

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250262

基于紧格式动态线性化的 PMSM 无模型自适应 快速终端滑模控制

赵凯辉¹, 涂麟轩¹, 何颖燊¹, 贾林¹, 黄宜山²

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

摘要: 针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)控制系统过度依赖精确模型的问题, 提出一种基于动态线性化方式的无模型自适应快速终端滑模控制算法。首先, 将电机运动方程转化为离散紧格式的动态线性化模型。基于新型快速幂次趋近律, 结合紧格式型无模型自适应控制和离散快速终端滑模算法的优点, 设计离散时间无模型自适应快速终端滑模控制律。其次, 基于电机的输入和输出数据, 根据准则函数构造伪偏导数(pseudo partial derivative, PPD)估计算法, 实现了基于数据驱动的控制, 并分析了 PPD 估计算法的收敛性与控制算法的稳定性。最后, 仿真和实验结果表明, 与传统控制策略和无模型自适应滑模控制对比, 所提方法提高了 PMSM 驱动系统的响应速度和鲁棒性, 且不再依赖精确系统模型。

关键词: 永磁同步电机; 动态线性化; 无模型自适应; 离散快速终端滑模控制; 快速幂次趋近律

Model-free adaptive fast terminal sliding mode control of PMSM based on compact form dynamic linearization

ZHAO Kaihui¹, TU Linxuan¹, HE Yingshen¹, JIA Lin¹, HUANG Yishan²

(1. School of Transportation and Electrical Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;
2. CRRC Electric Vehicle Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

Abstract: Aiming at the excessive reliance on accurate models in permanent magnet synchronous motor (PMSM) control, a model-free adaptive fast terminal sliding mode control algorithm based on dynamic linearization is proposed. First, the motor motion equations are transformed into a discrete compact-form dynamic linearization model. Combining a novel fast power reaching law with the advantages of compact-form model-free adaptive control and discrete fast terminal sliding mode algorithm, a discrete-time model-free adaptive fast terminal sliding mode control law is designed. Second, based on the motor input and output data, a pseudo partial derivative (PPD) estimation algorithm is constructed according to a performance criterion, realizing fully data-driven control. The convergence of the PPD estimation and the stability of the control algorithm are analyzed. Finally, compared with conventional control strategies and model-free adaptive sliding mode control, simulation and experimental results show that the proposed method improves the response speed and robustness of PMSM drive systems, while eliminating the need for an accurate system model.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 62303178).

Key words: permanent magnet synchronous motor; dynamic linearization; model-free adaptive control; discrete fast terminal sliding mode control; fast power reaching law

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous

motor, PMSM)以结构简单、高效率、高可靠性等优点, 在国防装备、轨道交通、工业生产等领域获得广泛应用^[1-3]。PI 控制技术虽然简单易实现, 但在实际 PMSM 控制系统中, 会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, 难以满足高性能控制场合的需求。因此, 研究不依赖数学模型的控制算法已经成为新的研究热点。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(62303178); 湖南省自然科学基金项目资助(2023JJ50193, 2024JJ7139); 湖南工业大学研究生科研创新项目资助(CX2434)

在基于数据驱动的控制方式问世之前, 电机控制主要采用基于模型的控制方法, 如滑模控制 (sliding mode control, SMC)^[4-5]、预测电流控制^[6]、模糊控制^[7]、模型预测控制^[8-9]、自适应控制^[10]等方法已经在电机控制中成功应用。文献[11]针对永磁直线同步电机易受参数摄动、负载扰动等因素影响的问题, 提出一种分数阶微分型边界层滑模控制策略。该策略提高了系统的响应速度, 同时有效地削弱了抖振现象。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。有学者提出一种基于预测误差补偿的预测电流控制方法^[13], 通过在线误差补偿实现电流预测, 进而提升了系统的抗干扰性。文献[14]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。文献[15]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。针对 PMSM 模型预测电流控制中开关频率高的问题, 文献[16]提出一种固定开关频率双矢量模型预测控制策略, 通过实验验证了其可行性和优越性。文献[17]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。上述先进的控制算法在电机系统中广泛应用, 但都离不开系统的模型信息, 所以被称作基于模型的控制方法。然而, 电机是一个复杂的时变非线性系统, 很难实现系统的高精度建模, 因此该类控制策略在高性能控制需求场合下具有局限性。

近年来有学者将无模型控制理论与滑模控制相结合, 设计一种无模型滑模控制器应用于电机的转速控制。文献[18]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。基于超局部模型的控制方法虽然可以减少由于缺乏系统准确模型带来的外界干扰, 但由于该类型的控制只是基于超局部模型的无模型理论, 并非真正意义上的基于数据驱动的无模型控制。因此该方法依然存在鲁棒性较差、抗干扰性能不稳定的问题。

为了实现不依赖系统模型的控制, 基于数据驱动的控制理论应运而生。文献[19]提出了无模型自适应控制 (model-free adaptive control, MFAC) 方法, 并通过大量实验证明该理论在工程应用中的可行性。文献[20]在风力发电机组中设计了基于数据驱动的无模型自适应控制器, 实现了对风力发电机组的最优控制。文献[21]针对无人机在不确定影响下的航向控制问题, 提出了一种基于自适应遗忘因

子的无模型自适应控制方法, 实验验证了所提方法的有效性和工程实用性。

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, 文献[22]提出一种基于全格式的 MFAC 速度控制方法。由于该控制方法只依赖电机的输入、输出测量数据, 因此获得了良好的控制效果。文献[23]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。上述基于数据驱动的控制方法减小了对系统数学模型的依赖。但无模型自适应控制严重依赖于伪偏导数 (pseudo partial derivative, PPD) 估计, 而 PPD 参数估计同时又依赖于在线测量的输入、输出数据。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。

为提高 PMSM 驱动控制性能, 本文提出一种基于紧格式动态线性化的 PMSM 新型无模型自适应快速终端滑模控制 (model-free adaptive fast terminal sliding mode control, MFAFTSMC) 方法。该方法采用快速幂次趋近律, 结合紧格式型无模型自适应控制与离散时间快速终端滑模控制各自的优点, 仅采用所估计 PPD 时变参数, 来设计 MFAFTSMC 控制器。另外改进了 PPD 估计算法, 完善了 PPD 重置机制。该方法不再依赖电机的模型信息, 直接基于所估计的伪偏导数实现了基于数据驱动的控制, 提升了系统鲁棒性和抗干扰性。最后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 $d-q$ 坐标系下数学方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e\psi_d \\ \psi_d = L_d i_d + \psi_r \\ \psi_q = L_q i_q \\ J \frac{d}{dt}\omega_m = T_e - T_L - B\omega_m \\ T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d(L_d - L_q) + \psi_r] \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为定子电压在 $d-q$ 轴分量; R 为定子电阻; i_d 、 i_q 分别为定子电流在 $d-q$ 轴分量; ψ_d 、 ψ_q 分别为定子磁链在 $d-q$ 轴分量; ω_e 为电角速度; L_d 、 L_q 分别为定子绕组电感在 $d-q$ 轴分量;

