

DOI: 10.7652/xjtuxb201601014

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

常雪剑, 彭博, 刘凌, 高琳

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为了实现对永磁同步电机无位置矢量控制系统所需的转子位置和速度的准确估计,提出一种基于跟踪微分器的新型非奇异快速终端滑模观测器(NFTSMO)。首先,构建积分型非奇异快速终端滑模面,使电流观测误差在有限时间内快速收敛到零,避免了终端滑模存在的奇异问题及传统非奇异终端滑模面中微分状态带来的噪声;然后,结合具有终端吸引子的低抖振切换控制设计滑模控制律,经过跟踪微分器获得平滑的反电动势估算值,减小了传统滑模观测器中低通滤波器引起的相位滞后;最后,基于锁相环原理,从观测的反电动势中调制出转子位置和速度信息。仿真结果表明,采用文中提出的新型滑模观测器可以实现对永磁同步电机转速的准确估计,转速最大估计误差在 ± 1 r/min之间,且估计的转子位置无相位滞后,误差小,系统动、静态响应好。与传统滑模观测器相比,该新型滑模观测器具有收敛速度更快、跟踪精度更高、反电动势抖振更小的特点,当系统存在负载扰动及参数摄动时,仍然能够准确地估算出电机转子的位置和速度,具有较强的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机;滑模观测器;终端滑模控制;无传感器控制;跟踪微分器

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2016)01-0085-07

A Novel Nonsingular Terminal Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

CHANG Xuejian, PENG Bo, LIU Ling, GAO Lin

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

Abstract: Aiming at the accurate estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motor for the sensorless vector control system, a novel nonsingular fast terminal sliding mode observer based on tracking differentiator, named NFTSMO, is proposed. First, a nonsingular fast terminal sliding mode surface in form of integration is constructed, which makes the observation error of currents converge to zero in finite time and avoids the singular problem as well as the noises produced by the conventional nonsingular terminal sliding mode surface. Then, the sliding control law is developed with low chattering switching control combined with terminal attractor. The smooth estimation of the back electromotive-force is obtained through the tracking differentiator, and the phase lag caused by the low-pass filter in traditional sliding mode observer is decreased. Finally, the information of rotor position and speed is modulated from the observed back electromotive-force by the phase-locked loop. The simulation results show that the proposed nonsingular fast terminal sliding mode observer can accurately estimate the rotor position and speed of permanent magnet synchronous motor. The maximum error of speed estimation is

收稿日期: 2015-06-11。 作者简介: 常雪剑(1991—),女,硕士生;刘凌(通信作者),男,博士,讲师,硕士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51307130);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(1191320056)。

网络出版时间: 2015-11-03

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20151103.1744.002.html>

between ± 1 r/min, and the estimated rotor position has no phase lag. The system has good dynamic and static performances. Compared with the traditional sliding mode observer, the proposed observer has advantages of faster convergence rate, higher tracking accuracy, lower chattering of back electromotive-force. Besides, the proposed observer has strong robustness in the presence of load disturbances and parameter perturbations.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; terminal sliding mode control; sensorless control; tracking differentiator

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有体积小、功率密度高、转动惯量低、高效节能等优点,被广泛应用于航空航天、电动汽车、智能机器人等工业领域。对于 PMSM 控制系统,转子位置和速度的准确获取是电机稳定快速运行的关键。通常采用旋转变压器、光电编码器等机械位置传感器获取转子信息,但是它们占用空间大,成本高,增加了轴承的惯量,特别是在一些特殊场合及环境下,使用受到限制。因此,电机无传感器控制策略将会是今后电机控制发展的趋势。

无传感器控制技术通过检测有关的电信号作为无位置控制器的输入,采用一些控制算法实现转子位置和速度的估算,省却了机械传感器对转子信息的检测。目前,PMSM 无位置控制的方法主要有:模型参考自适应法^[1];高频注入法^[2];神经网络法^[3];基于 LMI 的方法^[4];滑模观测器法^[5];等。其中,滑模观测器以测量的定子电压、电流作为输入信号,根据定子电流的观测误差构成滑模面,根据误差不断地变化结构,迫使系统沿着规定的滑动模态运动,使电流观测误差收敛到 0,得到反电动势的估算值,再由反电动势获得转子位置及速度。由于滑动模态的设计与系统的参数和扰动无关,因而响应速度快,对于内部参数摄动及外部扰动具有强鲁棒性,且物理实现简单,可有效应用于中、高速 PMSM 转子信息的估算^[6-7]。但是,滑模控制由于开关函数的不连续性会造成系统的高频抖振。文献[8]采用边界层可变的饱和函数削弱了永磁同步电机调速系统中速度环滑模控制律的抖振,同时保证了控制精度。文献[9]采用两级低通滤波器对反电动势进行滤波,但是如果滤波器的截止频率太高,则滤波效果不明显,而如果截止频率太低,反电动势又会存在大的相位滞后,所以需要对转子位置进行相位补偿。文献[10]设计了一种将 Sigmoid 函数与反电动势观测器相结合的方法来削弱抖振,提高了滑模观测器的观测性能。文献[11]提出了一种高阶非奇异终端滑模观测器,通过积分得到较为平滑的反电动势,避免了

