

基于新型锁相环的永磁同步电机滑模观测器研究

冯 贤

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2025年4月15日; 录用日期: 2025年5月8日; 发布日期: 2025年5月15日

摘 要

针对传统滑模观测器(SMO)在电机转子位置估计中存在高频抖动、稳态误差大、动态性能差等问题, 文章提出了一种改进型滑模观测器(改进SMO)。该方法采用饱和和正弦函数代替传统符号函数, 有效抑制了高频抖动; 同时引入改进的锁相环结构, 替代传统锁相环, 实现了电机转速从正转到反转的有效观测, 并显著提高了转速与转子位置的跟踪精度。仿真结果表明, 与传统方法相比, 改进SMO的位置估计稳态误差降低超过80%。在给定转速由1000 r/min突变至1500 r/min及负载突加至5 N的动态工况下, 改进SMO表现出更快的响应速度, 位置估计误差始终控制在 ± 0.02 rad以内, 显著优于传统方法的 ± 0.1 rad。此外, 改进SMO具备更强的鲁棒性和抗扰能力, 更适用于实际电机驱动系统的转子位置估计, 具有广泛的工程应用前景。

关键词

永磁同步电机, 滑模观测器, 锁相环

Research on Sliding Mode Observer of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Novel Phase-Locked Loop

Xian Feng

School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Apr. 15th, 2025; accepted: May 8th, 2025; published: May 15th, 2025

Abstract

This paper proposes an improved sliding mode observer (SMO) to combat high-frequency chattering,

large steady-state errors, and poor dynamic performance in traditional SMOs for rotor position estimation in electric motors. This method replaces the sign function with a saturated sine function, thereby effectively suppressing high-frequency chattering. Additionally, an improved phase-locked loop (PLL) structure is introduced to replace the conventional PLL, enabling accurate observation of motor speed transitions from forward to reverse rotation and significantly enhancing the speed and rotor position tracking accuracy. Simulation results show that, compared with traditional methods, the improved SMO reduces the steady-state error of position estimation by more than 80%. Under dynamic conditions, where the given speed changes from 1,000 r/min to 1,500 r/min and a sudden load of 5 N is applied, the improved SMO exhibits a faster response speed, with position estimation errors consistently maintained within ± 0.02 rad, significantly outperforming the ± 0.1 rad error of traditional methods. Moreover, the improved SMO demonstrates superior robustness and disturbance rejection, making it more suitable for rotor position estimation in practical motor drive systems with broad engineering application prospects.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor, Sliding Mode Observer, Phase-Locked Loop

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其卓越的功率密度、高效率以及低噪声特性,已经在电动汽车和工业伺服系统等高端驱动领域中成为关键的动力设备[1]。但是传统 PMSM 控制依赖机械式位置传感器(如光电编码器、旋转变压器),导致系统成本增加、可靠性降低,且在高温、潮湿等恶劣环境下易失效。为此,无传感器控制技术通过算法实时估计转子位置与转速,成为近年来的研究热点。在无传感器控制中,滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)因其强鲁棒性、抗参数摄动能力,被广泛用于反电动势(Back-EMF)的估计。

李东昇、袁杰等人提出了一种改进方法,即将级联二阶广义积分器与单频陷波器相结合,以达到对位置误差信号进行高精度、实时提取的目的[2]。Guan、Liu 等人提出了一种考虑转子位置估计误差的在线参数辨识补偿方法。该方法基于 SMO 的无位置传感器控制,采用模型参考自适应系统进行在线参数辨识,无需额外的参数调整[3]。Kumar V. Tejan 和 Rajesh M. Pindoriya 提出了一种用滑模控制器和扩张状态观测器计算转速,而不是采用传统的 PI 控制器的方法,有效减小了高开关增益引起的抖振[4]。Li、Zhang 提出了一种结合卡尔曼滤波器和锁相环精确获取转子位置的新型位置估计方法,有效抑制速度信号的噪声和误差并且提高转子位置估计[5]。陈李济、应保胜使用了反向传播神经网络算法来在线调整超螺旋滑模观测器的滑模增益,以提高系统的观测精度和鲁棒性[6]。

传统的滑模观测器在实际应用中存在显著缺陷,主要表现为高频抖振现象及相位跟踪偏差[7]。抖振问题由滑模切换函数的不连续性引发,其高频振荡不仅会向系统注入谐波噪声,导致电流与反电动势估计精度下降,还会增加逆变器开关损耗,甚至引发机械谐振,严重制约系统的可靠性与能效[8]。为此,本文提出一种正弦饱和函数替代策略:通过使用连续可导的正弦饱和函数,在保留滑模强鲁棒性的同时,将抖振幅值降低从而显著改善信号质量。此外,针对传统锁相环(PLL)在电机转速反转时会因相位误差引发位置估计偏差的现象[9],本文使用了一种新型锁相环消除了反电动势中的符号影响,解决了位置估计

偏差问题，最后仿真验证所提策略的有效性。

2. 传统 SMO 分析

2.1. PMSM 电机的电压方程[10]

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 i_α 、 i_β 为定子电流， L_d 、 L_q 为定子电感， u_α 、 u_β 为定子电压， p 为微分算子， ω_e 为电角速度， E_α 、 E_β 为电机反电动势。

