

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407534

深度弱磁反馈超螺旋非奇异快速终端滑模控制*

李祥飞 易志萱 刘据铨 赵凯辉 邹莉华
(湖南工业大学电气与信息工程学院 株洲 412007)

摘要:针对内置式永磁同步电机弱磁控制在弱磁程度较深时,受到电机参数摄动和外部扰动时会造成电压环输出、转矩和电流脉动增大,转速收敛过慢等问题,提出一种转速-电压环反馈超螺旋非奇异快速终端滑模控制器(FST-NFTSMC)的深度弱磁控制方法。为了减少弱磁控制对系统模型的依赖,根据内置式永磁同步电机在参数摄动时的数学模型,构建电压环超局部模型,并结合转速环超局部模型建立转速-电压环超局部模型。基于此超局部模型,结合反馈超螺旋算法和非奇异快速终端切换函数设计转速-电压环FST-NFTSMC,同时建立改进滑模扰动观测器对系统存在的未知部分进行估计,并前馈补偿给FST-NFTSMC,进一步提高系统的鲁棒性和控制精度。仿真和实验表明,与传统PI控制相比,该方法在无弱磁区、浅度弱磁区和深度弱磁区的收敛速度上分别提高了66%、40.6%和28.6%,稳定性更好,转矩和电流脉动更小,证明了该方法在弱磁控制上能有效抑制电压环受到扰动后输出的抖振以及提高转速响应速度。

关键词: 内置式永磁同步电机;深度弱磁区;反馈超螺旋算法;非奇异快速终端滑模控制器;改进滑模扰动观测器

中图分类号: TM351;TN06 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Deep flux weakening of IPMSM based on feedback super-twisting non-singular fast terminal sliding mode control

Li Xiangfei Yi Zhixuan Liu Junqin Zhao Kaihui Zou Lihua

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

Abstract: For flux weakening control of the internal permanent magnet synchronous motors, when the degree of flux weakening is deeper, the motor parameter perturbation and external disturbances will cause the voltage loop output, torque and current pulsation to increase, and the speed convergence is too slow. A speed-voltage loop feedback super-twisting non-singular fast terminal sliding mode controller (FST-NFTSMC) is proposed for deep flux weakening control. To reduce the dependence of flux weakening control on the system model, the voltage-loop hyperlocal model is constructed according to the mathematical model of the built-in permanent magnet synchronous motor during parameter perturbation. And it is combined with the speed loop hyperlocal model to establish the speed-voltage loop hyperlocal model. Based on this hyperlocal model, the speed-voltage loop FST-NFTSMC is designed by combining the feedback super-twisting algorithm and the non-singular fast terminal switching function. At the same time, an improved sliding mode disturbance observer is built to estimate the unknown part of the system and compensate for the estimated value feedforward to FST-NFTSMC, which further improves the robustness and control accuracy of the system. Simulation and experiment show that compared with the traditional PI control, the convergence speed of the proposed method in the no flux weakening region, shallow flux weakening region, and deep flux weakening region is improved by 66%, 40.6%, and 28.6% respectively. It has better stability and fewer pulsations of the torque and current, proving that the method in the flux weakening control is effective in suppressing the output jitter after the voltage loop is perturbed as well as improving the speed response.

Keywords: interior permanent magnet synchronous motor; deep flux weakening region; feedback super-twisting algorithm; non-singular fast terminal sliding mode controller; improved sliding mode disturbance observer

0 引言

内置式永磁同步电机 (interior permanent magnet synchronous motors, IPMSM) 因其 d - q 轴电感不相等的特性,能输出磁阻转矩,因此有着更强的转矩输出能力,可以满足高功率、高转矩的场合。此外,IPMSM 还可以通过削弱 d 轴磁链的方式实现弱磁提速,能够满足一些高转速场合的需求。

弱磁控制在经历了二十多年的发展,控制方法已经逐渐成熟。目前主流的弱磁控制方法有公式法^[1-2]、查表法^[3-4]、梯度下降法^[5]、超前角弱磁控制法^[6-7]和负 i_d 电流补偿法^[8-12]。负 i_d 电流补偿法因其不依赖电机参数,控制方法简单,且不同电机之间适配性高等特点,是目前使用最广泛的弱磁控制方式。

传统的负 d 轴电流补偿法在电压环上采用结构简单的 PI 控制器,能有效减小 d 轴电流。但在弱磁程度较深时,传统的 PI 控制器会因反电动势、磁饱和等非线性因素使系统振荡甚至失控^[13]。为了克服 PI 控制器在电压环上的缺点,学者们对采用电压反馈的弱磁控制开展研究。文献[14]设计一种非线性变参数积分器应用于电压环,有效降低了磁链和电感等参数摄动对弱磁控制调速性能的影响,提高了电机的动态响应性能和稳定性。文献[15]在分析了弱磁失控的原因后,通过在电压环上增加 q 轴误差积分,以此来减小 q 轴电流的变化率,提高电机在深度弱磁的稳定性。文献[16]将转矩参考值引入电压环,使速度环在运行范围内是线性的,提高了转矩控制的稳定性。这些研究方法在一定程度上解决了电压反馈的缺点,但没有解决弱磁程度较深时电流调整抖震较大,转速超调量大和收敛慢的问题。

滑模控制 (sliding mode control, SMC) 在速度控制、电流控制、扰动观测等方面均表现出优越性,这些优点同样适用于弱磁控制。文献[17]用滑模控制器替代转速环的 PI 控制器,有效提高了弱磁控制系统的稳定性和响应速度。为解决传统滑模控制存在的抖动大,转矩脉动大等问题,文献[18-19]采用新型的滑模趋近率来设计滑模控制器,有效抑制了抖振,提高弱磁控制的稳定性和控制精度。文献[20]采用自适应终端滑模来设计滑模控制器,降低了弱磁控制区的转速误差以及电流的总谐波失真,同时还解决了弱磁控制下磁链和转矩脉动大的问题。上述研究通过使用滑模控制来解决弱磁控制转速超调量大和收敛慢的问题,有效解决了高转速情况下转速控制不佳的缺点,但没有解决高转速下因电压环输出脉动过大所带来的抖振以及稳定性下降问题。

无模型控制 (model-free control, MFC) 是通过对被控系统的输入输出建立其超局部模型^[21],减小系统对非线性

性数学模型的依赖,降低了系统的非线性特性带来的影响。文献[22]将无模型控制和滑模控制相结合,设计无模型滑模控制器,有效提高了控制系统的鲁棒性,但无法抑制传统滑模带来的抖振问题。文献[23]采用超螺旋算法改进无模型滑模控制器,有效抑制了抖振问题,提高了系统的动态响应和抗干扰能力。文献[24]在文献[23]的基础上,引入改进平滑扩展状态观测器对超局部模型的未知项进行估计,进一步提升了系统的转速跟踪性能和鲁棒性。以上研究展示了无模型滑模控制不依赖系统数学模型的优点,将该优点引进弱磁控制中,可以有效降低弱磁程度较深时系统非线性因素对电压环的影响,从而解决高转速下因电压环输出脉动过大所带来的抖振以及稳定性下降问题。

针对基于 PI 控制器的传统负 d 轴电流补偿法在弱磁控制中存在的缺点,构建电压环超局部模型,并结合转速环超局部模型设计一种基于改进滑模扰动观测器 (improved sliding mode disturbance observer, ISMDO) 的转速-电压环反馈超螺旋非奇异快速终端滑模控制器 (feedback super-twisting non-singular fast terminal sliding mode controller, FST-NFTSMC) 弱磁控制方法。该控制策略基于所构建的转速-电压环超局部模型,将反馈超螺旋算法与非奇异快速终端滑模相结合,构建转速-电压环 FST-NFTSMC,并设计 ISMDO 估计超局部模型中未建模和参数不确定的未知部分,并前馈补偿给 FST-NFTSMC。与传统 PI 控制方法相比,所提方法可有效抑制电压环输出 d 轴调节电流脉动过大的问题,拓宽电机的运行范围,提高弱磁控制的收敛速度和抗干扰能力。仿真和实验结果表明,该方法在受到电机内部参数摄动和外部扰动的情况下,仍能保持良好的控制效果。

