

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508292

# 数据驱动扩展滑模观测器的 PMSM 无模型自适应高阶滑模控制\*

赵凯辉<sup>1</sup> 涂麟轩<sup>1</sup> 贾林<sup>1</sup> 黄宜山<sup>2</sup> 何静<sup>1</sup>

(1. 湖南工业大学交通与电气工程学院 株洲 412007; 2. 中车时代电动汽车股份有限公司 株洲 412001)

**摘要:**针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)驱动系统过度依赖精确模型且面临负载扰动时鲁棒性差的问题,提出一种基于数据驱动扩展滑模观测器的新型无模型自适应高阶滑模控制策略。首先,将电机运动方程转化为离散偏格式动态线性化范模型。其次,构建融合偏格式无模型自适应控制和离散时间高阶滑模控制优点的新型控制器;同时设计基于数据驱动的扩展非奇异离散终端滑模观测器,实时观测扰动并反馈至控制器以补偿跟踪误差。然后,基于电机输出转速和滑动时间窗口内的输入参考电流数据,构造改进型伪梯度实时估计算法,增强对时变参数的跟踪能力,实现基于二阶偏格式范模型的数据驱动控制。最后,通过在工况突变情况下与传统方法的仿真和实验对比,结果表明该方法能使电机收敛时间缩短35%,由负载扰动引起的平均波形畸变率减小18.4%,有力保障了PMSM的稳定、高效运行,验证了所提方法的可靠性与优越性。

**关键词:** 偏格式动态线性化;伪梯度;数据驱动的扩展滑模观测器;无模型自适应高阶滑模控制

**中图分类号:** TM351

**文献标识码:** A

**国家标准学科分类代码:** 510.80

## Model free adaptive high-order sliding mode control for PMSM based on data-driven extended sliding mode observer

Zhao Kaihui<sup>1</sup> Tu Linxuan<sup>1</sup> Jia Lin<sup>1</sup> Huang Yishan<sup>2</sup> He Jing<sup>1</sup>

(1. School of Transportation and Electrical Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. CRRC Electric Vehicle Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

**Abstract:** A novel model free adaptive high-order sliding mode control strategy based on data-driven extended sliding mode observer is proposed to address the problem of PMSM drive system over reliance on accurate models and poor robustness in the face of load disturbances. Firstly, convert the motor motion equation into a discrete partial form dynamic linearization model. Secondly, a new controller is constructed that integrates the advantages of partial format model free adaptive control and discrete-time high-order sliding mode control; Simultaneously design a data-driven extended nonsingular discrete terminal sliding mode observer to observe disturbances in real time and input them into the controller to compensate for tracking errors. Then, based on the motor output speed and input reference current data within the sliding time window, an improved pseudo ladder real-time estimation algorithm is constructed to enhance the tracking ability of time-varying parameters, and achieve data-driven control based on the second-order partial range model. Finally, through simulation and experimental comparison with traditional methods under sudden changes in operating conditions, the results show that this method can shorten the convergence time of the motor by 35% and reduce the average waveform distortion caused by load disturbances by 18.4%, effectively ensuring the stable and efficient operation of PMSM and verifying the reliability and superiority of the proposed method.

**Keywords:** partial format dynamic linearization; pseudo gradient; data-driven extended sliding mode observer; model free adaptive high-order sliding mode control

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以高效节能、动态响应良好和调速范围宽广等优势,在数控机床、医疗器械、交通运输和工业生产等众多领域得以广泛应用<sup>[1-4]</sup>。但在实际复杂工况下,由于系统外部干扰的不确定性,会严重影响电机运行稳定性与效率。因此,研发强鲁棒性控制方式,确保电机稳定高效运行,成为当下学术和工程领域的研究热点<sup>[5]</sup>。

目前,基于模型和基于数据驱动的控制是 PMSM 控制的两大主流控制方式。在基于模型的控制方法中,如滑模控制<sup>[6-7]</sup>、预测控制<sup>[8-9]</sup>、自适应控制<sup>[10-11]</sup>等,模型常常建立在一系列理想化假设之上,均依赖于定子电阻、电感以及永磁体磁链等电机参数的准确获取。为提高系统的鲁棒性,文献[12]提出一种基于改进型观测器的终端滑模电流控制方案,电流控制性能得到显著提升。文献[13]提出了一种分数阶自适应模糊反推控制方法,提高了系统在转速突变、负载扰动等情况下的快速响应和抗干扰能力。在其他基于模型的先进控制策略中,文献[14]提出一种 PMSM 模糊自整定自适应积分反步控制方法,在应对参数摄动时拥有较强的抗干扰性能。文献[15]提出一种基于快速选择表的改进模型预测转矩控制策略,减小了转矩脉动和磁链波动。针对传统直接转矩控制相电流畸变、共模电压高、转矩和磁链脉动大等问题,文献[16]提出基于自然容错开关表的 DTC 策略,抑制了故障转矩脉动,降低三次谐波电流和磁链脉动。上述控制策略都需要依赖模型的建立,而在实际运行环境中,电机参数又会因温度变化、负载突变、机械磨损等因素而发生改变,使得基于理想数学模型的传统控制策略难以适应复杂工况和高动态性能的应用需求。

在传统基于数据驱动控制方法中,PI 控制技术因结构简单易实现,在实际控制领域中仍是主流控制方法<sup>[17-18]</sup>。然而 PMSM 是一个复杂的非线性系统,常常因参数摄动和外部干扰等不确定性因素影响系统控制性能,因此 PI 控制在应对负载变化和参数不确定性方面,依然存在应用局限性。超局部模型作为一种基于数据驱动的独特建模方式,因其结构简单,计算量小,能够满足实时控制的要求,在电机控制领域备受关注。文献[19]基于新型超局部模型,结合改进的滑模趋近律设计 PMSM 无模型滑模速度控制器,通过扩展滑模扰动观测器观测扰动,实现了系统的抗干扰性。在此基础上,为解决驱动系统性能下降的问题,文献[20]结合超局部模型,提出超螺旋快速积分终端滑模控制,实现了对转速的精确控制。但由于超局部模型的精度较低,泛化能力差,未实现真正的数据驱动控制,而无法保障电机在控制精

度要求极高的场合中的控制效果。

随着控制理论的深入研究和发 展,无模型自适应控制应运 而生并迅速崛起<sup>[21-22]</sup>。通过对电机运行过程中产生的输入输出数据进行采集与分析,实时感知电机的运行状态,捕捉传统模型难以描述的复杂动态特性和非线性关系。文献[23]提出一种基于全格式的无模型自适应(model free adaptive control, MFAC)速度控制方法,该控制方法只依赖电机的输入和输出测量数据,因此获得了良好的控制效果。文献[24]提出了一种无模型自适应预测控制策略来实现在外界扰动下 PMSM 系统的速度追踪,通过实验验证了此方法的有效性和优越性。虽然这种控制方式能有效应对电机参数时变和外部干扰等不确定性因素,展现出强大的自适应性。但无模型自适应控制严重依赖于伪偏导数(pseudo partial derivative, PPD)的估计,而在电机运行中,所估计的 PPD 又很难快速达到控制所契合的稳定值,从而发生电机转速收敛速度慢、抖振幅度大等情况。因此,从现有研究结论来看,传统的 MFAC 已经无法满足复杂控制系统的需求。

