

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508410

高速永磁推进电机无传感器复合控制策略研究*

张晨晨^{1,2} 韩建斌^{1,2} 江明^{1,2} 王晨^{1,2} 黄健^{1,2}

(1. 安徽工程大学高端装备先进感知与智能控制教育部重点实验室 芜湖 241000;

2. 安徽工程大学电气工程学院 芜湖 241000)

摘要:无传感器控制技术不仅解决了传统位置传感器易受环境影响、运行可靠性低等问题,还显著提升系统功率密度,特别适用于高速航空推进系统。高性能控制策略决定了高速永磁电机(high-speed permanent magnet motors, HSPMM)无位置传感器控制系统的动态性能,传统的滑模观测器(sliding mode observer, SMO)存在固有抖振、相位延迟及动态跟踪能力不足等问题,基于此,提出一种自适应超螺旋滑模观测器(adaptive super-twisting sliding mode observer, ASTSMO)和基于扩展状态观测器的正交锁相环(extended state observer-based quadrature phase-locked loop, ESO-PLL)相结合的复合控制策略。核心创新在于通过ASTSMO结构有效抑制滑模面上的固有抖振;采用自适应率替代传统低通滤波器,从而避免反电动势信号的幅值衰减与相位偏移,显著增强系统鲁棒性;设计一种基频转速叠加的ESO-PLL取代传统正交锁相环,提升位置与转速的动态估计性能。基于所建立的无位置传感器高速永磁推进系统仿真模型及9 kW无人机用高速推进电机测试平台进行验证,结果表明,相较于传统SMO方法,所提复合策略使转速调节时间缩短33%、稳态转速波动降低59%,稳态位置误差减小50%,系统动态响应与控制精度得到显著改善,能够满足航空高速推进电机系统的高动态响应和高精度控制要求。

关键词: 高速永磁电机;自适应率;超螺旋滑模;扩展状态观测器;锁相环

中图分类号: TM351; TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 41310

Sensorless hybrid control strategy for high-speed permanent magnet propulsion motors

Zhang Chenchen^{1,2} Han Jianbing^{1,2} Jiang Ming^{1,2} Wang Chen^{1,2} Huang Jian^{1,2}

(1. Key Laboratory of Advanced Perception and Intelligent Control of High-End Equipment, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China; 2. School of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: Sensorless control technology addresses critical limitations of conventional position sensors—including environmental susceptibility and low operational reliability—while significantly enhancing system power density, making it highly suitable for high-speed aerospace propulsion systems. The dynamic performance of sensorless control systems for high-speed permanent magnet motors (HSPMMs) is predominantly governed by advanced control strategies. Traditional sliding mode observers (SMO) exhibit inherent challenges such as chattering, phase delay, and insufficient dynamic tracking capabilities. To overcome these limitations, this study proposes a hybrid control strategy combining an adaptive super-twisting sliding mode observer (ASTSMO) and an extended state observer-based quadrature phase-locked loop (ESO-PLL). The core innovations are the ASTSMO structure effectively suppresses inherent chattering on the sliding mode surface; an adaptive law replaces the traditional low-pass filter, thereby avoiding amplitude attenuation and phase shift of the back electromotive force signal and significantly enhancing system robustness; and a fundamental frequency speed-superimposed ESO-PLL is designed to replace the traditional quadrature phase-locked loop, improving the dynamic estimation performance of position and speed. Validation was conducted based on an established simulation model of a sensorless high-speed permanent magnet propulsion system and a 9 kW high-speed propulsion motor test platform for UAVs. Results demonstrate that, compared to the traditional SMO method, the proposed composite strategy reduces speed regulation time by 33%, decreases steady-state

收稿日期: 2025-05-26 Received Date: 2025-05-26

* 基金项目: 安徽省自然科学基金面上项目(2408085ME124)资助

speed fluctuation by 59%, and reduces steady-state position error by 50%. The system's dynamic response and control accuracy are significantly improved, meeting the high dynamic response and high-precision control requirements of high-speed aviation propulsion motor systems.

Keywords: high-speed permanent magnet motors; adaptive law; super-twisting sliding mode; extended state observer; phase-locked loop

0 引言

高速永磁电机 (high-speed permanent magnet motors, HSPMM) 具有转速高、体积小、功率密度高等优点,且可适应负载扰动,显著提升系统的动态响应和传递效率,在航天航空领域中具有广阔的应用前景^[1]。

由于传统的位置传感器在高速工况下存在安装困难、精度低、可靠性低等问题,因此兼具可靠性与经济性的无位置传感器控制技术成为获取转子位置信号的重要解决方案^[2]。利用反电动势信号估算位置与转速是电机中高速运行阶段无位置传感器控制的首选方法之一,其中滑模观测器 (sliding mode observer, SMO) 由于抗扰能力强、算法简单等优点而备受关注^[3]。然而在实际控制系统中,滑模观测器存在如下问题:首先,由于切换函数的特性,SMO 存在固有抖振;其次,采用低通滤波器滤除估计反电动势中存在的高频信号时存在幅值衰减和相位滞后的问题,在高速工况下,幅值衰减和相位滞后的问题造成的影响不可忽略;最后传统锁相环 (phase-locked loop, PLL) 在进行位置估计过程中对转速和角度变化跟踪能力差,在高速工况下,该问题更加突出^[4]。针对以上问题,国内外开展了一系列研究。文献[5]提出了一种超螺旋滑模观测器与模糊控制相结合的复合控制策略,超螺旋滑模能够很好的抑制抖振,模糊控制通过自适应调节超螺旋的滑模增益提升了系统的观测性能。文献[6]用指数函数代替符号函数,使用模糊控制动态调整指数函数的边界层,从而改变指数函数的特性,提高系统观测精度。文献[7]使用 sigmoid 函数代替符号函数作为开关函数,其通过建立模糊规则实时调整 sigmoid 函数的边界层,改变 sigmoid 函数的收敛特性,从而提高观测性能。文献[8]提出了一种基于估计电流误差变化率确定边界层的方法,使设计过程大为简化。文献[9]提出了一种基于误差补偿的无位置传感器永磁同步电机控制策略,详细分析了 SMO 的位置误差产生机制,并设计了提高位置估计精度和效果的方案。

上述研究从滑模结构、开关函数、边界层和误差补偿等角度出发,有效改善了滑模的抖振和反电动势信号的延迟,但并未考虑高速工况下传统锁相环在进行位置估计过程中对转速和角度变化跟踪能力较差的问题。针对该问题,文献[10]提出了一种基于扩张状态观测器的锁相环结构,实验结果表明该锁相环动态性能要优于传统

锁相环,但是并未考虑到预测反电动势相位延迟和幅值衰减等问题。文献[11]通过对传统 PLL 增加微分环节和负反馈环节提高了电机转速与位置的估计速度,但其参数整定过程复杂。

