

永磁同步电机新型有效磁链固定时滑模扰动 辨识策略

刘思源^{1,2}, 刘凌^{1,2}, 靳东松^{1,2}

(1. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对外界负载发生扰动时永磁同步电机矢量控制器动态性能不佳的问题,提出了一种永磁同步电机有效磁链固定时滑模负载辨识策略(FTSMLTO)。首先,结合有效磁链定义,分析了电机有效磁链模型,构建降阶有效磁链三阶扩展状态观测器,实现对电机参数依赖性的降低;然后结合固定时滑模理论构建了观测器的虚拟控制率和虚拟控制输入,实现电流误差的固定时间收敛,从而提升负载转矩动态变化时的观测精确性和速度;最后将观测到的负载转矩前馈到电流环控制器,从而实现对动态变化的负载转矩的精确观测和补偿,进一步提升控制系统的动态性能。通过数值仿真对提出的扰动辨识策略进行验证,结果发现:相较于传统滑模负载转矩观测器,所提出的固定时滑模负载观测策略观测值稳态误差小、动态性能好;采用FTSMLTO前馈补偿后相较于未补偿时转速正向超调减小约10.7%,负向超调减小约14.9%,正弦负载时超调减小约25.0%。

关键词: 永磁同步电机;固定时间一致性;滑模负载转矩观测器;状态观测器;扰动前馈补偿

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202309015 **文章编号:** 0253-987X(2023)09-0144-08

A Novel Active Flux Fixed-Time Sliding Mode Disturbance Identification Method for Permanent Magnet Synchronous Motor

LIU Siyuan^{1,2}, LIU Ling^{1,2}, JIN Dongsong^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The vector controller of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) suffers poor dynamic performance when external load disturbance occurs. Therefore, a novel active flux fixed-time sliding mode load disturbance identification method for the PMSM was proposed in this paper. Firstly, based on the definition of active flux, the active flux model of the motor was analyzed, and the reduced-order active flux third-order extended state observer was constructed in combination with the extended state observer theory to reduce the dependence on the motor parameters. Then the virtual control rate and virtual control input of the observer was constructed in combination with the fixed-time sliding mode theory to realize the fixed-time convergence of the current error and improve the observation accuracy and corresponding speed when the load torque changed dynamically. Finally, the observed load torque was fed forward to the current loop con-

troller to realize the accurate observation and compensation of the dynamically changing load torque, and further improve the dynamic performance of the control system. The proposed disturbance identification strategy was verified by numerical simulation: Compared with the traditional sliding mode load torque observer, the fixed-time sliding mode load observer proposed in this paper has a lower steady-state error and better dynamic performance; compared with the uncompensated condition, after FTSMLTO feedforward compensation is adopted, the positive speed overshoot is reduced by about 10.7%, the negative overshoot by about 14.9%, and the overshoot under sinusoidal load by about 25.0%.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; fixed-time consensus; sliding mode load torque observer; state observer; disturbance rejection feedforward compensation

永磁同步电机(PMSM)在体积、效率、功率密度等方面具有优势,因而在机器人和电动汽车等领域得到了广泛应用。PMSM 是典型的非线性多变量耦合系统。矢量控制(VC)因其优异的动态性能而被广泛应用于 PMSM 的控制^[1-17]。

在设计 PMSM 闭环矢量控制系统时,控制器的设计是在假设负载转矩扰动为零时进行的^[12],因而当负载发生波动时,控制器往往难以较好地抑制负载转矩波动对电机转速产生的影响。这可能导致电机功角不稳定,造成失步、反转甚至损坏设备。为解决负载转矩波动引起的电机状态不稳定,引入负载转矩观测并进行前馈补偿是一种较为常见的做法^[11-14]。文献[11]设计了一种新型变系数指数趋近率并应用到滑模负载观测器设计中,前馈至电流环后提升了电流环的动态性能和稳态精度,但由于引入了 sigmoid 函数,虽然一定程度上减小了抖振现象,但同时降低了滑模观测器的动态响应性能;文献[12]设计了一种降维负载转矩观测器,但由于引入的补偿项是线性误差,因而动态性能有所欠缺;文献[13]设计了一种基于 Kalman 滤波器的负载转矩观测器,该观测器可以准确跟踪负载转矩的变化,用观测的转矩形成对参考转矩的前馈补偿,可以大大提高系统转速控制性能;文献[14]设计了一种基于无迹 Kalman 滤波算法的负载观测器,相较于扩展 Kalman 滤波,摒弃了对非线性函数进行线性化的做法,对提升观测器动态性能具有优势。