1 IPMSM 电磁约束及控制

在同步旋转 d - q 坐标系下,IPMSM 的数学模型如式(1)所示^[25]。

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \\ T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L - B_m \omega_m) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电压; i_d 、 i_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电流; L_d 、 L_q 分别是 d 轴和 q 轴的定子电感; ω_e 为电角速度; R_s 为电枢绕组电阻; ψ_f 为永磁体产生的磁链; T_e 为 IPMSM 电磁转矩; n_p 为电机极对数;

B_m 为阻尼系数; ω_m 为机械角速度。

当 IPMSM 处于稳态运行时,忽略定子电阻阻抗,可得近似定子电压方程:

$$\begin{cases} u_d \approx -\omega_e L_q i_q \\ u_q \approx \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2)$$

电机运行时,定子电流 i_s 和定子电压 u_s 应满足约束条件:

$$\begin{cases} i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{\lim} \\ u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{\lim} \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_s 和 u_s 分别表示定子电流幅值和电压幅值; $i_{\lim}$ 和 $u_{\lim}$ 分别表示逆变器可承受的最大电流和可输出的最大电压; $u_{\lim}$ 的取值一般为 $u_{dc}/\sqrt{3}$; u_{dc} 为直流侧电压。

联立式(2)和(3)可得电压极限椭圆方程:

$$\sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2} \leq \frac{u_{\lim}}{\omega_e} \quad (4)$$

IPMSM 运行区域包含恒转矩区和恒功率区。恒转矩区采用最大转矩电流比控制 (maximum torque per ampere, MTPA); 恒功率区分为浅度弱磁区和深度弱磁区,浅度弱磁区为如图 1 所示的红色曲线包裹的区域,采用恒功率控制,深度弱磁区则是采用最大转矩电压比控制 (maximum torque per volt, MPTV) 控制。

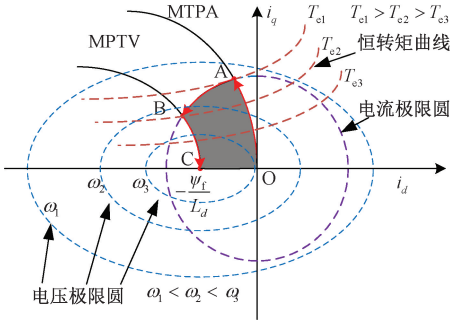


图 1 弱磁控制电流轨迹图

Fig. 1 The current trajectory diagram of the flux weakening control

1.1 MTPA 控制

当电机运行在额定转速以下时,电流轨迹运行在恒转矩区的 MTPA 曲线上, MTPA 轨迹如图 1 的 OA 段所示。

对式(1)和(3)的转矩和定子电流方程构建拉格朗日函数并求偏导,可得:

$$\begin{cases} H = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \zeta (T_e - n_p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_q)) \\ \frac{\partial H}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \zeta n_p (L_d - L_q) i_q = 0 \\ \frac{\partial H}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \zeta n_p (\psi_f + (L_d - L_q) i_q) = 0 \\ \frac{\partial H}{\partial \zeta} = T_e - n_p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_q) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: ζ 是拉格朗日算子。

可得 d - q 坐标系下的 MPTA 控制曲线方程为^[26]:

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (6)$$

1.2 MTPV 控制

当电机转速超过额定转速时,电流轨迹进入浅度弱磁区,沿着图 1 的 AB 段电流极限圆运动;转速上升的同时,电压极限椭圆不断向椭圆圆心 C 点收缩。在电机进入深度弱磁区后,电流轨迹受电压极限椭圆影响沿着 MPTV 曲线向 C 点运动。MPTV 轨迹如图 1 中 BC 段所示,其求解方程可以表示为:

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial u}{\partial i_q} - \frac{\partial T_e}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial u}{\partial i_d} = 0 \quad (7)$$

永磁同步电机在高速稳态运行时由电压方程可得:

$$u_s^2 = (-\omega_e L_q i_q)^2 + (\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f)^2 \quad (8)$$

将式(1)和(8)代入式(7)中,可得 MPTV 的轨迹方程^[27]:

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{-L_q \psi_f + \sqrt{L_q^2 \psi_f^2 + 4L_q^2 (L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d (L_d - L_q)} \quad (9)$$

2 深度弱磁控制策略

2.1 负 d 轴电流补偿法

电机处于额定转速以下运行时,电流轨迹运行在 MPTA 曲线上。随着转速的上升,电机处于额定转速以上运行时,输出电压超过逆变器输出的最大电压 $u_{\lim}^*$,逆变器电压输出饱和。通过将最大电压与输出电压之间的差值经过电压闭环的 PI 调节器输出 d 轴调节电流减小 d 轴电流,让电流轨迹沿着电流极限圆运动,使得电流调节器避免饱和,维持其调节能力。其 d 轴调节电流的表达式为:

$$\begin{cases} u_d^2 + u_q^2 \leq u_{\lim}^2, i_{dm} = 0 \\ u_d^2 + u_q^2 > u_{\lim}^2, i_{dm} < 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中: i_{dm} 为电压环输出的 d 轴调节电流。

2.2 深度弱磁切换策略

将 MPTV 曲线作为 d 轴电流的限幅, d 轴电流的限幅值随着 i_q 变化而变化。 q 轴电流的限幅值为:

$$i_{q_set} = \sqrt{i_{\lim}^2 - i_d^2} \quad (11)$$

式中: i_{q_set} 为 q 轴电流的限幅值。

深度弱磁切换策略控制框图如图 2 所示,该控制策略可以将电流轨迹限制在 MPTA 曲线,电流极限圆和 MPTV 曲线所包裹的区域。通过 MPTV 和 q 轴电流的限幅,使电流轨迹及时切换深度弱磁控制。

$$\begin{cases} \dot{s} = -\delta |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + p \\ \dot{p} = -\eta_1 \text{sign}(s) - \eta_2 p + \dot{F} \end{cases} \quad (28)$$

式中: $\delta = \text{diag}(\delta_{\omega_1}, \delta_{u_1})$; $\eta_1 = \text{diag}(\eta_{\omega_1}, \eta_{u_1})$; $\eta_2 = \text{diag}(\eta_{\omega_2}, \eta_{u_2})$; $\delta_{\omega_1}, \delta_{u_1}, \eta_{\omega_1}, \eta_{\omega_2}, \eta_{u_1}, \eta_{u_2}$ 为待设计的正数。

结合式(27)和(28)设计控制率 u_c 。

$$\begin{aligned} u_c = & \frac{q}{\beta p} e_2^{2-p/q} \left(1 + \frac{\alpha g}{h} e_1^{g/h-1} \right) + \delta |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \\ & \int (\eta_1 \text{sign}(s) + \eta_2 p) dt \end{aligned} \quad (29)$$

定理 1: 假设 $\dot{F}$ 是连续的且存在边界 $|\dot{F}| \leq \lambda$ 。当 δ, η_1 和 η_2 满足式(30)时, 状态误差能在有限时间收敛。

$$\begin{cases} \delta > 0, \eta_2 > 0 \\ \eta_1 > \frac{\left(\frac{\delta \eta_2}{2} - \frac{\lambda}{2} \right) + \frac{\delta^2}{4} \lambda - \frac{1}{2} \delta^3 \eta_2 |s|^{\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2} \delta^2 + 2\delta \eta_2 |s|^{\frac{1}{2}}} \end{cases} \quad (30)$$

式中: $\lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$, λ_1 和 λ_2 为正数。

为简化证明过程, 接下来的证明过程仅对转速环的稳定性进行证明, 电压环的稳定性证明过程与转速环相同。

证明 1: 选择 Lyapunov 函数 V_1 :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{\omega_1}^2 \quad (31)$$

对式(31)求导可得:

$$\dot{V}_1 = e_{\omega_1} \dot{e}_{\omega_1} = -\beta_1^{-q/p} ((2V)^{q/p} e_{\omega_1}^{1-q/p} (1 + \alpha_1 e_{\omega_1}^{g/h-1})^{q/p}) \quad (32)$$

由式(32)可知, $1-q/p$ 和 $g/h-1$ 为正偶数, 因此可得 $\dot{V}_1 \leq 0$, 满足 Lyapunov 稳定性定理。下面证明反馈超螺旋控制率的稳定性。

