

用于永磁同步电机的一种非奇异高阶终端滑模观测器

郑雪梅, 李秋明, 史宏宇, 冯 勇

(哈尔滨工业大学 电气学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 本文提出一种高阶非奇异终端滑模观测器, 用来估计永磁同步电机控制系统的转子位置和转速. 采用高阶非奇异终端滑模观测器, 使得控制系统不必外加低通滤波器, 就可获得平滑的反电动势估计值, 进而, 根据反电动势方程, 求解出转子位置和转速. 和传统滑模观测器相比, 高阶非奇异终端滑模观测器避免了反电动势估计值的相位滞后, 提高了转子位置和转速的观测精度. 仿真结果表明, 高阶非奇异终端滑模观测器具有快速收敛性及更高的跟踪精度, 同时消除了系统的抖振.

关键词: 永磁同步电机; 高阶滑模; 终端滑模; 滑模观测器; 反电动势

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Higher-order nonsingular terminal-sliding-mode observer for permanent-magnet synchronous motor

ZHENG Xue-mei, LI Qiuming, SHI hong-yu, FENG Yong

(Electrical Engineering Department, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150001, China)

Abstract: We proposed a higher-order nonsingular terminal-sliding-mode(NTSM) observer for estimating the rotor position and speed of a permanent-magnet synchronous motor(PMSM) for its control system. This observer produces a smooth estimate of the back electromotive-force(EMF), without the need of an additional low-pass filter. Solving the equation of the back EMF, we obtain the position and the speed of the rotor. Compared with the conventional sliding mode observer, the high-order NTSM observer avoids the phase lag in the back EMF signals, thus improving the estimation precision of the rotor position and speed. Simulation results show that high-order NTSM observer provides fast convergence and high precision in position tracking with less oscillation.

Key words: PMSM; higher-order sliding mode; terminal sliding mode; sliding mode observer; back electromotive force

1 引言(Introduction)

高性能永磁同步电机矢量控制系统需要准确获取转子位置以及转速信息. 但通常转子位置和速度的检测, 需要采用光电编码器、旋转变压器等机械位置传感器增加了系统成本, 降低了系统的可靠性, 也限制了永磁同步电机系统在一些环境下的应用. 无位置传感器技术通过检测定子电压、电流等物理量, 进行转子位置和速度估算, 可以取代机械传感器, 代表了永磁同步电机控制系统的发展趋势.

目前, 适用于永磁同步电机位置及转速的估算方法主要有: 定子磁链估算法^[1]、高频注入法^[2]、系统辨识法^[3]、全阶状态观测器以及降阶状态观测器^[4]、滑模观测器^[5,6]、扩展卡尔曼滤波器^[7]、基于LMI的方法^[8]等. 和其他方法相比, 滑模观测器对系统数学模型精度要求不高, 对内部参数摄动、外部扰动具有鲁棒性^[9,10]. 但是传统滑模控制存在抖振现象, 制约了其应用^[11], 常用的抑制抖振的方法为

边界层法, 无法保证观测误差精确收敛到零; 第二种方法通过外加低通滤波器, 获得平滑的电机转速和位置估计信号^[12,13]. 但是, 低通滤波器在滤除高频切换信号的同时, 也引入了相位滞后. 针对这一问题, 一些学者提出了补偿方法. 文献[12]根据转速估计值, 设计了一个变截止频率的低通滤波器, 减少了补偿角的计算量和存储量. 文献[13]基于扩展卡尔曼滤波器的结构, 构建了一种自适应滤波器, 从开关信号中提取连续的反电动势值. 然而, 这些方法无法精确补偿相位滞后, 反电动势估计值仍存在较大误差.

本文提出一种基于非奇异高阶终端滑模的电机转子位置/转速观测器. 采用非奇异终端滑模实现观测器快速收敛. 设计高阶滑模控制律保证系统稳定性. 因此, 由观测器可以直接得到一个连续的反电动势估计值, 而不必外加低通滤波器. 和传统滑模观测器相比, 高阶终端滑模观测器可以提高转子位置和

转速的观测精度. 仿真结果验证了所提方法的有效性.

2 传统滑模观测器(Conventional sliding mode observer)

基于滑模观测器的永磁同步电动机矢量控制系统如图1所示.

