

基于SMC-MRAS的永磁同步电动机无传感器控制

韩 琨¹, 谭卫林¹, 袁 雷²

(1. 小米科技(武汉)有限公司, 湖北 武汉 430070;

2. 湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

摘要: 永磁同步电动机凭借其高功率密度、轻量化、调速范围宽与动态响应快等优点, 广泛应用于各行各业, 但其无传感器控制存在参数敏感、低速观测困难及抗扰性不足等问题。传统模型参考自适应(MRAS)算法依赖精确的电动机模型, 在参数摄动或负载突变时, 易引发转子位置观测误差, 进而影响控制性能。提出一种融合滑模控制(SMC)与MRAS算法的SMC-MRAS控制策略, 通过滑模面的动态误差约束和自适应律设计, 增强观测器对参数变化与外部扰动的鲁棒性, 提升全速域控制准确度。基于MATLAB/Simulink代码自动生成的电动机控制测试平台验证了所设计控制算法的有效性, 实验结果表明, 相较于传统的MRAS, 所提控制策略中电动机起动阶段超调更小, 稳态状态下的转速波动降低约30%, 并且具有良好的动态稳定性。

关键词: 永磁同步电动机; 无传感器控制; 鲁棒性; SMC-MRAS

Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on SMC-MRAS

HAN Kun¹, TAN Weilin¹, YUAN Lei²

(1. Xiaomi Technology (Wuhan) Co., Ltd., Wuhan 430070, China; 2. Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motors have been widely used in various industries due to their high-power density, lightweight, wide speed range, and fast dynamic response. However, sensorless control faces challenges such as parameter sensitivity, difficulty in low-speed observation, and insufficient anti-interference ability. The traditional model reference adaptive system (MRAS) algorithm relies on an accurate motor model, which can easily lead to rotor position observation errors when parameters are perturbed or load changes occur, thereby affecting control performance. This paper proposes an SMC-MRAS control strategy that integrates sliding mode control (SMC) and MRAS algorithm. Through dynamic error constraints on the sliding surface and adaptive law design, the robustness of the observer to parameter changes and external disturbances is enhanced, and the control accuracy in the full speed domain is improved. The effectiveness of the designed control algorithm was verified on a motor control testing platform automatically generated based on MATLAB/Simulink code. The experimental results showed that compared with the traditional model reference adaptive control algorithm, the proposed control strategy had smaller overshoot during the motor start-up phase, about 30% lower steady-state speed fluctuations, and good dynamic stability.

Keywords: PMSM; sensorless control; robustness; SMC-MRAS

电磁能技术全国重点实验室项目(6142217210301); 湖北省教育厅科学技术研究计划重点项目(D20221401); 湖北省高层次人才项目(GCC2024003)

0 引言

永磁同步电动机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有宽速域、强耦合和控制灵活度高等特点, 近年来, 在新能源汽车、航空航天和智能家电等诸多领域获得了越来越广泛的应用^[1]。随着现代控制理论和人工智能技术的发展, PMSM如何更好地发挥其宽速域的优越性能, 已成为各行各业的研究热点, 主流方向有PI控制系统、滑模变结构控制系统^[2]、深度学习控制系统和神经网络控制系统等。无位置传感器技术作为降本增效、压缩整机空间的方案广泛应用。然而, 由于低速阶段的控制不太稳定, 需要切换不同的算法才能达到良好的控制效果^[3]。因此, 为使车辆中电动机的转速、扭矩等信息更加精确, 车企用霍尔编码器的方式来提供准确位置信息, 而无传感器控制算法则作为备用的技术方案。

