DOI: 10.13382/j.jemi.B2307026

PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制*

赵凯辉 谯梦洁 吕玉映 游 鑫 张昌凡 郑 剑
(湖南工业大学电气与信息工程学院 株洲 412007)

摘 要:针对永磁同步电机运行过程中因模型不确定、参数摄动和外部扰动等因素的影响,从而导致驱动系统性能下降的问题,提出一种新型控制策略。首先,为减少对系统数学模型的依赖,构建了一个新的超局部模型,用于描述永磁同步电机的转速环。其次,基于转速环的新型超局部模型,结合一种新型积分终端滑模面和改进超螺旋控制律来设计新型无模型超螺旋快速积分终端滑模控制器,实现了对转速的精确控制。再次,采用非奇异快速终端滑模面和双幂次趋近律设计改进扩展非奇异终端滑模扰动观测器,通过精确观测和前馈补偿未知扰动,有效地抑制参数摄动和外部扰动,增强了系统鲁棒性,提高系统的动态性能和稳态性能。最后,通过与传统控制方法的仿真和实验对比,证实所提算法转速抗超调能力提升为 0.412 5%,转矩快速响应能力提升 0.013 s。结果表明当存在未知扰动时,所提方法具有较强的鲁棒性和良好的抗干扰性。

关键词: 永磁同步电机;无模型超螺旋快速积分终端滑模控制器;扩展非奇异终端滑模扰动观测器
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 super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM

Zhao Kaihui Qiao Mengjie Lyu Yuying You Xin Zhang Changfan Zheng Jian
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: To address the decline in drive system efficacy due to uncertainties in the model, variations in parameters, and interruptions from external sources affecting permanent magnet synchronous motors (PMSMs), a novel control strategy is proposed. First, to reduce the reliance on the system's mathematical model, a new super-twisting algorithm is formulated for the speed loop of the PMSM. Secondly, based on the new super-twisting model of the speed loop, a novel model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode controller (MFSTFITSMC) is designed by integrating a new type of integral terminal sliding surface and an improved super-twisting control law, achieving precise control of the motor speed. Furthermore, a non-singular fast terminal sliding surface and a dual-power approaching law are used to devise an improved extended nonsingular terminal sliding mode disturbance observer (IENTSMDO). This observer accurately detects and provides feedforward compensation for unknown disturbances, effectively suppressing parameter perturbations and external disturbances, thus enhancing the system's robustness and improving both dynamic and steady-state performances. Finally, through simulation and experimental comparison with traditional control methods, the proposed algorithm has been verified to improve speed overshoot resistance by 0.412 5% and enhance the torque response speed by 0.013 s. The results indicate that the proposed method possesses strong robustness and good interference rejection capabilities in the presence of unknown disturbances.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode controller; improved extended nonsingular terminal sliding mode disturbance observer

收稿日期: 2023-11-07 Received Date: 2023-11-07
* 基金项目:国家自然科学基金(52172403, 62173137, 62303178)、湖南省自然科学基金项目(2023JJ50193, 2023JJ30214, 2023JJ50196)、湖南省教育厅科学研究项目优秀青年项目(22B0577)资助

0　引　言

PMSM 是一种高性能、高效率电机,在高速铁路、航空航天、电动汽车、机器人等领域广泛使用[1]。但在实际应用中,模型不确定性、参数摄动和外部扰动仍会影响系统控制性能。为此,模型预测控制[2]、反步控制[3]、滑模控制(sliding mode control, SMC)等先进控制策略被广泛应用到 PMSM 的高精度控制中,尤其 SMC 策略引起了广泛的关注[4-5]。

近年来,研究人员在传统 SMC 上提出了改进的滑模控制算法来抑制抖振,如基于模糊逻辑的滑模控制、自适应滑模控制和鲁棒滑模控制,提高了 PMSM 系统的控制性能和鲁棒性[6-8]。文献[9]介绍了一种基于改进的超螺旋观测器的连续自适应快速终端滑模速度调节控制方法,用于永磁同步电机驱动,该控制方法可以提高系统的响应速度和鲁棒性。文献[10]在 SMC 中引入反馈电流,从而有效地抑制系统抖振并提升动态性能;文献[11]设计了非奇异快速终端滑模面并结合扰动观测器,有效降低系统抖振并提升系统抗扰性;文献[12]通过采用快速终端积分滑模(fast-terminal integral sliding mode, FTISM)观测器对集总扰动进行补偿,进一步提升了系统的鲁棒性。此外,文献[13]利用扩展滑模扰动观测器,设计了自适应非奇异快速终端滑模转速控制算法,有效应对参数摄动和未知扰动,实现了电机状态变量的实时估计,提高了永磁同步电机系统的控制性能。尽管这些方法显著抑制了系统抖振并提高系统性能,但它们仍是基于模型的控制方法,其控制性能与模型精度密切相关。

然而,在复杂多变的工作环境下,无法建立完全准确的模型。为此,Safaei 等[14]和 Fliess 等[15]研究人员对这一领域进行了深入的研究,提出了无模型控制(Model-free control, MFC)方法,以解决实际工程中的控制问题,其核心思想是根据系统的输入和输出信息来设计控制策略,而无需事先了解系统的精确数学模型。文献[16]进一步发展了 MFC,将其与滑模控制技术相结合,提出了一种基于超局部模型的无模型滑模控制方法,用于解决永磁同步电机参数不确定性引起的控制不稳定问题,通过滑模观测器估计未知部分,提高了控制器的鲁棒性,但未涉及其他参数摄动。文献[17]提出了一种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方法,该控制器结合了扩展滑模扰动观测器(ESMDO),实时精确地估计并补偿模型中的未知扰动,并减少了由电机参数摄动引发的不利影响,但仍存在由高增益导致的传统滑模抖振。

针对文献[17]存在的问题,本文提出了一种新型无模型控制策略,即基于改进扩展非奇异终端滑模扰动观测器(improved extended nonsingular terminal sliding mode disturbance observer, IENTSMDO)的无模型超螺旋快速积分终端滑模控制(model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control, MFSTFITSMC)策略。该策略为了降低对系统数学模型的依赖,构建了 PMSM 的超局部数学模型;提出一种改进的积分终端滑模面并引入超螺旋趋近律设计了 MFSTFITSMC。采用快速非奇异终端滑模面并引入双幂次趋近律设计 IENTSMDO 估计超局部模型中的未知部分并前馈补偿,从而提升系统的鲁棒性和抗干扰性。经仿真和实验,证明了该控制策略在稳健性和抵抗干扰能力方面的优势。

1　PMSM 转速环新型超局部模型

1.1　实际运行工况下 PMSM 数学模型

d-q 旋转坐标系下 PMSM 定子电压方程(忽略定子铁芯饱和、涡流和磁滞损耗等情况)为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (L_d i_d + \psi_r) \end{cases} \tag{1}$$