低通滤波器引起的相位滞后,但其控制器需要检测电流的微分信号,而实测信号的微分值一般难以获取。文献[12]采用正弦型饱和函数替代开关函数来抑制抖振,得到的反电动势谐波幅值小,转速及转子位置的观测精度优于初等饱和函数。

本文基于终端滑模理论和跟踪微分器,提出一种新型非奇异快速终端滑模观测器(nonsingular fast terminal sliding mode observer,简称 NFTSMO)。采用新型非奇异快速终端滑模面,实现系统状态的快速收敛;结合具有终端吸引子的切换控制设计控制律,控制律经过快速跟踪微分器实现对反电动势的准确快速跟踪,且由于跟踪微分器的积分特性,可滤除反电动势的高频噪声,得到光滑的反电动势;最后根据锁相环获得转子位置与速度,观测器的稳定性由 Lyapunov 函数保证。经仿真结果验证,与传统滑模观测器相比,本文所采用的方法提高了转子位置和速度的观测精度。

1 传统滑模观测器

表贴式永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_\alpha &= -\frac{R_s}{L}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} - \frac{e_\alpha}{L} \\ \dot{i}_\beta &= -\frac{R_s}{L}i_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{e_\beta}{L} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 分别为 α 、 β 两相的定子电流和电压; R_s 为定子电阻; L 为定子绕组 α 、 β 轴的等效电感; e_α 、 e_β 为 α 、 β 两相的反电动势,表达式为

$$\left. \begin{aligned} e_\alpha &= -\Psi_f \omega_e \sin \theta_e \\ e_\beta &= \Psi_f \omega_e \cos \theta_e \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: Ψ_f 为转子磁链; ω_e 为转子电角速度; θ_e 为转子位置电角度。由式(2)可提取电机转子位置和速度信息。

根据式(1)可构建 PMSM 滑模观测器

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{i}}_\alpha &= -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} + \frac{v_\alpha}{L} \\ \dot{\hat{i}}_\beta &= -\frac{R_s}{L}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L} + \frac{v_\beta}{L} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 为 α 、 β 轴的定子电流观测值; v_α 、 v_β 为滑模观测器控制律。

由式(3)减式(1)得到定子电流误差系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_\alpha = -\frac{R_s}{L}\bar{i}_\alpha + \frac{v_\alpha}{L} + \frac{e_\alpha}{L} \\ \dot{\bar{i}}_\beta = -\frac{R_s}{L}\bar{i}_\beta + \frac{v_\beta}{L} + \frac{e_\beta}{L} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ 、 $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 为电流观测值与实际值的误差。

式(4)可变换成

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}} = -\frac{R_s}{L}\bar{\mathbf{i}} + \frac{\mathbf{v}}{L} + \frac{\mathbf{e}}{L} \quad (5)$$

式中: $\bar{\mathbf{i}} = [\bar{i}_\alpha \quad \bar{i}_\beta]^T$ 为电流观测误差向量; $\mathbf{v} = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$ 为滑模观测器控制输入向量; $\mathbf{e} = [e_\alpha \quad e_\beta]^T$ 为反电动势向量。

将 $\bar{\mathbf{i}}$ 定义为状态变量,且选择滑模面为

$$\mathbf{s} = [s_\alpha \quad s_\beta]^T = [\bar{i}_\alpha \quad \bar{i}_\beta]^T \quad (6)$$

传统滑模观测器的控制律为

$$\mathbf{v} = [v_\alpha \quad v_\beta]^T = [-k\text{sgns}_\alpha \quad -k\text{sgns}_\beta]^T \quad (7)$$

式中: k 为切换增益,且 $k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 。

当系统状态到达滑模面且进入滑动模态时,系统状态保持在滑模面上,满足 $\mathbf{s} = \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$,即 $\bar{\mathbf{i}} = \dot{\bar{\mathbf{i}}} = \mathbf{0}$,由式(5)可得

$$\mathbf{e} = -\mathbf{v} = k\text{sgns} \quad (8)$$

式中: $\text{sgns} = [\text{sgns}_\alpha \quad \text{sgns}_\beta]^T$ 。

式(8)中含有非线性切换函数,将引起系统的高频抖振。为了减小抖振,传统滑模采用饱和函数替代符号函数。饱和函数为

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \frac{s}{\delta}, & |s| \leq \delta \\ \text{sgns}, & |s| > \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中: δ 为边界层。当 δ 较大时,电流观测误差较大;当 δ 较小时,控制律抖振较大。一般取 $0.2 \leq \delta \leq 0.5$ 。