传统的负载观测器或存在参数设计繁琐的问题,或在负载发生突变时观测效果不佳。滑模观测器具有参数设计简单,动态性能好的优点^[15-17]。但由于其本身引入了符号函数,因而会引入不期望的抖振现象^[11],并且传统的滑模观测器存在的缺陷之一就是仅能保证渐进收敛,这意味着在一个具有明确上界的时间限度内无法实现精确收敛,即收敛速

度是难以预测的,而这在观测稳态信号时将进一步恶化其输出信号的稳定性和精确性^[16]。为解决上述问题,本文将固定时间滑模理论引入负载观测策略。固定时间滑模理论的核心是逆向设计虚拟控制量,构造 Lyapunov 稳定性方程,进而给出收敛时间的上界^[18-20]。固定时间滑模理论的核心优势在于能够迫使误差变量在一个具有明确上界的时间限度内收敛,因而可以控制误差变量的收敛速度,从而在提高滑模观测器的动态性能的同时减少因符号函数而引起的抖振现象。

传统滑模观测器是在静止两相坐标系下建立电机的反电势模型。本文采用的有效磁链模型将电机模型建立在两相旋转坐标系($d-q$ frame)下,可使所有交流电机的数学模型将具有相同的动态方程,区别仅在于有效磁链的不同。本文采用的内置式永磁同步电机,其模型仅与定子电阻和 q 轴电感有关,且 q 轴电流的动态方程就包含了电机转速信息,进而可以获得负载转矩信息^[21-23]。采用该模型可以减少电机动态方程数量以及对电机参数的依赖。为进一步提升观测到的信号精确性和动态响应,本文结合扩展状态观测器(ESO)理论对 PMSM 有效磁链模型进行状态重构和估计,进而构建 PMSM 三阶扩展状态观测器动态方程^[1-9,23-24]。本文基于扩展状态观测器理论,结合 PMSM 降阶有效磁链模型设计了一种固定时滑模负载观测器(FTSMLTO);将观测到的扰动进行了前馈补偿,改善了电流环控制器对负载变化的抗扰能力,构成一种固定时滑模负载扰动辨识方法,并进行了稳定性证明。最终通过仿真结果证明了所提出的负载观测器的有效性和优越性。

1 PMSM 有效磁链模型

为简化分析,假定磁路不饱和,磁滞与涡流损耗影响不计,则永磁同步电机在两相旋转($d-q$)坐标系

下的 IPMSM 定子电压方程如式(1)~(3)所示^[21-22]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\phi_d - \omega_e \phi_q \\ u_q = R_s i_q + p\phi_q + \omega_e \phi_d \\ \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5n_{pp}[\phi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q \quad (2)$$

电机运动方程为

$$\begin{aligned} \frac{J_s}{n_{pp}} p\omega_e &= T_e - T_L = \\ 1.5n_{pp}[\phi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q - T_L \end{aligned} \quad (3)$$

以上式中: u_d 、 u_q 分别为电机 d 、 q 轴定子电压; i_d 、 i_q 为 d 、 q 轴定子电流; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴电感; R_s 为定子电阻; n_{pp} 为电机极对数; ω_e 为电角速度; J_s 为转动惯量; ϕ_f 为转子磁链; T_e 、 T_L 分别为电机电磁和负载转矩; p 为微分算子。

对于表贴式永磁同步电机而言,有效磁链 $\phi_{\text{active}} = \phi_f$,而对于本文所用的电机而言,有效磁链 $\phi_{\text{active}} = \phi_f + (L_d - L_q)i_d$ 。

电机运动方程为

$$\frac{J_s}{n_{pp}} p\omega_e = \underbrace{1.5n_{pp}\phi_{\text{active}}i_q}_{T_e} - T_L \quad (4)$$

将 $\phi_{\text{active}} = \phi_f + (L_d - L_q)i_d$ 代入式(1)得电机有效磁链电压模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_q p i_d + p\phi_{\text{active}} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q p i_q + \omega_e (L_q i_d + \phi_{\text{active}}) \end{cases} \quad (5)$$

将其变换为电流动态方程得

$$\begin{cases} L_q p i_d = u_d - R_s i_d - p\phi_{\text{active}} + \omega_e L_q i_q \\ L_q p i_q = u_q - R_s i_q - \omega_e (L_q i_d + \phi_{\text{active}}) \end{cases} \quad (6)$$