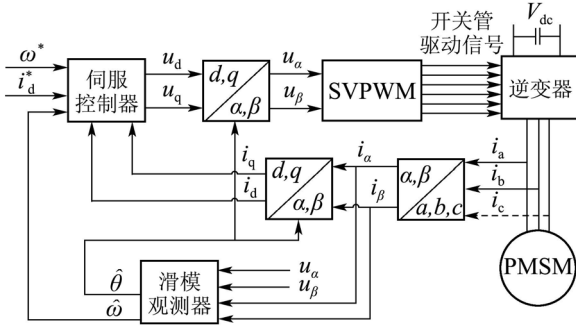


图1 基于滑模观测器永磁同步电机矢量控制系统

Fig. 1 PMSM vector control system based on sliding mode observer

观测器以电机定子电压、电流作为输入, 通过一定算法估算电机转子位置及转速, 用于反馈控制以及静止/旋转坐标系的坐标变换.

表贴式永磁同步电动机在\$\alpha\$-\$\beta\$两相静止坐标系下电压平衡方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha = (-R_s i_\alpha - e_\alpha + u_\alpha)/L, \\ \dot{i}_\beta = (-R_s i_\beta - e_\beta + u_\beta)/L. \end{cases} \quad (1)$$

式中: \$u_\alpha, u_\beta\$为定子电压, \$i_\alpha, i_\beta\$为定子电流, \$e_\alpha, e_\beta\$为反电动势, \$L\$为定子绕组\$\alpha, \beta\$轴等效电感, \$R_s\$为定子电阻. 反电动势方程为

$$\begin{cases} e_\alpha = -\psi_f \omega_e \sin \theta_e, \\ e_\beta = \psi_f \omega_e \cos \theta_e. \end{cases} \quad (2)$$

式中: \$\psi_f\$为转子永磁体产生的磁链, \$\omega_e\$为转子电角速度, \$\theta_e\$为转子位置电角度值.

由式(2)可知, 永磁同步电机的反电动势包含着电机转子的位置和转速的全部信息, 只要准确获取反电动势, 就可以解算出电机的转速和转角. 根据式(1), 传统滑模观测器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_\alpha = (-\hat{R}_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha + v_\alpha)/\hat{L}, \\ \dot{\hat{i}}_\beta = (-\hat{R}_s \hat{i}_\beta + u_\beta + v_\beta)/\hat{L}. \end{cases} \quad (3)$$

式中: \$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta\$为电流观测值, \$\hat{R}_s\$和\$\hat{L}\$分别是\$R_s\$和\$L\$的估计值; \$u_\alpha, u_\beta\$为观测器的控制输入.

可得定子电流偏差系统方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_\alpha = (-\hat{R}_s \bar{i}_\alpha + e_\alpha + v_\alpha)/\hat{L}, \\ \dot{\bar{i}}_\beta = (-\hat{R}_s \bar{i}_\beta + e_\beta + v_\beta)/\hat{L}. \end{cases} \quad (4)$$

式中: \$\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta\$为电流观测误差.

设计如下滑模控制律^[8]:

$$\mathbf{v} = [v_\alpha \ v_\beta]^T = [-k \operatorname{sgn} \bar{i}_\alpha \ -k \operatorname{sgn} \bar{i}_\beta]^T, \quad (5)$$

式中 \$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)\$.

观测器状态将在有限时间到达滑模面 \$\bar{i}_\alpha = 0, \bar{i}_\beta = 0\$ 之后, 观测器状态将保持在滑模面上, 根据等效控制原理, 此时的控制量可看做等效控制, 可得

$$\begin{cases} e_\alpha = -v_{\alpha \text{eq}} = [k \operatorname{sgn} \bar{i}_\alpha]_{\text{eq}}, \\ e_\beta = v_{\beta \text{eq}} = [k \operatorname{sgn} \bar{i}_\beta]_{\text{eq}}. \end{cases} \quad (6)$$

即电机的反电动势可以通过观测器的等效控制获得. 然而, 由于采用了传统滑模控制方法, 实际控制量是不连续的切换信号, 因此需要外加一个低通滤波器从切换信号中提取连续的反电动势估计值:

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_\alpha = (-\hat{e}_\alpha + \sqrt{1 + (\hat{\omega}_e \tau_0)^2} \cdot k \operatorname{sgn} \bar{i}_\alpha)/\tau_0, \\ \dot{\hat{e}}_\beta = (-\hat{e}_\beta + \sqrt{1 + (\hat{\omega}_e \tau_0)^2} \cdot k \operatorname{sgn} \bar{i}_\beta)/\tau_0, \end{cases} \quad (7)$$

式中 \$\tau_0\$ 是滤波时间常数.

