

基于二阶滑模自抗扰控制的道路融冰除雪系统 水泵电机优化策略^{*}

殷允飞¹, 上官凌霄¹, 侯福金², 阎宗尧², 田迎军², 解伟², 董泽蛟¹

(1. 哈尔滨工业大学 交通科学与工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150090;

2. 山东高速建设管理集团, 山东 济南 250102)

摘 要: 针对道路主动融冰除雪喷淋系统的电机线性比例-积分(PI)控制策略控制效率低、精确性差的问题, 提出了一种基于二阶滑模自抗扰控制(ADRC)技术的转速电流双闭环控制策略。建立了喷淋系统三相永磁同步电机(PMSM)的不确定性数学模型, 根据电机转速动态模型设计了扰动观测器估测负载转矩和系统的不确定性并证明了其收敛性。同时, 结合超螺旋滑模控制算法, 设计了复合转速控制器调节电机转速。结果表明: 所提的二阶滑模 ADRC 策略表现出较短的响应时间, 且电机恢复至额定转速的调节时间比 PI 控制策略缩短 60%, 转速超调仅为 PI 控制策略的 48%, 鲁棒性更好, 能够实现电机在扰动情况下的全速域运行, 可提高喷淋系统的控制精度和速度。

关键词: 永磁同步电机; 路运输; 控制策略; 二阶滑模控制; 喷淋系统; 鲁棒性

中图分类号: TM341; U292.16 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)03-0029-10

doi: 10.12177/emca.2023.003

High-Performance Second-Order Sliding Mode Control Strategy for Water Pump Motor of Melting and Snow Removal System via Disturbance Observer^{*}

YIN Yunfei¹, SHANGGUAN Lingxiao¹, HOU Fujin², YAN Zongyao², TIAN Yingjun²,
XIE Wei², DONG Zejiao¹

(1. School of Transportation Science and Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150090, China;

2. Shandong High-Speed Construction Management Group Co., Ltd., Jinan 250102, China)

Abstract: The PI control strategy of motor used for road active ice melting and snow removal spray system is low efficiency and low accuracy. To solve this problem, a speed and current cascade control strategy is presented based on the second-order sliding mode control and active disturbance rejection control (ADRC) technology. The uncertainty mathematical model of three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) for sprinkler system is established. According to the dynamic model of motor speed, a disturbance observer is designed to estimate the load torque and system uncertainty, and its convergence is proved. At the same time, combined with the super spiral sliding mode control algorithm, a compound speed controller is designed to adjust the motor speed. The results show that the proposed second-order sliding mode ADRC strategy has a shorter response time, and the regulation time of the motor returning to the rated speed is 60% shorter than that of the PI control strategy, and the speed overshoot is only 48% of that of the PI control strategy. The proposed strategy has better robustness, can realize the full speed domain operation of the motor under the disturbance, and can improve the control accuracy and speed of the spray system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); road transportation; control strategy;

收稿日期: 2022-10-27; 收到修改稿日期: 2023-01-03

^{*} 基金项目: 山东省交通运输厅科技计划项目(2020BZ02-02)

作者简介: 殷允飞(1989—), 男, 博士, 助理教授, 研究方向为交通信息控制。

second-order sliding mode control; sprinkler system; robustness

0 引言

我国幅员辽阔,冬季天气复杂多变。路面作为直接与环境接触的构造物,在冬天受冰雪天气的影响后摩擦系数会降低60%~75%^[1],结冰覆雪路面极易造成车辆发生制动距离增加、侧滑、摆尾等危险的交通行为,同时积雪会覆盖道路标线,降低其行车诱导功能^[2],从而增大引发交通事故的风险。因此,在冬季及时对路面进行融冰除雪,对于保障冰雪天气下道路正常的通行能力和减少交通事故的发生具有重要意义。

目前主流的路面除冰雪技术是以化学融雪剂、冰雪清扫机械为代表的被动式技术,以往的研究表明,被动式作业往往会对交通进行封闭,影响道路正常的运行,同时融雪剂不仅会对道路及其附属设施造成损坏,还会污染水资源及土壤^[2-5]。近年来以自应力弹性路面^[6]、低冰点路面^[7]、加热路面^[8-10]为代表的主动式除冰雪技术均有了一定研究基础,但上述主动式技术分别存在除冰雪不彻底、耐久性差、价格昂贵且路用性能不明确等缺点。另一种主动式自动融冰除雪喷淋系统技术^[11],成功克服了上述主动式和被动式除冰雪技术的缺陷,而且能提前对路面结冰积雪状况决策,具有广阔的应用前景。其系统构成主要包括气象信息采集模块、控制模块、喷淋模块三部分,气象信息采集模块可实时采集路域气象与路表状态信息,并实时反馈给控制模块;控制模块根据反馈的信息对喷淋模块进行控制,喷淋模块根据所接收到的控制模块指令,自动激发喷淋系统的水泵喷淋除冰液^[12]。

然而,目前喷淋模块采用的异步电机系统存在易受外部扰动、噪声振动大、效率低、且调速性能不佳及故障诊断有待优化等一系列问题。同步电机具有稳定性高、过载能力高的特点而在工业界备受关注,但是三相同步电机属于一类高度非线性和不确定系统,传统的控制算法在实际应用中遇到很多难以解决的问题。比例积分(PI)线性调节器原理简单、适应性强、性能可靠,在电机系统中应用广泛^[13],然而这种控制方案需要精确的线性数学模型,在参数和负载变化下则表现不佳,为了解决该问题,学者们提出了各种控制策略