由上式可知, d 轴电流动态方程包含电机角度信息,而 q 轴电流动态方程包含电机转速信息。

2 固定时滑模负载观测器

2.1 FTSMLTO 的设计

由式(6)知,仅需 q 轴动态方程即可构建电机模型。结合电机运动方程(4),即可构建 3 阶滑模扩展状态观测器如下

$$\begin{cases} L_q p \hat{i}_q^v = u_q - R \hat{i}_q - (L_q i_d + \phi_{\text{active}})(\hat{\omega}_e + v_1) \\ p \hat{\omega}_e^v = J_s^{-1} n_{pp} [\frac{3}{2} n_{pp} \phi_{\text{active}} \hat{i}_q] - \hat{T}_L + v_2 \\ p \hat{T}_L = C + u \end{cases} \quad (7)$$

式中:上标 $\wedge$ 表示对实际值的估计;上标 v 表示引入了虚拟控制率($v_i, i=1,2$)的虚拟状态变量; v_1 、 v_2 是需要设计的虚拟控制率; u 是虚拟控制输入; C 是常数;值得注意的是,为方便观测器设计,在以式(7)设计的观测器中,负载转矩观测值与实际负载转矩相差系数 $J_s^{-1} n_{pp}$,在前馈时需要将该系数除去。

结合固定时滑模理论,构建虚拟控制率 v_1 为

$$v_1 = -k_1 |\bar{i}_q|^\alpha \text{sgn}(\bar{i}_q) - k_2 |\bar{i}_q|^\beta \text{sgn}(\bar{i}_q) \quad (8)$$

式中: $\alpha = \rho/\zeta$; $\beta = \zeta/\rho$, 其中 ρ 、 ζ 是正奇整数,满足 $\rho > \zeta$, 并且 $0.5(\rho + \zeta)$ 也为正奇整数; $\text{sgn}()$ 是符号函数; k_1 、 k_2 是需要设计的参数; $\bar{i}_q$ 是 q 轴电流误差,表示测量得到的 q 轴电流减去估计的 q 轴电流,其表达式为 $\bar{i}_q = i_q - \hat{i}_q$ 。

定义函数 $g(a, b, x) = -a |x|^\alpha \text{sgn}(x) - b |x|^\beta \text{sgn}(x)$, 则式(8)可写为 $v_1 = g(k_1, k_2, \bar{i}_q)$ 。

接着引入新的状态变量 ϵ_1

$$\tau_1 p \epsilon_1 = g(1, 1, \Lambda_1) \quad (9)$$

式中, $\Lambda_1 = \epsilon_1 - (\hat{\omega}_e + v_1)$ 。

其中 τ_1 是需要设计的时间常数, τ_1 应尽可能小从而迫使 ϵ_1 尽快收敛到 $\hat{\omega}_e + v_1$ 。

值得注意的是,在设计观测器参数时, k_1 、 k_2 应选择的足够大,从而使系统满足半全局终结一致有界性,进而使得系统稳定。

构建误差变量 $\bar{e}_1$ 为

$$\bar{e}_1 = \hat{\omega}_e - \epsilon_1 \quad (10)$$

则

$$v_2 = g(k_3, k_4, \bar{e}_1) + g(1, 1, \Lambda_1)/\tau_1 \quad (11)$$

同理,引入状态变量 ϵ_2

$$\begin{aligned} \tau_2 p \epsilon_2 &= g(1, 1, \Lambda_2) \\ \Lambda_2 &= \epsilon_2 - (\hat{T}_L - v_2) \end{aligned} \quad (12)$$

构建误差变量 $\bar{e}_2$ 为

$$\bar{e}_2 = \hat{T}_L - \epsilon_2 \quad (13)$$

则虚拟控制输入为

$$u = g(k_5, k_6, \bar{e}_2) + g(1, 1, \Lambda_2)/\tau_2 \quad (14)$$

式中: τ_2 是时间常数; $k_i (i=3, 4, \dots, 6)$ 是需要设计的参数。同前文提到的一样, τ_2 应尽可能小,从而满足收敛的快速性; $k_i (i=3, 4, \dots, 6)$ 应足够大来确保系统稳定。

