DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.300 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

基于改进滑模观测器的永磁同步电动机无位置传感器控制方法

任会敬，李 峰，潘 欢，纳春宁
(宁夏大学电子与电气工程学院，银川 750021)

摘要：在中、高速运行区间，滑模观测器SMO(sliding mode observer)通常基于公式法或锁相环来获得永磁同步电动机PMSM(permanent magnet synchronous motor)的转速和转子位置，但低通滤波器产生的相位延迟、锁相环自身参数变化及滑模抖振仍是需要解决的关键问题。为此提出1种基于改进滑模观测器的PMSM无位置传感器控制方法。首先设计了1种与转速相关的可变滑模增益，可实现在转速变化时滑模增益参数的自适应调节，从而降低系统抖振，提高系统稳定性和动态性能。其次基于机械运动方程，提出了1种转速和转子位置估计方法，不仅能够简化估计过程，而且能够有效降低转速变化对估计准确度的影响，提高系统抗干扰能力。最后基于台架实验验证了所提方法的可行性和有效性。

关键词：永磁同步电动机；无位置传感器控制；滑模观测器；可变滑模增益

Position Sensorless Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Sliding Mode Observer

REN Huijing, LI Feng, PAN Huan, NA Chunning
(School of Electronic and Electrical Engineering, Ningxia University, Yinchuan 750021, China)

Abstract: In the medium- and high-speed operation ranges, the sliding mode observer (SMO) usually obtains the rotational speed and rotor position of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on a formula method or phase-locked loop. However, the phase delay caused by a low-pass filter, the parameter variation in the phase-locked loop itself and the sliding mode chattering remain the key issues that need to be addressed. Under this background, a position sensorless control method for PMSM based on an improved SMO is proposed. First, a variable sliding mode gain related to the rotational speed is designed, which can achieve adaptive adjustment of the sliding mode gain parameter when the rotational speed changes, thereby reducing the system chattering and improving the system stability and dynamic performance. Second, based on the mechanical motion equation, a method for estimating the rotational speed and rotor position is put forward, which not only simplifies the estimation process but also effectively reduces the influence of changes in rotational speed on the estimation accuracy and enhances the system's anti-interference capability. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed method were verified based on bench experiments.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); position sensorless control; sliding mode observer (SMO); variable sliding mode gain

收稿日期：2025-04-01；**修回日期**：2025-08-12；**录用日期**：2025-08-27；**网络首发日期**：2025-10-14
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52167006)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52167006

永磁同步电动机PMSM(permanent magnet synchronous motor)具有体积小、结构简单、效率高、功率密度高等优点，在电动汽车、家用电器、医疗器械、机器人等领域得到了广泛应用[1-3]。对于PMSM矢量控制系统，通常采用光电编码器、霍

尔传感器等机械式位置传感器获取转子位置信息以实现精确的磁场定向控制。然而，机械式传感器的使用不仅增加了 PMSM 的体积和成本，而且易受外部环境干扰，使得 PMSM 的应用场合受到一定限制，因此对于无位置传感器控制技术的研究具有重要意义。

无位置传感器控制方法主要分为 2 类，一类是基于磁场凸极效应的高频信号注入法，另一类是基于反电动势估计的观测器法[4-6]。当 PMSM 运行于中、高速时，可以观测到准确的反电动势，基于反电动势的观测器法具有良好的适用性。在零、低速运行区间，有效的反电动势信息难以直接获取，故转子位置估计准确度较差[7-10]，采用高频信号注入法可解决这一问题，然而向 PMSM 注入高频信号不仅会产生噪声和附加损耗，还要使用滤波器，因此也会引入一定的转子位置估计误差。

在中、高速运行区间，滑模观测器 SMO(sliding mode observer)方法是 1 种常用的基于反电动势估计的观测器法。SMO 方法主要通过改变控制函数的大小和方向，使系统状态始终处于滑模面上，实现对反电动势的观测，进而获得转子位置信息。该方法因具有鲁棒性强、动态响应快、算法简单和易于工程实现等特点被广泛应用。然而 SMO 存在固有抖振特性，使观测的反电动势含有较多谐波，从而影响转子位置提取的准确度，降低了系统的稳定性。针对上述问题，目前对于 SMO 的研究主要集中在滑模面的设计、控制函数的选择、转子位置估计方法和观测器的稳定性分析等方面[11-13]，其主要研究目标是通过设计和优化算法来有效减少抖振，进而提高转子位置估计准确度和系统稳定性，并实现对 PMSM 的精准控制[14-15]。文献[16]利用 SMO 和动态位置补偿器提出了 1 种基于扩展磁链模型的转子位置估计方法，虽然可实现对转子位置的动态补偿，但其补偿精度仍需进一步提高。文献[17]采用基于同步参考坐标系的锁相环算法和嵌入式低通滤波器，可有效地消除系统抖振，并且对反电动势进行归一化处理，简化了调节器的设计，但滤波器的使用仍然会使转子位置信号产生相位延迟，进而影响转子位置估计准确度。文献[18]针对位置观测器带宽与转速环带宽不匹配问题，设计了位置观测器和转速环带宽切换方法，从而避免低通滤波器的使用，简化控制系统结构，提升系统的控制性能，但此方法算法复杂、收敛速度慢。文献[19]提出了 1 种优化的切换函数控制策略，并利用一阶低通滤波器和高通滤波器设计了 1 种前馈相位补偿器，可使估计的转速和转子位置同时得到补偿，从而提高转子位置的估计准确度，但系统结构复杂，不利于实际工程应用。