证明 2: 构建 Lyapunov 函数 V_2 :

$$V_2(s_1) = 2\eta_{\omega_1} |s_1| + \frac{1}{2} p^2 +$$

$$\frac{1}{2} (\delta_{\omega_1} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) - p)^2 = P^T Q P \quad (33)$$

式中, $Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\eta_{\omega_1} + \delta_{\omega_1}^2 & -\delta_{\omega_1} \\ -\delta_{\omega_1} & 2 \end{bmatrix}$, Q 为正定矩阵; $P =$

$$\begin{bmatrix} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) & p \end{bmatrix}^T。$$

对 P 求导可得:

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_1} + \frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^3 + \frac{\delta_{\omega_1} \lambda_1}{2} & -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^2 - \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} - \frac{\lambda_1}{2} \\ -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^2 - \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} - \frac{\lambda_1}{2} & \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} + 2\eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

由 Schur 补定理可知, $\tilde{M}$ 应为正定矩阵, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{P} = & \frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) + \frac{1}{2} p \\ -\eta_{\omega_1} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) - \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} p \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{F} \end{bmatrix} = & \frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} B P + C \end{aligned} \quad (34)$$

$$\text{式中: } B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1} & \frac{1}{2} \\ -\eta_{\omega_1} & -\eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}; C = [0 \quad \dot{F}]^T。$$

对 V_2 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{P}^T Q P + P^T Q \dot{P} = -\frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T M P + \dot{F} K P \leq \\ & -\frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T M P + \lambda_1 K P \end{aligned} \quad (35)$$

$$\text{式中: } K = \begin{bmatrix} -\frac{\delta_{\omega_1}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$M =$

$$\begin{bmatrix} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_1} + \frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^3 & -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^2 - \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} \\ -\frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^2 - \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} & \frac{1}{2} \delta_{\omega_1} + 2\eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

$\lambda_1 K P$ 可表示为:

$$\begin{aligned} \lambda_1 K P = & \frac{\lambda_1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} -\frac{\delta_{\omega_1}}{2} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_1) + p |s_1|^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} = \\ & \frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T \Omega \text{sign}(s_1) P \leq \frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T \Omega P \end{aligned} \quad (36)$$

$$\text{式中: } \Omega = \begin{bmatrix} -\frac{\delta_{\omega_1} \lambda_1}{2} & \frac{\lambda_1}{2} \\ \frac{\lambda_1}{2} & 0 \end{bmatrix}$$

结合式(36)和(35)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -\frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T M P + \frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T \Omega P = \\ & -\frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T [M - \Omega] P = -\frac{1}{|s_1|^{\frac{1}{2}}} P^T \tilde{M} P \end{aligned} \quad (37)$$

式中:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{\omega_1} > 0, \eta_{\omega_2} > 0 \\ \eta_{\omega_1} > \frac{\left(\frac{\delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2}}{2} - \frac{\lambda_1}{2} \right) + \frac{\delta_{\omega_1}^2}{4} \lambda_1 - \frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^3 \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2} \delta_{\omega_1}^2 + 2 \delta_{\omega_1} \eta_{\omega_2} |s_1|^{\frac{1}{2}}} \end{array} \right. \quad (38)$$

当增益满足式(38)时, $\tilde{\mathbf{M}}$ 为正定矩阵。由式(33)可得:

$$\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{P}\|_2^2 \leq V_2 \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{P}\|_2^2 \quad (39)$$

式中: $\|\mathbf{P}\|_2 = \sqrt{s_1 + p^2}$ 为 $\mathbf{P}$ 的欧几里得范数; $\lambda_{\min}(\mathbf{Q})$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{Q})$ 分别为 $\mathbf{Q}$ 的最小和最大特征值。由二次型标准不等式可知:

$$\|s_1\|^{\frac{1}{2}} \leq \|P\|_2 \leq \frac{V_2^{1/2}}{\lambda_{\min}^{1/2}(O)} \quad (40)$$

由式(40)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq - \frac{1}{\|s_1\|^{\frac{1}{2}}} \mathbf{P}^T \tilde{\mathbf{M}} \mathbf{P} \leq - \frac{1}{\|s_1\|^{\frac{1}{2}}} \lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{M}}) \|\mathbf{P}\|_2^2 \leq \\ &- \gamma_m V_2^{1/2} \leq 0 \end{aligned} \quad (41)$$

式中: $\gamma_{\omega} = \lambda_{\min}^{1/2}(\mathbf{Q}) \lambda_{\min}(\tilde{\mathbf{M}}) / \lambda_{\max}(\mathbf{Q})$ 。

定义初始条件 $V_2(0) = V_0$, 求解式(41)所示微分方程, 可得收敛时间 t_* :

$$t_s \leq -\frac{2}{\gamma_w}(V_2^{1/2}(t_s) - V_0^{1/2}) \quad (42)$$

综上可知,系统误差将在有限时间内收敛到零,所设计的控制器稳定。

将式(29)代入式(22)中可得 IPMSM 弱磁控制转速-电压环控制器。控制框图如图 3 所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^* = & \left[\begin{aligned} & \dot{\mathbf{x}}^* - \boldsymbol{\sigma} \mathbf{x} - \mathbf{F} + \frac{q}{\boldsymbol{\beta}_p} e_2^{2-p/q} \left(1 + \frac{\boldsymbol{\alpha}^g}{h} e_1^{g/h-1} \right) \\ & + \boldsymbol{\delta} \mid s \mid^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \int (\boldsymbol{\eta}_1 \text{sign}(s) + \boldsymbol{\eta}_2 p) \, dt \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (43)$$

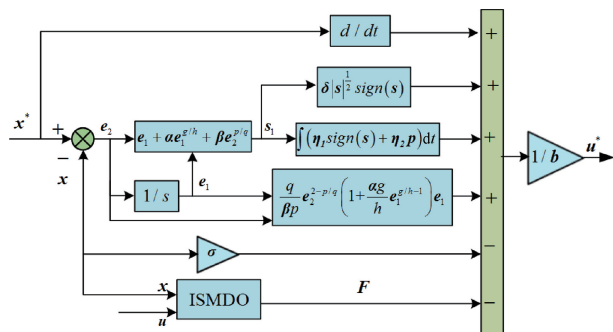


图 3 FST-NFTSMC 算法框图

Fig. 3 The block diagram of the FST-NFTSMC algorithm

3.3 ISMDO 设计

为观测式(43)所示控制律,设计 ISMDO 实现对 F 的精确估计。定义变量 e_3 :

$$e_3 = \hat{x} - x \quad (44)$$

式中: $\mathbf{e}_3 = \text{diag}(e_{\omega_3}, e_{u_3})$; $\hat{\mathbf{x}} = \text{diag}(\hat{\omega}_e, \hat{u}_s^2)$; $\hat{\omega}_e$ 和 $\hat{u}_s^2$ 分别为转速和定子电压的观测值。

对式(21)引入滑模观测器控制率可得:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{b}\mathbf{u} + \boldsymbol{\sigma}\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{F}} + \mathbf{u}_{\text{ismo}} \\ \frac{d\hat{\mathbf{F}}}{dt} = \mathbf{l} \cdot \mathbf{u}_{\text{ismo}} \end{cases} \quad (45)$$

式中: $\hat{\mathbf{F}} = \text{diag}(\hat{\mathbf{F}}_\omega, \hat{\mathbf{F}}_u)$ 为未知扰动的观测值; $\mathbf{u}_{\text{ismo}} = \text{diag}(u_{\omega\text{ismo}}, u_{u\text{ismo}})$ 为观测器的控制率; $\mathbf{l} = \text{diag}(l_1, l_2)$, $l_1 > 0, l_2 > 0$ 。

联立式(22)和(45),可得观测误差为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_3 = \boldsymbol{\sigma} \mathbf{e}_3 + \mathbf{e}_f + \mathbf{u}_{\text{ismo}} \\ \dot{\mathbf{e}}_f = \mathbf{l} \cdot \mathbf{u}_{\text{ismo}} - \boldsymbol{\beta}(t) \end{cases} \quad (46)$$

