DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.315 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

基于模糊变系数超螺旋滑模观测器的无传感器控制

孙学良[1](中国电源学会学生会员)，周 立[1]，田迎澳[1]，薛孟娅[2]
(1.辽宁工程技术大学电气与控制工程学院，葫芦岛 125105；2.烟台南山学院智能科学与工程学院，烟台 265713)

摘要：针对传统超螺旋滑模观测器STSMO(super twisting sliding mode observer)因使用恒定滑模系数、符号函数及低通滤波器带来的高频抖振、相位延迟等问题，提出一种基于模糊控制的改进STSMO。首先使用模糊控制对恒定的滑模系数进行优化；其次采用一种新型连续函数 $T(s)$代替符号函数减弱抖振，并引入卡尔曼滤波器进行二次滤波，进一步提高消抖效果；最后使用一种增强型正交锁相环eQPLL(enhanced quadrature phase-locked loop)取代反正切函数，进一步改善系统并提高观测精度。针对时变非线性的永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)控制系统，分数阶比例积分微分FOPID(fractional order proportional integral derivative)控制器相较于传统比例积分微分PID(proportional integral derivative)控制器可以更精细地调节系统的动态响应，因此使用FOPID控制器取代传统电机转速环比例积分PI(proportional integral)控制器。仿真及实验结果证明，所提改进控制策略有效降低了超调量，转子位置和速度的动态跟踪性能大幅提升，改进后的控制系统具有更强的稳定性。

关键词：永磁同步电机；滑模控制；模糊控制；卡尔曼滤波器；锁相环

Sensorless Control Based on Fuzzy Variable Coefficient Super Twisting Sliding Mode Observer

SUN Xueliang[1], *Student Member*, *CPSS*, ZHOU Li[1], TIAN Yingao[1], XUE Mengya[2]
(1. School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China; 2. School of Intelligent Science and Engineering, Yantai Nanshan University, Yantai 265713, China)

Abstract: Aiming at the problems of high-frequency jitter and phase delay caused by the use of constant sliding mode coefficients, sign functions, and low-pass filters in traditional super twisting sliding mode observer (STSMO), an improved STSMO based on fuzzy control is proposed. Firstly, fuzzy control is used to optimize the constant sliding mode coefficient. Secondly, a new type of continuous function $T(s)$ is used instead of the sign function to reduce jitter, and an Kalman filter is introduced for secondary filtering to further improve the jitter reduction effect. Finally, an enhanced quadrature phase-locked loop (eQPLL) is used to replace the arctangent function to further improve the system and enhance observation accuracy. For time-varying nonlinear permanent magnet synchronous motor (PMSM) control systems, fractional order proportional integral derivative (FOPID) controller can more finely adjust the dynamic response of the system than traditional proportional integral derivative (PID) controller. Therefore, FOPID controller is used to replace the traditional motor speed loop proportional integral (PI) controller. Simulation and experimental results verify that the proposed improved control strategy effectively reduces overshoot, significantly improves the dynamic tracking performance of rotor position and speed, and the improved control system has stronger robustness.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode control; fuzzy control; Kalman filter; phase-locked loop

收稿日期：2024-06-03；**修回日期**：2024-07-22，2024-08-14，2024-09-02；**录用日期**：2024-09-20；**网络首发日期**：2024-09-27
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51177067)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51177067

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)是一种使用永磁体作为转子磁场

源的电机，与其他类型的电机相比具有良好的动态性能，因此被广泛应用于各种电气化设备和机械等领域[1-4]。在 PMSM 无传感器控制系统中，常见的无传感器方法有扩展卡尔曼滤波法[5-6]和滑模观测器法[7-10]等。为在兼顾系统经济性的基础上实现 PMSM 转速与位置信息的高精度估计，滑模观测器法凭借其快速的动态响应和良好的鲁棒性，在无传感器控制方法中展现出明显优势，已成为 PMSM 无传感器控制研究的重要方向。

针对传统一阶滑模观测器对时变系统响应速度不高等问题，文献[11]提出了一种基于高阶滑模观测器的鲁棒反步控制，以实现内置式永磁同步电机 IPMSM(interior permanent magnet synchronous motor)的高性能无传感器观测，使用基于鲁棒自适应超扭转高阶滑模的观测器来估计转子位置；文献[12]提出了一种变参数趋近率的二阶滑模控制方法，采用新型滑模面代替传统滑模面以改善滑模系统的趋近率，但优化效果仍不理想；文献[13]提出了一种模糊超螺旋滑模观测器 STSMO(super twisting sliding mode observer)，相较于传统的滑模观测器，具有一定的削弱抖振效果。

为了更精确地获取 STSMO 的位置，通常使用锁相环 PLL(phase locked loop)来估计转子位置和速度。其中：文献[14]设计了一种滤波器 SFF(synchronous frequency filter)结合 PLL 的方法，通过 SFF 来降低高次谐波，改善了观测器的观测精度；文献[15]提出了一种基于双混阶广义积分器 MOGI (mixed order generalized integrator)的新型归一化锁相环 NPLL(normalized phase locked loop)，所提 MOGI 滤波器是二阶和三阶广义积分器的组合，具有更好的谐波消除能力和反电动势直流失调抑制能力。

虽然对 PMSM 的动态控制领域已有一些研究，但是对于提高系统稳定性的研究仍有较大空间。基于以上研究，为了进一步提高 PMSM 无传感器控制的观测精度和稳定性，本文设计了一种基于模糊控制的改进 STSMO，实验证明，本文所提的改进模型提高了 PMSM 控制系统的稳定性，同时大幅提高了观测精度。

1 PMSM 的数学模型

对于表贴式永磁同步电机 SPMSM(surface permanent magnet synchronous motor)，由于永磁体直接贴在转子表面，减少了磁场传输的损失，因此相较于其他电机有较高的效率，且磁场相对稳定。本文分析时采用 SPMSM，在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的 SPMSM 数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_\mathrm{s}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_\mathrm{s}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_α 和 u_β、i_α 和 i_β、e_α 和 e_β 分别为 α 轴和 β 轴的电压、电流、反电动势；R_s、L_s 分别为定子电阻和定子电感。

由式(1)可得 PMSM 在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & -\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \tag{2}$$

得到反电动势的状态方程为

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\begin{bmatrix} -\sin\theta_\mathrm{e} \\ \cos\theta_\mathrm{e} \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：ω_e 为电机角速度；ψ_f 为转子磁链；θ_e 为转子电角度。

