

张伟,郭勇,钟勇,等.带负载扰动辨识改进滑模观测器的PMSM无传感器控制[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2025,40(4):56-66. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2025.04.007

ZHANG W, GUO Y, ZHONG Y, et al. Sensorless Control for PMSM Based on Improved Sliding-Mode Observer with Load Disturbance Identification [J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2025, 40(4): 56-66. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2025.04.007

带负载扰动辨识改进滑模观测器的 PMSM 无传感器控制

张伟¹, 郭勇^{1*}, 钟勇², 杨书仪¹

(1.湖南科技大学 机电工程学院,湖南 湘潭 411201;2.国家石油天然气管网集团有限公司 湖南分公司,湖南 长沙 410000)

摘要:为实现表贴式永磁同步电机的无传感器控制,设计了一种带负载扰动辨识的改进滑模观测器.针对传统滑模观测时的相位延迟和抖振现象,从滑模面、趋近律以及切换函数三方面进行改进,推导了基于新型滑模控制律的滑模观测器组成原理,同时验证了改进滑模观测器中不同切换函数对系统性能的影响.为避免使用传统的双闭环级联控制结构,利用非线性反馈积分滑模控制器代替PI调节器,加快了系统响应速度同时减小抖振.结果表明:基于双曲函数和幂函数的改进滑模观测器在变载阶段具有更好的观测性能,其转速估计误差分别减小为 ± 4.36 和 ± 4.87 rad/s.同时改进滑模观测器和积分滑模控制器组成的单回路结构能够有效避免传统PI控制的超调现象,进一步提升系统的动态性能.

关键词:无传感器控制;新型滑模控制律;切换函数;滑模观测器

中图分类号:TM341

文献标志码:A

文章编号:1672-9102(2025)04-0056-11

Sensorless Control for PMSM Based on Improved Sliding-Mode Observer with Load Disturbance Identification

ZHANG Wei¹, GUO Yong¹, ZHONG Yong², YANG Shuyi¹

(1. School of Mechanical Engineering, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China;

2. Hunan Branch, National Petroleum and Natural Gas Pipeline Network Group Co., Ltd., Changsha 410000, China)

Abstract: An improved sliding mode observer with load disturbance identification is designed for sensorless control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor. To address the phase delay and chattering phenomenon in traditional sliding mode observation, the composition principle of the sliding mode observer based on the novel sliding-mode control law is derived by improving the sliding-mode surface, the convergence law and the switching function. The effects of different switching functions in the improved sliding mode observer on the performance of the system are also verified. To avoid using the traditional double-closed-loop cascaded control structure, a nonlinear feedback integral sliding mode controller is used instead of the PI regulator, which speeds up the system response while reducing chattering. The results show that the improved sliding mode observer based on hyperbolic and power functions has better observation performance in the variable load stage, and its speed estimation errors are reduced to ± 4.36 and ± 4.87 rad/s, respectively. Meanwhile, the single-loop structure

收稿日期:2023-07-14

基金项目:湖南省教育厅重点项目资助(23A0376;23A0362),湖南省自然科学基金资助项目(2025JJ50209)

*通信作者, E-mail: hnkjdx_guoy@163.com

composed of the improved sliding mode observer and the integral sliding mode controller can effectively avoid the overshoot phenomenon of the traditional PI control, and further improve the dynamic performance of the system.

Keywords: sensorless control; novel sliding-mode control law; switching function; sliding-mode observer

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有体积小、功率密度高等诸多优点,因而被广泛应用于智能制造等领域^[1-2].当前 PMSM 的控制方式主要包括变压变频控制、矢量控制以及直接转矩控制这3类,其中矢量控制策略是理想的控制方式^[3-5].由于电机复杂的内部结构以及交流调速系统的非线性等不确定性因素^[6],导致传统的PI控制方式无法获得高品质的控制效果.

滑模控制具有算法简单、对电机参数变化不敏感、系统鲁棒性强以及容易实现的特点,因而被广泛用于 PMSM 的矢量控制^[7].文献[8]提出一种基于新型滑模趋近律的 PMSM 控制策略,在抑制系统抖振的同时确保系统具有较高的跟踪特性;文献[9]提出一种特殊的电机位置控制驱动方案,建立基于 PC 的增量式运动控制器的电机控制系统,并验证了该控制器的有效性;文献[10]中 JIANG 等为提高 PMSM 的驱动性能以及速度和电流的跟踪精度,设计了高阶滑模观测器,用于估计速度和电流回路中的干扰和不确定性,并对估计值进行反馈补偿,提升系统的速度和电流跟踪鲁棒性;文献[11]提出一种自适应磁链滑模观测器,在现有的2种滑动模态基础上引入了过渡模态,结合在线调整观测器增益的算法,成功抑制了传统磁链滑模观测器的抖振问题;文献[12]讨论了滑模观测器中不同切换函数对观测器性能的影响,并给出不同成形系数下的实验结果.由于上述文献中的滑模控制策略多采用双闭环控制结构,虽然保证了系统的闭环稳定性,但也降低了系统的动态性能,同时PI控制器的参数难以确定,系统受负载转矩扰动影响较大,无法实现对 PMSM 的高性能矢量控制.

为解决上述问题,本文设计了一种基于新型滑模控制律的改进滑模观测器,用于获取电机转子位置和速度信息,同时根据反馈线性化原理设计积分滑模控制器以加快系统响应速度.在改进滑模观测器中,为加快电流误差的收敛速度,利用积分滑模面代替线性滑模面,同时采用不同类型的切换函数代替符号函数并结合自适应滑模增益算法设计观测器模型.为降低传统滑模观测时的相位延迟的影响,使用改进锁相环提取转子位置和速度信息,并对不同类型切换函数下的观测器性能进行验证.最后为避免使用双闭环控制结构,采用积分滑模控制器代替传统的PI控制器,结合负载扰动辨识观测器构成单回路控制系统,进一步提升系统的动态响应特性.

