

基于非奇异快速终端滑模观测器的 永磁同步电机无位置传感器控制

王辉航, 赵朝会, 万东灵, 胡怡婷, 吉洪智
(上海电机学院 电气学院, 上海 200240)

摘要: 在基于滑模观测器(SMO)的永磁同步电机无位置传感器控制中, 位置和转速观测误差较大且抖振较强。为了解决这个问题, 在分析传统 SMO 的基础上, 研究一种非奇异快速终端滑模面, 并探讨了一种带有积分的滑模控制律, 有效地提高了观测精度, 且降低了抖振, 省去了低通滤波器和转子位置的补偿环节。通过李雅普诺夫函数证明了该观测器的稳定性。最后利用 MATLAB/Simulink 软件进行仿真。结果表明: 所研究的观测器相比传统 SMO 拥有更好的控制性能。

关键词: 永磁同步电机; 非奇异快速终端滑模; 无位置传感器控制

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0028-06

Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Observer

WANG Huihang, ZHAO Chaohui, WAN Dongling, HU Yiting, JI Hongzhi
(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In the sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer (SMO), the observation error of position and speed was large and the chattering was strong. In order to solve this problem, the traditional SMO was analyzed. A kind of non-singular fast terminal sliding mode surface was studied, and a sliding mode control law with integral was discussed, which could effectively improve the observation accuracy, reduce chattering and eliminate the low pass filter and rotor position compensation. The stability of the observer was proved by Lyapunov function. Finally, MATLAB/Simulink software was used for simulation, and the results showed that the control performance of the proposed observer was better than that of the traditional SMO.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); non-singular fast terminal sliding mode; sensorless control

0 引言

在高性能的永磁同步电机(PMSM)控制系统中, 为了准确获得转子位置和转速信息, 通常需要在 PMSM 的转轴处安装高精度的传感器。然而机械传感器的安装不仅占用空间, 增加系统成本, 降低系统可靠性, 而且对使用环境有较为苛刻的要求^[1]。因此, PMSM 的无位置传感器控制技术

成为了该领域研究的热点^[2-3]。

在中高速的 PMSM 无位置传感器控制系统中, 研究人员不断提出基于各种算法的控制策略, 其中常用的有模型参考自适应法、卡尔曼滤波算法和滑模观测器方法等。文献[4-5]采用的模型参考自适应算法, 其计算量较小, 结构简单, 但是对参数变化较为敏感; 文献[6-7]采用的卡尔曼滤波算法具有一定的鲁棒性, 但是有较多的矩阵

作者简介: 王辉航(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机与智能电器。

赵朝会(1963—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

万东灵(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动与控制。

求逆运算,计算量较大;采用滑模控制理论对反电动势进行估测的滑模观测器(SMO)拥有较强的鲁棒性,且动态性能优越。在文献[8]的SMO中滑模面和控制律皆采用sign函数,为了使系统误差保持在滑模面上,且拥有较强的鲁棒性,符号函数sign只能不断地进行高频切换,从而导致系统高频抖振。文献[9-10]分别用饱和函数sat和连续函数sigmoid代替sign函数,虽然有效降低了抖振,但是也降低了系统鲁棒性,牺牲了系统的响应速度。文献[11-12]采用一种积分型非奇异终端滑模面,虽然能有效避免传统非奇异终端滑模面中微分项带来的噪声,但是控制律中含有高频切换函数,同样会使系统产生较大抖振。文献[13]将混合非奇异终端滑模面应用到传统的线性滑模面上,避免了微分项带来的噪声;同时所设计的控制律含有积分项,实现了对抖振的有效抑制。但当系统误差离滑模面较远时,系统收敛速度较慢。

为了解决上述文献中的不足,本文研究了一种非奇异快速终端滑模(NFTSM),并根据NFTSM面设计了一种带积分项的控制律,然后将该控制律应用到矢量控制的无位置传感器控制系统中。利用李雅普诺夫(Lyapunov)函数证明了所研究控制算法的稳定性。最后对采用传统SMO的无位置传感器控制系统与本文研究的非奇异快速终端滑模观测器(NFTSMO)的无位置传感器控制系统进行了仿真对比分析。

1 PMSM 数学模型

假定PMSM为理想的电机,而且满足条件:(1)忽略电机铁心的饱和;(2)不计电机中的涡流和磁滞损耗;(3)电机中三相电流为正弦波电流,则隐极式PMSM在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系中的电压方程如式(1)所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_α, u_β —— $\alpha\beta$ 轴的定子电压;

i_α, i_β —— $\alpha\beta$ 轴的定子电流;

