bar{n}_r$ 最高达 51 r/min、 $|\bar{\theta}_e|$ 最高达 1.34 rad,但是电机并未失稳。



(a) 经典 HAFO+PLL

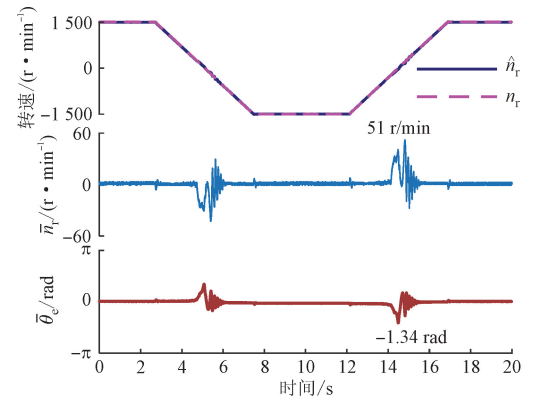
(b) 基于 K_{∞} -ESMC 的无位置传感器驱动策略

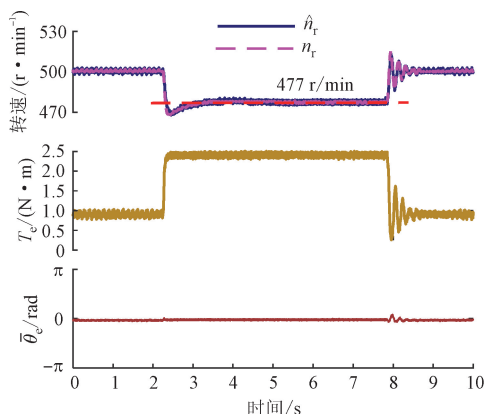
图 5 采用不同策略时的斜坡反转实验结果

Fig. 5 Experimental results of slope reverse using different methods

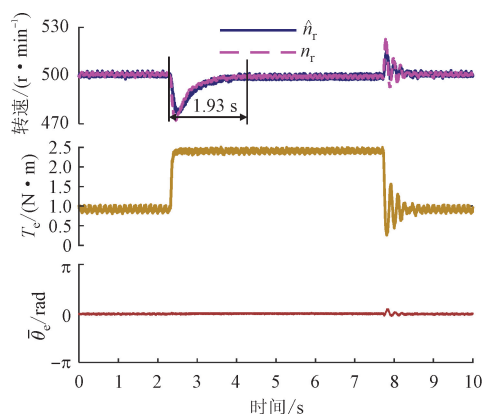
为验证提出的驱动策略的负载性能,分别采用两种驱动方法进行了阶跃负载加减实验,结果如图 6 所示。实验中,电机带 0.9 N·m 的负载运行在 500 r/min,然后增加 1.5 N·m 的阶跃负载,使总负载转矩增至 2.4 N·m,待电机恢复稳态后再卸去 1.5 N·m 的负载。图 6(a) 中,当采用经典 HAFO+PLL 策略时,增加 1.5 N·m 的阶跃负载后 n_r 下降超 30 r/min,并最终稳定于 477 r/min,直至卸掉负载后, n_r 恢复至 500 r/min。当采用提出的方法时,虽然在增加阶跃负载后转速下降约 30 r/min,但是经过约 1.93 s 后转速恢复至 500 r/min,证明了提出的方法有更强的带载能力。

图 4~图 6 的对比实验及其分析表明,相比于经典 HAFO 和 PLL 的无位置传感器驱动策略,本

文提出的基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略不仅有更强的动态性能,还有更强的带载能力。



(a)经典 HAFO+PLL



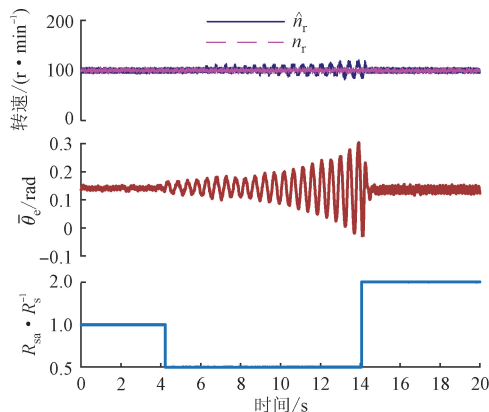
(b)基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略

