

基于自适应全阶滑模观测器的 PMSM 无传感器控制

宋建国¹, 胡玉博^{1*}, 曹伟杰¹, 鲁肇文²

(1. 北京工业大学 信息科学技术学院, 北京 100124;

2. 内蒙古建筑职业技术大学 建筑设备与自动化学院, 内蒙古 呼和浩特 010070)

PMSM Sensorless Control Based on Adaptive Full-Order Sliding Mode Observer

SONG Jianguo¹, HU Yubo^{1*}, CAO Weijie¹, LU Zhaowen²

(1. School of Information Science and Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;

2. School of Building Equipment and Automation, Inner Mongolia Technical University of Construction, Hohhot City 010070, China)

Abstract: [Objective] In the sensorless control system of permanent magnet synchronous motors, the traditional full-order sliding mode observer (FOSMO) adopts a fixed sliding mode gain, which fails to simultaneously balance the dynamic response speed and steady state performance of the system over a wide speed range. This leads to severe system chattering during the low speed operation of the motor, thereby reducing the observation accuracy of the rotor position and speed. [Methods] To address the aforementioned contradictions, this paper proposed an adaptive FOSMO based on current error and estimated speed. The sliding mode gain was dynamically adjusted according to the real-time operating state of the system, achieving smooth regulation under different operating conditions, thereby enhancing the dynamic performance and steady state accuracy of the system. Furthermore, to further suppress the chattering caused by high-frequency switching, a continuous and smooth hyperbolic tanh function was introduced to replace the traditional *sign* function. Meanwhile, the Lyapunov stability theory was employed to conduct mathematical derivation of the improved observer, which verified the convergence of the observer. [Results] The observation performance of the proposed adaptive FOSMO was verified through simulations and experiments. The results showed that, compared with the traditional FOSMO, the proposed adaptive FOSMO significantly suppressed the chattering of the extended back

electromotive force waveforms and speed waveforms in the low speed region, remarkably reduced the rotor position estimation error, and achieved higher observation accuracy.

[Conclusion] Under the proposed adaptive FOSMO, the system chattering is significantly suppressed, the overall stability of the system is improved, and the adaptive FOSMO has a wider applicable speed range.

Key words: permanent magnet synchronous motor; adaptive full-order sliding mode observer; system chattering; tanh function

摘要: [目的] 在永磁同步电机无传感器控制系统中, 传统全阶滑模观测器 (FOSMO) 采用固定滑模增益, 无法同时兼顾系统在宽速域内的动态响应速度与稳态性能, 导致电机在低速运行时产生严重的系统抖振, 从而降低了转子位置及转速的观测精度。【方法】为了解决上述矛盾, 本文提出一种基于电流误差与估计转速的自适应 FOSMO, 根据系统实时运行状态动态调节滑模增益, 实现不同工况下增益的平滑调节, 从而增强系统动态性能与稳态精度。此外, 为进一步抑制高频开关带来的抖振现象, 引入连续平滑的 tanh 函数替代传统的 *sign* 函数。同时, 利用李雅普诺夫稳定性理论对改进后的观测器进行数学推导, 证明了观测器的收敛性。【结果】通过仿真和试验对所提自适应 FOSMO 的观测性能进行验证。结果表明, 与传统 FOSMO 相比, 本文所提自适应 FOSMO 在低速域的扩展反电动势波形与转速波形的抖振得到明显抑制, 转子位置估计误差显著降低, 观测精度更高。【结论】在所提自适应 FOSMO 下, 系统抖振得到显著抑制, 系统整体稳定性得到提升, 且自适应 FOSMO 的适用速域

基金项目: 国家自然科学基金 (62573010)

National Natural Science Foundation of China (62573010)

更宽。

关键词: 永磁同步电机; 自适应全阶滑模观测器; 系统抖振; tanh 函数

0 引言

近年来, 新能源汽车产业蓬勃发展, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 凭借其优越的矢量控制性能, 在该领域获得了广泛应用^[1]。PMSM 的矢量控制需要转子转速与位置信息为基础来实现定子磁场的同步。传统方案在转子侧装配传感器来获取转子转速与位置信息, 但传感器的引入不仅会对控制系统的结构布局、可靠性等产生影响, 还会显著增加整体开发成本^[2]。根据适用的速度范围, 无传感器控制方法大致分为低速高频注入法和中高速基于电机反电动势跟踪两类^[3]。

当电机处于中高速运行状态时, 其反电动势信号较为显著, 因此可从中提取用于表征转子速度与位置的关键信息^[4]。滑模观测器具有响应速度快、鲁棒性强的显著优势^[5], 在无传感器控制中得到广泛应用。但传统滑模观测器在设计中采用了 *sign* 符号函数, 导致其在实际运行过程中易引发系统抖振问题^[6]; 另外使用低通滤波器滤除高次谐波, 进一步恶化了系统的高频抖振和位置观测误差^[7]。文献[8]采用连续的 tanh 函数, 减小了系统抖振。文献[9]通过引入全阶滑模观测器 (Full-Order Sliding Mode Observer, FOSMO) 有效提高了观测精度并解决了低通滤波器的使用问题。文献[10]通过构建非奇异终端滑模面, 使系统在有限时间内快速收敛, 同时引入全新的滑模趋近律, 有效削弱了系统运行中的抖振现象。文献[11]提出了一种基于反电动势的自适应律, 通过构建状态观测器在线更新反电动势, 提升了观测精度, 但其滑模增益仍是固定的。在低转速下, 过大的增益会导致严重的控制畸变。

