

张宇祥,李白雅,杨城健,等.基于非奇异快速终端超螺旋滑模的 PMSM 无传感器控制[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2024,39(2):52-59.doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2024.02.007

ZHANG Y X, LI B Y, YANG C J, et al. Sensorless Control of PMSM Based on Non-singular Fast Terminal Super-twisting Sliding Mode[J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2024, 39(2): 52-59. doi: 10.13582/j.cnki.1672-9102.2024.02.007

基于非奇异快速终端超螺旋滑模的 PMSM 无传感器控制

张宇祥,李白雅*,杨城健,封志鹏

(湖南科技大学 信息与电气工程学院,湖南 湘潭 411201)

摘要:为了解决传统滑模观测器因自身结构原因存在较大抖振的问题,对传统滑模观测器进行改进.首先,利用非奇异快速终端滑模面代替线性滑模面,并采用超螺旋算法作为控制律,重新设计非奇异快速终端超螺旋滑模观测器;然后,利用李雅普诺夫函数证明其稳定性;最后,在 MATLAB 环境下,建立基于非奇异快速终端超螺旋滑模观测器的永磁同步电机(PMSM)无传感器控制系统仿真模型,并进行仿真验证和分析.结果表明:与传统滑模观测器相比,所提出的模型能够有效减小抖振,提高观测精度.

关键词:永磁同步电机;非奇异快速终端滑模;超螺旋算法;无传感器控制

中图分类号:TM351 **文献标志码:**A **文章编号:**1672-9102(2024)02-0052-08

Sensorless Control of PMSM Based on Non-singular Fast Terminal Super-twisting Sliding Mode

ZHANG Yuxiang, LI Baiya, YANG Chengjian, FENG Zhipeng

(School of Information and Electrical Engineering, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China)

Abstract: Sliding mode observers are widely used in sensorless control of permanent magnet synchronous motor (PMSM), but traditional sliding mode observers have large chattering due to their own structure. To solve this problem, the traditional sliding mode observers are improved. First, the non-singular fast terminal sliding mode surface is used to replace the linear sliding mode surface, while the super spiral algorithm is used as the control law to redesign the non-singular fast terminal super spiral sliding mode observer. Then the Lyapunov function is used to prove its stability. In the MATLAB environment, a PMSM sensorless control system simulation model based on a non-singular fast terminal super spiral sliding mode observer is established for simulation verification and analysis. The simulation results show that compared with the traditional sliding mode observer, the designed method can effectively reduce chattering and improve the observation accuracy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; non-singular fast terminal sliding mode; super-twisting algorithm; sensorless control

永磁同步电机(PMSM)具有调速性能好、损耗小和转矩惯量比大等优点,因而得到广泛的应用.在

PMSM 高性能矢量控制中,为了实时获得转子的转速和位置,通常需要安装机械传感器,如光电编码器、旋转变压器等.然而,安装机械传感器不仅会降低功率密度,增加系统故障,而且在某些特殊环境下还会导致机械传感器无法使用^[1].因此,PMSM 无传感器控制技术成为近年来研究的热点^[2-3].

目前,PMSM 无传感器的控制方法主要有模型参考自适应法^[4]、高频信号注入法^[5]、扩展卡尔曼滤波器^[6]和滑模观测器(SMO)^[7]等.其中,滑模观测器对数学模型不敏感,抗干扰能力强,结构简单,且动态性能优越,但传统滑模观测器因自身结构原因存在较大抖振.张立伟等^[8]利用分段指数型函数代替传统滑模观测器中的开关函数,有效地减小抖振;吕德刚等^[9]采用在零点处连续地切换控制函数来代替在零点处不连续地切换控制函数的方法,进一步降低抖振;苗敬利等^[10]利用超螺旋算法构造超螺旋滑模观测器,结果表明:该观测器在估算转子位置和转速方面的性能优越,同时可以降低超调抖振;李白雅等^[11]采用分数阶微积分重新设计一种分数阶滑模面,并将幂次趋近率与分数阶微积分相结合,提出一种新型分数阶趋近率,可以有效地减小系统抖振,提高估算准确度,但该算法复杂,不利于工程实现.