由于在边界层内饱和函数是连续的线性函数,所以通过调节边界层 δ 的大小,可适当地削弱抖振。但是,系统仍存在由于采样噪声和逆变器开关器件的开关工作频率引起的电流脉动,反电动势抖振现象仍很剧烈。传统滑模观测器将式(8)表示的电动势信号通过一阶低通滤波器来滤除其中的高频信号,以获取抖振较小的反电动势估计值,即

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{S + \omega_c} e_\alpha \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{S + \omega_c} e_\beta \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$ 为反电动势估计值; S 为复频率; ω_c 为低通滤波器的截止频率。由于引入了一阶低通滤波器,且为了获得良好的滤波效果,应选取较低的截止频率,但这会导致估算反电动势存在大的相位滞后,需要对转子位置进行相位补偿。补偿后的转子位置与速度的估算值为

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = -\arctan(\hat{e}_\alpha/\hat{e}_\beta) + \Delta\theta_e \\ \hat{\omega}_e = \frac{(\hat{e}_\alpha + \hat{e}_\beta)^{1/2}}{\Psi_f} \text{sgn}\dot{\hat{\theta}}_e \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\Delta\theta_e = \arctan(\hat{\omega}_e/\omega_e)$ 为转子补偿角度。对于不同的速度和截止频率,补偿角度不同。

2 新型非奇异快速终端滑模观测器设计

为了准确估计 PMSM 的转子位置和速度,本文提出一种基于跟踪微分器的非奇异快速终端滑模观测器,通过将基于终端滑模理论的控制律与跟踪微分器相结合,可削弱系统的抖振,减小低通滤波器产生的估计误差。

2.1 非奇异快速终端滑模面

为了实现系统状态在有限时间内的快速收敛,以 $\bar{\mathbf{i}}$ 为状态变量,设计非奇异快速终端滑模面为

$$\mathbf{s}(t) = \bar{\mathbf{i}}(t) + p \int_0^t \bar{\mathbf{i}}(\tau) d\tau + q \int_0^t |\bar{\mathbf{i}}(\tau)|^\lambda \text{sgn}(\bar{\mathbf{i}}(\tau)) d\tau \quad (12)$$

式中: $p, q > 0$; $0 < \lambda < 1$; $|\bar{\mathbf{i}}(\tau)|^\lambda \text{sgn}(\bar{\mathbf{i}}(\tau))$ 定义为

$$[|\bar{i}_\alpha(\tau)|^\lambda \text{sgn}(\bar{i}_\alpha(\tau)) \quad |\bar{i}_\beta(\tau)|^\lambda \text{sgn}(\bar{i}_\beta(\tau))]^T$$

当系统状态进入滑动模态时,有 $\mathbf{s} = \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$,即

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}} + p\bar{\mathbf{i}} + q|\bar{\mathbf{i}}|^\lambda \text{sgn}\bar{\mathbf{i}} = \mathbf{0} \quad (13)$$

若系统处在滑动阶段,对任意初始状态 $\bar{\mathbf{i}}(0) \neq \mathbf{0}$,系统状态将在有限时间 t_s 内收敛到零。通过解微分方程(13),以 $\bar{i}_\alpha$ 为例,得 $\bar{i}_\alpha(t_{sa}) = 0$ 的收敛时间为

$$t_{sa} = \frac{1}{p(1-\lambda)} \ln \frac{p|\bar{i}_\alpha(0)|^{1-\lambda} + q}{q} \quad (14)$$

将式(13)变换为

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}} = -p\bar{\mathbf{i}} - q|\bar{\mathbf{i}}|^\lambda \text{sgn}\bar{\mathbf{i}} \quad (15)$$

由式(15)可知:当误差状态离平衡点较远时,状态收敛速率由线性项 $p\bar{\mathbf{i}}$ 起主要作用;当误差状态离平衡点较近时,状态收敛速率由非线性项 $q|\bar{\mathbf{i}}|^\lambda \text{sgn}\bar{\mathbf{i}}$ 起主要作用。因此,在滑动阶段,非奇异快速终端滑模面(12)可实现全局快速收敛,收敛速率与传统快速终端滑模面的相同,且与传统终端滑模面相比, $\dot{\mathbf{s}}$ 中不含有指数为负的状态,避免了奇异现象,而与传统非奇异终端滑模面相比,则不需要微分状态。