针对传统 FOSMO 存在的系统抖振明显、观测精度欠佳及适用速域有限等问题, 本文提出了一种自适应 FOSMO。为有效抑制系统抖振, 该观测器采用 tanh 函数替代传统 *sign* 函数, 同时引入基于估计转速和电流误差的自适应滑模增益机制, 使增益能够根据估计转速实时动态调整, 提升

系统对转速与负载变化的适应性。仿真和试验结果表明, 所提自适应 FOSMO 在抑制抖振、提升转子位置观测精度以及增强低速域稳定性方面具有显著优势。

1 PMSM 数学模型

为简化 PMSM 建模与分析, 忽略电机绕组漏感, 不计铁心涡流损耗与磁滞损耗, 并假定永磁体所产生的气隙磁场在气隙空间内呈正弦波规律分布^[12]。建立两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压数学模型^[13], 如式(1)所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_α, u_β 和 i_α, i_β 分别为定子电压和定子电流的 α, β 轴分量; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; ω_e 为电角速度; e_α, e_β 分别为 α, β 轴上的扩展反电动势, 其表达式为

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \left(\omega_e i_d - \frac{di_q}{dt} \right) + \psi_f \omega_e \\ \psi_f \omega_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ψ_f 为永磁体磁链; θ_e 为电角度。

由式(2)可知, 扩展反电动势中包含电角速度与电角度信息。因此通过观测分析 e_α, e_β , 即可获取电机转子位置与转速信息^[14]。

2 自适应 FOSMO

2.1 FOSMO

传统滑模观测器依赖低通滤波器提取平滑信号, 然而这一过程不可避免地引入相位滞后, 对转子位置估计精度产生严重影响^[15]。对此, 可选取定子电流与扩展反电动势作为观测对象构建 FOSMO。经理论推导验证, FOSMO 本身具备二阶低通滤波特性, 因此无需额外配置低通滤波器^[16]。

电机的机械时间常数远大于电气时间常数, 在一个完整的控制周期内, 电机转速仅产生微小变化^[17], 即 $\dot{\omega} = 0$ 。由此, 对式(2)求导并化简得到:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_\alpha \\ \dot{e}_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} \quad (3)$$

将式(3)代入式(1),得到电机的全阶状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$; $\mathbf{e} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$; $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$;
 $\mathbf{A}_{12} = -\mathbf{I}/L_d$, $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{A}_{22} = \omega_e \cdot \mathbf{J}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$;
 $\mathbf{B}_1 = \mathbf{I}/L_d$; $\mathbf{A}_{11} = [\omega_e(L_d - L_q) \cdot \mathbf{J} - \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}]/L_d$ 。

根据式(4)建立的 FOSMO 由扩展反电动势观测器和电流观测器共同构成,如式(5)所示:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} - \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{11} \\ \mathbf{C}_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$, \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 分别为 i_α 、 i_β 的观测值; $\hat{\mathbf{e}} = [\hat{e}_\alpha \ \hat{e}_\beta]^T$, \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 分别为 e_α 、 e_β 的观测值; $\hat{\mathbf{A}}_{11} = [\hat{\omega}_e(L_d - L_q) \cdot \mathbf{J} - \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}]/L_d$; $\hat{\omega}_e$ 为 ω_e 的观测值; $\hat{\mathbf{A}}_{22} = \hat{\omega}_e \cdot \mathbf{J}$; $\mathbf{C}_{11} = n\mathbf{I}/L_d$, n 为电流观测器增益; $\mathbf{C}_{21} = -m\mathbf{I}/L_d$, m 为扩展反电动势观测器增益; $\begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} =$