为使 PMSM 驱动系统在存在负载扰动的情况下,依然具有强鲁棒性,本文提出一种基于数据驱动的扩展非奇异离散终端滑模观测器(extended non-singular discrete terminal sliding mode observer, ENDSMO)的 PMSM 新型无模型自适应高阶滑模控制(model-free adaptive high-order sliding mode control, MFAHSMC)方法。该方法通过观测器实时观测扰动,补偿跟踪误差,输入至控制器;同时该算法结合偏格式动态线性化(partial form dynamic linearization, PFDL)型无模型自适应控制与离散时间高阶滑模控制各自的优点,设计了一种新型 MFAHSMC 控制率;采用系统前一个时间滑动窗口的输入输出数据估计时变参数伪梯数(pseudo-gradient, PG),改进了 PG 估计算法。该方法不再依赖电机的模型信息,直接基于所估计的伪梯数,实现了基于数据驱动的控制,加快了电机的收敛速度,提升了系统鲁棒性和抗干扰性能,通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。

## 1 系统描述

PMSM 在  $d$ - $q$  坐标系下电压方程为:

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

定子磁链方程为:

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

机械运动方程和电磁转矩方程为:

$$\begin{cases} J \frac{d}{dt} \omega_m = T_e - T_L - B \omega_m \\ T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_r] \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $u_d, u_q$  为  $d$ - $q$  轴定子电压分量;  $i_d, i_q$  为  $d$ - $q$  轴定子电流分量;  $\psi_d, \psi_q$  为  $d$ - $q$  轴定子磁链;  $L_d, L_q$  为  $d$ - $q$  轴定子电感;  $p_n$  为极对数;  $R$  为定子电阻;  $J$  为转动惯量;  $B$  为摩擦系数;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_L$  为负载转矩;  $\psi_r$  为永磁体磁链;  $\omega_e$  为电角速度;  $\omega_m$  为机械角速度。

考虑参数摄动, PMSM 数学模型可改写为:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + \Delta u_d \\ u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_r + \Delta u_q \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\Delta u_d$  和  $\Delta u_q$  为参数摄动下的电压干扰量。

$$\begin{cases} \Delta u_d = \Delta R i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q \\ \Delta u_q = \Delta R i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e \Delta L_d i_d + \omega_e \Delta \psi_r \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\Delta R$  为电阻参数摄动量;  $\Delta L_d$  和  $\Delta L_q$  为  $d, q$  轴定子电感参数摄动量;  $\Delta \psi_r$  为永磁体磁链变化量。

采用表贴式 PMSM 时, 根据式(3), PMSM 在参数摄动下电磁转矩方程可以改写为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \psi_r + \Delta T_e \quad (6)$$

式中:  $\Delta T_e$  为转矩摄动量。

将式(6)代入式(3)的电机转速方程, 同时采用一阶前向欧拉法对电机运动方程离散化, 可得:

$$\frac{\omega_m(k+1) - \omega_m(k)}{T_s} = \frac{p_n T_e}{J} - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_m(k) \quad (7)$$

式中:  $T_s$  为采样周期。

由于  $n = 30\omega_m/\pi$ , 代入式(7), 可得 PMSM 在参数摄动下的转速方程为:

$$\begin{aligned} n(k+1) &= \left(1 - \frac{B}{J} T_s\right) n(k) + \\ &\frac{45}{J\pi} T_s p_n i_q(k) \psi_r - \frac{30}{J\pi} T_s (\Delta T_e - T_L) \end{aligned} \quad (8)$$

式中:  $n(k)$  为系统在  $k$  时刻的转速。

对式(8)进一步简化整理可得:

$$n(k+1) = \nu_1 n(k) + \nu_2 i_q(k) + T_M \quad (9)$$

式中:  $\nu_1 = 1 - \frac{B}{J} T_s$ ;  $\nu_2 = \frac{45}{J\pi} T_s p_n \psi_r$ ;  $T_M = -\frac{30}{J\pi} T_s (\Delta T_e - T_L)$ 。

注1 由式(9)可知, PMSM 的速度环控制是一个单输入单输出离散非线性系统, 满足系统输入输出是可观可控的条件。

定义 PMSM 在一个滑动窗口时间  $[k-l+1, k]$  内的控制输入信号为:

$$\Gamma_L(k) = [i_q(k), \dots, i_q(k-l+1)] \quad (10)$$

式中:  $l$  为控制输入线性化长度常数, 且为一正整数。

注2 利用反馈控制算法来控制 PMSM 转速时, 一定存在有界的控制输入信号, 可使系统的实际输出能够接近期望输出, 系统可控可观, 且系统满足广义李普希兹条件。即对任意时刻  $k_1 \neq k_2, k_1, k_2 > 0$  和  $\Delta i_q \neq 0$ , 系统均满足:

$$|n(k_1+1) - n(k_2+1)| \leq b |\Gamma_L(k_1) - \Gamma_L(k_2)| \quad (11)$$

式中:  $n(k_i+1) = f(n(k_i), \dots, i_q(k_i), \dots), i = 1, 2; b > 0$  为一正常数。

注3 控制输入有限变化不会导致系统的输出无限增加或减少, 并且满足假设1。

假设1 系统关于控制输入  $i_q(k)$  的偏导数是连续的, 系统的输入输出满足广义李普希兹条件。

定理1 对于满足假设1 电机转速控制系统, 当  $|\Delta \Gamma(k)| \neq 0$  时, 必定存在一个有界伪梯度  $\Phi_L^T(k)$ , 得到基于偏格式动态线性化的范模型为:

$$\Delta n_m(k+1) = \Phi_L^T(k) \Delta \Gamma_L(k) + \zeta(k) \quad (12)$$

式中:  $\Delta n_m(k+1) = n_m(k+1) - n_m(k), \zeta(k)$  为未知变量;  $\Phi_L^T(k)$  为一有界时变向量。

$$\Phi_L^T(k) = [\phi_1(k), \dots, \phi_l(k)] \quad (13)$$

通常基于紧格式(compact form dynamic linearization, CFDL)的 MFAC 一阶范模型由于仅采集当前时段的输入数据, 而依赖当前时刻估计的伪偏导数  $\phi(k)$ ; PFDL 形式的 MFAC 控制扩展了范模型采集数据的区域, 由一阶伪偏导数扩展为在时间上的一维向量伪梯度, 使得对数据估计更加精确, 两种方式效果对比如图1所示。

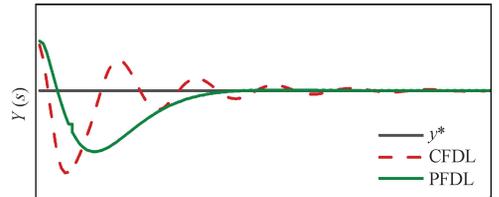


图1 两种动态线性化方式效果对比

Fig. 1 Comparison of the effects of two dynamic linearization methods

## 2 传统无模型自适应控制器设计

### 2.1 基于CFDL的控制器设计

利用基于数据驱动的 MFAC 对外部干扰鲁棒性强和对系统参数变化不敏感的优点, 针对永磁同步电机转速控制系统, 设计了基于数据驱动的 MFAC 转速控

制器<sup>[25]</sup>。

考虑基于紧格式的动态线性化模型为:

$$n(k+1) = n(k) + \phi(k)\Delta i_q(k) + \zeta(k) \quad (14)$$

式中:  $n(k+1)$  为  $k+1$  时刻的实际输出转速;  $\phi(k)$  为一阶伪偏导数;  $\Delta i_q(k) = i_q(k) - i_q(k-1)$ ;  $\zeta(k)$  为未知扰动。

代入如下控制输入准则函数:

$$J(u(k)) = |y_d(k+1) - y(k+1)|^2 + \lambda_1 |u(k) - u(k-1)|^2 \quad (15)$$

式中:  $u$  为控制输入;  $y$  为控制输出;  $\lambda_1 > 0$  为权重因子。将式(14)代入式(15)得到如下基于紧格式型无模型自适应控制律:

$$i_q^*(k) = i_q(k-1) + \frac{\rho\phi(k)}{\lambda_1 + |\phi(k)|^2} (n_d(k+1) - n(k) - \zeta(k)) \quad (16)$$