来改善电机的控制性能。Feng等^[14]设计了一种永磁同步电机(PMSM)反馈线性化控制策略,实现了电机转矩和磁链的跟踪控制,控制方案对电机的转矩脉动和磁链脉动均有较好的抑制效果。Omara等^[15]为了在较宽的运行速度范围内保持交流电机传动的稳定性,提出了级联模糊逻辑控制策略,用于PMSM驱动系统的直接转矩控制,该策略可在较宽的运行速度范围内控制电机转矩,使电机保持了良好的动态和稳态性能。Wang等^[16]提出了有限集模型预测电机转矩控制策略,该策略具有计算时间短、电流和转矩脉动小、阶跃转矩响应快等优点,可以较好地跟踪指令速度的变化。Mynar等^[17]提出的基于显式模型预测控制的PMSM控制策略,不仅对电机具有线性化和约束处理方法,且允许自然磁场减弱。Bolognani等^[18]提出的同步电机无参数预测电流控制方法,不仅提高了电机实时自适应能力,还可以显著降低电流谐波失真概率,同时可以使电机高效、平稳的进行扭矩传递。Niewiara等^[19]研究了PMSM转矩脉动最小化问题,利用人工神经网络能任意逼近非线性特点,设计了一种自适应状态反馈控制器,从而保证电机转矩脉动达到最小化。Lin^[20]针对PMSM的非线性不确定性问题,设计了一种混合递归小波神经网络控制算法,提高了PMSM转子的稳定性和负载转矩扰动下的鲁棒性。Zeghib等^[21]基于扩展观测器提出了一种非线性控制策略,该策略可使电机的磁通和速度得到有效控制。Thounthong等^[22]提出的基于微分平面法的伺服PMSM非线性控制算法,可对电机转速和扭矩有效调节,使电机的动态性能和稳定性得到较大提升,同时使电流得到精准跟踪。Shahriari-Kahkeshi^[23]为了抑制PMSM驱动系统中的混沌现象,提出了基于自适应非线性参数逼近器的位置跟踪控制方案,该方法消除了“复杂性爆炸”和“学习参数爆炸”问题,同时抑制PMSM驱动系统混沌的能力。Zhu等^[24]基于复杂网络理论,提出了永磁同步发电机混沌振荡网络的自适应脉冲控制方案,有效地提高了网络的稳定性和收敛时间,同时可以实现电机复杂网络的同步控制,提高电机的同步性能。Delpoux等^[25]设计了一种鲁棒滑模控制策略对电机的位置进行跟

踪,同时通过二阶滑模观测器估计电机位置、速度和加速度,该控制策略对外部扰动具有较好的鲁棒性,能够在较大的速度范围内乃至负速度下实现位置跟踪。Ni 等^[26]针对永磁直线同步电机的高精度位置跟踪问题,提出了一种自适应终端滑模控制策略,该方法可以使滑模超平面上的误差在有限时间内收敛到零,不仅可以提高系统状态的收敛速度,同时也对参数摄动和负载扰动具有较强的鲁棒性。Yao 等^[27]设计了基于滑模和无源控制的平滑切换控制器,并将其应用于 PMSM 伺服系统,仿真结果表明该方法克服了单纯采用滑模控制或被动控制的缺点,能有效改善电机调速系统的动静态特性。

融冰除雪水泵电机系统存在非线性、外部干扰、参数摄动等问题,传统的控制策略控制效率低、精确性差难以满足道路智能融冰除雪系统的要求。滑模控制具有对外部干扰和系统参数不确定性不敏感的特点,因而可以有效地处理复杂非线性控制系统和不确定性问题^[28-31],但是滑模控制需要通过控制量的不连续开关特性来保证系统对参数摄动和外部扰动的不敏感。在实际应用中,由于系统的惯性、延迟、开关时间和空间的滞后以及测量误差等因素,使滑模控制伴随着高频抖振,高频抖振不仅影响系统的控制性能,增加系统损耗,还会激发出系统未建模动态,进一步影响系统控制性能^[32-34],同时在传统的一阶滑模控制算法中,滑动误差与采样时间成正比,在很大程度上影响了控制性能,然而二阶滑模方法不仅可以保证滑动变量的连续性,而且可以保持有限时间收敛性和强鲁棒性^[35-36],成功克服了一阶滑模的缺点,同时保持了一阶滑模的优点。因此,本文采用基于二阶滑模控制方法,优化道路融冰除雪喷淋系统的水泵电机控制问题,改进融冰除雪喷淋系统控制性能,以提高其工作的高效性与精准性。

1 喷淋系统 PMSM 数学模型

PMSM 是一个典型的多变量、强耦合非线性系统,为了便于分析,忽略磁饱和效应、电机涡流和磁滞损耗,且假设励磁磁场与电枢反应磁场均为正弦分布。利用 Park 变换,可以得到下面的三相内置式同步电机在 d - q 两相旋转坐标系的数学模型:

$$\frac{d}{dt}i_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \omega_e i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

式中: i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴上的定子电流; u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴上的定子输入电压; L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴上的定子等效电感; R_s 为定子电阻; ψ_f 为转子励磁磁链; J 为转子及负载惯量; B 为黏滞摩擦系数; ω_e 为转子电角速度; ω_m 为转子机械角速度; p 为转子极对数且 $\omega_e = p\omega_m$; T_e 为电磁转矩, $T_e = \frac{3}{2}p\psi_f i_q$; T_L 为负载转矩。