1 改进滑模观测器功能实现

以表贴式 PMSM 为例,令 $L_d = L_q = L_s$, 得到电机在 $\alpha\beta$ 参考坐标系的数学模型为^[13]

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\alpha - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{u_\alpha}{L_s}; \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\beta - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{u_\beta}{L_s}; \\ e_\alpha = -\psi_f\omega_e\sin\theta_e; \\ e_\beta = \psi_f\omega_e\cos\theta_e. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_α, u_β 和 i_α, i_β 分别为 α 轴和 β 轴的定子电压和定子电流; R 为定子电阻; L_s 为定子电感; e_α, e_β 为反电动势的 α 轴和 β 轴分量; ω_e, θ_e 为转子电角速度和电角度; ψ_f 为转子磁链.

利用非线性积分滑模面代替传统的线性滑模面进行滑模观测器的设计^[14].通过合理设计积分器的初始状态,使系统一开始就处于滑模面上,从而加快系统的收敛速度.

设计系统积分滑模面表达式为

$$s = c_1 \tilde{i} + c_2 \int \tilde{i} dt. \quad (2)$$

式中: $s = [s_\alpha \ s_\beta]^T$ 为初始滑模面; $\tilde{i} = [\dot{i}_\alpha - i_\alpha \ \dot{i}_\beta - i_\beta]^T$ 为电流观测误差, $c_1, c_2 > 0$.

滑模观测器的数学模型可定义为

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

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为 α, β 轴电流的观测值; v_α, v_β 为观测器的反馈信号.

由式(3)与式(1)可得观测器误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha - v_\alpha \\ e_\beta - v_\beta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

由式(2)~式(4)得到改进滑模控制律的表达式为

$$\mathbf{v} = \frac{L_s}{c_1} [(k + \xi)f(s) + ls] + \mu + \left(\frac{c_2 L_s}{c_1} - R\right) \tilde{\mathbf{i}}. \quad (5)$$

式中: $k, \xi, l > 0$, 为观测器的增益值; $f(s)$ 为系统的切换函数; μ 为待设计的常数.

为适应随转速变化的反电动势, 设计如下自适应滑模增益算法^[15]:

$$\xi = \begin{cases} \frac{\omega_{\text{ref}} \xi'}{\omega_0}, & |x| > \eta; \\ \frac{|\dot{x}|}{|x| + |\dot{x}|} \cdot \frac{\omega_{\text{ref}} \xi'}{\omega_0}, & |x| \leq \eta. \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\eta > 0$ 为设定的误差界限; ω_{ref} 为参考转速; ω_0 为转速额定值; ξ' 为基准滑模增益; x 为系统的观测误差.

为抑制传统滑模观测的抖振现象, 引入图 1 所示的几类连续切换函数代替符号函数进行观测器设计. 其中, m_i, E_i 以及 Δ_i 分别为双曲函数、饱和函数以及幂函数的成形系数. 由于双曲函数、饱和函数以及幂函数在区间内具有光滑连续特性, 在同样电流误差下的补偿量远小于符号函数, 因此能够有效地抑制系统的抖振现象, 同时减小由开关函数引起的谐波分量.

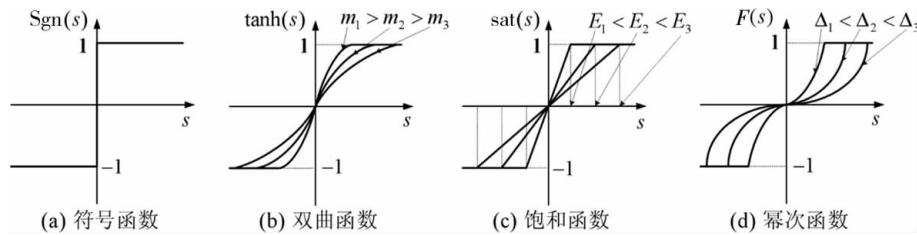


图 1 不同类型的切换函数

图 2 给出了改进滑模观测器的原理图, 其中切换函数主要包括符号函数、双曲函数、饱和函数以及幂函数. 在得到反电动势 $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 后, 使用锁相环结构获取转子位置和速度信息.

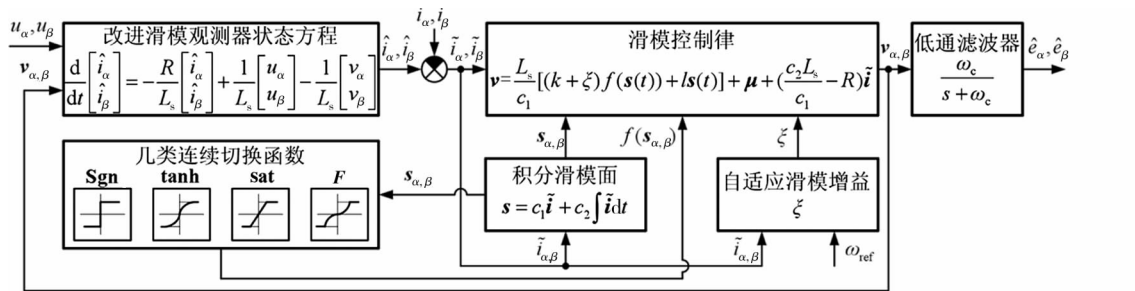


图 2 改进滑模观测器原理

为保证系统稳定性, 设计如下的 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}. \quad (7)$$

结合式(5),可得到稳定性判定方程:

$$\frac{dV}{dt} = [s_\alpha \ s_\beta] \begin{bmatrix} \frac{c_1}{L_s}(e_\alpha - \mu) - [(k + \xi)f(s_\alpha) + ls_\alpha] \\ \frac{c_1}{L_s}(e_\beta - \mu) - [(k + \xi)f(s_\beta) + ls_\beta] \end{bmatrix}. \quad (8)$$

若上式成立,得到如式(9)所示的不等式.

$$\frac{c_1}{L_s}(e_\alpha - \mu)s_\alpha - (k + \xi)f(s_\alpha)s_\alpha - ls_\alpha^2 + \frac{c_1}{L_s}(e_\beta - \mu)s_\beta - (k + \xi)f(s_\beta)s_\beta - ls_\beta^2 < 0. \quad (9)$$

根据 Lyapunov 稳定性条件,由于 $|f(s_{\alpha,\beta})| \leq 1$ 且 $f(s_{\alpha,\beta})$ 与 $s_{\alpha,\beta}$ 符号一致,且 $k, \xi, l > 0$ 成立.当 μ 满足下列关系时,恒有 $\mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} \leq 0$ 成立.

$$\mu > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|). \quad (10)$$

2 积分滑模控制器功能实现

考虑到 $\omega_e = p_n \omega_m$, 得到 PMSM 在 dq 参考坐标系的数学模型^[16].