本文采用的是表贴式三相 PMSM，使得定子电感 $L_d = L_q$ ，因此反电动势 E_α 、 E_β 满足：

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

式中 ψ_f 为定子磁链； θ_e 为转子电角度。

为了观测反电动势，式(1)改写为定子电流的状态方程。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - L \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中： $A = \begin{bmatrix} -R/L_d & -\omega_e(L_d - L_q)/L_d \\ \omega_e(L_d - L_q)/L_q & -R/L_q \end{bmatrix}$ ； $L = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix}$ 。

2.2. 传统 SMO 设计

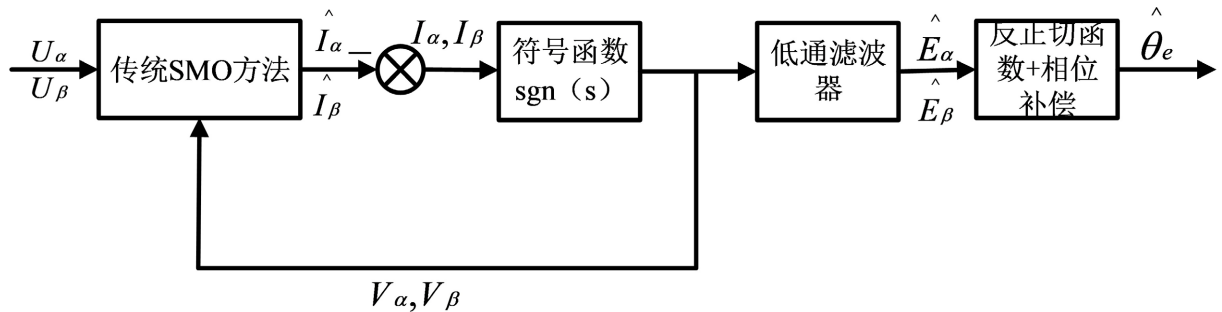


Figure 1. Structure diagram of traditional sliding mode observer

图 1. 传统滑模观测器结构图

传统滑模观测器(SMO)通过比较输入的电压信号 u_α 、 u_β 和电流信号 i_α 、 i_β ，采用滑模控制算法来估算电机的状态。通过计算电流信号的估算值与实际值之间的误差，并使用符号函数(sgn)生成控制信号，使系统能够沿着滑模面稳定运行。低通滤波器用于平滑信号，去除高频噪声，从而提升系统的稳定性和估算精度，确保在噪声和扰动下也能稳定工作。结构图如图 1 所示。

2.3. 传统 PLL 分析

传统锁相环(PLL)结构虽然能有效提取滑模观测器输出的反电动势信号，以获得转子位置和速度信息，但仍然存在一定的局限性。由于电机控制系统中逆变器开关动作的存在，观测的反电动势信号通常含有

大量的高频谐波成分。这些高频谐波经过基于反正切函数的相位计算后，会通过除法运算显著放大原本微弱的高频抖振成分，进而导致转子位置和速度估计精度下降[11]。并且传统 PLL 通常采用线性鉴相方式，在电机出现负转或者转速快速变化时，鉴相环节对输入信号的响应速度不足，表现为动态响应迟缓、稳定性变差，会出现失锁现象。因此，传统锁相环结构并不足以有效应对电机运行状态的快速变化，会对系统动态性能和抗干扰能力造成不利影响。其结构如图 2 所示。

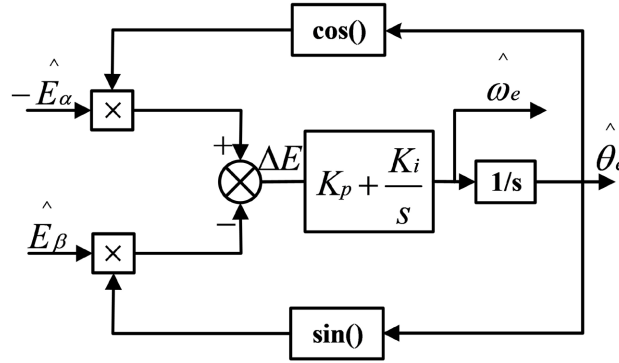


Figure 2. Structure diagram of traditional PLL phase detector
图 2. 传统 PLL 鉴相器结构图

由结构图可得其传递函数为：

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (4)$$

其中 K_p 是比例系数， K_i 是积分系数。

对其进行李雅普诺夫稳定性分析[12]：

假设电机正转为正方向：

$$\Delta\theta = \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (5)$$

式中 $\Delta\theta$ 为位置误差。

当电机反转时，传统 PLL 的相位误差定义为：

$$\Delta\theta = \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \approx -(\theta_e - \hat{\theta}_e) = -e_\theta \quad (6)$$

动态方程修正为：

$$\begin{cases} \frac{de_\theta}{dt} = e_\omega \\ \frac{de_\omega}{dt} = K_p \cos(e_\theta) e_\omega + K_i \sin(e_\theta) \end{cases} \quad (7)$$

其中 $K_p > 0$ ， $K_i > 0$ ， K_p 、 K_i 为控制器增益。

接着构造李雅普诺夫函数，选择标准能量型函数为：

$$V(e_\theta, e_\omega) = \frac{1}{2} e_\theta^2 + \frac{1}{2} e_\omega^2 \quad (8)$$

对式(8)进行求导得：

$$\dot{V} = e_\theta \dot{e}_\theta + e_\omega \dot{e}_\omega = e_\theta e_\omega + e_\omega (K_p \cos(e_\theta) e_\omega + K_I \sin(e_\theta)) \quad (9)$$