L_s ——定子电感;

R_s ——定子电阻;

E_α, E_β —— α, β 轴的扩展反电动势,可由式(2)表示。

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ω_e ——转子电角速度;

ψ_f ——磁链;

θ_e ——转子位置电角度。

从式(2)可以看出,电压方程的扩展反电动势中包含转子位置和转速信息,只要能得到扩展反电动势,就可以解算出转子位置和转速。

2 传统 SMO 分析

为了获得转子位置和转速信息,可以通过构造一个SMO来估测电机的扩展反电动势。

重写式(1)的电压方程,可得电流的状态方程,如式(3)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

将传统SMO设计如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_\alpha \\ \dot{\hat{i}}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ —— α, β 轴的定子电流的观测值;

V_α, V_β —— α, β 轴扩展反电动势的观测值。

式(4)减式(3)可得定子电流的误差方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_\alpha \\ \dot{\tilde{i}}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} E_\alpha - V_\alpha \\ E_\beta - V_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 。

令滑模面 $s_\alpha = \tilde{i}_\alpha, s_\beta = \tilde{i}_\beta$, 滑模控制率为

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(s_\alpha) \\ k \operatorname{sgn}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: k ——切换增益,满足 $k > \max(|E_\alpha|, |E_\beta|)$;

sgn ——符号函数。

在所选滑模面和控制律下,容易证明该SMO具有稳定性。

当系统状态变量到达滑模面后,即进入滑动模态时,则有 $s_{\alpha\beta} = 0, \dot{s}_{\alpha\beta} = 0$, 因此由式(5)可得:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(s_\alpha) \\ k \operatorname{sgn}(s_\beta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

由于符号函数的存在,使得观测的扩展反电

动势是一个高频切换的信号,为了获得光滑的反电动势信号,需对式(7)进行低通滤波,则处理后的信号如下:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: ω_c ——低通滤波器的截止角频率。

$\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 是观测的光滑扩展反电动势信号,由式(2)可得转速和转子位置观测值为

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f} \quad (9)$$

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(-\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) \quad (10)$$

在低通滤波器的作用下,扩展反电动势的观测值发生相位的偏移,因此,还须在式(10)中加入一个相位补偿,即:

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(-\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_c}\right) \quad (11)$$

从以上分析可知,由于选择了上述滑模面和控制律,使得观测到的扩展反电动势是一个高频切换信号,无法直接处理,因此须通过低通滤波器来获得光滑的信号。但因滤波器的特性,须对转子角进行相应的补偿,就降低了系统的观测精度,增加了系统复杂度。

3 NFTSMO 分析

为了提高系统的观测精度,同时使系统状态误差迅速到达滑模面,本文研究了一种 NFTSMO。现将 NFTSM 面选取为

$$s = e + me^{a/b} + ne^{p/q} \quad (12)$$

其中: e 为系统状态误差; $m>0$; $n>0$; $a/b>1$; p, q 为正奇数,且满足 $2>p/q>1$ 。

令 $s=0$, 可得系统状态误差变化率为

$$\dot{e} = \left(-\frac{e}{n} - \frac{m}{n}e^{a/b}\right)^{q/p} \quad (13)$$

若不考虑指数,则系统误差变化率由线性项 $(-e/n)$ 和非线性项 $(-m/ne^{a/b})$ 决定。当系统状态变量远离平衡点,即误差较大时,误差收敛速度由式(13)中的非线性项起主要作用,收敛速度接近幂次变化;当系统状态接近平衡点,即误差较小时,误差收敛速度由式(13)中的线性项起主要作

用,收敛速度接近线性变化,此时变成非奇异终端滑模。与非奇异终端滑模相比,收敛速度更快。而且由于 $2>p/q>1$,故避免了在求取控制律上出现的奇异现象。

为方便研究,取两相静止坐标系中的 α 轴分量进行分析。令系统状态误差:

$$e_\alpha = \tilde{i}_\alpha \quad (14)$$

系统状态误差分别对时间求一阶导数和二阶导数有:

$$\dot{e}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\alpha \quad (15)$$

$$\ddot{e}_\alpha = \ddot{\tilde{i}}_\alpha \quad (16)$$

将式(5)中 α 轴分量对时间求导并结合式(15)、式(16)可得:

$$\ddot{e}_\alpha = -\frac{R}{L_s}\dot{e}_\alpha + \frac{1}{L_s}\dot{E}_\alpha - \frac{1}{L_s}\dot{V}_\alpha \quad (17)$$