应当指出的上述同步电机系统式(1)~式(3)是一个标称系统模型,但是实际系统往往存在参数不确定以及未建模动态等。例如 d 轴和 q 轴上的定子等效电感、定子电阻、转子励磁磁链、转子及负载惯量以及黏滞摩擦系数等,上述参数可以进一步表示成:

$$\begin{cases} L_d = L_{d0} + \Delta L_d \\ L_q = L_{q0} + \Delta L_q \\ R_s = R_{s0} + \Delta R_s \\ \psi_f = \psi_{f0} + \Delta \psi_f \\ J = J_0 + \Delta J \\ B = B_0 + \Delta B \end{cases} \quad (4)$$

式中: L_{d0} 、 L_{q0} 、 R_{s0} 、 ψ_{f0} 、 J_0 、 B_0 均为标称值; ΔL_d 、 ΔL_q 、 ΔR_s 、 $\Delta \psi_f$ 、 ΔJ 、 ΔB 均为系统参数不确定性部分。

假设参数不确定性部分均是未知且慢变的量。因此,需要设计一个鲁棒控制策略,能够处理这些系统的不确定性和未建模动态。

2 喷淋系统 PMSM 控制策略设计

本文将基于级联控制结构,设计一个二阶滑模电机控制策略,如图 1 所示。该控制策略包括速度调节环和电流控制环。电流控制环采用超螺旋电流控制器保障电流 i_d 和 i_q 快速跟踪其参考值 i_d^* 和 i_q^* 。速度调节环采用扰动观测器估测负载转矩和系统参数不确定性,然后利用观测器估测值和超螺旋算法设计复合控制器调节电机转速。下面简要介绍下超螺旋算法,然后详细给出

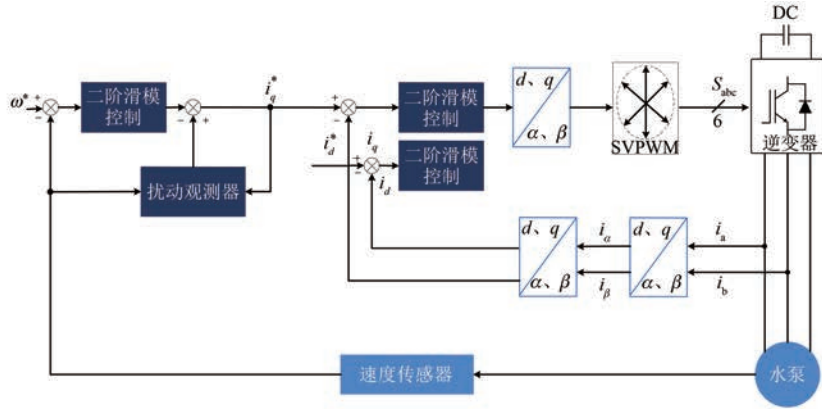


图1 喷淋系统水泵控制原理图

两个控制环的设计过程。

2.1 超螺旋算法

通常滑模控制可以分两步进行设计。第一步,构建一个理想的滑模面,保障系统在滑模面上具有期望的控制性能。第二步,设计一个控制律使系统能在有限时间内切换到滑模区,并且保持滑模运动。下面将针对单输入非线性系统,设计超螺旋算法 STA。

考虑下面的非线性系统:

$$\dot{x} = a(x) + b(x, u) \quad (5)$$

$$y = s(t, x) \quad (6)$$

式中: x 为状态变量, $x \in R^n$; u 为控制输入, $u \in R$; $s(t, x)$ 为滑模变量, 映射 $s(t, x): R^{n+1} \rightarrow R$; $a(x)$ 和 $b(x, u)$ 为光滑的函数。

控制目标是保证滑模变量和其导数收敛到原点。分别对滑模变量求一次导和二次导, 可得:

$$\dot{s} = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) [a(x) + b(x, u)] \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \ddot{s} = & \frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(t, x, u) [a(x) + \\ & b(x, u)] + \frac{\partial}{\partial u} \dot{s}(t, x, u) \dot{u} = \\ & \varphi(t, x, u) + \gamma(t, x, u) \dot{u} \end{aligned} \quad (8)$$

假设滑模变量关于控制输入 u 的相对阶是 1, 也就是 $\frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) \neq 0$, 那么存在正数 Φ, Γ_m 和 Γ_M 使得:

$$0 < \Gamma_m < \gamma(t, x, u) < \Gamma_M \quad (9)$$

$$-\Phi \leq \varphi(t, x, u) \leq \Phi \quad (10)$$

从式(9)和式(10), 可以得到:

$$\ddot{s} \in [-\Phi, +\Phi] + [\Gamma_m, \Gamma_M] \dot{u} \quad (11)$$

设计如下的 SAT 控制器:

$$u = -\alpha_1 |s|^{0.5} \text{sign}(s) - \alpha_2 \int_{t_0}^t \text{sign}(s) d\tau \quad (12)$$

式中: α_1 和 α_2 为 STA 算法的控制参数。

从参考文献[36]可知, 当控制参数满足下面的不等式, 可保证系统式(5)和式(6)在有限时间收敛:

$$\begin{cases} \alpha_2 > \frac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \alpha_1^2 \geq \frac{4\Phi}{\Gamma_m^2} \frac{\Gamma_M}{\Gamma_m} \frac{\alpha_2 + \Phi}{\alpha_2 - \Phi} \end{cases} \quad (13)$$