式中: $\mathbf{e}_f = \text{diag}(e_{f1}, e_{f2}) = \hat{\mathbf{F}} - \mathbf{F}$; $\boldsymbol{\beta}(t) = \text{d}\hat{\mathbf{F}}/\text{d}t$ 。

定义滑模面 s_1 :

$$\mathbf{s}_1 = \mathbf{e}_3 = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} \quad (47)$$

式中: $s_1 = \text{diag}(s_3, s_4)$ 。

选取多幂次趋近率^[31]：

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 = & -\tau_1 |s_1|^n \text{sign}(s_1) - \tau_2 |s_1|^m \text{sign}(s_1) - \\ & s_1 |s_1|^v \text{sign}(s_1) - \tau_4 s_1 \end{aligned} \quad (48)$$

式中: $\tau_1 = \text{diag}(\tau_{\omega 1}, \tau_{u 1}), \tau_{\omega 1} > 0, \tau_{u 1} > 0; \tau_2 = \text{diag}(\tau_{\omega 2}, \tau_{u 2}), \tau_{\omega 2} > 0, \tau_{u 2} > 0; \tau_3 = \text{diag}(\tau_{\omega 3}, \tau_{u 3}), \tau_{\omega 3} > 0, \tau_{u 3} > 0; \tau_4 = \text{diag}(\tau_{\omega 4}, \tau_{u 4}), \tau_{\omega 4} > 0, \tau_{u 4} > 0; n > 1, 0 < m < 1$ 。 v 的表达式为:

$$v = \begin{cases} \max\{n, |s_1|\} & , |s_1| \geq 1 \\ \min\{m, |s_1|\} & , |s_1| < 1 \end{cases} \quad (49)$$

结合式(46)~(48),可得控制率 u_{ismo} :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{\text{ismo}} = & -\sigma \mathbf{s}_1 - \tau_1 |s_1|^n \text{sign}(s_1) - \\ & \mathbf{s}_1 |s_1|^m \text{sign}(s_1) - \tau_3 |s_1|^v \text{sign}(s_1) - \tau_4 \mathbf{s}_1 \end{aligned} \quad (50)$$

定理 2: 对式(44)所示的状态误差, 选择式(47)所示滑模面以及式(48)所示的多幂次趋近率, 设计式(50)所示的控制率。当系统增益满足式(51)时, 系统状态误差能在有限时间收敛。

$$\begin{cases} |\tau_1| |e_3|^n > |e_f| \\ |\tau_2| |e_3|^m > |e_f| \\ |\tau_3| |e_3|^v > |e_f| \end{cases} \quad (51)$$

所设计的 ISMDO 的控制框图如图 4 所示,图 5 为 FST-NFTSMC 控制的流程图。

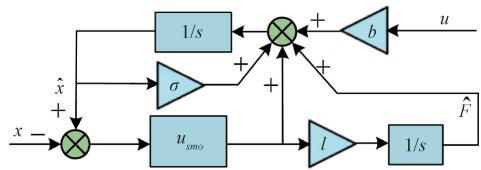


图 4 ISMDO 算法框图

Fig. 4 The block diagram of the ISMDO algorithm

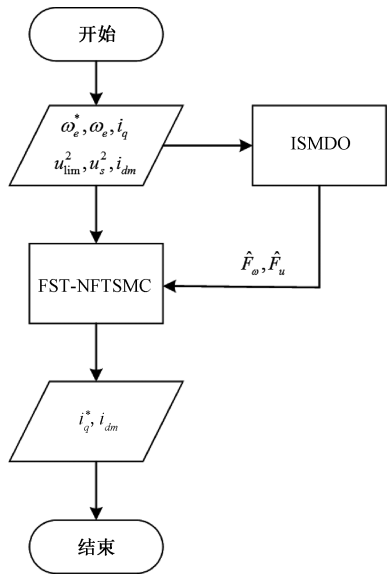


图 5 FST-NFTSMC 控制的流程图

Fig. 5 The flow chart of FST-NFTSMC control

为简化证明过程,以转速环证明为例,电压环证明过程与转速环相同。

证明 3:选取如下 Lyapunov 函数 V_3

$$V_3 = \frac{1}{2} s_3^2 \tag{52}$$

对 V_3 求导并代入式所示的控制率

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= e_{\omega 3} \dot{e}_{\omega 3} = e_{\omega 3} (\sigma_1 e_{\omega 3} + e_{f1} + u_{\omega smo}) = \\ &e_{\omega 3} \begin{pmatrix} e_{f1} - \tau_{\omega 1} |e_{\omega 3}|^n \text{sign}(e_{\omega 3}) \\ -\tau_{\omega 2} |e_{\omega 3}|^m \text{sign}(e_{\omega 3}) \\ -\tau_{\omega 3} |e_{\omega 3}|^v \text{sign}(e_{\omega 3}) - \tau_{\omega 4} e_{\omega 3} \end{pmatrix} \leq \\ &|e_{\omega 3}| \begin{pmatrix} |e_{f1}| - \tau_{\omega 1} |e_{\omega 3}|^n \\ -\tau_{\omega 2} |e_{\omega 3}|^m - \tau_{\omega 3} |e_{\omega 3}|^v \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{53}$$

当 $\tau_{\omega 1} |e_{\omega 3}|^n > |e_{f1}|$ 时,可得:

$$\dot{V}_3 \leq |e_{\omega 3}| (-\tau_{\omega 2} |e_{\omega 3}|^m - \tau_{\omega 3} |e_{\omega 3}|^v) \leq 0 \tag{54}$$

当 $\tau_{\omega 2} |e_{\omega 3}|^m > |e_{f1}|$ 时,可得:

$$\dot{V}_3 \leq |e_{\omega 3}| (-\tau_{\omega 1} |e_{\omega 3}|^n - \tau_{\omega 3} |e_{\omega 3}|^v) \leq 0 \tag{55}$$

当 $\tau_{\omega 3} |e_{\omega 3}|^v > |e_{f1}|$ 时,可得:

$$\dot{V}_3 \leq |e_{\omega 3}| (-\tau_{\omega 1} |e_{\omega 3}|^n - \tau_{\omega 2} |e_{\omega 3}|^m) \leq 0 \tag{56}$$

综上所述,系统误差能在有限时间内收敛。观测器式(45)渐进稳定,系统状态将在有限时间内到达滑模面。

为减小传统 sign 函数带来的抖振问题,进一步抑制抖振,采用 $\Theta(s)$ 函数代替符号函数:

$$\Theta(s) = \frac{2}{1 + \exp^{-rs}} \tag{57}$$

式中: $r>0$ 。综上所述,所提的电压环无模型超螺旋滑模控制系统框图如图 6 所示。

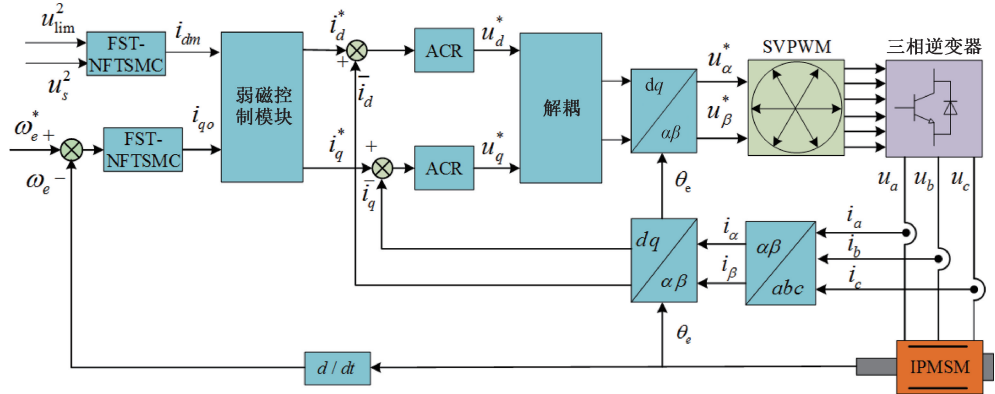


图 6 基于转速-电压环 FST-NFTSMC 的控制系统框图

Fig. 6 Block diagram of control system based on speed-voltage loop FST-NFTSMC

4 仿真与实验分析

采用 MATLAB/Simulink 仿真和半实物实验平台对

基于转速-电压环 FST-NFTSMC 的深度弱磁控制策略进行仿真与实验验证,并与 PI 和超螺旋滑模控制器(super-twisting sliding mode controller, STSMC) 进行仿真和实验结果对比。内置式永磁同步电机参数如表 1 所示。转