将式(12)对时间求导并结合式(17)可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_\alpha &= \dot{e}_\alpha + m \frac{a}{b} e_\alpha^{a/b-1} \dot{e}_\alpha + n \frac{p}{q} e_\alpha^{p/q-1} \dot{e}_\alpha = \\ &\left(1 + m \frac{a}{b} e_\alpha^{a/b-1}\right) \dot{e}_\alpha + \\ &n \frac{p}{q} e_\alpha^{p/q-1} \left(-\frac{R}{L_s}\dot{e}_\alpha + \frac{1}{L_s}\dot{E}_\alpha - \frac{1}{L_s}\dot{V}_\alpha\right) \end{aligned} \quad (18)$$

为使 $s_\alpha \dot{s}_\alpha < 0$, 将滑模控制律设计如下:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= -R_s e_\alpha + L_s \int_0^t \left[\frac{q}{np} e_\alpha^{2-p/q} \left(1 + \frac{ma}{b} e_\alpha^{a/b-1}\right) + \right. \\ &\quad \left. \eta s_\alpha + D_\alpha \operatorname{sgn}(s_\alpha) \right] d\tau \end{aligned} \quad (19)$$

其中: D_α, η 为常数,且满足 $D_\alpha > \left|\frac{\dot{E}_\alpha}{L_s}\right|, \eta > 0$ 。

从式(19)可以看出,虽然控制律中包含了符号函数 sgn ,但是由于积分的存在,可以对符号函数产生的高频信号进行滤波,由该控制律得出的估测扩展反电动势为平滑的信号,无须再经过低通滤波器,可直接对转子位置和转速进行解算。

选取 Lyapunov 函数为 $V_\alpha = \frac{1}{2}s_\alpha^2$, 则:

$$\dot{V}_\alpha = s_\alpha \dot{s}_\alpha \quad (20)$$

将式(18)和式(19)代入式(20)得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha &= s_\alpha \dot{s}_\alpha = \\ s_\alpha &\left[n \frac{p}{q} e_\alpha^{p/q-1} \left(-\eta s_\alpha - D_\alpha \operatorname{sgn}(s_\alpha) + \frac{\dot{E}_\alpha}{L_s}\right) + \right. \\ &\quad \left. n \frac{p}{q} e_\alpha^{p/q-1} \left(-\eta s_\alpha^2 - D_\alpha |s_\alpha| + \frac{\dot{E}_\alpha}{L_s} s_\alpha\right) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

由于 p, q 为正奇数, n 为正数, 故当 $\dot{e}_\alpha \neq 0$ 时, 有 $n \frac{P}{q} e_\alpha^{p/q-1} > 0$ 。

又 $D_\alpha > \left| \frac{\dot{E}_\alpha}{L_s} \right|, \eta > 0$, 故式(21)可变为

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha = s_\alpha \dot{s}_\alpha = n \frac{P}{q} e_\alpha^{p/q-1} & \left(-\eta s_\alpha^2 - D_\alpha |s_\alpha| + \frac{\dot{E}_\alpha}{L_s} s_\alpha \right) \leq \\ & -\eta n \frac{P}{q} e_\alpha^{p/q-1} s_\alpha^2 \leq 0 \end{aligned} \tag{22}$$

因此, 式(22)满足 Lyapunov 稳定性定理, 说明系统稳定。

同理, 可得 β 轴分量的控制律:

$$\begin{aligned} V_\beta = -R_s e_\beta + L_s \int_0^t & \left[\frac{q}{np} e_\beta^{2-p/q} \left(1 + \frac{ma}{b} e_\beta^{a/b-1} \right) + \right. \\ & \left. \eta s_\beta + D_\beta \operatorname{sgn}(s_\beta) \right] d\tau \end{aligned} \tag{23}$$

其中: D_β, η 为常数, 且满足 $D_\beta > \left| \frac{\dot{E}_\beta}{L_s} \right|, \eta > 0$ 。

在所设计的控制率下, 可以使 NFTSM 面 s_α, s_β 在有限的时间内收敛为零, 从而使状态误差 $e_\alpha, \dot{e}_\alpha, \ddot{e}_\alpha, e_\beta, \dot{e}_\beta, \ddot{e}_\beta$ 最终收敛于零, 进而使观测电流准确跟踪电机实际电流, 则式(5)可变为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{24}$$

即电机扩展反电动势与估测值相等。再由式(2)可解算出估测转速和转子位置

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}}{\psi_f} \tag{25}$$

$$\hat{\theta}_e = \arctan \left(-\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \tag{26}$$

