

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230398

一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法

赵凯辉, 易金武, 刘文昌, 谯梦洁, 张昌凡, 王兵

(湖南工业大学电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 针对内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)由于内部参数变化、外部扰动等各种不确定性因素导致控制性能不佳的问题, 提出一种无模型超螺旋快速终端滑模控制方法。首先, 建立考虑 IPMSM 不确定性的新型超局部模型, 结合超螺旋算法和快速终端切换函数设计无模型超螺旋快速终端滑模控制器, 确保系统状态有限时间收敛, 并有效减小抖振。其次, 设计扩展滑模扰动观测器精准估计超局部模型中的未知部分, 并前馈补偿给设计的控制器, 进一步提升系统的抗干扰能力和跟踪性能。最后, 通过与 PI 控制和传统无模型滑模控制进行仿真实验对比, 验证了该方法具有更快的收敛速度和更强的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 超局部模型; 超螺旋快速终端控制; 扩展滑模扰动观测器

A model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method for a permanent magnet synchronous motor

ZHAO Kaihui, YI Jinwu, LIU Wenchang, QIAO Mengjie, ZHANG Changfan, WANG Bing

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: There is a problem of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) control performance degradation due to various uncertainties such as internal parameter changes and external disturbances. Thus a model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method is proposed. First, a new ultra-local model is established for IPMSM considering its uncertainty. The model-free super-twisting fast terminal sliding mode controller is designed by combining the super-twisting algorithm with the fast terminal switching function to ensure that the system state can reach the steady state in a finite time and effectively reduce chattering. Second, an extended sliding mode disturbance observer is designed to estimate the unknown part of the ultra-local model accurately, and feedforward compensation is performed to the designed controller. This further improves the anti-interference ability and system tracking performance. Finally, by comparing with PI control and conventional model-free sliding mode control methods, the simulation and experimental results verify that the presented method has faster convergence and stronger robustness.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52172403 and No. 62173137).

Key words: permanent magnet synchronous motor; ultra-local model; super-twisting fast terminal sliding mode controller; extended sliding mode disturbance observer

0 引言

随着全球能源局势的日趋紧张, 双碳目标的进一步贯彻落实, 新能源汽车的应用开发已成为汽车产业积极探索的焦点。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其体积小、功

率密度高^[1-2]等优势, 在电动汽车等高端装备制造业中得到了广泛应用, 成为电动汽车的核心部件。开展高精度、高性能的 PMSM 控制方法等共性与基础关键技术的研究, 可为电动汽车品质提升与发展提供新思路。

PMSM 是一个非线性、多参数、耦合程度高且易受未知扰动的复杂系统。传统的 PI 控制容易受到外部扰动和内部参数变化的影响, 只能满足一定范围的控制精度要求。为了克服这些问题, 国内外学者提出了各种控制策略, 包括自抗扰控制^[3-5]、自适应控制^[6-8]、模糊控制^[9-11]、模型预测控制^[12-13]和滑

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52172403, 62173137); 湖南省自然科学基金项目资助(2023JJ50193, 2023JJ30214, 2023JJ50196); 湖南省教育厅科学研究项目资助(21A0354, 21C0446)

模控制(sliding mode control, SMC)^[14-16]等。SMC 方法因其强鲁棒性,对参数变化不敏感且响应速度快,在永磁同步电机系统中得到了广泛的应用^[17-18]。线性滑模控制(line sliding mode control, LSMC)只能实现渐近收敛,而终端滑模控制(terminal sliding mode control, TSMC)可在有限时间实现快速收敛但存在奇异现象。非奇异快速终端滑模控制(non-singular fast terminal sliding mode control, NFTSMC)解决了 TSMC 的奇异性问题,并在一定程度上加快了系统的收敛速度^[19]。文献[20]结合自适应控制律设计非奇异快速终端滑模控制器,对系统未知扰动有较强的鲁棒性,但设计方法复杂。超螺旋算法^[21-24]是一种二阶连续 SMC 算法,它将高频切换的符号函数部分隐藏在滑模变量的高阶导数中,使得控制律最终将包含切换部分的积分项,由于积分本身具有滤波功能,可以有效地抑制抖振现象。

近年来,将 TSMC 算法与超螺旋算法相结合的研究引起了广泛的关注。文献[25]提出了基于超螺旋算法的非奇异终端滑模控制(non-singular terminal sliding mode control, NTSMC)方法,以改善抖振现象并解决奇异性问题,然而该方法收敛时间相对较长。文献[26]将分数阶加入速度环中,提出了一种改进快速终端滑模控制器,提升了电机系统的抗干扰性能和控制精度,并具有较快的收敛速度。以上方法虽然对于未知扰动具有一定的鲁棒性,但都高度依赖于精确的系统模型。在实际的运行工况中,电机因参数摄动和外部扰动难以实现高精度建模。因此,设计一种不依赖具体数学模型且鲁棒性强的控制器来抑制电机系统不确定因素,对实现高精度、快响应的控制性能具有重要意义。

相较于传统的依赖具体数学模型的控制方法,文献[27]提出了无模型控制(model-free control, MFC)方法,MFC 通过对电机控制系统的输入输出建立超局部模型,降低了对电机模型的依赖,避免了参数不确定问题和未知扰动对电机的影响。文献[28]将系统已知部分分离,建立新型超局部模型。文献[29]结合 MFC 和 NFTSM,提出了一种新型无模型滑模控制方法,针对内置式永磁同步机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)的失磁故障,实现了 IPMSM 的容错控制,但对于电机其他参数摄动的容错控制没有考虑。文献[30]提出一种有限集无模型容错预测控制算法,有效抑制了电机参数摄动下的系统扰动,但系统跟踪精度需要提高。文献[31]基于无模型理论,利用传统滑模观测器(sliding mode observer, SMO)观测该系统的未知扰动,通过前馈补偿控制器,提高了系统动态控

制效果,并有效抑制参数摄动,但抑制系统抖振的效果不明显。

为提升 PMSM 在参数摄动和未知扰动下的鲁棒性、控制精度和响应速度,本文提出一种基于扩展滑模扰动观测器(extended sliding mode disturbance observer, ESMDO)的无模型超螺旋快速终端滑模控制方法。该方法基于新型超局部模型,将 MFC 和超螺旋快速终端滑模控制(super-twisting fast terminal sliding mode control, STFTSMC)结合设计无模型超螺旋快速终端滑模控制器(model-free super-twisting fast terminal sliding mode controller, MFSTFTSMC),利用 ESMDO 精准估计新型超局部模型中的未知部分,并对 MFSTFTSMC 前馈补偿,有效提升了调速系统的鲁棒性和抗干扰性能。通过仿真和半实物实验,综合对比 PI 控制和传统无模型滑模控制(model-free sliding mode controller, MFSMC)的控制性能,验证了本文所提控制算法在参数摄动和未知扰动下 PMSM 系统仍有较好的控制效果。