为满足航空高速推进电机系统转速和电流的高动态响应和高精度控制要求,本文提出一种自适应超螺旋滑模观测器与基于扩展状态观测器的正交锁相环相结合的复合控制策略。该策略的核心创新点在于提出了自适应超螺旋滑模观测器 (adaptive super-twisting sliding mode observer, ASTSMO) 与基于扩展状态观测器的正交锁相环 (extended state observer-based quadrature phase-locked loop, ESO-PLL) 相结合的复合控制策略,以满足高速域的控制要求;在 ASTSMO 中引入反电动势自适应律,替代传统低通滤波器,从而实现无相位滞后的反电动势精确估计;设计了一种基频转速叠加的 ESO-PLL 结构,有效提升位置与转速估算的动态性能。

1 高速永磁电机数学模型及所提复合控制策略总体架构

1.1 永磁电机数学模型

静止坐标系下,高速永磁电机的电流状态方程如式(1)所示^[12-13]。

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\alpha} + \frac{1}{L_s}u_{\alpha} - \frac{1}{L_s}e_{\alpha} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\beta} + \frac{1}{L_s}u_{\beta} - \frac{1}{L_s}e_{\beta} \end{cases} \quad (1)$$

式中: e_{α} 、 e_{β} 为电机的反电动势项,包含电机转子位置信息,其表达式为^[14-15]:

$$\begin{cases} e_{\alpha} = -\psi_f\omega_e\sin\theta_e \\ e_{\beta} = \psi_f\omega_e\cos\theta_e \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{α} 、 u_{β} 为 α - β 轴坐标系下的电压分量; i_{α} 、 i_{β} 为 α - β 轴坐标系下的电流分量; ω_e 为电角速度; θ_e 为转子角度; R_s 、 L_s 为定子电阻和电感; ψ_f 为永磁体磁链。

1.2 复合控制策略总体架构

图 1 所示为所提复合控制策略结构框图。该复合控制策略在矢量控制系统的基础上,复合了 ASTSMO 模块和 ESO-PLL 模块。系统通过采集静止坐标系下的电压与电流信号,利用 ASTSMO 模块实现反电动势信号的观测,进而结合 ESO-PLL 模块完成转子位置与转速的解

算。最终,获得的位置观测信号反馈到坐标变换模块实现磁场定向控制,转速观测信号则反馈至转速环构成闭环控制,从而形成一个完整且高性能的无传感器矢量控制系统。

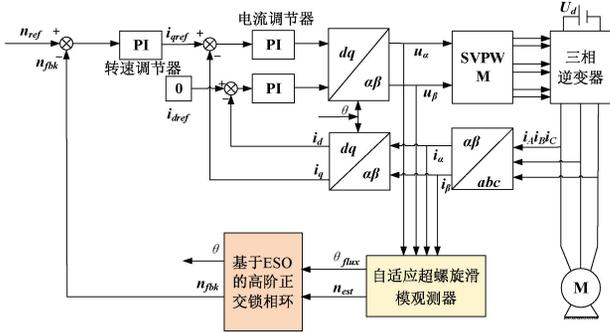


图 1 复合控制策略结构框图

Fig. 1 Block diagram of the composite control strategy

2 自适应超螺旋滑模观测器

2.1 超螺旋滑模观测器

根据式(1)可以构建传统 SMO 表达式为^[16]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}v_\beta \end{cases} \quad (3)$$

其中,传统滑模观测器滑模控制率如式(4)所示^[17]。

$$\begin{cases} v_\alpha = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ v_\beta = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) = k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: \hat{i}_α 和 \hat{i}_β 为定子电流的观测值; \tilde{i}_α 、 \tilde{i}_β 为定子电流在 α 、 β 轴上的误差; v_α 、 v_β 为观测器反电动势估计值; k 为由 Lyapunov 稳定性分析得到的滑模增益,通常 $k > \max(|v_\alpha|, |v_\beta|)$,以保证电流误差方程渐进稳定。

由式(4)可知,传统的滑模观测器中存在不连续开关函数 $k \operatorname{sgn}(\cdot)$,且由于惯性原因,导致系统的高频抖振现象是不可避免的。超螺旋滑模观测器采用超螺旋算法,能够有效抑制由开关函数 $k \operatorname{sgn}(\cdot)$ 带来的抖振,可表示为^[18]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \operatorname{sign}(x_1) + x_2 + \rho_1 \\ \dot{x}_2 = -k_2 \operatorname{sign}(x_1) + \rho_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_1 和 x_2 代表状态变量; k_1 和 k_2 为系统滑模增益系数; \bar{x}_1 为状态变量误差值; ρ_1 和 ρ_2 为状态变量扰动项。

根据式(1)可以得到 STSMO 表达式如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}z_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}z_\beta \end{cases} \quad (6)$$

联合式(1)~(6)可得到定子电流误差微分方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L_s}(z_\alpha - e_\alpha) \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\beta - \frac{1}{L_s}(z_\beta - e_\beta) \end{cases} \quad (7)$$

当电流观测误差收敛,反电动势估计值:

$$\begin{cases} z_\alpha = -k_{\alpha 1} |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) - \int k_{\alpha 2} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) dt \\ z_\beta = -k_{\beta 1} |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) - \int k_{\beta 2} \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (8)$$

式中: $k_{\alpha 1}$ 、 $k_{\alpha 2}$ 为超螺旋滑模增益值。

由式(8)可知,观测反电动势由两项组成,前项通过对电流观测误差的绝对值进行开方并保留其符号,形成一个非线性比例项,它在误差大时提供平稳牵引、误差小时加速收敛,从而有效抑制传统滑模的抖振;后项则对误差的符号函数进行积分,构成一个积分项,用以连续补偿系统的稳态误差。由反电动势估计值的形式可以看出,超螺旋滑模观测器可以有效降低系统抖振。

2.2 反电动势自适应率

虽然超螺旋滑模观测器能够抑制抖振,但是估计反电动势中仍然存在大量噪声和谐波,为了进一步滤除反电动势中的噪声和谐波,并获得更平滑的反电动势信号,本文引入了一个自适应参数 l 来设计反电动势自适应律。通过选择适当的 l 值,可以获得更平滑的反电动势信号,从而获取更精确的速度和转子位置信息,并提高 SMO 的观测性能。

对于永磁电机控制系统,反电动势自适应率为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta + l(z_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - l(z_\beta - \hat{e}_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

式(9)相当于在式(10)的基础上增加一个校正项 $l(z_{\alpha\beta} - \hat{e}_{\alpha\beta})$,只要 l 增益是正数且足够大,就能保证 $\hat{e}_{\alpha\beta}$ 接近于 $z_{\alpha\beta}$,最终使这个校正项约等于0,使得式(10)成立。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha \end{cases} \quad (10)$$