展开并整理导数:

$$\dot{V} = e_\theta e_\omega + K_p \cos(e_\theta) e_\omega^2 + K_I e_\omega \sin(e_\theta) \quad (10)$$

在小误差范围内($|e_\theta| \ll 1$), 近似: $\cos(e_\theta) \approx 1$, $\sin(e_\theta) \approx e_\theta$ 。

代入式(10)中得:

$$\dot{V} \approx e_\theta e_\omega + K_p e_\omega^2 + K_I e_\theta e_\omega \quad (11)$$

接着进行稳定性条件推导, 利用 Young 不等式 $e_\theta e_\omega \leq \frac{e_\theta^2}{2\epsilon} + \frac{\epsilon e_\omega^2}{2}$ ($\epsilon > 0$), 选择 $\epsilon=1$ 得到:

$$\dot{V} \leq \frac{e_\theta^2}{2} + \left(\frac{1}{2} + K_p\right) e_\omega^2 + K_I e_\theta e_\omega \quad (12)$$

整理后得到:

$$\dot{V} \leq \left(\frac{1}{2} + K_p\right) e_\omega^2 + K_I e_\theta e_\omega + \frac{e_\theta^2}{2} \quad (13)$$

若 $K_p > 0$ $K_I > 0$, 交叉项 $K_I e_\theta e_\omega$ 无法被其他项抵消, 导致 $\dot{V}$ 无法保证负定。接着对其能量是否在进行增长进行判定。

当 $e_\theta > 0$, $e_\omega > 0$ 时:

$$\dot{V} = e_\theta e_\omega + K_p e_\omega^2 + K_I e_\theta e_\omega > 0 \quad (14)$$

能量函数 $\dot{V}$ 持续增长, 系统偏离平衡点。即使在小误差区外, $\cos(e_\theta)$ 可能为负但此时 $\sin(e_\theta)$ 幅值饱和和无法有效抑制正反馈项 $K_I e_\theta e_\omega$, 由此可以证明传统 PLL 在负向运行时因正反馈导致能量无法收敛。

综上所述, 传统 PLL 的不足将严重制约无传感器控制系统的性能, 因此有必要对 PLL 环节进行优化改进。为了解决上述问题, 本文提出了一种改进型 SMO 结构, 用新型 PLL 设计取代传统 PLL, 以抑制高频谐波引起的抖振放大, 避免反转时的失锁现象, 从而显著提升系统在正反转动态过程中的稳定性和转子位置的跟踪精度。下文将对所提出的改进 SMO 设计方案进行详细阐述。

3. 改进 SMO 设计

3.1. 改进函数设计

在传统的滑模观测器中, 控制函数通常使用符号函数 sgn , 在实际系统中, 符号函数的开关动作会激起执行元件的频繁切换, 引起高频噪声和机械磨损等问题, 抖振会降低观测信号质量, 还可能损坏设备或引发振动。并且在数值仿真或数字控制中, 符号函数造成的抖振需要高采样率才能近似, 实现上存在困难。为了解决这一问题, 本文提出了用正弦饱和函数(Sine Saturation Function)来替代符号函数。饱和函数在误差较小时输出随误差连续变化, 是一个连续的非线性函数, 曲线图如图 3 所示。其表达式为:

$$\text{sat_sin}(S) = \begin{cases} \text{sgn}(S) & |S| \geq \varphi \\ \sin(\lambda S) & |S| \leq \varphi \end{cases} \quad (15)$$

其中 $\lambda = \pi/2\varphi$, φ 是一个调整参数, 用来控制函数的饱和速率。通过这一替代方案, 滑模观测器能够在保留其强鲁棒性的同时, 减少系统中的噪声和能效损失, 从而提高估计的精度和稳定性。

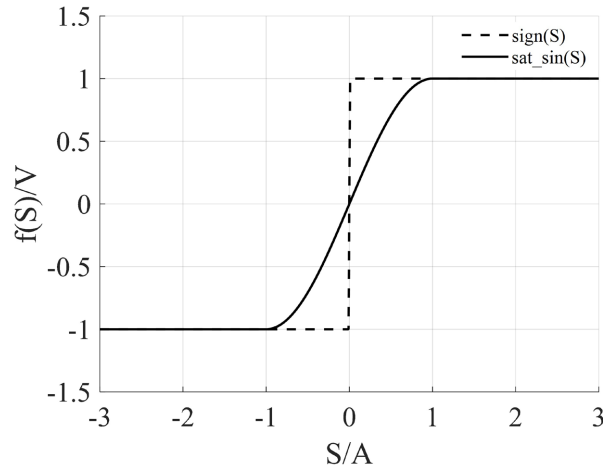


Figure 3. Graph of the sgn function and saturated sine function

图 3. sgn 函数与饱和正弦函数图

对其用李雅普诺夫法进行稳定性分析：

考虑永磁同步电机(PMSM)的电流动态模型，改进型滑模观测器的误差方程为：

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\frac{R_s}{L}e_\alpha - \frac{1}{L}\text{sat}_{\sin}(e_\alpha) \\ \dot{e}_\beta = -\frac{R_s}{L}e_\beta - \frac{1}{L}\text{sat}_{\sin}(e_\beta) \end{cases} \quad (16)$$

式中 $e_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha$, $e_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$ 为电流估计误差, R_s 为定子电阻, L 为定子电感。

构造李雅普诺夫函数：

$$V = \frac{1}{2}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) \quad (17)$$