1 IPMSM 系统参数模型

不考虑铁芯磁饱和,忽略涡流和永磁损耗,在参数确定情况下,IPMSM 的 d 、 q 轴定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_{so}i_d + \frac{d}{dt}\psi_{do} - \omega_e\psi_{qo} \\ u_q = R_{so}i_q + \frac{d}{dt}\psi_{qo} + \omega_e\psi_{do} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴定子电压分量; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流分量; R_{so} 为定子相电阻标称值; ψ_{do} 、 ψ_{qo} 分别为 d 、 q 轴定子磁链分量标称值; ω_e 为电角速度。

IPMSM 的定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{do} = L_{do}i_d + \psi_{ro} \\ \psi_{qo} = L_{qo}i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_{do} 、 L_{qo} 分别为 d 、 q 轴电感分量标称值,且 $L_{do} < L_{qo}$; ψ_{ro} 为转子磁链标称值。

然而,电机在实际运行工况中,电阻、电感、永磁体磁链等内部电磁参数会发生摄动。考虑参数摄动时 IPMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_{so}i_d + L_{do}\frac{di_d}{dt} - \omega_e L_{qo}i_q + \Delta u_d \\ u_q = R_{so}i_q + L_{qo}\frac{di_q}{dt} - \omega_e L_{do}i_d + \omega_e\psi_{ro} + \Delta u_q \end{cases} \quad (3)$$

式中, Δu_d 、 Δu_q 分别为电机发生参数摄动时 d 、 q 轴电压摄动值,如式(4)所示。

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

式中: ΔR_s 、 ΔL_d 、 ΔL_q 分别为电阻 R_s 和 d 、 q 轴电感参数摄动值; $\Delta \psi_r$ 为转子磁链摄动值。

考虑电磁参数摄动时 IPMSM 转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_{ro} + (L_d - L_q) i_d] i_q + \Delta T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_{\text{ext}} i_q + \Delta T_e \quad (5)$$

式中: T_e 代表电磁转矩; n_p 为极对数; ψ_{ext} 为有效磁链, $\psi_{\text{ext}} = \psi_{ro} + (L_d - L_q) i_d$; ΔT_e 表示电磁参数摄动下转矩摄动量, 可表示为

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} n_p i_q [\Delta \psi_r + (\Delta L_d - \Delta L_q) i_d] \quad (6)$$

IPMSM 的机械运动方程为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L - B_m \omega_e) \quad (7)$$

式中: J 为转动惯量; T_L 代表负载转矩; B_m 为转矩阻尼系数; ω_e 为机械角速度, 且 $\omega_e = n_p \omega_m$ 。

联立式(5)和式(7)可得考虑电磁参数摄动时 IPMSM 转速环状态方程, 如式(8)所示。

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{n_p^2}{J} \psi_{\text{ext}} i_q - \frac{n_p}{J} (\Delta T_e - T_L + \Delta T_L) - \frac{B_m}{J} \omega_e \quad (8)$$

式中, ΔT_L 为负载转矩扰动值。

2 传统无模型滑模控制器设计

2.1 IPMSM 转速环超局部模型

单输入单输出系统超局部模型可表示^[25]为

$$\begin{cases} y^{(n)} = g(x) + bu \\ y = x \end{cases} \quad (9)$$

式中: y 为系统输出; $y^{(n)}$ 为 y 的 n 阶导数, $n \geq 1$; $x \in \mathbb{R}$ 为系统状态; $g(x): \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 为有界的非线性 Lipschitz 函数; $b \in \mathbb{R}$ 为非零常数增益; u 为控制输入。

依据超局部模型理论可建立 IPMSM 转速环超局部模型为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \alpha i_q + g \quad (10)$$

式中: α 为系统状态增益; g 为电机参数不确定部分和未知扰动部分, 可由观测器估计。

2.2 MFSMC 控制器设计

由式(10)得转速环的传统无模型滑模控制律为

$$i_q^* = \frac{\dot{\omega}_e^* - g + u_c}{\alpha} \quad (11)$$

式中: $\dot{\omega}_e^*$ 为 IPMSM 参考转速的微分; u_c 为滑模控制输入项。

联立式(10)与式(11)得控制项 u_c , 如式(12)所示。

$$u_c = -(\dot{\omega}_e^* - \dot{\omega}_e) \quad (12)$$

将转速误差值作为状态变量并求导, 得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = e_1 = \omega_e^* - \omega_e \\ \dot{x}_1 = u_c \end{cases} \quad (13)$$

式中, e_1 为转速误差。

选择滑模面为

$$s_1 = Cx_1 \quad (14)$$

式中, C 为待设计的参数, $C > 0$ 。

选择指数趋近律, 如式(15)所示。

$$\dot{s}_1 = -\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) - k_3 s_1 \quad (15)$$

式中, ε_1 、 k_3 为待设计的增益, $\varepsilon_1 > 0$, $k_3 > 0$ 。

由式(13)和式(15)可得传统无模型滑模控制律, 如式(16)所示。

$$i_q^* = \frac{-g + \dot{\omega}_e^* + Ce + \varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) + k_3 s_1}{\alpha} \quad (16)$$

2.3 SMO 对未知部分 g 的观测

设计如式(17)所示的滑模观测器观测未知部分 g 。

$$\dot{\hat{\omega}}_e = \alpha i_q + k_4 \text{sgn}(\omega_e - \hat{\omega}_e) \quad (17)$$

可得 g 的观测值 \hat{g} , 如式(18)所示。

$$\hat{g} = k_4 \text{sgn}(e) \quad (18)$$

式中, k_4 为待设计参数。将观测值 \hat{g} 代入式(16)可得完整的无模型滑模控制律。依据无模型理论设计的 MFSMC 原理框图如图 1 所示。

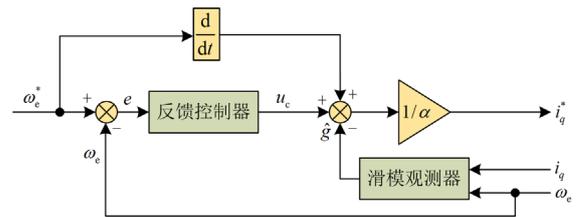


图 1 MFSMC 控制框图

Fig. 1 Block diagram of MFSMC control

MFSMC 因其不依赖具体的数学模型, 具有较强的鲁棒性, 实现了较好的动态控制性能, 但系统状态收敛时间较长, 且消除抖振效果不明显。

3 基于 ESMDO 的 MFSTFTSMC 设计

考虑参数摄动和外部扰动, 结合 MFC 不依赖电机模型和 STFTSMC 减小抖振、响应速度快的优

点, 提出了一种 MFSTFTSMC 转速环控制方法, 使电机系统能在动态响应下仍能够保持高精度控制的要求。

3.1 IPMSM 新型超局部模型

根据文献[25], 式(9)中的 $g(x)$ 可进一步扩展为线性状态项和非线性的未知扰动项, 如式(19)所示。

$$g(x) = \beta x + F \quad (19)$$

式中: β 为系统状态增益量; F 为系统未知扰动项, 含电机参数的不确定部分和确定部分, 且满足 Lebesgue 可测的连续非线性有界函数。式(9)可扩展为

$$\dot{x} = \alpha u + \beta x + F \quad (20)$$

根据 IPMSM 转速环数学模型式(8), 由式(20)可建立转速环新型超局部模型, 如式(21)所示。

$$\frac{d\omega_c}{dt} = \alpha i_q + \beta \omega_c + F \quad (21)$$

3.2 MFSTFTSMC 设计

由式(21)可设计基于新型超局部模型的滑模控制器, 如式(22)所示。

$$i_q^* = \frac{\dot{\omega}_c^* - \beta \omega_c - F + u_c}{\alpha} \quad (22)$$