为了进一步降低滑模观测器的抖振,提高转子位置和转速的估算精度,本文设计一种非奇异快速终端滑模面(NFTSM),采用超螺旋滑模算法作为控制律并利用李雅普诺夫函数证明其稳定性.最后,分别对采用传统SMO与采用非奇异快速终端超螺旋滑模观测器(NFTSTSMO)的无传感器控制系统进行仿真验证和对比分析.

1 永磁同步电机数学模型

建立基于 $\alpha\beta$ 坐标系下的PMSM电压方程^[12]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + DL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + DL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}. \quad (1)$$

式中: $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电压和定子电流; L_d 和 L_q 为直轴电感和交轴电感; R 为定子电阻; D 为微分算子; ω_e 为电角速度; E_α 和 E_β 为扩展反电动势,其表达式为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - Di_q) + \omega_e \psi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix}. \quad (2)$$

式中: i_d, i_q 为定子电流的 dq 轴分量; ψ_f 为磁链; θ_e 为转子位置角.

对于表贴式永磁同步电机,有

$$L_d = L_q = L_s. \quad (3)$$

式中: L_s 为定子电感.

则有

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}E_\alpha; \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}E_\beta. \end{cases} \quad (4)$$

扩展反电动势的表达式可改写为

$$\begin{cases} E_\alpha = -\psi_f \omega_e \sin\theta_e; \\ E_\beta = \psi_f \omega_e \cos\theta_e. \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知:扩展反电动势包含有转子位置角 θ_e ,电角速度 ω_e 以及磁链 ψ_f 等信息.因此,可以通过反电动势获得转子位置角 θ_e 和电角速度 ω_e .

2 传统滑模观测器设计

传统滑模观测器的设计如下^[12]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha); \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\tilde{i}_\beta). \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为定子电流的观测值; k 为滑模切换增益; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数; \tilde{i}_α 和 \tilde{i}_β 为电流估算误差, 其表达式为

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha; \\ \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta. \end{cases} \quad (7)$$

将式(6)与式(4)作差可得定子电流的误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}E_\alpha - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha); \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s}E_\beta - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\tilde{i}_\beta). \end{cases} \quad (8)$$

设计滑模面为

$$s = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s. \quad (9)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$; $\mathbf{i}_s = [i_\alpha \ i_\beta]^T$.

令滑模控制律为

$$v_s = k \cdot \text{sign}(\tilde{\mathbf{i}}_s). \quad (10)$$

式中: $k > \max(|E_\alpha| \ |E_\beta|)$.

当滑模观测器的状态变量进入滑动模态后, 有 $s = \dot{s} = 0$, 所以有

$$e_s = k \cdot \text{sign}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s). \quad (11)$$

式中: e_s 为估算反电动势.

根据式(10)可以使定子电流观测值跟踪到实际值, 使等效控制部分与 PMSM 反电动势保持一致, 因此, 式(11)可以用来估算反电动势.

由于估算反电动势中包含电流误差的开关信号, 这将会给控制性能带来不良影响, 因此, 需要将其通过低通滤波器滤除高频谐波来获得等效控制量, 即

$$\hat{e}_s = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} k \cdot \text{sign}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s). \quad (12)$$

式中: \hat{e}_s 为滤波后的估算反电动势; ω_c 为滤波器截止频率.

利用反正切函数得到转子位置, 即有

$$\hat{\theta}_{\text{eq}} = -\arctan(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta). \quad (13)$$

式中: $\hat{\theta}_{\text{eq}}$ 为转子位置估算值; $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的估算反电动势.

然而, 当等效控制量经过低通滤波器后, 导致估算反电动势发生改变, 从而带来相位延迟, 转子角度估算的精度将会有所降低. 由于很小的滤波截止频率也会导致很大的相位延迟, 为解决这一问题, 在实际应用中需要增加角度补偿, 即

$$\hat{\theta}_e = -\arctan(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta) + \arctan(\hat{\omega}_e / \omega_c). \quad (14)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 为角度补偿后的转子位置估算值; $\hat{\omega}_e$ 为电角速度估计值.

因此, 表贴式三相 PMSM 转速估计值的表达式为

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\psi_f}. \quad (15)$$

传统滑模观测器算法的控制框图如图 1 所示.