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + p_n \omega_m L_q i_q + u_d; \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \psi_f + u_q; \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m; \\ T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d]. \end{cases} \quad (11)$$

式中: u_d, u_q 与 i_d, i_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电压和定子电流; p_n 为极对数; ω_m 为机械角速度; T_L 为系统负载; B 为阻尼系数; J 为转子轴上的转动惯量.

由于 PMSM 是一个复杂的非线性系统,可以采用反馈线性化^[17]的基本原理将非线性被控对象转换为具有线性特性的系统,然后对线性化后的电机模型进行控制器设计.

对式(11)进行反馈线性化处理实现对 PMSM 的动态解耦.将状态空间方程定义为 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_m]^T$, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [i_d \ \omega_m]^T$, $\mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T$. 对输出变量 $\mathbf{y}$ 进行重复微分得

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \frac{-Ri_d + p_n \omega_m L_q i_q + u_d}{L_d}; \\ \ddot{y}_2 = -\frac{B}{J^2} \left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B\omega_m \right) - \frac{T_L}{J} + \frac{\frac{3}{2} p_n \psi_f}{JL_q} (-Ri_q - p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \psi_f + u_q). \end{cases} \quad (12)$$

定义如下变量:

$$\begin{cases} A_{11} = \frac{1}{L_d}, A_{12} = A_{21} = 0, A_{22} = \frac{\frac{3}{2} p_n \psi_f}{JL_q}, B_1 = \frac{-Ri_d + p_n \omega_m L_q i_q}{L_d}; \\ B_2 = \frac{\frac{3}{2} p_n \psi_f}{JL_q} (-Ri_q - p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \psi_f) - \frac{B}{J^2} \left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B\omega_m \right) - \frac{T_L}{J}. \end{cases} \quad (13)$$

则式(12)可以写为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = A_{11}u_d + A_{12}u_q + B_1; \\ \ddot{y}_2 = A_{21}u_d + A_{22}u_q + B_2. \end{cases} \quad (14)$$

定义变量 $\mathbf{V} = [V_1 \ V_2]^T = [\dot{i}_d \ \ddot{\omega}_m]^T$, 将式(14)变为如式(15)所示的形式:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

由式(15)得到 PMSM 解耦后的反馈线性化控制器的参考电压为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & \frac{JL_q}{\frac{3}{2}p_n\psi_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 - B_1 \\ V_2 - B_2 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

为获取控制器的参考电压,定义电流跟踪误差为 $e_d = i_d^* - i_d$. 为保证系统在整个阶段内具有良好的动态性能,设计如式(17)所示的非线性积分滑模面.

$$s_1 = e_d + c'_1 \int_0^t e_d(\xi) d\xi + \gamma e^{-\frac{t}{\sigma}}. \quad (17)$$

式中: $c'_1 > 0, \gamma > 0, \sigma > 0$ 时变项 $\theta(t) = \gamma e^{-\frac{t}{\sigma}}$ 可以加快收敛速度,且 σ 越小电流收敛速度越快. 设置积分项的初值为 $Q_0 = \int_{-\infty}^0 e_d(\xi) d\xi = -\frac{X_0}{c'_1}$, X_0 为电流误差 e_d 的初始状态.

使用标准形式的饱和函数 $\text{sat}(x)$ 进行积分滑模控制器的设计,由(17)式可得

$$V_1 = c'_1 e_d + k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) + k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) + l's_1 + \dot{\theta}(t). \quad (18)$$

式中: $k_1, k_2, \alpha_1, \beta_1, l'$ 均为控制器参数,且 $k_1 > 0, k_2 > 0, 1 > \alpha_1 > 0, \beta_1 > 1, l' > 0$.

根据式(16)得到滑模控制器在 d 轴的参考电压为

$$u_d = L_d [c'_1 e_d + k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) + k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) + l's_1 + \dot{\theta}(t) + \frac{Ri_d - p_n\omega_m L_q i_q}{L_d}] = L_d [c'_1 e_d + k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) + k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) + l's_1 + \dot{\theta}(t)] + Ri_d - p_n\omega_m L_q i_q \quad (19)$$

同理,为获取 q 轴参考电压,定义转速跟踪误差为 $e_\omega = \omega_m^* - \omega_m$, 则有 $\ddot{e}_\omega = \ddot{\omega}_m^* - B_2 - A_{22}u_q$, 定义如式(20)所示的非线性积分滑模面:

$$s_2 = \dot{e}_\omega + c'_2 \int_0^t \dot{e}_\omega(\xi) d\xi + \gamma e^{-\frac{t}{\sigma}}. \quad (20)$$

式中: $c'_2 > 0; Q_1 = \int_{-\infty}^0 \dot{e}_\omega(\xi) d\xi = -\frac{Y_0}{c'_2}$, 为积分项的初值; Y_0 为 $\dot{e}_\omega$ 的初始状态. 得到如式(21)所示的等式.

$$V_2 = \ddot{\omega}_m^* + c'_2 \dot{e}_\omega + k'_1 |s_2|^{\alpha_2} \text{sat}(s_2) + k'_2 |s_2|^{\beta_2} \text{sat}(s_2) + l's_2 + \dot{\theta}(t). \quad (21)$$

式中: $k'_1 > 0; k'_2 > 0; 1 > \alpha_2 > 0; \beta_2 > 1$.