ψ_r 为永磁体磁链； J 为转动惯量； ω_m 为机械角速度； T_e 为电磁转矩； T_L 为负载转矩； B 为摩擦系数； p_n 为极对数。

采用表贴式永磁同步电机时，PMSM 电磁转矩方程根据式(1)可以改写为

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

由于转速 $n = 30\omega_m/\pi$ ，结合式(1)和式(2)，采用一阶前向欧拉法对电机运动方程离散化，可得

$$n(k+1) = (1 - \frac{B}{J} T_s) n(k) + \frac{45}{J\pi} T_s p_n i_q(k) \psi_r - \frac{30}{J\pi} T_s T_L \quad (3)$$

式中： $n(k+1)$ 为系统在 $k+1$ 时刻的转速； T_s 为采样周期； $i_q(k)$ 为系统在 k 时刻的 q 轴电流。

对式(3)进一步整理可得

$$n(k+1) = v_1 n(k) + v_2 i_q(k) + T_M \quad (4)$$

式中： v_1 、 v_2 和 T_M 为中间变量， $v_1 = 1 - \frac{B}{J} T_s$ ， $v_2 =$

$$\frac{45}{J\pi} T_s p_n \psi_r, \quad T_M = -\frac{30}{J\pi} T_s T_L.$$

对于任意 k 时刻和 $\Delta i_q \neq 0$ ，系统均满足

$$|\Delta n(k+1)| \leq b |\Delta i_q(k)| \quad (5)$$

式中： $\Delta n(k+1) = n(k+1) - n(k)$ ； $b > 0$ 为一正常数； $\Delta i_q(k) = i_q(k) - i_q(k-1)$ 。

注 1：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。

假设 2：给定一有界输出信号 $n_d(k+1)$ 为常数，并在一个有界控制输入信号 $i_q(k)$ 的驱动下，PMSM 的输出量等于该给定常数。

假设 3：对于任意 k 时刻以及 $\Delta i_q \neq 0$ ，PPD 符号不变，即输出的变化始终与输入变化保持一致。对于 PMSM 转速控制系统，由式(4)和式(5)可知，该系统已经满足假设 1—假设 3。

定理 1^[19]：对于满足假设 1 的永磁同步电机转速控制系统，当 $|\Delta i_q(k)| \neq 0$ 时，必定存在一个有界伪偏导数 $\phi(k)$ ，得到基于紧格式动态线性化的范模型为

$$\Delta n(k+1) = \phi(k) \Delta i_q(k) \quad (6)$$

证明：

设 $n(k+1)$ 为一复杂非线性函数 $g(*)$ ，因此有

$$\begin{aligned} \Delta n(k+1) &= n(k+1) - n(k) = g(n(k), \dots, n(k-m_n)), \\ & i_q(k), \dots, i_q(k-m_{i_q})) + \phi(k) - g(n(k), \dots, \\ & n(k-m_n), i_q(k-1), i_q(k-1), \dots, i_q(k-m_{i_q})) \end{aligned} \quad (7)$$

式中： $n(k-m_n)$ 为 $k-m_n$ 时刻的转速； $i_q(k-m_{i_q})$ 为 $k-m_{i_q}$ 时刻在 q 轴电流； m_n 、 m_{i_q} 为未知的正整数； $\phi(k)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} \phi(k) &= g(n(k), \dots, n(k-m_n), i_q(k-1), i_q(k-1), \dots, \\ & i_q(k-m_{i_q})) - g(n(k-1), \dots, n(k-m_n-1), \\ & i_q(k-1), \dots, i_q(k-m_{i_q}-1)) \end{aligned} \quad (8)$$

由柯西微分中值定理和假设 1，式(8)可写为

$$\Delta n(k+1) = \frac{\partial g(*)}{\partial i_q(k)} \Delta i_q(k) + \varphi(k) \quad (9)$$

式中： $\partial g(*)/\partial i_q(k)$ 为 $g(*)$ 的第 m_n+2 个变量偏导数。

对每个固定 t 时刻，设存在一含有变量 $P(t)$ 的方程 $\varphi(t)$ ，其表达式为

$$\varphi(t) = P(t) \Delta i_q(t) \quad (10)$$

式中： $\Delta i_q(t) = i_q(t) - i_q(t-1)$ ，其中 $i_q(t)$ 为固定 t 时刻的 q 轴电流。当 $|i_q(t)| \neq 0$ 时，式(10)一定存在唯一解 $\tilde{P}(t)$ 。此时存在时变参数 $\phi(t)$ ，且令 $\phi(t) = \partial g(*)/\partial i_q(t) + \tilde{P}(t)$ ，与式(10)一同代入式(9)后，得到式(6)。证毕。

2 无模型自适应滑模控制器设计

本节结合基于数据驱动的 MFAC 和传统 SMC 对外部干扰鲁棒性强和对系统参数变化不敏感的优点，针对永磁同步电机系统，设计了基于数据驱动的无模型自适应滑模控制(model free adaptive sliding mode control, MFASMC)^[24]转速控制器。

定义转速跟踪误差 $e(k)$ 为

$$e(k) = n_d(k) - n(k) \quad (11)$$

式中： $n_d(k)$ 为期望转速； $n(k)$ 为实际转速。

选择线性滑模函数和离散指数趋近律为

$$\begin{cases} s(k) = e(k) + \lambda_0 e(k-1) \\ \frac{s(k+1) - s(k)}{T_s} = -\varepsilon_1 \operatorname{sgn}(s(k)) - q_1 s(k) \end{cases} \quad (12)$$

式中： λ_0 为滑模函数中误差系数； ε_1 为切换项系数； q_1 为趋近律中滑模面系数； $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。最后整理得到控制律为

$$\Delta i_{q1}^*(k) = [\lambda_0(e(k) - e(k-1))]/\phi(k) + [\varepsilon_1 T_s \operatorname{sgn}(s(k)) + q_1 T_s s(k)]/\phi(k) \quad (13)$$

式中: $\Delta i_{q1}^*(k) = i_{q1}^*(k) - i_{q1}^*(k-1)$, $i_{q1}^*(k)$ 为 k 时刻的 q 轴参考电流。

传统 MFASMC 使用线性滑模面获得了较好的控制效果, 但其渐近收敛, 稳态误差不能在有限时间内收敛至 0, 并且滑模的抖振幅度依然较大。

3 改进型 MFAFTSMC 设计

为实现 PMSM 矢量控制系统高精度控制, 本节基于 MFAC 不依赖系统数学模型, 且快速终端滑模 (fast terminal sliding mode control, FTSMC) 远离平衡点时收敛速度快快的特点提出了基于紧格式动态线性化的无模型自适应快速终端滑模 (MFAFTSMC) 方法, 并设计了转速环控制器。

3.1 改进型 MFAFTSMC 设计

为加快系统状态全局收敛速度, 并有效抑制抖振, 设计离散快速终端滑模切换函数为

$$s(k) = c_0 \left(\frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \right) + \frac{1}{\xi} e(k-1)^{\frac{p}{q}} + ce(k-1) \quad (14)$$

式中: c_0 、 ξ 、 c 为滑模切换函数中待设计的参数, $c_0 > 0$, $\xi > 0$, 且 $c > 0$; p 和 q 均为正奇数, 且 $0.5 < p/q < 1$ 。本文 p 取 11, q 取 15。系统状态误差向滑模面运动时, 收敛速度由指数项 $e(k-1)^{\frac{p}{q}}/\xi$ 和系数项 $ce(k-1)$ 共同决定。