2.2 反电动势的估算

为了获取反电动势,先要求出观测器的滑模控制律 $\mathbf{v}$ 。滑模控制律通常由等效控制 $\mathbf{v}_{eq}$ 和切换控制 $\mathbf{v}_{sw}$ 组成。等效控制用以控制系统的确定部分,将系统状态保持在滑模面上,切换控制则迫使系统状态在滑模面附近切换,实现对不确定性和扰动的鲁棒控制。针对式(5)所示的电流误差系统,选取滑模面(12),设计如下控制律

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v} &= \mathbf{v}_{eq} + \mathbf{v}_{sw} \\ \mathbf{v}_{eq} &= R_s \dot{\mathbf{i}} - L(\dot{\mathbf{p}}\mathbf{i} + \mathbf{q}|\mathbf{i}|^\lambda \text{sgn}\mathbf{i}) \\ \mathbf{v}_{sw} &= -k|\mathbf{s}|^\gamma \text{sgn}\mathbf{s} - \eta\mathbf{s} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中: $|\mathbf{s}|^\gamma = [|s_\alpha|^\gamma \quad |s_\beta|^\gamma]^\top$; $k, \eta > 0$; $0 < \gamma < 1$ 。控制律(16)中的 $\mathbf{v}_{eq}$ 由 $\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$ 且不考虑反电动势求得, $\mathbf{v}_{sw}$ 中的切换函数由终端吸引子 $k|\mathbf{s}|^\gamma \text{sgn}\mathbf{s}$ 组成,从而减小了传统滑模观测器中开关函数 $k\text{sgn}\mathbf{s}$ 引起的抖振,且 $\eta\mathbf{s}$ 项保证了系统状态离滑模面较远时的趋近速率。另外,控制律 $\mathbf{v}$ 中的状态指数都大于 0,不存在奇点,所以是非奇异的。

为了保证系统的稳定性,选取 Lyapunov 函数

$$V = (1/2)\mathbf{s}^\top \mathbf{s} \quad (17)$$

对 V 求导,有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{s}^\top \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^\top (\dot{\mathbf{i}} + \dot{\mathbf{p}}\mathbf{i} + \mathbf{q}|\mathbf{i}|^\lambda \text{sgn}\mathbf{i}) = \\ &= \mathbf{s}^\top [(-R_s \dot{\mathbf{i}} + \mathbf{v} + \mathbf{e})/L + \dot{\mathbf{p}}\mathbf{i} + \mathbf{q}|\mathbf{i}|^\lambda \text{sgn}\mathbf{i}] = \\ &= 1/L\mathbf{s}^\top (\mathbf{e} - k|\mathbf{s}|^\gamma \text{sgn}\mathbf{s} - \eta\mathbf{s}) = \\ &= 1/L(s_\alpha e_\alpha + s_\beta e_\beta - k|s_\alpha|^{1+\gamma} - k|s_\beta|^{1+\gamma} - \\ &= \eta s_\alpha^2 - \eta s_\beta^2) \leq -1/L(-|s_\alpha||e_\alpha| - |s_\beta||e_\beta| + \\ &= k|s_\alpha|^{1+\gamma} + k|s_\beta|^{1+\gamma} + \eta s_\alpha^2 + \eta s_\beta^2) \quad (18) \end{aligned}$$

在 $\{|s_x| \leq \min((|e_x|/k)^{1/\gamma}, |e_x|/\eta), x = \alpha, \beta\}$ 之外, $\dot{V}$ 是负定的。对于 $c > 1/2(\min((|e_x|/k)^{1/\gamma}, |e_x|/\eta))^2$ (其中 e_x 为实际反电动势), 则始于 $\{V \leq c\}$ 内的解在未来时刻都保持在其内, 因为 $\dot{V}$ 在边界 $V=c$ 上是负的, 因此, 解是一致有界的。 k, η 越大, 或 γ 越小, 则电流的观测精度越高, 通过选取合适的参数 k, η, γ , 可以削弱抖振, 获得较高的电流观测精度, 并且保证系统的稳定性。

为了进一步减小高频噪声, 通过跟踪微分器实现对反电动势的精确跟踪, 同时实现滤波功能, 本文设计了含终端吸引子的低抖振快速跟踪微分器

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= -aR^2 \left(z_1 - v_x + \frac{z_2}{R} \right) - bR^2 \left[\left(z_1 - v_x \right)^m \text{sgn}(z_1 - v_x) + \left(\frac{z_2}{R} \right)^m \text{sgn}z_2 \right] \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式中: $R, a, b > 0$; $m > 1$; R 为时间尺度, 反映整体跟踪速度, R 越大跟踪速度越快; a, b 为线性因子与非线性因子的比重, 也表示离平衡点较近与较远时的跟踪速率; m 越大, 离平衡点较远时的跟踪速度越快, 但是跟踪速率过快可能会使系统过于敏感而存在噪声; z_1, z_2 为跟踪微分器的状态变量; $v_x, x = \alpha, \beta$ 为输入变量, 即跟踪微分器的跟踪目标。 $z_1 = \hat{v}_x$ 实现对 v_x 的精确跟踪, 由于 z_1 是经过 2 次积分得到的, 故也可实现对 v_x 的滤波。与低通滤波器相比, 跟踪微分器通过调节跟踪速率, 减小了低通滤波器引起的相位滞后, 且反电动势的幅值不会衰减。