同理得到 q 轴参考电压为

$$u_q = \frac{JL_q}{\frac{3}{2}p_n\psi_f} [\ddot{\omega}_m^* + c'_2 \dot{e}_\omega + k'_1 |s_2|^{\alpha_2} \text{sat}(s_2) + k'_2 |s_2|^{\beta_2} \text{sat}(s_2) + l's_2 + \dot{\theta}(t)] + Ri_q + p_n\omega_m L_d i_d + p_n\omega_m \psi_f + \frac{L_q T_L}{\frac{3}{2}p_n\psi_f} + \frac{L_q B}{\frac{3}{2}p_n\psi_f J} (\frac{3}{2}p_n\psi_f i_q - T_L - B\omega_m) \quad (22)$$

构造正定函数 $V_d = \frac{1}{2}s_1^2, s_1 \neq 0$, 求导后得

$$\dot{V}_d = -s_1 k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) - s_1 k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) - l's_1^2. \quad (23)$$

式中: $k_1, k_2 > 0$. 可证 $V_d \leq 0$ 成立.

令 $V_q = \frac{1}{2}s_2^2, s_2 \neq 0$, 可证 q 轴电压稳定性.

$$\dot{V}_q = -s_2 k'_1 |s_2|^{\alpha_2} \text{sat}(s_2) - s_2 k'_2 |s_2|^{\beta_2} \text{sat}(s_2) - l' s_2^2. \quad (24)$$

式中: $k'_1, k'_2 > 0$. 故 $\dot{V}_q \leq 0$, q 轴转速能够稳定收敛.

以 d 轴电压为例, 假设系统存在一定的外部扰动 Δ_d , 则滑模控制器在扰动下的表达式为

$$V_1' = c'_1 e_d + k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) + k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) + l' s_1 + \dot{\theta}(t) + \Delta_d. \quad (25)$$

对扰动 Δ_d 上下界进行标定, 假设 $\Delta_{d1} \leq \Delta_d \leq \Delta_{d2}$, 且 Δ'_d 为扰动确定值, 则滑模控制的趋近律为

$$\dot{s}_1 = -k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) - k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) - l' s_1 + \Delta'_d - \Delta_d. \quad (26)$$

对式(23)的正定函数 V_d 求导可得

$$\dot{V}_d = -s_1 k_1 |s_1|^{\alpha_1} \text{sat}(s_1) - s_1 k_2 |s_1|^{\beta_1} \text{sat}(s_1) - l' s_1^2 + s_1 (\Delta'_d - \Delta_d). \quad (27)$$

为保证 d 轴电压稳定, 当 $s_1 > 0$ 时取 $\Delta'_d = \Delta_{d1}$, 当 $s_1 < 0$ 则可取 $\Delta'_d = \Delta_{d2}$, 综合得到扰动的确定值为

$$\Delta'_d = \frac{1}{2}(\Delta_{d2} + \Delta_{d1}) - \frac{1}{2}(\Delta_{d2} - \Delta_{d1}) \text{sign}(s). \quad (28)$$

由此可知: 积分滑模控制器在受到外部干扰时仍然可以快速回到滑模面, 并对一定范围内的干扰具有抑制作用, 同时控制器的适用范围也被进一步扩大.

为减小负载转矩扰动对控制器性能的影响, 引入辨识负载扰动的观测器模型, 将扰动值作为状态变量, 设计如下观测器模型:

$$\begin{cases} J\dot{\omega}_m = 1.5p_n \psi_f i_q - B\hat{\omega}_m - \hat{T}_L + v_{sm}; \\ \hat{T}_L = \lambda v_{sm}; \\ v_{sm} = M \text{sat}(S), S = \hat{\omega}_m - \omega_m. \end{cases} \quad (29)$$

式中: $\hat{T}_L$ 为负载转矩扰动的估计值; $\lambda, M > 0$ 为滑模参数; S 为转速误差滑模面.

在负载转矩 T_L 已知情况下, 可得转矩观测误差方程为

$$\begin{cases} J\dot{\tilde{\omega}}_m = -\tilde{T}_L + M \text{sat}(\tilde{\omega}_m); \\ \dot{\tilde{T}}_L = \lambda M \text{sat}(\tilde{\omega}_m). \end{cases} \quad (30)$$

式中: $\tilde{\omega}_m = \hat{\omega}_m - \omega_m$; $\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L$.

为保证负载扰动观测器的稳定, 构造 Lyapunov 函数为 $V = \frac{1}{2}s^2$, 求导后得

$$\dot{V} = s\dot{s} = \tilde{\omega}_m \dot{\tilde{\omega}}_m. \quad (31)$$

将式(30)代入式(31)得

$$\dot{V} = \frac{1}{J} \tilde{\omega}_m [-\tilde{T}_L + M \text{sat}(\tilde{\omega}_m)]. \quad (32)$$

当 $M < -|\tilde{T}_L|$ 时, 满足稳定性条件 $\dot{V} < 0$. 在实际使用时, 滑模面参数 M 需要满足如下自适应律:

$$M = -\rho |\tilde{T}_L|, \rho > 1. \quad (33)$$

式中: ρ 为滑模安全系数, 通常取 $\rho = 2$ 即可.

3 仿真与实验结果分析

针对表贴式 PMSM, 采用 $i_d = 0$ 的闭环控制策略, 图3为搭建的 PMSM 无传感器实验平台. 该平台由永磁同步电机、电机驱动板、STM32 微控制处理器、直流开关电源、仿真调试下载器以及 PC 端上位机软件组成. 利用 PMSM 自带的编码器获取电机运动过程中的实际位置和速度, 并与通过观测器得到的估计转速和

位置值进行比较从而验证改进观测器的性能;通过电机驱动板上的采样电阻获取 PMSM 运行过程中的三相绕组电流,并用于滑模观测器中电流观测值等相关参数的计算;最终得到 IGBT 的控制信号,实现 PMSM 的无传感器控制.