式中:u_d、u_q 表示定子 $d-q$ 轴电压分量;R_s 为定子电阻;i_d、i_q 分别表示定子 $d-q$ 轴电流分量;L_d、L_q 表示定子绕组 $d-q$ 轴电感;ω_e 为电角速度;ψ_r 为永磁磁链。

考虑电磁参数的摄动影响,PMSM 的定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q + \Delta u_d \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (L_d i_d + \psi_r) + \Delta u_q \end{cases} \tag{2}$$

式中:Δu_d 和 Δu_q 表示 R、L_d、L_q 以及 ψ_r 参数摄动引起的 d-q 轴电压扰动量。

$$\begin{cases} \Delta u_d = \Delta R_s i_d + \Delta L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e \Delta L_q i_q \\ \Delta u_q = \Delta R_s i_q + \Delta L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (\Delta L_d i_d + \Delta \psi_r) \end{cases} \tag{3}$$

PMSM 的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_r + (L_d - L_q) i_d] i_q + \Delta T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_{ext} i_q + \Delta T_e \tag{4}$$

式中:T_e 代表 PMSM 的电磁转矩;n_p 代表极对数;$\Delta T_e = \dfrac{3}{2} n_p [\psi_r + (\Delta L_d - \Delta L_q) i_d] i_q$ 为电磁转矩摄动量;$\psi_{ext} = \psi_r + (L_d - L_q) i_d$ 代表有效磁链。

PMSM 的机械运动方程可表示为:

$$\frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t}=\frac{n_p}{J}(T_e-T_L-B_m\omega_m)+\Delta P_n \tag{5}$$

式中：ω_m 代表机械角速度；T_L 代表负载转矩；B 代表摩擦系数；J 代表转动惯量；ΔP_n 代表机械参数摄动量；

将式(4)代入式(5)，得：

$$\frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t}=\frac{3n_p^2}{2J}\psi_{ext}i_q-\frac{B_m}{J}\omega_e+\frac{n_p}{J}(\Delta T_e-T_L+\Delta T_L)+\Delta P_n+\delta_d \tag{6}$$

式中：ΔT_L 为负载转矩的未知扰动；δ_d 为系统中的“未建模动态”，包含传感器检测误差、摩擦阻尼、齿槽转矩等。

1.2 PMSM 转速环新型超局部模型

单输入单输出系统的新型超局部模型表示为[16]：

$$\begin{cases}\dot{x}=\alpha_1 u+\beta_1 x+F\\ y=x\end{cases} \tag{7}$$

式中：$x\in\mathbb{R}$ 为状态变量；u 和 y 分别表示系统的输入和输出；$\alpha_1\in\mathbb{R}$、$\beta_1\in\mathbb{R}$ 为非物理常数；非线性 Lipschitz 有界函数 F 为系统的总扰动，即已知系统参数摄动部分和未知扰动的集合。

根据考虑未知扰动的永磁同步电机机械运动方程(6)和新型超局部模型式(7)，构造 PMSM 转速环超局部模型为[17]：

$$\dot{\omega}_e=\alpha i_q+\beta\omega_e+F \tag{8}$$

式中：$\alpha=\frac{3n_p^2}{2J}\psi_{ext}$、$\beta=-\frac{B_m}{J}$ 分别为电流、转速的增益，可在 α ±50%β ±50% 范围内选取，两者通过实验来调整，F 为转速环总扰动。

假设 1：电机参数不确定性已知，并满足

$$\phi\in\Omega_\phi\triangleq\{\phi:\phi_{\min}\leqslant\phi\leqslant\phi_{\max}\} \tag{9}$$

式中：$\phi=\begin{bmatrix}J & L_d & L_q & \psi_r & B_m\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ 为转速环受控参数向量；$\phi_{\min}$ 和 $\phi_{\max}$ 分别表示 ϕ 的下界和上界。

假设 2：未知扰动 F 有界，并满足

$$|F|\leqslant F_{\max}<+\infty \tag{10}$$

式中：$F_{\max}$ 表示 F 的上界，在实际工程中可通过估计获得。

2 设计 MFSTFITSMC

定义电角速度跟踪误差为：

$$e_1=\omega_e^*-\omega_e \tag{11}$$

式中：ω_e^* 为电机给定电角速度，ω_e 为实际电角速度。

定义电角速度跟踪误差 e_1 为状态变量，可得状态方程为：

$$\begin{cases}e_1=\omega_e^*-\omega_e\\ \dot{e}_1=\dot{\omega}_e^*-\alpha u_q-\beta\omega_e-F\end{cases} \tag{12}$$

为保证系统有限时间收敛性和非奇异性，设计一种改进的快速积分终端滑模面

$$s_1=\dot{e}_1+k_1e_1+\int(k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1)+k_3e_1)\mathrm{d}\tau \tag{13}$$

其中，k_1、k_2 和 k_3 都为待设计的正常数，p、q 为正奇数，并且满足 $1<p/q<2$。引入的终端项 $k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1)$ 能使系统能在有限时间内达到滑模面。

对式(13)求导可得：

$$\dot{s}_1=\ddot{e}_1+k_1\dot{e}_1+k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1)+k_3e_1 \tag{14}$$

采用等速趋近律，由式(14)可设计无模型快速积分终端滑模控制律为：

$$i_q^*=\frac{-\hat{F}+\dot{\omega}_e^*-\beta\omega_e}{\alpha}+\frac{\ddot{e}_1+k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1)+k_3e_1+k_s\mathrm{sgn}(e_1)}{\alpha\cdot k_1} \tag{15}$$

为了削弱抖振，并加速系统状态到达滑模面，引入一种改进超螺旋控制律[18]：

$$\begin{cases}\dot{s}=-\lambda_1\varphi_1(s)+\nu-\lambda_1 s\\ \dot{\nu}=-\lambda_2 f_2(s)\end{cases} \tag{16}$$

其中，$\lambda_1>0$，$\lambda_2>0$，λ_1 和 λ_2 为待设计的系数；$\varphi_1(s)=\eta_1 s+\eta_2|s|^a\mathrm{sgn}(s)+\eta_3|s|^{1-a}\mathrm{sgn}(s)$；$f_2(s)=(\varphi_1(s)+s)'(\varphi_1(s)+s)=(\eta_1+1)^2s+\eta_2^2a|s|^{2a-1}\mathrm{sgn}(s)+\eta_3^2(1-a)|s|^{1-2a}\mathrm{sgn}(s)+(a+1)(\eta_1+1)\eta_2|s|^a\mathrm{sgn}(s)+\eta_2\eta_3\mathrm{sgn}(s)+(2-a)|s|^{1-a}\mathrm{sgn}(s)$

式中：$0<a<1$，$\eta_1>0$，$\eta_2>0$，$\eta_3>0$，a、η_1、η_2 和 η_3 为待设计的系数。

定理 1：对于状态方程式(12)，选取改进的快速积分终端滑模面式(13)，选择改进超螺旋控制律式(16)，状态误差变量 e_1 将在有限时间内收敛，其收敛时间为：$t_s\leqslant\frac{2}{\gamma_1}\ln\left(1+\frac{\gamma_1}{\gamma_2}V_1^{\frac{1}{2}}(0)\right)$。