图6 采用不同策略时的阶跃负载加减速实验结果

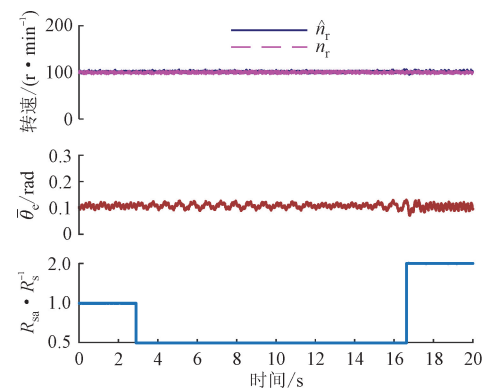
Fig. 6 Experimental results of step load addition and subtraction using different methods

根据文献[7]对混合有效磁链观测器的电气参数敏感性实验与分析可知,电气参数中定子电阻 R_s 的变化对混合有效磁链观测器的影响最大。为有效地验证基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略对电气参数变化的鲁棒性,分别采用两种驱动方法进行了转速为 100 r/min 的 R_s 失配实验,结果如图 7 所示。实验中,首先将 R_{sa}/R_s 设置为 1/2,运行一段时间后再将 R_{sa}/R_s 改为 2,并且为保持电机在 100 r/min 时的稳定运行,将直流母线电压设置为 80 V。如图 7 所示,与图 4 中转速在 100 r/min 时不同,得益于直流母线电压降低,正常工况下位置观测误差 $\bar{\theta}_e$ 较平稳。由图 7(a)可知,当 $R_{sa}/R_s = 1/2$ 时,经典 HAFO+PLL 中 $|\bar{\theta}_e|$ 发散至大于 0.3 rad,将 R_{sa}/R_s 改为 2 后 $\bar{\theta}_e$ 恢复稳定。当采用本文提出的策略时,如图 7(b)所示,在将 R_{sa}/R_s 设置为 1/2 或 2 后,虽然 $\bar{\theta}_e$ 会发生波动,但是 $\bar{\theta}_e$ 始终保持在 0.11 rad