式中:  $\rho \in (0, 1]$  为步长因子, 使控制算法更具一般性;  $n_d(k+1)$  为  $k+1$  时刻期望输出转速。传统 MFAC 使用准则函数获得了较好的控制效果, 但稳态误差不能在有限时间内收敛至零。

### 3 新型 PFDL-MFAHSMC 设计

#### 3.1 控制器设计

为实现 PMSM 矢量控制系统高精度控制, 结合 PFDL-MFAC 基于数据驱动且不依赖于系统数学模型和高阶滑模(HSMC)远离平衡点时收敛速度快等优点, 提出了基于数据驱动的 MFAHSMC 方法, 并用来设计转速环控制器。

定义转速误差为:

$$e_m(k) = n_d(k) - n_m(k) \quad (17)$$

式中:  $n_m(k)$  为  $k$  时刻实际输出转速。

在基于扰动的永磁同步电机偏格式动态线性化模型下, 设计高阶非奇异快速终端滑模函数, 并向前一步离散为:

$$s(k+1) = e_m(k+1) + \sum_{i=0}^2 \lambda_i |e_m^{(i)}(k)|^{\mu_i} \text{sgn}(e_m^{(i)}(k)) \quad (18)$$

式中:  $i = 0, 1, 2$ 。

令  $g(k) = \sum_i \lambda_i |e_m^{(i)}(k)|^{\mu_i} \text{sgn}(e_m^{(i)}(k))$ , 具体形式为:

$$g(k) = \lambda_0 |e_m(k)|^{\mu_0} \text{sgn}(e_m(k)) + \lambda_1 |\dot{e}_m(k)|^{\mu_1} \text{sgn}(\dot{e}_m(k)) + \lambda_2 |\ddot{e}_m(k)|^{\mu_2} \text{sgn}(\ddot{e}_m(k)) \quad (19)$$

式中:  $0 < \lambda_2 < \lambda_1 < \lambda_0$ , 均为有界常数, 本文取  $\lambda_2 = 0.1$ ,  $\lambda_1 = 0.3$ ,  $\lambda_0 = 0.5$  幂次项满足  $1 < \mu_0 < \mu_1, \mu_2 < 1$  保证非奇异性, 取  $\mu_2 = 0.2, \mu_1 = 2, \mu_0 = 1.5$ ,  $T_s$  为仿真步长。  
 $\dot{e}_m(k) = (e_m(k) - e_m(k-1))/T_s$ 。

选择离散指数趋近率:

$$s(k+1) = s(k) - \varepsilon_1 T_s \text{sgn}(s(k)) - k T_s s(k) \quad (20)$$

当  $l = 2$  时, 得到一个含滑动时间窗口输入量的 PMSM 范模型为:

$$\Delta n_m(k+1) = [\phi_1(k), \phi_2(k)] \begin{bmatrix} \Delta i_q(k) \\ \Delta i_q(k-1) \end{bmatrix} + \zeta(k) \quad (21)$$

结合式(19)~(21), 可得基于 PFDL 的无模型自适应高阶滑模控制律:

$$\Delta i_q^*(k) = ((e_m(k) - \phi_2(k)\Delta i_q(k-1) - \zeta(k) - s(k) + \varepsilon_1 T_s \text{sgn}(s(k)) + k T_s s(k) + g(k))/\phi_1(k)) \quad (22)$$

#### 3.2 基于数据驱动扩展非奇异终端滑模观测器设计

对所示控制律, 使用二阶范模型重构状态, 将系统未知部分  $\zeta(k)$  扩展成状态变量, 设计基于 PFDL 的扩展非奇异终端控制滑模观测器(PFDL-ENDSMO), 实现对  $\zeta(k)$  的精确估计。PFDL-ENDSMO 转速环的扩展新型数据驱动模型为:

$$\begin{cases} n_m(k+1) = n_m(k) + \Phi_L^T(k)\Delta\Gamma_L(k) + \zeta(k) \\ \frac{\zeta(k+1) - \zeta(k)}{T_s} = \tilde{\zeta}(k) \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $\tilde{\zeta}(k)$  为电机运行中未知变化率。设计观测器如下:

$$\begin{cases} \hat{n}_m(k+1) = \hat{n}_m(k) + \hat{\Phi}_L^T(k)\Delta\Gamma_L(k) + \hat{\zeta}(k) \\ \hat{\zeta}(k+1) = \hat{\zeta}(k) + l_1 U_{ndsmo} \end{cases} \quad (24)$$

式中:  $l_1 = \kappa_1 T_s$ ,  $\kappa_1$  为一可调系数。

令:

$$\delta_L(k) = \hat{\Phi}_L(k) - \Phi_L(k) \quad (25)$$

式中:  $\delta_L(k)$  为伪梯数估计值和实际值的误差。将  $e_{dis}(k)$  视为  $U_{dsmo}$  的扰动, 整理得到观测误差为:

$$\begin{cases} e_y(k+1) = e_y(k) + \delta_L^T(k)\Delta\Gamma_L(k) + e_{dis}(k) + U_{ndsmo} \\ e_{dis}(k+1) = e_{dis}(k) + l_1 U_{ndsmo} \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $e_y(k)$  为转速跟踪误差。

选取离散非奇异终端滑模面:

$$s_{io}(k+1) = e_y(k+1) + \alpha(\dot{e}_y(k))^{g/h} \quad (27)$$

式中:  $\alpha > 0$ ,  $\dot{e}_y(k) = (e_y(k) - e_y(k-1))/T_s$ ,  $g, h$  均为奇数,  $1 < g/h < 2$ , 本文取  $g = 1.1, h = 1.5$ 。选择非奇异终端滑模面, 使得在高阶系统范模型下避免了奇异性问题, 且加快了状态在滑模面的收敛速度。



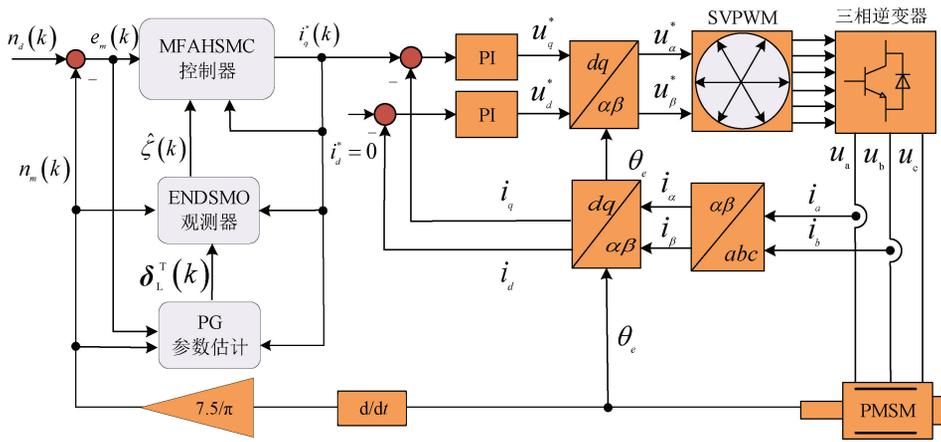


图 3 电机调速系统控制框图

Fig. 3 The block diagram of motor speed control system

$$n_m(k_i + 1) = f(n_m(k_i) \cdots n_m(k_i - N_n), \Gamma_L(k_i) \cdots \Gamma_L(k_i - N_r)) \quad (36)$$

PG 参数的跟踪误差为:

$$\delta_L(k) = \hat{\Phi}_L(k) - \Phi_L(k) \quad (37)$$

在式(37)的两侧同时减去  $\Phi_L(k)$ , 并取绝对值得:

$$\Xi(k) = \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) + \Phi_L(k-1) - \Phi_L(k) + \text{sgn}(\hat{\Phi}_L(k) - \hat{\Phi}_L(k-1)) \Delta D \quad (38)$$