其中，

$$\begin{cases}\gamma_1=\eta_1\lambda_{\min}(Q)/\lambda_{\max}(P)\\ \gamma_2=\eta_2\eta_3\lambda_{\min}(Q)\lambda_{\min}^{1/2}(P)/\lambda_{\max}(P)\end{cases} \tag{17}$$

证明：定义李雅普诺夫函数为：

$$V_1=\frac{1}{2}s^2 \tag{18}$$

对式(18)进行求导，可以得到：

$$\dot{V}=s\dot{s}=$$

$$s(\ddot{e}_1+k_1(\dot{\omega}_e^*-\alpha i_q-\beta\omega_e-F)+k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1))+k_3se_1=-\lambda_1\eta_1s^2-\lambda_1\eta_2|s|^{a+1}-\lambda_1\eta_3|s|^{2-a}-$$

$$s\int\lambda_2 f_2(s) - l_1 s^2 \leqslant 0 \tag{19}$$

根据 Lyapunov 稳定性定理,系统将会在有限时间内收敛到 0。

下面求解收敛时间。定义 $f_1(s)=\varphi_1(s)+s, f_2(s)=f_1'(s)f_1(s)$,将式(16)可重新写为:

$$\dot{s} = -\lambda_1 f_1(s) - \int\lambda_2 f_2(s) \tag{20}$$

定义李雅普诺夫函数为:

$$V_2 = \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\zeta} \tag{21}$$

其中,$\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}=[f_1(s)\quad \nu]$。

对 $\boldsymbol{\zeta}$ 进行微分,可得:

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}} = \begin{bmatrix} f_1'(s)\dot{s} & \dot{\nu}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = f_1'(s)\left[-\eta_1 f_1(s)+\nu \quad -\eta_2 f_1(s)\right]^{\mathrm{T}} = f_1'(s)\begin{bmatrix}-\eta_1 & 1\\ -\eta_2 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}f_1(s)\\ \nu\end{bmatrix} = f_1'(s)\boldsymbol{A}\boldsymbol{\zeta} \tag{22}$$

其中,$f_1'(s)=(\eta_1+1)+\eta_2 a|s|^{a-1}+\eta_3(1-a)|s|^{-a}>0$;$\lambda_1>0$、$\lambda_2>0$;$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\lambda_1 & 1\\ -\lambda_2 & 0\end{bmatrix}$ 为 Hurwitz 矩阵。

对式(21)进行微分,可得:

$$\dot{V}_2 = \dot{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{\zeta}} = -f_1'(s)\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} \tag{23}$$

其中,$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}=-\boldsymbol{Q}$,即对于任意一个正定矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 来说,存在正定矩阵 $\boldsymbol{P}$ 满足 V_2。

由式(23)可得 $\dot{V}_2\leqslant 0$,即系统在有限时间收敛。

由式(21)和(23)可得:

$$\lambda_{\min}(\boldsymbol{P})\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 \leqslant V_2 \leqslant \lambda_{\max}(\boldsymbol{P})\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 \tag{24}$$

其中,$\lambda_{\min}(\boldsymbol{P})\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2$ 和 $\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2$ 分别是矩阵 $\boldsymbol{P}$ 特征值的最小值和最大值;$\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2$ 为欧几里得在 $\boldsymbol{R}^2$ 空间上的二范数,其定义如下:

$$\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 = f_1^2(s)+\nu^2 = (\eta_1+1)^2 s^2+\eta_2^2|s|^{2a}+\eta_3^2|s|^{2-2a}+2(\eta_1+1)\eta_2|s|^{a+1}+2(\eta_1+1)\lambda_3|s|^{2-a}+2\eta_2\eta_3|s|+\nu^2 \tag{25}$$

由式(24)和(25)得到:

$$\begin{cases}\eta_2|s|^a \leqslant \|\boldsymbol{\zeta}\|_2 \leqslant (V_2/\lambda_{\min}(\boldsymbol{P}))^{1/2}\\ \eta_3|s|^{1-a} \leqslant \|\boldsymbol{\zeta}\|_2 \leqslant (V_2/\lambda_{\min}(\boldsymbol{P}))^{1/2}\end{cases} \tag{26}$$

由式(23)和(26)得到:

$$\dot{V}_2 = -f_1'(s)\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} \leqslant -\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})f_1'(s)\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 - \eta_2 a\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})|s|^{a-1}\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 - \eta_3(1-a)\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})|s|^{-a}\|\boldsymbol{\zeta}\|_2^2 = -\frac{(\eta_1+1)\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})}{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})}V_2 - \frac{\eta_2\eta_3\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})\lambda_{\min}^{1/2}(\boldsymbol{P})}{\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})}V_2^{1/2} = -\gamma_1 V_2 - \gamma_2 V_2^{1/2} \tag{27}$$

其中,$\gamma_1=(\eta_1+1)\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})/\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})$;$\gamma_2=\eta_2\eta_3\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})\lambda_{\min}^{1/2}(\boldsymbol{P})/\lambda_{\max}(\boldsymbol{P})$。

将式(27)写成如下形式:

$$(V_2^{1/2})' + \frac{\gamma_1}{2}(V_2^{1/2}) = -\frac{\gamma_2}{2} \tag{28}$$

将式(28)两边从 0~t 积分后,可得收敛时间:

$$V_2^{\frac{1}{2}} = -\frac{\gamma_2}{\gamma_1} + \frac{\gamma_2}{\gamma_1}\cdot e^{-\frac{\gamma_1}{2}t} + V_2^{\frac{1}{2}}(0)\cdot e^{-\frac{\gamma_1}{2}t} \tag{29}$$

$$t_s \leqslant \frac{2}{\gamma_1}\ln\left(1+\frac{\gamma_1}{\gamma_2}V_2^{\frac{1}{2}}(0)\right) \tag{30}$$

因此,可知系统状态将在有限时间 t_s 内收敛,所设计的控制器稳定。

综上,转速环控制律可设计为:

$$i_q^* = \frac{\dot{\omega}_e^* - \beta\omega_e - \hat{F} + u_c}{\alpha} = \frac{-\hat{F}+\dot{\omega}_e^* - \beta\omega_e}{\alpha} + \frac{\ddot{e}_1 + k_2|e_1|^{p/q}\mathrm{sgn}(e_1) + k_3 e_1 + \lambda_1 f_1(s) + \int\lambda_2 f_2(s)\mathrm{d}\tau}{\alpha\cdot k_1} \tag{31}$$