滑模控制 (Sliding Model Control, SMC) 可以增强系统整体的鲁棒性能, 解决PI阶段参数单一性导致的控制成功率低的问题^[4]。文献[5]提出一种将扰动观测器与超螺旋SMC相结合的策略, 以抑制系统的结构振动, 解决了外部扰动情况下自适应光学中倾斜镜的控制问题。文献[6]通过神经网络对传统PI转速环进行优化, 提高了系统的响应速度。文献[7]针对单一控制算法无法满足电动机全转速运行要求的问题, 提出了分段式控制策略, 将分段PI调节引入模型参考自适应 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 算法, 实现了PMSM启动阶段的特殊控制和全转速范围的控制调节, 但未能有效地处理过渡区域的稳定性问题。文献[8]介绍了一种二阶SMC算法, 根据其独特的二阶结构对MRAS进行优化, 提高了控制效率, 实现了宽速域的PMSM工况控制。文献[9]利用一阶二次矩法算法对MRAS的自适应律进行优化, 使得MRAS表现出更稳定的性能, 同时还可以进行动态参数辨识, 实时对电动机热敏感参数进行动态修正。文献[10]将电流环的参数进行分段处理, 在各个电

动汽车工况的切换点, 采用不同的电流控制策略进行控制, 使得电动汽车的工况更容易实现。文献[11]利用现代控制理论中的非线性控制策略优化扰动观测器, 并将预测控制与其相结合, 使PMSM表现出更好的性能, 突显了非线性控制和模型预测控制的优点。文献[12]将智能算法和PMSM控制策略进行融合, 在参数处理和动态响应能力方面实现了很大的优化, 完成了PMSM的动态参数识别。文献[13]将模糊算法和MRAS中的PI自适应律进行优化, 使得MRAS可以在高速与低速下不切换参数, 直接完成对电机的控制。

传统MRAS算法依赖精确的电动机模型, 为了解决在参数摄动或负载突变时易导致转子位置观测误差的问题, 本文提出一种融合SMC与MRAS算法的SMC-MRAS控制策略, 通过滑模面的动态误差约束和自适应律设计, 增强观测器对参数变化与外部扰动的鲁棒性, 提升全速域控制准确度。

1 无传感器控制系统设计

表贴式PMSM无传感器控制系统的控制框图如图1所示, 图中, 转速环采用PI控制, 电流环采用 $i_d=0$ 的控制方式, 无传感器控制采用MRAS与SMC结合优化的SMC-MRAS观测器算法, 具体实现流程在下文详细描述。

1.1 PMSM建模

在建模过程中, 一般忽略定子转子铁心磁阻、磁滞损耗和涡流损耗, 保持转子永磁体的磁导率不变且与空气磁导率保持一致, 由于表贴式PMSM中 d 轴、 q 轴电感量相等, 即 $L=L_d=L_q$, 得到 $d-q$ 坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

型。“^”为原变量对应的估计值，则式(10)变为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{i}'_d = -\frac{R}{L}\hat{i}'_d + \hat{\omega}_e\hat{i}'_q + \frac{1}{L}u'_d \\ \frac{d}{dt}\hat{i}'_q = -\frac{R}{L}\hat{i}'_q - \hat{\omega}_e\hat{i}'_d + \frac{1}{L}u'_q \end{cases} \quad (11)$$

状态空间表达式变为

$$\frac{d}{dt}\hat{i}' = A\hat{i}' + Bu' \quad (12)$$

其中

$$u' = \begin{pmatrix} u'_d \\ u'_q \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{pmatrix}$$

$$\hat{u}' = \begin{pmatrix} \hat{u}'_d \\ \hat{u}'_q \end{pmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R}{L} \end{pmatrix}$$

定义广义误差 $e = i' - \hat{i}'$ ，将电流的实际值和估计值作差，可得

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \tilde{e}_d \\ \tilde{e}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{e}_d \\ \tilde{e}_q \end{pmatrix} - J(\omega_e - \hat{\omega}_e) \begin{pmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{pmatrix} \quad (13)$$

其中

$$\tilde{e}_d = i'_d - \hat{i}'_d, \quad \tilde{e}_q = i'_q - \hat{i}'_q, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