对 V 求导得：

$$\dot{V} = e_\alpha \dot{e}_\alpha + e_\beta \dot{e}_\beta \quad (18)$$

将误差动态方程代入：

$$\dot{V} = e_\alpha \left(-\frac{R_s}{L}e_\alpha - \frac{1}{L}\text{sat}_{\sin}(e_\alpha) \right) + e_\beta \left(-\frac{R_s}{L}e_\beta - \frac{1}{L}\text{sat}_{\sin}(e_\beta) \right) \quad (19)$$

展开并整理：

$$\dot{V} = -\frac{R_s}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{1}{L}(e_\alpha \text{sat}_{\sin}(e_\alpha) + e_\beta \text{sat}_{\sin}(e_\beta)) \quad (20)$$

根据符号一致性，第二项满足：

$$-\frac{1}{L}(e_\alpha \text{sat}_{\sin}(e_\alpha) + e_\beta \text{sat}_{\sin}(e_\beta)) \leq 0 \quad (21)$$

因此：

$$\dot{V} \leq -\frac{R_s}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) \quad (22)$$

接着判断全局渐进稳定性:

由于 $R_c > 0$ 且 $L > 0$, 显然:

$$\dot{V} \leq -\frac{R_s}{L} \|e\|^2 \quad (23)$$

式中 $\|e\|^2 = e_\alpha^2 + e_\beta^2$ 。

这表明能量函数 V 随时间严格递减, 且仅当 $e_\alpha = e_\beta = 0$ 时 $\dot{V} = 0$ 。根据李雅普诺夫稳定性定理, 系统全局渐近收敛至原点。

在改进了控制函数之后，接下来我们重点关注 PLL 的改进。由于传统 PLL 在面对电机反转等动态工况时存在相位误差和失锁等问题，单纯地改进函数并不能完全解决这些问题。因此，针对这些不足，本文进一步提出了一种新型 PLL 结构，以优化传统 PLL 的性能。新的 PLL 结构能够提高系统在高速变化和反转工况下的稳定性。

3.2. 改进锁相环设计

相较于传统锁相环,改进型锁相环使用了新的鉴相器结构,如图4所示。

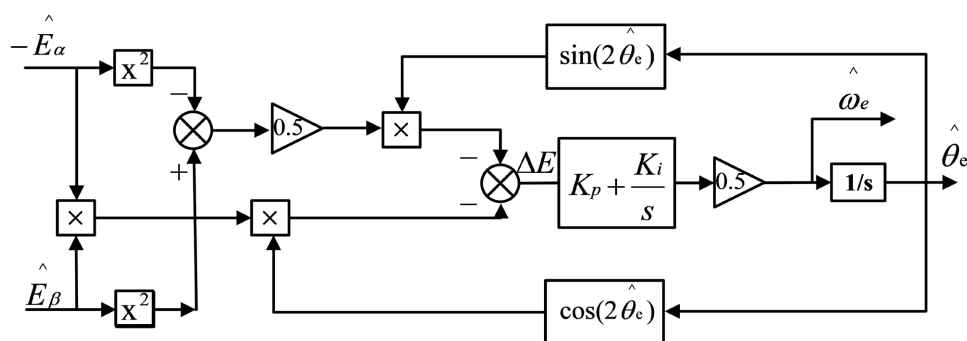


Figure 4. Improved phase detector architecture
图 4. 改进型鉴相器结构

在此结构中我们位置误差 $\Delta\theta$ 可表示为:

$$\Delta\theta = \frac{1}{2}\sin\left(2\left(\theta_e - \hat{\theta}_e\right)\right) \quad (24)$$

并且由该图我们可以得到其动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{de_\theta}{dt} = e_\omega \\ \frac{de_\omega}{dt} = -K_P \cos(2e_\theta)e_\omega - \frac{K_I}{2} \sin(2e_\theta) \end{cases} \quad (25)$$

为了验证其结构合理性, 对其进行李雅普诺夫稳定性判定。

在小误差区 $|e_\theta| < \delta$, δ 为近似于 0 的数: $\sin(2e_\theta) \approx 2e_\theta$, $\cos(2e_\theta) \approx 1 - 2e_\theta^2$.

代入近似后, 动态方程变为:

$$\frac{de_\omega}{dt} \approx -K_P(1-2e_\theta^2)e_\omega - K_I e_\theta \quad (26)$$

忽略高阶小项 $e_\theta^2 e_\omega$ ，进一步简化为：

$$\frac{de_\omega}{dt} \approx -K_P e_\omega - K_I e_\theta \quad (27)$$

进行李雅普诺夫导数分析，选择能量函数：

$$V = \frac{1}{2}e_{\theta}^2 + \frac{1}{2}e_{\omega}^2 \quad (28)$$

其导数为:

$$\dot{V} \approx e_{\theta} e_{\omega} - K_p e_{\omega}^2 - K_I e_{\theta} e_{\omega} \quad (29)$$

整理后：

$$\dot{V} \leq -K_p e_\rho^2 - (K_I - 1) e_\theta e_\rho \quad (30)$$

为满足 $\dot{V} < 0$ ，需 $K_p > 0, K_I > 1$ 。由此可得在小误差范围内此结构稳定。

为补充证明的完整性, 对其大误差范围内进行稳定性分析, 动态方程为:

$$\frac{de_\omega}{dt} = -K_P \cos(2e_\theta) e_\omega - \frac{K_I}{2} \sin(2e_\theta) \quad (31)$$