从式(12)可以看出 STA 控制器 u 是一个连续的控制信号, 因此 SAT 可以大大减小滑模控制器的抖振。

2.2 速度调节环

速度调节环的主要目的是调节电机转速至其期望值 ω^* 。假设电流动态变化远高于电机转速动态变化且电流动态是稳定的, 那么 $i_d \approx i_d^*$ 和 $i_q \approx i_q^*$, 系统式(3)可以表示为

$$\dot{\omega}_m = \frac{3}{2J} p \psi_f i_q^* - \frac{B}{J} \omega_m - d_s(t) \quad (14)$$

式中: $d_s(t)$ 为集总扰动, 主要包括负载转矩 T_L 、测量噪声以及转子励磁磁链 ψ_f 、转子及负载惯量 J 和黏滞摩擦系数 B 不确定性部分等。

从系统式(14)可看出是外部扰动 d_s 直接影响电机转速性能, 因此, 需要设计扰动观测器对其进行估测。

设计如下扰动观测器:

$$\dot{\xi} = \lambda \left(\frac{3}{2J} p \psi_f i_q^* - \frac{B}{J} \omega_m - \hat{d}_s \right) \quad (15)$$

$$\hat{d}_s = \xi - \lambda \omega_m \quad (16)$$

式中: λ 为观测器增益。

定义观测误差 $\tilde{d}_s = d_s - \hat{d}_s$, 进而得到观测误差动态:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_s &= \dot{d}_s - \dot{\hat{d}}_s = \\ \dot{d}_s - \dot{\xi} + \lambda \dot{\omega}_m &= \\ \dot{d}_s - \lambda \left(\frac{3}{2J} p \psi_f i_q^* - \frac{B}{J} \omega_m - \hat{d}_s \right) + \\ \lambda \left(\frac{3}{2J} p \psi_f i_q^* - \frac{B}{J} \omega_m - d_s \right) &= \\ \dot{d}_s + \lambda (\hat{d}_s - d_s) &= \dot{d}_s - \lambda \tilde{d}_s \end{aligned} \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 如果 λ 取正数, 当负载转矩 d_s 是一个慢变的负载, 扰动观测器可以渐进估计系统外部扰动, 当外部扰动变化是有界的, 误差系统式(17)是有界稳定的, 即 $\|\tilde{d}_s\| \leq \rho$ 。进一步可以得出:

$$\|\tilde{d}_s\| \leq \|\lambda\| \rho + \sup_{t_0 \leq \tau \leq t} \|\dot{d}_s\| = F_s \quad (18)$$

式中: F_s 为正的常数。

下面将基于估测的负载转矩和 STA 算法, 设计速度调节控制器。定义调节误差 $\tilde{\omega} = \omega^* - \omega_m$, 其动态方程可以表示为

$$\dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega}^* - \frac{3}{2J} p \psi_f i_q^* + \frac{B}{J} \omega_m + d_s \quad (19)$$

设计如下的复合控制器:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p\psi_f} [\mu_s(\tilde{\omega}) + \hat{d}_s + \frac{B}{J} \omega_m + \dot{\omega}^*] \quad (20)$$

式中: $\mu_s(\tilde{\omega})$ 为 STA 控制器。

$\mu_s(\tilde{\omega})$ 表达式如下:

$$\mu_s(\tilde{\omega}) = \alpha_{s1} |\tilde{\omega}|^{0.5} \text{sign}(\tilde{\omega}) + \alpha_{s2} \int_{t_0}^t \text{sign}(\tilde{\omega}) d\tau \quad (21)$$

式中: α_{s1} 和 α_{s2} 为正的参数。

将式(20)代入式(19), 得到如下的闭环系统动态方程:

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\mu_s(\tilde{\omega}) + \tilde{d}_s \quad (22)$$

因此, 根据式(13), 如果控制参数满足下面的条件:

$$\begin{cases} \alpha_{s2} > F_s \\ \alpha_{s1}^2 \geq 4F_s \frac{\alpha_{s2} + F_s}{\alpha_{s2} - F_s} \end{cases} \quad (23)$$

可保证滑模变量在有限时间收敛, 即 $\omega_m = \dot{\omega}_m = 0$ 。

2.3 电流控制环

电流控制环也是内环, 其主要目标是保证 d 轴和 q 轴上的定子电流 i_d 和 i_q 分别跟踪器参考值 i_d^* 和 i_q^* , q 轴电流参考值 i_q^* 来自速度调节环用于调节电机转速, d 轴电流参考值 i_d^* 设置为 0, 保证电机可获得最大转矩-电流比。

考虑系统的不确定性、未建模动态以及噪声干扰等, 系统式(1)和式(2)可以重新表示为

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_d} + d_d \quad (24)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_e i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} + d_q \quad (25)$$

式中: d_d 、 d_q 分别为 d 、 q 轴电流的集总扰动。

假设集总扰动 d_d 和 d_q 是微分有界的, 即 $\|d_d\| \leq F_d$, $\|d_q\| \leq F_q$ 。

定义如下的滑模变量:

$$\begin{cases} s_d = i_d^* - i_d \\ s_q = i_q^* - i_q \end{cases} \quad (26)$$

对式(26), 求导可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_d \\ \dot{s}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* + \frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e i_q \\ \dot{i}_q^* + \frac{R_s}{L_q} i_q + \omega_e i_d + \frac{\omega_e}{L_q} \varphi_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}$$

据式(27), 设计如下的控制器:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_d(s_d) + \dot{i}_d^* + \frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e i_q \\ \mu_q(s_q) + \dot{i}_q^* + \frac{R_s}{L_q} i_q + \omega_e i_d + \frac{\omega_e}{L_q} \varphi_f \end{bmatrix} \quad (28)$$