所设计的转速控制器结构框图如图 1 所示。

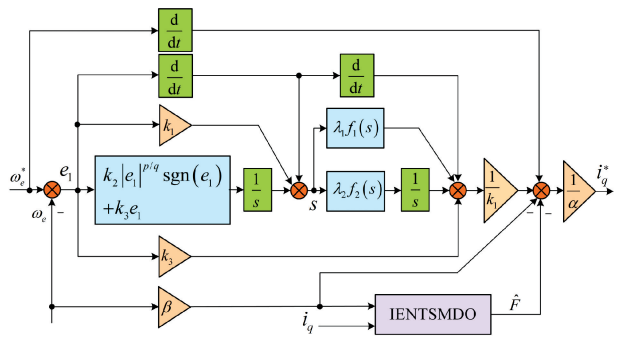


图 1　MFSTFITSMC 结构框图

Fig. 1　The block diagram of MFSTFITSMC

3　设计改进扩展非奇异终端滑模扰动观测器

为提高超局部模型未知部分的观测精度,设计了一种改进扩展非奇异终端滑模扰动观测器估计未知扰动,并前馈补偿以消除未知扰动对系统的影响。

将电角速度 ω_e 和未知部分 F 作为状态变量,交轴电流 i_q 为控制输入,ω_e 为系统输出,可得转速环扩展状态方程为:

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} = F + \alpha i_q + \beta\omega_e\\ \dfrac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}t} = \xi(t)\end{cases} \tag{32}$$

由式(32)设计 IENTSMDO 为:

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\hat{\omega}_e}{\mathrm{d}t}=\hat{F}+\alpha i_q+\beta\hat{\omega}_e+u_{\mathrm{iesmo}}\\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{F}}{\mathrm{d}t}=Gu_{\mathrm{iesmo}}\end{cases}\tag{33}$$

由式(32)和(33),可得到观测器的动态误差方程:

$$\begin{cases}\dot{e}_\omega=\tilde{F}+\beta e_\omega+u_{\mathrm{iesmo}}\\ \dot{\tilde{F}}=Gu_{\mathrm{iesmo}}-\xi(t)\end{cases}\tag{34}$$

式中:$e_\omega=\hat{\omega}_e-\omega_e$ 代表观测器的转速观测误差,$\tilde{F}=\hat{F}-F$ 代表未知总扰动的观测误差。

选取转速观测误差 e_ω 作为状态变量,并采用快速非奇异终端滑模面[19]:

$$s_2=\dot{e}_\omega+l_1e_\omega+l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{1-2b}\tag{35}$$

式中:l_1、l_2、g 为待设计正常数,$0<b<1$。

对式(35)求导可得:

$$\dot{s}_2=\ddot{e}_\omega+l_1\dot{e}_\omega+l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{-2b}((1-2b)\dot{e}_\omega-ge_\omega)\tag{36}$$

由式(35)和(36)可知,g 决定滑模面 s 的收敛时间,g 越大,e^{-gt} 趋向 0,快速终端滑模面将变为线性滑模面。通过选择合适的 g,滑模面 s 可以在快速终端滑模面和线性滑模面之间切换。

为了加快滑模趋近运动的收敛速度,提高系统跟踪性能,选择以下双幂次趋近律[20]:

$$\dot{s}_2=-\tau_1|s_2|^{h_1}\mathrm{sgn}(s_2)-\tau_2|s_2|^{h_2}\mathrm{sgn}(s_2)\tag{37}$$

式中:τ_1 和 τ_2 都是待设计的正常数,$0<h_1<1$,$h_2>1$。

下面将对观测误差 e_ω 在滑模趋近阶段与到达阶段都收敛分别进行证明。

定理 2:对于式(34)所表示的动态误差方程,结合式(35)中的滑模面和式(37)中的趋近律,设计如下控制律:

$$u_{\mathrm{iesmo}}=u_{\mathrm{feq}}+u_{\mathrm{fn}}\tag{38}$$

式中:

$$u_{\mathrm{feq}}=-\beta e_\omega$$

$$u_{fn}=-\int_0^t(l_1\dot{e}_\omega+l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{-2b}((1-2b)\dot{e}_\omega-ge_\omega))\,\mathrm{d}\tau+\int_0^t(\tau_1|s|^{h_1}\mathrm{sgn}(s_2)+\tau_2|s|^{h_2}\mathrm{sgn}(s_2))\,\mathrm{d}\tau$$

则系统将会在有限时间内收敛到如下区域:

$$|s_2|\leqslant\min\left(\left(\frac{N}{\tau_1}\right)^{1/h_1},\left(\frac{N}{\tau_2}\right)^{1/h_2}\right)\tag{39}$$

证明:选取 Lyapunov 函数 V_3:

$$V_3=\frac{1}{2}s_2^2\tag{40}$$

对式(40)进行求导,结合式(37),可得:

$$\dot{V}_3=s_2(\ddot{e}_\omega+l_1\dot{e}_\omega+l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{-2b}((1-2b)\dot{e}_\omega-ge_\omega))\tag{41}$$

将控制律(38)代入状态误差方程并求导,可得:

$$\ddot{e}_\omega=\dot{\tilde{F}}+\dot{u}_{fn}\tag{42}$$

由式(38)、(41)、(42),可得:

$$\dot{V}_3=-s_2(-\dot{\tilde{F}}+\tau_1|s_2|^{h_1}\mathrm{sgn}(s_2)+\tau_2|s_2|^{h_2}\mathrm{sgn}(s_2))=-(-\dot{\tilde{F}}s_2+\tau_1|s_2|^{h_1+1}+\tau_2|s_2|^{h_2+1})\tag{43}$$

式(43)可分成以下两种情况:

$$\dot{V}_3\leqslant-(-\dot{\tilde{F}}s_2+\tau_1|s_2|^{h_1+1}+\tau_2|s_2|^{h_2+1})=-(\tau_1|s_2|^{h_1+1}+|s_2|(\tau_2|s_2|^{h_2}-|\dot{\tilde{F}}|))\tag{44}$$

$$\dot{V}_3\leqslant-(-\dot{\tilde{F}}s_2+\tau_1|s_2|^{h_1+1}+\tau_2|s_2|^{h_2+1})=-(\tau_2|s_2|^{h_2+1}+|s_2|(\tau_1|s_2|^{h_1}-|\dot{\tilde{F}}|))\tag{45}$$

假设 $|\dot{\tilde{F}}|\leqslant N$,$N\geqslant0$,当 $\tau_2|s_2|^{h_2}\geqslant|\dot{\tilde{F}}|$ 时,可得:

$$V_3\leqslant-\tau_1|s_2|^{h_1+1}\leqslant0\tag{46}$$

当 $\tau_1|s_2|^{h_1}\geqslant|\dot{\tilde{F}}|$ 时,可得:

$$V_3\leqslant-\tau_2|s_2|^{h_2+1}\leqslant0\tag{47}$$

根据 Lyapunov 稳定性定理,系统将在有限时间内收敛至区域 $|s_2|\leqslant\min\left(\left(\frac{N}{\tau_1}\right)^{1/h_1},\left(\frac{N}{\tau_2}\right)^{1/h_2}\right)$,在此之后将会在滑模面上保持稳定。

定理 3:对于非线性、强耦合、多变量的 PMSM 系统,选择快速非奇异终端滑模面式(35),当 $2bl_1-g>0$ 时,跟踪误差 e_ω 将在有限时间收敛为 0,且收敛时间为:

$$T_s\leqslant\frac{\ln\left(1+\dfrac{\mathrm{e}^{2bl_1t}V^b(0)}{c}\right)}{2bl_1-g}\tag{48}$$