导数仍为:

$$\dot{V} = e_\theta e_\omega - K_p \cos(2e_\theta) e_\omega^2 - \frac{K_I}{2} e_\omega \sin(2e_\theta) \quad (32)$$

由式(10)可以看到, 当 $\cos(2e_\theta) \leq 1$, 正反馈项 $-\frac{K_I}{2}e_\omega \sin(2e_\theta)$ 可能出现, 当 $K_I > 2K_P \max(|\cos(2e_\theta)|)$ 时, 正反馈项将会被抵消。得到系统在大误差范围内稳定的条件为: $K_I > 2K_P \max(|\cos(2e_\theta)|)$ 。

进一步地, 为严格证明误差收敛到零点, 我们引入 Barbalat 引理: 当在小误差区 $\dot{V} < 0$ 时, 在大误差区可能存在瞬时正项, 但整体能量趋于下降。由有界的动态方程项组成, 故 $\dot{V}$ 一致连续。由 Barbalat 引理, $\dot{V} < 0$, 从而 $e_\theta \rightarrow 0$ 且 $e_\omega \rightarrow 0$ 。由此可得该系统全局稳定。

综上所述, 本文所设计的改进 SMO 控制系统如图 5 所示。

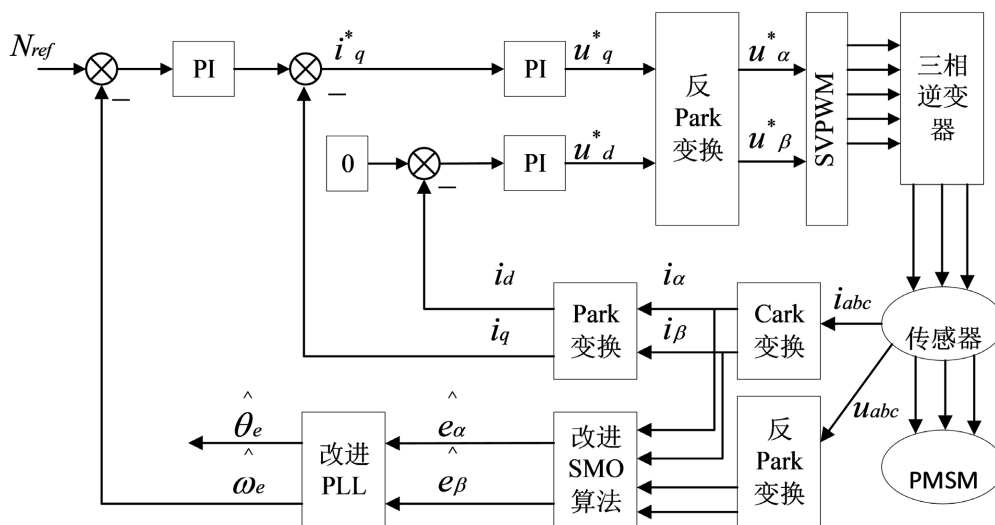


Figure 5. Improved sliding mode observer (SMO) control system
图 5. 改进 SMO 控制系统

4. 仿真结果分析

本次实验基于三相永磁同步电机(PMSM)进行测试，电机额定功率、额定电压及惯量等具体参数如表 1 所示。控制算法在 Matlab/Simulink 环境下搭建，对比了改进型 SMO 与传统 SMO 的观测性能。为保证结果的客观性，实验分别在正转加速、添加负载扰动、稳态运行以及正反转切换等不同工况下进行数据采集。

Table 1. Parameters of PMSM
表 1. 永磁同步电动机参数

名称	数值	名称	数值
定子电阻 R_s	2.875 Ω	极对数 p	4
d 轴电感 L_d	8.5 mH	q 轴电感 L_q	8.5 mH
转动惯量 J	0.003 kg·m ²	直流母线电压	311 V
定子磁链 ψ_f	0.175 Wb	阻尼系数 B	0 N·m·s