结合跟踪微分器的新型非奇异快速终端滑模观测器(NFTSMO)的结构如图 1 所示。

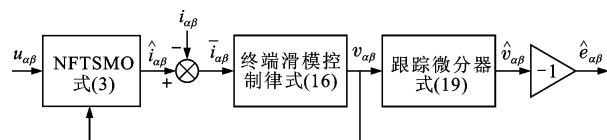


图 1 NFTSMO 的结构简图

2.3 转子位置与速度的估算

为了求解式(11)中的转子位置估算, 在数字化实现时需要反复查询反正切数值表来获取角度值, 这会产生计算噪声, 导致计算偏差增大。为克服这一缺点, 采用锁相环原理从反电动势中调制出转子位置与速度。锁相环原理如图 2 所示, 其中的转子速度可根据式(11)进行估算。

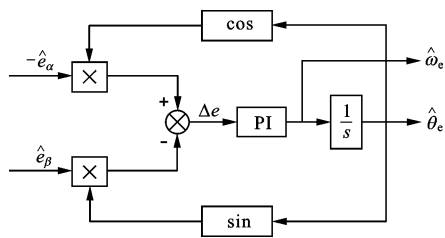


图 2 锁相环(PLL)原理图

3 仿真结果与分析

采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略, 建立基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真模型, 实现永磁同步电机的无位置传感器控制。永磁同步电机基于 NFTSMO 的调速系统拓扑图如图 3 所示。

仿真所采用的电机额定参数为:

$P_N = 3 \text{ kW}$, $U_N = 200 \text{ V}$, $I_N = 18 \text{ A}$, $n_N = 3000 \text{ r/min}$, $R_s = 0.258 \text{ } \Omega$, $L = 0.827 \text{ mH}$, $\Psi_f = 0.057 \text{ Wb}$, $B = 0$, $J = 0.0065 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $n_p = 5$ 。

NFTSMO 的参数为:

$p=10,q=10,\lambda=0.6,k=50,\eta=10,\gamma=0.8$ 。
快速跟踪微分器的参数为：
 $R=2\ 500,a=100,b=100,m=1.3$ 。

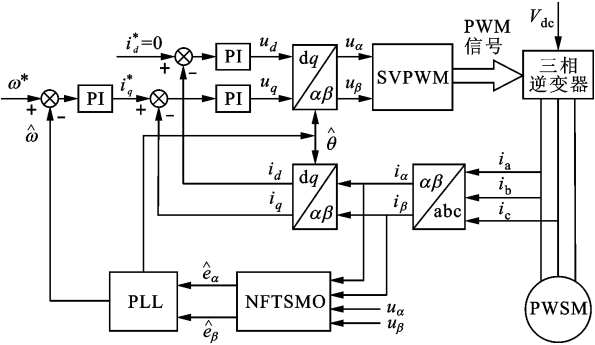
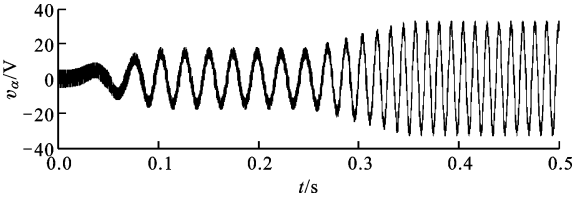
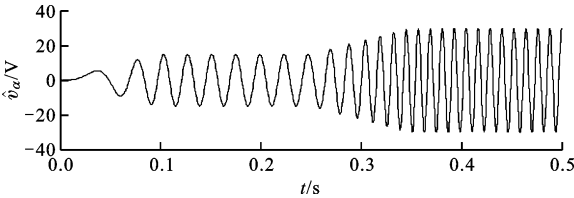


图 3 NFTSMO 的永磁同步电机无位置传感器
矢量控制系统拓扑图

系统初始给定转速为 500 r/min,带 3 N·m 恒
负载转矩运行。在 0.25 s 时刻给定转速突变为
1 000 r/min 时,NFTSMO 的仿真结果如图 4~图 8
所示,采用传统滑模观测器且不加转子位置补偿的
仿真结果如图 9~图 12 所示。