2 模糊控制的改进 STSMO

2.1 传统 STSMO 设计

传统形式的超螺旋算法方程为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}X_1}{\mathrm{d}t} = X_2 + k_1\sqrt{|\tilde{X}_1|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{X}_1) + \rho_1(X_1,t) \\ \dfrac{\mathrm{d}X_2}{\mathrm{d}t} = k_2\sqrt{|\tilde{X}_2|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{X}_2) + \rho_2(X_2,t) \end{cases} \tag{4}$$

式中：X_1 和 X_2 为状态变量；k_1 和 k_2 为 STSMO 的 2 个增益，$k_1>0$，$k_2>0$；$\tilde{X}_1$ 和 $\tilde{X}_2$ 为状态变量实

际值与估计值之差；sgn(·) 为符号函数；ρ_1 和 ρ_2 为扰动项。

根据 SPMSM 的数学模型和超螺旋滑模控制理论，三相 SPMSM 的二阶 STSMO 可设计为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}} & 0\\ 0 & -\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}v_\alpha\\ v_\beta\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：$\hat{i}_\alpha$ 和 $\hat{i}_\beta$ 为 STSMO 在两相静止坐标系中估计的定子电流；v_α 和 v_β 为控制量。

将式(2)与式(5)作差，可得定子电流的误差方程为

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}\tilde{i}_\alpha}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}\tilde{i}_\beta}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=-\frac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}+\frac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}e_\alpha-v_\alpha\\ e_\beta-v_\beta\end{bmatrix} \tag{6}$$

式中，$\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 为 STSMO 当前观测定子电流的误差，$\tilde{i}_\alpha=\hat{i}_\alpha-i_\alpha$，$\tilde{i}_\beta=\hat{i}_\beta-i_\beta$。

趋近律选择等速趋近，根据超螺旋算法设计滑模控制律，控制律由不连续时间导数和滑动变量的连续函数 2 个部分组成，控制量 v_α 和 v_β 的形式为

$$\begin{bmatrix}v_\alpha\\ v_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}k_1\sqrt{|\tilde{i}_\alpha|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)+\int_0^t k_2\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)\mathrm{d}t\\ k_1\sqrt{|\tilde{i}_\beta|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)+\int_0^t k_2\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)\mathrm{d}t\end{bmatrix} \tag{7}$$

定义滑模面为

$$\boldsymbol{S}=[\tilde{i}_\alpha\quad\tilde{i}_\beta]^\mathrm{T} \tag{8}$$

对此滑模面求一阶导数得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\tilde{i}_\alpha}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{k_1}{L_\mathrm{s}}\sqrt{|\tilde{i}_\alpha|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)-\dfrac{k_2}{L_\mathrm{s}}\int_0^t\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)\mathrm{d}t-\\ \qquad\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\tilde{i}_\alpha+\dfrac{e_\alpha}{L_\mathrm{s}}\\ \dfrac{\mathrm{d}\tilde{i}_\beta}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{k_1}{L_\mathrm{s}}\sqrt{|\tilde{i}_\beta|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)-\dfrac{k_2}{L_\mathrm{s}}\int_0^t\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)\mathrm{d}t-\\ \qquad\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\tilde{i}_\beta+\dfrac{e_\beta}{L_\mathrm{s}}\end{cases} \tag{9}$$

对比式(9)和式(4)可知，ρ_1、ρ_2 应满足

$$\begin{cases}\rho_1=-\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\tilde{i}_\alpha+\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}e_\alpha\leqslant\delta_\alpha\sqrt{|\tilde{i}_\alpha|}\\ \rho_2=-\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\tilde{i}_\beta+\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}e_\beta=0\end{cases} \tag{10}$$

式中，δ_α 为增益系数。

当 $\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 到达滑模流形时，STSMO 估计的反电动势可以表示为

$$\begin{bmatrix}\hat{e}_\alpha\\ \hat{e}_\beta\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}k_1\sqrt{|\tilde{i}_\alpha|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)+\int_0^t k_2\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\alpha)\mathrm{d}t\\ k_1\sqrt{|\tilde{i}_\beta|}\,\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)+\int_0^t k_2\mathrm{sgn}(\tilde{i}_\beta)\mathrm{d}t\end{bmatrix} \tag{11}$$

根据式(3)，使用反正切函数可以提取反电势中的电动机转子位置和速度信息，即

$$\begin{cases}\hat{\theta}_\mathrm{e}=-\arctan\left(\dfrac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right)\\ \hat{\omega}_\mathrm{e}=\dfrac{\mathrm{d}\hat{\theta}_\mathrm{e}}{\mathrm{d}t}\end{cases} \tag{12}$$

式中：$\hat{\theta}_\mathrm{e}$ 为估计的电动机转子位置；$\hat{\omega}_\mathrm{e}$ 为估计的电动机转子角速度。

根据李雅普诺夫稳定性定理，滑模增益系数需满足

$$\begin{cases}k_1>2\varepsilon\\ k_2>k_1\dfrac{5k_1\varepsilon+4\varepsilon^2}{2(k_1-\varepsilon)}\end{cases} \tag{13}$$

式中，ε 为一个正数。

2.2 滑模系数模糊设计

由于模糊变系数能够根据系统运行状态和环境变化进行自适应调整，且相较于传统的确定性控制方法，模糊控制能够简化控制器的设计过程，减少对系统模型的依赖，降低设计的复杂性。因此，在 STSMO 中使用模糊控制可以保持系统的稳定性。

从式(4)可以看出，由于滑模系数是固定的，过大或过小均会影响系统稳定，因此本文通过模糊控制来调节滑模系数。由于模糊控制具有良好的非线性适应性，可以根据系统的运行状态和输入来调整滑模系数，以更好地适应系统的非线性特性，进一步提升系统的抗干扰能力和稳定性。

设模糊控制器输入为误差 s 和误差变化量 $\dot{s}$，其论域设置为[−0.002, 0.002]，输入量的模糊语言设置为{FB(负大), FS(负小), ZO(零), ZS(正小), ZB(正大)}。输出变量滑模系数的论域设置为[1 000, 1 400]，输出量的模糊语言设置为{MM(极小), S(小), M(中), B(大), EX(极大)}。模糊控制规则见表 1，模糊化使用 trimf 函数，去模糊使用重心法。输入、输出论域分别如图 1 和图 2 所示。