得到 $k+1$ 时刻的滑模函数为

$$s(k+1) = \gamma_1 e(k+1) + e(k)^{\frac{p}{q}}/\xi + \gamma_2 e(k) \quad (15)$$

式中: $\gamma_1 = c_0/T_s$; $\gamma_2 = c - \gamma_1$ 。 γ_1 和 γ_2 的加入使得即使伪偏导数虽已在线估计, 但在控制器环节中仍可通过适当调整其倍率, 增强控制算法的跟踪能力。

为保证系统状态趋近滑模面的运动品质, 设计一种新型的快速幂次趋近律为

$$s(k+1) = s(k) - CT_s |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) - \varepsilon_2 T_s |e(k)|^\beta s(k) \quad (16)$$

式中: C 、 ε_2 为趋近律中待设计的正常数; α 、 β 均为待设计的幂次正常数, 且 $0 < \alpha < 1$, $0 < \beta < 1$ 。在系统状态远离滑模面时, ε_2 和 β 决定的状态误差幂次项 $\varepsilon_2 T_s |e(k)|^\beta s(k)$ 起主要作用, 可加快系统状态趋近滑模面的速度; 当系统状态趋近滑模面时, C 和 α 决定的调整项 $CT_s |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k))$ 起主

导作用, 可保证较小的控制增益以降低抖振。这样既能保证系统的快速响应, 又能达到较高的控制精度。

注 2: 式(16)中 $CT_s |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k))$ 为幂次项, 最后一项为指数项 $\varepsilon_2 s(k)$ 和状态误差幂函数 $|e(k)|^\beta$ 的乘积, 这个组合被称为变增益趋近律。在趋近律中加入状态误差 $|e(k)|$, 指数项引起的振荡得到缓解。

注 3: 当系统远离滑模面时, 变指数项和幂次项共同作用且相互制约, 使得趋近速率加快的同时保证了状态误差收敛的稳定; 当系统接近滑模面时, $|e(k)|^\beta$ 的值接近于 0, 系统运动状态主要受幂次项决定, 确保了全局收敛速度。快速幂次趋近律(式(16))既保留了传统幂次趋近律的优点, 又加快了全局收敛速度, 有效抑制了抖振^[25-26]。

为进一步减小抖振, 采用改进的符号函数 $H(s) = ks(k)/(1+|s(k)|)$, 结合式(15)、式(16)可得

$$\gamma_1 e(k+1) + e(k)^{\frac{p}{q}}/\xi + \gamma_2 e(k) = s(k) - CT_s |s(k)|^\alpha H(s) - \varepsilon_2 T_s |e(k)|^\beta s(k) \quad (17)$$

结合式(6)和式(17)可得 MFAFTSMC 算法为

$$\Delta i_q^*(k) = e(k) + \frac{1}{\xi \gamma_1 \phi(k)} e(k)^{\frac{p}{q}} + \frac{\gamma_2}{\gamma_1 \phi(k)} e(k) - \frac{1}{\gamma_1 \phi(k)} s(k) + \frac{1}{\gamma_1 \phi(k)} CT_s |s(k)|^\alpha H(s) + \frac{1}{\gamma_1 \phi(k)} \varepsilon_2 T_s |e(k)|^\beta s(k) \quad (18)$$

式中: $\Delta i_q^*(k) = i_q^*(k) - i_q^*(k-1)$, $i_q^*(k)$ 为采用 MFAFTSMC 时 k 时刻的 q 轴参考电流。

注 4: 将紧格式动态线性化一阶范模型(式(6))与快速终端滑模切换函数(式(15))结合, 可得 MFAFTSMC 算法(式(18))。快速终端滑模控制能快速将系统状态驱动到滑模面附近, MFAC 通过在线估计伪偏导数来调整控制律, 并根据系统实时信息调整控制参数。MFAC 与快速终端滑模控制相互配合, 可加快系统的收敛速度, 增强系统的鲁棒性, 使系统在各种复杂工况下都能稳定运行。

3.2 改进型 PPD 估计

PPD 是时变参数, 其精确值很难获取。为使 PPD 的估计值 $\hat{\phi}(k)$ 更快速地跟随电机驱动系统的变化, 本文对 PPD 的估计算法作出改进, 在当前时刻 $\phi(k)$ 和前一时刻 $\phi(k-1)$ 之间增加一个调整项, 完善了 PPD 重置机制, 加强了 PPD 估计算法对时变参数的跟踪能力。

针对 PMSM 转速控制系统, 设计 PPD 的估计准则函数^[19], 如式(19)所示。

$$J(\hat{\phi}(k)) = \left| n(k) - n(k-1) - \hat{\phi}(k)\Delta i_q(k-1) \right|^2 + \mu \left| \hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1) \right| \quad (19)$$

式中: μ 为权重因子, $\mu > 0$; $\hat{\phi}(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻 $\phi(k-1)$ 的估计值。

对式(19)求极值, 并加入调整项, 得到改进型 PPD 估计算法。

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \frac{\lambda \Delta i_q(k-1)}{\mu + \Delta i_q(k-1)^2} \times (\Delta n(k) - \hat{\phi}(k-1)\Delta i_q(k-1)) + \text{sgn}(\hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1))\Delta D(k) \quad (20)$$

式中: $\hat{\phi}(k)$ 为 k 时刻 $\phi(k)$ 的估计值; λ 为加入的步长因子, $0 < \lambda < 1$, 使该算法具有更强的灵活性和一般性; $\Delta D(k)$ 为加入的调整项, 具体表达式为

$$\Delta D(k) = \kappa \left| \frac{\Delta i_q(k-1)(e(k) - e(k-1))}{\mu + |\Delta i_q(k-1)|^2} \right| \quad (21)$$

式中: κ 为一个正常数, 可对式(21)进行合理的调整。

注 5: MFAC 结合滑模控制后, 当前调整项(式(21))不仅依赖传统的估计误差值, 也依赖电机期望转速跟踪误差值。调整项的加入使得伪偏导数估计算法能够更快速地跟随电机转速状态的变化, 实现估计值的快速稳定。

PPD 估计算法重置机制为

$$\hat{\phi}(k) = \phi(1), \begin{cases} \left| \hat{\phi}(k) \right| \leq \varepsilon_0 \\ \left| \Delta i_q(k-1) \right| \leq \varepsilon_0 \\ \text{sgn}(\hat{\phi}(k)) \neq \text{sgn}(\phi(1)) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\phi(1)$ 为 $\hat{\phi}(k)$ 的初始值, 为一待设计常数; ε_0 为一足够小的正数, 根据系统复杂程度适当调整。满足式(22)其中任意一项, 均会对 $\hat{\phi}(k)$ 的数值进行重置, 使算法对时变参数具有更强的跟踪能力。

所设计的 MFAFTSMC 控制器与控制流程分别如图 1 和图 2 所示, Z^{-1} 为单位延迟算子。其中 PPD 参数估计模块仅采集 PMSM 的输入、输出数据得到当前时刻 PPD 的估计值, 并输出至 MFAFTSMC 模块中, 完成电机线性化模型的建立, 然后引入滑模控制策略, 进而实现对 PMSM 转速环的控制。整个控制系统的 PPD 参数是唯一需要在线调整的参数, 且对参数摄动、时变结构和时变相位不敏感, 因此 MFAFTSMC 方案具有强鲁棒性。