根据Popov超稳定性理论^[4]可得

$$\hat{\omega}_e = \int_0^t K_i (i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d \hat{i}'_q) d\tau + K_p (i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d \hat{i}'_q) \quad (14)$$

定义误差 $e_w = i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q = i' \times \hat{i}'$ ，此时转速估计值变为

$$\hat{\omega}_e = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \left[i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q - \frac{\psi_f}{L} (i_q - \hat{i}'_q) \right] \quad (15)$$

对式(15)积分得转子位置的估计值为

$$\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e d\tau \quad (16)$$

式(15)中PI控制器的参数整定表达式为

$$\begin{cases} K_p = \frac{\beta J}{1.5 p \psi_f} \\ K_i = \beta k_p \end{cases} \quad (17)$$

式中， β 为期望带宽。

MRAS的结构框图如图2所示，观测器分为线性和非线性两种。线性观测器可以根据传递函数，利用伯德图确认观测器带宽；非线性观测器通常利用小信号法，将观测器近似看作线性处理得到的带宽，以适配电流环的带宽。当自适应律发生改变后，会导致观测器出现线性和非线性的划分，使不同观测器的参数调整出现很大的区别。

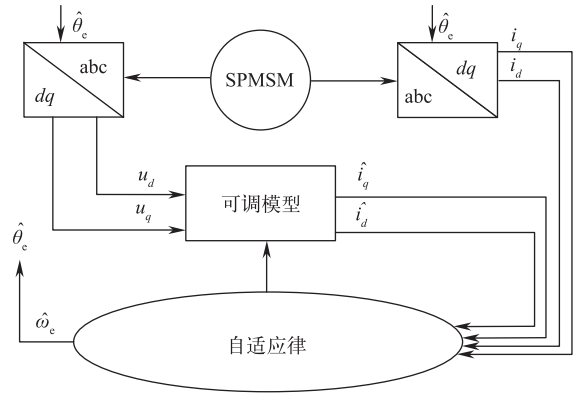


图2 MRAS控制的结构框图

Fig. 2 Structure diagram of MRAS control

2 SMC-MRAS控制设计

由于传统MRAS算法依赖精确的电动机模型，在参数摄动或负载突变时易导致转子位置观测误差，进而影响控制性能。单一PI控制律下的MRAS无法适应电动机实际工况的复杂程度，因此，工程应用中经常针对不同工况设置不同的参数进行切换。将SMC与MRAS相结合，利用SMC增强了MRAS的鲁棒性能，使得观测器具备参数不敏感性，利用高增益可以提高观测器的带宽，适合各种复杂的运动工况。

2.1 SMC-MRAS算法设计

SMC的第一步是设计滑模面，滑模面的选取通常根据所控制的系统中误差为0的环节，一般为线性结构如式(15)，当高增益收敛于滑模面时，呈现具有动态稳定的滑动模态，即

$$S(x) = x_2 + \alpha x_1 \quad (18)$$

式中，控制器参数 $\alpha > 0$ 。 α 决定了系统到达滑模面后渐进收敛的速度， α 越大，收敛速度越快。

为便于工程化应用，采用等速趋近律作为滑模控制器的设计，其表达式为

$$\dot{s} = -K \operatorname{sgn}(s), \quad K > 0 \tag{19}$$

由式 (10) 设计 SMC-MRAS，得电角速度为

$$\hat{\omega}_e = K \operatorname{sgn} \left[i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\psi_f}{L} (i_q - \hat{i}_d) \right] \tag{20}$$

对式 (20) 求积分可得到转子位置角。利用滑模控制的优点，滑模控制环节可增强系统的鲁棒性能。但是 SMC 属于非线性控制，使 MRAS 变成非线性控制器，需要线性化之后再设置带宽，满足电流环的要求。以 SMC 增益为例，工程上通常会给大的增益，提高系统带宽，使得电流环的带宽和观测器的带宽不易冲突，相较于 PI 参数调整简单，具有多种工况的普适性。