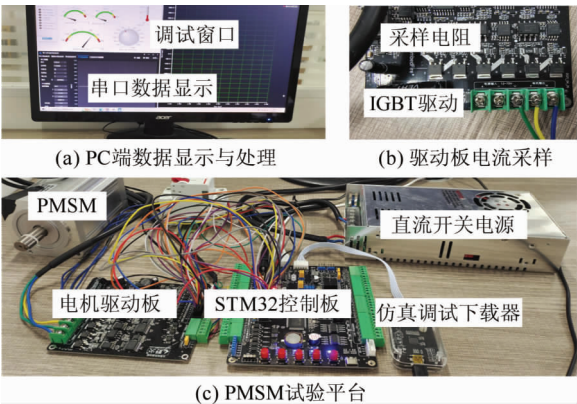


图 3 PMSM 无传感器实验平台

首先,在 MTALAB/Simulink 中搭建 PMSM 无传感器滑模控制的仿真模型,并借助于其强大的代码生成功能得到微控制器的可执行 C 代码,调试流程主要包含 4 步:(1)利用 Simulink 生成代码;(2)在 STM32cubex 中搭建 PMSM 的电路控制模型以及对芯片相关外设进行初始化设置;(3)利用 Keil 软件对代码进行修改编译后下载至微控制器;(4)利用 PC 端上位机对数据进行收发与调试.

表 1 给出了实验过程中所使用的 PMSM 具体参数以及主要控制系数.为减少模型计算时间,设置观测器增益值 $k = 100, \xi = l = 50$, 由于符号函数的控制性能较差,因此在仿真模型中使用饱和函数 $\text{sat}(x)$ 进行观测器和控制器的设计能够有效减小系统抖振.对于积分滑模控制器,其时变项 $\theta(t)$ 参数设置为 $\gamma = 1, \sigma = 0.5$,可以保证系统具有较快的收敛速度,而其余的控制器参数则可设置为 $k_1 = k'_1 = k_2 = k'_2 = 10, \alpha_1 = \alpha_2 = 0.5, \beta_1 = \beta_2 = 2, l' = 10$. 由于系统在稳态运行时的负载扰动较小,因此,设置滑模参数 $\lambda = 1$. 对于传统的 PI 控制方法,其速度环 PI 参数设置为 $k_p = 1, k_i = 200$, 电流环 PI 参数设置为 $k_p = 1, k_i = 40$ 即可.

表 1 PMSM 参数及主要控制系数

电机参数	数值	电机参数	数值
磁极对数 p_n	4	永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.119 4
定子相电阻 R / Ω	0.86	定子电感 L_s / mH	0.59
额定转速 $n / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000	转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.002 7
额定电压 V_{dc} / V	24	反电动势常数 $k_e / (\text{V} \cdot (\text{kr} \cdot \text{min}^{-1})^{-1})$	4.3
滤波器截止频率 ω_c / kHz	20	阻尼系数 $B / (\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.000 5
锁相环参数 k_p, k_i	1 500, 1 500		

3.1 Simulink 仿真结果分析

图 4 为基于上述控制原理的改进滑模观测器和积分滑模控制器的系统整体框图,采用 ode23tb 算法对仿真模型进行求解,同时将本文所提出的控制方法与传统 PI 控制方法在不同工况下的控制性能进行对比.

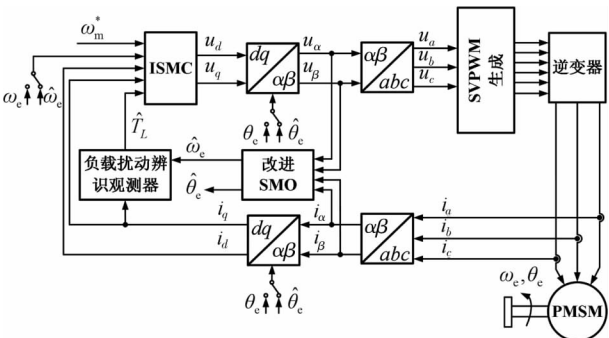


图 4 基于改进滑模观测器和积分滑模控制器的 PMSM 无传感器控制原理

图5为采用本文设计的 ISMC-SMO 控制方法在突加负载后 PMSM 的三相电流、电磁转矩以及 dq 轴电流仿真结果.由图 5(a)~图 5(c)可知:在 0.5 s 时加入 0.6 N·m 负载后,系统三相电流波形稳定,电磁转矩能够快速跟踪负载变化,且 q 轴电流能够在负载突变情况下快速整定.

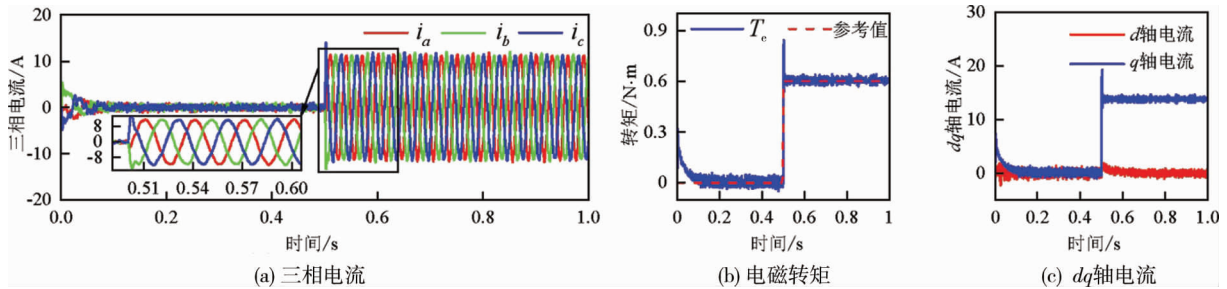


图5 基于 ISMC-SMO 方法的 PMSM 在突加负载时的系统响应曲线

图 6(a)~图 6(b)分别为采用 ISMC-SMO 与 PI 控制方法在负载和参考转速发生突变时的速度响应结果.图 6(a)中系统初始转速设定为 1 000 r/min,在 0.3 s 时加入 0.6 N·m 负载,在 0.6 s 时撤去.由图 6 可知:采用本文设计方法的转速曲线在启动时没有出现超调现象,在突加负载后的转速变化也小于 PI 控制方法,系统的稳定性更强.图 6(b)为参考转速发生变化时的速度响应曲线.转速参考值在 0.3 s 时由 500 r/min 调整为 1 000 r/min,在 0.6 s 时重新减小为 500 r/min.从图 6 可以看出:PI 控制方法在转速变化的 3 个阶段,其超调量分别为 81, 135, -177 r/min,而采用本文设计方法的速度曲线,在转速变化时的跟踪性能良好且无超调现象,表明该控制器的动态性能要优于传统 PI 控制方法.