表 1 模糊控制规则

Tab. 1 Fuzzy control rules

s	$\dot{s}$				
	FB	FS	ZO	ZS	ZB
FB	EX	EX	B	B	M
FS	EX	B	B	M	M
ZO	B	M	M	S	S
ZS	S	M	M	B	B
ZB	M	B	B	EX	EX

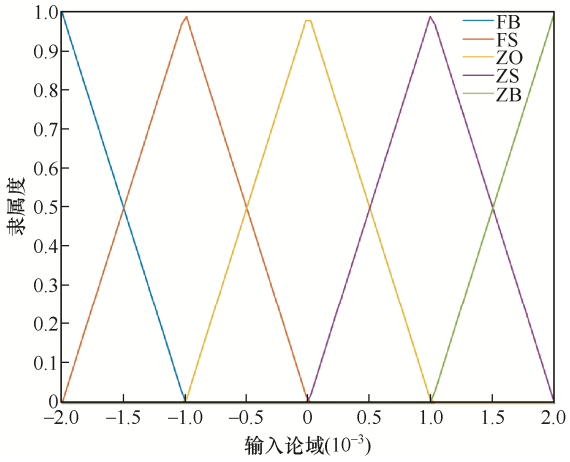


图 1 s 和 $\dot{s}$ 的隶属度函数

Fig. 1 Membership functions of s and $\dot{s}$

2.3 改进 STSMO 的消抖与二次滤波设计

由于反电动势含有不连续的高频信号，且传统 STSMO 仅有一个低通滤波器进行滤波，抖振现象削弱不理想，因此改进 STSMO 使用连续函数 $T(s)$ 来替换 sgn(·)，$T(s)$ 曲线如图 3 所示。图中：m 为连续函数的调节参数；s 为滑模面变量。同时引入卡尔曼滤波器来进行二次滤波，以达到更好削弱抖振的目的。

$T(s)$ 的表达式为

$$T(s)=1-\frac{2}{\mathrm{e}^{ms}+1} \tag{14}$$

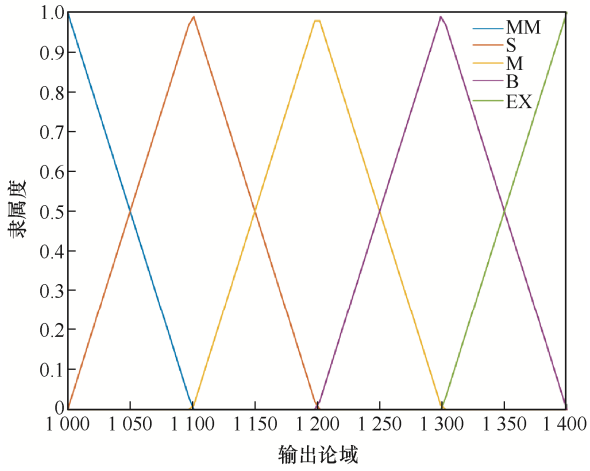


图 2 滑模系数的隶属度函数

Fig. 2 Membership functions of sliding mode coefficients

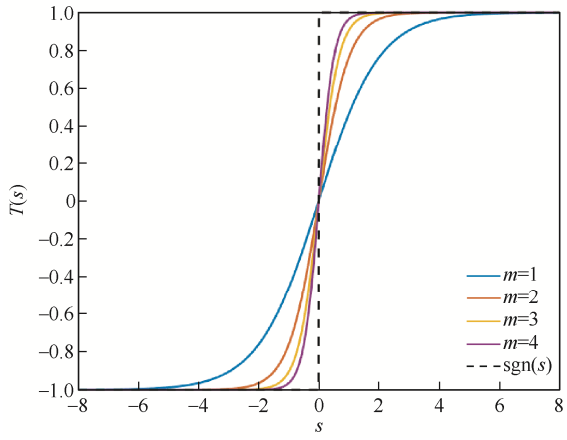


图 3 m 不同时的 $T(s)$曲线

Fig. 3 Curves of $T(s)$ at different m

由图 3 可见，m 越大，控制精度越好，但系统抖振也会随之增加。因此，确定合适的 m 便可在满足系统控制精度的同时抑制系统抖振现象。但是仍然无法保证抖振达到理想状态，因此本文引入卡尔曼滤波器来进行二次滤波，以达到更好削弱抖振的目的。

由于引入了 $T(s)$，因此新的滑模控制律变换为

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} k_1\sqrt{|\tilde{i}_\alpha|}T(\tilde{i}_\alpha)+\int_0^t k_2T(\tilde{i}_\alpha)\mathrm{d}t \\ k_1\sqrt{|\tilde{i}_\beta|}T(\tilde{i}_\beta)+\int_0^t k_2T(\tilde{i}_\beta)\mathrm{d}t \end{bmatrix} \tag{15}$$

对(3)式求导得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}e_\alpha}{\mathrm{d}t}=-\omega_\mathrm{e}e_\beta\\ \dfrac{\mathrm{d}e_\beta}{\mathrm{d}t}=-\omega_\mathrm{e}e_\alpha\end{cases}\tag{16}$$

构造卡尔曼滤波器为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{E}_\alpha}{\mathrm{d}t}=-\hat{\omega}_\mathrm{e}\hat{E}_\beta-k_1(\hat{E}_\alpha-\hat{e}_\alpha)\\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{E}_\beta}{\mathrm{d}t}=\hat{\omega}_\mathrm{e}\hat{E}_\alpha-k_1(\hat{E}_\beta-\hat{e}_\beta)\\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{\omega}_\mathrm{e}}{\mathrm{d}t}=\hat{E}_\beta(\hat{E}_\alpha-\hat{e}_\alpha)-\hat{E}_\alpha(\hat{E}_\beta-\hat{e}_\beta)\end{cases}\tag{17}$$

式中：$\hat{E}_\alpha$ 和 $\hat{E}_\beta$ 为滤波后反电动势估计值；k_1 为滤波系数。

由于引入 $T(s)$ 和二次滤波，要通过李雅普诺夫公式来证明其稳定性，首先令

$$\begin{cases}\hat{E}_\alpha=\tilde{e}_\alpha+e_\alpha\\ \hat{E}_\beta=\tilde{e}_\beta+e_\beta\\ \hat{\omega}_\mathrm{e}=\tilde{\omega}_\mathrm{e}+\omega_\mathrm{e}\end{cases}\tag{18}$$