速-电压环 FSTNFTSMC 的参数如表 2 所示。

表 1 IPMSM 参数

Table 1 The parameters of IPMSM

参数	单位	数值
直流侧电压/ u_{dc}	V	600
额定转速/ n_N	$\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$	1 900
定子绕组 q 轴电感/ L_q	H	0.009
定子绕组 d 轴电感/ L_d	H	0.004
定子绕组电阻/ R_s	Ω	2.75
永磁体磁链/ ψ_f	Wb	0.12
转动惯量/ J	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.029
极对数/ n_p	对	2

表 2 转速-电压环 FST-NFTSMC 的参数

Table 2 Parameters of the speed-voltage loop FST-NFTSMC

Speed loop	Voltage loop
$\delta_{\omega 1}=0.01$	$\delta_{u 1}=0.000\ 02$
$\eta_{\omega 1}=0.01$	$\eta_{u 1}=4\ 000$
$\eta_{\omega 2}=0.01$	$\eta_{u 2}=0.01$
$\tau_{\omega 1}=40\ 000$	$\tau_{u 1}=100$
$\tau_{\omega 2}=40\ 000$	$\tau_{u 2}=200$
$\tau_{\omega 3}=40\ 000$	$\tau_{u 3}=1\ 000$
$\tau_{\omega 4}=10\ 000$	$\tau_{u 4}=10\ 0000$

STSMC 控制器采用积分滑模面 $s = e_2 + ce_1$ 和超螺旋算法 $\dot{s} = -\delta |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \int -\eta_1 \text{sign}(s) dt$, 观测器 SMO 采用指数趋近率 $\dot{s} = -k_1 s - k_2 \text{sign}(s)$ 。

转速-电压环 FST-NFTSMC 算法中 b_1 、 b_2 和 σ_1 可通过 $b_1 = 3n_p^2\psi_{\text{ext}}/2J$, $\sigma_1 = B_m/J$, $b_2 = 2\omega_c^2L_d^2di_d/dt$ 整定。 g 、 h 、 p 、 q 均为正数, $p/q=7/5$, $g/h=5/3$ 。 α 和 β 作为状态变量的增益,在一定程度上决定了系统的收敛时间和滑动模态收敛性能。在确保滑模面可在有限时间内收敛到零后,对 α 和 β 微调,进一步改善系统的收敛速度和鲁棒性。确定多幂次趋近率的增益后,根据转速的观测误差和未知部分的变化特征调整指数项 n 和 m , $n=1.1$, $m=0.5$ 。 v 根据 n 、 m 和 $|s_1|$ 的值自动调整,从而实现最优趋近过程。 l 能够调节反馈到控制器的未知部分 F 观测值。根据系统的收敛速度和鲁棒性对其进行调整,其中, $l>0$ 。

4.1 IPMSM 在变转速工况下的仿真结果

在变转速工况下,分别在无弱磁区、浅度弱磁区和深度弱磁区检验 3 种方法的综合性能。初始负载转矩设置为 $T_e=14.5\text{ N}\cdot\text{m}$,初始转速设置为 $1\ 000\text{ r/min}$, 0.5 s 后转速变为 $4\ 000\text{ r/min}$, 1.2 s 后转速增加到 $6\ 000\text{ r/min}$ 。

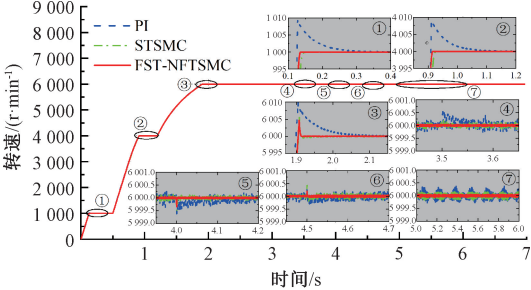
同时设置磁链、电阻、 d - q 轴电感和负载转矩发生摄动,验证转速-电压环 FST-NFTSMC 在深度弱磁区的抗干扰能力。参数摄动工况如表 3 所示。

表 3 参数摄动范围

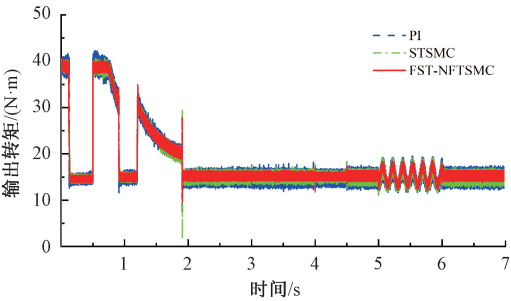
Table 3 Perturbation range of parameters

时间	参数	摄动范围
3.0 s	ψ_f/Wb	0.12→0.09
3.5 s	R_s/Ω	2.75→3.33
4.0 s	L_q/H	0.009→0.007 5
4.5 s	L_d/H	0.004→0.003
5.0 s	$T_L/\text{N} \cdot \text{m}$	14.5→14.5+2sin40t
6.0 s	$T_L/\text{N} \cdot \text{m}$	14.5+2sin40t→14.5

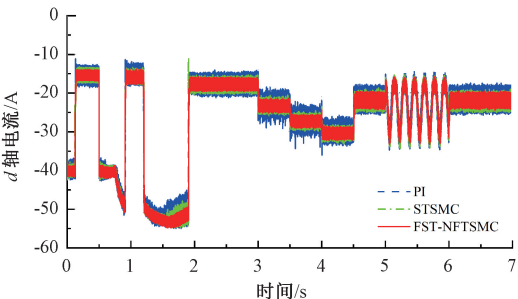
图 7 为 PI、STSMC 和 FST-NFTSMC 3 种方法的仿真结果对比。其中图 7(a) 为转速仿真结果;图 7(b) 为输出转矩仿真结果;图 7(c) 和 (d) 分别为 d - q 轴电流仿真结果;图 7(e) 为电压环输出;图 7(f) 为弱磁控制的电流轨迹对比。



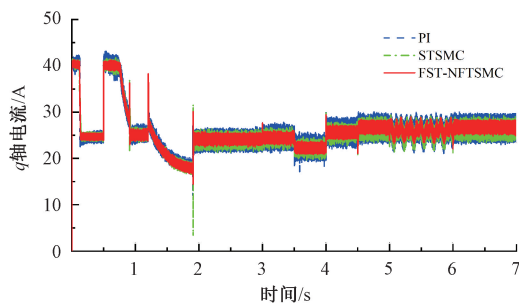
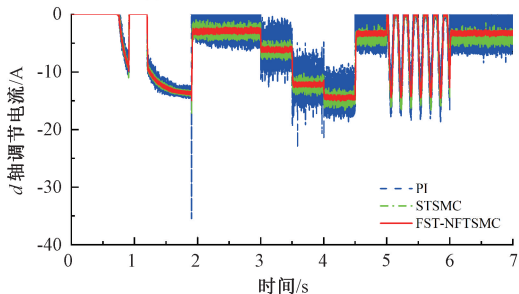
(a) 转速仿真结果
(a) Simulation results of speed



(b) 转矩仿真结果
(b) Simulation results of torque

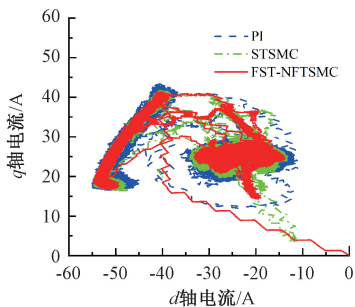


(c) d 轴电流仿真结果
(c) Simulation results of d -axis current

(d) q 轴电流仿真结果(d) Simulation results of q -axis current

(e) 电压环输出

(e) Output of the voltage loop



(f) 弱磁控制电流轨迹

(f) The current trajectory of FW control

图 7 PI/STSMC/FST-NFTSMC 在变转速工况下的仿真结果

Fig. 7 The simulation results of PI/STSMC/FST-NFTSMC under variable speed conditions