为了解决现有滑模观测器存在的问题，本文设计了 1 种改进滑模观测器，通过引入与转速相关的自适应滑模增益反馈机制实现观测系统的自适应调节，并且提出了 1 种基于 PMSM 机械运动方程的转速和转子位置估计方法，从而减小转速变化对系统的影响，提高系统抗负载扰动能力。

1　传统 SMO 基本原理

α–β坐标系下 PMSM 电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\mathrm{s}+\mathrm{p}L_d & \omega_\mathrm{e}(L_d-L_\mathrm{q}) \\ -\omega_\mathrm{e}(L_d-L_\mathrm{q}) & R_\mathrm{s}+\mathrm{p}L_\mathrm{q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_α、u_β和i_α、i_β分别为α、β轴的定子电压和电流；R_s为定子相电阻；p 为微分算子；ω_e为转子电角速度；L_d、L_q分别为 d、q 轴电感；E_α、E_β分别为α、β轴的反电动势，其方程为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [(L_d-L_\mathrm{q})(\omega_\mathrm{e} i_d - \mathrm{p}i_\mathrm{q}) + \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}] \begin{bmatrix} -\sin\theta_\mathrm{e} \\ \cos\theta_\mathrm{e} \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：i_d、i_q分别为 d、q轴的定子电流；ψ_f为永磁体磁链；θ_e为转子位置电角度。

由式(2)可知，反电动势的大小与转子永磁体磁链、转速、结构和工作状态有关，其中转速的变化对反电动势的影响比较明显。

将式(1)的电压方程改写为电流方程，即

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d}\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{A} = \dfrac{1}{L_d}\begin{bmatrix} -R_\mathrm{s} & -\omega_\mathrm{e}(L_d - L_\mathrm{q}) \\ (L_d - L_\mathrm{q})\omega_\mathrm{e} & -R_\mathrm{s} \end{bmatrix}$。

以 α、β 轴的电流作为系统的状态变量，设计传统滑模观测器，具体为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：$\hat{i}_\alpha$、$\hat{i}_\beta$ 分别为 α、β 轴的定子电流估计值；v_α、v_β 分别为 α、β 轴观测器的开关控制函数。

将式(3)和式(4)作差，得到定子电流误差状态方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d}\begin{bmatrix} E_\alpha - v_\alpha \\ E_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，$\bar{i}_\alpha$、$\bar{i}_\beta$ 分别为 α、β 轴的定子电流误差，$\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$、$\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$。

定义滑模切换面为

$$\boldsymbol{s} = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中，s_α、s_β 分别为 α、β 轴的滑模面。

采用符号函数 sign( )作为滑模控制函数，则有

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k\,\mathrm{sign}(s_\alpha) \\ k\,\mathrm{sign}(s_\beta) \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中，k 为滑模观测器增益系数。

当系统运动轨迹到达滑模面时，有 $\boldsymbol{s} = 0$ 且 $\dot{\boldsymbol{s}} = 0$，则根据式(5)可得反电动势估计值为

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k\,\mathrm{sign}(\bar{i}_\alpha) \\ k\,\mathrm{sign}(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中，$\hat{E}_\alpha$、$\hat{E}_\beta$ 分别为 α、β 轴的反电动势估计值。

PMSM 在中、高速区间运行时，反电动势明显，一般基于反电动势进行转子位置信息提取，常用 SMO 方法有公式法和锁相环 PLL(phase-locked loop)法。

公式法通过对低通滤波处理后的反电动势进行反正切计算来获得转子位置和转速，最终计算公式[13]为

$$\begin{cases} \hat{\theta}_\mathrm{e} = \arctan\dfrac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta} + \arctan\dfrac{\hat{\omega}_\mathrm{e}}{\omega_\mathrm{c}} \\ \hat{\omega}_\mathrm{e} = \dfrac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_\mathrm{f}} \end{cases} \tag{9}$$

式中：$\hat{\theta}_\mathrm{e}$ 为转子位置估计值；$\hat{\omega}_\mathrm{e}$ 为转子电角速度估计值；ω_c 为低通滤波器截止频率。

采用传统 PLL 法进行转子位置提取的原理框图如图 1 所示，图中 ε 为误差信号，K_P、K_I 分别为 PLL 的比例、积分参数。

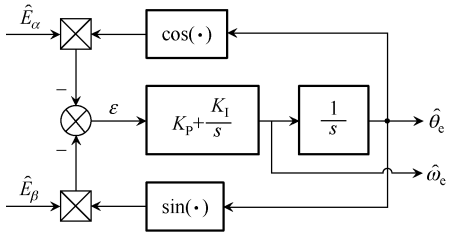


图 1 传统 PLL 法原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of traditional PLL method