2.2 稳定性分析

根据 Lyapunov 定理，设计状态矢量为

$$\mathbf{Z} = (Z_1 \quad Z_2)^T = \left(|s|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(s) \quad \delta \right)^T \tag{21}$$

式中， Z_1 、 Z_2 为选取的状态变量，如果状态变量可以在有限时间内收敛到 0，则 s 、 δ 也可以在有限时间内收敛到 0，根据 MRAS 的基本结构形式，可以证明系统收敛。

将 Z_1 、 Z_2 代入式 (12) 得

$$\dot{\mathbf{Z}} = \frac{1}{|Z_1|} \mathbf{A} \mathbf{Z} \tag{22}$$

其中，系数矩阵

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} k & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

选取 Lyapunov 方程为

$$\mathbf{V}(\mathbf{Z}) = \mathbf{Z}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} \tag{23}$$

其中，矩阵

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} k^2 & -k \\ -k & 2 \end{pmatrix}$$

求导得

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{Z}) = \dot{\mathbf{Z}}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} + \mathbf{Z}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{Z}} \tag{24}$$

将式 (22) 代入式 (23) 得

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{Z}) = -\frac{1}{|Z_1|} \mathbf{Z} \mathbf{Q} \mathbf{Z} \tag{25}$$

$$\mathbf{Q} = \frac{k}{2} \begin{pmatrix} k^2 & -k \\ -k & 1 \end{pmatrix}$$

利用矩阵进行稳定性判定。当矩阵 $\mathbf{Q}$ 是正定矩阵时，矩阵 $\mathbf{V}$ 是负定的，当 SMC-MRAS 增益系数 $k > 0$ 时，矩阵 $\mathbf{Q}$ 满足正定条件，所以系统在平衡点是渐近稳定的，即所设计的 SMC-MRAS 是稳定的。

3 实验验证

为验证所提控制策略的正确性和可行性，采用 PMSM 无传感器控制算法实验与测试平台，如图 3 所示。该平台由主控芯片 STM32F103、逆变器、刹车电阻、被控 PMSM、直流电源和上位机组成，将磁粉制动器作为负载，无传感器控制算法由 MATLAB/Simulink 设计的 RTW (Real-Time Workshop) 进行代码自动集成，代码集成于 ARM 控制的电路中并进行验证，从上位机观测电动机实时状态。

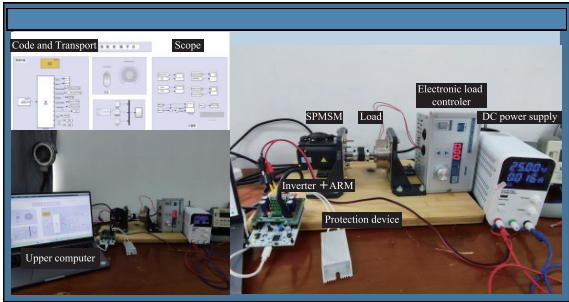


图 3 基于 MATLAB/Simulink 代码自动生成的无传感器算法测试平台

Fig. 3 Sensorless algorithm testing platform based on MATLAB/Simulink code automatic generation

PMSM 无传感器控制的测试平台中的实验参数见下表。

表 实验参数

Tab. Experimental parameters

参数	符号	值
定子电阻 /Ω	R	0.176 3
磁链 /Wb	ψ_f	0.010 9
dq 轴电感 /mH	L	0.195
转动惯量 /kg·m ²	J	2.8×10^{-4}
电动机功率 /W	P	200
直流电压 /V	U_{dc}	24
额定转速 /(r/min)	ω	1 000
极对数	P_n	5

为了充分对比文中所设计SMC-MRAS算法和传统MRAS的区别,选定电动机工作在额定转速为1 000 r/min的工况,文中对从进入稳态时间、抖振现象的幅值、系统响应速度与到达稳态之后的电流等主要变量进行对比分析。