证明:定义 Lyapunov 函数 V_3:

$$V_3=\frac{1}{2}e_\omega^2\tag{49}$$

根据式(35),令 $s=0$ 可得:

$$\dot{e}_\omega=-l_1e_\omega-l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{1-2b}\tag{50}$$

对式(49)求导可得

$$\dot{V}_3=e_\omega\dot{e}_\omega=e_\omega(-l_1e_\omega-l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{1-2b})=-l_1e_\omega^2-l_2\mathrm{e}^{-gt}e_\omega^{2(1-b)}=-2l_1V_3-2^{1-b}l_2\mathrm{e}^{-gt}V_3^{1-b}\leqslant0\tag{51}$$

根据 Lyapunov 稳定性判据定理,状态变量将在有限时间内收敛到 0,从而达到稳定条件。

将式(51)两边同乘 bV_3^{b-1},得:

$$\frac{\mathrm{d}V_3^b}{\mathrm{d}t}+2bl_1V_3^b\leqslant-2^{1-b}bl_2\mathrm{e}^{-gt}\tag{52}$$

将式(52)两边同乘 e^{2bl_1t},得:

$$\frac{\mathrm{d}(\mathrm{e}^{2bl_1t}V_3^{\ b})}{\mathrm{d}t} \leqslant -2^{1-b}bl_2\mathrm{e}^{(2bl_1-g)t} \tag{53}$$

取式(53)两边从 0~ T_s 积分,且令 $V_3(T_s)=0$,得:

$$-\mathrm{e}^{2bl_1t}V_3^{\ b}(0) \leqslant \frac{-2^{1-b}bl_2}{2bl_1-g}(\mathrm{e}^{(2bl_1-g)T_s}-1) \tag{54}$$

令 $c=\dfrac{2^{1-b}bl_2}{2bl_1-g}>0$,式(54)可写为:

$$T_s \leqslant \frac{\ln\left(1+\dfrac{e^{2bl_1t}V_3^{\ b}(0)}{c}\right)}{2bl_1-g} \tag{55}$$

因此,当系统到达滑模面后,跟踪误差 e_ω 将在有限时间 T_s 内收敛为 0。

图 2 为 IENTSMDO 结构框图。图 3 是 IPMSM 的控制系统框图。

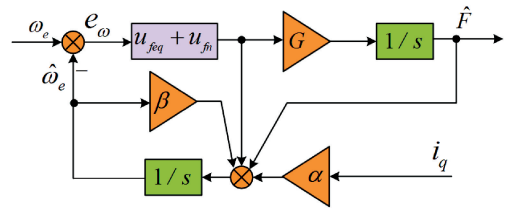


图 2　IENTSMDO 结构框图

Fig. 2　The block diagram of IENTSMDO

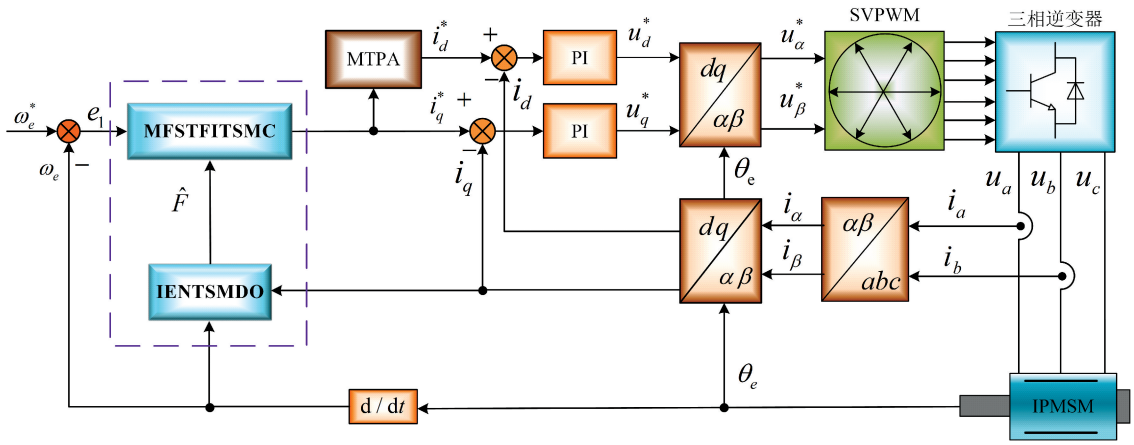


图 3　电机调速系统控制框图

Fig. 3　The block diagram of motor speed control system

4　仿真与实验验证

4.1　参数摄动下 IPMSM 的仿真分析

为了评估所提出算法的性能,在 Simulink 环境下构建了融入 IENTSMDO 的 MFSTFITSMC 模型进行仿真测试,并进一步将此策略与传统的 PI 调节器及传统无模型滑模控制算法[16]做了对照分析。选用内置式 PMSM 作为测试对象,其参数如表 1 所示。IPMSM 采用最大转矩电流比(MTPA)控制策略,采样时长为 10 μs。

表 2 列出了 3 种控制方法的参数,其中 MFSMC[16]算法采用了线性滑模面 $s=cx_1$ 以及幂次趋近律 $\dot{s}=-k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s)$,式中的 c、k 和 α 是待设计的正常数;对于 IENTSMDO,增益为 l,趋近律的参数为 k_3、k_4,也是待设计的正常数。

表 1　IPMSM 参数值

Table 1　Parameter of IPMSM

电机参数	单位	数值
额定电压(u_N)	V	1 080
额定电流(I_N)	A	200
额定转矩(T_N)	N·m	1 008
额定转速(n_N)	r/min	1 800
直流侧电压(u_{dc})	V	1 500
定子电阻(R_s)	Ω	0.02
极对数(n_p)	pairs	4
d 轴电感(L_d)	H	0.015
q 轴电感(L_q)	H	0.036
永磁体磁链(ψ_r)	Wb	0.892
转动惯量(J)	kg·m^2	100

通过定子电阻 R_s、定子绕组 d-q 轴电感变化模拟电磁参数摄动,通过转速和转矩变化来模拟未知扰动,来验证 3 种控制算法的控制性能。具体参数变化如表 3 所示。

表 2 3 种方法系统的参数整定值

Table 2 Parameters of the three-control method

PI	MFSMC	MFSTFITSMC
$P=800$	c = 800	p/q = 5/3
$I=50$	k_1 = 10	k_1 = 0.8
/	l = 300 000	k_2 = 8 500
/	k_2 = 1 900	k_3 = 6 000
/	k_3 = 1 400	λ_1 = 0.01
/	/	λ_2 = 0.01

表 3 参数摄动和未知扰动

Table 3 Parameter perturbation and unknown disturbances

时间/s	摄动量	摄动范围
0.5	ω_e /(rad·s^{-1})	100→200
1.0	T_L /(N·m)	300→1 000
1.5	R_s /Ω	0.02→0.04
2.0	L_d /H	0.015→0.057
2.5	L_q /H	0.036→0.045