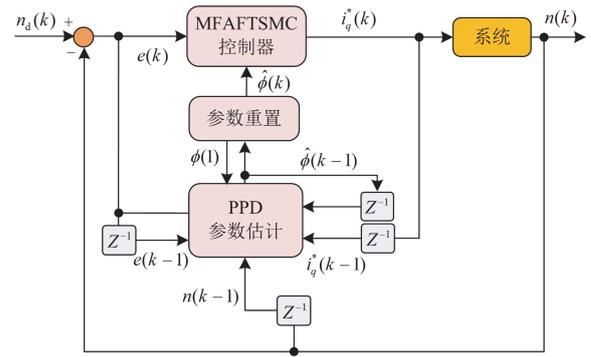


图 1 MFAFTSMC 控制框图

Fig. 1 Block diagram of MFAFTSMC

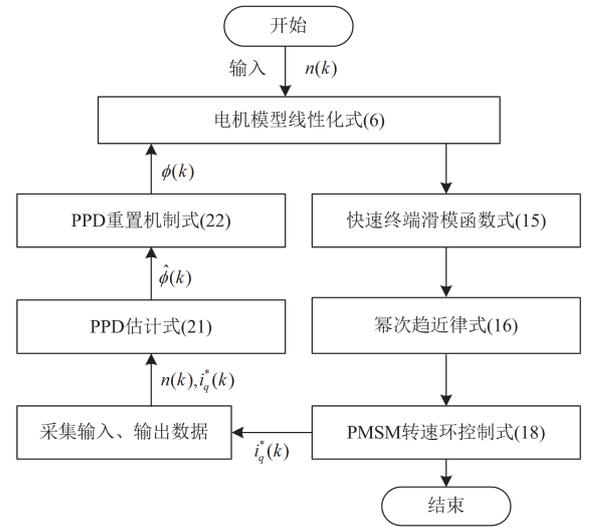


图 2 MFAFTSMC 控制流程图

Fig. 2 Flowchart of MFAFTSMC

综上, 所提出的 PMSM 无模型自适应快速终端滑模控制系统如图 3 所示。

3.3 稳定性分析

定理 2: 在假设 1—假设 3 条件均满足的情况下, 当 $n_d(k+1) = n_d$, 采用 MFAFTSMC 控制律(式(18))时, 则电机的转速跟踪误差是单调收敛的, 且输入输出有界^[19]。

证明: 定义伪偏导数估计误差 $\delta(k)$ 为

$$\delta(k) = \hat{\phi}(k) - \phi(k) \quad (23)$$

将式(20)代入式(23), 并同时减去 $\phi(k)$ 并取绝对值得

$$\left| \delta(k) \right| = \left| 1 - \frac{\lambda \Delta i_q(k-1)^2}{\mu + \Delta i_q(k-1)^2} \right| \left| \delta(k-1) \right| + \left| \phi(k-1) - \hat{\phi}(k) \right| + \left| \text{sgn}(\hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1))\Delta D(k) \right| \quad (24)$$

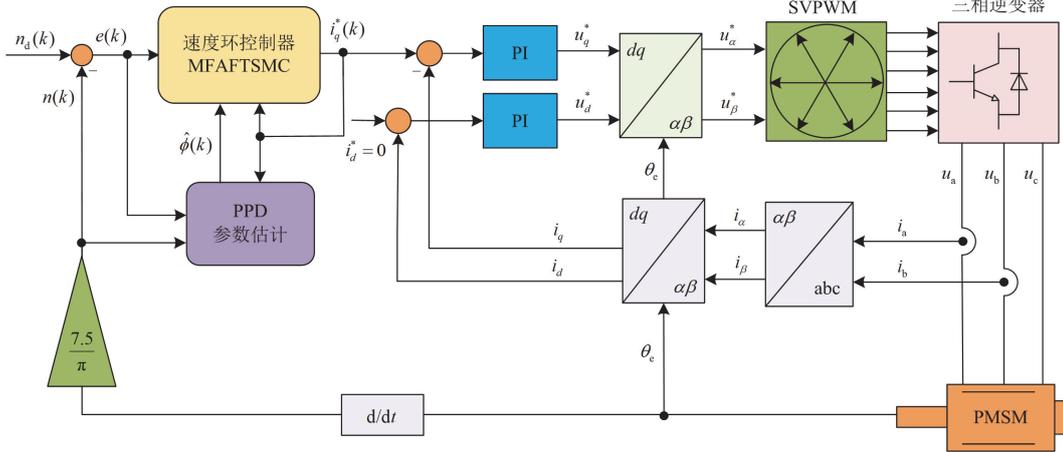


图 3 基于紧格式的 PMSM 无模型自适应快速终端滑模控制系统

Fig. 3 Compact form dynamic linearization based MFAFTSMC speed control strategy for PMSM systems

式中: $\delta(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻的估计误差。由于 $\lambda \in (0, 1]$, 因此 $|1 - (\lambda \Delta i_q(k-1)^2) / (\mu + \Delta i_q(k-1)^2)|$ 单调递减, 其最大值为 $1 - (\lambda \varepsilon_0^2) / (\mu + \varepsilon_0^2)$, 此时一定存在常数 m_1 , 满足

$$0 \leq \left| 1 - \frac{\lambda \Delta i_q(k-1)^2}{\mu + \Delta i_q(k-1)^2} \right| \leq 1 - \frac{\lambda \varepsilon_0^2}{\mu + \varepsilon_0^2} = m_1 < 1 \quad (25)$$

根据式(5)和式(6), 存在

$$|\phi(k)| = \frac{|\Delta n(k+1)|}{|\Delta i_q(k)|} \leq \tilde{b} \quad (26)$$

式中: \tilde{b} 为一个正常数, 于是 $|\phi(k-1) - \phi(k)| \leq 2\tilde{b}$ 。

同理有

$$\Delta D(k) = \kappa \left| \frac{\phi(k-1) \Delta i_q(k-1)^2}{\mu + |\Delta i_q(k-1)|^2} \right| \leq \kappa |m_2| \quad (27)$$

式中: m_2 为常数。

由式(24)和式(25)得到

$$\begin{aligned} |\delta(k)| &\leq m_1 \delta(k-1) + 2\tilde{b} + \kappa |m_2| \leq \\ &m_1^2 \delta(k-2) + 2m_1 \tilde{b} + 2\tilde{b} + \kappa |m_2| \leq \dots \leq (28) \\ &m_1^{k-1} \delta(1) + \frac{2\tilde{b}(1-m_1^{k-1})}{1-m_1} + \kappa |m_2| \end{aligned}$$

因为 $\phi(k)$ 是有界的, 故可证 $\hat{\phi}(k)$ 有界。

下面给出系统跟踪误差有界性证明。首先选择

李雅普诺夫函数为 $V = \frac{1}{2} s(k)^2$ 。

对其求导, 并代入式(16)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = s(k) \cdot \left[-C |s(k)|^\alpha \frac{ks(k)}{1+|s(k)|} - \varepsilon |e(k)|^\beta s(k) \right] = \\ - \left[C |s(k)|^\alpha \frac{ks^2(k)}{1+|s(k)|} + \varepsilon |e(k)|^\beta s^2(k) \right] \quad (29) \end{aligned}$$

当 $k \geq 0$ 、 $\dot{V} \leq 0$ 时, 在控制算法式(18)作用下系统是稳定的, 即 $|e(k)|$ 收敛到 0 的邻域内, 证毕。