根据图 1 可得传统 PLL 的传递函数为

$$G_\mathrm{PLL}(\mathrm{s}) = \frac{\hat{\theta}_\mathrm{e}}{\theta_\mathrm{e}} = \frac{EK_\mathrm{P}s + EK_\mathrm{I}}{s^2 + EK_\mathrm{P}s + EK_\mathrm{I}} \tag{10}$$

式中，$E = \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}$。

采用维纳方法进行参数整定[20]，可得

$$\begin{cases} K_\mathrm{P} = \dfrac{2\xi\omega_\mathrm{e}}{E} = \dfrac{2\xi}{\psi_\mathrm{f}} \\ K_\mathrm{I} = \dfrac{\omega_\mathrm{e}^2}{E} = \dfrac{\omega_\mathrm{e}}{\psi_\mathrm{f}} \end{cases} \tag{11}$$

式中，ξ 为阻尼比。

综上所述，传统 SMO 一般采用符号函数作为滑模控制函数，反电动势中含有较多谐波，需要使用低通滤波器进行处理，势必造成相位延迟。公式法原理简单、收敛速度快，可对转子位置误差进行一定补偿，但转子位置估计的准确度仍然不高。PLL 法具有较好的稳定性和抗干扰性，然而由式(11)可知，K_P、K_I 与 PMSM 的转速直接相关，当转速变化较大时，易造成 PLL 不稳定，从而影响转速和转子位置估计的准确度。

2　改进 SMO 设计

针对上述问题，为了降低系统抖振，提高转速和转子位置估计准确度，本文设计了 1 种改进 SMO，原理框图如图 2 所示。图中：$F(\bar{i}_\alpha)$、$F(\bar{i}_\beta)$分别为α、β轴基于 Sigmoid 的 SMO 控制函数；$\hat{E}'_\alpha$、$\hat{E}'_\beta$分别为α、β轴基于改进 SMO 的反电动势估计值；$h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)$为改进 SMO 增益系数；$\zeta$为避免转速为 0 时设置的非零较小常数；$T_\mathrm{e}$为电磁转矩；$J$为转动惯量；$n_\mathrm{p}$为极对数。在采用连续的 Sigmoid 函数作为 SMO 控制函数的基础上，一方面引入与转速相关的自适应增益反馈，另一方面提出 1 种新的转速和转子位置观测方法。这 2 个方面的改进在图 2 中以虚线方框部分表示，以下分别进行说明。

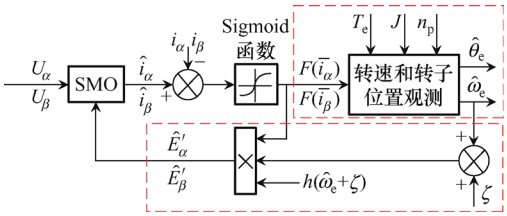


图 2　改进 SMO 原理框图

Fig. 2 Principle block diagram of improved SMO

首先，采用 Sigmoid 函数作为 SMO 控制函数，其函数表达式为

$$\begin{bmatrix}F(\bar{i}_\alpha)\\F(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{2}{1+\mathrm{e}^{-a\bar{i}_\alpha}}-1\\[2ex]\dfrac{2}{1+\mathrm{e}^{-a\bar{i}_\beta}}-1\end{bmatrix}\tag{12}$$

式中，a为常数。

将传统 SMO 中固定滑模观测器增益系数k改为与转速相关的增益系数，以消除转速变化带来的不利影响，因此改进 SMO 电流状态方程可表示为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\\hat{i}_\beta\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\\hat{i}_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_d}\begin{bmatrix}u_\alpha\\u_\beta\end{bmatrix}-\frac{1}{L_d}\begin{bmatrix}h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\alpha(\bar{i}_\alpha)\\h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\beta(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}\tag{13}$$

用式(13)减去式(3)可得

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\bar{i}_\alpha\\\bar{i}_\beta\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}\bar{i}_\alpha\\\bar{i}_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_d}\begin{bmatrix}E_\alpha-h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\alpha(\bar{i}_\alpha)\\E_\beta-h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\beta(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}\tag{14}$$

为了验证改进 SMO 的稳定性，采用 Lyapunov 稳定性定理进行证明，定义 Lyapunov 函数为

$$V=\frac{1}{2}\boldsymbol{s}_{\alpha\beta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{s}_{\alpha\beta}\tag{15}$$

式中，$\boldsymbol{s}_{\alpha\beta}=[\bar{i}_\alpha\ \ \bar{i}_\beta]^{\mathrm{T}}$。

将式(15)对时间求导数，可得

$$\dot{V}=\boldsymbol{s}_{\alpha\beta}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{s}}_{\alpha\beta}=[\bar{i}_\alpha\ \ \bar{i}_\beta]\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}\bar{i}_\alpha+\dfrac{1}{L_d}[E_\alpha-h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\alpha(\bar{i}_\alpha)]\\[2ex]\boldsymbol{A}\bar{i}_\beta+\dfrac{1}{L_d}[E_\beta-h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\beta(\bar{i}_\beta)]\end{bmatrix}\tag{16}$$