(a)滤波前 α 轴滑模观测器控制律

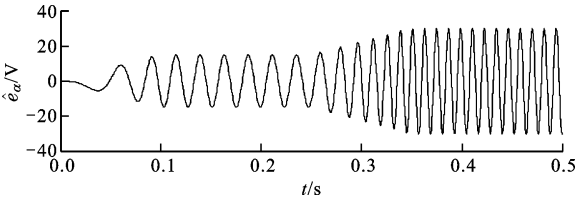


(b)滤波后 α 轴滑模观测器控制律

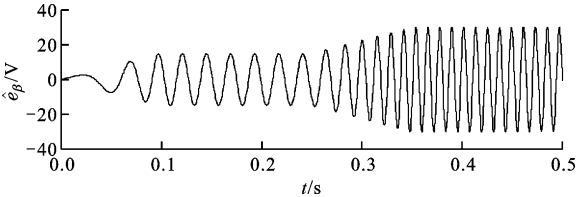
图 4 跟踪微分器滤波效果图

由图 4、图 5 可知,低抖振快速跟踪微分器能够
快速、准确地跟踪控制律,使 NFTSMO 得到光滑的
反电动势估计值。由图 6~图 8 可以观察到,采用
NFTSMO 可以实现对转速的准确估计,估计误差
最大在 ± 1 r/min 之间,且估计的转子位置无相位
滞后,估计误差小,系统动、静态响应好。

由图 9~图 12 可见,传统滑模观测器由于采用了
低通滤波器,反电动势估计值存在相位滞后,且幅
值衰减,导致估计转速不能很好地跟踪实际转速,估
计误差大,转速最大估计误差的绝对值达到 40 r/



(a) α 轴反电动势估计结果



(b) β 轴反电动势估计结果

图 5 NFTSMO 的反电动势估计结果

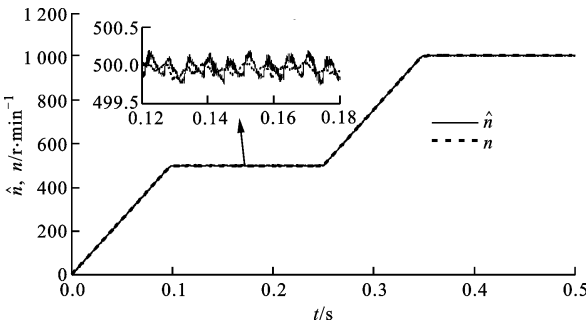


图 6 NFTSMO 的转速估计结果

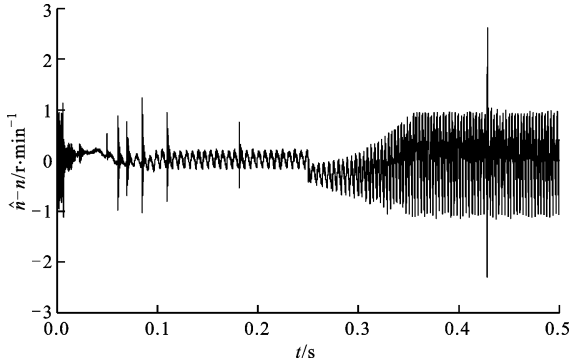
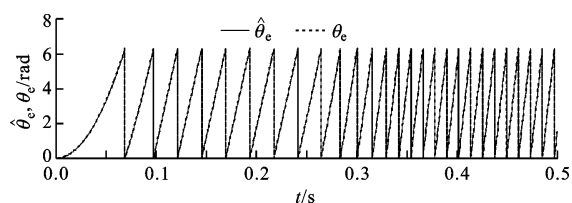


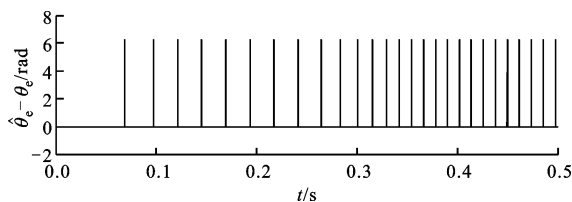
图 7 NFTSMO 的转速估计误差

min,估计转子位置相位滞后也较大,在非跳变时刻
最大估计误差的绝对值达到 1 rad,且系统动、静态
性能较差。

给定转速保持在 500 r/min,启动转矩为 3 N·
m,在 0.2 s 负载变为 7 N·m、0.35 s 负载变为 5 N
·m 时,采用 NFTSMO 的仿真结果如图 13、图 14
所示。给定转速为 500 r/min,带 3 N·m 恒定负载
运行,当电机参数改变时,采用 NFTSMO 的仿真结
果如图 15、图 16 所示。