以 α 轴为实轴, β 轴为虚轴,对式(9)拉氏变换并整

理得到传递函数:

$$D(s) = \frac{\hat{e}_{\alpha\beta}(s)}{z_{\alpha\beta}(s)} = \frac{l}{s + l - j\hat{\omega}_e} \quad (11)$$

从而可以得到自适应率传递函数的幅值相位:

$$\hat{e}_{\alpha\beta} = Dz_{\alpha\beta} \begin{cases} |D| = \frac{l}{\sqrt{(l)^2 + (\omega - \hat{\omega}_e)^2}} \\ \angle D = \arctan\left(\frac{\omega - \hat{\omega}_e}{l}\right) \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω 为中心频率。当 $\omega = \hat{\omega}_e$ 时,有:

$$\hat{e}_{\alpha\beta} = Dz_{\alpha\beta} \begin{cases} |D| = 1 \\ \angle D = 0 \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可以看出,当 $\omega = \hat{\omega}_e$ 时,自适应率在滤波的同时不会发生相位的滞后和幅值的衰减,可以实现对反电动势的精确估计。

自适应超螺旋滑模的框图如图 2 所示。

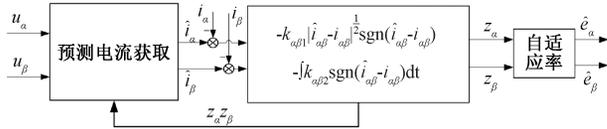


图 2 自适应超螺旋滑模结构框图

Fig. 2 Block diagram of ASTSMO

预测电流获取模块从测量的两相电压 u_α 、 u_β 中,获取电流观测值后,与实际电流中作差,得到电流误差值,将电流误差值输入到超螺旋滑模控制率计算模块得到估计反电动势 Z_α 、 Z_β 。将估计反电动势 Z_α 、 Z_β 输入到自适应率模块进行滤波,得到平滑的反电动势信号 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β ,从而解调出精确的位置和速度信息。

3 基于 ESO-PLL 的转子位置估计

3.1 传统正交锁相环

图 3 所示为传统正交锁相环原理框图,包括(鉴相器、环路滤波器、压控振荡器)3 个部分。在无感矢量控制中,将带有位置信息的反电动势通过三角换算与鉴相器计算相位误差,通过环路滤波器(由 PI 控制器构成)滤波得到转速估值,再由压控振荡器实时更新电角度估算值,通过这一闭环调节机制,锁相环能够提取转子位置和转速,其计算公式可表示为^[19]:

$$\begin{cases} \varepsilon = \hat{\psi}_f \hat{\omega}_e \sin\theta_e \cos\hat{\theta}_e - \hat{\psi}_f \hat{\omega}_e \cos\theta_e \sin\hat{\theta}_e \\ \hat{\omega}_e = K_p \varepsilon + K_I \int \varepsilon dt \\ \hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e \end{cases} \quad (14)$$

式中: K_p 、 K_I 为锁相环增益。

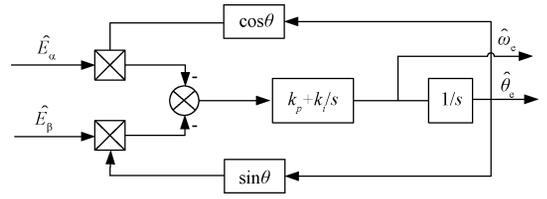


图 3 正交锁相环结构框图

Fig. 3 Block diagram of quadrature PLL

当角度误差足够小时, $\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e$,使得式(15)成立^[20]。

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \hat{\psi}_f \hat{\omega}_e \sin\theta_e \cos\hat{\theta}_e - \hat{\psi}_f \hat{\omega}_e \cos\theta_e \sin\hat{\theta}_e = \\ \hat{\psi}_f \hat{\omega}_e \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) &\approx \theta_e - \hat{\theta}_e \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)经过拉氏变换整理后,可得锁相环的传递函数和角度误差 ε 到估计转速 $\hat{\omega}_e$ 的传递函数:

$$G_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s^2 + K_p s + K_I} \quad (16)$$

$$\frac{\hat{\omega}_e(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (17)$$

通过式(17),将两个极点配置于实轴上同一点处,得到增益 K_p 、 K_I 取值:

$$\begin{cases} K_p = 2c \\ K_I = c^2 \end{cases} \quad (18)$$

式中: c 为位于左半平面极点的绝对值。

3.2 基于扩展状态观测器的正交锁相环

在扩展状态观测器中,将转速微分项引入作为扩张状态变量,其物理意义为系统的角加速度。电机运行过程中电角度、电角速度、电角加速度与电角加加速度间存在严格的导数关系,这一关系在系统达到稳态或处于动态调节阶段时均保持成立,不因工况变化而改变,即:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_e = \omega_e \\ \dot{\omega}_e = a_e \\ \dot{a}_e = d \end{cases} \quad (19)$$

式中: a_e 为电角加速度, d 为电角加加速度。ESO 的结构如式(20)所示。

$$\begin{cases} \varepsilon = \theta_e - \hat{\theta}_e \\ \dot{\hat{\theta}}_e = \hat{\omega}_e + L_1 \varepsilon \\ \dot{\hat{\omega}}_e = \hat{a}_e + L_2 \varepsilon \\ \dot{\hat{a}}_e = L_3 \varepsilon \end{cases} \quad (20)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 、 $\hat{\omega}_e$ 、 \hat{a}_e 为状态变量; L_1 、 L_2 、 L_3 为 ESO 增益 (L_1 、

$L_2, L_3 > 0$ 。

由式(20)可以得到 ESO-PLL 的结构框图如图 4 所示。与传统正交锁相环相比, ESO-PLL 将 ESO 作为环路滤波器, 用于调节观测器的动态响应和稳定性。

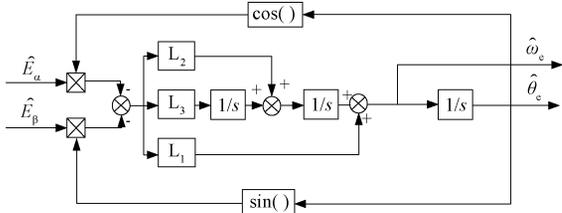


图 4 ESO-PLL 的结构框图

Fig. 4 Block diagram of ESO-PLL

式(20)经过拉氏变换整理后可得 ESO-PLL 的传递函数和角度误差 ε 到电角速度 $\hat{\omega}_e$ 的传递函数。

ESO-PLL 的传递函数为:

$$G_{ESO-PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{L_1 s^2 + L_2 s + L_3}{s^3 + L_1 s^2 + L_2 s + L_3} \quad (21)$$