2.2 FTSMLTO 的稳定性证明及收敛时间计算

为进行下一步分析,给出如下引理。

引理 1^[19] 考虑如下微分方程系统

$$\dot{x}(t) = f(x(t)), x(0) = x_0$$

假设存在方程 $V(x): U \rightarrow R$ 使得

(1) $V(x): U \rightarrow R$ 是正定的;

(2)存在正实数 α, β ,任意小的正实数 ϵ ,正奇整数 m, n, p, q 满足 $m > n, p > q$,紧集 W_0 使得 $pV \leq -\alpha V^{m/n} - \beta V^{p/q} + \epsilon$, $x_0 \in W_0$ 成立。

则该微分方程系统半全局一致终结有界,且系统可以稳定到原点任意小的领域,即 $V(t) \leq 2\gamma_1$ 并且 $\alpha\gamma_1^{m/n} + \beta\gamma_1^{p/q} = \epsilon$,实现该稳定的时间上界为

$$t_f \leq T = \frac{1}{\alpha} \frac{n}{m-n} + \frac{1}{\beta(2^{p/q}-1)} \frac{q}{q-p}$$

引理 2^[25] 对于每个正实数 a, b, c 和满足 $1/p + 1/q = 1$ 的正实数 p, q ,有如下不等式成立

$$ab \leq c^p a^p / p + c^{-q} b^q / q$$

对于本文提出的 FTSMLTO(式(7)~(14)),本节给出其稳定性证明和收敛时间上界。 q 轴电流估计值 $\hat{i}_q$ 以及误差变量 $\Lambda_1, \bar{e}_1, \Lambda_2, \bar{e}_2$ 对于时间的导数分别可以表示为

$$\begin{aligned} L_q \hat{p}i_q &= u_q - R\hat{i}_q - (L_q i_d + \psi_{\text{active}}) \hat{\omega}_e = \\ &u_q - R\hat{i}_q - (L_q i_d + \psi_{\text{active}}) \\ &(\bar{e}_1 + \Lambda_1 + \hat{\omega}_e + v_1) \\ \hat{p}i_q &= (u_q - R\hat{i}_q - (L_q i_d + \psi_{\text{active}}) \cdot \\ &(\bar{e}_1 + \Lambda_1 + \hat{\omega}_e + g(k_1, k_2, \bar{i}_q))) / L_q \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} p\Lambda_1 &= p\epsilon_1 - (p\hat{\omega}_e + pv_1) = \\ &g(1, 1, \Lambda_1) / \tau_1 - (p\hat{\omega}_e + pv_1) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} p\bar{e}_1 &= p\hat{\omega}_e - p\epsilon_1 = \\ &J_s^{-1} n_{\text{pp}} [\frac{3}{2} n_{\text{pp}} \psi_{\text{active}} \hat{i}_q] - \\ &(\bar{e}_2 + \Lambda_2 + \hat{T}_L - g(k_3, k_4, \bar{e}_1)) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} p\Lambda_2 &= p\epsilon_2 - (p\hat{T}_L - pv_2) = \\ &g(1, 1, \Lambda_2) / \tau_2 - (p\hat{T}_L - pv_2) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} p\bar{e}_2 &= p\hat{T}_L - p\epsilon_2 = C + u - p\epsilon_2 = \\ &C + g(k_5, k_6, \bar{e}_2) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} pV &\leq c + \frac{(L_q i_d + \psi_{\text{active}})}{L_q} (-k_1) |\bar{i}_q|^{\alpha+1} + \frac{(L_q i_d + \psi_{\text{active}})}{L_q} \left(\frac{\gamma_1^{\beta+1}}{\beta+1} - k_2 \right) |\bar{i}_q|^{\beta+1} + \left(\frac{(L_q i_d + \psi_{\text{active}}) \gamma_1^{-(\alpha+1)}}{L_q \alpha+1} + \frac{\lambda_2^{\alpha+1}}{\alpha+1} - k_3 \right) \cdot \\ &|\bar{e}_1|^{\alpha+1} + \left(\frac{\gamma_2^{\beta+1}}{\beta+1} - k_4 \right) |\bar{e}_1|^{\beta+1} + \left(\frac{\gamma_2^{-(\alpha+1)}}{\alpha+1} - k_5 \right) |\bar{e}_2|^{\alpha+1} + (-k_6) |\bar{e}_2|^{\beta+1} + \left(\frac{\eta_1^{\alpha+1}}{\alpha+1} - \frac{1}{\tau_1} \right) |\Lambda_1|^{\alpha+1} + \left(-\frac{1}{\tau_1} \right) |\Lambda_1|^{\beta+1} + \\ &\left(\frac{\eta_2^{\alpha+1}}{\alpha+1} - \frac{1}{\tau_2} \right) |\Lambda_2|^{\alpha+1} + \left(\frac{\lambda_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} - \frac{1}{\tau_2} \right) |\Lambda_2|^{\beta+1} + \frac{\eta_1^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |B_1|^{\beta+1} + \frac{\eta_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |B_2|^{\beta+1} \end{aligned} \quad (25)$$