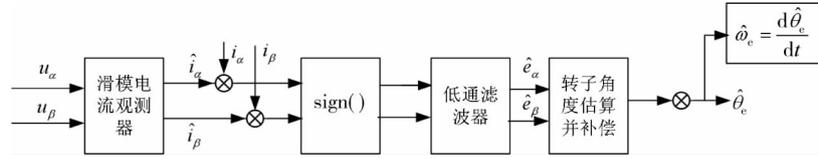


图 1 传统 SMO 控制

3 NFTSTSMO 设计

3.1 非奇异快速终端滑模面

在滑模面中引入非线性函数构造终端滑模面,能使系统的跟踪误差在一定时间内收敛到零^[13],但是终端滑模面会出现奇异现象.在传统的终端滑模控制中,当系统状态接近平衡状态时,非线性滑模面的收敛速度会小于线性滑模面的收敛速度.因此,本文通过非奇异快速终端滑模面^[14]来构造观测器:

$$s = e + \alpha e^\lambda + \beta e^{p/q}. \quad (16)$$

式中: e 为系统状态误差; α, β 为比例系数, $1 > \alpha > 0, \beta > 0$; λ 为指数; p, q 为正奇数, $\lambda > p/q$, 且要求 $2 > p/q > 1$ 来满足滑模面的非奇异性.

3.2 超螺旋控制律

高阶滑模是目前削弱抖振的方法之一,相比于传统滑模,它避免了相对阶的限制,并且高阶滑模将系统输出控制律的不连续项包含在积分项中,从而得到在时间上连续的光滑信号,理论上消除了抖振,而且依然保留传统一阶滑模控制的强鲁棒性.由于高阶滑模控制需要获取滑模变量信息及其导数信息才能实现,这些条件限制了高阶滑模的发展.LEVANT^[15]提出一种超螺旋算法,该算法仅需要滑模变量的信息,又具有高阶滑模的特性,是一种可行性较强的算法.其具体算法如下:

$$\begin{cases} \dot{v} = -k_p |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + v_1; \\ \dot{v}_1 = -k_i \text{sgn}(s). \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} k_p > \frac{\Phi}{\Gamma_{\min}} > 0; \\ k_i^2 > \frac{4\Phi\Gamma_{\max}(k_p + \Phi)}{\Gamma_{\min}^3(k_p - \Phi)}. \end{cases} \quad (18)$$

式中: v 为超螺旋控制律; k_p, k_i 为超螺旋滑模观测器增益; $\Phi, \Gamma_{\min}, \Gamma_{\max} \in \mathbf{R}^+$.

本文将超螺旋算法作为控制律^[16-19]设计 NFTSTSMO,具体设计如下:选择电子电流作为状态变量,由式(4)可知 PMSM 状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{B}\mathbf{d}; \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}. \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\mathbf{A} = -(R_s/L_s)\mathbf{I}$ (\mathbf{I} 为单位矩阵); $\mathbf{x} = \mathbf{y} = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$; $\mathbf{u} = [u_\alpha \quad u_\beta]^T$; $\mathbf{d} = [E_\alpha \quad E_\beta]^T$; $\mathbf{B} = (1/L_s)\mathbf{I}$; $\mathbf{C} = \mathbf{I}$.

则 NFTSTSMO 可设计为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{B}\mathbf{v}. \quad (20)$$

式中: v 为超螺旋控制律; $\hat{\mathbf{x}}$ 为电子电流的观测值,且

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_\alpha \quad \hat{i}_\beta]^T. \quad (21)$$

由式(19)和式(20)可得电子电流的误差方程为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} - \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}v + \mathbf{B}d. \quad (22)$$

$\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ 为电流观测误差,令其为 \mathbf{e} ,则式(22)可写为

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}(d - v). \quad (23)$$

且

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha & \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha & \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix}^T. \quad (24)$$

由于滑模控制系统要满足滑模面 s 及其一阶导数 \dot{s} 在规定时间内收敛到零,根据式(16)可得

$$s = (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \alpha (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^\lambda + \beta [\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \mathbf{B}(d - v)]^{p/q}. \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \dot{s} = & [\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \mathbf{B}d - \mathbf{B}v][1 + \alpha\lambda (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^{\lambda-1}] + \frac{\beta p}{q} [\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \mathbf{B}d - \mathbf{B}v]^{\frac{p}{q}-1} [\mathbf{A}^2(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \\ & \mathbf{A}\mathbf{B}d + \mathbf{B}\dot{d} - \mathbf{B}\dot{v}] - \frac{\mathbf{A}\mathbf{B}\beta p}{q} [\mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \mathbf{B}d - \mathbf{B}v]^{\frac{p}{q}-1} v. \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)可以写为

$$\dot{s} = \varphi(t, \mathbf{x}, \mathbf{d}) + \gamma(t, \mathbf{x}, \mathbf{d})v. \quad (27)$$