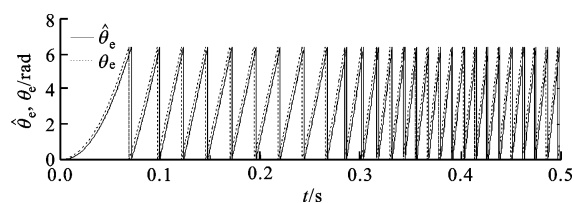


(a) 转子位置估计结果

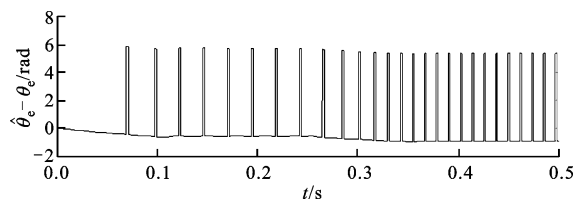


(b) 转子位置估计误差

图8 NFTSMO的转子位置估计结果及估计误差



(a) 转子位置估计结果



(b) 转子位置估计误差

图12 传统滑模观测器的转子位置估计结果及估计误差

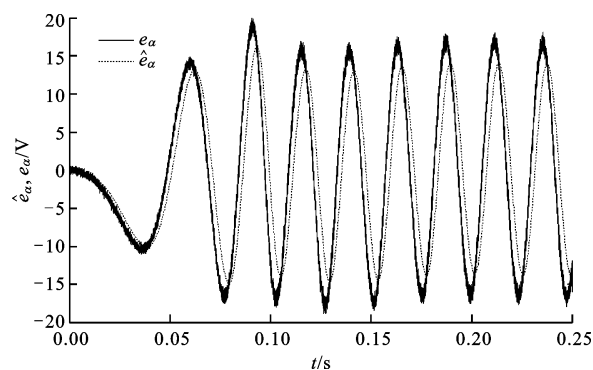


图9 传统滑模观测器的反电动势估计结果

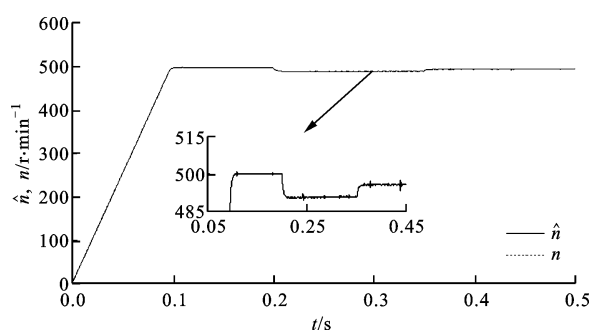


图13 变载时 NFTSMO 的转速估计结果

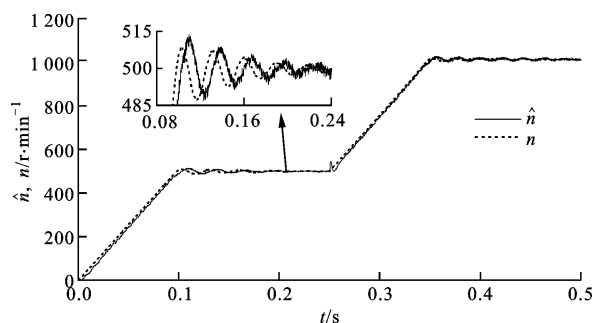
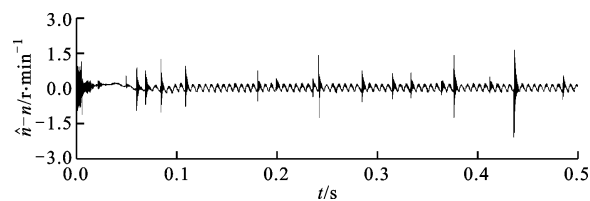
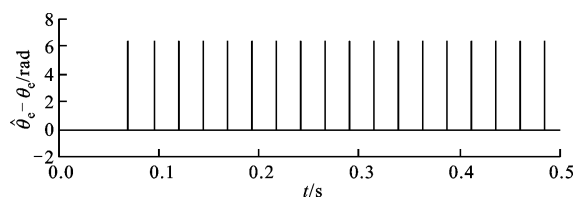