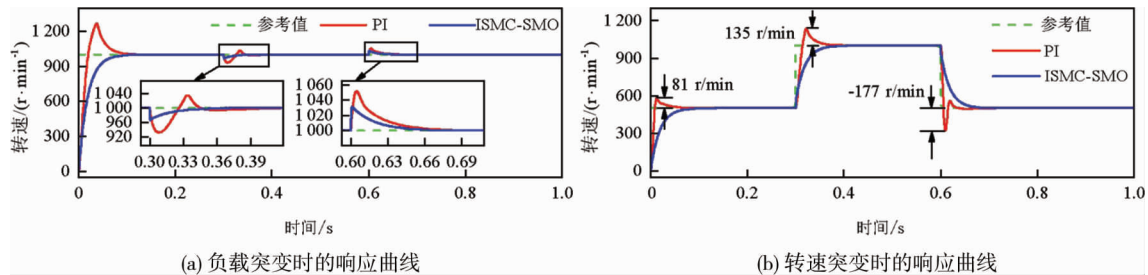


图6 在负载和转速突变时采用 ISMC-SMO 与 PI 控制方法的速度响应曲线

3.2 实验结果分析

为进一步分析不同切换函数对滑模观测器观测性能的影响,使用与仿真过程中相同的控制器参数以及锁相环电路对 4 类切换函数的功能进行测试.具体结果如下:

采用 4 类不同切换函数的改进滑模观测器速度响应及误差曲线如图 7~图 10 所示.系统的初始转速均设定为 41.8 rad/s,在 0.5 s 时转速开始增大,并在 1.5 s 内到达参考转速值 418 rad/s.2~8 s 为系统变载运行阶段,在 4 s 时加入 0.6 N·m 负载,在 6 s 时撤去负载.图 7(a)~图 10(a)为不同切换函数下的实际转速和估计转速的比较结果,图 7(b)~图 10(b)为整个无传感器控制过程中的转子速度误差曲线.

在实验过程中,将相同水平的负载加载到 PMSM.为获取准确的比较结果,采用相同的成形系数 ($m_i = E_i = \Delta_i = 1$),用于比较的双曲函数、饱和函数以及幂函数均为标准形式.图 7 为使用符号函数的传统滑模观测器的观测结果,系统在启动时的转速误差约为 ± 38.5 rad/s,在变载阶段的转速误差基本稳定在 ± 15 rad/s,在负载加入和移除时的转速误差变大至 ± 25 rad/s.图 8~图 10 分别为使用双曲函数、饱和函数以及幂函数设计的改进滑模观测器的观测结果.在变载运行阶段,观测器的转速估计误差分别为 ± 4.36 , ± 5.25 , ± 4.87 rad/s,在负载加入和移除时的最大转速误差为 ± 12 rad/s,表明改进滑模观测器的观测性能得到了不同程度的提升.