为了使 SMO 达到稳定状态，需满足$\dot{V}<0$，由此可得改进 SMO 的增益系数$h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)$满足不等式条件

$$h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)>\max(|E_\alpha|,|E_\beta|)/F(\bar{i}_\alpha)\tag{17}$$

根据式(14)，当系统运动轨迹到达滑模面时，可得反电动势估计值为

$$\begin{bmatrix}\hat{E}'_\alpha\\\hat{E}'_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\alpha(\bar{i}_\alpha)\\h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\beta(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}\tag{18}$$

当采用$i_d=0$控制方法时，式(2)中$(L_d-L_q)\cdot\omega_\mathrm{e}i_d=0$，并且在稳态条件下，通常$-(L_d-L_q)\mathrm{p}i_q\ll\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}$，因此式(2)可简化为

$$\begin{bmatrix}E_\alpha\\E_\beta\end{bmatrix}\approx\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix}-\sin\theta_\mathrm{e}\\\cos\theta_\mathrm{e}\end{bmatrix}\tag{19}$$

结合式(18)，当$\begin{bmatrix}\hat{E}'_\alpha & \hat{E}'_\beta\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}E_\alpha & E_\beta\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$时，可将反电动势估计值进一步表示为

$$\begin{bmatrix}\hat{E}'_\alpha\\\hat{E}'_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\alpha(\bar{i}_\alpha)\\h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)F_\beta(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}\approx\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix}-\sin\theta_\mathrm{e}\\\cos\theta_\mathrm{e}\end{bmatrix}\tag{20}$$

由式(20)可得 SMO 控制函数的另一表达式为

$$\begin{bmatrix}F_\alpha(\bar{i}_\alpha)\\F_\beta(\bar{i}_\beta)\end{bmatrix}\approx\frac{1}{h(\hat{\omega}_\mathrm{e}+\zeta)}\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix}-\sin\theta_\mathrm{e}\\\cos\theta_\mathrm{e}\end{bmatrix}\tag{21}$$

特别地，对于表贴式 PMSM，考虑到$L_d=L_q$，则式(2)中$(L_d-L_q)(\omega_\mathrm{e}i_d-\mathrm{p}i_q)=0$，那么式(2)仍可

简化为式(19)的形式，仅需将“≈”改写为“=”，相应地式(20)和式(21)中也需将“≈”改写为“=”。

考虑到系统稳定时有 $\hat{\omega}_e \approx \omega_e$，且 ζ 为非零极小常数，那么 $(\hat{\omega}_e + \zeta) \approx \omega_e$，若取 $h = \psi_f$，则式(21)可进一步简化为

$$\begin{bmatrix} F(\bar{i}_\alpha) \\ F(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \tag{22}$$

由式(22)可知，$F(\bar{i}_\alpha)$、$F(\bar{i}_\beta)$ 含有转子位置信息，且不受 PMSM 转速影响，因此本文将其作为转速和转子位置估计时的输入量，来替代传统 SMO 中的输入量 $\hat{E}_\alpha$、$\hat{E}_\beta$，以降低转速变化对系统的影响。此外，在转速和转子位置估计过程方面也有别于传统 PLL 法，即提出 1 种基于 PMSM 机械运动方程的改进转子位置和转速估计方法，其原理框图如图 3 所示。

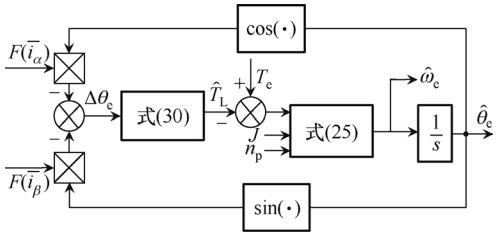


图 3 改进的转速和转子位置估计方法原理框图

Fig. 3 Principle block diagram of improved rotational speed and rotor position estimation method

PMSM 机械运动方程为

$$\begin{cases} T_e - T_L = \dfrac{J}{n_p}\dfrac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}\theta_e}{\mathrm{d}t} = \omega_e \end{cases} \tag{23}$$

式中，T_L 为负载转矩。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \tag{24}$$

对于 1 台 PMSM，若 n_p、L_d、L_q 和 ψ_f 为已知参数，则根据式(24)可计算 T_e。此外，J 通常也为已知参数，那么由式(23)可知，要想得到转速和转子位置，还需要获取 T_L，因此设计与转速和转子位置相关的负载转矩观测器为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\hat{\theta}_e}{\mathrm{d}t} = \hat{\omega}_e \\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{\omega}_e}{\mathrm{d}t} = \dfrac{T_e - \hat{T}_L}{J} n_p \end{cases} \tag{25}$$