定义转速参考值和实际值之差为转速误差, 如式(23)所示。

$$e_1 = \omega_c^* - \omega_c \quad (23)$$

根据式(22)和式(23)可得

$$\dot{\omega}_c^* - \dot{\omega}_c + u_c = 0 \quad (24)$$

即

$$u_c = -\dot{e}_1 \quad (25)$$

3.2.1 等效控制项 u_{eq} 的设计

为了有效减小稳态误差, 加快系统响应速度, 选取二阶快速终端滑模面, 如式(26)所示。

$$l = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_1^{q_1/p_1} \quad (26)$$

式中: λ_1 、 λ_2 为待设计的大于零的常数; p_1 、 q_1 为待设计的奇常数。

定理 1: 对于转速误差方程式(24), 选择式(26)二阶快速终端滑模面, 当系统状态进入快速终端滑模面后, 将在有限时间内迅速收敛。

证明: 当系统状态进入快速终端滑模面后, 由滑模等值原理可知 $l = \dot{l} = 0$ 。由式(26)可得

$$\dot{e}_1 = -\lambda_1 e_1 - \lambda_2 e_1^{q_1/p_1} \quad (27)$$

选取如式(28)所示的 Lyapunov 函数。

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (28)$$

对式(28)微分并代入式(27)可得

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1(-\lambda_1 e_1 - \lambda_2 e_1^{q_1/p_1}) \quad (29)$$

有

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda_1 e_1^2 - \lambda_2 e_1^{q_1/p_1+1} \leq -2\lambda_1 V_1 - \lambda_2 e_1^{q_1/p_1+1} \leq 0 \quad (30)$$

由式(30)可知该滑模面可达。□

对式(26)求导, 并将状态方程式(21)代入, 可得

$$\dot{l} = \dot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 + \lambda_2 \dot{e}_1 e_1^{q_1/p_1-1} = \ddot{e}_1 + (\dot{\omega}_c^* - F - \alpha u_c - \beta \omega_c)(-\lambda_1 + \lambda_2 e_1^{q_1/p_1-1}) \quad (31)$$

得到等效控制项 u_{eq} 为

$$u_{eq} = \alpha^{-1} \left[\frac{\ddot{e}_1}{(\lambda_1 + \lambda_2 e_1^{q_1/p_1-1})} + \dot{\omega}_c^* - \beta \omega_c - F \right] \quad (32)$$

3.2.2 切换控制律 u_{sw} 的设计

为使系统状态快速达到终端滑模面上, 可设计超螺旋切换控制律。如式(33)所示, 其中, k_1 、 k_2 为待设计参数。

$$\begin{cases} u_{sw} = -k_1 |l|^{1/2} \operatorname{sgn}(l) + f + \rho \\ \dot{f} = -k_2 \operatorname{sgn}(l) \end{cases} \quad (33)$$

式中, 时变扰动项 ρ 包含在总扰动项 F 中。

定理 2: 对于式(33), 当 δ_1 足够大时, 时变扰动项 ρ 全局有界, 即

$$\rho \leq \delta_1 |l|^{1/2} \quad (34)$$

当式(33)中的增益满足式(35)时, 式(33)可在有限时间内收敛。

$$\begin{cases} k_1 > \frac{(4k_2 + k_1^2)\delta_1}{(2k_2 + k_1^2)} \\ k_2 > \frac{16k_2\delta_1 + k_1\delta_1^2}{8k_1} \end{cases} \quad (35)$$

定义一个正定函数 $V: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, 假定实数 $\gamma > 0$ 和 $\tau \in (0, 1)$, 可使 $\dot{V} + \gamma V^\tau$ 沿系统 $\dot{l} = f(l)$ 在原点邻域 U 上半负定, 则 $\dot{l} = f(l)$ 的零解可在有限时间内稳定^[32]。

证明: 设计 Lyapunov 函数如式(36)所示。

$$V(l, f) = 2k_2 |l| + \frac{1}{2} f^2 + \frac{1}{2} \left(k_1 |l|^{1/2} \operatorname{sgn}(l) - f \right)^2 \quad (36)$$

式(36)的 Lyapunov 函数可以写成二次形式, 如式(37)所示。

$$V(x) = \zeta^T P \zeta \quad (37)$$

式中: $\zeta^T = \left[|l|^{1/2} \operatorname{sgn}(l) \quad f \right]$; $P = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{pmatrix}$ 。

V 是连续且正定的函数。除 $l = 0$ 外处处可微。可由链式法则 $d|l|/dt = \dot{l} \operatorname{sgn}(l)$ 求 \dot{V} 。

对 ζ 微分可得

$$\dot{\zeta} = \frac{1}{|l|^{1/2}}(A\zeta + j) \quad (38)$$

$$\text{式中: } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}k_1 & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}; \quad j = \begin{bmatrix} \frac{\rho}{2} & 0 \end{bmatrix}.$$

对 V 沿系统轨迹求导, 可得

$$\dot{V} = \dot{\zeta}^T P\zeta + \zeta^T P\dot{\zeta} = -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T Q\zeta + \frac{\rho}{|l|^{1/2}}q_2^T \zeta \quad (39)$$

其中

$$Q = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$q_2^T = \begin{bmatrix} \left(2k_2 + \frac{k_1^2}{2}\right) & -\frac{k_1}{2} \end{bmatrix}$$

由式(34)可以得到

$$\dot{V} = \dot{\zeta}^T P\zeta + \zeta^T P\dot{\zeta} \leq -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T Q\zeta + \delta_1 q_2^T \zeta \quad (40)$$

由于

$$\delta_1 q_2^T \zeta \leq -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T M\zeta \quad (41)$$

其中

$$M = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} \left(4 \times \frac{k_2}{k_1} + k_1\right) \delta_1 & -\frac{1}{2} \delta_1 \\ -\frac{1}{2} \delta_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (42)$$