4 仿真结果及分析

本文在 MATLAB/Simulink 环境下建立了基于 MFAFTSMC 方法的 PMSM 驱动系统仿真模型, 并与 PI 控制、SMC、MFASMC 方法进行了对比, 验证了所提方法的可行性和有效性。表 1 为 PMSM 标称参数, 逆变器直流侧电压 $U_{DC} = 24 \text{ V}$ 。表 2 为 PI 控制、SMC、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法的具体参数。

4.1 空载时的控制性能

当 PMSM 空载启动时, 设置初始时刻参考转速 $n_d = 800 \text{ r/min}$, 负载转矩 $T_L = 0$ 。在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时参考转速增加到 1500 r/min , 仿真时间为 1.4 s 。图 4

表 1 PMSM 标称参数

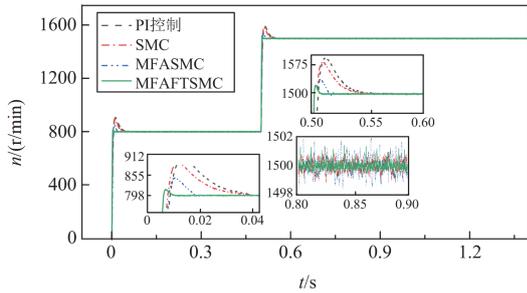
Table 1 Nominal parameters of PMSM

电机及系统参数	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 p_n	4
定子绕组相电阻 R/Ω	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 ψ_r/Wb	0.0105

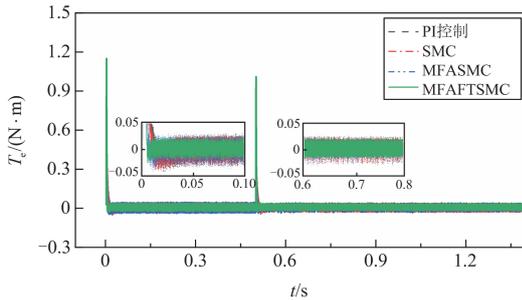
表 2 控制器参数

Table 2 Parameter of controllers

PI	SMC	MFASMC	MFAFTSMC
$P = 0.01$	$c = 68$	$\lambda_0 = 0.7$	$\xi = 7$
$I = 0.75$	$\mu_1 = 0.1$	$\varepsilon_1 = 25$	$\gamma_1 = 55$
—	$q_0 = 0.02$	$q_1 = 11$	$\gamma_2 = 0.1$
—	—	—	$C = 10$
—	—	—	$\alpha = 0.58$
—	—	—	$\beta = 0.62$
—	—	—	$\varepsilon_2 = 160$



(a) 转速波形



(b) 输出转矩响应波形

图 4 空载时 4 种控制方法的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of four control methods without load

给出 PI 控制、SMC、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法在电机空载时的仿真对比结果。

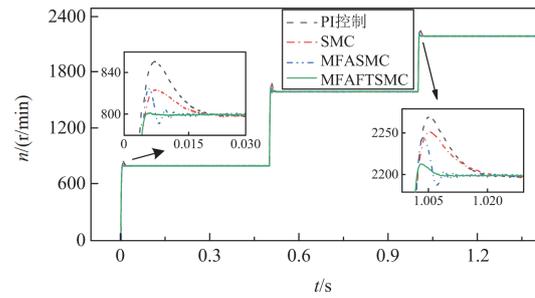
从图 4(a)中可以看出，在空载时 4 种方法均在 0.01 s 内上升到给定转速。PI 控制、SMC、MFASMC 方法均出现超调，但 MFAFTSMC 方法下的超调量更小，收敛时间也更短。在 $t = 0.5$ s 时， $n_d = 1500$ r/min，在 PI 控制、SMC 和 MFASMC 方法下，系统都能在 $t = 0.54$ s 内收敛到给定转速 1500 r/min。而在 MFAFTSMC 方法下，系统在 $t = 0.51$ s 到达给定转速，且超调更小。从图 4(b)可知，相较于其他 3 种方法，MFAFTSMC 方法的输出转矩更稳定，具有更好的稳态性能。

4.2 转速和负载变化时的控制性能

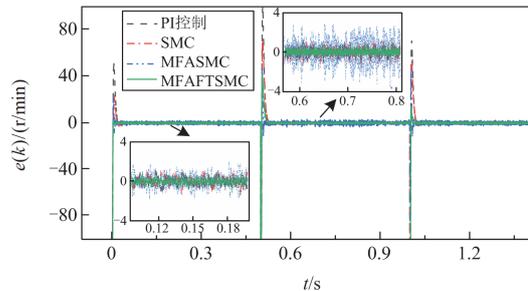
设定初始参考转速 $n_d = 800$ r/min， $t = 0.5$ s 时

给定转速提升到 1600 r/min。在 $t = 1.0$ s 给定转速继续上升至 2200 r/min。设定初始负载转矩 $T_L = 0.2$ N·m， $t = 0.5$ s 时负载转矩 T_L 增大为 0.3 N·m。在 $t = 1$ s 时，负载转矩 T_L 增大为额定负载 0.45 N·m。图 5 为 PI 控制、SMC、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法在转速和负载变化时的仿真对比结果。

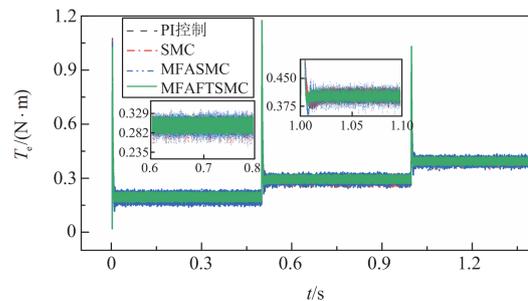
图 5(a)为 4 种方法下的转速波形。可以看出，MFAFTSMC、MFASMC 方法使系统分别在 $t = 0.005$ s 和 $t = 0.01$ s 达到稳定状态，而其余两种方法在 $t = 0.02$ s 后才达到稳定。在 $t = 0.5$ s 时参考转速增加，MFAFTSMC 响应迅速，转速在 0.005 s 内收敛，且超调最小。在 $t = 1$ s 时负载增加到额定值，且参考转速继续增加到 2200 r/min 时，MFAFTSMC 相较于其他 3 种方法表现出抗干扰能力更强、恢复时间更短的特点。由图 5(b)和图 5(c)可知，MFAFTSMC 方法相较于其他 3 种方法，平均转速误差最小，转矩脉动最小，且响应速度最快。