$$\begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}。$$

滑模增益的取值面临高速收敛性与低速平稳性之间的固有矛盾,难以在全速域内实现最优性能^[18]。

传统 FOSMO 结构框图如图 1 所示^[19]。其中, $\hat{\theta}_e$ 为 θ_e 的观测值。

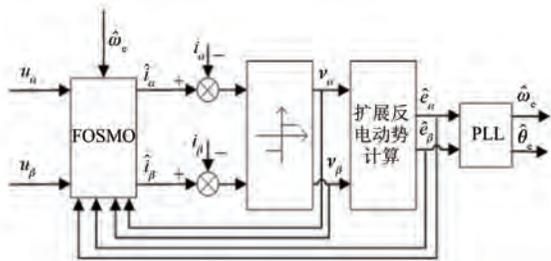


图 1 传统 FOSMO 结构框图

Fig. 1 Traditional FOSMO structure block diagram

2.2 基于 tanh 函数的 FOSMO

传统的 FOSMO 使用 sign 函数作为滑模切换函数,在达到稳态的过程中观测的角度和转速会出现较大抖振。为实现观测器在边界层内

部的平滑切换,本文选用 \tanh 函数作为滑模切换函数,其在边界层过渡点处具备更优的平滑特性^[20]。

\tanh 函数图像如图 2 所示,其表达式为

$$\tanh(s) = \frac{\exp(s) - \exp(-s)}{\exp(s) + \exp(-s)} \quad (6)$$

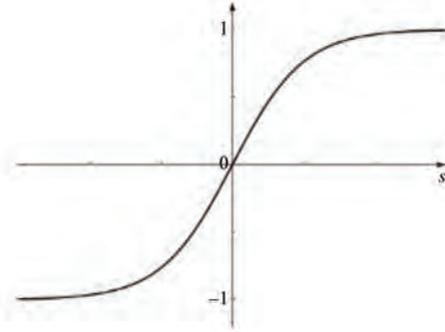


图 2 tanh 函数图像

Fig. 2 Image of tanh function

基于 \tanh 函数的 FOSMO 的表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} - \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{11} \\ \mathbf{C}_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu'_\alpha \\ \nu'_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{式中: } \begin{bmatrix} \nu'_\alpha \\ \nu'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tanh(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \tanh(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}。$$

2.3 自适应滑模增益

电机中高速运行时,为确保系统具备较强的鲁棒性与快速响应能力,通常需配置较大的滑模增益^[21]。然而,增益过大容易引发系统额外抖振,进而造成扩展反电动势估计值发生畸变,最终影响电机控制系统的控制精度^[22]。因此,为确保系统在不同转速工况下均能发挥优良性能,需构建自适应滑模增益,即:

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\min} + l(|\hat{i}_\alpha - i_\alpha|)\hat{\omega}_e \\ k_{\min} + l(|\hat{i}_\beta - i_\beta|)\hat{\omega}_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: l 为自适应系数; k_{\min} 为最小基础增益。

k_{\min} 能够确保电机在低速运行时,仍然有足够大的增益来维持系统的稳定性。其理论下限由最低运行转速下的反电动势幅值决定,即 $k_{\min} > \omega_{e,\min} \psi_f$ 。 l 决定滑模增益随电流误差和转速变化的灵敏度。 l 过大会导致系统对误差和转速的变化过于敏感,导致系统响应过快,引起轻微振荡; l 过小导致系统动态调节能力减弱,在高转速或大

误差工况下,无法快速提升增益至所需水平,影响收敛速度和抗扰动能力。

2.4 自适应 FOSMO 稳定性证明

根据式(7),加入自适应滑模增益后的 FOSMO 表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & A_{12} \\ \mathbf{0} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} C_{1k} \\ C_{2k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu'_\alpha \\ \nu'_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $C_{1k} = k/L_d$; $C_{2k} = -m \cdot I/L_d$ 。

将式(9)与式(4)相减,得到两个观测器的误差为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & A_{12} \\ \mathbf{0} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_{1k} \\ C_{2k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu'_\alpha \\ \nu'_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $\tilde{i} = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$ 为电流观测误差; $\tilde{e} = [\hat{e}_\alpha - e_\alpha \quad \hat{e}_\beta - e_\beta]^T$ 为扩展反电动势观测误差。

依次对两个观测器的稳定性进行证明。定义电流观测器滑模面 S_i 为

$$S_i = \begin{bmatrix} S_{i_\alpha} \\ S_{i_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

定义电流的 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2}(S_{i_\alpha}^2 + S_{i_\beta}^2) \quad (12)$$

为了保证系统的稳定性,需满足 $\dot{V}_1 < 0$ 。对式(12)求导并将式(7)代入得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\frac{R_s}{L_d}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) - \frac{1}{L_d}(\tilde{i}_\alpha \tilde{e}_\alpha + \tilde{i}_\beta \tilde{e}_\beta) - \\ & \frac{k_{\min}}{L_d}(|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) - \frac{l \cdot \hat{\omega}_e}{L_d}(|\tilde{i}_\alpha|^2 + |\tilde{i}_\beta|^2) \end{aligned} \quad (13)$$

观察式(13)发现第一项、第三项和第四项为负定项,只有第二项为不确定项,因此对二项进行讨论。

根据柯西-施瓦茨不等式和扩展反电动势性质,得到:

$$\begin{aligned} |\tilde{i}_\alpha \tilde{e}_\alpha + \tilde{i}_\beta \tilde{e}_\beta| & \leq (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) \cdot \\ \max(|\tilde{e}_\alpha| + |\tilde{e}_\beta|) & \leq (|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|) \cdot e_{\max} \end{aligned} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -\frac{R_s}{L_d}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) - \frac{l \cdot \hat{\omega}_e}{L_d}(|\tilde{i}_\alpha|^2 + |\tilde{i}_\beta|^2) + \\ & \frac{1}{L_d}(|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|)(e_{\max} - k_{\min}) \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)可知,当 $k_{\min} > e_{\max}$ 时,满足 $\dot{V}_1 < 0$ 。但 k_{\min} 为最小基础增益,存在 $k_{\min} < e_{\max}$ 的可能。当 $k_{\min} < e_{\max}$ 时,引入自适应项 $l \cdot |\hat{i}| \cdot \hat{\omega}_e$,从而确保 $\dot{V}_1 < 0$ 。

当电流进入滑模面时,即 $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$,根据等效控制理论得到:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \tilde{e}_\beta - \frac{m}{L_d} \frac{\tilde{e}_\alpha}{k_\alpha} \\ \dot{\tilde{e}}_\beta = \hat{\omega}_e \tilde{e}_\alpha - \frac{m}{L_d} \frac{\tilde{e}_\beta}{k_\beta} \end{cases} \quad (16)$$