式中，$\tilde{e}_\alpha$、$\tilde{e}_\beta$、$\tilde{\omega}_\mathrm{e}$ 为观测值与实际值的差，设

$$V=\frac{1}{2}(\tilde{e}_\alpha^2+\tilde{e}_\beta^2+\tilde{\omega}_\mathrm{e}^2)\tag{19}$$

式中，V 为构造的李雅普诺夫函数。

对式(19)求导得

$$\dot{V}=\tilde{e}_\alpha\dot{\tilde{e}}_\alpha+\tilde{e}_\beta\dot{\tilde{e}}_\beta+\tilde{\omega}_\mathrm{e}\dot{\tilde{\omega}}_\mathrm{e}\tag{20}$$

将式(18)代入式(20)得

$$\dot{V}=-k_1(\tilde{e}_\alpha^2+\tilde{e}_\beta^2)\tag{21}$$

由于 $k_1>0$，所以 $\dot{V}<0$，系统是稳定的。

2.4 改进 STSMO 的位置获取

传统滑模观测器通常使用反正切函数来估计转子位置和速度。然而，反正切函数在某些情况下可能存在不稳定性和非线性失真问题，特别是在转子速度较低或存在噪声时。与传统的 PLL 相比，增强型正交锁相环 eQPLL(enhanced quadrature phase-locked loop)是一种改进的 PLL 技术，具有更快的锁定速度、更好的抗噪声能力和更广泛的锁定范围。通过在滑模观测器中使用 eQPLL，可以提高转子位置和速度估计的准确性和稳定性，从而改善系统的性能。此外，eQPLL 还可以更好地适应系统参数的变化和外部干扰的影响，因此在对系统稳定性要求较高的 PMSM 系统中，使用 eQPLL 来替换传统的反正切函数可能是一个更好的选择。eQPLL 的误差信号为

$$\xi(t)=-2e_\alpha e_\beta\cos(2\hat{\theta}_\mathrm{e})+(e_\alpha^2-e_\beta^2)\sin(2\hat{\theta}_\mathrm{e})\tag{22}$$

由于等效电动势 EMF(electromotive force)幅度随速度的不同而变化，因此采用了 PLL 跟踪估计器等效 EMF 的归一化。具有归一化的位置误差信号可以表示为

$$\begin{cases}e'_\alpha=-2e_\alpha e_\beta\\ e'_\beta=e_\beta^2-e_\alpha^2\\ \xi'(t)=\dfrac{e'_\alpha\cos(2\hat{\theta}_\mathrm{e})+e'_\beta\sin(2\hat{\theta}_\mathrm{e})}{\sqrt{K_\mathrm{s}}}\end{cases}\tag{23}$$

式中，K_s 为反电动势信号幅值的平方，$K_\mathrm{s}=(\psi_\mathrm{f}\omega_\mathrm{e})^2$。

从所提 PLL 获得的转子位置估计可以表示为

$$\hat{\theta}_\mathrm{e}=(1/p)(K_\mathrm{i}/p+K_\mathrm{p})\xi'(t)\tag{24}$$

式中：p 为拉普拉斯算子；K_i 和 K_p 分别为积分和比例参数。

传递函数为

$$H(p)=\frac{K_\mathrm{p}p+K_\mathrm{i}}{p^2+K_\mathrm{p}p+K_\mathrm{i}}\tag{25}$$

基于模糊控制的改进 STSMO 结构如图 4 所示。图中，i_abc 为三相电流。

3 FOPID 的转速环控制

相对于传统的整数阶 PID，FOPID 可以通过调节分数阶微分和积分参数来更精细地调节系统的动态响应，分数阶微分和积分项可以更好地捕捉系统的复杂动态特性。这种灵活性使 FOPID 更适用于 PMSM 的复杂系统和非线性系统。其次 FOPID 在时变的 PMSM 系统中可以提供更好的稳定性，其可通过调节分数阶微分和积分参数来改善系统对于外部扰动和参数变化的抗干扰能力。对于 PMSM 系统，FOPID 可以提供更优越的控制性能，

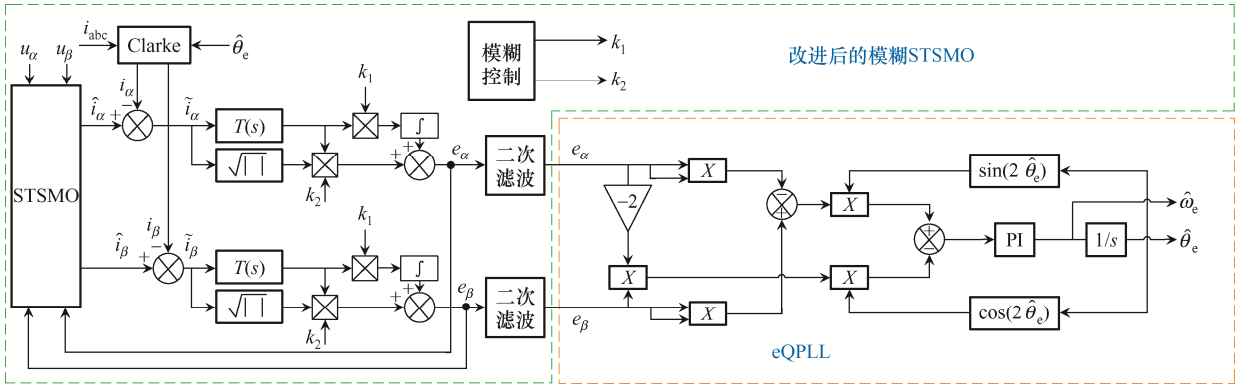


图 4 基于模糊控制的改进 STSMO

Fig. 4 Improved STSMO based on fuzzy control

包括更快的响应速度、更小的超调量和更小的稳态误差。总的来说，FOPID 相较于普通 PID 具有更大的灵活性和适应性，可以更好地适用于复杂、非线性系统，因此使用 FOPID 进行转速环控制。

STSMO 主要用于估计系统状态和检测外部扰动或不确定因素，其核心是利用滑动模态理论来保证系统状态的估计误差能够在有限时间内收敛到 0，从而实现电机转速的估计和无传感器控制。本控制系统中，通过引入模糊控制、新型连续函数、eQPLL，得到改进滑模观测器，减少估计误差和抖振。将 STSMO 输出的估计转速 $\hat{\omega}_e$ 与实际转速 ω_e 之间的差值传递给 FOPID，通过调整电机输入，达到较为理想的控制目标。STSMO 的估计精度越高，FOPID 的控制精度越高，两者具有积极的、相互促进的作用。