图10 传统滑模观测器的转速估计结果



(a) 转速估计误差



(b) 转子位置估计误差

图14 变载时 NFTSMO 的转速估计误差与转子位置估计误差

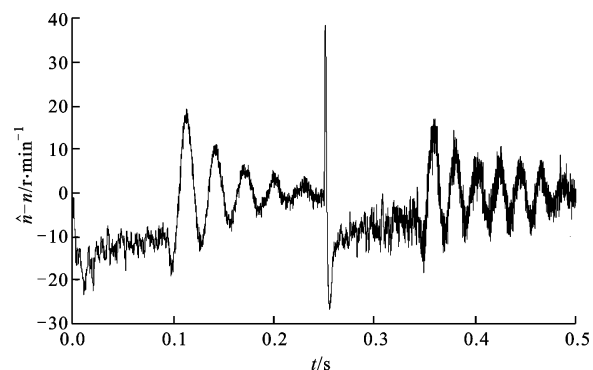


图11 传统滑模观测器的转速估计误差

由图13~图16可见,当系统存在负载扰动及参数摄动时,本文所设计的新型非奇异快速终端滑模观测器仍然能够准确地估算出电机转子的位置和速度,系统仍然能够正常运行,具有较好的鲁棒性。

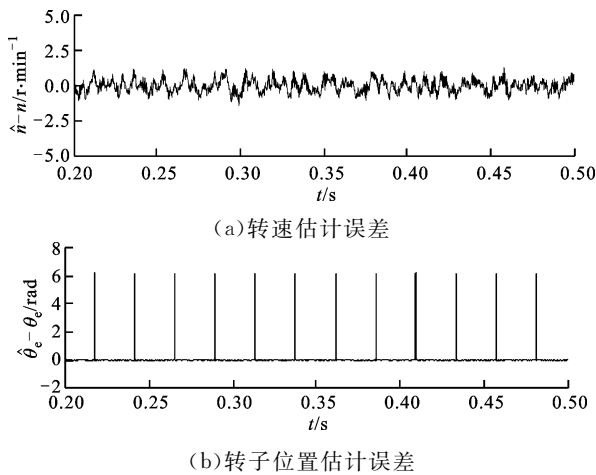


图 15 电阻为 $1.5R_s$ 时 NFTSMO 的转速估计误差与转子位置估计误差

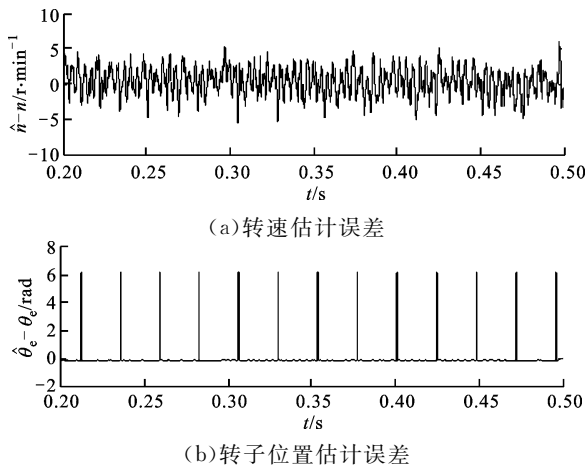


图 16 电感为 $1.5L$ 时 NFTSMO 的转速估计误差与转子位置估计误差

4 结 论

本文针对永磁同步电机无位置矢量控制系统,采用新型非奇异快速终端滑模面及具有终端吸引子的切换控制设计滑模控制律,控制律经过微分跟踪器滤波得到光滑的反电动势估计值,通过锁相环从观测的反电动势中调制出转子位置与速度的估计值。仿真结果表明,本文所提出的新型非奇异快速终端滑模观测器(NFTSMO)与传统滑模观测器相比,具有收敛速度快、跟踪精度高、反电动势抖振小的优点,且对于负载扰动及参数摄动都具有较强的鲁棒性,系统稳定性能好。

参考文献:

[1] 齐放, 邓智泉, 仇志坚, 等. 基于 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 53-58.

QI Fang, DENG Zhiqian, QIU Zhijian, et al. Sensorless technology of permanent magnet synchronous motors based on MRAS [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(4): 53-58.

[2] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.

QIN Feng, HE Yikang, LIU Yi, et al. Comparative investigation of sensorless control with two high-frequency signal injection schemes [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 116-121.

[3] 李鸿儒, 顾树生. 基于神经网络的 PMSM 速度和位置自适应观测器的设计 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.

LI Hongru, GU Shusheng. Neural-network-based adaptive observer of position and speed of PMSM [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 32-35.

[4] LIAN K Y, CHIANG C H, TU H W. LMI-based sensorless control of permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2769-2778.

[5] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.

[6] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.

LIU Jinkun, SUN Fuchun. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(3): 407-418.

[7] LIU Ling, DING Wen, LIU Chongxin, et al. Hyperchaotic synchronization of fractional-order arbitrary dimensional dynamical systems via modified sliding mode control [J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 76(4): 2059-2071.

[8] 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.

[9] 丁文, 梁得亮, 罗战强. 两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 1-10.

(下转第 99 页)