定义扩展反电动势观测器滑模面 S_e 为

$$S_e = \begin{bmatrix} S_{e_\alpha} \\ S_{e_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha \\ \tilde{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha - e_\alpha \\ \hat{e}_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

定义扩展反电动势的 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2}(S_{e_\alpha}^2 + S_{e_\beta}^2) \quad (18)$$

为保证系统的稳定性,需满足 $\dot{V}_2 < 0$ 。对(18)求导得到:

$$\dot{V}_2 = \dot{S}_{e_\alpha} S_{e_\alpha} + \dot{S}_{e_\beta} S_{e_\beta} = \dot{\tilde{e}}_\alpha \tilde{e}_\alpha + \dot{\tilde{e}}_\beta \tilde{e}_\beta \quad (19)$$

将式(16)代入式(19)中得到:

$$\dot{V}_2 = -\frac{m}{L_d} \left(\frac{\tilde{e}_\alpha^2}{k_\alpha} + \frac{\tilde{e}_\beta^2}{k_\beta} \right) \quad (20)$$

观察式(20)发现只要扩展反电动势的滑模增益 m 为正数,就满足 $\dot{V}_2 < 0$ 。

自适应 FOSMO 结构框图如图 3 所示。

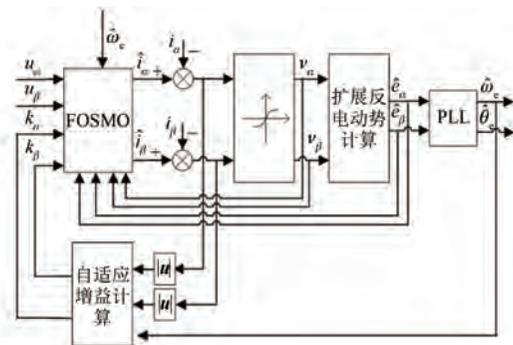


图 3 自适应 FOSMO 结构框图

Fig. 3 Adaptive FOSMO structure block diagram

2.5 转子位置计算

本文使用归一化正交锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)策略^[23]对转子位置角进行跟踪。该方法在传统PLL结构的基础上引入归一化处理,有效提升了转子位置角跟踪的动态性能^[24]。归一化正交PLL结构框图如图4所示。

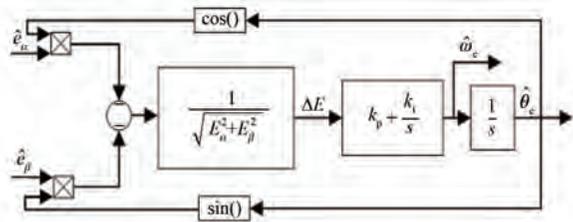


图4 归一化正交PLL结构框图

Fig. 4 Normalized orthogonal PLL structure block diagram

对扩展反电动势信号进行归一化处理后,其对应的误差为

$$\Delta E = \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (21)$$

由式(21)可知,归一化PLL的观测性能不会因转速变化而波动,进而提高了估计精度。

3 仿真分析

为了验证本文所提自适应FOSMO的可行性,在Matlab/Simulink中搭建模型进行仿真分析。选择内置式PMSM,仿真参数设置如下: $L_d = 1 \text{ mH}$, $L_q = 5 \text{ mH}$, $R_s = 0.2 \ \Omega$,极对数为3, $\psi_f = 0.0187 \text{ Wb}$,额定转速为2000 r/min。

基于自适应FOSMO的无传感器控制系统框图如图5所示。

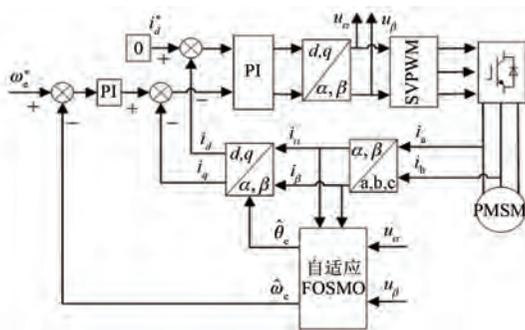


图5 基于自适应FOSMO的无传感器控制系统框图
Fig. 5 Block diagram of sensorless control system based on adaptive FOSMO

3.1 低速稳态仿真

低速仿真在200 r/min下进行。传统FOSMO

和自适应FOSMO在低速稳态下的转速响应对比如图6所示。

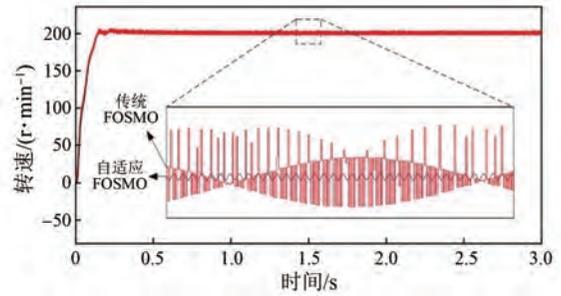


图6 传统FOSMO和自适应FOSMO在低速稳态下的转速响应对比

Fig. 6 Comparison of speed response for traditional FOSMO and adaptive FOSMO under low speed steady state condition