FOPID 的传递函数为

$$G(p)=K_{\mathrm{p}}+\frac{K_{\mathrm{i}}}{p^{\lambda}}+K_{\mathrm{d}}p^{\mu} \tag{26}$$

式中：λ 和 μ 分别为积分阶与微分阶参数；K_{d} 为微分参数。

近似积分阶与微分阶算子按 Grünwald-Letnikov (G-L)定义，FOPID 控制器对应的时域方程为

$$u(t)=K_{\mathrm{p}}e(t)+K_{\mathrm{i}}D^{-\lambda}e(t)+K_{\mathrm{d}}D^{\mu}e(t) \tag{27}$$

式中：$e(t)$为误差信号；$D^{-\lambda}$ 与 D^{μ} 分别为 G-L 所定义的近似积分阶与微分阶算子，具体表达形式为

$$ {}_{t0}D_t^{\alpha}f(t)=\lim_{h\to 0}\frac{1}{h^{\alpha}}\sum_{j=0}^{\left[\frac{t-t_0}{h}\right]}(-1)^j C_j^{\alpha}f\left(t-jh\right) \tag{28}$$

式中：${}_{t0}D_t^{\alpha}f(t)$为函数 $f(t)$关于时间 t 的 α 阶分数阶微积分算子；h 为计算步长，其值越小近似精度越高；α 为分数阶阶次；$\left[\frac{t-t_0}{h}\right]$为取整运算因子；$j$ 为求和索引变量；$(-1)^j C_j^{\alpha}$ 为函数 $(1-z)^{\alpha}$ 的二项式系数值。

因此开展 FOPID 控制器参数整定，即在一定求解范围内求解一组可使被控系统满足一定动态性能的 K_{p}、K_{i}、K_{d}、λ 与 μ 参数值。

4 仿真及实验验证

为了验证系统的动态性能，进行仿真实验并搭建基于 TMS320F28335 芯片的实验平台，分别使用 FOPID-模糊控制的改进 STSMO 系统与 PI-STSMO 系统进行对比，PMSM 的整体模型如图 5 所示，图中，i_d 和 i_q 分别为 dq 旋转坐标系下 d 轴和 q 轴的电流分量。实验参数见表 2，实验平台如图 6 所示。

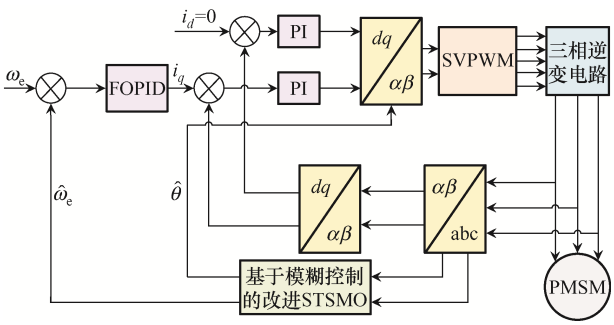


图 5 改进系统电机模型框图

Fig. 5 Block diagram of the improved motor system model

表 2　电机参数

Tab. 2 Motor parameters

参数	数值
额定电压/V	311
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
定子电阻/Ω	2.875
极对数	2
转子磁链/Wb	0.175
转动惯量/(kg·m^2)	0.001
交直轴电感/mH	8.5

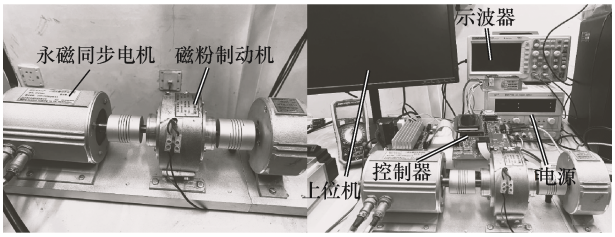


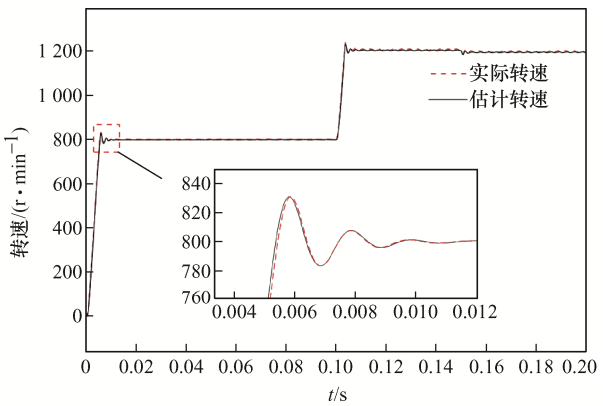
图 6　实验平台实物图

Fig. 6 Physical photograph of experimental platform

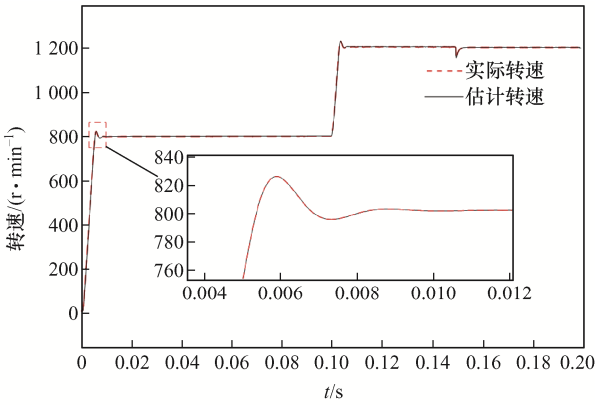
给定初始转速为 800 r/ min，在 0.10 s 时将系统转速调整为 1 200 r/ min，初始负载为 5 N·m，0.15 s 后负载突变为 10 N·m。仿真波形如图 7~图 11 所示，实验波形如图 12~图 14 所示。

4.1 仿真实验对比

由图 7 和图 8 可见，原系统在低转速区域转速稳态误差在 2 r/min 左右，高转速区域转速稳态误差在 6 r/min 左右；而改进系统在低转速区域转速稳态误差几乎为 0 r/min，高转速区域转速稳态误差在 2 r/min 左右。由此可以看出，改进系统的超调更小、更稳定。