得到式(25)后,合理选择参数,使得式(26)成立

$$\begin{cases} A_1 = \min \left\{ k_1, k_3 - \frac{(L_q i_d + \psi_{\text{active}})}{L_q} \frac{\gamma_1^{-(\alpha+1)}}{\alpha+1} - \frac{\lambda_2^{\alpha+1}}{\alpha+1}, k_5 - \frac{\gamma_2^{-(\alpha+1)}}{\alpha+1}, \frac{1}{\tau_1} - \frac{\eta_1^{\alpha+1}}{\alpha+1}, \frac{1}{\tau_2} - \frac{\eta_2^{\alpha+1}}{\alpha+1} \right\} \\ A_2 = \min \left\{ k_2 - \frac{\gamma_1^{\beta+1}}{\beta+1}, k_4 - \frac{\gamma_2^{\beta+1}}{\beta+1}, k_6, \frac{1}{\tau_1}, \frac{1}{\tau_2} - \frac{\lambda_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} \right\} \\ A_3 = c + \frac{\eta_1^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |B_1|^{\beta+1} + \frac{\eta_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |B_2|^{\beta+1} \end{cases} \quad (26)$$

构建 Lyapunov 方程如下

$$V = \frac{1}{2} \bar{i}_q^2 + \frac{1}{2} \Lambda_1^2 + \frac{1}{2} \Lambda_2^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_1^2 + \frac{1}{2} \bar{e}_2^2 \quad (20)$$

则式(20)对于时间的导数为

$$pV = \bar{i}_q \hat{p}i_q + \Lambda_1 p\Lambda_1 + \Lambda_2 p\Lambda_2 + \bar{e}_1 p\bar{e}_1 + \bar{e}_2 p\bar{e}_2 \quad (21)$$

在上述 Lyapunov 方程中,由于 $\bar{i}_q = i_q - \hat{i}_q$,并且控制器开关频率很高,同时 q 轴电流稳态时波动很小,因而近似认为一个控制周期内 i_q 不变,则 $p i_q = 0$,故有

$$\hat{p}i_q = -\hat{p}i_q \quad (22)$$

根据引理 2,可以得到以下不等式(23)

$$\begin{cases} |\bar{i}_q \bar{e}_1| \leq |\bar{i}_q| |\bar{e}_1| \leq \frac{\gamma_1^{\beta+1}}{\beta+1} |\bar{i}_q|^{\beta+1} + \frac{\gamma_1^{-(\alpha+1)}}{\alpha+1} |\bar{e}_1|^{\alpha+1} \\ |\bar{i}_q \Lambda_1| \leq |\bar{i}_q| |\Lambda_1| \leq \frac{\lambda_1^{\alpha+1}}{\alpha+1} |\bar{i}_q|^{\alpha+1} + \frac{\lambda_1^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |\Lambda_1|^{\beta+1} \\ -\bar{e}_1 \bar{e}_2 \leq |\bar{e}_1| |\bar{e}_2| \leq \frac{\gamma_2^{\beta+1}}{\beta+1} |\bar{e}_1|^{\beta+1} + \frac{\gamma_2^{-(\alpha+1)}}{\alpha+1} |\bar{e}_2|^{\alpha+1} \end{cases} \quad (23a)$$

$$-\bar{e}_1 \Lambda_2 \leq |\bar{e}_1| |\Lambda_2| \leq \frac{\lambda_2^{\alpha+1}}{\alpha+1} |\bar{e}_1|^{\alpha+1} +$$

$$\frac{\lambda_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |\Lambda_2|^{\beta+1} - \Lambda_1 (p\hat{\omega}_e + pv_1) \leq$$

$$\begin{aligned} |\Lambda_1| |B_1| &\leq \frac{\eta_1^{\alpha+1}}{\alpha+1} |\Lambda_1|^{\alpha+1} + \frac{\eta_1^{\beta+1}}{\beta+1} |B_1|^{\beta+1} - \\ &\Lambda_2 (p\hat{T}_L - pv_2) \leq |\Lambda_2| |B_2| \leq \\ &\frac{\eta_2^{\alpha+1}}{\alpha+1} |\Lambda_2|^{\alpha+1} + \frac{\eta_2^{-(\beta+1)}}{\beta+1} |B_2|^{\beta+1} \end{aligned} \quad (23b)$$