且满足

$$\begin{cases} |\varphi(t, \mathbf{x}, \mathbf{d})| \leq \Phi; \\ 0 < \Gamma_{\min} < |\gamma(t, \mathbf{x}, \mathbf{d})| < \Gamma_{\max}. \end{cases} \quad (28)$$

式中: $\varphi(t, \mathbf{x}, \mathbf{d})$ 和 $\gamma(t, \mathbf{x}, \mathbf{d})$ 为不确定函数.

控制器稳定性的证明如下:

选取 Lyapunov 函数为 $V = \frac{1}{2}s^2$, 则

$$\dot{V} = s\dot{s}. \quad (29)$$

将式(25)和式(27)代入式(29)可得

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(\varphi + \gamma v) = s\varphi + s\gamma \left[-k_p |s|^{1/2} \text{sgn}(s) - \int k_i \text{sgn}(s) dt \right]. \quad (30)$$

由式(28)可得 $|\varphi| \leq \Phi, 0 < \Gamma_{\min} < |\gamma| < \Gamma_{\max}$, 则

$$\dot{V} < \varphi |s| - \gamma \int k_i |s| dt - \gamma k_p |s|^{3/2}. \quad (31)$$

由式(18)可得 $k_p > \frac{\Phi}{\Gamma_{\min}} > 0, k_i > 0$, 则

$$\dot{V} < -\gamma k_p |s|^{3/2} < 0. \quad (32)$$

因此,式(32)满足 Lyapunov 稳定性定理,证明了该控制器的稳定性.非奇异快速终端超螺旋滑模观测器(NFTSTSMO)的控制框图如图2所示.

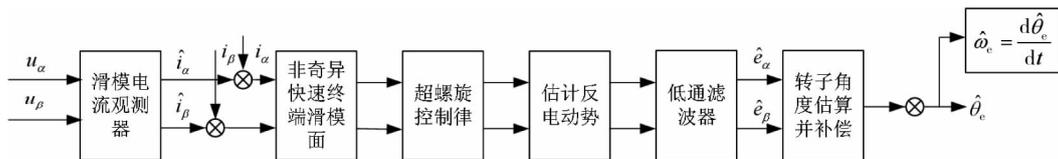


图2 NFTSTSMO 控制

4 仿真结果与分析

为了分析 NFTSTSMO 的性能,根据图2所示的控制框图,利用 MATLAB 搭建的仿真模型如图3所示,

并将仿真结果与传统滑模观测器进行对比.采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,其中电机仿真参数:极对数 $p_n = 4$, 定子电感 $L_s = 8.5 \text{ mH}$, 定子电阻 $R = 2.875 \text{ } \Omega$, 磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$, 转动惯量 $J = 0.001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 阻尼系数 $b=0$.仿真条件设置:直流侧电压 $U_{dc} = 311 \text{ V}$, PWM 开关频率 $f_{\text{pwm}} = 10 \text{ kHz}$, 仿真时间 0.1 s ,采用定步长 ode3 算法,初始给定转速 $n_{\text{ref}} = 1\ 000 \text{ r/min}$.