式中:  $I$  为二维的单位阵。

由定理 1 可知,  $\|\Phi_L(k)\|$  是有界的, 假设其上界为

$\tilde{b}$ , 在式(38)两端取范数得:

$$\begin{aligned} \|\Xi(k)\| &= \left\| \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) \right\| + \\ &\|\Phi_L(k-1) - \Phi_L(k)\| + \|\text{sgn}(\hat{\Phi}_L(k) - \hat{\Phi}_L(k-1)) \Delta D\| \leq \\ &\left\| \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) \right\| + \\ &2\tilde{b} + \|\text{sgn}(\hat{\Phi}_L(k) - \hat{\Phi}_L(k-1)) \Delta D\| \quad (39) \end{aligned}$$

对式(39)右端第 1 项取平方可得:

$$\begin{aligned} &\left\| \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) \right\|^2 \leq \\ &\|\delta_L(k-1)\|^2 + \left( -2 + \frac{\eta \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \times \frac{\eta (\delta_L^T(k) \Delta \Gamma_L^T(k-1))^2}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \quad (40) \end{aligned}$$

由于  $0 < \eta \leq 2, \mu > 0$ , 则成立如下不等式:

$$-2 + \frac{\eta \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} < 0 \quad (41)$$

结合式(40)、(41)可得:

$$\left\| \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) \right\|^2 <$$

$$\|\delta_L(k-1)\|^2 \quad (42)$$

此时, 存在一个常数  $0 < d_1 < 1$ , 始终成立:

$$\begin{aligned} &\left\| \left( I - \frac{\eta \Delta \Gamma_L(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right) \delta_L(k-1) \right\| < \\ &d_1 \|\delta_L(k-1)\|^2 \quad (43) \end{aligned}$$

同理:

$$\begin{aligned} \Delta D(k) &= \kappa \left| \frac{\Delta \Gamma_L(k-1) (e(k) - e(k-1))}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right| = \\ \kappa \left| \frac{\Delta \Gamma_L(k-1) \Delta n_m(k)}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right| &= \kappa \left| \frac{\Phi_L^T(k-1) \Delta \Gamma_L^T(k-1)^2}{\mu + \|\Delta \Gamma_L(k-1)\|^2} \right| \leq \kappa |m_2| \quad (44) \end{aligned}$$

式中:  $m_2$  为常数。将式(43)代入式(39)得:

$$\begin{aligned} \|\delta_L(k)\| &\leq d_1 \|\delta_L(k-1)\| + 2\tilde{b} + \kappa |m_2| \leq \\ d_1^2 \|\delta_L(k-2)\| &+ 2d_1 \tilde{b} + 2\tilde{b} + \kappa |m_2| \leq \cdots \leq \\ d_1^{k-1} \|\delta_L(1)\| &+ \frac{2\tilde{b}(-1d_1^{k-1})}{1-d_1} + \kappa |m_2| \quad (45) \end{aligned}$$

由于  $\Phi_L(k)$  是有界的, 则  $\hat{\Phi}_L(k)$  也是有界的。

#### 4.2 控制器收敛分析

选择 Lyapunov 函数为  $V = s(k)^2/2$ , 并对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s(k) \times \frac{s(k+1) - s(k)}{T_s} = \\ s(k) \times (-\varepsilon_1 \text{sgn}(s(k)) - ks(k)) &= -\varepsilon_1 |s(k)| - k(s(k))^2 \quad (46) \end{aligned}$$

当  $\varepsilon_1 \geq 0, k \geq 0$  时,  $\dot{V} \leq 0$ 。即在控制算法(式(22))的作用下, 满足滑模到达条件, 即该控制算法渐进稳定, 并且  $|e_m(k)|$  收敛到零的邻域内。

#### 4.3 观测器收敛分析

选择 Lyapunov 函数为  $V_2 = s_{io}(k)^2/2$ , 结合式(26)~

(28), 对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_{io}(k) \times \frac{s_{io}(k+1) - s_{io}(k)}{T_s} = \\ & s_{io}(k) \times s_{io}(k+1)/T_s - (s_{io}(k))^2/T_s = \\ & s_{io}(k) \cdot (e_y(k) + \delta_L^T(k) \Delta \Gamma_L(k) + \\ & U_{ndsmo} + \alpha(\dot{e}_y(k))^{g/h})/T_s - s_{io}^2(k)/T_s = \\ & s_{io}(k) \cdot (-\tau_1 T_s |s_{io}(k)|^{h_1} \times \text{sgn}(s_{io}(k)) + s_{io}(k))/T_s - s_{io}^2(k)/T_s = \\ & (-\tau_1 T_s |s_{io}(k)|^{h_1} |s_{io}(k)| + s_{io}^2(k))/T_s - s_{io}^2(k)/T_s = \\ & (-\tau_1 T_s |s_{io}(k)|^{h_1} |s_{io}(k)|)/T_s \end{aligned} \quad (47)$$

由于  $\tau_1 > 0$ , 于是  $\dot{V}_2 < 0$ , 证明观测器(24)始终渐进收敛。

### 5 仿真分析

本文在 MATLAB/Simulink 环境下建立了基于 MFAHSMC 算法的 PMSM 驱动系统仿真模型, 并与 PI 和 MFAC 进行了对比, 验证了所提方法的可行性和优越性。实验采用  $i_d^* = 0$  控制策略, 直流侧电压  $U_{DC} = 24 \text{ V}$ , 仿真采样周期为  $10 \mu\text{s}$ , 观测器中  $\kappa_1 = 20, \alpha = 0.5, g = 11, h = 15$ 。表 1 为 PMSM 标称参数, 表 2 为 PI 控制、MFAC 和 MFAHSMC 算法的参数。

表 1 PMSM 参数

Table 1 PMSM parameter

电机参数	数值
额定电压 $U_N/V$	36
额定输出功率 $P/W$	200
额定转矩 $T_L/(N \cdot m)$	0.45
极对数 $n_p$	4
定子绕组相电阻 $R/\Omega$	0.33
定子 $d$ 轴电感 $L_d/mH$	0.9
定子 $q$ 轴电感 $L_q/mH$	0.9
转子永磁体磁链 $\psi_r/Wb$	0.010 5
电机转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	$1.89 \times 10^{-5}$

表 2 控制器参数

Table 2 Parameter of controllers

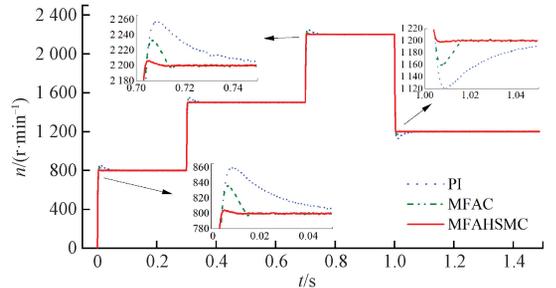
PI	MFAC	MFAHSMC
$P=0.01$	$\hat{\phi}(1) = 5$	$\hat{\Phi}(1) = [25, 10]^T$
$I=0.75$	$\lambda_1 = 0.7$	$\varepsilon_1 = 7$
	$\rho = 25$	$k = 55$
		$\alpha = 0.1$
		$\tau_1 = 10$
		$h_1 = 0.5$
		$\kappa = 0.9$

注: 在 MFAC 中  $\hat{\phi}(1)$  为伪偏导数 PPD 的重置机制中的初始值, 为一普通常数;  $\hat{\Phi}(1)$  为伪梯度 PG 的重置机制中的初始值, 为一普通列向量