角度误差 ε 到电角速度 $\hat{\omega}_e$ 的传递函数为:

$$\frac{\hat{\omega}_e(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{L_2 s + L_3}{s^2} \quad (22)$$

为了保证收敛, 将 ESO-PLL 的 3 个极点都配置在位于负半平面的同一点 $-c$ ($c > 0$) 上, 使 ESO-PLL 只需整定单一参数 c , 配置方法如下:

$$s^3 + L_1 s^2 + L_2 s + L_3 = (s + c)^3 \quad (23)$$

根据式(23)将各项一一对应, 得到增益与参数 c 之间关系:

$$\begin{cases} L_1 = 3c \\ L_2 = 3c^2 \\ L_3 = c^3 \end{cases} \quad (24)$$

PLL 和 ESO-PLL 闭环传递函数在 $c = 1000$ 时的伯德图如图 5 所示。由图 5 可知, 在相同 c 值下, ESO-PLL 的闭环传递函数的带宽明显高于 PLL 的带宽, 其对角度的跟随能力要优于传统锁相环。

PLL 和 ESO-PLL 电角速度与角度误差之间的传递函数在 $c = 1000$ 时的伯德图如图 6 所示。由图 6 可知, 在传统的 PLL 中, 由于比例积分的存在, PLL 会对高频噪声的抑制效果减弱。由于 ESO-PLL 的带宽要低于传统 PLL, 且相位滞后非常明显, 导致 ESO-PLL 对速度变化的响应能力弱于传统 PLL, 但得益于串联积分的结构, ESO-PLL 对高频噪声的抑制能力更好。

为了提高 ESO-PLL 的速度动态响应性能, 本文采用基频速度叠加的 ESO-PLL, 将转子基频转速叠加到正交锁相环的输出, 以提高 ESO-PLL 速度估算的响应速度,

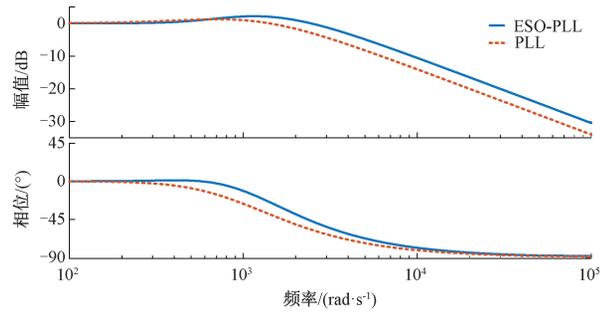


图 5 PLL 和 ESO-PLL 闭环传递函数伯德图

Fig. 5 Bode Diagram of the closed-loop transfer functions for PLL and ESO-PLL

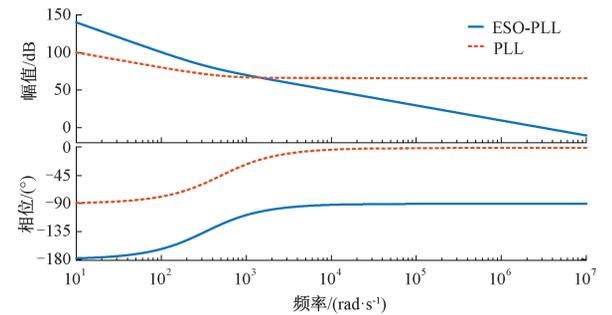


图 6 PLL 和 ESO-PLL 速度误差传递函数伯德图

Fig. 6 Bode diagram of the speed error transfer functions for PLL and ESO-PLL

总体结构如图 7 所示。

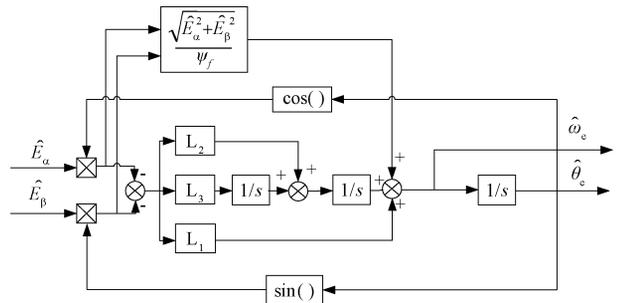


图 7 基频转速叠加的 ESO-PLL 的结构框图

Fig. 7 Block diagram of ESO-PLL incorporating fundamental speed superposition

4 仿真实验

为验证所提方法动态响应性能、稳态性能, 分别观察和分析在转速阶跃响应和突加负载时的系统状态。根据图 1 基于 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型, 并对传统滑模观测器策略和所提复合策略进行分析和对比。传统滑模观测器策略、与所提复合策略实验方案对比如表 1 所示。仿真中的控制参数如表 2 所示。所用 HSPMM 参数

如表 3 所示。

表 1 实验方案对比

Table 1 Comparison of experimental schemes

| | 传统 SMO 策略 | 复合控制策略 |
|--------|-----------|----------|
| SMO 类型 | 普通滑模 | 自适应超螺旋滑模 |
| 低通滤波器 | 使用 | 未使用 |
| PLL | 普通 PLL | ESO-PLL |
| 相位补偿 | 使用 | 未使用 |

表 2 仿真控制参数

Table 2 Simulation control parameters

| | 传统 SMO 策略 | 复合控制策略 |
|------------------------------|-------------|-------------|
| 转速环 K_p, K_I | 0.041, 12.3 | 0.041, 12.3 |
| d 轴电流环 K_p, K_I | 2.036, 249 | 2.036, 249 |
| q 轴电流环 K_p, K_I | 2.036, 249 | 2.036, 249 |
| 锁相环极点配置 C | 128 | 128 |
| 自适应率增益值 l | 无 | 3 000 |
| 超螺旋滑模增益值 $k_{\alpha\beta 1}$ | 无 | 10 |
| 超螺旋滑模增益值 $k_{\alpha\beta 2}$ | 无 | 500 |

表 3 HSPMM 参数

Table 3 HSPMM parameter

| 电机参数名称 | 数值 |
|---------------|------------------|
| d 轴电感 L_d | 55 μH |
| q 轴电感 L_q | 63 μH |
| 额定转速 n | 30 000 r/min |
| 额定电压 U_N | 270 V |
| 绕组电阻 R_s | 0.020 Ω |
| 电机极对数 p | 2 |
| 额定功率 | 9 kW |

仿真步长为 10^{-6} s, 仿真时间设为 0.15 s, 电机空载启动, 给定初始速度 15 000 r/min, 在 0.05 s 时将转速提高到 20 000 r/min, 在 0.1 s 时突加 $6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载。评估指标包括转速调节时间、稳态转速波动、转子位置估计误差及电流波形质量。