$\mu_d(s_d)$ 和 $\mu_q(s_q)$ 是 STA 控制器, 表达式如下:

$$\begin{cases} \mu_d(s_d) = \alpha_{d1} |s_d|^{0.5} \text{sign}(s_d) + \alpha_{d2} \int_{t_0}^t \text{sign}(s_d) d\tau \\ \mu_q(s_q) = \alpha_{q1} |s_q|^{0.5} \text{sign}(s_q) + \alpha_{q2} \int_{t_0}^t \text{sign}(s_q) d\tau \end{cases}$$

(29)

式中： α_{d1} 、 α_{d2} 、 α_{q1} 、 α_{q2} 为正的 STA 控制器增益。
将式(28)代入式(27)可得：

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_d \\ \dot{s}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mu_d + d_d \\ -\mu_q + d_q \end{bmatrix}$$

(30)

因此,根据式(13),如果控制参数满足下面的条件:

$$\begin{cases} \alpha_{d2} > F_d \\ \alpha_{d1}^2 \geq 4F_d \frac{\alpha_{d2} + F_d}{\alpha_{d2} - F_d} \\ \alpha_{q2} > F_q \\ \alpha_{q1}^2 \geq 4F_q \frac{\alpha_{q2} + F_q}{\alpha_{q2} - F_q} \end{cases}$$

(31)

可保证滑模变量有限时间收敛,即 $s_d = \dot{s}_d = s_q = \dot{s}_q = 0$ 。

3 仿真结果

为了验证本文所设计二阶滑模控制策略的有

效性,利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建系统和控制模型进行验证,并与 PI 控制策略进行对比分析。PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 电机主要参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.602
d 轴定子等效电感 L_d/mH	9.32
q 轴定子等效电感 L_q/mH	14.14
转子及负载惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.07
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 500
黏滞摩擦系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.08
转子励磁磁链 ψ_f/Wb	0.43
转子极对数 p	4

3.1 加减速试验

本试验,采样频率为 5 Hz,给定负载转矩为 5 N·m,电机的给定转速先由 0 r/min 升至 1 000 r/min,再升至 1 500 r/min,然后再降为 1 200 r/min。分别采用所设计的二阶滑模自抗扰控制(ADRC)和 PI 控制,对比此种工况下,两个控制策略的控制性能。两个控制策略的控制参数如表 2 所示。

表 2 PI 与所设计控制策略控制参数

项目	PI 控制策略	二阶滑模控制策略
速度调节环	$K_{ps} = 0.8, K_{is} = 30$	$\alpha_{s1} = 800, \alpha_{s2} = 8\ 000, \lambda = 2$
电流控制环	$K_{pd} = 31.2, K_{id} = 707, K_{pq} = 31.5, K_{iq} = 1\ 200$	$\alpha_{d1} = 30, \alpha_{d2} = 5\ 000, \alpha_{q1} = 45, \alpha_{q2} = 7\ 500$

图 2 是当给定转速发生变化时,两种控制策略下的转速波形,从试验波形可以看出,两种控制策略均能够较好地调节转速至其期望值,但是所提的二阶滑模控制策略表现出更好的动态性能,

尤其是当电机转速从 1 000 r/min 升至 1 500 r/min 时,二阶滑模控制策略响应时间较短,且没有出现超调。

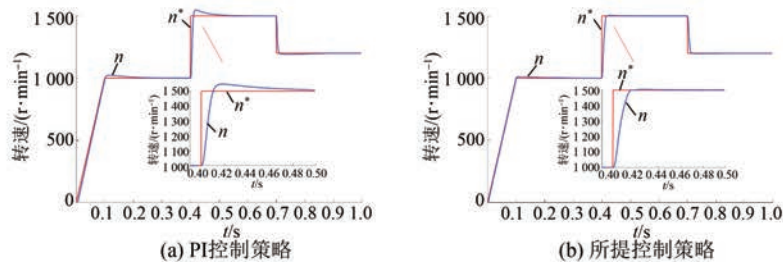


图 2 电机转速波形

从图 3 中可以看出,两种控制策略均能够保证电流跟踪至其期望电流,但当转速发生变化时,

电流均出现了超调,所提控制策略超调量较小。

图 4 是两种控制策略下的三相电流波形。图 5 和图 6 给出了两种控制策略下 A 相电流的总谐波失真(THD)。虽然两种控制策略下电流 THD

均在允许范围内,但是二阶滑模控制策略的 A 相电流 THD 仅为 1.98%,与 PI 控制策略相比,降低了 0.27%。试验结果表明本文所提控制策略具有较高的谐波抑制能力。