式中, $\gamma_i, \lambda_i, \eta_i (i=1, 2)$ 均为正实数。同时,存在实数 c 满足

$$\begin{aligned} c &\geq -\bar{i}_q (u_q - R\hat{i}_q - (L_q i_d + \psi_{\text{active}}) \hat{\omega}_e) / L_q + \\ &\bar{e}_1 J_s^{-1} n_{\text{pp}} [\frac{3}{2} n_{\text{pp}} \psi_{\text{active}} \hat{i}_q] - \bar{e}_1 \hat{T}_L + \bar{C} \bar{e}_2 \end{aligned} \quad (24)$$

将式(15)~(19)、式(22)(23)代入式(21),可得

表 1 永磁同步电机参数
Table 1 Parameters of the PMSM

参数	数值
额定功率 P_N/W	750
额定电流 I_N/A	4
额定转速 $n_N/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	1 500
定子电阻 R_s/Ω	6.11
d 轴电感 L_d/H	0.008 26
q 轴电感 L_q/H	0.011 54
永磁体磁链 ϕ_f/Wb	0.07
极对数 n_{pp}	5
转动惯量 $J_s/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.001 15

仿真所用的观测器参数如表 2 所示。对本文所用 IPMSM 原型矢量控制系统进行仿真的结果如图 2、图 3 所示。

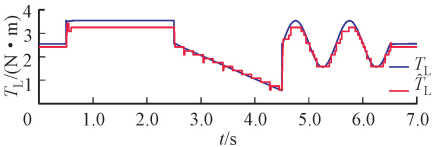
表 2 设计的观测器参数
Table 2 Parameters of the FTSMLTO

参数	数值
k_1	32.93
k_2	32.93
k_3	25.85
k_4	25.85
k_5	4
k_6	4
τ_1	0.75
τ_2	0.85
α	25/13
β	13/25

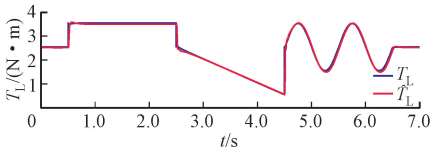
图 2 为传统滑模负载观测器及 FTSMLTO 观测到的负载转矩波形。图 2、图 3 中蓝色线为实际负载转矩,红色线为观测器观测到的负载转矩波形,黄色线为观测器测得的实际转速,绿色线为给定转速。电机在给定转速为 1 500 r/min 下运行。负载转矩初值由电机转速、转动惯量等决定,在电机转速不变时保持不变。在第 0.5 s 时负载转矩阶跃增加 1 N·m,在 2.5 s 负载转矩阶跃减小 1 N·m;在第 2.5 s 负载转矩回到初值后再以 1 N·m/s 的斜率斜坡降低 2 s;在第 4.5 s 时阶跃回到初值,接着以初值为直流偏置,幅值为 1,周期为 1 s 的正弦波运行 2 s;在第 6.5 s 时回到初值。

从图 2(a)中可知,在传统负载观测时,稳态时

存在较大的稳态误差,最大误差约 0.3 N·m;动态时响应较差,形成了锯齿波,难以精确跟踪电机负载转矩。尽管在稳态时传统滑模负载观测器能够观测出负载转矩,但动态时效果很差,这在需要精确补偿电机负载转矩的应用场景下是不可接受的。而采用 FTSMLTO 后,从图 2(b)中可知,稳态误差最大值减小至约 0.05 N·m,并且动态响应大大提高,在负载转矩扰动情况复杂时也能精确跟踪,大大提升了负载转矩的观测精度。



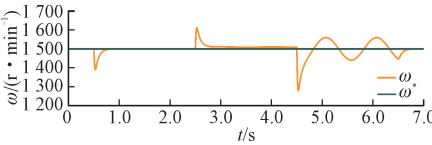
(a)传统滑模负载转矩观测器



(b)FTSMLTO 观测到的负载转矩

图 2 不同负载观测器观测得到的负载转矩仿真结果
Fig. 2 Simulation results of load torque observed by different load observers