代入式(40)可得

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T [Q - M]\zeta = -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T [\tilde{Q}]\zeta \quad (43)$$

$$\text{式中, } \tilde{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 - \left(\frac{4k_2}{k_1} + k_1\right) \delta_1 & -k_1 + \frac{1}{2} \delta_1 \\ -k_1 + \frac{1}{2} \delta_1 & 1 \end{bmatrix}.$$

由 Schur 补的性质和式(35)可得 $\tilde{Q} > 0$, 于是可得 $\dot{V} < 0$, 由二次型标准不等式可知

$$|l|^{1/2} \leq \|\zeta\|_2 \leq \frac{V^{1/2}}{\lambda_{\min}^{1/2}(P)} \quad (44)$$

由式(44)可知

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|l|^{1/2}}\zeta^T \tilde{Q}\zeta \leq -\frac{1}{|l|^{1/2}}\lambda_{\min}(\tilde{Q})\|\zeta\|_2^2 \leq -\gamma V^{1/2} \quad (45)$$

式中: $\lambda_{\min}(P)$ 为 P 的最小特征值; $\gamma = \lambda_{\min}(\tilde{Q})/\lambda_{\min}^{1/2}(P)$; $\|\zeta\|_2^2 = |l| + f^2$ 是 ζ 的欧几里得数。

根据式(45)求解微分方程式(46), 初始条件为 $V(0) = V_0 \geq 0$, 可得

$$\dot{V} = -\gamma V^{1/2} \quad (46)$$

得到微分方程的解为

$$V(t) = (V_0^{1/2} - \frac{\gamma}{2}t)^2 \quad (47)$$

综上所述, l 和 f 均能在有限时间内收敛到 0, $\dot{i} = f(t)$ 的零解也可在有限时间内达到稳定。□

3.2.3 MFSTFTSMC 控制律

结合式(32)和式(33)得到总的 MFSTFTSMC 控制律, 如式(48)所示。

$$u_c = u_{eq} + u_{sw} = \frac{\ddot{e}_1}{\alpha(\lambda_1 + \lambda_2 e_1^{q_1/p_1-1})} + \frac{-k_1 |l|^{1/2} \text{sgn}(l) + \int -k_2 \text{sgn}(l) dt}{\alpha} + \frac{\dot{\omega}_e^* - \beta \omega_e - F}{\alpha} \quad (48)$$

所设计的 MFSTFTSMC 算法框图如图 2 所示。

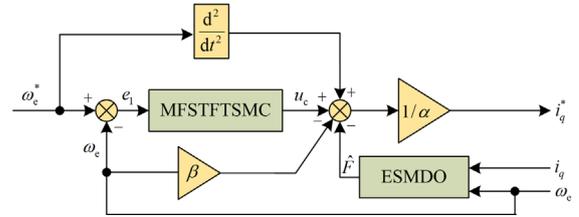


图 2 MFSTFTSMC 算法框图

Fig. 2 Block diagram of MFSTFTSMC algorithm

3.3 ESMDO 设计

由式(21)可知, 系统控制输入存在未知扰动 F , 可将 F 扩展为状态变量, 即可设计一个扩展滑模扰动观测器对未知总扰动进行精确估计。由式(21)可得转速环扩展新型超局部模型为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = \alpha i_q + \beta \omega_e + F \\ \frac{dF}{dt} = w(t) \end{cases} \quad (49)$$

式中, $w(t)$ 代表未知扰动变化率。

对系统式(49)设计扩展滑模扰动观测器, 如式(50)所示。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_e}{dt} = \alpha i_q + \beta \hat{\omega}_e + \hat{F} + u_{smo} \\ \frac{d\hat{F}}{dt} = \varepsilon \cdot u_{smo} \end{cases} \quad (50)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 为转速观测值; \hat{F} 为系统未知部分的实时观测值; u_{smo} 为滑模控制率; $\varepsilon > 0$ 为观测器增益值。

结合式(49)和式(50)可得转速观测误差方程, 如式(51)所示。

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = \beta e_\omega + e_f + u_{\text{smo}} \\ \dot{e}_f = \varepsilon \cdot u_{\text{smo}} - w(t) \end{cases} \quad (51)$$

式中: e_ω 为转速估计误差, $e_\omega = \hat{\omega}_e - \omega_e$; e_f 为未知部分的观测误差量, $e_f = \hat{F} - F$ 。

对观测器式(50)选取滑模面, 如式(52)所示。

$$S_f = e_\omega = \hat{\omega}_e - \omega_e \quad (52)$$

选取滑模趋近律^[29]如式(53)所示。

$$\dot{S}_f = -\eta |S_f| \text{sgn}(S_f) \quad (53)$$

式中, $\eta > 0$ 。

根据式(51)和式(53), 得到该观测器的控制律, 如式(54)所示。

$$u_{\text{smo}} = -\eta |S_f| \text{sgn}(S_f) - \beta S_f \quad (54)$$

定理 3: 选取式(52)为滑模面, 选取式(53)为滑模趋近律, 选择合理参数 $\eta > |e_f|/|e_\omega|$, 转速观测误差方程(51)在有限时间内收敛到零。

证明: 选取如式(55)所示的 Lyapunov 函数。

$$V_2 = \frac{1}{2} S_f^2 \quad (55)$$

对式(55)求导, 并代入式(51)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_\omega \dot{e}_\omega = e_\omega (\beta e_\omega + e_f + u_{\text{smo}}) = \\ &e_\omega [e_f - \eta |e_\omega| \text{sgn}(e_\omega) - \beta e_\omega] < \\ &e_\omega e_f - e_\omega \eta |e_\omega| \text{sgn}(e_\omega) < |e_\omega| (|e_f| - \eta |e_\omega|) \end{aligned} \quad (56)$$

要使 $V_2 \leq 0$, 则 η 满足

$$\eta > |e_f|/|e_\omega| \quad (57)$$

设计合理参数 η 使其满足式(57), 则可保证系统状态量在较短的时间内抵达滑模面, 则有 $e_\omega = 0$,

$\dot{e}_\omega = 0$, 此时式(51)变为

$$\begin{cases} e_f = -u_{\text{smo}} \\ \dot{e}_f = \varepsilon u_{\text{smo}} - w(t) \end{cases} \quad (58)$$

由式(58)变形得

$$\dot{e}_f + \varepsilon e_f + w(t) = 0 \quad (59)$$

对式(59)求解得

$$e_f = e^{-\varepsilon t} \left(C + \int w(t) e^{\varepsilon t} dt \right) \quad (60)$$

式中, C 为常数。当 $\varepsilon > 0$ 时 e_f 收敛到零。□

可采用双曲正切函数替换符号函数减小滑模观测器由开关函数导致的抖振, 其具体形式为

$$\Theta(s) = \tanh(s) = \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} \quad (61)$$