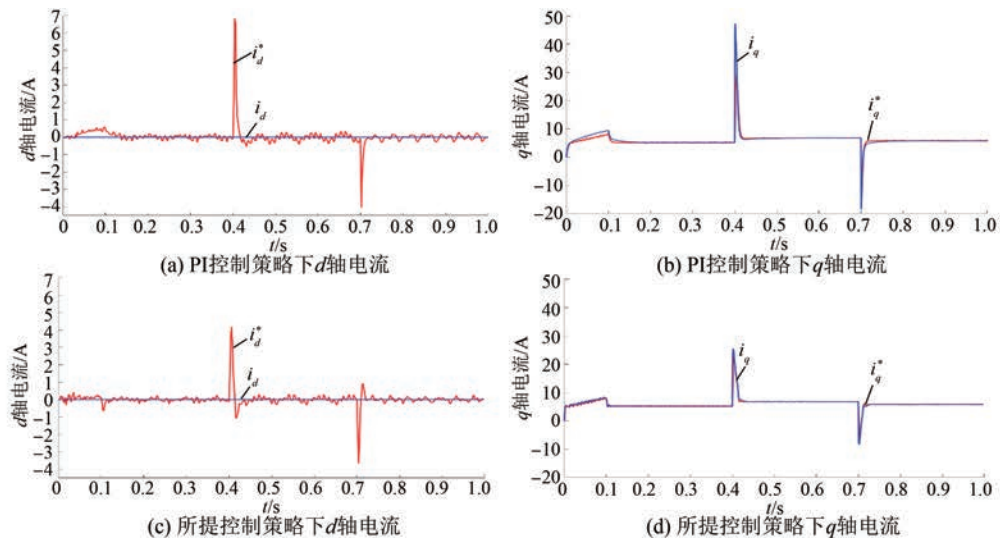


图 3 dq 轴电流波形

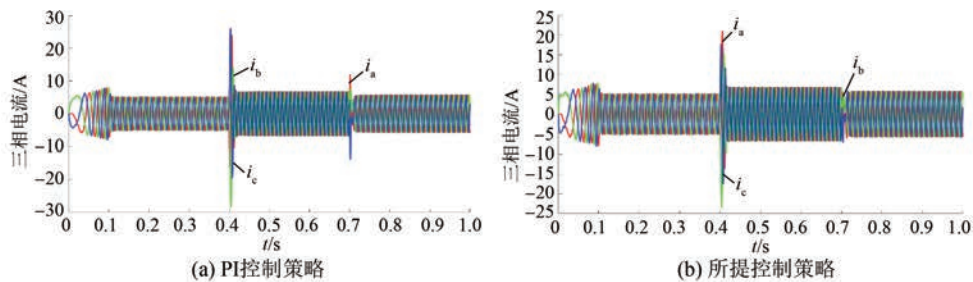


图 4 三相电流波形

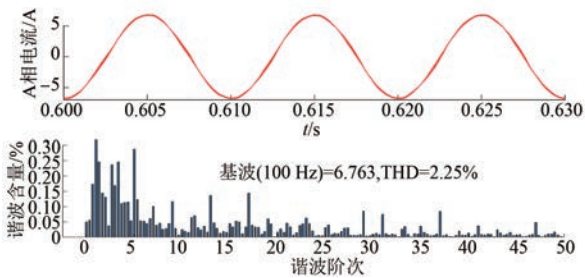


图 5 PI 控制策略 A 相电流 THD

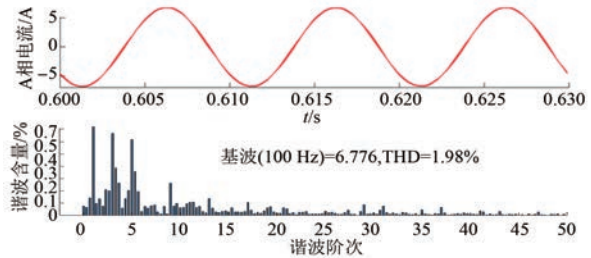


图 6 所提控制策略 A 相电流 THD

3.2 抗扰动试验

本试验,给定转速为 1 500 r/min,对应基波频率为 100 Hz,负载转矩从 0 N·m 突变到 10 N·m。为了保证试验对比的公平性,仿真试验中电流调节环均采用了二阶滑模控制器。控制参数保持不变。图 7(a)和图 7(b)分别给出了在此

种工况下 PI 控制策略和所提控制策略的电机转速变化曲线,可以看出两种控制策略均能较好地适应负载扰动,调节电机转速至额定转速。应当指出是当负载转矩突变时,PI 控制策略需要 0.15 s 恢复至额定转速,转速超调达到 41 r/min,但是二阶滑模控制策略调节时间为 0.06s,转速

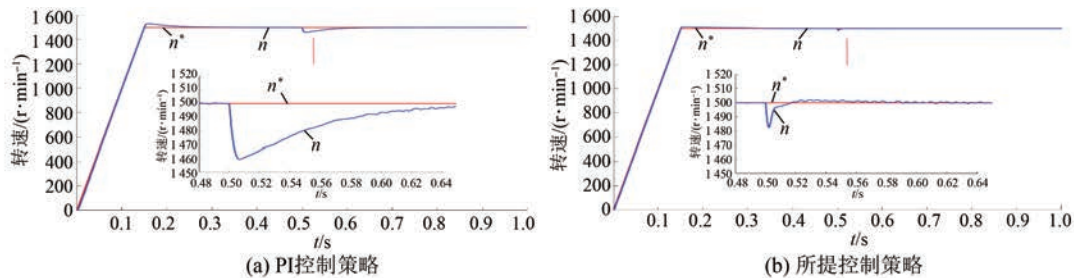


图7 电机转速

超调仅为 20 r/min,大大提高了系统的动态性能。试验结果表明本文提出的方法对负载变化有较强的鲁棒性。

3.3 电机反转试验

电机反转试验给定转速为-1 500 r/min,对应基波频率为 100 Hz,负载转矩从 0 N·m 突变到 10 N·m,电流外环均采用二阶滑模控制器。保持控制参数不变,图 8(a)~图 8(d)分别为 PI 控制策略、传统滑模控制策略、未引入扰动观测器的二阶滑模控制策略和所提控制策略下的电机转速,四种控制策略均有较好的抗扰动性能,能够调节