4 仿真与结果分析

为了分析所研究 NFTSMO 的性能, 本文采用 $i_d=0$ 的矢量控制方案, 在 MATLAB/Simulink 仿真平台上按照如图 1 所示的 PMSM 无位置传感器调速系统建立仿真模型。为了与传统 SMO 进行对比, 将 NFTSMO 换成传统 SMO 进行仿真, 其余仿真参数保持不变。仿真采用固定步长 ode3 算法, 相对误差为 2×10^{-7} , 仿真时间 0.1 s, 在 0.05 s 时加入 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载转矩, 控制周期为 0.000 1 s。其中 PMSM、NFTSMO 和传统 SMO 主要参数分别如表 1~表 3 所示。

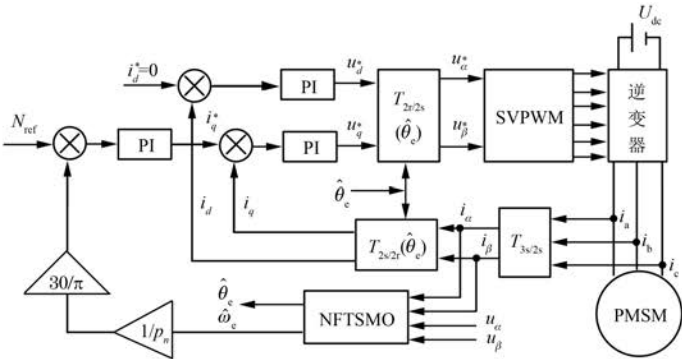


图 1 PMSM 无位置传感器调速系统

表 1 PMSM 主要参数

参数名称	参数值
额定转速 $N_n / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	1 000
定子电阻 R / Ω	2.875
定子电感 L_s / H	0.008 5
转子磁链 ψ_f / Wb	0.175
电机极对数 p_n	4
转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.001
阻尼系数 $B / (\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.008

表 2 NFTSMO 主要参数

参数名称	α 轴	β 轴
$D_{\alpha, \beta}$	1×10^7	1×10^7
η	3×10^6	3×10^6
m	0.1	0.1
n	0.1	0.1
a	29	29
b	27	27
p	57	57
q	55	55

表 3 传统 SMO 主要参数

参数	α 轴	β 轴
$k_{\alpha\beta}$	200	200
ω_c	10 000	10 000

图 2、图 3 分别为采用 NFTSMO 和传统 SMO 控制的电机实际转速和估计值、两者转速误差、实际转子位置角和估计值、两者位置角误差以及估测的电机扩展反电动势的响应波形。