3.1 启动性能分析

传统MRAS算法和SMC-MRAS算法下,PMSM无传感器控制系统转速达到稳态1 000 r/min后的情况如图4、图5所示。

图4中,传统MRAS启动经过0.55 s后进入稳态,超调量为16.67%,到达稳态后转速保持稳定,转速波动范围为 ± 42 r/min,说明在电动机额定转速工况下,需要不断进行调整才可到达稳态。

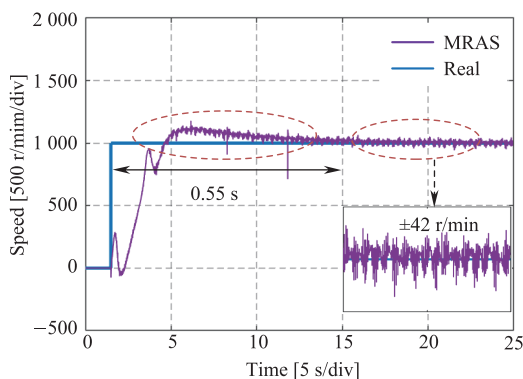


图4 传统MRAS算法的启动性能

Fig. 4 Startup performance of traditional MRAS algorithm

图5中,SMC-MRAS控制律为SMC等速趋近律,启动阶段系统无超调,进入滑动模态后会呈现出稳定的转速波动,充分展现了SMC响应速度快、鲁棒性强的特点。

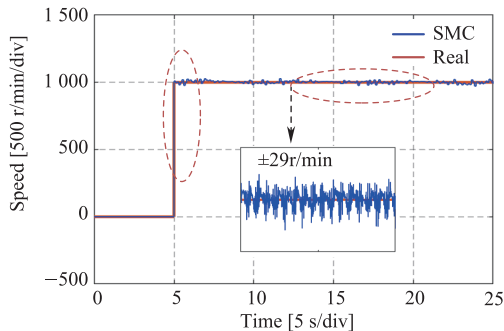


图5 SMC-MRAS算法的启动性能

Fig. 5 Startup performance of SMC-MRAS algorithm

从图5中可以看出,SMC-MRAS控制算法将转速波动维持在 ± 29 r/min,整体波动小于传统MRAS的波动范围。虽然SMC-MRAS算法同样出现毛刺现象,并存在传统SMC抖振的问题,但其动态效果更佳。