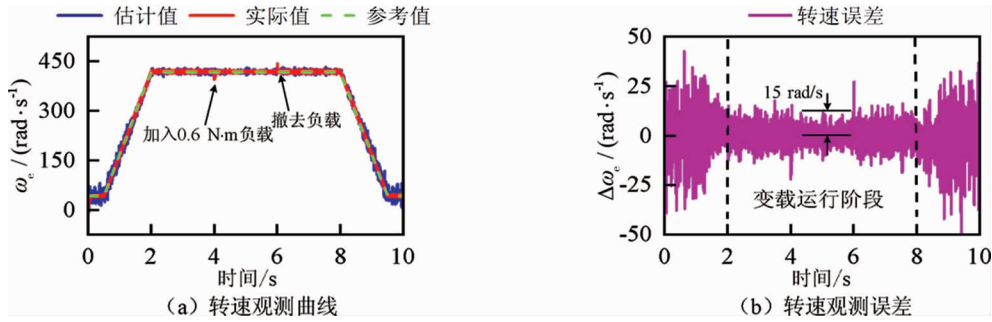


图7 采用符号函数的传统 SMO 观测结果

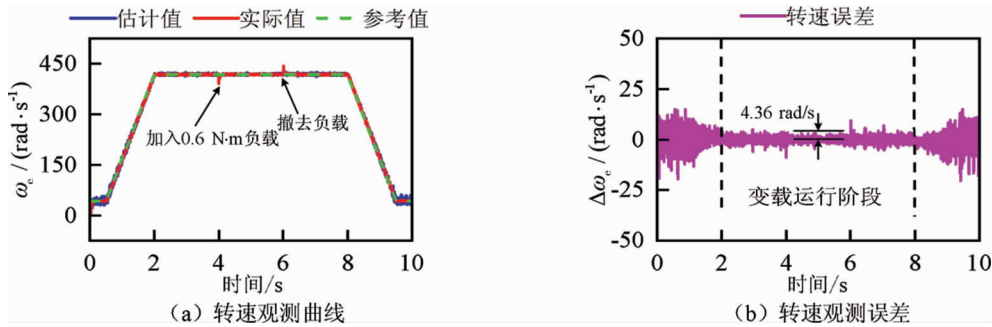


图8 采用双曲函数的改进 SMO 观测结果

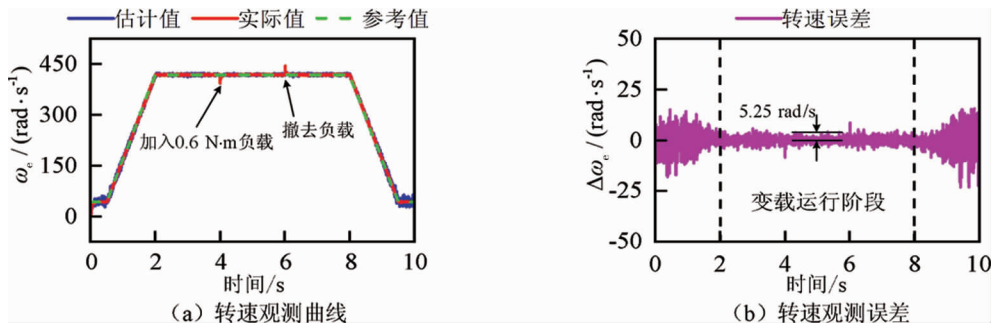


图9 采用饱和函数的改进 SMO 观测结果

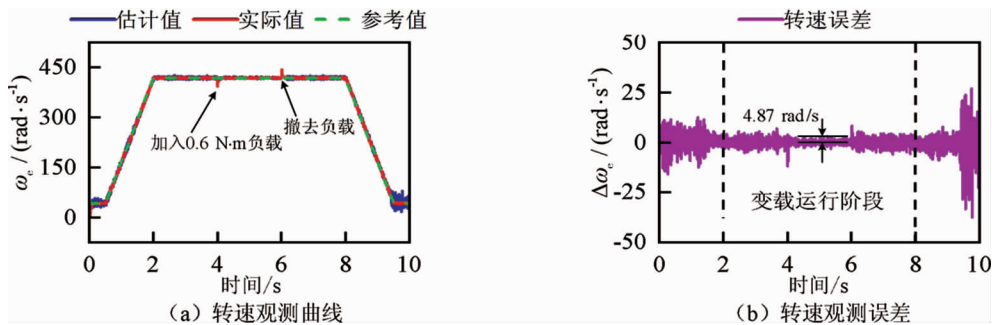


图10 采用幂函数的改进 SMO 观测结果

图 11 为采用不同切换函数的滑模观测器角度估计误差曲线.由图 11 中可知:在变载运行阶段,传统滑模观测器的角度估计误差最大为 0.68 rad,而改进滑模观测器的最大角度估计误差分别为 0.230, 0.240, 0.235 rad.与传统滑模观测器相比,改进滑模观测器的角度估计误差相差不多,但转子位置跟踪性能要更好.在突加负载时,由于转子速度的突然下降,使得估计角度和实际角度之间的误差被暂时缩小.

图 12 为变载阶段采用不同切换函数的转速响应曲线,由图 12 可知:在符号函数下系统的最大转速波动误差为 $\pm 16.78 \text{ r/min}$,在突加负载后其转速误差减小为 $\pm 9.78 \text{ r/min}$.由于改进滑模观测器采用自适应滑模增益实现对转子速度的跟踪,针对不同的转速误差调整合适的滑模增益,使得观测器的跟踪性能得到优化.改进滑模观测器的最大转速波动误差分别为 ± 4.36 , ± 4.74 , $\pm 4.48 \text{ r/min}$,表明双曲函数、饱和函数以及幂函数相比于符号函数能够有效减小滑模控制的抖振现象.在未加入负载时,双曲函数对抖振的抑制效果要

优于其他2类函数,而在变载阶段幂函数对抖振的抑制效果最佳,转速波动误差仅为 ± 2.88 r/min.