图 3 为将不同负载观测器观测值前馈至电流环后的转速响应。图 3(a)为未加负载转矩前馈补偿时的转速波形,此时正向最大超调为 112 r/min,负向最大超调-221 r/min,负载转矩为正弦波时超调为±60 r/min;图 3(b)为前馈补偿传统滑模负载转矩观测值时的转速波形,此时正向最大超调为 110 r/min,负向最大超调-216 r/min,加正弦负载时超调为±58 r/min;图 3(c)为前馈补偿 FTSMLTO 转矩观测值时的转速波形,此时正向最大超调为 100 r/min,负向最大超调-188 r/min,加正弦负载时超调为±45 r/min。采用 FTSMLTO 前馈补偿后相较于未补偿时转速正向最大超调减小约 10.7%,最大负向超调减小约 14.9%,正弦负载时超调减小约 25.0%;相较于传统滑膜负载观测器前馈补偿后转速正向最大超调减小约 9.1%,负向最大超调减小约 13.0%,正弦负载时超调减小约 22.4%。由上述分析得出,FTSMLTO 前馈补偿后电机转速动态性能得到了大幅提升。



(a)未加负载转矩前馈补偿

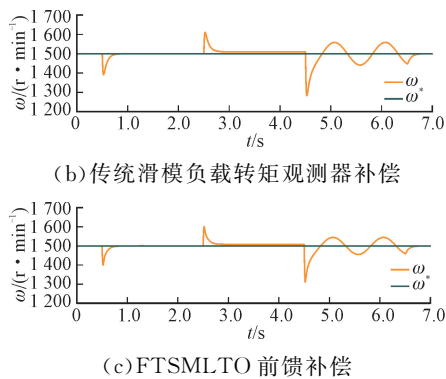


图3 不同负载转矩观测器前馈补偿后的转速结果

Fig. 3 Speed results under feedforward compensation of different load torque observer

由图2和图3知,采用FTSMLTO相比传统滑模负载观测器能够大幅提升负载观测值的精确性和动态性能;前馈补偿至电流环后,电机转速动态性能也得到了提升。

4 结 论

(1)推导了IPMSM降阶有效磁链模型,构建了电机有效磁链三阶扩展状态观测器。

(2)设计了基于固定时滑模理论的虚拟控制率和虚拟控制输入。

(3)采用观测转矩前馈的方法对电流环进行补偿,从而改善系统的动态响应,构成一种永磁同步电机降阶有效磁链固定时滑模负载扰动辨识策略。

(4)通过数值仿真,将本文提出的FTSMLTO与传统滑模负载观测策略进行了对比分析,数值结果表明,在观测负载转矩曲线上,FTSMLTO具有更小的稳态误差和更好的动态响应;将观测值前馈至电流环后,电机转速动态性能得到了提升,能够更好地抵抗负载转矩的波动,控制性能得到了提升。

参考文献:

- [1] ZHANG Tianru, XU Zhuang, GERADA C. A nonlinear extended state observer for sensorless IPMSM drives with optimized gains [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(2): 1485-1494.
- [2] 陈强, 许昌源, 孙明轩. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机重复学习控制 [J]. 控制理论与应用, 2021, 38(9): 1372-1380.
- CHEN Qiang, XU Changyuan, SUN Mingxuan. Extended state observer-based repetitive learning control for permanent magnet synchronous motors [J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(9): 1372-1380.

- [3] 吴春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 172-181.
- WU Chun, FU Zijun, SUN Mingxuan, et al. Sensorless control of PMSM in all speed range based on extended state observer for load torque compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 172-181.
- [4] 杨淑英, 王玉柱, 储昭晗, 等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1985-1996.
- YANG Shuying, WANG Yuzhu, CHU Zhaohan, et al. Current decoupling control of PMSM based on an extended state observer with continuous gains [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1985-1996.
- [5] 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(6): 28-35.
- ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fengyang, et al. An improved sliding mode control for PMSM considering sliding mode chattering and disturbance compensation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(6): 28-35.
- [6] 毛海杰, 李炜, 蒋栋年, 等. 基于线性扩张状态观测器的永磁同步电机状态估计与性能分析 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(10): 2155-2165.
- MAO Haijie, LI Wei, JIANG Dongnian, et al. State estimation and performance analysis based on linear extended state observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(10): 2155-2165.
- [7] 周杨, 汤杰, 盛明磊, 等. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机无传感器控制方法 [J]. 微电机, 2018, 51(1): 44-49.
- ZHOU Yang, TANG Jie, SHENG Minglei, et al. Research on sensorless control for PMSM system based on extended state observer [J]. Micromotors, 2018, 51(1): 44-49.
- [8] 唐欢, 曾喆昭. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机滑模控制 [J]. 测控技术, 2017, 36(10): 89-92.
- TANG Huan, ZENG Zhezao. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer [J]. Measurement & Control Technology, 2017, 36(10): 89-92.
- [9] 魏海峰, 韦汉培, 张懿. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机 PWM 电流预测控制 [J]. 控制与决策, 2018, 33(2): 351-355.
- WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi. PWM pre-