基于 ESMDO 的 MFSTFTSMC 系统框图如图 3 所示。控制流程如下: 首先, 由 ESMDO 观测出 PMSM 系统未知扰动项 F 的观测值 \hat{F} ; 然后, 将观测值 \hat{F} 送入 MFSTFTSMC 控制律式(48)中, 通过前馈补偿来提升系统的抗干扰能力, 从而实现 IPMSM 在参数摄动下的高精度容错控制。

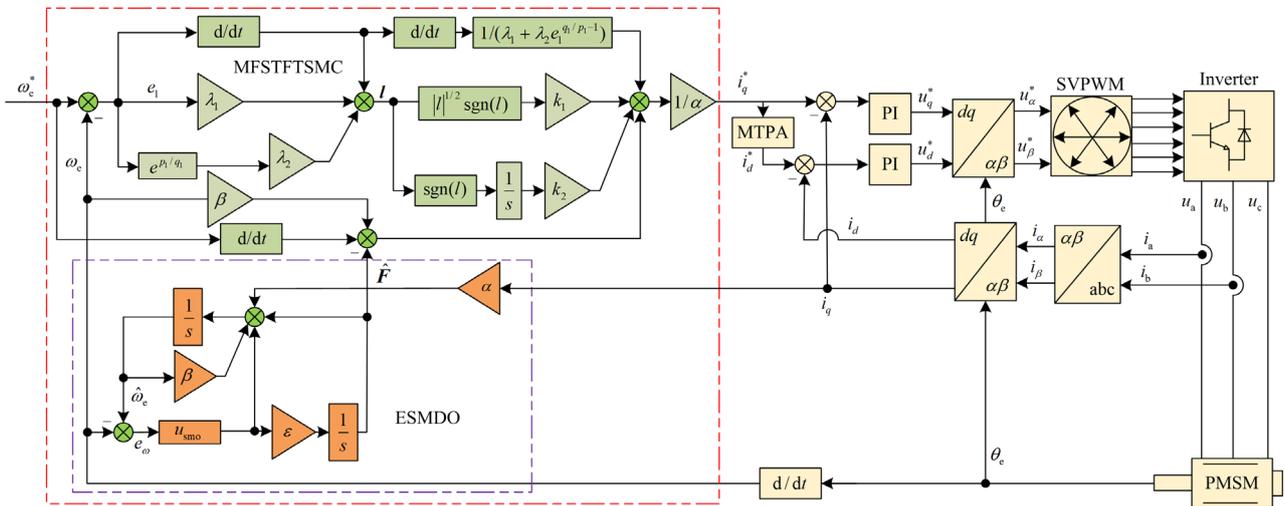


图 3 MFSTFTSMC 控制框图

Fig. 3 Block diagram of MFSTFTSMC control

4 仿真分析

4.1 IPMSM 在参数摄动下的仿真结果分析

为验证该算法的有效性及其优越性, 搭建 Simulink

仿真平台, 并与 PI 控制算法和 MFSMC 控制进行对比。IPMSM 采用最大转矩电流比控制策略^[34]。直流侧电压 U_{DC} 为 600 V, 采样周期设为 10 μs 。

IPMSM 具体参数值如表 1 所示。3 种方法系统参数

取值如表 2 所示。

表 1 IPMSM 参数

Table 1 Parameters of IPMSM

电机参数	数值
极对数 n_p	2
定子绕组相电阻 R/Ω	2
定子 d 轴电感 L_d/mH	4
定子 q 轴电感 L_q/mH	9
转子永磁体磁链 ψ_r/Wb	0.12
电机转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.029

表 2 3 种方法系统参数整定值

Table 2 Setting values of system parameters of three methods

PI	MFSMC	MFSTFTSMC
$k = 800$	$C = 200$	$q_1 / p_1 = 5/3$
$i = 50$	$\varepsilon_1 = 500$	$k_1 = 200$
—	$k_3 = 200$	$k_2 = 0.5$
—	$k_4 = 20\ 000$	$\lambda_1 = -20$
—	—	$\lambda_2 = -200$
—	—	$\varepsilon = 120$
—	—	$\eta = -500$

MFSTFTSMC 控制算法中 α 、 β 的取值可通过 $\alpha = 3n_p^2\psi_{\text{ext}}/2J$ 、 $\beta = B_m/J$ 来进行参数整定。电机转速初始值为 1000 r/min，在 1 s 时加大至 2000 r/min；电机初始负载转矩为 15 N·m，1 s 时加至 25 N·m；永磁体磁链在 0.8 s 时增大至 0.144 Wb，约增大 40%。电机电阻 R_s 在 2 s 时增大至 2.8 Ω ，约增大 40%；电机 d 轴电感在 2.2 s 时增加至 5 mH，增幅 20%； q 轴电感在 1.6 s 时增加至 10.8 mH，增幅 20%，其余参数均为标称值。图 4—图 7 为 3 种控制器在参数摄动情况下仿真对比效果图。

图 4 显示了 3 种方法转速变化曲线。由图 4 可知，转速在 1 s 变化时，PI 控制的转速需要 0.3 s 恢复到设定值，MFSMC 需要 0.05 s 恢复到设定值，MFSTFTSMC 仅需要 0.02 s 恢复到设定值。永磁体磁链在 0.8 s 变化时，PI 控制的转速增大 0.13 r/min。MFSMC 增大 0.08 r/min，且需要 0.01 s 后恢复到设定值；MFSTFTSMC 转速仅增大 0.02 r/min，且能在 0.004 s 后恢复到设定值。定子 q 轴电感在 1.6 s 变化时，PI 控制的转速增大 0.4 r/min，MFSMC 增大 0.25 r/min，且需要 0.01 s 恢复到设定值；而采用 MFSTFTSMC 的转速仅增大 0.08 r/min，并且仅需要 0.004 s 就能达到稳态。定子 d 轴电感在 2.2 s 变化时，PI 控制的转速减小 0.3 r/min，MFSMC 方法转速减小 0.15 r/min，且需要 0.014 s 恢复到设定值；而采用 MFSTFTSMC 转速只减小 0.07 r/min，并在 0.002 s 后恢复到参考值。