传统策略和复合策略下的转速波形如图 8、9 所示。由图 8、9 可知, 两种策略都能够响应转速指令的变化, 但是, 在升速过程中, 传统策略转速响应性较差, 转速调节时间为 0.025 s。而改进策略转速响应性能较好, 转速调节时间为 0.013 s, 改进策略的转速响应时间较传统方法缩短 48%; 同时, 在传统控制策略下, 转速波形有明显抖振。当转速为 20 000 r/min、负载为 $6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 速度波形的抖振问题更加明显, 转速波动幅值约为 200 r/min。采用改进型策略后, 转速波动幅值减小至 50 r/min。突加负载后, 传统策略转速下降至 19 360 r/min, 在 0.007 s 内重新回到稳态; 改进策略转速下降到 19 650 r/min, 在 0.004 s 内重新回到稳态, 较传统方法缩短 42%, 其抗扰能力更优。

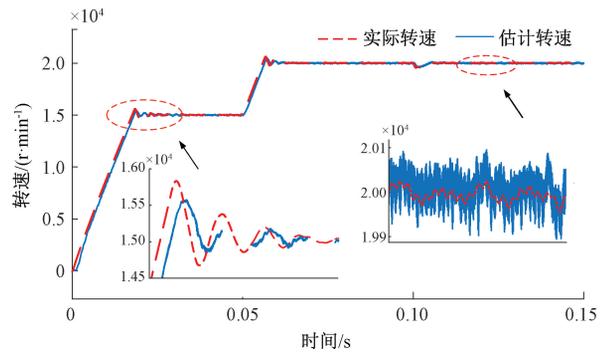


图 8 传统滑模观测器策略速度波形

Fig. 8 Speed waveform of traditional SMO strategy

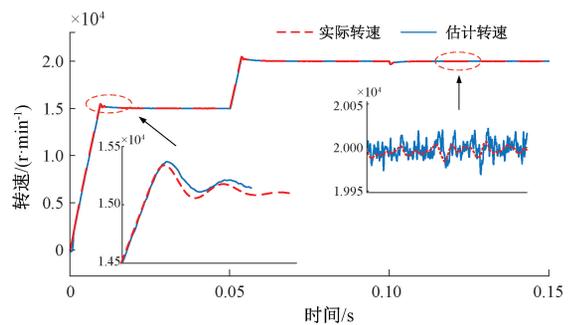


图 9 复合控制策略速度波形

Fig. 9 Speed waveform of the composite control strategy

图 10 和 11 所示分别为传统策略和复合策略下的位置波形, 图 12 所示为转子位置误差波形。由图 10~12 可知, 在突加负载过程中, 传统策略的位置误差出现明显波动, 位置误差波动为 0.06 rad, 而改进策略无明显波动, 说明改进策略位置跟踪性能要优于传统策略。在稳态时, 传统控制策略的转子位置估计存在误差, 导致跟踪精度差。改进控制策略的位置估计误差趋近于 0, 跟踪精度更好。

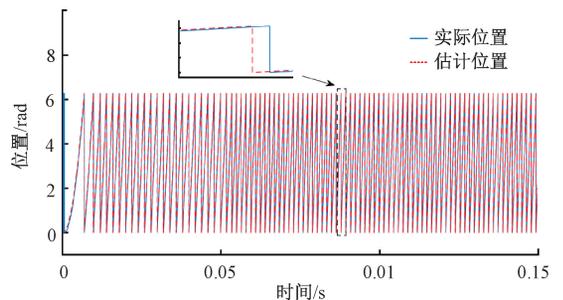


图 10 传统滑模观测器策略转子位置波形

Fig. 10 Rotor position waveform of traditional SMO

q 轴电流波形如图 13 所示, 使用复合策略时, q 轴电流对负载转矩变化的跟踪速度更快, 且电流波形较传统滑模观测器策略更加平稳。

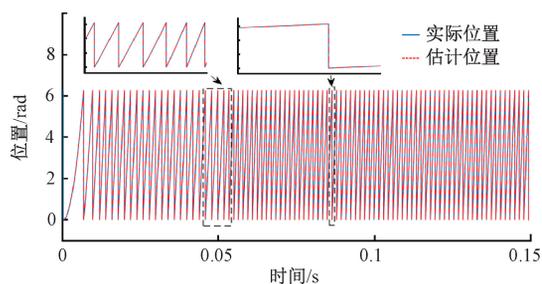


图 11 复合控制策略转子位置波形
Fig. 11 Rotor position waveform of the composite control strategy