由图 7(a) 可知,在给定转速 1 000 r/min 的无弱磁区, FST-NFTSMC 在 0.136 s 时到达给定转速,而 STSMC 和 PI 分别在 0.16 s 和 0.4 s 时才能到达给定转速。当转速在 0.5 s 从无弱磁区的 1 000 r/min 到浅度弱磁区的 4 000 r/min 时, FST-NFTSMC 在 0.916 s 到达给定转速,而 STSMC 和 PI 分别在 0.935 s 和 1.2 s 时才能到达给定转速。当转速在 1.2 s 从浅度弱磁区的 4 000 r/min 到深度弱磁区的 6 000 r/min 时, FST-NFTSMC 在 1.914 s 到达给定转速。而 STSMC 和 PI 分别在 1.99 s 和 2.2 s 时才能到达给定转速。FST-NFTSMC 在无弱磁区、浅度弱磁区和深度弱磁区的转速响应速度分别提高了 66%、40.6% 和 28.6%。在 3.5 s 电阻变化时, STSMC 和 PI 转速分别增大 0.2 r/min 和 0.6 r/min, 且分别用时 0.01 s 和 0.06 s 恢复到给定转速;而 FST-NFTSMC 的转速没有

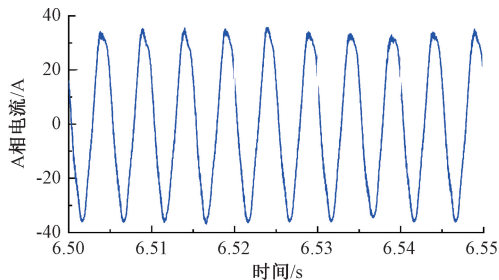
变化,保持在给定转速。在 4.0 s q 轴电感变化时, STSMC 和 PI 转速分别下降 0.5 r/min 和 0.7 r/min, 且分别用时 0.01 s 和 0.15 s 恢复到给定转速;而 FST-NFTSMC 仅下降 0.3 r/min, 用时 0.002 s 恢复到给定转速。在 4.5 s d 轴电感变化时, STSMC 和 PI 转速先增大 0.4 r/min, 随后分别下降 0.2 r/min 和 0.3 r/min, 且分别用时 0.02 s 和 0.05 s 到达给定转速;而 FST-NFTSMC 仅增大 0.2 r/min, 且用时 0.001 s 到达给定速度。负载转矩在 5 s 发生时扰动时, STSMC 和 PI 存在明显变化;而 FST-NFTSMC 能保持在给定转速。

由图 7(c) ~ (e) 可知。无论是在浅度弱磁区还是深度弱磁区, 电压环 FST-NFTSMC 的输出脉动更小, 更平稳, 有效抑制了 d 轴电流的脉动, 进而抑制 q 轴电流和转矩脉动。因此 FST-NFTSMC 的电流和转矩脉动更小, 更平稳, 有着更佳的控制性能。

由图 7(f) 可得深度弱磁切换策略能有效实现浅度弱磁到深度弱磁的平滑切换, 在 $i_d = 53.32$ A 时切换至深度弱磁区, 该控制策略能精准跟踪深度弱磁切换点。弱磁控制下的电流轨迹符合图 1 所示的弱磁控制理想的电流轨迹。

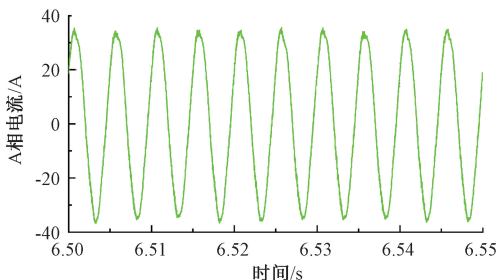
图 8 为 3 种方法的 A 相电流 i_a 。图 9 为电流总谐波畸变率 (total harmonics distortion, THD) 分析图。从图 8 和 9 可以看出, FST-NFTSMC 的 THD 明显低于 PI 和 STSMC, 仅为 2.66%, 而 PI 和 STSMC 分别为 6% 和 3.9%。FST-NFTSMC 能更高效地抑制电流谐波。

图 10 为转速环观测器仿真结果对比。为提高定子电压观测精度, 对定子电压的实际值和观测值开根号 $e_{u4} = \hat{u}_s - u_s$, 图 11 为电压环观测器仿真结果对比。



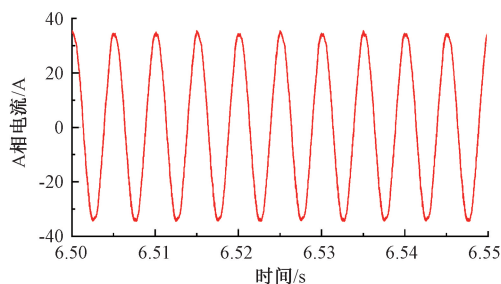
(a) PI 的 A 相定子电流

(a) A-phase stator current of PI



(b) STSMC 的 A 相定子电流

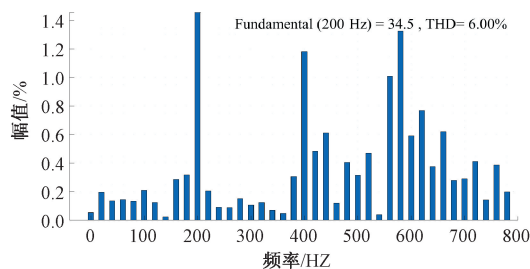
(b) A-phase stator current of STSMC



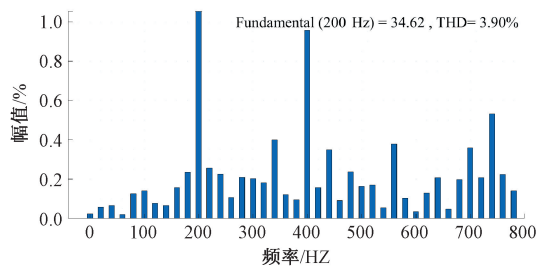
(c) FST-NFTSMC的A相定子电流
(c) A-phase stator current of FST-NFTSMC

图 8 PI/STSMC/FST-NFTSMC 的 A 相定子电流图

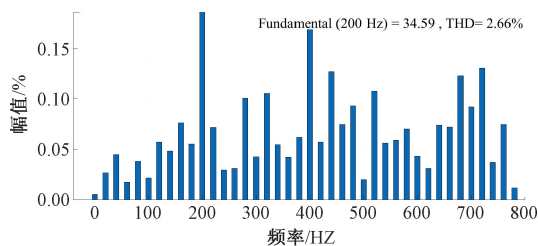
Fig. 8 The A-phase stator current of PI/STSMC/FST-NFTSMC



(a) PI的A相电流THD分析
(a) THD analysis of A-phase stator current for PI



(b) STSMC的A相电流THD分析
(b) THD analysis of A-phase stator current for STSMC

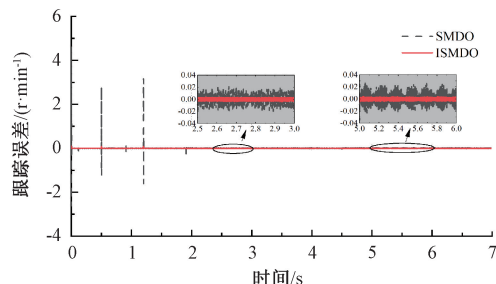


(c) FST-NFTSMC的A相电流THD分析
(c) THD analysis of A-phase stator current for FST-NFTSMC

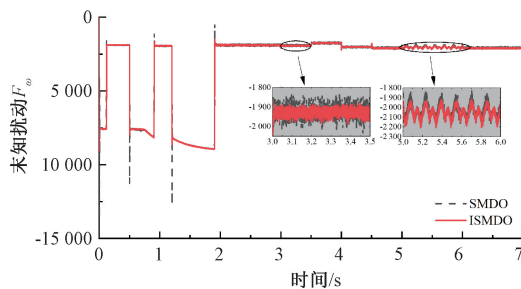
图 9 PI/STSMC/FST-NFTSMC 的 A 相定子电流 THD 分析