式中：$\hat{T}_L$ 为负载转矩估计值。

根据图 3，结合式(22)，可得转子位置误差为

$$\begin{aligned} \Delta\theta_e &= -F(\bar{i}_\alpha)\cos\hat{\theta}_e - F(\bar{i}_\beta)\sin\hat{\theta}_e = \\ &\sin\theta_e\cos\hat{\theta}_e - \cos\theta_e\sin\hat{\theta}_e = \\ &\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \end{aligned} \tag{26}$$

根据式(23)、式(25)和式(26)，计算 $\Delta\theta_e$ 对时间 t 的导数为

$$\frac{\mathrm{d}(\Delta\theta_e)}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\theta_e}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\hat{\theta}_e}{\mathrm{d}t} = \omega_e - \hat{\omega}_e \tag{27}$$

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}^2(\Delta\theta_e)}{\mathrm{d}t^2} &= \frac{\mathrm{d}(\omega_e - \hat{\omega}_e)}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_e}{\mathrm{d}t} = \\ &\frac{n_p(T_e - T_L)}{J} - \frac{n_p(T_e - \hat{T}_L)}{J} = \frac{\hat{T}_L - T_L}{J} n_p \end{aligned} \tag{28}$$

$$\frac{\mathrm{d}^3(\Delta\theta_e)}{\mathrm{d}t^3} = \frac{\mathrm{d}\left(\dfrac{\hat{T}_L - T_L}{J} n_p\right)}{\mathrm{d}t} = \frac{n_p}{J}\left(\frac{\mathrm{d}\hat{T}_L}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}T_L}{\mathrm{d}t}\right) \tag{29}$$

对于恒转矩负载，且考虑到控制器的采样频率远高于负载转矩的变化频率，即可认为 $\mathrm{d}T_L/\mathrm{d}t = 0$，故式(29)可简化为

$$\frac{\mathrm{d}^3(\Delta\theta_e)}{\mathrm{d}t^3} = \frac{n_p}{J}\frac{\mathrm{d}\hat{T}_L}{\mathrm{d}t} \tag{30}$$

因此，首先根据式(30)可计算得到负载转矩估计值，然后根据式(24)和式(25)即可最终得到转速和转子位置的估计值。

3 实验验证及分析

为了验证所提方法的可行性和有效性，基于图 4 所示的 PMSM 实验平台进行实验。实验平台主要包括 PMSM、转矩传感器、磁粉制动器、快速控制原型 RCP(rapid control prototype)控制器、逆变器、直流稳压电源、计算机及上位机软件等。其中，PMSM 主要参数见表 1，RCP 控制器和逆变器采用南京研旭电气科技有限公司 YXSPACE-SP1000 快

速原型控制器和 YXPHM-TP210b-I 型两电平功率模块。设置逆变器直流侧母线电压为 310 V，逆变器开关频率为 10 kHz，采样周期为 10^{-4} s。



图 4　PMSM 实验平台

Fig. 4 Experimental platform of PMSM

表 1　PMSM 主要参数

Tab. 1 Main parameters of PMSM

参数	数值
额定功率/W	750
额定电流/A	2.5
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
额定转矩/(N·m)	4.8
定子电阻/Ω	7.8
d 轴电感/H	0.035 60
q 轴电感/H	0.095 35
磁链/Wb	0.341 29
极数	6
转动惯量/(kg·m^2)	0.003

采用 $i_d=0$ 矢量控制方法，以及“sign 控制函数+低通滤波器”构成的滑模观测器 SLSMO、“Sigmoid 控制函数+PLL”构成的滑模观测器 SPSMO、本文提出的改进滑模观测器 ISMO 进行实验验证，并对结果进行对比分析。

3.1 稳态和动态实验

使 PMSM 在空载条件下启动，并稳定运行于参考转速 500 r/min，10 s 时突加 1 N·m 负载，20 s 时突增转速至 800 r/min，30 s 时卸除负载，40 s 时突减转速至 500 r/min，分别基于 SLSMO、SPSMO 和 ISMO 进行无位置传感器控制实验，实验波形如图 5~图 7 所示。

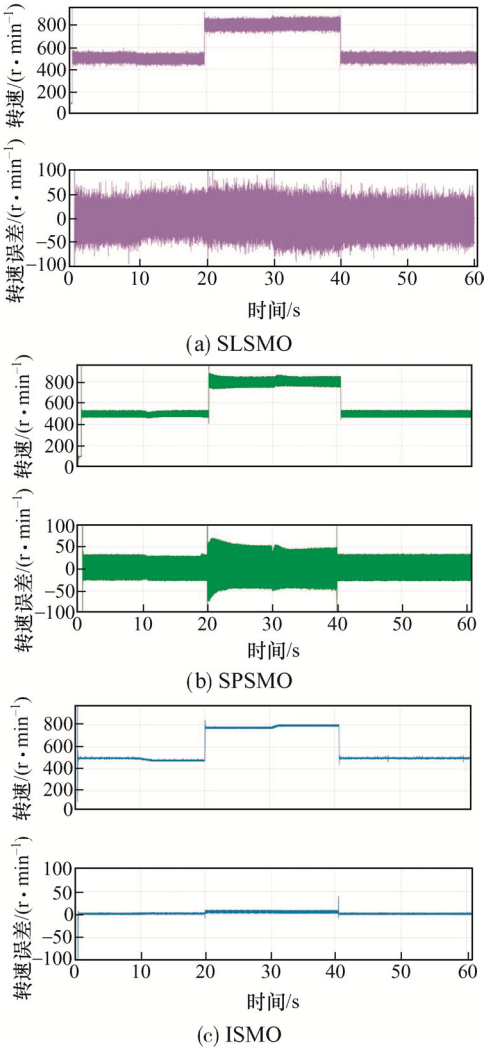


图 5　不同工况条件下的转速和转速误差波形

Fig. 5 Waveforms of rotational speed and speed error under different operating conditions