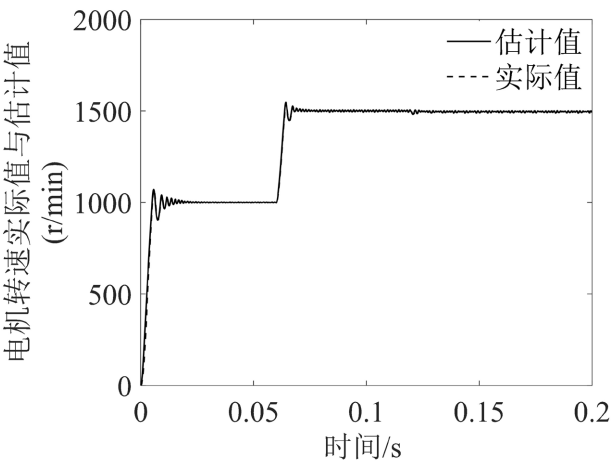


Figure 6. Traditional SMO speed curve
图 6. 传统 SMO 转速曲线

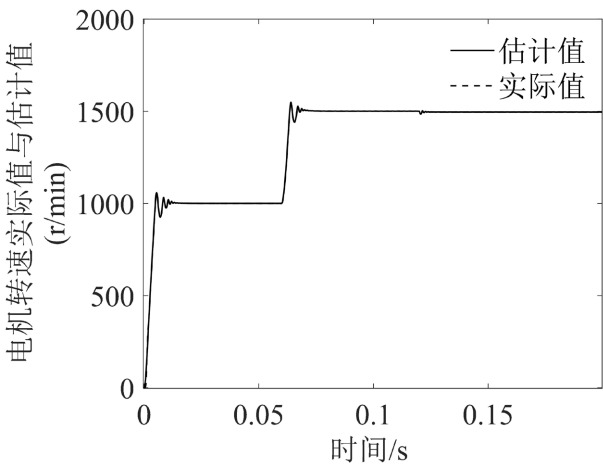


Figure 7. Improved SMO speed curve
图 7. 改进 SMO 转速曲线

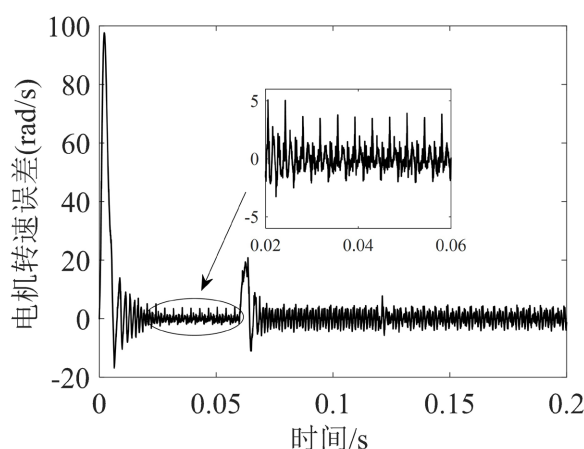


Figure 8. Conventional SMO speed error

图 8. 传统 SMO 转速误差

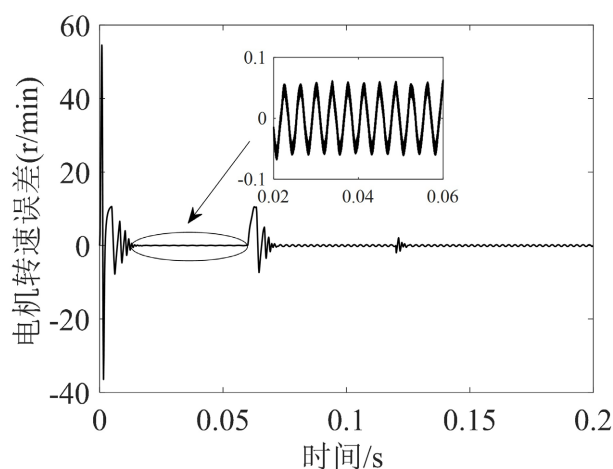


Figure 9. Improved SMO speed error

图 9. 改进 SMO 转速误差

图 6 与图 7 为系统在空载条件下, 给定转速为 1000 r/min 时的实际转速与估计转速波形。传统 SMO 和改进 SMO 的转速观测波形分别如图 6 和图 7 所示; 相应的转速误差波形如图 8 和图 9 所示。从图 6 和图 7 可以看出, 传统 SMO 在起动阶段存在轻微振荡, 在 0.05 s 时转速由 1000 r/min 突升至 1500 r/min 后出现较明显超调, 稳态误差约为 ± 4 r/min; 而改进 SMO 的转速曲线更加平滑, 无论在起动还是突变过程中都几乎没有振荡, 稳态误差仅约 ± 0.06 r/min。由图 8 和图 9 可见, 传统 SMO 在 0.05 s 时的瞬态误差达到 ± 10 r/min, 并在 0.1 s 施加 5 N 负载干扰后稳态误差约 ± 8 r/min, 且伴随高频噪声; 相比之下, 改进 SMO 的转速误差在相同工况下最大仅 ± 1 r/min, 负载扰动后的稳态误差约 ± 0.8 r/min, 误差曲线平滑且无明显噪声。综合来看, 改进 SMO 在转速观测的稳态精度和动态响应方面均显著优于传统 SMO。

图 10 和图 11 分别给出了传统 SMO 和改进 SMO 的转子位置波形, 图 12 和图 13 为对应的转子位置误差波形。从转子位置误差比较可以看出: 传统 SMO 在电机启动瞬间的跟踪误差较大, 在转速上升阶段相对于改进 SMO 出现明显滞后, 约 0.0002 s 的延迟导致最大位置误差达到 0.1 rad; 而改进 SMO 的延迟约 0.00004 s, 最大位置误差仅为 0.018 rad, 误差幅值降低了 80% 以上, 动态响应速度提高了一倍以上。由此可知, 改进 SMO 在观测转子位置时具有更高的估计精度和更快的响应速度。