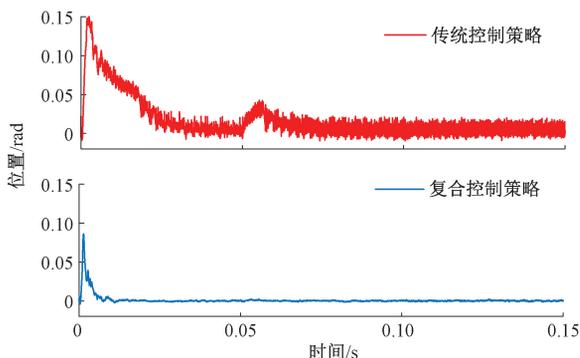


图 12 转子位置误差波形
Fig. 12 Rotor position error waveform

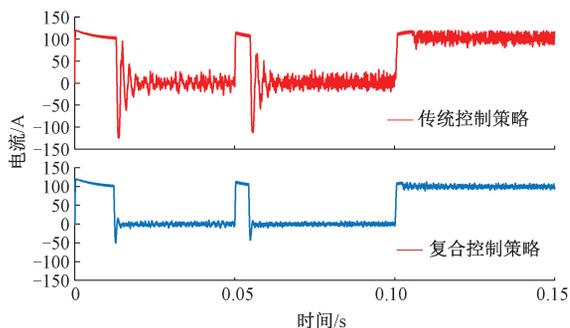


图 13 q 轴电流波形
Fig. 13 q axis current waveform

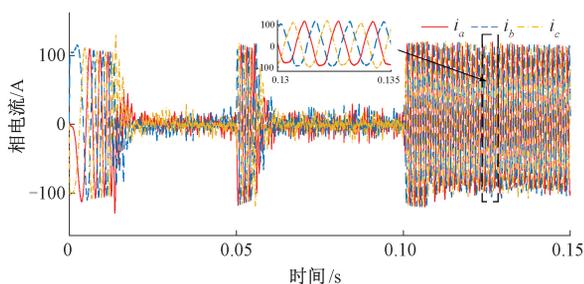


图 14 传统滑模观测器策略三相电流波形
Fig. 14 Three-phase current waveform of Traditional SMO

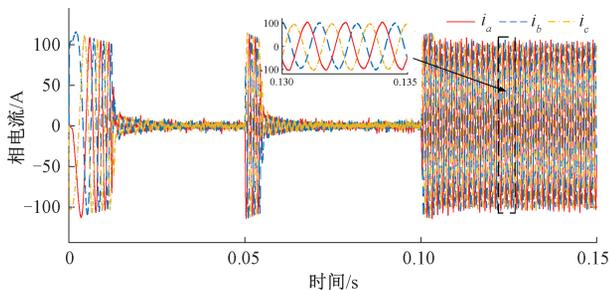


图 15 复合控制策略三相电流波形
Fig. 15 Three-phase current waveform of the composite control

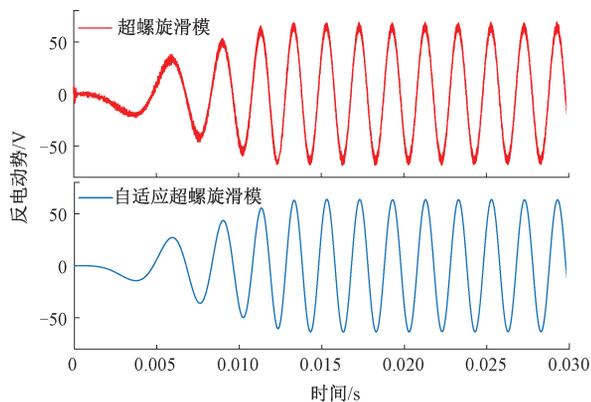


图 16 α 轴反电动势波形
Fig. 16 α axis back electromotive force waveform

5 实验验证

图 14 和 15 所示分别为传统策略和复合策略下的三相电流波形。由图 14、15 可知,传统滑模观测器策略的三相电流波形正弦度低、稳定性差;复合控制策略的电流波形正弦度高、具有更好的动态响应性能。

α 轴反电动势波形如图 16 所示,可以看出,虽然超螺旋滑模结构能有效抑制抖振,但是由于 HSPMSM 电感值低,反电动势仍然存在一定的谐波,且在电机启动过程中获得的反电动势波形中仍然存在明显的谐波。当采用自适应超螺旋滑模结构后,获得的反电动势波形更加平滑和稳定。

为进一步验证所提策略的有效性,试制 9 kW 无人机用高速涵道风扇推进系统,搭建无人机用高速永磁推进电机测试平台,如图 17 所示。电机参数与表 1 相同,其轴端接入涵道风扇。控制系统基于 TMS320F28335 实现,电流通过霍尔电流传感器进行采样,PWM 频率为 10 kHz,实验结果由上位机记录获得,实验中的控制参数如表 4 所示。图 18 所示为电机负载功率随转速的变化情况,由图 18 可知,随着转速的升高,输出功率呈平方倍上升的趋势,当电机的转速为 30 000 r/min 时,输出功率达 9 kW。



图 17 实验平台

Fig. 17 Experimental platform

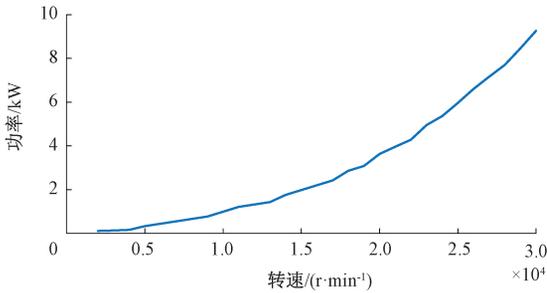


图 18 电机负载特性

Fig. 18 Motor load characteristics

表 4 实验控制参数

Table 4 Experiment control parameters

| | 传统 SMO 策略 | 复合控制策略 |
|------------------------------|-------------|-------------|
| 转速环 K_p, K_I | 0.5、0.03 | 0.5、0.03 |
| d 轴电流环 K_p, K_I | 0.0035、0.03 | 0.0035、0.03 |
| q 轴电流环 K_p, K_I | 0.0035、0.03 | 0.0035、0.03 |
| 锁相环极点配置 C | 25 | 25 |
| 自适应率增益值 l | 无 | 6 000 |
| 超螺旋滑模增益值 $k_{\alpha\beta 1}$ | 无 | 35 |
| 超螺旋滑模增益值 $k_{\alpha\beta 2}$ | 无 | 1 000 |

为验证所提复合控制策略在高速域下的动态性能和稳态性能,在带扇叶负载工况下,设计一个转速阶跃响应实验,转速阶跃过程中,电机所带负载也发生突变。通过对比传统滑模策略和所提复合控制策略的转速响应时间,来说明策略的动态性能;电机进入稳态后,通过对比稳态下电机转速波动和转子位置估计误差,来说明策略的稳态性能。

在 15 000 r/min 带扇叶负载工况下,使用传统滑模策略和所提复合策略时的转子实际位置、估计位置和位置误差如图 19 和 20 所示。由实验结果知,传统滑模策略所得位置估计误差在 0.2 rad 以内,所提复合策略所得误差在 0.1 rad 以内。实验结果表明复合策略位置跟踪性能要优于传统策略,采用所提复合策略能够有效提高

位置估算精度。

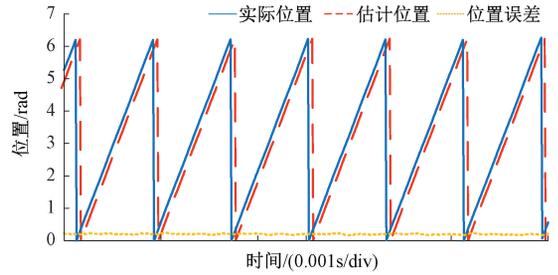


图 19 传统滑模观测器策略位置和位置误差波形

Fig. 19 Position and position error waveforms of traditional SMO

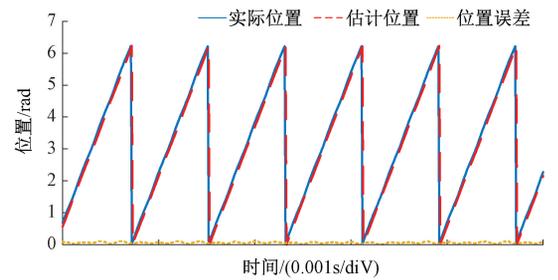


图 20 复合控制策略位置和位置误差波形

Fig. 20 Position and position error waveforms of the composite control strategy

传统滑模策略和所提复合策略在带扇叶负载下转速由 15 000 r/min 变化到 20 000 r/min 过程中的实验测试结果如图 21 和 22 所示。传统滑模策略转速调节时间为 1.5 s,而使用所提复合策略时,在 1 s 时即可回到稳态,改进策略的转速响应时间较传统滑模策略缩短约 50%。另外,当电机运行在稳态下,传统滑模策略抖振严重,转速波动最大能达到 745 r/min。采用所提复合策略,转速波动最大为 300 r/min,较传统滑模策略减小 59%,转速波动更小,对抖振的抑制效果更好。表 5 为两种控制策略性能对比。