#### 5.1 空载时的控制性能

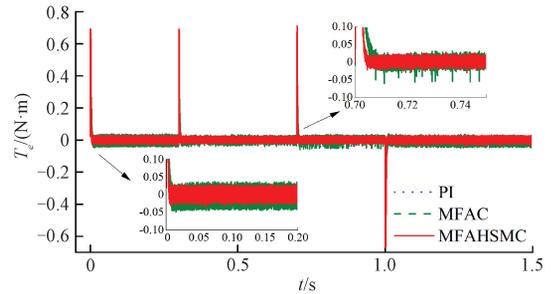
在仿真实验中, 电机期望转速被设置为  $t = 0 \text{ s}, n_d =$

$800 \text{ r/min}; t = 0.3 \text{ s}, n_d = 1500 \text{ r/min}; t = 0.7 \text{ s}, n_d = 2200 \text{ r/min}$ , 此时转速上升至 90% 额定转速;  $t = 1.0 \text{ s}, n_d = 1500 \text{ r/min}$ , 电机转速开始下降。3 种控制方法的转速和转矩响应波形如图 4 所示。



(a) 转速响应波形

(a) Speed response waveform



(b) 输出转矩响应波形

(b) Output torque response waveform

图 4 空载时 3 种控制方法的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of three control methods without load

由图 4(a)可以看出, MFAHSMC 能在 0.01 s 内收敛至期望转速, 而传统 PI 控制和常规 MFAC 分别需要 0.05 和 0.02 s。在电机加速过程结束时, MFAHSMC 的超调明显最小, 而 PI 控制虽然控制结构简单, 但缺乏鲁棒性, 导致超调过大。图 4(b) 为 3 种方法的输出转矩动态波形, 可以看出 MFAHSMC 输出转矩更稳定, 谐波被抑制在极小范围, 并具有出色的跟随性能。

#### 5.2 负载变化时的控制性能

在带载仿真实验中, 电机在加速阶段同时增加负载, 并观察电机运行状态, 仿真工况设置为  $t = 0 \text{ s}$ , PMSM 带载启动,  $n_d = 800 \text{ r/min}, T_e = 0.1 \text{ N} \cdot \text{m}; t = 0.3 \text{ s}, n_d = 1500 \text{ r/min}$ , 同时继续加大负载, 此时  $T_e = 0.25 \text{ N} \cdot \text{m}; t = 0.7 \text{ s}$ , 转速继续上升至 90% 额定转速, 并且负载达到额定值, 此时  $n_d = 2200 \text{ r/min}, T_e = 0.45 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。3 种控制方法的转速和转矩响应波形如图 5 所示。

从图 5(a)可以看出, 在电机加速末端, 3 种方式呈现不同的运行性能, 其中 MFAHSMC 受影响最小, 而传统 PI 控制明显体现出在复杂工况下的局限性, 转速不能及时收敛至期望值; 虽然传统 MFAC 也能在短时间内收敛, 但存在较大抖振。从图 5(b)可以看出, MFAHSMC 输出转矩较其他两种方法脉振抑制效果更好, 且输出更稳定。

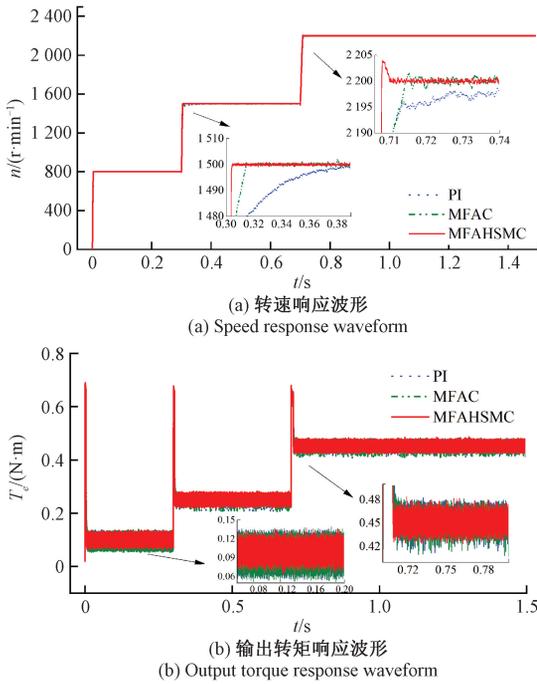


图 5 负载突变时 3 种控制方法的仿真结果

Fig. 5 Simulation results of three control methods at load change

### 5.3 负载扰动下的控制性能

为证明 MFAHSMC 在负载扰动下的控制性能,仿真设置为  $t = 0 \text{ s}$ , PMSM 空载启动,  $n_d = 1500 \text{ r/min}$ ;  $t = 0.4 \text{ s}$ , 突加负载至额定转矩,  $t = 0.7 \text{ s}$ , 电机恢复空载。3 种控制方法在负载扰动下仿真结果如图 6 所示。

从图 6(a) 可以看出, 突加负载时, 电机转速在 PI 控制下的波形畸变率为 26.7%, 采用传统 MFAC 策略时波形畸变率为 16.7%, 而新型 MFAHSMC 仅为 3.3%。从图 6(b) 可以看出, MFAHSMC 在同等状况下, 动态响应最快, 且恢复时间最短。

### 5.4 观测器性能

图 7 所示 4.1 节、4.2 节和 4.3 节仿真工况下, MFAHSMC 控制器中扩展非奇异终端滑模观测器的观测结果, 可以发现本文所设计的基于 PFDL 的扩展非奇异终端滑模观测器能够准确的观测出扰动, 并有效缩小了跟踪误差。验证了本文所设计的于数据驱动扩展滑模观测器的 MFAHSMC 的可行性。

## 6 实验验证

为进一步验证基于 PFDL-ENDSMO 的 MFAHSMC 在电机控制环的有效性, 搭建了图 8 所示的实验平台。实验平台由上位机、电机对拖平台和多电机综合驱控实验系统组成。其中永磁同步电机为控制对象, 直流电机为

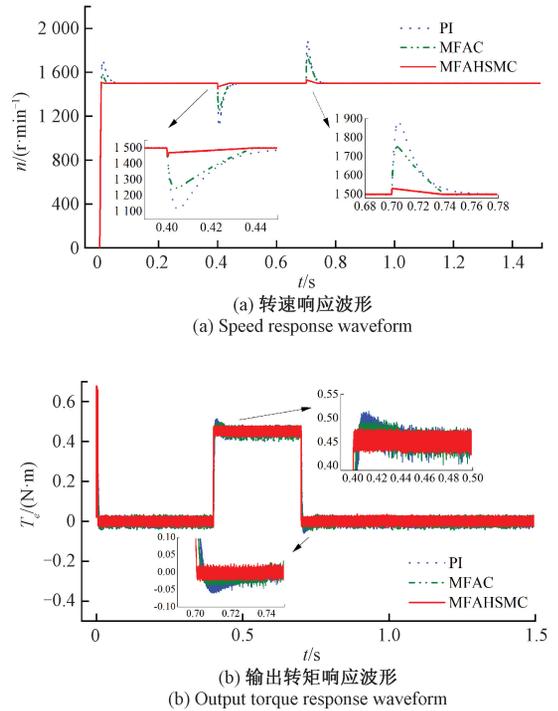


图 6 3 种控制方法在负载扰动下仿真结果

Fig. 6 Simulation results of three control methods at load disturbance

负载。

### 6.1 空载时的控制性能

在空载实验中, 平台运行 3.5 s 后, PMSM 转速稳定上升, 电机期望转速被设置为  $t = 3.5 \text{ s}$ ,  $n_d = 750 \text{ r/min}$ ;  $t = 4.5 \text{ s}$ ,  $n_d = 1500 \text{ r/min}$ ;  $t = 6.0 \text{ s}$ ,  $n_d = 2200 \text{ r/min}$ , 电机上升至 90% 额定转速;  $t = 8.0 \text{ s}$ ,  $n_d = 1400 \text{ r/min}$ , 转速下降。3 种控制方法的转速、转矩和 A 相电流波形如图 9 所示。