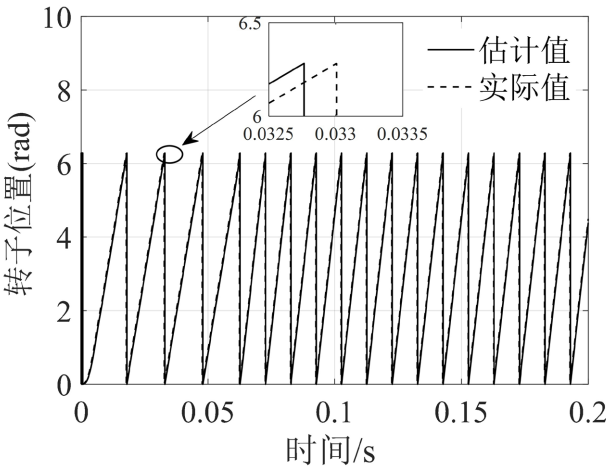


Figure 10. Conventional SMO rotor position
图 10. 传统 SMO 转子位置

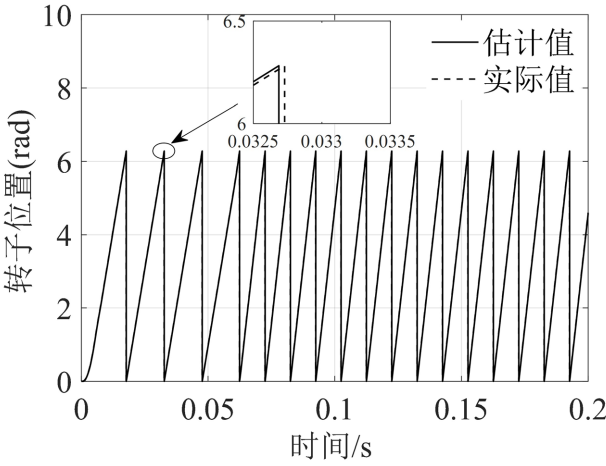


Figure 11. Improved SMO rotor position
图 11. 改进 SMO 转子位置

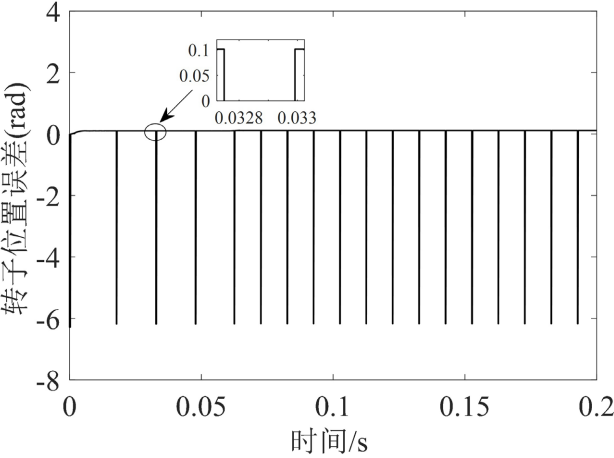


Figure 12. Conventional SMO rotor position deviation
图 12. 传统 SMO 转子位置差

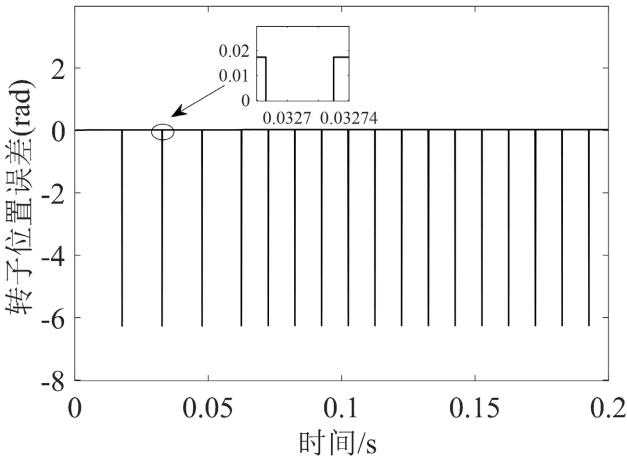


Figure 13. Improved SMO rotor position deviation
图 13. 改进 SMO 转子位置差

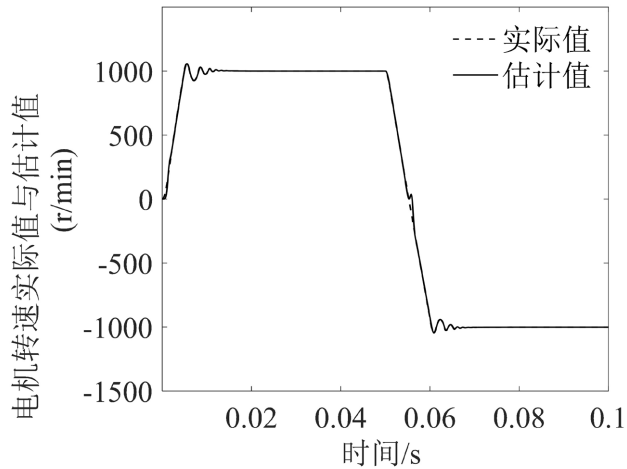


Figure 14. Improved SMO with reverse speed
图 14. 改进 SMO 加入反转转速曲线

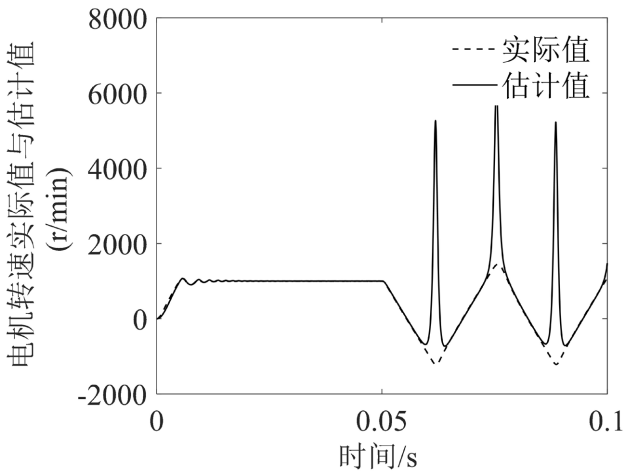


Figure 15. Conventional SMO with reverse speed
图 15. 传统 SMO 加入反转转速曲线

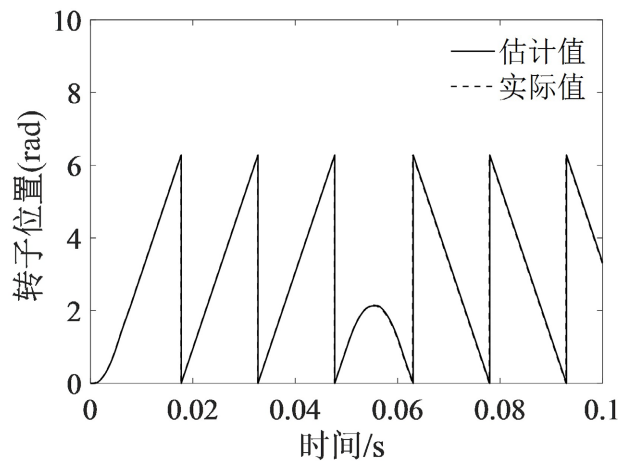


Figure 16. Improved SMO with reverse rotor position

图 16. 改进 SMO 加入反转转子位置

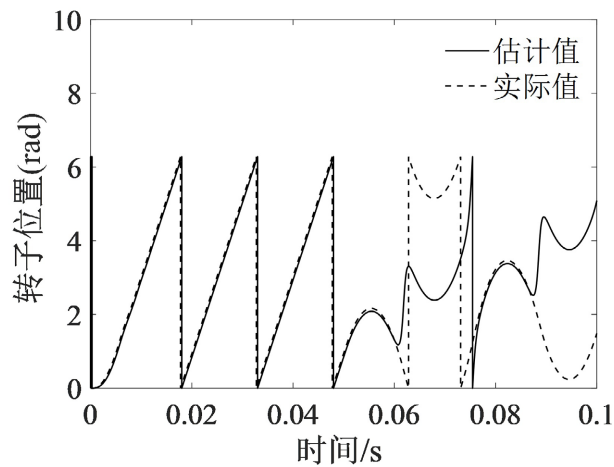


Figure 17. Conventional SMO with reverse rotor position

图 17. 传统 SMO 加入反转转子位置

图 14 和图 15 分别为改进 SMO 和传统 SMO 在正反转切换时的转速响应曲线，图 16 和图 17 为对应的转子位置曲线。可以看到，在转速经过零点(0 r/min)的瞬间，传统 SMO 由于 PLL 无法正确锁定相位，导致电机短暂失去同步，出现明显的转速跌落和位置跳变现象；电机在反转初期甚至无法稳定运行。而改进 SMO 由于采用了新型 PLL，具有更高的鉴相灵敏度，在经过零速点时仅出现幅度很小的短暂过冲，且经环路滤波器处理后迅速消失，转速和位置均很快恢复稳定。整体性能对比表明，改进型 SMO 能够良好地适应电机由正转到反转的工况，保持对转速和位置的准确观测，而传统 SMO 在该工况下无法满足要求。

参考文献

- [1] 席隆兴, 马家庆, 敖邦乾. 永磁同步电机改进滑模复合控制器设计[J]. 制造技术与机床, 2025(3): 105-111.
- [2] 李东昇, 袁杰, 王坤东. SOGI 级联 SFNF 的高频注入无传感器电机控制方法[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 24-32.