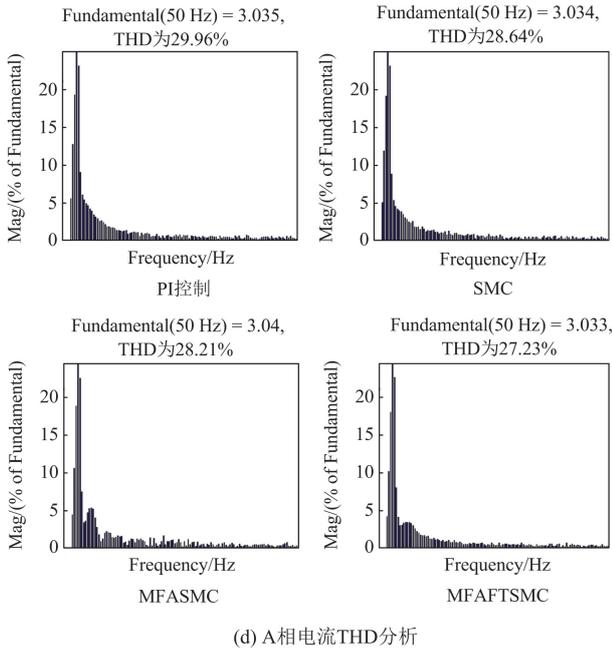
(a) 转速波形



(b) 转速误差波形



(c) 输出转矩响应波形



(d) A相电流THD分析

图 5 4 种控制方法在转速和负载变化时仿真结果

Fig. 5 Simulation results of four control methods at speed and load change

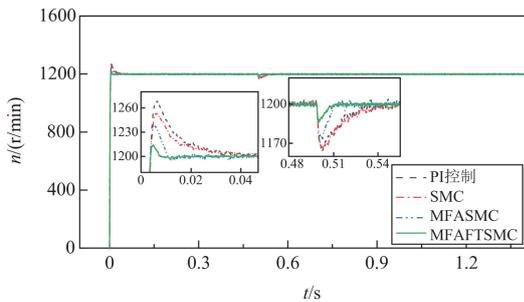
从图 5(d)中 A 相电流的 THD 分析可知, 相较于 PI 控制、SMC 和 MFASMC 方法, 本文所提出的 MFAFTSMC 方法在额定负载下抑制三相电流谐波具有一定优势。

故在转速和负载突变的情况下, 所提出的 MFAFTSMC 方法具有较强的鲁棒性和良好的控制性能。

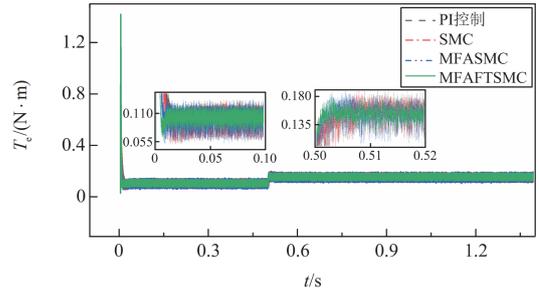
4.3 负载扰动时的控制性能

设定参考转速 $n_d = 1200$ r/min, 初始负载转矩 $T_L = 0.1$ N·m, $t = 0.5$ s 时负载转矩 T_L 为 0.15 N·m。图 6 为 PI 控制、SMC、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法在转速恒定、负载突加扰动时的仿真结果。

从图 6(a)可知, PI 控制和 SMC 方法在 $t = 0.04$ s、MFASMC 方法在 $t = 0.02$ s、MFAFTSMC 方法在 $t = 0.01$ s 使系统分别达到目标转速并保持稳



(a) 转速波形



(b) 输出转矩响应波形

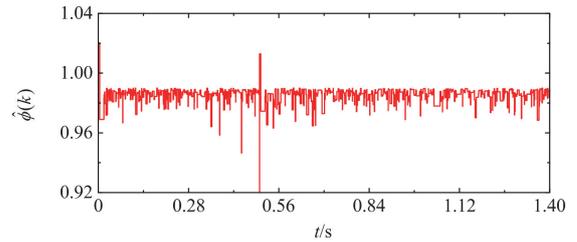
图 6 负载扰动时 4 种控制方法的仿真结果

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

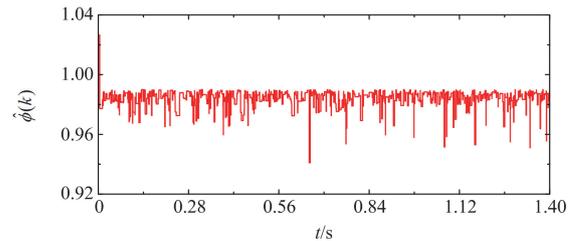
定。MFAFTSMC 方法在收敛速度和抑制超调效果上都明显优于其他 3 种方法。在 $t = 0.5$ s 时, 电机负载突变为 0.15 N·m, MFAFTSMC 方法下的转速减小幅度最小, 且恢复时间也最短。从图 6(b)的输出转矩波形可知, MFAFTSMC 方法的转矩脉动抑制效果最好。

4.4 以上 3 种工况下时变参数 PPD 估计结果

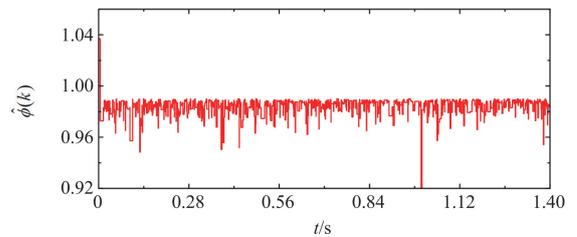
PMSM 运行中的系统复杂特征都被融入当前时刻 PPD 的估计值 $\hat{\phi}(k)$ 中。图 7 为使用 MFAFTSMC



(a) 空载时 PPD 估计值



(b) 转速和负载变化时 PPD 估计值



(c) 负载扰动时 PPD 估计值

图 7 时变参数估计值

Fig. 7 The estimated time-varying parameters

控制方法时,在以上3种工况下时变参数PPD的估计结果。当电机工况变化时,PPD估计值波动幅度明显增大。

5 实验验证

为进一步验证MFAFTSMC的有效性,搭建了如图8所示的实验装置。实验装置由上位机、电机对拖平台和多电机综合驱动实验平台组成。实验采用软件和硬件相结合的方式,将控制算法下载到多电机综合驱控实验平台上。其中永磁同步电机为控制对象,直流电机为负载,PMSM参数与仿真一致。

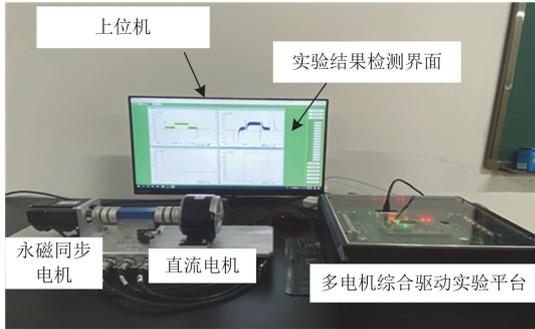


图8 实验装置
Fig. 8 Experimental platform

5.1 空载时的控制性能

设定参考转速为1000 r/min,负载转矩为0 N·m; 3.5 s后电机开始运行,在0.2 s内电机转速由0 r/min增长至1000 r/min。图9给出基于PI控制、SMC、MFASMC和MFAFTSMC方法的实验结果。