空载实验中, 从图 9(a) 和 (b) 可以看出, 当电机上升至 90% 额定转速 2200 r/min 时, 传统 PI 控制和 MFAC 出现明显的抖振, 转速上升阶段超过过大且收敛速度缓慢, 输出转矩幅值分别为 0.16 和 0.28 N·m, 而 MFAHSMC, 不仅收敛速度更快, 超调更小, 且输出转矩幅值仅为 0.1 N·m。

### 6.2 负载变化时的控制性能

在带载实验中, 在加速阶段同时突加负载, 电机期望转速被设置为  $t = 3.5 \text{ s}$ ,  $n_d = 750 \text{ r/min}$ ,  $T_e = 0.15 \text{ N} \cdot \text{m}$ ;  $t = 4.5 \text{ s}$ ,  $n_d = 1500 \text{ r/min}$ ,  $T_e = 0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$ ;  $t = 6.0 \text{ s}$ , 电机上升至 90% 额定转速且此时转矩增加至额定值。3 种控制方法的转速、转矩和 A 相电流波形如图 10 所示。

带载实验中, 从图 10(a) 和 (b) 可以看出, 当电机上升至 90% 额定转速 2200 r/min 且同时负载上升至额定值 0.45 N·m, 传统 PI 和 MFAC 相较于空载时, 输出转速

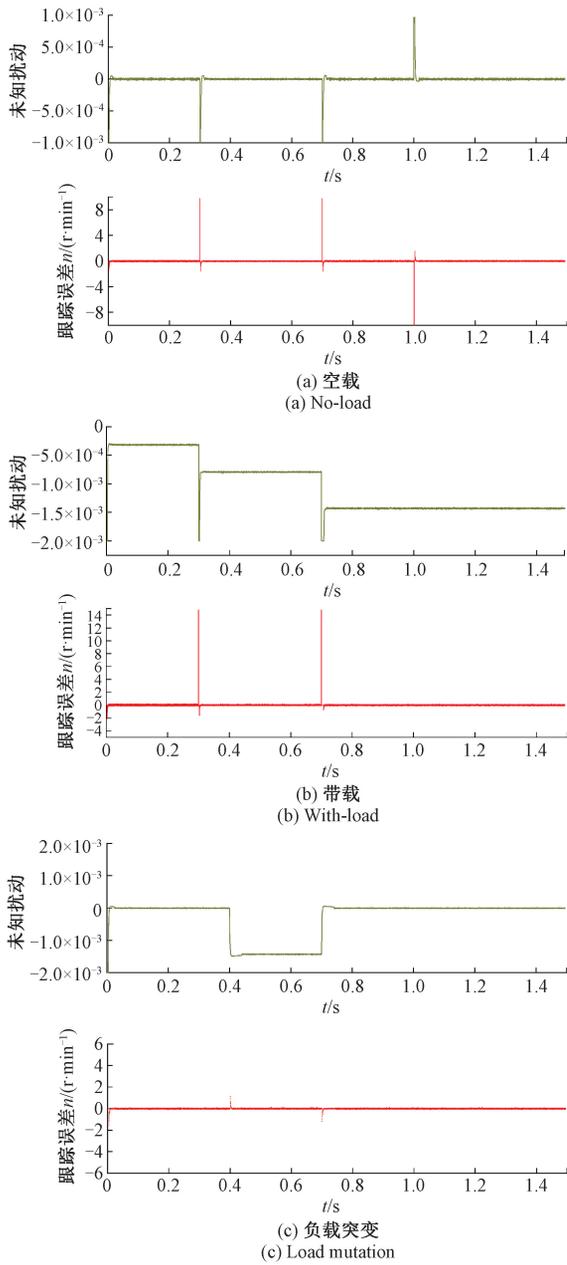


图 7 观测器观测结果

Fig. 7 Observation result chart of observer

在收敛速度和超调量方面表现更差,且输出转矩幅值分别为  $0.29$  和  $0.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,而 MFAHSMC 不仅输出转速更为平缓,而且输出转矩幅值也仅为  $0.12 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

### 6.3 负载扰动下的控制性能

为验证 MFAHSMC 在负载扰动下的控制性能的优越性,进行如下实验,PMSM 空载启动,  $n_d = 1000 \text{ r/min}$ ;  $t = 4.0 \text{ s}$ ,突加负载至额定转矩,  $t = 5.5 \text{ s}$ ,电机恢复空载。3 种控制方法在负载扰动下实验结果如图 11 所示。

在突加负载扰动实验中,从图 11(a) 和(b) 可以看出,当电机空载且平稳运行至  $1000 \text{ r/min}$ ,突加负载上升

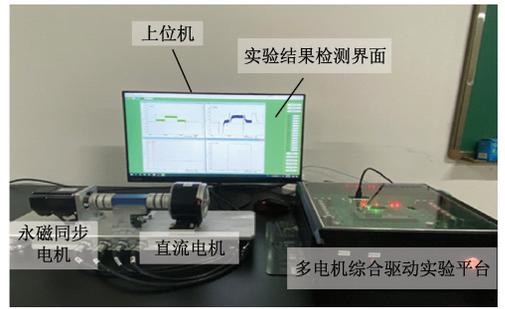


图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

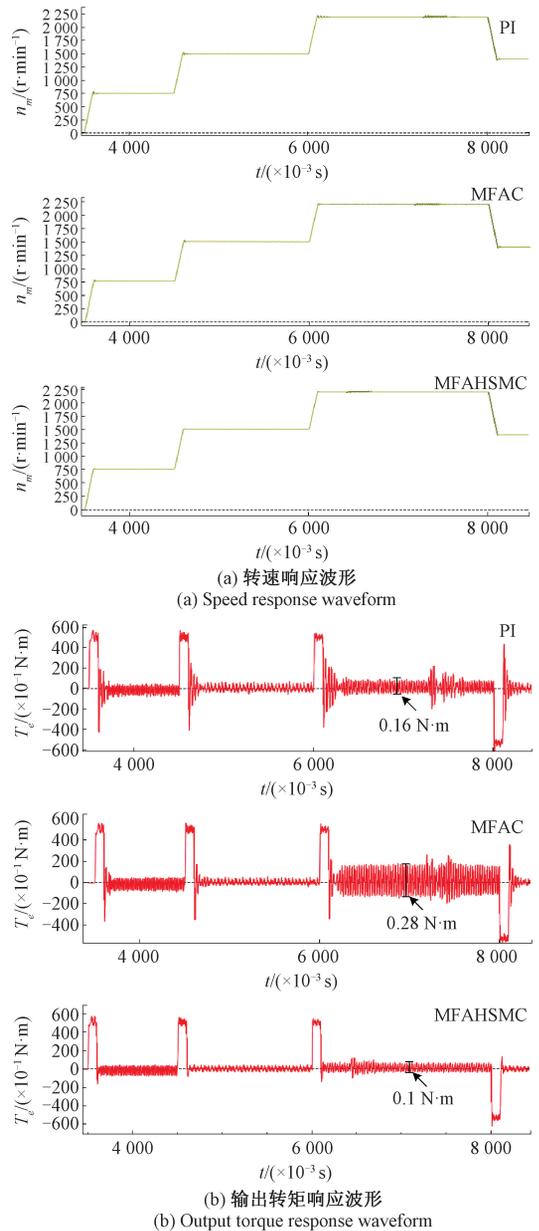
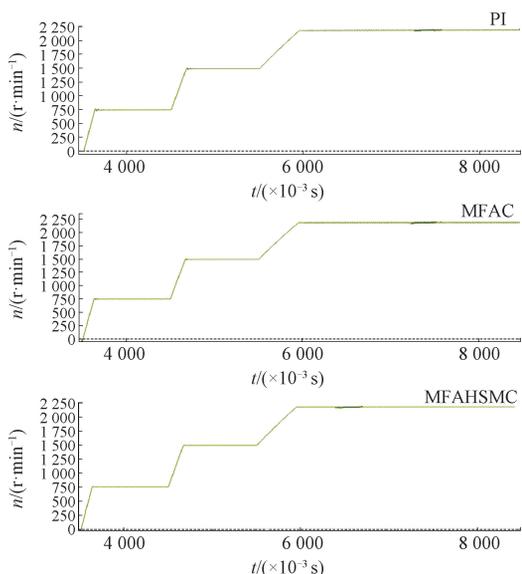
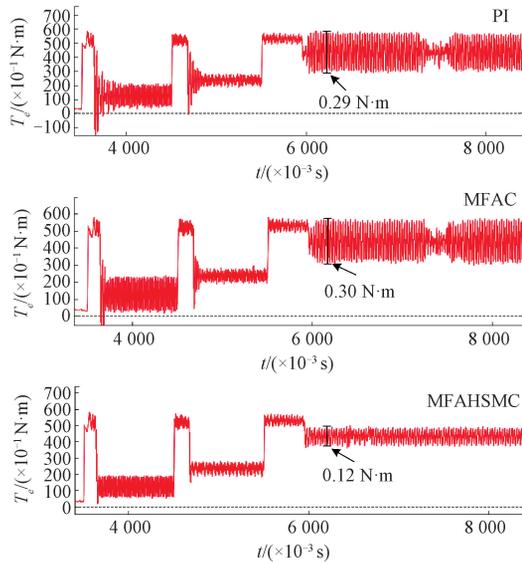