Fig. 9 The THD analysis of A-phase stator current for PI/STSMC/FST-NFTSMC

由图 10 可知,相较于 SMDO,ISMDO 在复杂工况下有着更好跟踪精度,更小的超调量。在受到扰动时,ISMDO 仍能对转速进行精确跟踪。ISMDO 观测的扰动 F_ω 波形更平稳,脉动更小。由图 11 可知,随着弱磁程度的加深,定子电压的跟踪误差会不断增大。ISMDO 在无



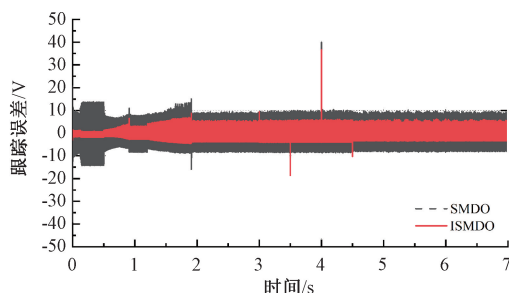
(a) 转速跟踪误差 $\hat{\omega}_e - \omega_e$
(a) Tracking error of speed $\hat{\omega}_e - \omega_e$



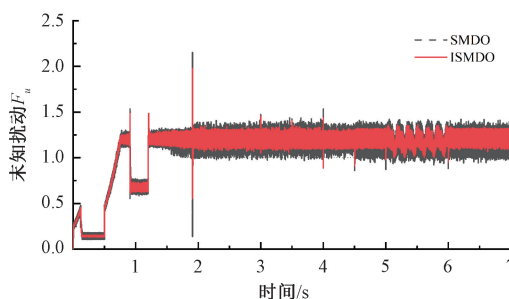
(b) 转速环扰动 F_ω 的观测值
(b) Observed value for speed loop disturbance F_ω

图 10 转速环观测器观测结果

Fig. 10 Observation results of speed loop observer



(a) 定子电压跟踪误差 $\hat{u}_s - u_s$
(a) Tracking error of stator voltage $\hat{u}_s - u_s$



(b) 电压环扰动 F_u 的观测值
(b) Observed value for voltage loop disturbance F_u

图 11 电压环观测器观测结果

Fig. 11 Observation results of voltage loop observer

弱磁区、浅度弱磁区和深度弱磁区都有着比 SMDO 更高的跟踪精度,跟踪误差更小。ISMDO 观测扰动 F_u 更为准确,且抖振更小。

综上所述,仿真结果表明,相比于传统的 PI 控制和 STSMC 控制,转速-电压环 FST-NFTSMC 有效提高系统的转速响应速度,降低了电压环输出的调整电流脉动,有效抑制了复杂工况下的转矩脉动和电流谐波。ISMDO 对扰动的准确观测,有效增强了 FST-NFTSMC 在深度弱磁区的抗干扰能力和控制精度。

4.2 RT-Lab 半实物实验结果分析

为了进一步验证该方法的有效性,通过 RT-LAB (OP5600)实验平台进行了 IPMSM 的硬件在环仿真实验。图 12 为 RT-LAB 半实物仿真平台和系统结构图。

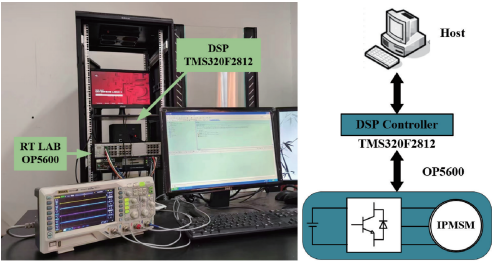


图 12 RT-Lab (OP5600)实验平台

Fig. 12 RT-Lab (OP5600) HILS experimental platform

图 12 为硬件在环半实物系统,采用 DSP 控制器和虚拟被控对象相结合方式,DSP 控制芯片为 TMS320F2812,完成控制算法的计算并输出控制信号,送入 OP5600 模块,OP5600 模拟电机系统组件,如 IPMSM 和逆变器。在 Simulink 环境下建立控制算法模型,调整参数到最佳效果,然后将其下载到 RT-Lab 控制器中,对虚拟的 IPMSM 进行控制。图 13、14 和 15 分别为 PI/STSMC/FST-NFTSMC 的全工况实验结果。

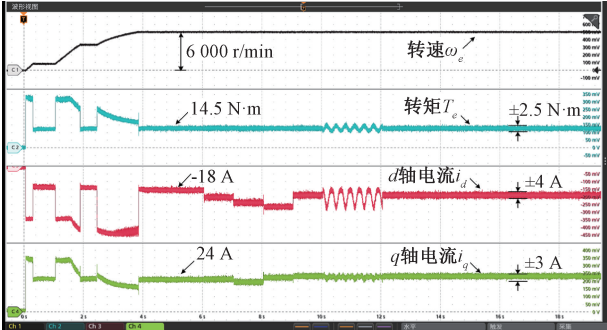


图 13 PI 实验结果

Fig. 13 Experimental results of PI

相较于仿真实验结果,半实物实验控制性能略微下降,但整体的实验效果与仿真实验并无差别。受电压环影响,PI 和 STSMC 在弱磁程度较深时,难以应对复杂的扰动工况,造成转矩和电流脉动的增加。FST-NFTSMC 能有效抑制电压环的脉动,从而降低电流和转矩脉动。

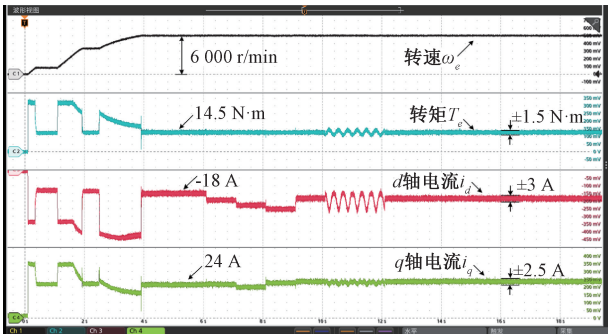


图 14 STSMC 实验结果

Fig. 14 Experimental results of STSMC

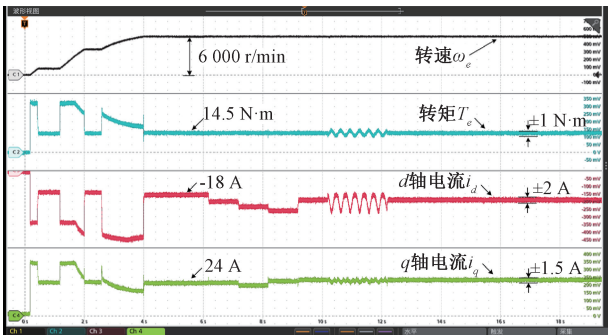


图 15 FST-NFTSMC 实验结果

Fig. 15 Experimental results of FST-NFTSMC

同时在受到电机内部的参数摄动和外部的时变扰动后,FST-NFTSMC 能迅速恢复稳态,保持系统在深度弱磁区的稳定。表 4 为 3 种方法的控制性能对比。

表 4 PI/STSMC/FST-NFTSMC 的控制性能对比
Table 4 Comparison of control performance for PI/STSMC/FST-NFTSMC

性能指标	PI	STSMC	FST-NFTSMC
转速响应 ¹	0.4/0.7/1.0	0.16/0.435/0.79	0.136/0.416/0.714
转矩脉动 ²	17.2%	10.3%	6.9%
i_a THD	6%	3.9%	2.66%

注:1. 转速响应:到达参考转速所用的时间。
2. 转矩脉动:转矩误差幅值与基准转矩的比例。

综上所述,转速-电压环 FST-NFTSMC 能有效提高系统在无弱磁区和弱磁区的响应速度,以及面对复杂工况的抗干扰能力,降低电流谐波、电磁转矩脉动。

5 结 论

为解决传统负 i_d 电流补偿法在弱磁程度较深时控制性能不佳的问题,将 MPTV 曲线用作 d 轴电流的限幅值,准确跟踪深度弱磁切换点,实现浅度弱磁区到深度弱磁区的平滑切换,确保电机系统平稳运行在深度弱磁区。