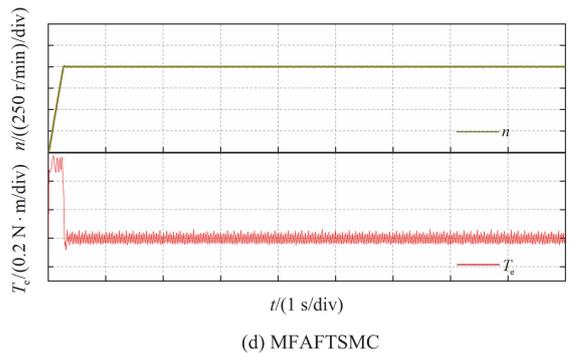
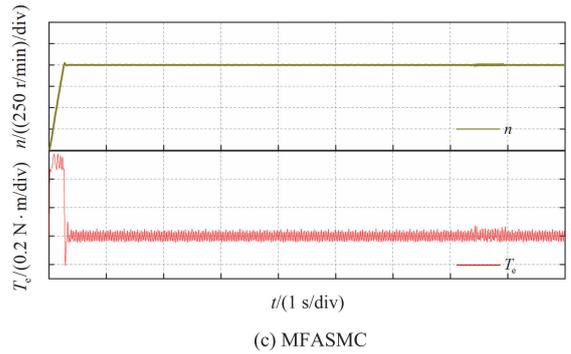
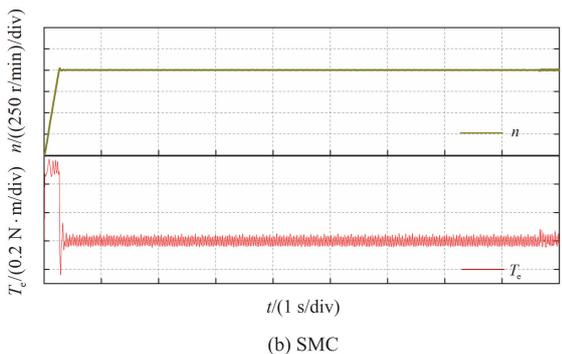
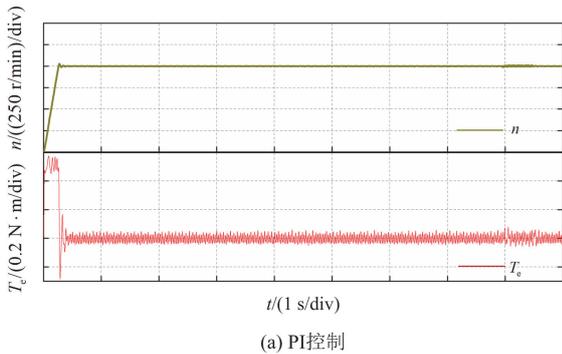


图9 空载实验结果

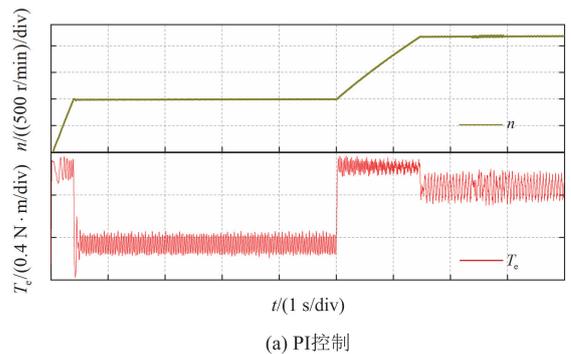
Fig. 9 No-load experimental results

从图9可以看出,在空载条件下,使用PI控制、SMC和MFASMC方法时,系统在 $t = 3.7$ s后才达到稳定。而使用MFAFTSMC,系统在 $t = 3.65$ s时达到稳定。其中,MFAFTSMC方法使系统收敛速度明显更快,超调更小。

5.2 转速和负载变化时的控制性能

设定初始参考转速为1000 r/min,负载转矩为0.18 N·m;在 $t = 6$ s时,给定转速增加到2200 r/min,负载转矩增长至额定值0.45 N·m。图10给出了4种方法的实验结果。

从图10中可以看出,带载条件下启动电机,PI控制、SMC方法为迅速到达稳定状态,系统皆出现超调过大和收敛速度较慢的情况。基于数据驱动的MFASMC、MFAFTSMC方法均在短时间内使系统收敛并稳定,并且MFAFTSMC方法在超调和收敛



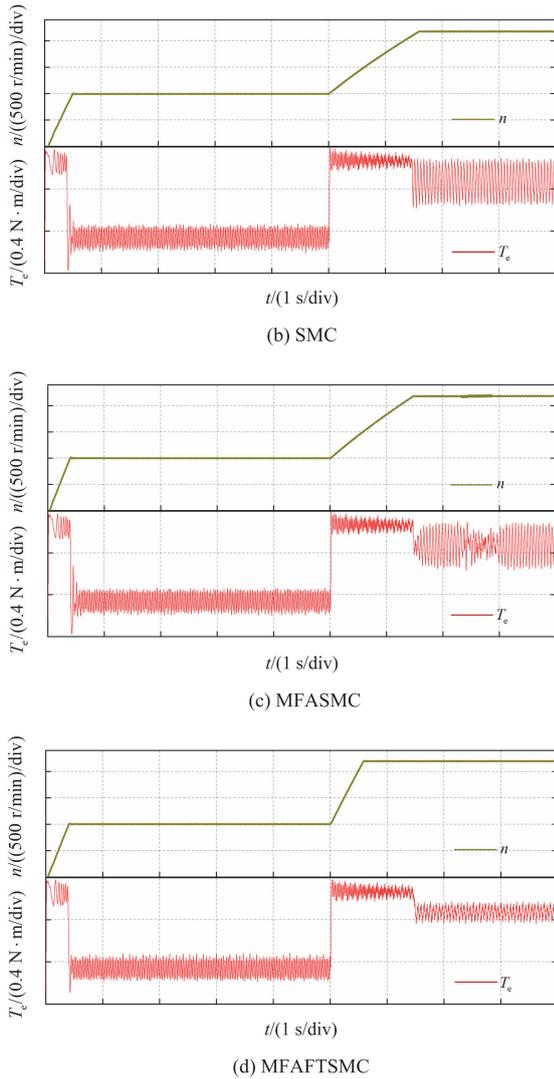


图 10 带载实验结果

Fig. 10 Load experimental results

速度上表现更为出色。在 $t=6\text{ s}$ 时, 参考转速以及负载转矩改变后, 系统均出现一定程度抖振。而在 MFAFTSMC 方法下的转速抖振幅度最小, 转矩脉动最小, 输出转矩更稳定。

5.3 负载扰动时的控制性能

设定参考转速为 $n_d = 1000\text{ r/min}$, 在 $t = 0.6\text{ s}$ 突加负载至额定值 $0.45\text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 11 为 PI 控制、SMC、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法在负载扰动时的实验结果。表 3 为 4 种控制方法下控制效果的量化数据对比。

由图 11 和表 3 可知, PI 控制、MFASMC 和 MFAFTSMC 方法由于不依赖模型信息, 系统均在短时间内恢复到给定转速。而 SMC 恢复时间更长。其中, MFAFTSMC 方法下的转速下降幅度最小, 且恢复时间最短, 转矩抖振抑制效果最好。

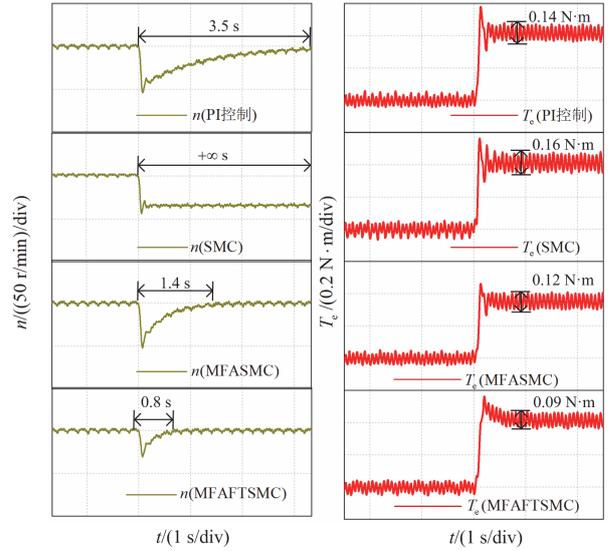


图 11 负载扰动时的实验结果

Fig. 11 Experimental results at load disturbance

表 3 控制效果对比

Table 3 Comparison of control effects

性能指标	PI 控制	SMC	MFASMC	MFAFTSMC
收敛时间/s	3.5	未收敛	1.4	0.8
转速超调/(r/min)	55	35	50	30
转矩抖振/(N·m)	0.14	0.16	0.12	0.09