图 4 为 PI 与 MFSTFITSMC 算法的仿真对比图。图 5 为 MFSMC 与 MFSTFITSMC 算法的仿真对比图。通过图 4(a)、(b)和图 5(a)、(b)的比较可以看出:当转速在 0.5 s 内变化时,MFSTFITSMC 策略对 d-q 轴电流的控制更为稳定,在暂态和稳态中均表现出更好的控制性能。当负载转矩在 1 s 突变时,MFSTFITSMC 算法下的电流虽出现轻度超调,但很快稳定,有效抑制了因电磁参数摄动导致的电流脉动。

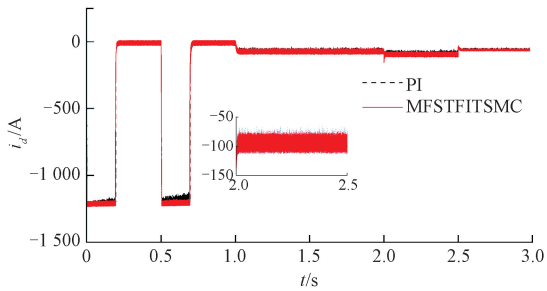
从图 4(c)与图 5(c)的对比中,可以看出:负载的波动对电机转速的暂态响应有显著影响,但电阻的效果相对微弱,可忽略。因此,在外部未知和参数摄动情况下,所提出的 MFSTFITSMC 控制方案外部未知扰动和内部参数摄动具有很好的抑制作用,提高了控制的暂稳态性能。

通过图 4(d)和图 5(d)可以看出,相较于 PI 控制和 MFSMC 算法,MFSTFITSMC 算法下的转矩变化曲线波动幅度明显较小,从而验证了 MFSTFITSMC 策略具有较强的鲁棒性和良好的控制性能。

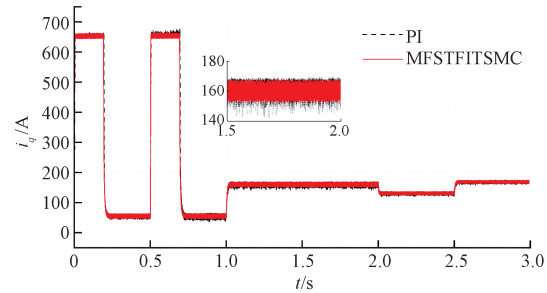
综上所述,与 PI 和 MFSMC 相比,所提出的 MFSTFITSMC 策略有效提高了系统的稳态响应,具有更强的速度跟踪能力,进一步增强了 IPMSM 系统对扰动的鲁棒性。

MFSTFITSMC 采用 IENTSMDO 观测超局部模型中未知部分,MFSMC 采用扩展滑模观测器(extended sliding mode observer, ESMO)来观测未知部分。图 6 为 IENTSMDO 和 ESMO 的转速跟踪误差曲线,图 7 为 IENTSMDO 和 ESMO 对未知部分的观测曲线。

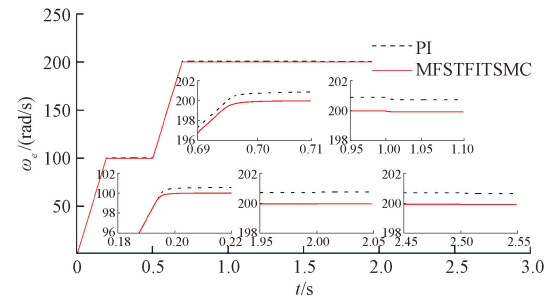
由图 6 和 7 的综合分析,可以得出如下结论:在图 6



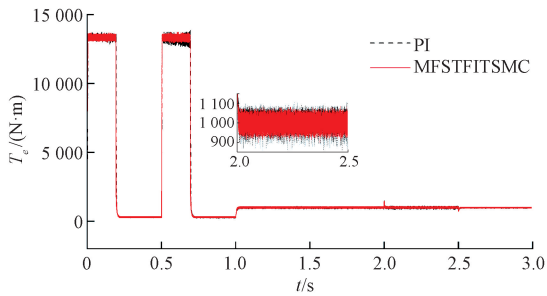
(a) d 轴电流
(a) d-axis current



(b) q 轴电流
(b) q-axis current



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

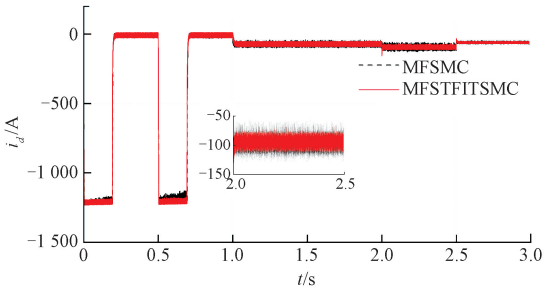


(d) 输出转矩响应波形
(d) Output torque response waveform

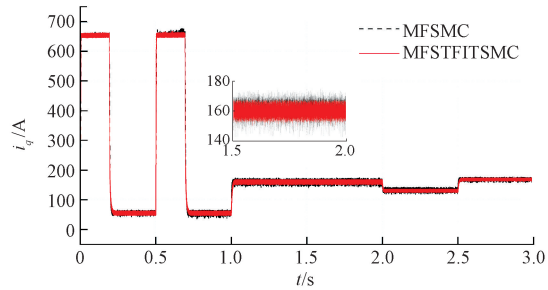
图 4 PI 和 MFSTFITSMC 仿真对比

Fig. 4 Comparison of PI and MFSITSMC simulations

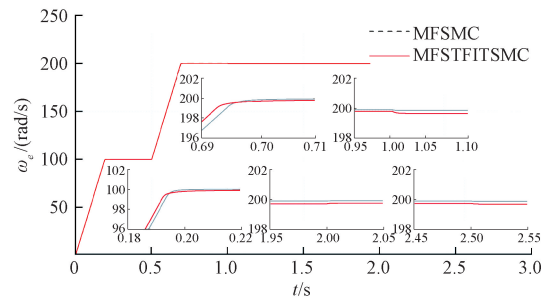
中,ESMO 在电机启动的低速阶段出现一些超调,同时在速度跟踪中也出现了超调现象。此外,在瞬态过程中还出现了抖动。这些现象主要是由于 ESMO 的高增益作用,导致控制系统响应超出预期并产生过度调整。相比之下,通过选择超螺旋快速积分终端作为滑模面,并引入双幂次收敛律,IENTSMDO 改善了因 ESMO 高增益引起的抖动问题,从而在图 6 中展现出较好的速度跟踪性能。