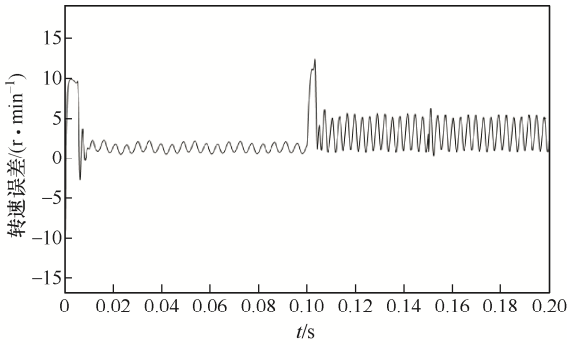
(a) PI-STSMO



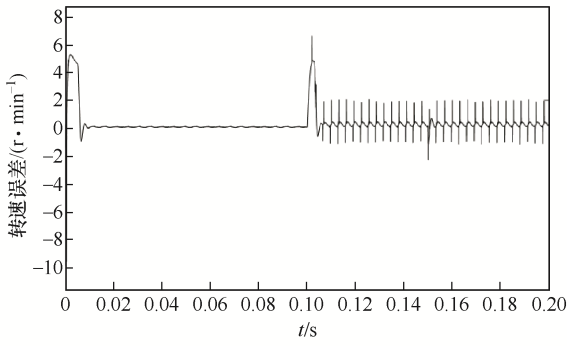
(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

图 7　PMSM 实际转速与估计转速波形

Fig. 7 Waveforms of actual speed and estimated speed of PMSM



(a) PI-STSMO

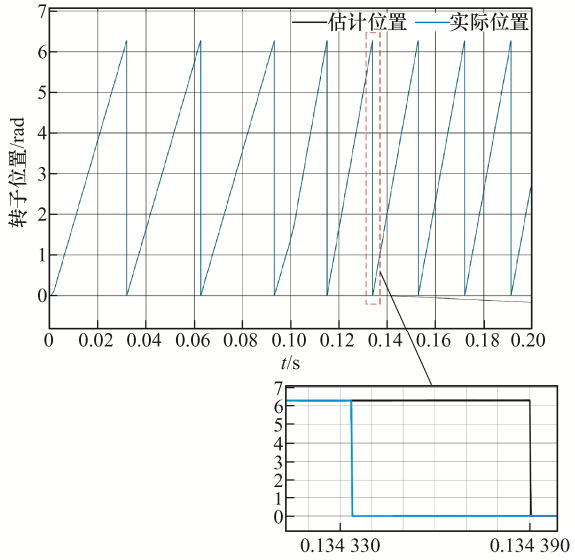


(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

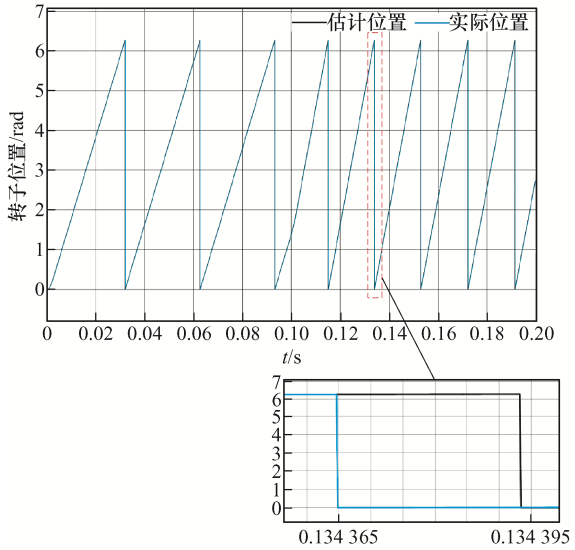
图 8　PMSM 转速误差波形

Fig. 8 Waveforms of speed error of PMSM

由图 9 和图 10 可以看出，原系统转子 0.10 s 前误差为 0.040 rad(2.2°)左右，0.10 s 加速后误差在 0.055 rad(3.1°)左右，0.15 s 加载后误差在 0.050 rad(2.8°)左右；改进系统转子 0.10 s 前误差为 0.010 rad(0.5°)左右，0.10 s 加速后误差在 0.025 rad(1.4°)左右，0.15 s 加载后误差在 0.020 rad



(a) PI-STSMO

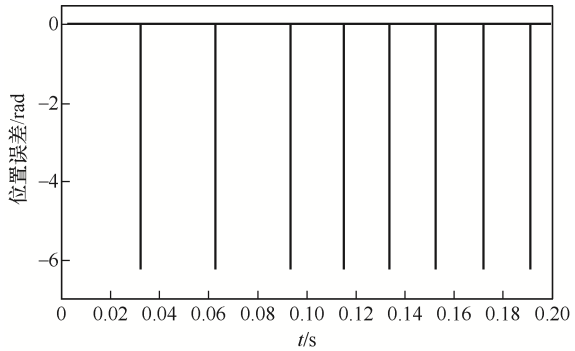


(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

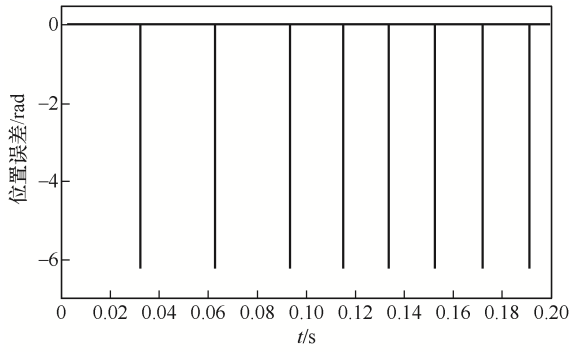
图 9 PMSM 转子实际位置与估计位置波形

Fig. 9 Waveforms of actual rotor position and estimated rotor position of PMSM

(1.1°)左右。改进系统转子估计位置能精确跟踪转子实际位置，大幅提升跟踪效果和精度。



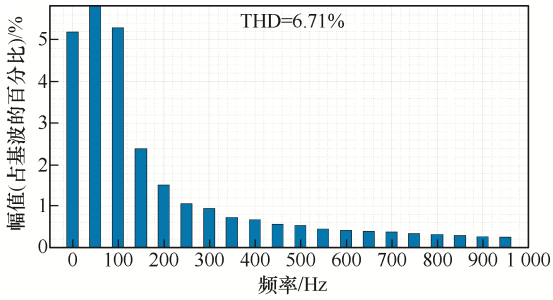
(a) PI-STSMO



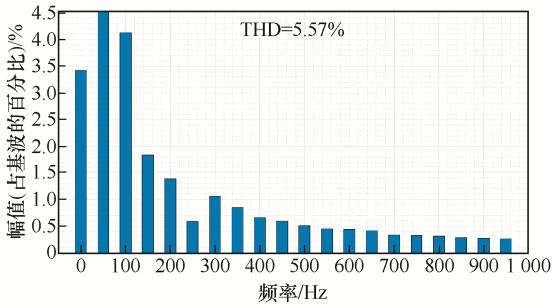
(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