将无模型滑模控制引入电压环和转速环控制,取代传统 PI 控制器,分析 IPMSM 在参数摄动时的数学模型,构建转速-电压环超局部模型,在传统超螺旋算法的基础上提出反馈超螺旋算法,结合非奇异快速终端切换函数设计转速-电压环 FST-NFTSMC,抑制电压环在弱磁程度较深时的脉动过大的问题,降低电流和转矩的脉动,提高 IPMSM 在深度弱磁区的转速响应和稳定性。同时设计 ISMDO 对 FST-NFTSMC 进行前馈补偿,进一步提高电机发生转矩时变扰动和参数摄动时的稳定性,加快收敛速度,确保电流和转矩变化平稳,有效提高了电机系统在深度弱磁控制时的抗干扰能力。该方法在弱磁控制的电压环控制器上进行了尝试,实验结果证明了其在浅度弱磁区和深度弱磁区均有较好的控制性能,但其观测器在电压观测上仍有不足,电压跟踪误差还存在较大误差,之后可以进一步改进其观测器,降低电压跟踪误差,实现对电压环的精确控制和跟踪。

参考文献

- [1] SANZ A, OYARBIDE E, GÁLVEZ R, et al. Analytical maximum torque per volt control strategy of an interior permanent magnet synchronous motor with very low battery voltage [J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(7): 1042-1050.
- [2] WANG SH, KANG J, DEGANI M, et al. An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2630-2641.
- [3] YUNIARTO M N, SIDHARTA I, YOHANES Y, et al. On the development and experimental validation of a novel and intuitive interior permanent magnet synchronous motor controller for electric vehicle application [J]. World Electric Vehicle Journal, 2022, 13(6): 107-128.
- [4] WANG SH, KANG J S, DEGANI M, et al. An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2630-2641.
- [5] LIU S Y, SONG Z X, LIU Y X, et al. Flux-weakening controller design of dual three-phase PMSM drive system with copper loss minimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(2): 2351-2363.
- [6] MIGUEL-ESPINAR C, HEREDERO-PERIS D, GROSS G, et al. Maximum torque per voltage flux-weakening strategy with speed limiter for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(10): 9254-9264.
- [7] PAN Y, LIU X, ZHU Y, et al. A leading angle flux weakening control method for PMSM based on active disturbance rejection control[J]. Progress In Electromagnetics Research C, 2022, 121: 29-38.
- [8] LEE H J, SHON J G. Improved voltage flux-weakening strategy of permanent magnet synchronous motor in high-speed operation [J]. Energies, 2021, 14(22): 7464-7479.
- [9] LEE H, LEE G, KIM G, et al. Variable incremental controller of permanent-magnet synchronous motor for voltage-based flux-weakening control[J]. Energies, 2022, 15(15): 5733-5748.
- [10] FAN S, ZHANG Y, JIN J, et al. Deadbeat predictive current control of PMSM drives with an adaptive flux-weakening controller[J]. IET Power Electronics, 2022, 15(8): 753-763.
- [11] BIANCHINI C, FRANCESCHINI G, TORREGGIANI A. Improvement on flux weakening control strategy for electric vehicle applications [J]. Applied Sciences, 2021, 11(5): 2422-2438.
- [12] 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 S Y, SU J Y, YANG G J. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control [J]. Journal of electrotechnics, 2022, 37(23): 6135-6144.
- [13] WANG CH, ZHU Z Q, ZHAN H L. Adaptive voltage feedback controllers on nonsalient permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 56(2): 1529-1542.
- [14] 刘光辉,何凤有,吴翔,等.内置式永磁同步电机滑模弱磁控制[J].电力电子技术, 2018, 52(3): 82-85.
- LIU G H, HE F Y, WU X, et al. Flux weakening control of interior permanent magnet synchronous motor based on sliding mode controller[J]. Power Electronics, 2018, 52(3): 82-85.
- [15] 时维国,金鑫.一种永磁同步电机交轴电流误差积分反馈深度弱磁控制策略[J].电机与控制应用, 2018, 45(7): 23-29.
- SHI W G, JIN X. A permanent magnet synchronous motor q -axis current error integral feedback depth field-weakening control strategy [J]. Electric Machines and Control Applications, 2018, 45(7): 23-29.
- [16] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Analytical design and autotuning of adaptive flux-weakening voltage regulation loop in IPMSM drives with accurate torque

- regulation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 301-313.
- [17] LI X, LIU C, WU SH, et al. Sliding-mode flux-weakening control with only single current regulator for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2019, 7: 131616-131626.
- [18] 赵越, 刘斌. 基于滑模变结构的内置式永磁同步电机弱磁矢量控制[J]. 信息与控制, 2017, 46(4): 428-436.
- ZHAO Y, LIU B. Flux-weakening vector control of interior permanent magnet synchronous motor based on sliding mode variable structure controller[J]. Information and Control, 2017, 46(4): 428-436.
- [19] LIU B, ZHAO Y, HU H Z. Structure-variable sliding mode control of interior permanent magnet synchronous motor in electric vehicles with improved flux-weakening method[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(1): 1-12.
- [20] CAVUS B, AKTAS M. A new adaptive terminal sliding mode speed control in flux weakening region for dte controlled induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 449-458.
- [21] 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 CH Q, LI X Y. Model-free backstepping control of SMPMSM System [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(8): 51-57.
- [22] 赵凯辉, 殷章欢, 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.
- [23] GAO P, ZHANG G, LYU X. Model-free hybrid control with intelligent proportional integral and super-twisting sliding mode control of PMSM drives[J]. Electronics, 2020, 9(9): 1427-1443.
- [24] GAO P, ZHANG G, LYU X. Model-free control using improved smoothing extended state observer and super-twisting nonlinear sliding mode control for PMSM drives [J]. Energies, 2021, 14(4): 922-937.
- [25] FADEL M, SEPULCHRE L, PIETRZAK-DAVID M. Deep flux-weakening strategy with MTPV for high-speed IPMSM for vehicle application[J]. IFAC-PapersOnLine, 2018, 51(28): 616-621.
- [26] YI Z, LI X, YIN Y, et al. Deep flux weakening control of ipmsm based on d-axis current error integral regulator[J]. Progress in Electromagnetics Research M, 2023, 118: 163-175.
- [27] LI X, YIN Y, ZHOU Y, et al. The non-singular fast terminal sliding mode control of interior permanent magnet synchronous motor based on deep flux weakening switching point tracking[J]. Energy Engineering, 2023, 120(2): 277-297.
- [28] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2386.
- ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [29] 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.
- [30] YANG Y, QIN S, JIANG P. A modified super-twisting sliding mode control with inner feedback and adaptive gain schedule [J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2017, 31(3): 398-416.
- [31] CHEN Y, TAN R, ZHENG Y, et al. Sliding-mode control with multipower approaching law for dc-link voltage of z-source photovoltaic inverters [J]. IEEE Access, 2019, 7: 133812-133821.

作者简介



李祥飞, 1999 年于郑州大学获得硕士学位, 2003 年于中南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授, 主要研究方向为电力传动控制。

E-mail: lixiangfei2006@163.com

Li Xiangfei received his M. Sc. degree from Zhenzhou University in 1999, Ph. D. degree from Central South University in 2003, respectively. Now he is a professor and master supervisor in Hunan University of Technology. His main research interest includes electric drive control.



易志萱, 2022 年于湖南工业大学获得学士学位, 现为湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为永磁同步电机控制与故障诊断。

E-mail: a18774751169@163.com

Yi Zhixuan received his B. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2022. Now he is a M. Sc. candidate with the Hunan University of Technology. His main research interests include electric drive

technology and its fault diagnosis.



刘锺钺, 2022 年于长沙理工大学获得学士学位, 现为湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为永磁同步电机控制与故障诊断。
E-mail: lj2321925777@163.com

Liu Junqin received his B. Sc. degree from Changsha University of Science & Technology in 2021. Now he is a M. Sc. candidate with the Hunan University of Technology. His main research interests include electric drive technology and its fault diagnosis.



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 his 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 interests include intelligent control and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor.



邹莉华(通信作者), 2002 年于国防科技大学获得学士学位, 现为湖南工业大学讲师, 主要研究方向为电机控制技术。
E-mail: zoulihua0518@163.com

Zou Lihua (Corresponding author) received her B. Sc. from National University of Defense Technology in 2002. Now she is a lecturer in Hunan University of Technology. Her main research interest includes motor control technology.