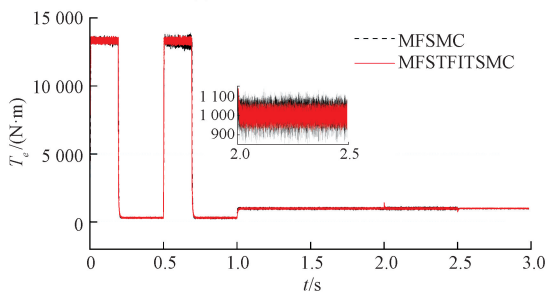
(a) d 轴电流
(a) d-axis current



(b) q 轴电流
(b) q-axis current



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



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

图 5　MFSMC 和 MFSTFITSMC 仿真对比

Fig. 5　Comparison of MFSMC and MFSTFITSMC simulations

在图 7 中，与 ESMO 相比，IENTSMDO 观测的未知部分的波形更平滑，系统响应也更加迅速，几乎没有出现抖振现象。这表明 IENTSMDO 能够更准确地估计系统的未知部分，并提供更稳定和准确的控制信号。

综上所述，相较于 ESMO，IENTSMDO 不仅在转速跟踪性能上表现更佳，还在估计扰动和响应的稳定性方面展现出显著优势。

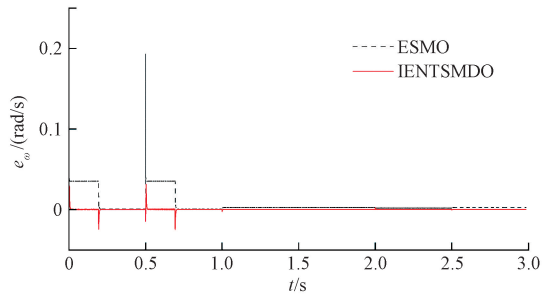


图 6　转速跟踪误差

Fig. 6　Tracking speed deviation

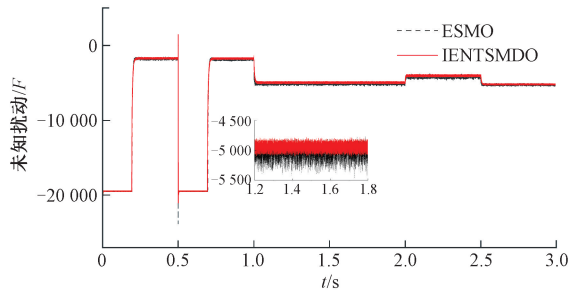


图 7　未知部分观测值

Fig. 7　Unknown portion of observed values

4.2　实验结果分析

为解决实际实验中难以模拟的电磁参数摄动问题，采用了硬件在环仿真实验来验证 PMSM 驱动系统的控制性能。图 8 为本文使用的实验装置，包括 DSP 控制器（TMS320F2812）和由 RT-Lab 模拟的电机驱动系统。

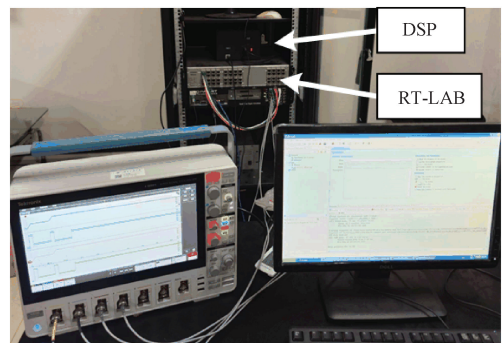
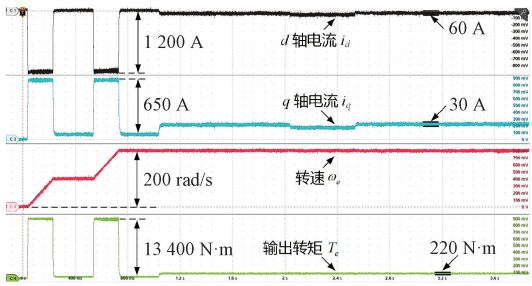


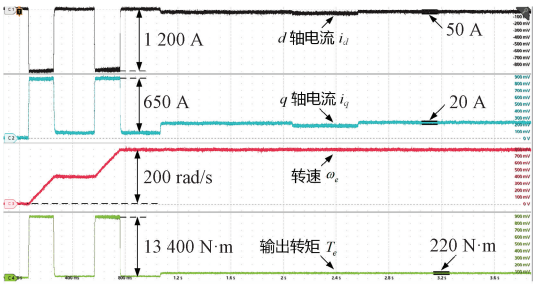
图 8　RT-LAB 实验平台

Fig. 8　RT-LAB experimental platform

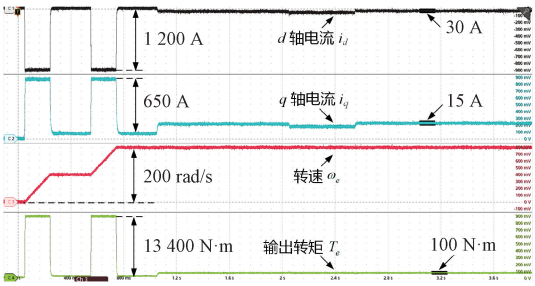
实验参数与仿真参数保持一致。图 9 为采用 PI 控制、基于 ESMO 的 MFSMC 以及基于 IENTSMDO 的 MFSTFITSMC 的控制策略下的全工况实验图，包括 d-q 轴电流、电磁转矩 T_e 和转速 ω_e 的响应时间波形。通过对比图中的波形，可以分析系统在不同控制策略下的响应速度和稳定性。



(a) PI 实验结果



(b) MFSMC 实验结果



(c) MFSTFITSMC 实验结果

图 9 全工况实验图

Fig. 9 Comprehensive operating condition experiment graph

通过对比实验结果中的图 9 和图 5,可以观察到实验的控制性能略有下降,但总体趋势和效果与仿真结果相一致。综合考虑仿真和半实物实验结果,在外部负载扰动和参数复合摄动的情况下,PI 控制和 MFSMC 的输出转矩和 d-q 轴电流脉动明显增加,波形产生更多的尖峰。这是因为 PI 控制对未知扰动和参数摄动方面具有局限性;而 MFSMC 尽管在一定程度上可以对抗未知扰动,但在复杂扰动的环境中,其抗干扰性能显然显得不足。相比之下,MFSTFITSMC 方法的输出转矩和 d-q 轴电流可以在经过短暂调节后迅速恢复。PI、MFSMC 和 MFSTFITSMC 综合控制性能比较的结果如表 4 所示。

5 结 论

在永磁同步电机转速闭环控制系统中,针对参数摄动和未知扰动导致的性能下降,本文提出了一种基于 IENTSMDO 的 MFSTFITSMC 控制策略。通过仿真分析和

表 4 PI、MFSMC 和 MFSTFITSMC 综合控制性能比较

Table 4 Comparison of comprehensive control performance for PI, MFSMC, and MFSTFITSMC

性能指标	PI	MFSMC	MFSTFITSMC
转速超调[1]/%	0. 45	0. 137 5	0. 037 5
转矩响应[2]/s	0. 02	0. 015	0. 007
转矩脉动[3]/%	11	10	5

注:1. 转速超调:发生参数摄动时,转速的最大超调量。

2. 转矩响应:在转矩变化后返回给定值所需的时间。

3. 转矩脉动:转矩误差幅值与基准转矩的比例。

实验验证,可以得出如下结论:

1) 通过建立 PMSM 新型超局部数学模型,减小了控制方法对系统精确数学模型的依赖,实现对转速高精确控制。

2) 基于滑模理论的 MFSTFITSMC 方法,通过设计积分终端滑模面并引入超螺旋趋近律设计 MFSITSMC,系统状态在有限时间内快速收敛到滑模面,实现对转速的精确跟踪控制。

3) 采用快速非奇异终端滑模面并引入双幂次趋近律,来设计 IENTSMDO 估计超局部模型中的未知部分,并精确前馈补偿给 MFSTFITSMC,消除了集总扰动,有效抑制了电流脉动,具有较强的鲁棒性和良好的抗干扰性。

因此,本文提出的控制策略在电机参数发生摄动和外部扰动时具有较强的鲁棒性,能够实现高效的转速跟踪控制,特别适合于对转速和转矩有高性能控制要求的场合。

参考文献

[1] ZHAO K, LIU W, ZHOU R, et al. Model-free fast integral terminal sliding-mode control method based on improved fast terminal sliding-mode observer for PMSM with unknown disturbances[J]. ISA Transactions, 2023, 143: 572-581.

[2] 李昱, 郭宏, 平朝春, 等. 基于电流源变流器的永磁同步电机驱动系统全状态变量预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1):15-26.
LI Y, GUO H, PING CH CH, et al. A full-state variable predictive torque control of current source converter fed permanent magnet svnchronous motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 15-26.

[3] 龚长青, 李新雨. SMPMSM 系统的无模型反步控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8):51-57.
GONG ZH Q, LI X Y. Model-free backstepping control of SMPMSM system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(8): 51-57.

[4] KIM J, CHOI S, CHO K, et al. Position estimation using linear hall sensors for permanent magnet linear

motor systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12):7644-7652.

[5] YU X, FENG Y, MAN Z. Terminal sliding mode control-an overview [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2020, 2:36-52.

[6] 葛媛媛, 张宏基. 基于自适应模糊滑模控制的机器人轨迹跟踪算法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(5):746-755.
GE Y Y, ZHANG H J. Trajectory tracking algorithm for robot based on adaptive fuzzy sliding mode control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(5): 746-755.

[7] LIN X, WANG Y, LIU Y. Neural-network-based robust terminal sliding - mode control of quadrotor [J]. Asian Journal of Control, 2022, 24(1):427-438.

[8] 丁力, 夏天, 康绍鹏, 等. 悬停状态下旋翼飞行机器人自适应鲁棒控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(09):73-79.
DING L, XIA T, KANG SH P, et al. Adaptive robust control for a rotary-wing flight robot in hovering [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(9): 73-79.

[9] CHEN L, ZHANG H, WANG H, et al. Continuous adaptive fast terminal sliding mode-based speed regulation control of pmsm drive via improved super-twisting observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023,71(5):5105-5115.

[10] 方馨, 王丽梅, 张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(2):409-421.
FANG X, WANG L M, ZHANG K. High order nonsingular fast terminal sliding mode control of permanent magnet linear motor based on disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 409-421.

[11] XU B, ZHANG L, JI W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4):2753-2762.

[12] WANG F, HE L. FPGA-based predictive speed control for PMSM system using integral sliding-mode disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(2):972-981.

[13] ZHANG L, TAO R, ZHANG Z, et al. PMSM non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance compensation [J]. Information Sciences, 2023, 642:119040.

[14] SAFAEI A, MAHYUDDIN M N. Adaptive model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system [J]. IEEE Access, 2018, 6:4266-4275.

[15] FLIESS M, JOIN C. Model-free control [J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.

[16] 赵凯辉, 殷童欢, 张昌凡, 等. 永磁同步电机无模型滑模控制方法研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4):172-180.
ZHAO K H, YIN T H, ZHANG CH F, et al. Research on model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(4): 172-180.

[17] 赵凯辉, 戴旺坷, 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.

[18] LI X, LIU J, ZHAO K, et al. Improved non-singular fast terminal sensor-less sliding mode control of ipmsm considering external disturbance and parameter perturbation [J]. Progress In Electromagnetics Research B, 2023, 102:81-98.

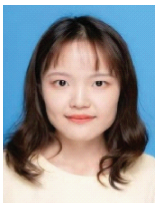
[19] FU D, ZHAO X, ZHU J. A novel robust super-twisting nonsingular terminal sliding mode controller for permanent magnet linear synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(3): 2936-2945.

[20] 张合新, 范金锁, 孟飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律 [J]. 控制与决策, 2013, 28(2):289-293.
ZHANG H X, FAN J S, MENG F, et al. A new double power reaching law for sliding mode control [J]. Control and Decision, 2013, 28(2): 289-293.

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, master supervisor in Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor.



谯梦洁,2019 年于湖南工程学院获得学士学位,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滑模容错控制。

E-mail:m22085800006@ stu. hut. edu. cn

Qiao Mengjie received her B. Sc. degree from Hunan Institute of Engineering in 2019. Now she is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. Her main research interests include Model-free sliding mode fault-tolerant control of permanent magnet synchronous motor.

吕玉映, 2018 年于湛江科技学院获得学士学位,现为湖南工业大学研究生,主要研究方向为机电耦合振动抑制技术。

E-mail:m22085800070@ stu. hut. edu. cn

Lyu Yuying received her B. Sc. degree from Zhanjiang University of Science and Technology in 2018. She is currently a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. Her main research interests include Electromechanical coupling vibration suppression technology.

游鑫,2018 年于湖南工学院获得学士学位,现为湖南工业大学研究生,主要研究方向为高速列车多电机速度一致性协同容错控制。

E-mail:m22085800057@ stu. hut. edu. cn

You Xin received his B. Sc. from Hunan Institute of Technology in 2018. Now he is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. His main research interests include collaborative fault-tolerant control of multiple motors for high-speed trains.

张昌凡,1989 年于西南交通大学获得硕士学位,2001 年于湖南大学获得博士学位,现为湖南工业大学教授,博士生导师,主要研究方向为非线性控制及应用等。

E-mail:zhangchangfan@ 263. net

Zhang Changfan received his M. Sc. from Southwest Jiaotong University in 1989 and Ph. D. from Hunan University in 2001, respectively. Now he is a professor in Hunan University of Technology. His main research interests include nonlinear control and applications.

郑剑(通信作者),2001 年于湖南大学获得学士学位,2008 年于重庆理工大学获得硕士学位,2019 年于湖南大学获得博士学位,现为湖南工业大学副教授,主要研究方向为电机控制与功率变换器调制等。

E-mail:zj11660@ hut. edu. cn

Zheng Jian (Corresponding author) received his B. Sc. from Hunan University in 2001, M. Sc. from Chongqing University of Technology in 2008 and Ph. D. from Hunan University in 2019, respectively. Now he is an associate professor at Hunan University of Technology. His main research interest includes motor control and modulation of power converters.