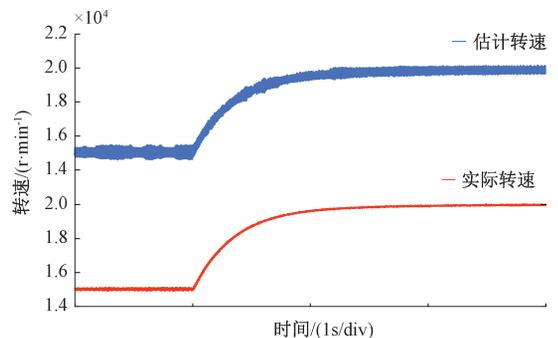


图 21 传统滑模观测器策略速度波形

Fig. 21 Speed waveform of traditional SMO strategy

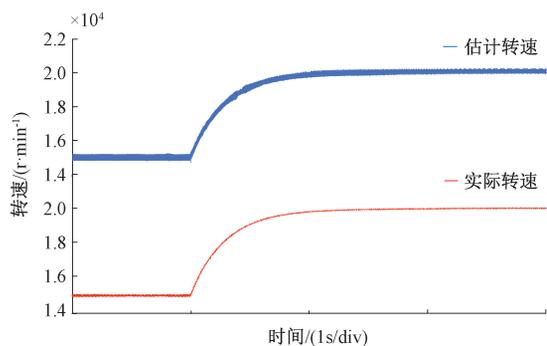


图 22 复合控制策略速度波形

Fig. 22 Speed waveform of the composite control strategy

表 5 两种控制策略性能对比

Table 5 Performance comparison of the two control strategies

| | 传统 SMO 策略 | 复合控制策略 | 改进效果 |
|----------|-----------|-----------|----------|
| 转速调节时间 | 1.5 s | 1 s | 缩短 33% |
| 稳态转速波动 | 745 r/min | 300 r/min | 减小 59% |
| 稳态位置估计误差 | 0.2rad | 0.1 rad | 精度提升 50% |

q 轴电流与 a 相电流在升速过程中的响应波形如图 23 所示。电机负载随着速度的升高而增大, q 轴反馈电流能迅速做出响应, 在 1 s 内进入稳态, 说明系统动态性能较强; 并且能稳定跟随指令, 说明系统抗负载扰动能力强。

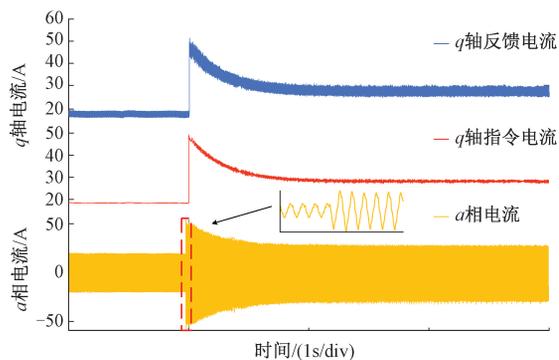


图 23 q 轴电流与 a 相电流响应波形

Fig. 23 q -axis current and phase a current response

采用所提复合策略, 让电机运行在 20 000 r/min 下, 对比超螺旋算法和自适应超螺旋算法输出的 α 轴预测反电动势, 结果如图 24 所示。两种策略均为未使用低通滤波器滤波, 避免了低通滤波器带来的相位延迟和幅值衰减问题。相比于超螺旋算法, 使用自适应超螺旋算法所得到的预测反电动势波形正弦度更高, 波形更加平滑, 实验结果与仿真结果结论一致。

为凸显本文创新性, 将所提策略与近年来相关研究

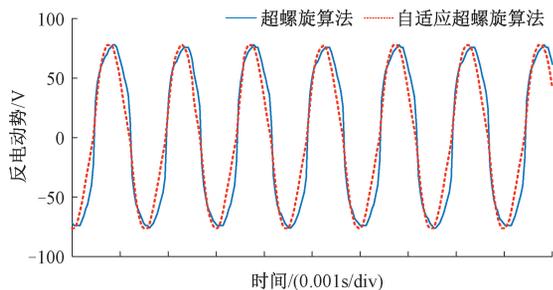


图 24 α 轴预测反电动势

Fig. 24 α axis back electromotive force waveform

进行对比, 与文献[5]的超螺旋滑模+模糊控制方法相比, 本文策略在满足抖振抑制优点的同时, 通过反电动势自适应律彻底解决了相位延迟, 并解决了其未涉及的传统锁相环动态跟踪能力不足的核心问题。相较于文献[11]通过增加微分与负反馈环节改进 PLL 的方法, 本文的 ESO-PLL 结构在保证高动态性能的同时, 参数整定更为简便(仅需调整一个极点参数 c)。与文献[6-8]主要聚焦于滑模边界层优化的工作相比, 本文提供了一套从反电动势观测到位置解算的优化方案, 而非局部的改进, 从而在高速工况下实现了更优越的综合性能。

6 结论

本文针对传统滑模观测器无位置控制方法存在相位延迟、抖振明显及动态性能不足的问题, 提出了基于自适应超螺旋滑模与扩展状态观测器的正交锁相环复合控制策略。围绕该策略, 开展了自适应超螺旋滑模收敛特性分析、ESO-PLL 结构设计与参数整定方法研究, 并论证了传统 PLL 与 ESO-PLL 在相同参数下的性能差异。通过搭建高速永磁电机无位置传感器推进系统的仿真模型和 9 kW 无人机高速涵道风扇推进系统, 开展了仿真与实验验证。仿真及实验结果均表明, 所提策略有效抑制了滑模固有抖振, 解决了相位延迟问题; 与传统 SMO 策略相比, 在转速调节时间、稳态转速误差及位置估计精度等方面均有显著提升, 能够满足航空高速推进电机系统的高动态响应和高精度控制要求。

参考文献

[1] YE M, SHI T, LI C, et al. High-precision sensorless control of high-speed permanent magnet synchronous motor based on the prediction methodology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9) : 11386-11397.

[2] 卢志远, 柏受军, 江明, 等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计 [J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4) : 73-81.