电机转速至额定转速。由图 8 可看出,当产生负载突变时,PI 控制策略、传统滑模控制策略和未引入扰动观测器的二阶滑模控制策略的调节时间分别为 0.2、0.08 和 0.3 s,超调值为 40、30 和 20 r/min。而所提控制策略仅需 0.05 s 即可恢复至额定转速,超调值仅为 15 r/min。因此,所提控制策略对负载干扰具有较好的鲁棒性。此外,图 9 对比了四种控制策略下的转速静态性能,可以发现传统滑模控制策略转速静态误差最大,而二阶滑模和所提控制策略能够有效抑制抖振现象,且转速静态误差较小。

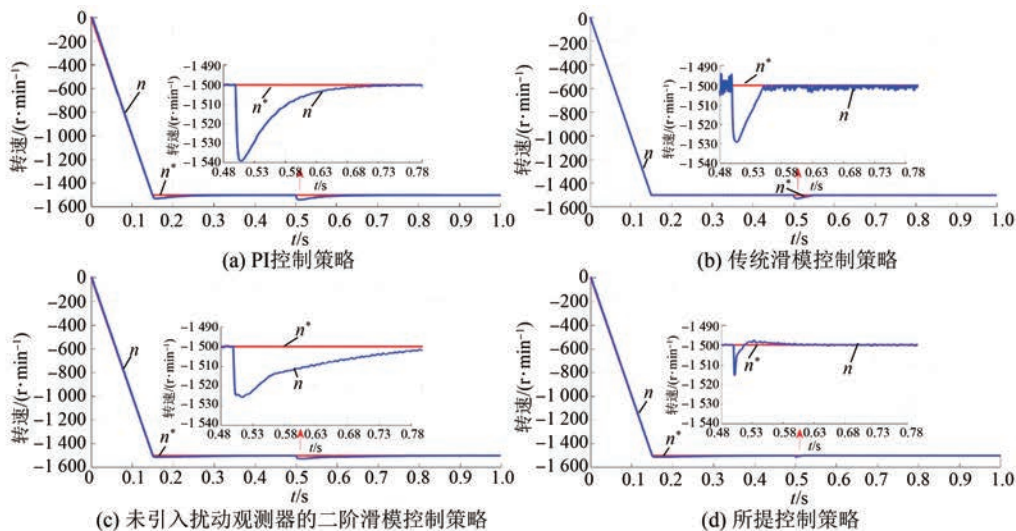


图8 电机反转试验转速

4 结 语

本文提出了一种基于二阶滑模 ADRC 的 PMSM 鲁棒控制策略。建立 PMSM 在同步旋转坐标系下的标称系统模型和不确定性系统模型。针对电机转速动态模型,将系统参数不确定性和负载转矩看作是一个集总的扰动,并设计扰动观测

器对其估计。利用二阶滑模控制技术和所估测的扰动值,在速度调节环设计复合控制器调节电机转速至其期望值并提高系统抗扰动能力。在电流控制环设计二阶滑模控制器保证 dq 轴电流在存在参数情况下能够跟踪其期望值。最后,通过两组仿真试验验证了所提控制策略性能的优越性,与传统的 PI 控制方法相比,采用基于二阶滑模自

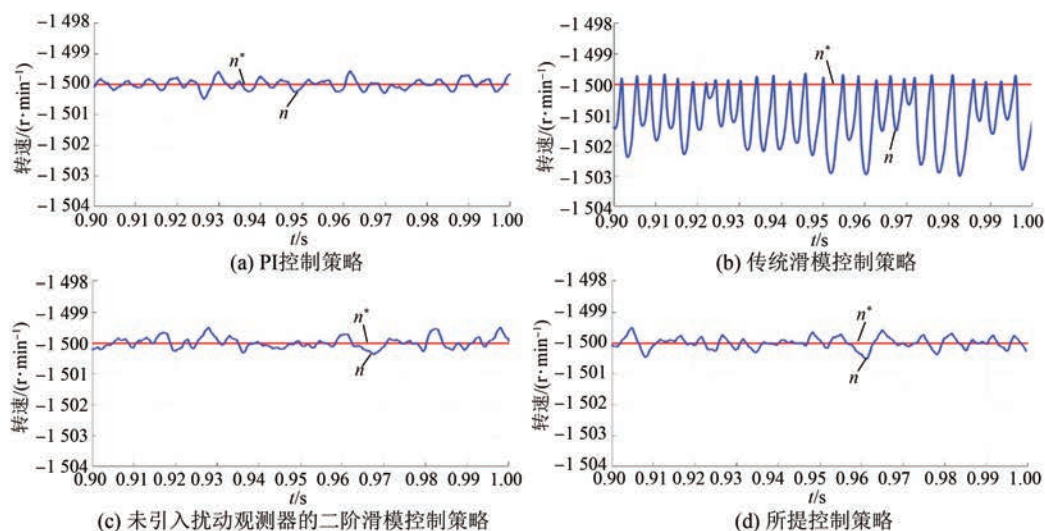


图9 四种控制策略抖振性能

抗扰技术的控制策略在加减速试验过程中调节时间较短、超调较小且电流的 THD 较小。另外,在抗扰动和电机反转试验中,所提的控制策略具有明显的抗扰动和抑制抖振的能力。