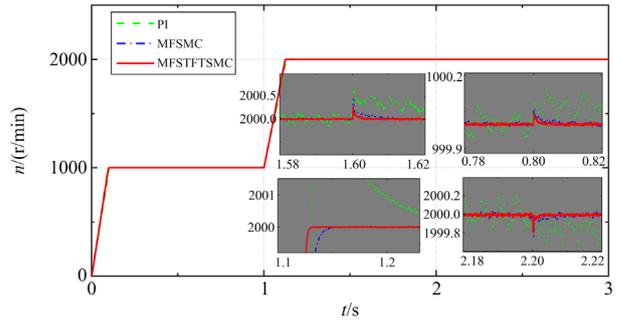


图 4 转速响应对比

Fig. 4 Comparison of rotate speed response

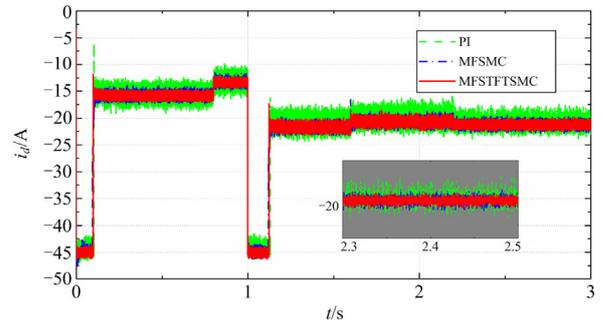


图 5 d 轴电流响应

Fig. 5 d -axis current response

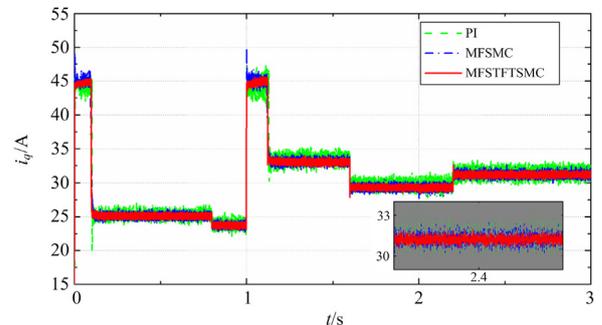


图 6 q 轴电流响应

Fig. 6 q -axis current response

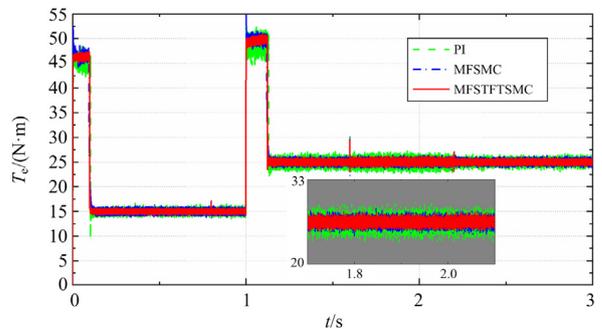


图 7 输出转矩响应

Fig. 7 Output torque response

由图 5 和图 6 可知, MFSTFTSMC 的 d 、 q 轴电流波形更加稳定, 脉动更小。从图 7 可知, MFSTFTSMC 算法控制的转矩响应更快, 且对转矩脉动抑制效果更佳。

图 8 为 3 种方法对 A 相定子电流 i_A 的谐波频谱分析对比图。由图 8 可知, 传统 PI 和 MFSMC 的 i_A 总谐波畸变率(total harmonics distortion, THD)分别为 5.63%和 5.1%, MFSTFTSMC 算法能使 THD 降低至 4.08%。显然 MFSTFTSMC 算法对电流谐波抑制效果更好。

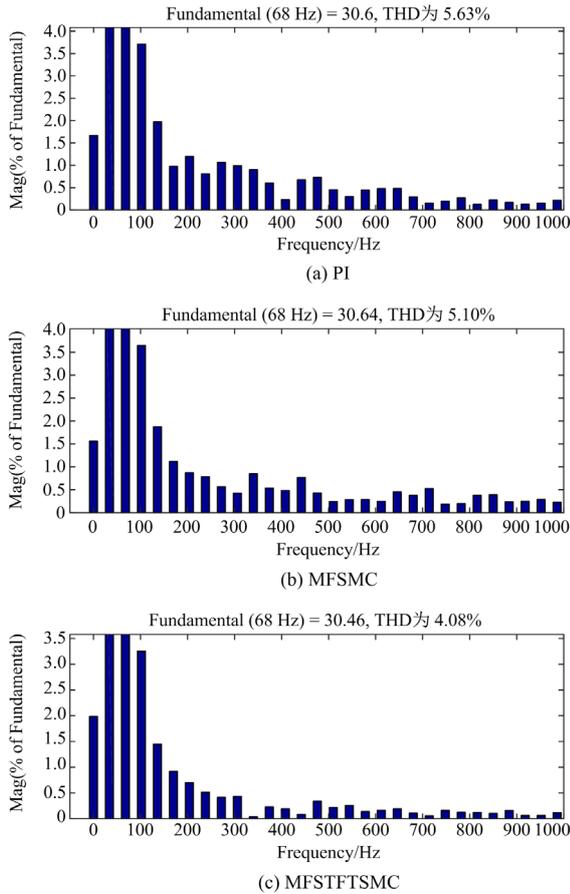


图 8 A 相定子电流 THD 分析

Fig. 8 THD analysis of phase A stator current

根据上述仿真分析对比效果可知, 与 MFSMC 算法和 PI 控制算法相比, MFSTFTSMC 算法提升了系统快速响应能力, 使得电磁转矩和转速能在参数突变时更快速地响应并达到设定值, 且有效抑制了电流谐波及转矩脉动, 提升了电机的控制性能。仿真结果证明本文所提的 MFSTFTSMC 方法响应速度更快、鲁棒性更好、控制精度更高。

4.2 未知扰动观测对比

图 9 和图 10 分别是传统 SMO 和设计 ESMDO 对转速估计误差 e_{ω} 和未知扰动的观测结果的对比效果。

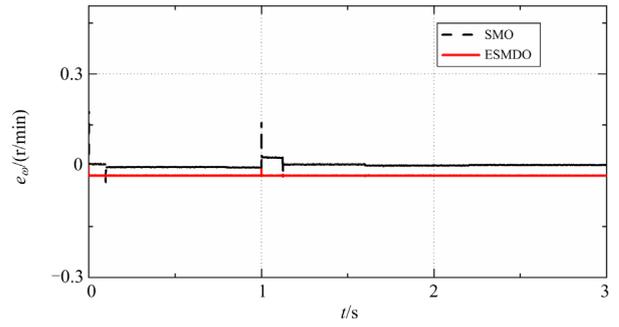


图 9 观测器转速估计误差

Fig. 9 Speed estimated error of the observer

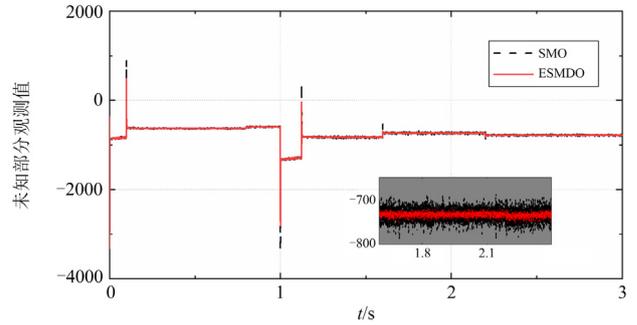


图 10 F 的观测值

Fig. 10 Observations of F

由图 9 可知, SMO 因只能实现渐近收敛, 因此与设定转速存在稳态误差, 而 ESMDO 超调极小。由图 10 可知, 当电机参数摄动时, ESMDO 在参数摄动的情况下, 响应更快, 对系统未知部分观测更精确, 抖振更小。