由图 5 可见，在突加、突减负载瞬间，转矩变化对于转速和转速误差虽有轻微影响，但均能在较短的时间内恢复。在转速突变瞬间，基于 3 种方法获得的转速和转速误差均有一定的超调，其中采用 SPSMO 时超调量最大，最大可达 80 r/min，SLSMO 方法次之，ISMO 方法最小。在稳态时，采用 3 种方法均可使 PMSM 稳定运行于不同参考转速，但转速误差范围各有不同，采用 SLSMO 和 SPSMO 方法，平均转速误差范围分别达到±50 r/min 和±38 r/min，说明转速波动较大，并含有大量谐波，而采用 ISMO 方法，转速波动明显较小，平均转速误差范围仅为±6 r/min。

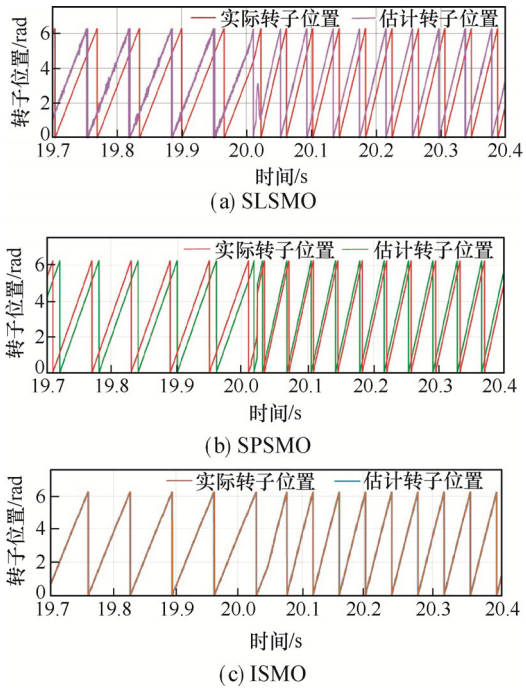


图 6 转速突变时的转子位置波形

Fig. 6 Waveforms of rotor position when rotational speed suddenly changes

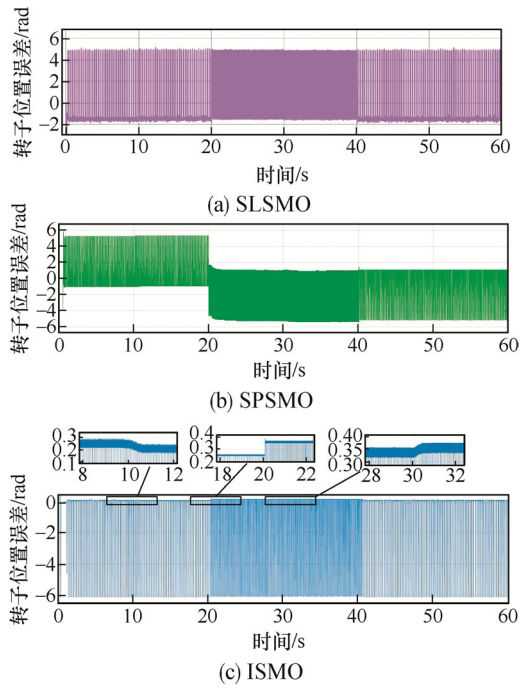


图 7 不同工况条件下的转子位置误差波形

Fig. 7 Waveforms of rotor position error under different operating conditions

为了能够更加清晰地反映转速突变前后转子位置的变化情况，截取 19.7~20.4 s 范围内的波形予以对比说明，如图 6 所示。采用 SLSMO 和 SPSMO 方法能够跟踪实际转子位置，但转速变化对转子位置跟踪性能有明显影响，20 s 转速升高后跟踪性能有所改善。此外，在 20 s 转速突变瞬间，转子位置波形也会发生明显畸变。采用 ISMO 方法，在转速突变前后均能较好地跟踪实际转子位置，具有良好的抗转速扰动能力。