图 9 空载实验结果

Fig. 9 Experimental results at no load



(a) 转速响应波形  
(a) Speed response waveform



(b) 输出转矩响应波形  
(b) Output torque response waveform

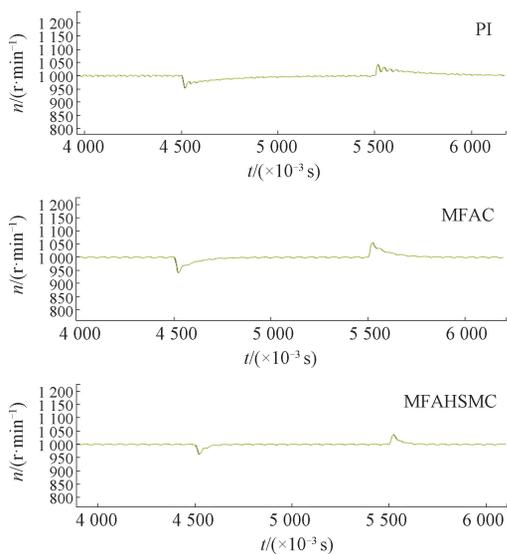
图 10 带载实验结果

Fig. 10 Experimental results with load

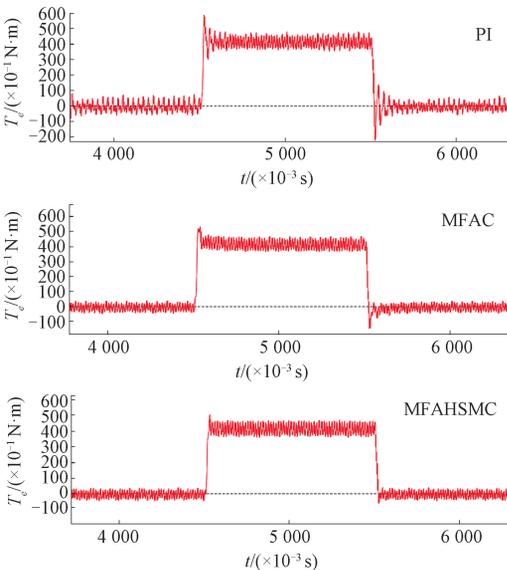
至额定值  $0.45 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 传统 PI 和 MFAC 输出转速受干扰最明显, 不仅转速波动幅度最大, 收敛速度也较慢, 且输出转矩在负载突变时, 出现明显的抖振, 而 MFAHSMC 不仅输出转速和转矩响应受干扰最小, 转速收敛速度同样最快。

#### 6.4 实验结果分析

1) 在面对 PMSM 转速系统特性随时间和工况变化时, PI 固定参数难以实时适应, 使得电机在运行中性能下降。虽然提高比例增益可加快响应速度, 但转速超调量增加, 并且在遇到负载扰动情况时, 不仅恢复速度最



(a) 转速响应波形  
(a) Speed response waveform



(b) 输出转矩响应波形  
(b) Output torque response waveform

图 11 3 种控制方法在负载扰动下实验结果

Fig. 11 Experimental results of three control methods at load disturbance

慢, 且转速波动幅度也最大。

2) 传统 MFAC 虽然具有一定的抗干扰性能, 但极其依赖所估计的伪偏导数, 因此具有一定的局限性, 且在极端运行环境中, 转速和转矩表现不尽如人意; MFAHSMC 在传统 MFAC 上进行改进, 结合了滑模控制的优越性, 收敛时间较传统 PI 和 MFAC 减少至  $0.02 \text{ s}$  内, MFAHSMC 因此更具出色的鲁棒性。

3) 传统 PI 和 MFAC 控制, 在电机运行至额定转速附近时, 输出转矩总会出现较大的抖振, 振幅达到  $0.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 而 MFAHSMC 采用扩展非奇异终端滑模观测

器实时观测扰动,补偿跟踪误差,输出效果更稳定,振幅缩小了近 60%。值得注意的是,在此电机拖动平台运行中,因设备原因,总会在不同时间出现莫名扰动,而 MFAHSMC 方法在 3 种控制方法中所受的影响是最小,时间更短,这也体现出本文所设计方法的优越性。

## 7 结 论

本文提出了一种基于数据驱动的扩展非奇异离散终端滑模观测器的 PMSM 新型无模型自适应高阶滑模控制,旨在使 PMSM 驱动系统在负载扰动情况下仍具备强鲁棒性,得到如下结论。

1) 设计基于数据驱动的扩展非奇异离散终端滑模观测器,实时观测扰动,补偿跟踪误差,并将结果输入至控制器,实现更迅速的动态响应和更稳定的控制效果。

2) 结合偏格式型无模型自适应控制与离散时间高阶滑模控制的优点,在传统 MFAC 基础上优化,将输入扩展为采用一个滑动窗口时间的  $q$  轴参考电流,设计新型 MFAHSMC 控制率。

3) 设计改进 PG 估计算法,利用系统前一个时间滑动窗口的输入输出数据估计 PG 时变参数,摆脱对电机模型信息的依赖,直接基于估计的伪梯数实现数据驱动控制。

4) 通过仿真和实验验证了所提方法的有效性,加快电机收敛速度,提升系统鲁棒性和抗干扰性能,同时方法能有效减少负载扰动引起的转矩振动,确保永磁同步电机在负载剧烈变化的恶劣环境中高效、稳定运行,保障系统可靠工作。

## 参考文献

- [ 1 ] 陈少先,丁树业,申淑锋,等. 船舶用表贴式永磁同步电机的电磁振动分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(5): 1275-1286.  
CHEN SH X, DING SH Y, SHEN SH F, et al. Analysis and suppression of electromagnetic vibration of surface mounted permanent magnet synchronous motor for ships[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(5): 1275-1286.
- [ 2 ] 姚文龙,王加利,庞震,等. 吊舱推进电机的无模型自适应滑模矢量控制[J]. 交通运输工程学报, 2020, 20(3): 72-79.  
YAO W L, WANG J L, PANG ZH, et al. Model free adaptive sliding mode vector control of podded propulsion motor [ J ]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2020, 20(3): 72-79.
- [ 3 ] WANG Y, WU J, GUO Z, et al. Flux-weakening fuzzy adaptive ST-SMO sensorless control algorithm for PMSM

in EV [ J ]. The Journal of Supercomputing, 2022, 78(8): 10930-10949.