【参考文献】

- [1] 沈超平, 吕建良, 马国庆, 等. 冬季高速公路除雪除冰养护技术初探[C]//2008 中国乳化沥青技术和路面维修养护技术大会, 2008.
- [2] 谭忆秋, 张驰, 徐慧宁, 等. 主动除冰雪路面融雪化冰特性及路用性能研究综述[J]. 中国公路学报, 2019, 32(4):1.
- [3] 周纯秀, 谭忆秋. 橡胶颗粒沥青路面应用技术的研究[J]. 公路交通科技(应用技术版), 2008, 4(增1):18.
- [4] 谭忆秋, 侯明昊, 单丽岩, 等. 蓄盐沥青路面缓释络合盐填料的研制[J]. 建筑材料学报, 2014, 17(2):256.
- [5] 徐慧宁, 谭忆秋, 周纯秀. 太阳能-土壤源热能复合道路融雪系统融雪特性的仿真分析[J]. 太阳能学报, 2015, 36(4):955.
- [6] 贺先访. 自应力弹性沥青混合料路面除冰效果研究[J]. 山西建筑, 2016, 42(3):142.
- [7] PEI Z, YI J, LI Y, et al. Material design and performance analysis of the anti-ice and antiskid wear layer on pavement[J]. Construction and Building Materials, 2021, 282:122734.
- [8] LI Z, YU X, LIANG Y, et al. Carbon nanomaterials for enhancing the thermal, physical and rheological properties of asphalt binders[J]. Materials, 2021, 14(10):2585.
- [9] LEVENBERG E, ADAM Q F. Construction of an electrically heated asphalt road based on ribbon technology[J/OL]. Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board, 2021, 2675(9) [2021-04-02]. <https://doi.org/10.1177/03611981211004175>.
- [10] 谭忆秋, 张驰, 陈凤晨, 等. 基于热管技术的机场道面融雪性能试验研究[J]. 中国公路学报, 2019, 32(4):137.
- [11] OHIRO T, TAKAKURA K, SAKURABA T, et al. Development of advanced anti-icing spray system using automated road surface condition judgement system [C]//Transportation Research Board 98th Annual Meeting, 2019.
- [12] 傅珍, 彭丹丹, 秦钜泽, 等. 美国固定自动喷淋防冰系统的工程实践与评价[J]. 公路, 2014, 59(6):262.
- [13] PAN C T, CHEN T C. Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC convertor without current sensor[J]. IEE Proceedings, Part B, Electric Power Applications, 1993, 140(3):201.
- [14] FENG Y, ZHAO H, ZHAO M, et al. A feedback linearization control scheme based on direct torque control for permanent magnet synchronous motor[C]//2018 37th Chinese Control Conference (CCC), 2018.
- [15] OMARA A M, SLEPTSOV M, DIAB A A Z. Cascaded fuzzy logic based direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor for variable speed electric drive systems[C]//2018 25th

- International Workshop on Electric Drives; Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 2018.
- [16] WANG Y, WANG X, XIE W, et al. Deadbeat model-predictive torque control with discrete space-vector modulation for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3537.
- [17] MYNAR Z, VESELY L, VACLAVEK P. PMSM model predictive control with field-weakening implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8):5156.
- [18] BOLOGNANI S, CARLET P G, TINAZZI F, et al. Current ripple minimisation in deadbeat parameter-free predictive control of synchronous motor drives [J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021, 2: 278.
- [19] NIEWIARA L, TARCZEWSKI T, GRZESIAK L M. Application of artificial neural network state feedback controller to torque ripple minimization of PMSM[C] //2014 11th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO), 2014.
- [20] LIN C. Hybrid recurrent wavelet neural network control of PMSM servo-drive system for electric scooter [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2014, 12: 177.
- [21] ZEGHIB O, ALLAG A, HAMIDANI B, et al. Input-output linearizing control of induction motor based on a newly extended MVT observer design [C] //2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE), 2018.
- [22] THOUNTHONG P, SIKKABUT S, POONNOY N, et al. Nonlinear differential flatness-based speed/torque control with state-observers of permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3):2874.
- [23] SHAHRIARI-KAHKESHI M. Control of chaotic permanent magnet synchronous motor using adaptive nonlinear-in-parameter approximator [C] //2018 6th RSI International Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM), 2018.
- [24] ZHU D, WANG R, LIU C, et al. Synchronization of chaotic-oscillation permanent magnet synchronous generators networks via adaptive impulsive control [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(10):2194.
- [25] DELPOUX R, FLOQUET T. High-order sliding mode control for sensorless trajectory tracking of a PMSM [J]. International Journal of Control, 2014, 87(10): 2140.
- [26] NI H, DING B, ZHAO F, et al. Adaptive terminal sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor [C] //2020 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE), 2020.
- [27] YAO G, LV Y, CHEN Z. Smooth switching control of sliding mode and passive control for permanent magnet synchronous motor[C]//2020 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2020.
- [28] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control [J]. International Journal of Control, 2003, 76(9/10): 924.
- [29] ZHAI D, XIA Y, et al. Finite-time control of teleoperation systems with input saturation and varying time delays [J]. IEEE Transactions on Systems Man, and Cybernetics: Systems, 2017, 47(7):1522.
- [30] SONG J, NIU Y, ZOU Y. Finite-time stabilization via sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 62(3):1478.
- [31] YAN X, SPURGEON S K, EDWARDS C. Memoryless static output feedback sliding mode control for nonlinear systems with delayed disturbances [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, 59(7):1906.
- [32] LI J, NIU Y, CHEN B. Finite-time sliding mode control under dynamic event-triggered scheme [J]. IFAC-PapersOnLine, 2020, 53(2):5069.
- [33] YAN X G, SPURGEON S K, EDWARDS C. Decentralized output feedback sliding mode control of nonlinear large-scale systems with uncertainties [J]. Journal of optimization theory and applications, 2003, 119(3):597.
- [34] ZHOU Q, YAO D, WANG J, et al. Robust control of uncertain semi-Markovian jump systems using sliding mode control method [J]. Applied Mathematics and Computation, 2016, 286:72.
- [35] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2011.
- [36] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control [J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247.