6 结论

针对无法获取 PMSM 精确模型而导致电机在高性能需求场合控制效果和鲁棒性差的问题, 本文提出一种基于紧格式动态线性化的无模型自适应快速终端滑模控制方法。通过与 PI 控制、SMC 和 MFASMC 方法的仿真以及实验对比, 得出以下结论。

1) 基于动态线性化设计的无模型自适应快速终端滑模控制器, 不依赖系统模型, 不受未建模动态和模型参数摄动的影响。

2) 在无模型自适应控制方法中, 结合离散时间快速终端滑模控制理论, 本文方法具有更快的响应速度和更好的抗扰动能力, 提高了永磁同步电机的动态和稳态控制性能。

3) 改进后的 PPD 估计算法使得伪偏导数的估计值更加准确, 减少了控制律对伪偏导数初始精确值的过度依赖, 提升了 PMSM 转速控制器的跟踪性能。

4) 从仿真与实验结果可以得到, MFAFTSMC 方法不仅具有良好的动态响应, 而且具有良好的抗扰动能力和较强的鲁棒性。

参考文献

[1] 马建, 王建平, 孟德安, 等. 永磁同步电机故障诊断方

- 法研究综述[J]. 电力工程技术, 2024, 43(4): 104-115.
MA Jian, WANG Jianping, MENG De'an, et al. Review of fault diagnosis methods for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(4): 104-115.
- [2] 程启明, 刘科, 程尹曼, 等. 基于调制系数最优法的 TLDMC-PMSM 新型直接转矩控制[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(3): 158-165.
CHENG Qiming, LIU Ke, CHENG Yinman, et al. New direct torque control of TLDMC-PMSM based on modulation coefficient optimization method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(3): 158-165.
- [3] 刘兴, 阳辉, 王逸飞, 等. 基于拓展控制集的 PMSM 有限控制集无模型预测电流控制策略[J]. 电力工程技术, 2024, 43(5): 91-99.
LIU Xing, YANG Hui, WANG Yifei, et al. Finite-control-set model-free predictive current control strategy based on extended control set of PMSM[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(5): 91-99.
- [4] 赵凯辉, 易金武, 刘文昌, 等. 一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 88-98.
ZHAO Kaihui, YI Jinwu, LIU Wenchang, et al. A model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method for a permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 88-98.
- [5] 吕玉映, 赵凯辉, 游鑫, 等. 基于双扰动观测器的永磁同步电机双惯量系统无模型递归终端滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(21): 129-139.
LÜ Yuying, ZHAO Kaihui, YOU Xin, et al. Model-free recursive terminal sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor dual inertia system based on a double disturbance observer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(21): 129-139.
- [6] 贺虎成, 徐景哲, 谭卓琛, 等. 基于自抗扰的感应电机无模型预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(13): 149-160.
HE Hucheng, XU Jingzhe, TAN Fuchen, et al. Active disturbance rejection control-based model free predictive current control for an induction motor[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(13): 149-160.
- [7] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(7): 98-104.
YU Cong, KANG Erliang. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(7): 98-104.
- [8] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 高性能永磁同步电机显式模型预测控制算法研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6039-6058.
LIU Zhongyong, FAN Tao, HE Guolin, et al. Research on high-performance explicit model predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6039-6058.
- [9] 李耀华, 邓益志, 张鑫泉, 等. 永磁同步电机模型预测转矩控制共模电压抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 33-42.
LI Yaohua, DENG Yizhi, ZHANG Xinquan, et al. Research on suppression common-mode voltage of MTPC for PMSM[J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(7): 33-42.
- [10] CHEN Jinbao, HE Gang, WANG Yunhe, et al. Adaptive PID control for hydraulic turbine regulation systems based on INGWO and BPNN[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2024, 9(4): 126-146.
- [11] 赵鑫宇, 王丽梅. 永磁直线同步电机分数阶微分型边界层终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2709-2719.
ZHAO Xinyu, WANG Limei. Fractional order differential boundary layer terminal sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2709-2719.
- [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.
DONG Yeyalan, YANG Shuying, WANG Qishuai, 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] 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 Xuliang, MA Chenwei, WANG Jingfang, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [14] ZHANG Lei, MA Jiaqing, WU Qinmu, et al. Research on PMSM speed performance based on fractional order adaptive fuzzy backstepping control[J]. Energies (Basel), 2023, 16(19).
- [15] 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 Weiran, WU Jiabin, ZHANG Yi, 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.
- [16] 陈荣, 翟凯淼, 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 Rong, ZHAI Kaimiao, SHU Huping. 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.
- [17] 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 Zhiyong, LUO Jie, LI Yanhao, 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.
- [18] 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 Kaihui, DAI Wangke, ZHOU Ruirui, 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.
- [19] 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 Zhongsheng. Highlight and perspective on model free adaptive control[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2014, 34(10): 1182-1191.
- [20] CORRADINI M L, IPPOLITI G, ORLANDO G, et al. A data-driven model-free adaptive controller with application to wind turbines[J]. ISA Trans, 2023, 136: 267-274.
- [21] LIAO Yulei, DU Tingpeng, JIANG Quanquan. Model-free adaptive control method with variable forgetting factor for unmanned surface vehicle control[J]. Applied Ocean Research, 2019, 93.
- [22] ZHAO Ye, ZHANG Wei, WU Xinbing. Design of model free adaptive controller for PMSM speed control[C]// 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics, June 12-14, Vancouver, BC, Canada: 284-289.
- [23] 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 Yu, HOU Zhongsheng. Model-free adaptive predictive control for PMSM systems with external disturbance[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(5): 837-846.
- [24] WANG Weihong, HOU Zhongsheng. An adaptive quasi-sliding mode control for nonlinear discrete-time system[J]. Journal of Systems Engineering & Electronics, 2007, 19(1): 154-160.
- [25] 李璐, 谭草, 张玉学, 等. 新型变指数趋近律的 PMSM 滑模控制[J]. 机床与液压, 2023, 51(23): 183-187.
- LI Lu, TAN Cao, ZHANG Yuxue, et al. PMSM sliding mode control with a new variable exponential reaching law[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2023, 51(23): 183-187.
- [26] 郭成, 杨宣铭, 王林玲, 等. 基于电流内环滑模自抗扰控制的直驱风电场次同步振荡抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(4): 85-95.
- GUO Cheng, YANG Xuanming, WANG Linling, et al. Sub-synchronous oscillation suppression strategy for direct-drive wind farm based on current inner loop sliding mode active disturbance rejection control[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(4): 85-95.

收稿日期: 2025-03-14; 修回日期: 2025-06-16

作者简介:

赵凯辉(1973—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 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

涂麟轩(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机无模型自适应滑模控制; E-mail: m23085800075@stu.hut.edu.cn

贾林(1988—), 男, 通信作者, 博士, 研究方向为复杂机电系统感知与智能控制。E-mail: jialin@hut.edu.cn

(编辑 张颖)