- [3] Guan, R., Liu, J., Li, M., Xiao, M. and Shi, X. (2024) A Compensation Method for PMSM Sensorless Control with Parameter Identification Considering SMO Observation Error. *IET Electric Power Applications*, **18**, 1730-1739. <https://doi.org/10.1049/elp2.12461>

-
- [4] Tejan, K.V., Pindoriya, R.M., Rajpurohit, B.S. and Tummuru, N.R. (2025) Sensorless Speed Control of PMSM Drive Using Nonlinear Sliding Mode Observer with Position Estimation Based on Quadrature PLL. *Electrical Engineering*, No. 3, 1-15. <https://doi.org/10.1007/s00202-025-02948-5>
 - [5] Li, W., Zhang, Y. and Zhu, L. (2024) An Improved Rotor Position and Speed Estimation Method for PMSM with Hall Sensors. *Processes*, **12**, Article No. 2267. <https://doi.org/10.3390/pr12102267>
 - [6] 陈李济, 应保胜, 马强, 等. 基于模糊径向基函数神经网络的永磁同步电机滑模观测器设计[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(6): 66-71.
 - [7] 孙学良, 周立, 田迎澳, 等. 基于模糊变系数超螺旋滑模观测器的无传感器控制[J]. 电源学报, 2025(3): 1-14.
 - [8] 贾智海. 基于 Flux 的永磁同步直线电机伺服系统联合仿真研究[D]: [硕士学位论文]. 广州: 广东工业大学, 2020.
 - [9] 戴朝波, 赵国亮, 杨志昌, 等. 基于二阶广义积分器单相锁频环的改进和比较[J]. 中国电力, 2025, 58(1): 61-69.
 - [10] 袁雷, 胡冰新, 魏克银. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
 - [11] 陈甦欣, 蒋曜骏, 王淑旺, 等. 基于改进 SMO 的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2025(2): 148-152.
 - [12] 刘逸坚. 永磁同步电机伺服系统扰动补偿控制研究[D]: [硕士学位论文]. 青岛: 青岛大学, 2023.