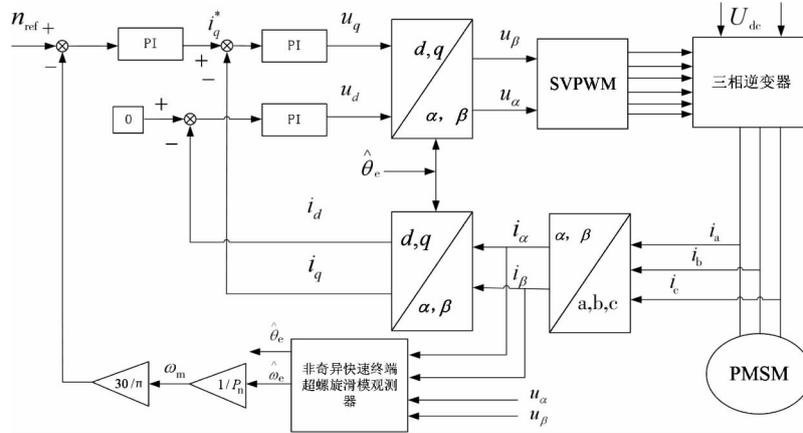


图 3 基于 NFTSTSMO 的控制系统仿真模型

图 4 是基于传统 SMO 的转速估计值与实际值的对比波形,图 5 为 0.025 s 处的局部放大图.由图 4 和图 5 可知:基于传统 SMO 的估计转速的抖振较大,精度不高,其转速估计误差在 10 r/min 左右,不能准确地跟踪实际转速.

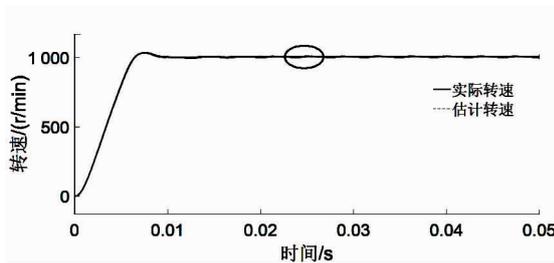


图 4 传统 SMO 转速估计值与实际值

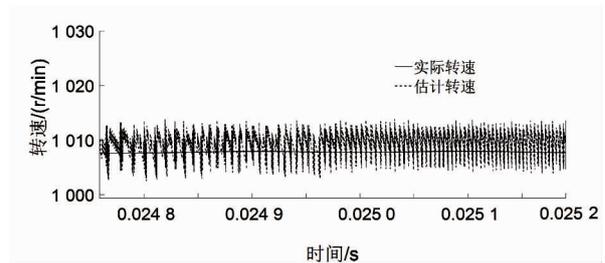


图 5 传统 SMO 转速估计局部放大

图 6 是基于 NFTSTSMO 的转速估计值与实际值的对比波形,图 7 为 0.025 s 处的局部放大图.由图 7 可知:该观测器估计转速的抖振明显减小,几乎没有抖振,误差在 2 r/min 以内.因此,相比于传统滑模观测器,本文设计的 NFTSTSMO 能够准确地跟踪电机的实际转速,观测精度更高.

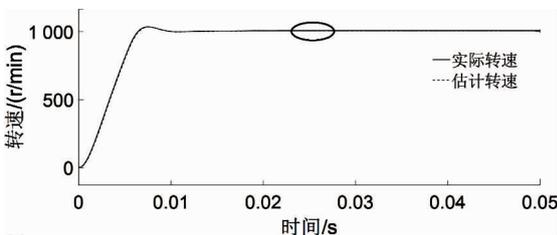


图 6 NFTSTSMO 转速估计值与实际值

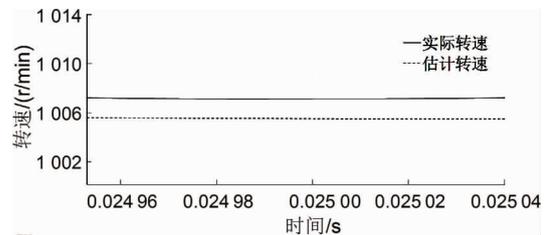


图 7 NFTSTSMO 转速估计局部放大

图 8 与图 9 分别是 2 种观测器下的转速估计误差.由图 8 可知:基于传统 SMO 的电机转速估计误差在启动时最大,约为 17 r/min 左右,在电机平稳运行后,转速估计误差在 0~10 r/min 的范围内,其波形上下波动的幅度较大,不能达到理想的跟踪效果.由图 9 可知:NFTSTSMO 在启动时的转速误差约为 10 r/min,平稳运行后转速误差在 1~2 r/min 的范围内,启动和平稳运行后的转速误差都比传统 SMO 更小,跟踪较准确.