- LU ZH Y, BAI SH J, JIANG M, et al. Design of improved linear active disturbance rejection speed controller for permanent magnet synchronous motor[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2022, 36(4):73-81.
- [3] 张港,高文根,杭孟苟,等. 基于改进 SMO 的永磁同步电机全速段位置估算研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2021,35(7):185-193.
- ZHANG G, GAO W G, HANG M X, et al. Research on full-speed position estimation of PMSM based on improved SMO [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2021, 35(7):185-193.
- [4] 许仁仁,张懿,魏海峰. 改进 SMO 的高速永磁同步电机无传感器控制研究[J]. *电力电子技术*, 2024, 58(2):30-33.
- XU R R, ZHANG Y, WEI H F. Improved SMO sensorless control of high-speed permanent magnet synchronous motor [J]. *Power Electronics*, 2024, 58(2):30-33.
- [5] ZHAO K, YANG L, ZHAO S, et al. A hybrid control strategy for sensorless PMSM with a super-twisting sliding mode observer and a two-stage filter based on fuzzy rules[C]. *Proceedings of the 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2022:1-7.
- [6] DU S, LIU Y, WANG Y, et al. Research on a permanent magnet synchronous motor sensorless anti-disturbance control strategy based on an improved sliding mode observer[J]. *Electronics*, 2023, 12(5):1123.
- [7] DING H, ZOU X, LI J. Sensorless Control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy sliding mode observer [J]. *IEEE Access*, 2022, 10:36743-36752.
- [8] 石欣然,刘景林,肖明朗,等. 基于可变边界层的永磁同步电机滑模观测器无位置传感器控制系统设计[J]. *中国电机工程学报*, 2025,45 (14):5657-5669.
- SHI X R, LIU J L, XIAO M L, et al. Sensorless control system design of PMSM based on variable boundary layer sliding mode observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2025,45 (14):5657-5669.
- [9] 王明辉,徐永向,邹继斌. 基于 ESO-PLL 的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(20):7599-7607.
- WANG M H, XU Y X, ZOU J B. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on ESO-PLL[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(20):7599-7607.
- [10] 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):3269-3278.
- SUN Q G, ZHU X L, NIU F, et al. Sensorless control of PMSM based on improved integral sliding mode observer[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(8):3269-3278.
- [11] 崔福鑫. 低载波比下高速永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 重庆:重庆理工大学,2024.
- CUI F X. Research on sensorless control of high-speed permanent magnet synchronous motor under low carrier ratio [D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2024.
- [12] 赵超阳. 高速永磁同步电机驱动技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2022.
- ZHAO CH Y. Research on drive technology of high-speed permanent magnet synchronous motor [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology, 2022.
- [13] BI G, LI Y, WANG Z, et al. Multi-optimization objective online tracking-based parameter self-tuning method for sensorless PMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1):1390-1402.
- [14] 目云奎,李祥飞,陈玄. 自适应高阶滑模永磁同步电机永磁磁链观测[J]. *电子测量与仪器学报*, 2020, 34(3):163-170.
- MU Y K, LI X F, CHEN X. Adaptive high-order sliding mode observation of permanent magnet flux for PMSM[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2020, 34(3):163-170.
- [15] 刘计龙,付康壮,麦志勤,等. 永磁同步电机全转速范围无位置传感器控制[J]. *国防科技大学学报*, 2024, 46(4):114-124.
- LIU J L, FU K ZH, MAI ZH Q, et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motors over the full speed range [J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2024,46(4):114-124.
- [16] 王龙达,徐传芳,鞠艳杰,等. 永磁同步电机改进鲨鱼优化非线性自抗扰控制[J]. *仪器仪表学报*, 2023, 44(6):303-312.
- WANG L D, XU CH F, JU Y J, et al. Improved shark optimization nonlinear active disturbance rejection control for PMSM[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2023, 44(6):303-312.
- [17] 李昂,袁佳俊,赵峰,等. 永磁同步电机改进滑模观测器矢量控制[J]. *电子测量技术*, 2023,46(6):37-43.
- LI ANG, YUAN J J, ZHAO F, et al. Improved sliding mode observer vector control for PMSM [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(6):37-43.
- [18] ZHANG H, WU M, LIU J, et al. Super twisting

algorithm based SMO for permanent magnet synchronous motor drives [C]. 2025 4th International Conference on Electronic Electrical Engineering and Automatic Control, 2025; 187-193.

[19] CHEN Z, DAWARA A A, ZHANG X, et al. Adaptive sliding mode observer-based sensorless control for SPMSM employing a dual-PLL [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8 (1): 1267-1277.

[20] 郭向阳, 张爱军. 永磁同步电机低速域下改进旋转高频注入控制 [J]. 国外电子测量技术, 2023, 42 (11): 162-169.

GUO X Y, ZHANG AI J. Improved rotating high-frequency injection control for PMSM in low-speed domain [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42 (11): 162-169.

作者简介



张晨晨, 2023 年于滁州学院获得学士学位, 现为安徽工程大学硕士研究生, 主要研究方向为高速永磁同步电机无位置传感器控制技术。

E-mail: ahpu2230342260@163.com

Zhang Chenchen received his B. Sc. degree from Chuzhou University in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in Anhui Polytechnic University. His main research interests include sensorless control systems for high-speed permanent magnet synchronous motors.



韩建斌 (通信作者), 2025 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为安徽工程大学讲师, 主要研究方向为特种电机驱动与发电控制。

E-mail: hjb1986@nuaa.edu.cn

Han Jianbin (Corresponding author), received his Ph. D. degree from Nanjing University of Aeronautics

and Astronautics in 2025. Now he is a lecturer in Anhui Polytechnic University. His main research interests include special electric machine drive and generation control.



江明, 1993 年于上海工业大学 (现上海大学) 获得硕士学位, 现为安徽工程大学教授, 硕士生导师, 主要研究方向为自动控制与自动检测技术。

E-mail: kjjm@ahpu.edu.cn

Jiang Ming received his M. Sc. degree from Shanghai Technology University (now Shanghai University) in 1993. He is now a professor and M. Sc. supervisor in Anhui Polytechnic University. His main research interests include automatic control and automatic detection technology.



王晨, 2022 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为安徽工程大学讲师, 主要研究方向为多电机永磁发电机及新能源汽车永磁驱动电机设计技术。

E-mail: wch1071@ahpu.edu.cn

Wang Chen received his Ph. D. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2022. Now he is a lecturer in Anhui Polytechnic University. His main research interests include design technology of permanent magnet generators for more-electric aircraft and permanent magnet drive motors for new energy vehicles.



黄健, 2022 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为安徽工程大学讲师, 主要研究方向为多电机永磁电机发电控制以及新能源汽车增程发电控制技术。

E-mail: Huangjian_2022@mail.ahpu.edu.cn

Huang Jian received his Ph. D. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2022. Now he is a lecturer in Anhui Polytechnic University. His main research interests include generation control of permanent magnet machines for more-electric aircraft and range-extending generation control technology for new energy vehicles.