- dictive current control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer [J]. Control and Decision, 2018, 33(2): 351-355.
- [10] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 53-59.
- CHANG Xuejian, LIU Ling, CUI Rongxin. A nonsingular fast terminal sliding mode controller with varying boundary layers for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(6): 53-59.
- [11] 靳东松, 刘凌. 永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制 [J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(7): 38-46.
- JIN Dongsong, LIU Ling. Improved control strategy combining deadbeat predictive current control with disturbance rejection feedforward compensation for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(7): 38-46.
- [12] 韩镇锚, 胡勤丰. 带负载转矩观测器的永磁同步电机位置控制 [J]. 微特电机, 2018, 46(3): 39-42, 52.
- HAN Zhenmao, HU Qinfeng. The load torque observer for position control of permanent magnet synchronous motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(3): 39-42, 52.
- [13] 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30-36.
- ZHENG Zedong, LI Yongdong, XIAO Xi, et al. Load torque observer of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 30-36.
- [14] 张震, 沈学珂. 基于负载转矩观测器的永磁同步电机抗负载扰动策略 [J]. 电器与能效管理技术, 2018(18): 19-26.
- ZHANG Zhen, SHEN Xueke. Anti-load disturbance strategy of permanent magnet synchronous motor based on load torque observer [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2018(18): 19-26.
- [15] YE Shuaichen, YAO Xiaoxian. An enhanced SMO-based permanent-magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407-4419.
- [16] WANG Bo, SHAO Yanzhen, YU Yong, et al. High-order terminal sliding-mode observer for chattering suppression and finite-time convergence in sensorless SPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11910-11920.
- [17] 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(6): 104-109.
- WANG Hanxiao, LIU Ling, WU Huawei. A sensorless permanent magnet synchronous motor control strategy for improved sliding mode observers with stator parameters identification [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(6): 104-109.
- [18] NI Junkang, LIU Ling, LIU Chongxin, et al. Fixed-time dynamic surface high-order sliding mode control for chaotic oscillation in power system [J]. Nonlinear Dynamics, 2016, 86(1): 401-420.
- [19] NI Junkang, LIU Ling, LIU Chongxin, et al. Fixed-time leader-following consensus for second-order multiagent systems with input delay [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8635-8646.
- [20] SHI Shang, GU J, XU Shengyuan, et al. Globally fixed-time high-order sliding mode control for new sliding mode systems subject to mismatched terms and its application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10776-10786.
- [21] 张兴华, 刘伟. 基于有效磁链滑模观测器的 IPMSM 直接转矩控制 [J]. 电气传动, 2017, 47(7): 7-11.
- ZHANG Xinghua, LIU Wei. Direct torque control of interior permanent magnet synchronous motors based on sliding-mode active flux observers [J]. Electric Drive, 2017, 47(7): 7-11.
- [22] 吴轩钦, 谭国俊, 何凤有, 等. 基于有效磁链的电励磁同步电机无速度传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 81-90.
- WU Xuanqin, TAN Guojun, HE Fengyou, et al. Speed sensor-less control of electronically excited synchronous motor based on active-flux [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 81-90.
- [23] LIN Qilian, LIU Ling, LIANG Deliang. Hybrid active flux observer to suppress position estimation error for sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 872-886.
- [24] XU Zhuang, ZHANG Tianru, BAO Yuli, et al. A nonlinear extended state observer for rotor position and speed estimation for sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 733-743.
- [25] HARDY G, LITTLEWOOD J, POLYA G. Inequalities [M]. Cambridge County, UK: Cambridge University Press, 1951.

(编辑 亢列梅)