- [ 4 ] LIU X, YANG H, LIN H Y, et al. A novel finite-set sliding-mode model-free predictive current control for PMSM drives without DC-Link voltage sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39 ( 1 ): 320-331.
- [ 5 ] 陶劲宇,秦川,金宇清,等. 面向新型电力系统的负荷模型研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(5): 168-187.  
TAO J Y, QIN CH, JIN Y Q, et al. A review of load models for new power systems [ J ]. Power System Protection and Control, 2025, 53(5): 168-187.
- [ 6 ] 赵凯辉,刘文昌,刘智诚,等. 一种永磁同步电机无模型高阶滑模控制算法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1472-1485.  
ZHAO K H, LIU W CH, LIU ZH CH, et al. Model-free high sliding mode control for permanent magnet synchronous motor [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1472-1485.
- [ 7 ] 魏尧,柯栋梁,黄东晓,等. 基于超局部化时间序列的永磁同步电机无模型预测电流滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1022-1032.  
WEI Y, KE D L, HUANG D X, et al. Model-free predictive sliding mode control using ultra-localized time-series for permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1022-1032.
- [ 8 ] 陈荣,翟凯森,舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.  
CHEN R, ZHAI K M, SHU H P. Predictive control of dual vector fixed switching frequency model for permanent magnet synchronous motor [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3812-3823.
- [ 9 ] 姚绪梁,麻宸伟,王景芳,等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 6071-6081.  
YAO X L, MA CH W, WANG J F, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [ 10 ] 伍云艳,向学位,李辉,等. 双永磁同步电机自适应抗负载扰动交叉耦合稳定控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 319-330.  
WU Y Y, XIANG X W, LI H, et al. Dual permanent magnet synchronous motor adaptive stability against load disturbance cross-coupling control strategy [ J ].

- Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 319-330.
- [11] 曹阳, 郭健. 基于特征模型的永磁同步直线电机自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 131-140.  
CAO Y, GUO J. Adaptive control of permanent magnet synchronous linear motor based on characteristic model[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 131-140.
- [12] 东野亚兰, 杨淑英, 王奇帅, 等. 基于增强型扩张状态观测器的永磁同步电机低抖振高抗扰二阶终端滑模电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2434-2448.  
DONGYE Y L, YANG SH Y, WANG Q SH, et al. Enhanced extended state observer based second order terminal sliding mode current control for permanent magnet synchronous machine with low chattering and improved disturbance rejection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2434-2448.
- [13] ZHANG L, MA J, WU Q, et al. Research on PMSM speed performance based on fractional order adaptive fuzzy backstepping control[J]. Energies, 2023, 16(19): 6922.
- [14] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自适应积分反步控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724-733.  
WANG W R, WU J X, ZHANG Y, et al. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 724-733.
- [15] 兰志勇, 罗杰, 李延昊, 等. 基于快速选择表的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(21): 5749-5757.  
LAN ZH Y, LUO J, LI Y H, et al. Model prediction torque control for permanent magnet synchronous motor based on the fast selection table[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(21): 5749-5757.
- [16] 周华伟, 陈铖, 赵宇恒, 等. 基于自然容错开关表的五相永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1618-1629.  
ZHOU H W, CHEN CH, ZHAO Y H, et al. Natural fault-tolerant switching-table-based DTC for five-phase PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(4): 1618-1629.
- [17] 李建市, 潘世举, 娄静涛, 等. 模糊 PID 变结构自适应算法在无人车转向电机矢量控制中的应用[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 152-159.  
LI J SH, PAN SH J, LOU J T, et al. Application of fuzzy PID variable structure adaptive algorithm in steering motor vector control of unmanned vehicles[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 152-159.
- [18] ZHENG W, LUO Y, CHEN Y, et al. A simplified fractional order PID controller's optimal tuning: A case study on a PMSM speed servo[J]. Entropy, 2021, 23(2): 130.
- [19] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2386.  
ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [20] 赵凯辉, 谯梦洁, 吕玉映, 等. PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(5): 64-74.  
ZHAO K H, QIAO M J, LYU Y Y, et al. Model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.
- [21] 侯忠生. 再论无模型自适应控制[J]. 系统科学与数学, 2014, 34(10): 1182-1191.  
HOU ZH SH. Highlight and perspective on model free adaptive control[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2014, 34(10): 1182-1191.
- [22] 朱泽, 朱战霞. 一类二阶非线性系统的准滑模无模型自适应控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(8): 2663-2670.  
ZHU Z, ZHU ZH X. Quasi-sliding mode model-free adaptive control for a class of second-order nonlinear systems[J]. Control and Decision, 2024, 39(8): 2663-2670.
- [23] ZHAO Y, ZHANG W, WU X. Design of model free adaptive controller for PMSM speed control[C]. 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2019: 284-289.
- [24] 王誉, 侯忠生. 具有外部扰动的 PMSM 系统的无模型自适应预测控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(5): 837-846.  
WANG Y, HOU ZH SH. Model-free adaptive predictive control for PMSM systems with external disturbance[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(5): 837-846.
- [25] CORRADINI M L, IPPOLITI G, ORLANDO G, et al. A data-driven model-free adaptive controller with application to wind turbines[J]. ISA Transactions, 2023, 136: 267-274.

## 作者简介



**赵凯辉**, 1997 年于中南大学获得学士学位, 2005 年于东南大学获得硕士学位, 2015 年于中南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为永磁同步电机智能控制及故障诊断。

E-mail: zhaokaihui@hut.edu.cn

**Zhao Kaihui** received B. Sc. from Central South University in 1997, M. Sc. from Southeast University in 2005, and Ph. D. from Central South University in 2015, respectively. Now he is a professor, M. Sc. supervisor in Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor.



**涂麟轩**, 2023 年于攀枝花学院获得学士学位, 现为湖南工业大学研究生, 主要研究方向为永磁同步电机无模型自适应控制。

E-mail: m23085800075@stu.hut.edu.cn

**Tu Linxuan** received the B. Sc. degree from Panzhihua University in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. His main research interest includes model-free adaptive control of permanent magnet synchronous motor.



**贾林**, 2014 年于湖南工业大学获得硕士学位, 2021 年于湖南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学轨道交通学院讲师, 主要研究方向为复杂非线性系统智能控制。

E-mail: jialin@hut.edu.cn

**Jia Lin** received his B. Sc. degree from

Hunan University of Technology in 2014, and Ph. D. degree from Hunan University in 2021. Now he is a lecturer at Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control of complex nonlinear systems.



**黄宜山**, 2008 年于曲阜师范大学获得学士学位, 2011 年于湖南工业大学获得硕士学位, 现为中车时代电动汽车股份有限公司高级工程师, 主要从事整车、电驱动系统、动力电池等产品检测及试验技术等方面的研究。

E-mail: huangyishan.cy@crregc.cc

**Huang Yishan** received his B. Sc. from Qufu Normal University in 2008 and M. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2011. Now he is a senior engineer in CRRC Electric Vehicle Co., Ltd.. His main research interests include vehicle, electric drive system, power battery and other products detection and test technology.



**何静**(通信作者), 2002 年于中南林业科技大学获得硕士学位, 2009 年于国防科技大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授, 主要研究方向为机电系统故障诊断等。

E-mail: hejing@263.net

**He Jing** (Corresponding author) received her M. Sc. from Central South University of Forestry in 2002, Ph. D. from National University of Defense Technology in 2009. Now she is a professor in Hunan University of Technology. Her main research interest includes electro-mechanical system fault diagnosis.