5 实验验证

本文通过 RT-LAB(OP5600)半实物实验平台, 进一步对该算法的有效性进行验证。

图 11 为 RT-LAB 半实物实验平台及其系统配置。其中 DSP 控制器的型号为 TMS320F2812, 利用该平台进行硬件在环半实物仿真实验。

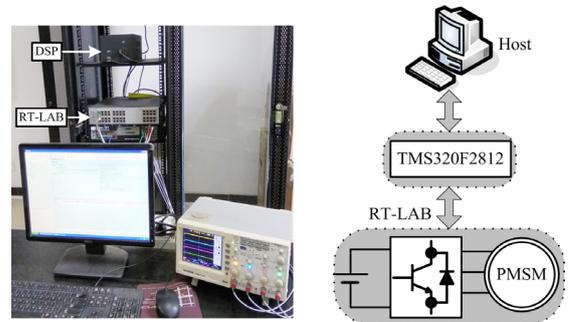


图 11 RT-LAB 实验平台

Fig. 11 RT-LAB experimental platform

图 12 为 PI 控制、MFSSMC 和 MFSTFTSMC 在参数摄动下的全工况实验结果。3 种方法具体的性能指标对比如表 3 所示。

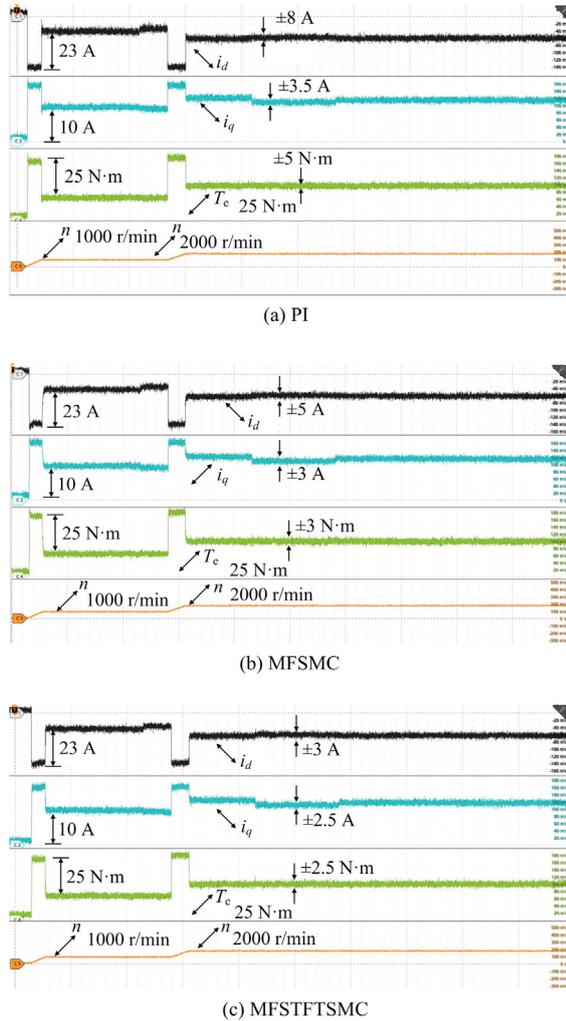


图 12 参数摄动下 PI, MFSSMC, MFSTFTSMC 实验结果

Fig. 12 Experimental results with parameter perturbation of PI, MFSSMC, and MFSTFTSMC

表 3 PI, MFSSMC 和 MFSTFTSMC 控制性能对比
Table 3 Control performance comparison of PI, MFSSMC, and MFSTFTSMC

性能指标	PI	MFSSMC	MFSTFTSMC
i_a 的 THD/%	5.61	5.1	4.08
转矩误差	5	3	2.5
转矩脉动 ¹ /%	20	12	10
转速静差 ² (r/min)	0.4/0.18/0.2	0.2/0.08/0.12	0.1/0.05/0.09

注：1. 转矩脉动指转矩误差幅值与基准转矩之比；2. 转速静差指电机转速在 q 轴电感、电阻和 d 轴电感摄动时变化的幅值。

由实验结果可知：相较于 PI 控制与 MFSSMC 控制方法，本文所提的 MFSTFTSMC 方法拥有更低的

转矩脉动和电流脉动。由于 MFSTFTSMC 方法能够精确跟踪参考转速，使实际电流脉动得到明显降低。传统 PI 控制和 MFSSMC 的转矩误差分别约为 20% 和 12%，MFSTFTSMC 方法只有 10%。

综上，MFSTFTSMC 方法对参数摄动下的电流脉动和转矩脉动有显著的抑制效果，鲁棒性更强，电机系统稳态性能更好。

6 结论

对于永磁同步电机驱动系统在因参数变化和未知扰动影响下 IPMSM 整体控制性能下降的问题，本文提出一种基于 ESMDO 的 MFSTFTSMC 控制算法。通过与 PI、MFSSMC 两种方法进行仿真和实验对比，得出以下结论：

- 1) 将传统超局部模型进一步扩展，优化得到新型超局部模型，提升了无模型算法的控制精度。
- 2) 相比传统 PI 控制和 MFSSMC 控制，MFSTFTSMC 算法响应速度更快，在参数摄动情况下，仍能实现高精度的控制，提升了系统整体的鲁棒性和暂稳态性能。
- 3) 相较于传统的 SMO，ESMDO 对新型超局部模型未知部分的精准观测，抑制了系统抖振，减小了电流的谐波和转矩脉动，并进一步提高了电机驱动系统在参数摄动下的抗干扰能力和控制精度。

参考文献

- [1] 曾小莉, 王维庆, 王海云. 基于新型电压控制律的永磁同步电机滑模补偿控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 153-162.
ZENG Xiaoli, WANG Weiqing, WANG Haiyun. Sliding mode compensation control of a permanent magnet synchronous motor based on a new voltage control law[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 153-162.
- [2] 郭磊磊, 许志业, 李琰琰, 等. 低载波比下永磁同步电机多采样模型预测控制[J]. 智慧电力, 2021, 49(6): 91-98.
GUO Leilei, XU Zhiye, LI Yanyan, et al. Multi-sampling model predictive control for permanent magnet synchronous motor under low switching-to-fundamental frequency ratio[J]. Smart Power, 2021, 49(6): 91-98.
- [3] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.
LI Siyi, SU Jianyong, YANG Guijie. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6135-6144.