上下波动。由以上分析可知,与经典 HAFO+PLL 策略相比,本文提出的策略对 R_s 失配具有更强的鲁棒性。



(a)经典 HAFO+PLL



(b)基于 K_∞ -ESMC 的无位置传感器驱动策略

图7 采用不同策略时 R_s 失配的实验结果

Fig. 7 Experimental results of R_s mismatches using different methods

4 结 论

本文提出了一种面向 PMSM 无位置传感器驱动的新型 K_∞ -ESMC 策略,提高了磁链观测器对包括电气参数失配及负载变化等干扰的鲁棒性。首先,将超螺旋算法、等效控制理论与 K_∞ 函数结合,设计了一种新型 K_∞ -ESMC 方法,实现了在系统干扰及其导数未知时系统状态的稳定收敛,其有限时间收敛性通过李雅普诺夫函数得到了证明。然后,分别设计了基于 K_∞ -ESMC 的自适应 HAFO 和自适应转速观测器,提高转子位置信息的观测性能及对包括电气参数失配及负载变化等干扰的鲁棒性。实验结果表明,与经典 HAFO+PLL 的策略相比,本文提出的无位置传感器驱动策略提高了电机的动态性能与对电气参数失配和负载变化的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 侯利民, 赵世杰, 兰晓儒, 等. 基于多智能体系统一致性的多永磁同步电机转速协同控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(10): 4034-4045.
Hou Limin, Zhao Shijie, Lan Xiaoru, et al. Speed co-operative control for multi-PMSMs based on multi-agent systems consensus [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(10): 4034-4045.
- [2] 许观达, 肖飞, 连传强, 等. 考虑 VSI 非线性影响的内置式永磁同步电机无电流传感器 MTPA 控制策略 [J]. 电工技术学报, 2025, 40(10): 3131-3142.
Xu Guanda, Xiao Fei, Lian Chuanqiang, et al. Current sensorless MTPA operation of interior permanent magnet synchronous motor drives considering VSI nonlinearity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(10): 3131-3142.
- [3] 张航, 梁文睿, 陈哲, 等. 基于定子磁链间接计算的内置式永磁同步电机无位置传感器鲁棒性提升控制 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2723-2732.
Zhang Hang, Liang Wenrui, Chen Zhe, et al. Sensorless robustness improvement control for IPMSM drive based on stator flux indirect calculation [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(7): 2723-2732.
- [4] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
Liu Jilong, Xiao Fei, Shen Yang, et al. Position-sensorless control technology of permanent-magnet synchronous motor-a review [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 76-88.
- [5] 王菁, 颜建虎, 季国东, 等. 一种基于双位置观测器的永磁同步电机低速无位置传感器控制方法 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 375-386.
Wang Jing, Yan Jianhu, Ji Guodong, et al. A sensorless control method for permanent magnet synchronous machine based on dual position observers at low speed [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 375-386.
- [6] 张国强, 项润华, 王高林, 等. 基于静止轴系脉冲信号注入的永磁同步电机无传感器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12): 4297-4305.
Zhang Guoqiang, Xiang Runhua, Wang Gaolin, et al. Pulse signal injection in stationary reference frame for sensorless PMSM drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(12): 4297-4305.
- [7] 林起联, 刘凌, 刘思源. 面向永磁同步电机无传感器控制的新型已知回归项有效磁链全阶模型 [J]. 西安交通大学学报, 2024, 58(11): 147-155.
Lin Qilian, Liu Ling, Liu Siyuan. Novel known regressor active flux full-order model for sensorless control of permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2024, 58(11): 147-155.
- [8] 孙庆国, 朱晓磊, 牛峰, 等. 基于改进型积分滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3269-3277.
Sun Qingguo, Zhu Xiaolei, Niu Feng, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved integral sliding mode observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3269-3277.
- [9] 刘思源, 刘凌. 面向永磁同步电机无传感器控制的二阶改进扩展状态观测器 [J]. 西安交通大学学报, 2024, 58(8): 1-8.
Liu Siyuan, Liu Ling. A second-order improved extended states observer for permanent magnet synchronous motor sensorless control [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2024, 58(8): 1-8.
- [10] Jin Dongsong, Liu Ling, Liang Deliang. A flux observer based on a dual-layer adaptive algorithm for SPMSMs position sensorless drive [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 2358-2371.
- [11] 张彦平, 尹忠刚, 苏明, 等. 基于共振扩张状态观测器的内置式永磁同步电机统一全速域无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6070-6081.
Zhang Yanping, Yin Zhonggang, Su Ming, et al. Unified full speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070-6081.
- [12] Kshirsagar P, Burgos R P, Jang J, et al. Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2402-2413.
- [13] Jin Dongsong, Liu Ling, Lin Qilian, et al. Sensorless control strategy of PMSM with disturbance rejection based on adaptive sliding mode control law [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(3): 5424-5438.
- [14] Jin Dongsong, Liu Ling. Adaptive second-order disturbance observer-based position sensorless drive strategy for PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16415-16428.
- [15] Xu Wei, Jiang Yajie, Mu Chaoxu, et al. Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for

- PMSM sensorless control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 565-579.
- [16] 骆正红, 胡亚山. 基于巴特沃斯结构的改进磁链观测器的永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 60-69.
- Luo Zhenghong, Hu Yashan. Improved flux observer based on Butterworth filter for sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(9): 60-69.
- [17] Park Y, Sul S K. Sensorless control method for PMSM based on frequency-adaptive disturbance observer [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 143-151.
- [18] Liu Jiali, Zhang Yongchang. Performance improvement of nonlinear flux observer for sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12014-12023.
- [19] Liu Yang, Li Hongyi, Lu Renquan, et al. An overview of finite/fixed-time control and its application in engineering systems [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2022, 9(12): 2106-2120.
- [20] Shen Xiaoning, Liu Guangxin, Lin Xinpo, et al. Robust fixed-time sliding mode control for DC/DC converters with varying exponential coefficient [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2026, 41(5): 8054-8064.
- [21] 刘思源, 刘凌, 靳东松. 永磁同步电机新型有效磁链固定时滑模扰动辨识策略 [J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(9): 144-151.
- Liu Siyuan, Liu Ling, Jin Dongsong. A novel active flux fixed-time sliding mode disturbance identification method for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(9): 144-151.
- [22] Yu Xiang, Li Peng, Zhang Youmin. The design of fixed-time observer and finite-time fault-tolerant control for hypersonic gliding vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 4135-4144.
- [23] 方馨, 王丽梅, 张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 409-421.
- Fang Xin, Wang Limei, Zhang Kang. High order nonsingular fast terminal sliding mode control of permanent magnet linear motor based on disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 409-421.
- [24] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.
- [25] Song Jiawei, Zuo Zongyu, Basin M. New class K_∞ function-based adaptive sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2023, 68(12): 7840-7847.
- [26] Huang Xianqing, Lin Wei, Yang Bo. Global finite-time stabilization of a class of uncertain nonlinear systems [J]. Automatica, 2005, 41(5): 881-888.

(编辑 杜秀杰)