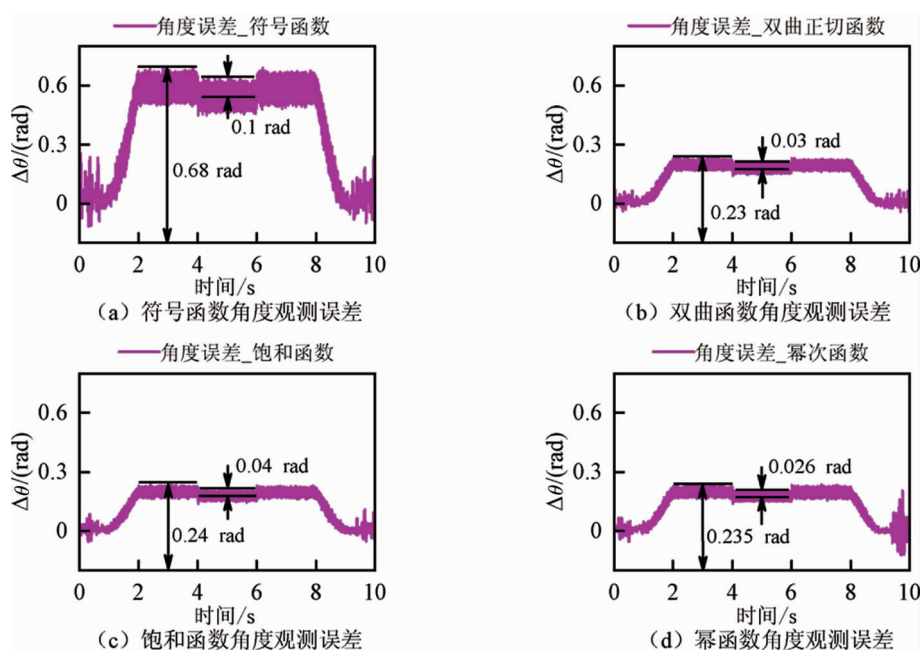


图 11 不同切换函数下的角度估计误差

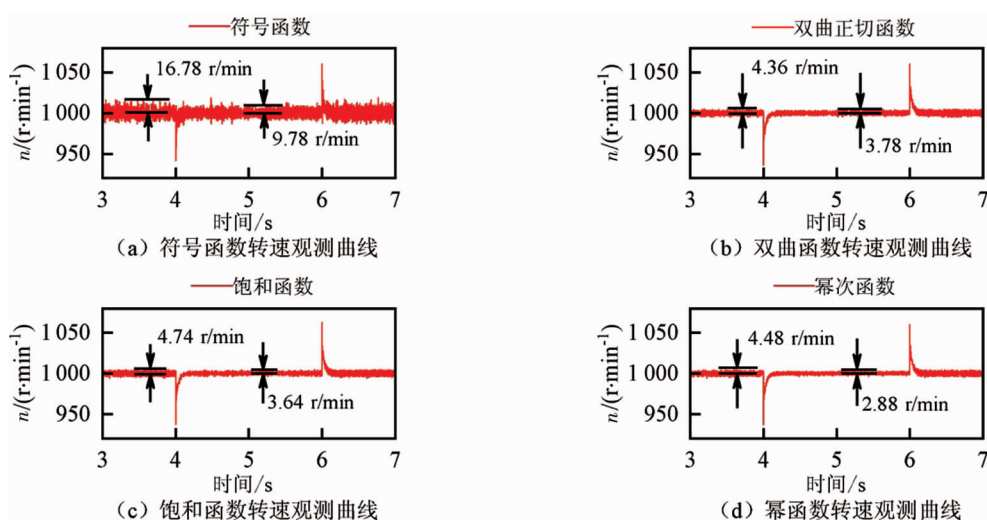


图 12 变载阶段不同切换函数的转速响应曲线

图 13(a)~图 13(b)给出了不同切换函数的速度和位置观测误差比较结果.由图 13 可知:基于符号函数的滑模观测器在变载阶段的最大转速观测误差为 22.81 rad/s,而双曲函数、饱和函数以及幂函数的最大转速误差均小于符号函数.同样双曲函数、饱和函数以及幂函数在带载阶段的平均位置观测误差相差相不大,但也远小于符号函数,表明改进滑模观测器的性能得到优化.

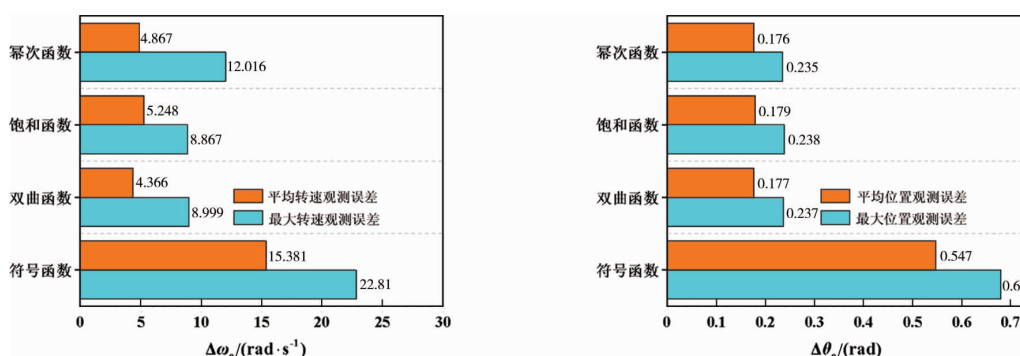


图 13 不同切换函数下的速度和位置观测误差比较

4 结论

1)设计了一种带负载扰动辨识改进滑模观测器的 PMSM 控制方法,为减小传统滑模控制的相位延迟和抖振问题,分别从滑模面、趋近律以及切换函数三方面考虑设计改进滑模观测器,采用滑模观测器与积分滑模控制器的单回路控制结构,避免系统出现超调现象,同时提升了系统鲁棒性。

2)在相同的控制器参数下,对改进滑模观测器中不同切换函数的观测性能进行实验验证.结果表明:基于双曲函数、饱和函数以及幂函数的改进滑模观测器能够有效地减小系统转子位置跟踪误差,同时对抖振有着良好的抑制作用.在 PMSM 的不同运行阶段,采用不同切换函数的改进滑模观测器的观测性能相差不大,通过合理选取不同阶段的最优切换函数构造观测器可以使 PMSM 在整个阶段内都获得最优的控制效果。

参考文献:

- [1] HOUARI A, BOUABDALLAH A, DJERIOUI A, et al. An effective compensation technique for speed smoothness at low-speed operation of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 647-655.
- [2] 李彬, 马同凯, 贺媛, 等. 弧形永磁同步电机定位转矩补偿控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7909-7917.
- [3] 夏薇, 王凯, 张建亚, 等. 基于谐振控制器的谐波削极型永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5499-5508.
- [4] NICOLAM, NICOLA C I, SELISTEANU D, et al. Control of PMSM based on switched systems and field-oriented control strategy[J]. Automation, 2022, 3(4): 646-673.
- [5] JEONGW S, LEE Y S, LEE J H, et al. Space vector modulation (SVM)-based common-mode current (CMC) reduction method of H8 inverter for permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives[J]. Energies, 2022, 15(1): 266.
- [6] YU J P, SHI P, ZHAO L. Finite-time command filtered backstepping control for a class of nonlinear systems[J]. Automatica, 2018, 92: 173-180.
- [7] 赵希梅, 陈广国, 金鸿雁. 基于改进灰狼优化算法的 PMSM 滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 132-140.
- [8] ZHANG X, SUN L, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(3): 1358-1365.
- [9] LAI C K, SHYU K K. A novel motor drive design for incremental motion system via sliding-mode control method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 499-507.
- [10] JIANG Y J, XU W, MU C X, et al. Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 251-263.
- [11] WANG G Q, ZHANG H L. A new speed adaptive estimation method based on an improved flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSM drives[J]. ISA Transactions, 2022, 128: 675-685.
- [12] KYSLAN K, PETRO V, BOBER P, et al. A comparative study and optimization of switching functions for sliding-mode observer in sensorless control of PMSM[J]. Energies, 2022, 15(7): 2689.
- [13] 邹振福, 吴吉祥, 郑明华. 基于改进指数趋近律的 PMSM 滑模控制研究[J]. 自动化与仪表, 2023, 38(6): 100-104.
- [14] 刘佳雯, 于海生. 基于扩张状态观测器的 PMSM 积分时变滑模控制[J]. 电气传动, 2021, 51(7): 19-25.
- [15] 张祺琛, 刘细平, 王方凯文, 等. 基于改进滑模观测器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, 2022(1): 85-88.
- [16] 田艳丰, 王健宇, 王哲, 等. 反馈线性化解耦的 PMSM 新型滑模控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(12): 1-6.
- [17] 杨朝江, 马家庆. 基于精确反馈线性化控制的永磁同步电机低速运行特性研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(6): 1-7.