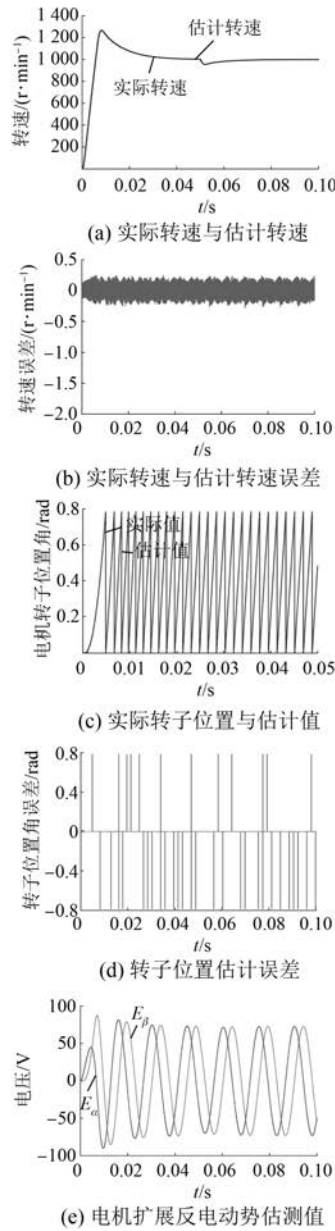


图 2 采用 NFSTMO 控制的电机响应波形

从图 2(a) 和图 3(a) 可以看出,电机转速的

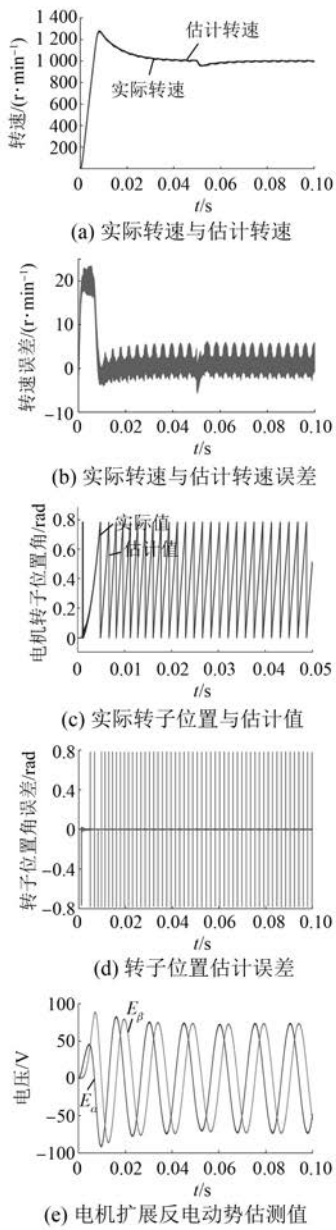


图 3 采用传统 SMO 控制的电机响应波形

估测值都能够较好地跟踪电机的实际转速。但通过图 2(b) 和图 3(b) 两者误差对比发现,采用 NFTSMO 控制的电机实际转速和估测值稳态误差保持在 ± 0.3 r/min,在电机转速上升阶段,由于采用了 NFTSM 面,响应速度较快,所以短暂的误差为 2 r/min,之后稳态误差迅速保持在滑模面上;而采用传统 SMO 控制,在电机转速上升阶段,误差在 20 r/min,稳态后误差维持在 ± 7 r/min,在 0.05 s 受到 5 N·m 负载时误差出现较大波动,说明采用传统 SMO 控制的系统鲁棒性低于本文所

采用的 NFTSMO 控制系统,而且稳态精度也较低。电机转子位置与速度具有一致性,从图 2(c)和图 3(c)可以看出,不同观测器下电机估测转子位置都能较好地跟踪实际位置。通过对比图 2(d)和图 3(d)可知,采用 NFTSMO 的电机转子位置与估计值之差要小于传统 SMO 的情况。由于采用了 NFTSM 面和积分型的控制律,故基本消除了电机扩展反电动势的抖振,如图 2(e)所示,省略了低通滤波器和转子位置补偿环节,且提高了估测精度;相反地,采用传统 SMO 时,虽然由低通滤波器滤除了大部分高频信号,但抖振还是较大,且估测精度较低。

5 结 语

本文在研究传统 SMO 基本理论的基础上,分析了 NFTSM 面,再根据该滑模面设计了一种积分型的控制律,并通过 Lyapunov 函数证明了所设计观测器的稳定性,最后将 NFTSMO 运用在 PMSM 无位置传感器调速系统中。通过理论分析以及在 MATLAB/Simulink 软件中仿真验证,得出以下结论。

(1) NFTSMO 的运用能减少低通滤波器的使用,转子位置角也无须进行补偿,在一定程度上简化了系统结构。

(2) NFTSMO 控制律中包含了积分项,能够有效降低估测反电动势的抖振。

(3) NFTSMO 较传统 SMO 能够使电机转速误差和转子位置角误差更迅速地收敛到零,提高了系统的动态性能和稳态精度,使电机转速的稳态误差从 $\pm 7 \text{ r/min}$ 降至 $\pm 0.3 \text{ r/min}$ 。

【参 考 文 献】

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等.永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2017,32(16): 76.
- [2] 刘英培,栗然.一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30): 5368.
- [3] WANG G, YANG R, XU D. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720.
- [4] 郭伟,王跃,李宁,等.永磁同步电机模型参考自适应无速度控制研究[J].电力电子技术,2016,50(8): 75.
- [5] 赵换丽,王艳,许允之.无传感器永磁同步电机模型参考模糊自适应系统[J].微特电机,2017,45(9): 64.
- [6] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574.
- [7] 薛树功,魏利胜,凌有铸.基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2011,38(8): 15.
- [8] 吴春华,陈国呈,孙承波.基于滑模观测器的无传感器永磁同步电机矢量控制系统[J].电工电能新技术,2006(2): 1.
- [9] 张海刚,张磊,王步来,等.基于改进滑模观测器的 PMSM 无速度传感器[J].微电机,2017,50(11): 55.
- [10] 薛增涛,郭颖颖,李争.基于改进型滑模观测器的电动汽车用永磁同步电机转子位置估算[J].电机与控制应用,2017,44(1): 1.
- [11] 常雪剑,彭博,刘凌,等.新型非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J].西安交通大学学报,2016,50(1): 85.
- [12] 谭冯忍,程启明,程尹曼,等.基于新型等效模糊滑模观测器和改进软件锁相环的永磁同步电机矢量控制[J].电机与控制应用,2017,44(2): 52.
- [13] 王丽华,王苏洲.一种新型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].组合机床与自动化加工技术,2018(1): 77.

收稿日期: 2018-09-29