由图 7 可见，对于转子位置误差而言，转矩变化对 3 种方法的影响不大。转速变化对 SLSMO 和 SPSMO 方法有较明显的影响，其中采用 SPSMO 方法时，转子位置误差的大小和正负均会随转速的改变而变化；相反采用 ISMO 方法，在 20 s 转速突变前后，转子位置误差仅有 0.1 rad 左右变化，影响很小。此外，整体看来，采用 SLSMO、SPSMO 和 ISMO 方法得到的转子位置平均误差约为 1.80、0.98 和 0.30 rad。其中 SLSMO 方法使用了低通滤波器，会引起信号相位延迟，虽然进行了转子位置补偿，但转子位置估计精度仍然不高。SPSMO 方法采用的 PLL 具有一定的滤波作用，但同时也会产生一定的相位延迟问题，从而引起一定的转子位置估计误差。采用 ISMO 方法可以有效提高转子位置估计准确度。

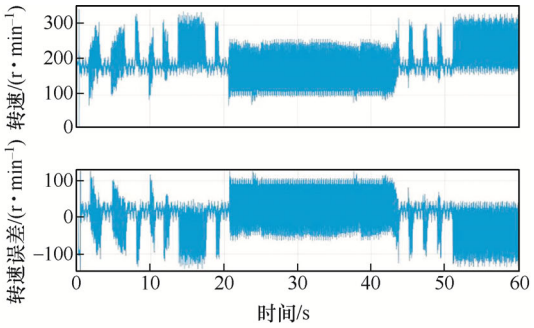
3.2 低速性能实验

为了进一步验证 3 种无位置传感器控制方法在低速工况下的适用性，特别进行了相应的实验。

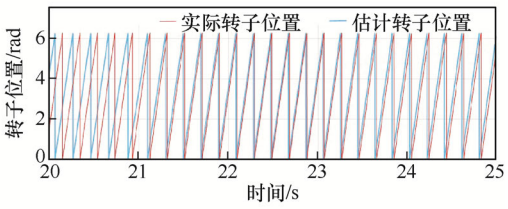
首先，分别采用 3 种方法在空载条件下启动 PMSM，并运行于参考转速 200 r/min。基于 SLSMO 方法获得的反电动势很小，且含有大量谐波，难以检测出有效的反电动势，进而无法实现低速工况下的无位置传感器控制；SPSMO 和 ISMO 方法相对较好，可以实现转速和转子位置估计。

其次，为了进一步对比 SPSMO 和 ISMO 方法的控制性能，采用与上述相同的工况再次进行实验，实验波形如图 8 和图 9 所示。可以看出，采用 SPSMO 和 ISMO 方法均可在一定程度上实现对转速和转子位置的跟踪控制，但控制效果差异较大。基于 SPSMO 方法获得的实验波形含有大量谐波，且呈现周期性波动现象，不但转速和转子位置估计的稳定性较差，而且估计误差较大。采用 ISMO 方

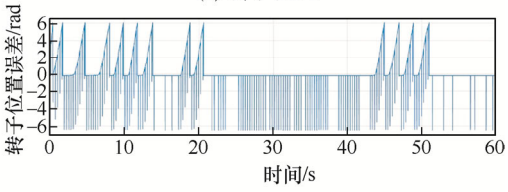
法，不仅可获得更好的稳定性，还能够得到更佳的转速和转子位置估计准确度，由图可见其平均转速误差在 9 r/min 内，平均转子位置误差约为−2 rad。综上所述，SMO 方法是 1 种基于反电动势估计的观测器法，在较低速工况下，PMSM 的反电动势很



(a) 转速和转速误差



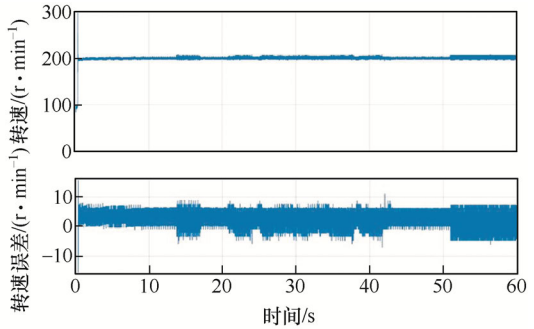
(b) 转子位置



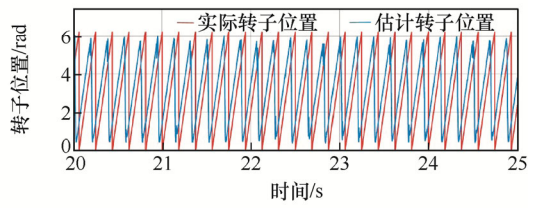
(c) 转子位置误差

图 8　低速下采用 SPSMO 获得的实验波形

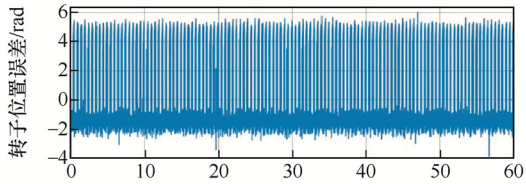
Fig. 8 Waveforms obtained by SPSMO at low speed