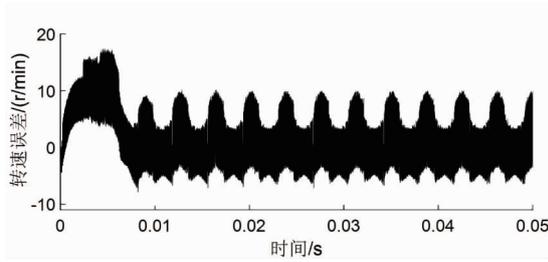


图8 传统 SMO 转速估计误差

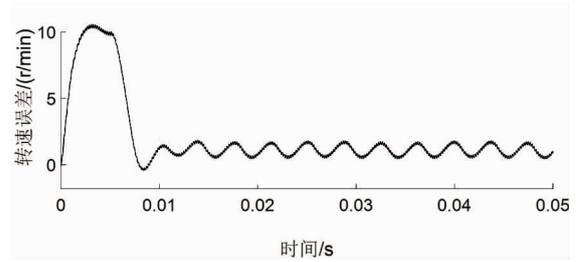


图9 NFTSTSMO 转速估计误差

图 10 为基于传统 SMO 的电机转子位置估计值与实际值的对比波形,图 11 为 0.025 s 处的局部放大图.图 12 为基于 NFTSTSMO 的电机转子位置估计值与实际值的对比波形,图 13 为 0.025 s 处的放大图.由图 10 和图 11 可知:传统 SMO 在启动时不能对实际的转子位置进行准确跟踪,误差较大,约为 0.78 rad,在电机平稳运行后,也存在较大抖振,导致波形重叠在一起,估计精度低.由图 12 和图 13 可知:本文设计的 NFTSTSMO 在启动时能准确地跟踪实际的转子位置,误差较小,约为 0.03 rad,在电机平稳运行后,波形图清晰且不重叠,较大地削弱了抖振,估计精度更高.

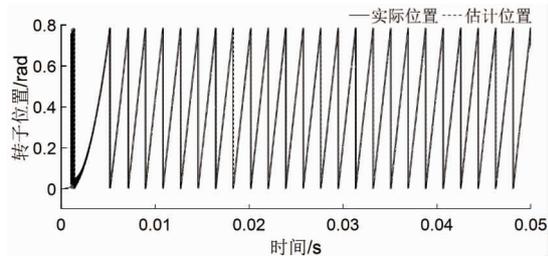


图 10 传统 SMO 转子位置估计值与实际值

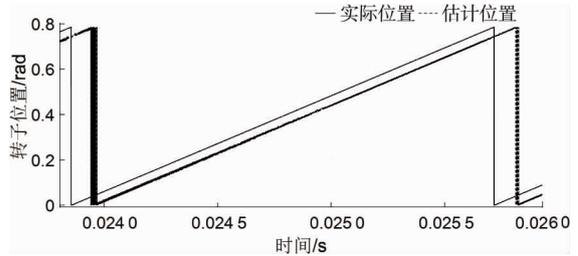


图 11 传统 SMO 转子位置局部放大

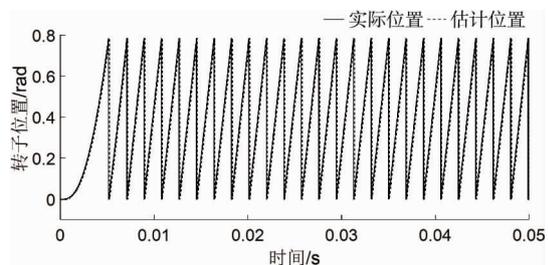


图 12 NFTSTSMO 转子位置估计值与实际值

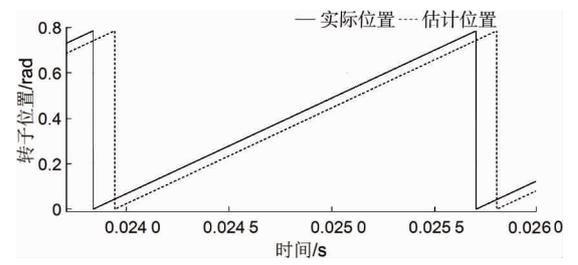


图 13 NFTSTSMO 转子位置局部放大

图 14 和图 15 分别为基于传统 SMO 和基于 NFTSTSMO 的电机转子位置估计误差波形.由图 14 可知:传统 SMO 在启动时,转子位置估计的误差较大,与图 10 显示的结果一致.由图 14 和图 15 可知:图 15 的曲线更加平滑,曲线上下波动较小,说明采用本文设计的观测器能够在一定程度上减小转子位置估计的误差,有效提高转子位置角的估算准确度.