由图6可知,自适应FOSMO使用了tanh函数和自适应增益,相较于传统FOSMO,电机的转速波动明显减小。

图7为本文所提基于估计转速和电流误差的自适应FOSMO与文献[11]所提基于反电动势的自适应滑模观测器在低速稳态下的转速响应对比。

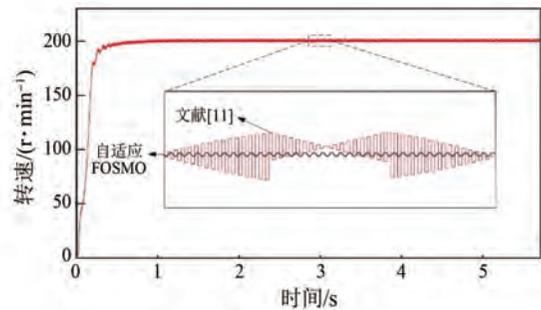


图7 两种自适应滑模观测器在低速稳态下的转速响应对比

Fig. 7 Comparison of speed response for two adaptive sliding mode observers under low speed steady state condition

由图7可知,本文所提基于估计转速和电流误差的自适应FOSMO在低速时对系统抖振的抑制效果更优,转速波形更平稳。

图8和图9分别为自适应FOSMO和传统FOSMO在低速稳态下的估计扩展反电动势仿真波形。

对比图8和图9可知,自适应FOSMO的估计扩展反电动势波形更加光滑,正弦性更好,在低速时对抖振的抑制效果更好。

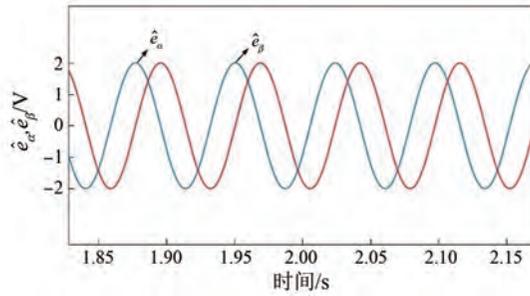


图 8 低速稳态下自适应 FOSMO 的估计扩展反电动势仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of estimated extended back electromotive force for adaptive FOSMO under low speed steady state condition

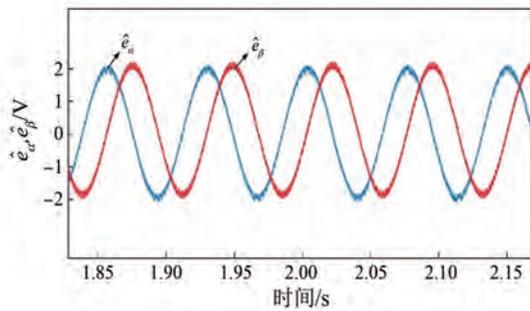


图 9 低速稳态下传统 FOSMO 的估计扩展反电动势仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of estimated extended back electromotive force for traditional FOSMO under low speed steady state condition

图 10 和图 11 分别为自适应 FOSMO 和传统 FOSMO 在低速稳态下的角度误差仿真波形。

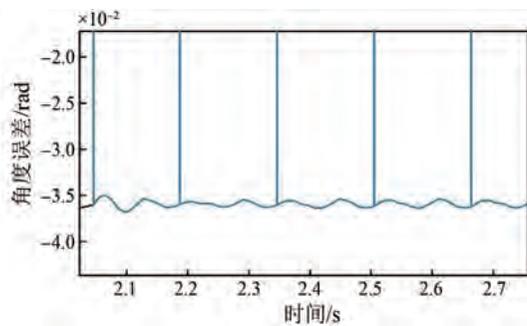


图 10 低速稳态下自适应 FOSMO 的角度误差仿真波形
 Fig. 10 Simulation waveform of angle error for adaptive FOSMO under low speed steady state condition

对比图 10 和图 11 可知,传统 FOSMO 估计的转子角度存在较大误差,为 0.4 rad;而自适应 FOSMO 估计的转子角度更接近实际值,误差为 0.035 rad,并且角度误差波动更小,识别精度更高。

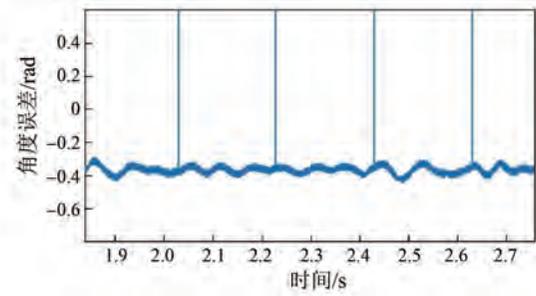


图 11 低速稳态下传统 FOSMO 的角度误差仿真波形
 Fig. 11 Simulation waveform of angle error for traditional FOSMO under low speed steady state condition

3.2 中高速稳态仿真

中高速仿真在 2 000 r/min 下进行。图 12 和图 13 分别为自适应 FOSMO 和传统 FOSMO 在中高速稳态下的估计扩展反电动势仿真波形。

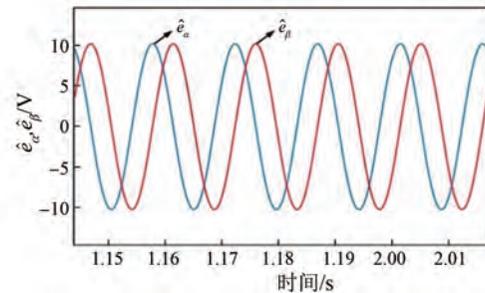


图 12 中高速稳态下自适应 FOSMO 的估计扩展反电动势仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of estimated extended back electromotive force for adaptive FOSMO under medium-high speed steady state condition