(a) 转速和转速误差



(b) 转子位置



(c) 转子位置误差

图 9　低速下采用 ISMO 获得的实验波形

Fig. 9 Waveforms obtained by ISMO at low speed

小，所以难以获得较好的无位置传感器控制效果，即便如此，相较于 SLSMO 和 SPSMO 方法，本文提出的 ISMO 方法仍表现出较好的低速适应性。

4　结语

本文提出了 1 种基于改进滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制方法，主要设计了 1 种与转速相关的自适应滑模观测器增益，以减小工况变化对系统带来的不利影响，提高系统稳定性。同时，针对传统 PLL 参数需要整定，且工况变化时参数易发生改变的问题，提出了 1 种转速和转子位置估计方法，可简化转速和转子位置估算过程，并提高系统抗干扰能力。实验结果表明，在不同工况下，相较于现有的 SLSMO 和 SPSMO 方法，采用本文所提 ISMO 方法不仅能够进一步降低系统抖振，提高转速和转子位置估计准确度，还能够有效提升系统的动态性能和稳定性。

参考文献：

[1] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 378-385. (in Chinese)

[2] 郑杰, 曹太强, 司国雷, 等. 基于开关型霍尔传感器的 PMSM 转子位置估计方法研究[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 139-147.
Zheng Jie, Cao Taiqiang, Si Guolei, et al. Research on estimation method for PMSM rotor position based on

switch-type hall sensor [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 139-147. (in Chinese)

[3] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.

[4] Lu Qing, Wang Yeqin, Mo Lihong, et al. Pulsating high frequency voltage injection strategy for sensorless permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2021, 31(8): 5204204.

[5] 徐萌, 王艳阳, 高洁, 等. 基于双锁相环的永磁同步电机转子初始位置估算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 49-57.
Xu Meng, Wang Yanyang, Gao Jie, et al. Rotor initial position estimation method of PMSM based on a double phase-locked loop [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 49-57. (in Chinese)

[6] 陈思溢, 皮佑国. 基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 108-117.
Chen Siyi, Pi Youguo. Position sensorless control for permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer and sliding mode controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12): 108-117. (in Chinese)

[7] 王孝洪, 连维钊, 翟名扬. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1243-1251.
Wang Xiaohong, Lian Weizhao, Zhai Mingyang. Sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on a modified sliding-mode observer [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(7): 1243-1251. (in Chinese)

[8] Qiao Zhaowei, Shi Tingna, Wang Yindong, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.

[9] 朱国宇, 安兴科, 诸德宏, 等. 基于改进自适应超螺旋观测器的永磁同步电机无位置控制[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 84-95.
Zhu Guoyu, An Xingke, Zhu Dehong, et al. Position sensorless control for permanent magnet synchronous motor using improved adaptive super twisting observer [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(4): 84-95. (in Chinese)

[10] Yin Zhonggang, Zhang Yanping, Cao Xinping, et al. Estimated position error suppression using novel PLL for IPMSM sensorless drives based on full-order SMO [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4463-4474.

[11] Wu Hang, Wu Jianhua, Sun Qingguo, et al. A novel sliding mode observer-based sensorless PMSM control [C]// 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Harbin, China, 2019: 1-5.

[12] 王高林, 李卓敏, 詹瀚林, 等. 考虑逆变器非线性的内置式永磁同步电机转子位置锁相环观测器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 172-179.
Wang Gaolin, Li Zhuomin, Zhan Hanlin, et al. Phase-locked-loop rotor position observer for IPMSM considering inverter nonlinearity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 172-179. (in Chinese)

[13] 李迎杰, 刘旭东. 基于高阶滑模观测器和改进 PLL 的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 96-105.
Li Yingjie, Liu Xudong. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-order sliding mode observer and improved PLL [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(4): 96-105. (in Chinese)

[14] Ye Shuaichen, Yao Xiaoxian. An enhanced SMO-based permanent-magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407-4419.

[15] 魏海峰, 韦汉培, 张懿, 等. 基于转子磁链模型的永磁同步电机转子位置估计策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2963-2971.
Wei Haifeng, Wei Hanpei, Zhang Yi, et al. New rotor position estimation strategy for permanent magnet synchronous motor based on rotor flux model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13):

2963-2971. (in Chinese)

[16] Zhao Yue, Zhang Zhe, Qiao Wei, et al. An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4412-4422.

[17] 吴翔, 陈硕, 李佳, 等. 基于改进正交锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 475-486.
Wu Xiang, Chen Shuo, Li Jia, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved quadrature phase-locked loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 475-486. (in Chinese)

[18] 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. (in Chinese)

[19] 梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.
Mei Sanguan, Lu Wenzhou, Fan Qigao, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 398-408. (in Chinese)

[20] 康尔良, 陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 88-97.
Kang Erliang, Chen Jian. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(10): 88-97. (in Chinese)



任会敬

作者简介：

任会敬(1994—)，女，硕士研究生。研究方向：永磁同步电动机无位置传感器控制。E-mail：rhuijng@163.com。

李峰(1979—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：交流电机驱动控制及应用，光伏发电技术。E-mail：peakily@126.com。

潘欢(1983—)，男，博士，教授。研究方向：智能控制技术，新能源并网控制。E-mail：ph0303@126.com。

纳春宁(1979—)，女，博士，副教授。研究方向：电力电子技术，新能源并网消纳。E-mail：nana508@163.com。

(责任编辑：耿越)