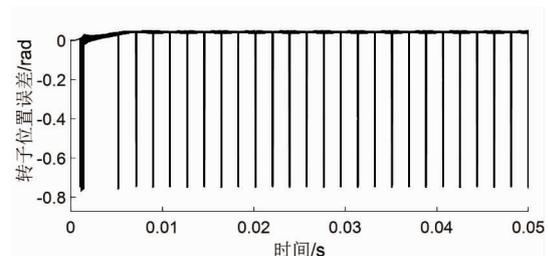


图 14 传统 SMO 转子位置估计误差

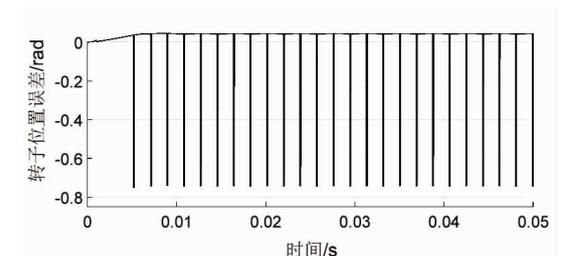


图 15 NFTSTSMO 转子位置估计误差

5 结论

1)通过仿真发现,在永磁同步电机的无传感器控制系统中,相对于传统 SMO,本文设计的 NFTSTSMO 能够明显减小抖振。

2)所设计的 NFTSTSMO 对转速和转子位置的跟踪精度、估算准确度更高,估计误差更小,具有较好的观测性能。

参考文献:

- [1] LU Q, WU W Y, ZHANG T, et al. Reduced-order resonant regulator-based position harmonic error suppression for sensorless permanent magnet synchronous motor drives [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2021, 235(7): 1287–1296.
- [2] WANG Y R, XU Y X, ZOU J B. ILC-based voltage compensation method for PMSM sensorless control considering inverter nonlinearity and sampling current DC bias [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5980–5989.
- [3] CHEN S, ZHANG X, WU X, et al. Sensorless control for IPMSM based on adaptive super-twisting sliding-mode observer and improved phase-locked loop [J]. Energies, 2019, 12(7): 1225.
- [4] 张子晗.变惯量负载永磁同步电机的模型参考自适应控制研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2020.
- [5] ZHAO X, WANG C S, DUAN W, et al. Research on sensorless control system of low speed and high power PMSM based on improved high frequency signal injection [J]. Energy Reports, 2021, 7: 499–504.
- [6] ZHANG D, JIANG J G. Sensorless control of PMSM for DC micro-grid flywheel energy storage based on EKF [J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 1227–1231.
- [7] 曹亚丽,曹竣奥,宋昕,等.一种改进滑模观测器的 PMSM 矢量控制研究 [J].电力系统保护与控制,2021,49(16): 104–111.
- [8] 张立伟,李行,宋佩佩,等.基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统 [J].电工技术学报,2019,34(增刊1):70–78.
- [9] 吕德刚,李子豪.表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制 [J].电机与控制学报,2021,25(10):58–66.
- [10] 苗敬利,张宇航,秦王毓.基于超螺旋算法的永磁同步电机无传感器控制策略 [J].现代电子技术,2020,43(17):162–165,170.
- [11] 李白雅,杨城健,王锦涛,等.一种分数阶滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略 [J].防爆电机,2020,55(4): 17–20,41.
- [12] 袁雷.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真 [M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [13] 刘金琨.滑模变结构控制 MATLAB 仿真:基本理论与设计方法 [M].4 版.北京:清华大学出版社,2019.
- [14] 付东学,赵希梅.永磁直线同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制 [J].电工技术学报,2020,35(4):717–723.
- [15] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control [J]. International Journal of Control, 2003, 76(9/10): 924–941.
- [16] GAO P, ZHANG G M, LV X D. 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.
- [17] TAN L W, GAO J, LUO Y H, et al. Super-twisting sliding mode control with defined boundary layer for chattering reduction of permanent magnet linear synchronous motor [J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2021, 35(5): 1829–1840.
- [18] 于东晖.基于超螺旋滑模观测器的 IPMSM 无位置传感器控制 [D].大连:大连理工大学,2020.
- [19] KALI Y, SAAD M, DOVAL-GANDOY J, et al. Discrete terminal super-twisting current control of a six-phase induction motor [J]. Energies, 2021, 14(5): 1339.