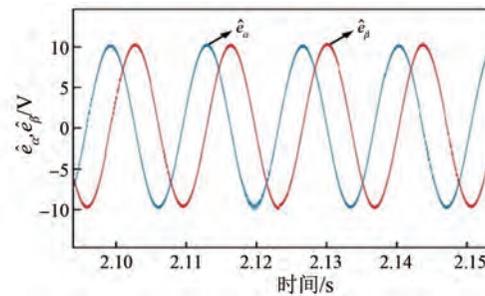


图 13 中高速稳态下传统 FOSMO 的估计扩展反电动势仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of estimated extended back electromotive force for traditional FOSMO under medium-high speed steady state condition

对比图 12 和图 13 可知,由于自适应 FOSMO 使用 tanh 函数代替不连续 sign 切换函数,所以其中高速下的估计扩展反电动势波形依旧保持良

好的正弦性,系统抖振较小。

图 14 和图 15 分别为自适应 FOSMO 和传统 FOSMO 在中高速稳态下的的角度误差仿真波形。

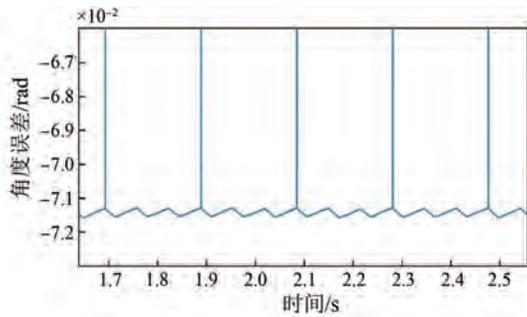


图 14 中高速稳态下自适应 FOSMO 的角度误差仿真波形
Fig. 14 Simulation waveform of angle error for adaptive FOSMO under medium-high speed steady state condition

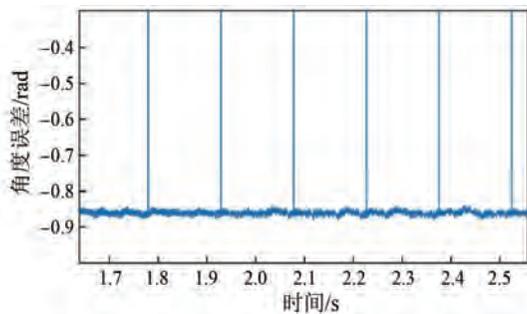


图 15 中高速稳态下传统 FOSMO 的角度误差仿真波形
Fig. 15 Simulation waveform of angle error for traditional FOSMO under medium-high speed steady state condition

对比图 14 和图 15 可知,传统 FOSMO 估计的转子角度存在较大误差,为 0.85 rad;而自适应 FOSMO 估计的转子角度更接近实际值,误差更小,为 0.071 rad。

4 试验验证

硬件试验平台采用 TC387 为主控芯片,使用 Vector 公司开发的 CANoe 实现上位机通信,并通过旋变硬解码电路对电机转速及转子位置进行实时识别。试验平台如图 16 所示。