3.2 转子位置分析

MRAS和SMC-MRAS控制下,PMSM无传感器系统转速达到稳态1 000 r/min后的转子位置角情况如图6、图7所示。

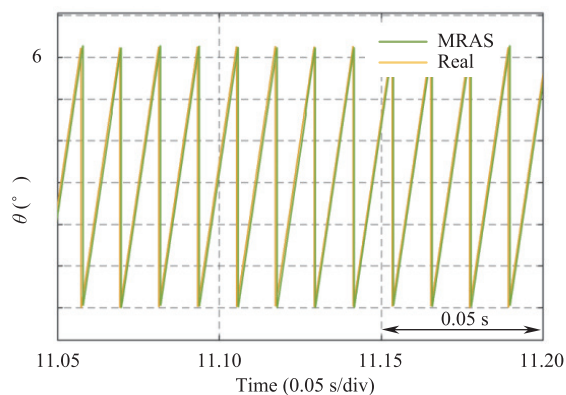


图6 传统MRAS算法的转子位置角

Fig. 6 Rotor angle of traditional MRAS algorithm

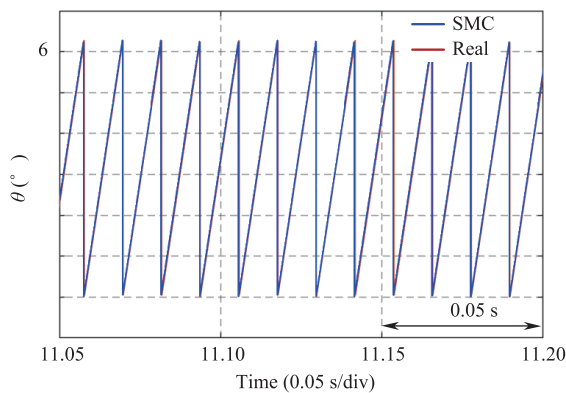


图7 SMC-MRAS算法的转子位置角

Fig. 7 Rotor angle of traditional SMC-MRAS algorithm

通过对比图6和图7的实验结果可以看出,MRAS和SMC-MRAS在PMSM稳定阶段都表现出良好的转子位置跟随情况,这表明MRAS控制具备良好的参数识别能力,转子位置估计偏差较小,均可提供准确的位置角,适合实际新能源汽车高速工况的应用场合,作为新能源汽车

车的无位置传感器的主要控制方案。而加入SMC后，系统的动态适应能力显著提升，能够更高效地应对不同工况。

4 结束语

针对传统MRAS中PI控制器参数变化大、不容易适用新能源汽车等复杂工况的问题，本文将SMC引入MRAS中进行进一步优化，基于PMSM无传感器控制系统实验平台进行验证，对响应时间、超调状态、动态性能和电流波形等进行对比分析。实验结果表明，MRAS在启动阶段具有明显的超调，鲁棒性差，使得系统在复杂工况下容易出现转子位置角错误的情况，且易发生故障；而SMC-MRAS在启动阶段没有超调，具有良好的动态响应能力，能够适应新能源汽车等复杂工况，可作为低成本的无传感器技术方案。

参考文献

[1] YUAN Lei, HAN Kun, ZHU Xuesong. Comparative analysis of full-order SMO and STM-MRAS in SPMSM sensorless drive system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 2592-2603.

[2] 廉志强. 基于快速趋近率SMC的PMSM无速度传感器矢量控制研究[J]. 电气应用, 2021, 40(9): 8-14.

[3] 张雅歌. 纯电动汽车用永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 长春: 吉林大学, 2018.

[4] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及MATLAB仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.

[5] 韩琨, 张长征, 袁雷, 等. 永磁同步电机宽转速的高阶滑模MRAS控制[J]. 实验技术与管理, 2024, 41 (6): 70-80.

[6] 刘泓杉, 刘慧博. 基于径向基函数神经网络的永磁同步电机转速自适应控制策略[J]. 电子器件, 2023, 46(6): 1552-1560.

[7] 余乐乐, 王仲根, 李京, 等. 基于三阶PI的MRAS观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 洛阳理工学院学报(自然科学版), 2022, 32(4): 59-63, 70.

[8] 金爱娟, 项硕, 李少龙. 永磁同步电机全速范围内无传感控制策略研究[J]. 包装工程, 2020, 41(17): 171-181.

[9] 缪仲翠, 王志浩, 李东亮, 等. 基于FOSM-MRAS观测器的永磁同步电机MPTC系统[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 121-130.

[10] 毛亮亮. 电动汽车永磁同步电机电流分段优化控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2016.

[11] 刘旭东, 李珂, 张奇, 等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机单环预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2153-2162, 2230.

[12] 蒋建武. 低速电动汽车永磁同步电机群智融合控制算法研究[D]. 苏州: 苏州大学, 2021.

[13] 何延昭, 王贞艳, 郭炎龙, 等. 基于模糊MRAS的高速永磁同步电机转速观测[J]. 计算机仿真, 2022, 39(12): 317-322.

作者简介

韩琨 (1999—), 男, 硕士, 研究方向电动机无传感器控制以及电力电子与电力传动。

谭卫林 (1995—), 男, 硕士, 研究方向为水电机组状态监测、故障诊断和生命周期预测、电动机无传感器控制。

袁雷 (1984—), 通信作者, 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 研究方向为电动机控制与电力电子技术应用等。

(收稿日期: 2025-02-10)