图 10 PMSM 转子位置误差波形

Fig. 10 Waveforms of rotor position error of PMSM



(a) PI-STSMO的电流谐波畸变率



(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO的电流谐波畸变率

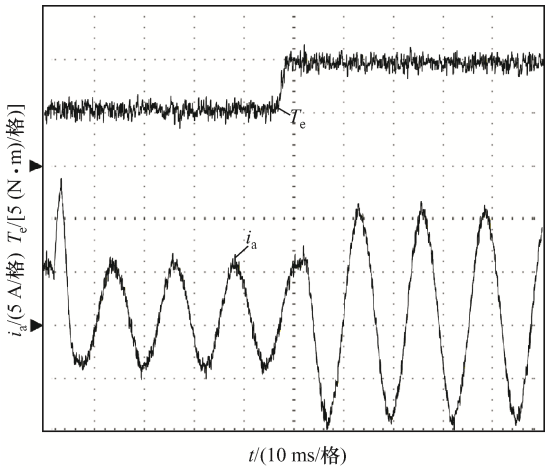
图 11 PMSM 定子电流快速傅里叶变换分析结果

Fig. 11 Stator current fast Fourier transform analysis results of PMSM

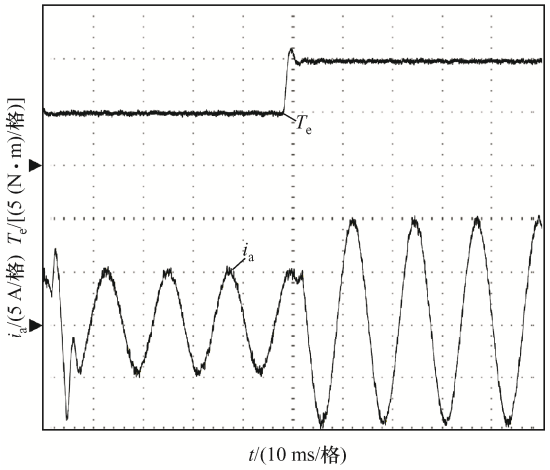
由图 11 可见，原系统的电流控制精度较低，导致电机的输出电流波动较大，而改进系统明显提高了电流精度，降低了谐波，将电流谐波畸变率从6.71%减至 5.57%。

4.2 实验验证对比

图 12 截取了 0.10 s 后的转矩波形和 A 相电流波形，可以看出，在 0.15 s 时转矩由 5 N·m 突变为 10 N·m，改进系统在稳定时和 0.15 s 加载时波形更加稳定，证明改进系统在动态时具有更强的稳定性。



(a) PI-STSMO

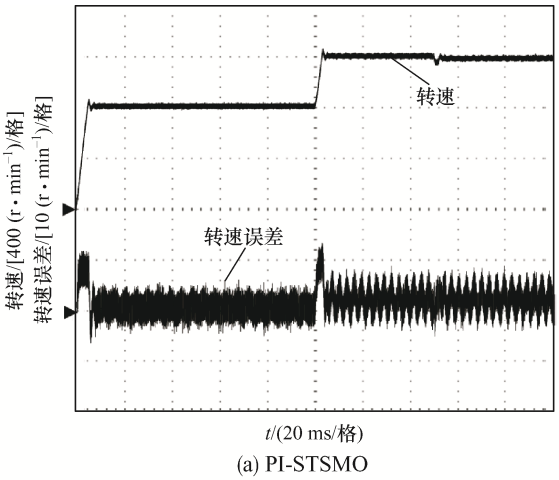


(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

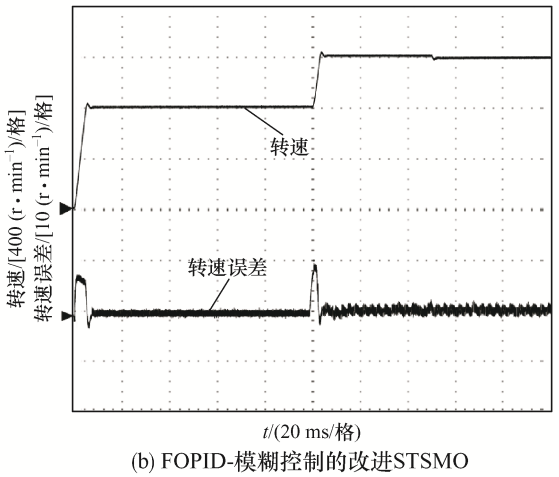
图 12　0.10 s 后电机的输出电流和转矩波形

Fig. 12 Waveforms of output current and torque of the motor after 0.10 s

由图 13 可见，原系统启动阶段转速误差最高为 12 r/min，稳定后误差在±6.0 r/min 浮动，0.10 s 提高转速后最高误差为 14 r/min，稳定后误差在



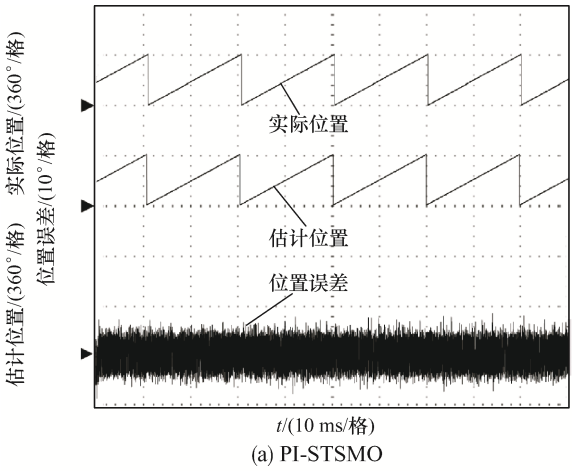
(a) PI-STSMO



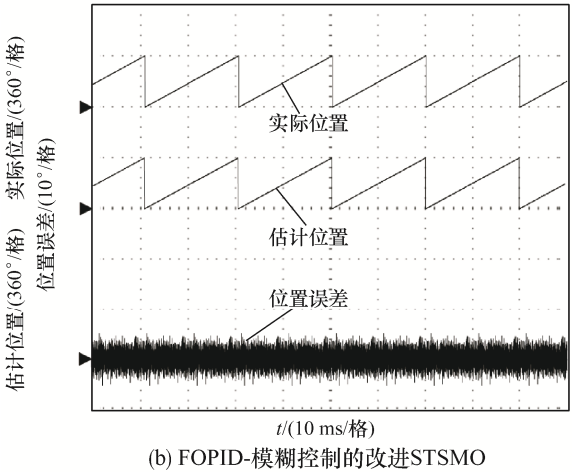
(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