图 17、图 18 和图 19 分别为传统 FOSMO、自适应 FOSMO 和基于反电动势的自适应滑模观测器的估计转速试验结果。

对比图 17 ~ 图 19 可知,本文所提自适应 FOSMO 的转速跟踪效果最好,系统抖振最小。根据实际调试,在电机运行过程中,最小基础增益

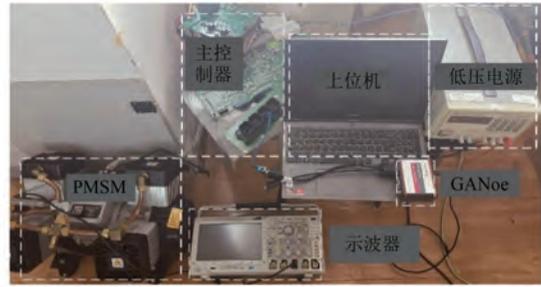


图 16 试验平台

Fig. 16 Experimental platform

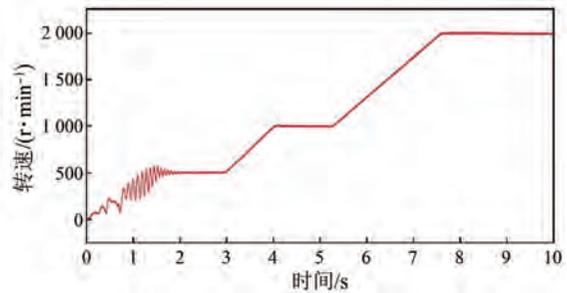


图 17 传统 FOSMO 估计转速试验结果

Fig. 17 Experimental result of estimate speed for traditional FOSMO

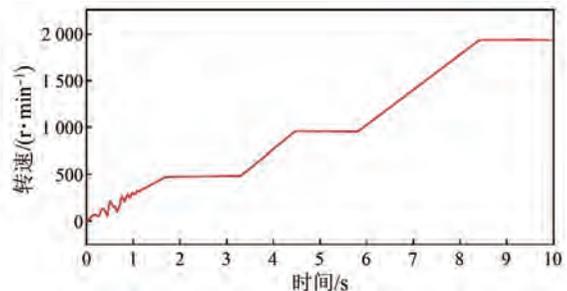


图 18 自适应 FOSMO 估计转速试验结果

Fig. 18 Experimental result of estimate speed for adaptive FOSMO

k_{\min} 为 3 000,自适应系数 l 为 5。

图 20 和图 21 分别为传统 FOSMO 和自适应 FOSMO 观测角度误差试验结果。

对比图 20 和图 21 可知,自适应 FOSMO 的角度误差仅为 0.012 rad,误差较小,其估计的转子位置更接近实际值。

5 结语

针对传统 FOSMO 的不足,本文提出了一种滑模增益自适应 FOSMO。利用 tanh 函数替代传统的 sign 函数,并引入基于估计转速和电流误差的自适应律实时改变全阶滑模增益。仿真和试验

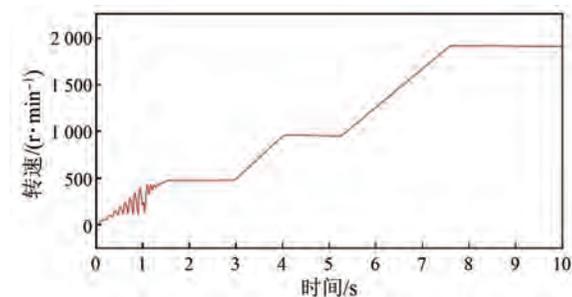


图 19 基于反电动势的自适应滑模观测器估计转速试验结果

Fig. 19 Experimental result of estimate speed for adaptive sliding mode observer based on back electromotive force

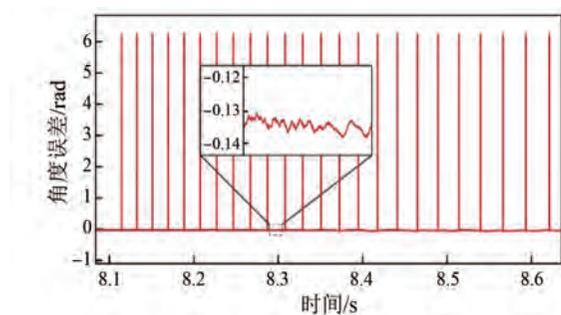


图 20 传统 FOSMO 的角度误差试验结果

Fig. 20 Experimental result of angle error for traditional FOSMO

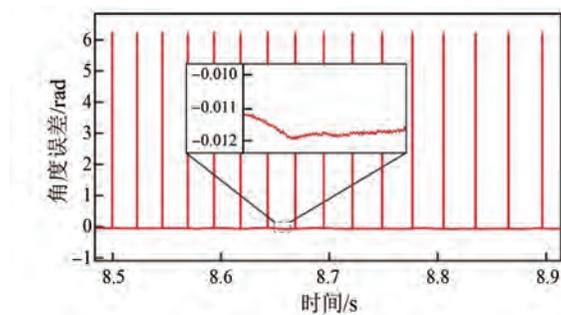


图 21 自适应 FOSMO 的角度误差试验结果

Fig. 21 Experimental result of angle error for adaptive FOSMO

结果表明,在所提自适应 FOSMO 下,系统抖振得到显著抑制,系统整体稳定性得到提升,且滑模观测器的适用速度也得到了拓宽。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

胡玉博进行了方案设计、试验研究、内容总结与论文撰写,宋建国、曹伟杰、鲁肇文参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experimental study, content summary and paper writing were carried out by Hu Yubo. The manuscript was reviewed and revised by Song Jianguo, Cao Weijie, and Lu Zhaowen. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 兰志勇,张丽雨,李福,等. 永磁同步电机控制技术综述[J]. 电气技术, 2025, 26(8): 1-10.
Lan Z Y, Zhang L Y, Li F, et al. Review of the control technologies of permanent magnet synchronous motor [J]. Electrical Engineering, 2025, 26(8): 1-10.
- [2] 孙洪博,张晓宇,柳向斌. 永磁同步电机无传感器控制研究综述[J]. 控制工程, 2024, 31(10): 1786-1796.
Sun H B, Zhang X Y, Liu X B. A review of sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. Control Engineering of China, 2024, 31(10): 1786-1796.
- [3] 张国强,杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 1-13.
Zhang G Q, Du J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [4] Wang S, Ni R G, Liu X F, et al. Position sensorless control of multiphase PMSM based on harmonic back-EMF observation [C]//2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference, Harbin, China, 2024: 4354-4359.
- [5] Zuo Y, Lai C Y, Iyer K L V. Review of sliding mode observer based sensorless control methods for PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11352-11367.
- [6] Li Y, Hu H, Shi P C. A review of position sensorless compound control for PMSM drives [J]. World Electric Vehicle Journal, 2023, 14(2): 34-36.