- [4] 谢震, 崔建, 李喆, 等. 基于改进自抗扰的电压控制型双馈风电机组故障穿越策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 160-169.
XIE Zhen, CUI Jian, LI Zhe, et al. Fault ride-through strategy of voltage-controlled doubly-fed wind turbine based on improved active disturbance rejection[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21):160-169.
- [5] 周雪松, 郭帅朝, 马幼捷, 等. 基于三相变流系统的级联改进自抗扰控制策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(8): 61-67.
ZHOU Xuesong, GUO Shuaichao, MA Youjie, et al. Control strategy of cascade improved active disturbance rejection based on three phase converter system[J]. Smart Power, 2022, 50(8): 61-67.
- [6] 张荣芸, 周成龙, 时培成, 等. 基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 127-138.
ZHANG Rongyun, ZHOU Chenglong, SHI Peicheng, et al. Multi-PMSM synchronous control based on adaptive integral sliding mode and disturbance observation[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 127-138.
- [7] 周林, 吕智林, 刘斌. 基于无功电流自适应下垂系数控制的多微网调度与控制协调运行[J]. 智慧电力, 2022, 50(11): 41-47.
ZHOU Lin, LÜ Zhilin, LIU Bin. Coordinated operation of multi-microgrid scheduling and control based on reactive current adaptive droop coefficient control[J]. Smart Power, 2022, 50(11): 41-47.
- [8] 王慧, 赵书强, 孟建辉, 等. 基于下垂曲线截距调整的直流微电网自适应虚拟惯性控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(24): 97-105.
WANG Hui, ZHAO Shuqiang, MENG Jianhui, et al. Adaptive virtual inertia control for DC microgrid based on droop curve intercept adjustment[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(24): 97-105.
- [9] 魏惠芳, 王丽梅. 永磁直线同步电机自适应模糊神经网络时变滑模控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(4): 861-869.
WEI Huifang, WANG Limei. Adaptive fuzzy neural network time-varying sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(4): 861-869.
- [10] 杨永辉, 谢丽蓉, 李佳明, 等. 基于模糊控制的储能参与一次调频综合控制策略[J]. 智慧电力, 2023, 51(4): 38-45.
YANG Yonghui, XIE Lirong, LI Jiaming, et al. Integrated control strategy of energy storage participating in primary frequency regulation based on fuzzy control[J]. Smart Power, 2023, 51(4): 38-45.
- [11] 乔志杰, 马临超. 适用于电力系统稳定性提升的大规模储能控制策略研究[J]. 高压电器, 2022, 58(12): 75-84, 91.
QIAO Zhijie, MA Linchao. Research on large-scale energy storage control strategy for power system stability improvement[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(12): 75-84, 91.
- [12] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
ZHOU Li, SHANG Zhibo, ZHOU Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72.
- [13] ZHAO Yingying, AN Aimin, XU Yifan, et al. Model predictive control of grid-connected PV power generation system considering optimal MPPT control of PV modules[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(4): 407-418.
- [14] 黄孙华, 王杰, 熊林云. 分数阶滑模控制策略提高电力系统暂态稳定性研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(4): 1-7.
HUANG Sunhua, WANG Jie, XIONG Linyun. Power system transient stability improved with fractional-order sliding mode control strategy[J]. Smart Power, 2022, 50(4): 1-7.
- [15] 程启明, 陈颖, 程尹曼, 等. 基于MMC的统一潮流控制器反演滑模控制策略[J]. 智慧电力, 2023, 51(6): 41-48.
CHENG Qiming, CHEN Ying, CHENG Yinman, et al. Backstepping sliding mode control strategy for unified power flow controller based on MMC[J]. Smart Power, 2023, 51(6): 41-48.
- [16] 杨挺, 张璐, 张亚健, 等. 基于信息熵计算模型的电力信息物理系统融合控制方法[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(12): 65-74.
YANG Ting, ZHANG Lu, ZHANG Yajian, et al. Fusion control method for cyber-physical power system based on information entropy calculation model[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(12): 65-74.
- [17] CHEEMA M A M, FLETCHER J E, FARSHADNIA M, et al. Sliding mode based combined speed and direct thrust force control of linear permanent magnet synchronous motors with first-order plus integral sliding condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2526-2538.
- [18] 仇志华, 董浩东, 张昊, 等. 变频软启动永磁同步电机低电压穿越能力评估方法[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 202-209.
ZHANG Zhihua, DONG Haodong, ZHANG Hao, et al. Low voltage ride through capability evaluation method for permanent magnet synchronous motor with variable frequency convertor based softly starting[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 202-209.

- [19] 李升波, 李国强, 王建强, 等. 非奇异快速的终端滑模控制方法及其跟车控制应用[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(5): 543-550.
LI Shengbo, LI Keqiang, WANG Jianqiang, et al. Nonsingular fast terminal-sliding-mode control method and its application on vehicular following system[J]. Control Theory and Applications, 2010, 27(5): 543-550.
- [20] WANG Junxiao, ZHAO Lei, YU Li. Adaptive terminal sliding mode control for magnetic levitation systems with enhanced disturbance compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 756-766.
- [21] KALI Y, AYALA M, RODAS J, et al. Time delay estimation based discrete-time super-twisting current control for a six-phase induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12570-12580.
- [22] ZHANG Tianru, XU Zhuang, LI Jing, et al. A third-order super-twisting extended state observer for dynamic performance enhancement of sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5948-5958.
- [23] MENDOZA-AVILA J, MORENO J A, FRIDMAN L M. Continuous twisting algorithm for third-order systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2020, 65(7): 2814-2825.
- [24] ZHAO Yakun, ZHANG Fan, HUANG Panfeng, et al. Impulsive super-twisting sliding mode control for space debris capturing via tethered space net robot[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(8): 6874-6882.
- [25] ZHAO Zhanshan, GU Hongru, ZHANG Jing, et al. Terminal sliding mode control based on super-twisting algorithm[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2017, 28(1): 145-150.
- [26] 王兴亮, 秦露露, 顾华, 等. 永磁同步电机分数阶改进快速终端滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(12): 110-116.
WANG Xingliang, QIN Lulu, GU Hua, et al. Fractional-order improved fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2021, 33(12): 110-116.
- [27] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
- [28] 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.
- [29] 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 Kaihui, YIN Tonghuan, ZHANG Changfan, 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.
- [30] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38.
ZHAO Kaihui, ZHOU Ruirui, LENG Aojie, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38.
- [31] 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.
- [32] 胡正高, 赵国荣, 黄婧丽, 等. 基于二阶滑模观测器的连续系统故障估计[J]. 控制与决策, 2014, 29(12): 2271-2276.
HU Zhenggao, ZHAO Guorong, HUANG Jingli, et al. Fault estimation of continuous-time systems based on second order sliding mode observation[J]. Control and Decision, 2014, 29(12): 2271-2276.
- [33] ZHANG Xiaoguang, CHENG Yu, ZHAO Zhihao, et al. Robust model predictive direct speed control for SPMSM Drives based on full parameter disturbances and load observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8361-8373.
- [34] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270-1278.

收稿日期: 2023-04-12; 修回日期: 2023-06-11

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

易金武(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机故障诊断与容错控制; E-mail: m21085800010@hut.edu.cn

王兵(1965—), 男, 通信作者, 硕士, 副教授, 研究方向为电机与电器。E-mail: 2507373433@qq.com

(编辑 周金梅)