图 13　电机转速和转速误差实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of motor speed and speed error



(a) PI-STSMO



(b) FOPID-模糊控制的改进STSMO

图 14　电机转子位置估计实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms of motor rotor position estimation

±8.0 r/min 左右浮动，0.15 s 加载后误差稳定在±8.5 r/min 左右；改进系统启动阶段转速误差最高为 7 r/min，稳定后误差在±0.5 r/min 浮动，0.10 s 提高转速后最高误差为 10 r/min，稳定后误差在±2.0 r/min 左右浮动，0.15 s 加载后误差稳定在±2.0 r/min 左右。由此证明改进系统的转速动态跟踪性能更高。

图 14 为系统稳态下 0.10 s 后的转子位置估计和位置误差波形，可以看出，原系统位置估计最大误差幅值为 0.140 rad (8.0°)，改进系统位置估计最大误差幅值仅为 0.087 rad(5.0°)。传统控制的观测值和实际值有较大位置偏差，改进系统相较于原系统能更好地跟随实际值，证明改进系统具有更强的稳定性和跟踪精度。

5 结语

针对 PMSM 控制系统存在的高频抖振、相位延迟等问题，本文设计了一种基于模糊变系数改进 STSMO 的 PMSM 控制系统，采用模糊控制优化传统固定滑模系数，以提高系统的动态性能；同时引入新型连续函数 $T(s)$、卡尔曼滤波器，进一步抑制系统超调，提升系统稳定性与控制精度；通过加入 eQPLL 替代反正切函数处理估计的反电动势信息，获取精度更高的电机转速和位信息。最后，在电机转速环引入 FOPID 控制器替代传统 PID 控制器，进一步加强整个系统的稳定性。仿真及实验结果表明，该方案提高了 PMSM 的控制精度和观测精度，增强了系统的稳定性。

参考文献：

[1] Ghanayem H, Alathamneh M, Nelms R M. Three-phase PMSM vector control using decoupled flux and speed controller [J]. Energy Reports, 2023, 9: 645-652.

[2] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 基于高斯过程回归的永磁同步电机非线性磁链辨识[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 172-181.
Liu Zhongyong, Fan Tao, He Guolin, et al. Nonlinear magnetic flux identification of permanent magnet synchronous motors based on Gaussian process regression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 172-181. (in Chinese)

[3] 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)

[4] 贺银平, 田密, 郑田娟, 等. 基于超扭曲滑模的双定子绕组感应电机转速磁通控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 327-338.
He Yinping, Tian Mi, Zheng Tianjuan, et al. Speed and flux control of double-stator winding induction machine based on super twisting sliding mode [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 327-338. (in Chinese)

[5] Dan Luo. EKF-based fault detection and isolation for PMSM inverter [J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2022, 52: 101846.

[6] 苗敬利, 于俊林, 马晨浩, 等. 基于 EKF 的 PMSM 滑模控制策略研究[J]. 机械工程与自动化, 2021, 50(5): 1-3, 6.
Miao Jingli, Yu Junlin, Ma Chenhao, et al. Research on PMSM sliding mode control strategy based on EKF [J]. Mechanical Engineering & Automation, 2021, 50(5): 1-3, 6. (in Chinese)

[7] Li Ye, Wang Dazhi, Zhou Shuai. Moment of inertia identification for PMSM based on extended SMO and improved RBFNN [J]. Energy Reports, 2023, 9: 521-528.

[8] Xu Qiwei, Jiang Donghao, Wang Yiming, et al. Variable-step close-loop angle compensation method of PMSM rotor position estimation based on super-twisting sliding-mode observer using tangent reaching law [J]. Energy Reports, 2023, 9: 356-361.

[9] 赵文祥, 宋世昌, 周书文, 等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 987-995.
Zhao Wengxiang, Song Shichang, Zhou Shuwen, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 987-995. (in Chinese)

[10] 汪凤翔, 杨奥, 于新红, 等. 基于自适应超螺旋滑模观测器的三相 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1859-1870.
Wang Fengxiang, Yang Ao, Yu Xinhong, et al. Model-free predictive current control for three-phase Vienna rectifier based on adaptive super-twisting sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1859-1870. (in Chinese)

[11] Wu Shaofang, Zhang Jianwu, Chai Benben. Adaptive super-twisting sliding mode observer based robust backstepping sensorless speed control for IPMSM [J]. ISA Transactions, 2019, 92: 155-165.

[12] 唐娟娟, 周骅, 张正平, 等. 搭载超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 探测与控制学报, 2023, 45(2): 115-121.
Tang Juanjuan, Zhou Hua, Zhang Zhengping, et al. Permanent magnet synchronous motor sensorless control strategy with super-twisting sliding mode observer [J]. Journal of Detection & Control, 2023, 45(2): 115-121. (in Chinese)

[13] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 11-18.
Tao Caixia, Zhao Kaixuan, Niu Qing. Fuzzy super-spiral sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor considering sliding mode buffeting [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(23): 11-18. (in Chinese)

[14] 韩嘉庆, 武志涛, 徐东波. 基于SFF-PLL的永磁同步电机无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(10): 160-163, 168.
Han Jiaqing, Wu Zhitao, Xu Dongbo. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on SFF-PLL [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2023(10): 160-163, 168. (in Chinese)

[15] Kumar S, Singh B. Sensorless adaptive SMO with mixed order generalized integrator based N-PLL PMSM drive for LEV application [C]// 2023 IEEE IAS Global Conference on Renewable Energy and Hydrogen Technologies (GlobConHT). Male, Maldives, 2023: 1-6.



孙学良

作者简介：

孙学良(1999—　)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：sxl845414442@163.com。

周立(1963—　)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：834661681@qq.com。

田迎澳(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：17863954380@163.com。

薛孟娅(1997—　)，女，硕士，助教。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：xmy742016714@163.com。

(责任编辑：耿越)