- [7] 刘力卿, 么军, 贺春, 等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 356-366.
Liu L Q, Yao J, He C, et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 356-366.
- [8] 石澳浦, 张宏, 李凯璇, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机控制研究[J]. 电工技术, 2025 (3): 29-32.
Shi A P, Zhang H, Li K X, et al. Research on permanent magnet synchronous motor control based on improved sliding mode observer [J]. Electric Engineering, 2025(3): 29-32.
- [9] 孙元杰. 基于全阶滑模观测器的IPMSM无位置传感器控制策略研究[D]. 曲阜: 曲阜师范大学, 2021.
Sun Y J. Research on sensorless control strategy for IPMSM based on full-order sliding mode observer [D]. Qufu: Qufu Normal University, 2021.
- [10] 肖伸平, 张智恒, 刘政轩, 等. 自适应变速趋近律的PMSM终端滑模控制[J/OL]. 控制工程, 2025-09-12. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240876>.
Xiao S P, Zhang Z H, Liu Z X, et al. Terminal sliding mode control of PMSM with adaptive variable approach law [J/OL]. Control Engineering of China, 2025-09-12. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240876>.
- [11] 彭思齐, 蒋雨函, 兰志勇, 等. 永磁同步电机新型指数型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 104-114.
Peng S Q, Jiang Y H, Lan Z Y, et al. Sensorless control of new exponential adaptive sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(5): 104-114.
- [12] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 103-112.
Ma Y X, Lei Z Q, Gu P P, et al. Research on PMSM speed control based on improved super-twisting sliding mode linear active disturbance rejection [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 103-112.
- [13] 杨涛, 杨明军, 汪高乐. 基于脉振高频注入和模糊超螺旋滑膜观测器的永磁同步电机全速域无感控制[J]. 电动工具, 2024(4): 6-13.
Yang T, Yang M J, Wang G L. Sensorless control of PMSM in full speed domain based on pulse oscillation high-frequency injection and fuzzy super spiral sliding mode observer [J]. Electric Tool, 2024(4): 6-13.
- [14] 张会林, 王国强, 杨海马. 神经网络优化二阶滑模观测器的PMSM无感控制[J]. 控制工程, 2022, 29(11): 2075-2081.
Zhang H L, Wang G Q, Yang H M. Sensorless control of PMSM based on second-order sliding mode observer optimized by neural network [J]. Control Engineering of China, 2022, 29(11): 2075-2081.
- [15] 祝新阳, 曾国辉, 黄勃, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 信息与控制, 2020, 49(6): 708-713+721.
Zhu X Y, Zeng G H, Huang B, et al. Vector control for permanent magnet synchronous motor based on improved sliding mode observer [J]. Information and Control, 2020, 49(6): 708-713+721.
- [16] 刘小俊. 带全阶观测器的永磁同步电机电流滑模控制器研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 690-699.
Liu X J. Research on current sliding mode controller with full-order observer for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 690-699.
- [17] 于辉, 周士贵, 马飞鸿, 等. 基于模糊全阶滑模观测器的PMSM无传感器控制[J]. 电气传动, 2024, 54(7): 3-10.
Yu H, Zhou S G, Ma F H, et al. Sensorless control of PMSM based on fuzzy full-order sliding mode observer [J]. Electric Drive, 2024, 54(7): 3-10.
- [18] 单正娅, 周华伟. 基于滑模状态观测器的PMSM位置控制[J/OL]. 电源学报, 2025-09-12. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20241225.1219.002>.
Shan Z Y, Zhou H W. Position control of permanent magnet synchronous motors based on sliding mode state observers [J/OL]. Journal of Power Supply, 2025-09-12. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20241225.1219.002>.
- [19] Xu W J, Qu S C, Zhao J H, et al. An improved full-order sliding-mode observer for rotor position and speed estimation of SPMSM [J]. IEEE Access, 2021, 9: 15099-15109.

- [20] 刘叶, 杨光永, 徐天奇, 等. 基于双曲正切函数的滑模观测器研究[J]. 计算机与数字工程, 2022, 50(10): 2312-2316.
Liu Y, Yang G Y, Xu T Q, et al. Research on sliding mode observer based on hyperbolic tangent function [J]. Computer & Digital Engineering, 2022, 50(10): 2312-2316.
- [21] 王智, 肖强晖, 曾甲元. 基于扩展高阶滑模扰动观测器的 PMSM 终端滑模控制[J]. 船电技术, 2025, 45(1): 75-80.
Wang Z, Xiao Q H, Zeng J Y. Terminal sliding mode control of PMSM based on extended high-order sliding mode disturbance observer [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2025, 45(1): 75-80.
- [22] Luo M, Yu Z C, Xiao Y, et al. Full-order adaptive sliding mode control with extended state observer for high-speed PMSM speed regulation [J]. Scientific Reports, 2023, 13(1): 6200.
- [23] 王秀莲, 胥子晨. 基于改进滑模观测器的 PMSM 控制研究[J]. 工业控制计算机, 2024, 37(7): 26-28.
Wang X L, Xu Z C. Research on PMSM control based on improved sliding mode observer [J]. Industrial Control Computer, 2024, 37(7): 26-28.
- [24] 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 X, Chen S, Li J, 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.

收稿日期:2025-10-10

收到修改稿日期:2025-12-23

作者简介:

宋建国(1974—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电气传动, songjg@bjut.edu.cn;

* 通信作者:胡玉博(2003—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动, huyubo0520@163.com。