由此得到的转速和转子位置的估算值为式(8)和式(9)^[8]:

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\hat{\psi}_f} \operatorname{sgn}(\hat{e}_\beta \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\alpha \sin \hat{\theta}_e), \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{-\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_{\text{cutoff}}}\right). \quad (9)$$

式中: \$\hat{\psi}_f\$ 为磁链估计值, \$\omega_{\text{cutoff}} = 1/\tau_0\$ 为低通滤波器的截止频率.

3 高阶非奇异终端滑模观测器(Higher-order NTSM observer)

为了提高观测器的精度, 本文提出一种高阶非奇异终端滑模观测器, 估计电机转子位置和转速. 由于高阶滑模抑制了控制量的抖振, 可以避免外加低通滤波器所引起的估计误差.

首先, 将定子电流偏差系统方程式(4)重新写成如下形式:

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_s = (-\hat{R}_s \bar{\mathbf{i}}_s + \mathbf{e}_s + \mathbf{v})/\hat{L}, \quad (10)$$

式中: \$\bar{\mathbf{i}}_s = [\bar{i}_\alpha \ \bar{i}_\beta]^T\$ 为电流观测误差向量, \$\mathbf{e}_s = [e_\alpha \ e_\beta]^T\$ 为反电动势向量, \$\mathbf{v} = [v_\alpha \ v_\beta]^T\$ 为观测器的控制输入向量.

定义非奇异终端滑模面 \$\mathbf{s}\$ 如下:

$$\mathbf{s} = \bar{\mathbf{i}}_s + \gamma \dot{\bar{\mathbf{i}}}_s^{p/q}, \quad (11)$$

式中: \$\mathbf{s} = [s_\alpha \ s_\beta]^T, \gamma = \operatorname{diag}\{\gamma_\alpha, \gamma_\beta\}, \alpha > 0, \beta > 0; p, q\$ 为奇数, \$1 < p/q < 2; \dot{\bar{\mathbf{i}}}_s^{p/q}\$ 定义为

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_s^{p/q} = [\dot{\bar{i}}_\alpha^{p/q} \ \dot{\bar{i}}_\beta^{p/q}]^T, \quad (12)$$

非奇异终端滑模 \$\mathbf{s}\$ 用于实现二阶滑模控制, 并且抑制抖振. 当 \$\mathbf{s}\$ 收敛到零, \$\bar{\mathbf{i}}_s\$ 和 \$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_s\$ 将在有限时间收敛到零, 此时, 系统保持在二阶滑模 \$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_s = \ddot{\bar{\mathbf{i}}}_s = 0\$ 上.

定理 1 对于式(10)所示电流偏差系统, 选取滑模面(11), 并且设计如下控制律, 则 $\dot{\mathbf{i}}_s$ 和 $\ddot{\mathbf{i}}_s$ 将在有限时间内收敛:

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_{eq} + \mathbf{v}_n, \quad (13)$$

$$\mathbf{v}_{eq} = \hat{R}_s \bar{\mathbf{i}}_s, \quad (14)$$

$$\mathbf{v}_n = - \int_0^t [(\hat{L}q/p)\gamma^{-1}\dot{\mathbf{i}}_s^{2-p/q} + (k' + \eta)\text{sgn } \mathbf{s} + \mu \mathbf{s}] d\tau, \quad (15)$$

式中: $\text{sgn } \mathbf{s}$ 定义为 $\text{sgn } \mathbf{s} = [\text{sgn } s_\alpha \quad \text{sgn } s_\beta]^T$; $k' > \|\dot{\mathbf{e}}_s\|$, $\eta > 0$, $\mu > 0$ 为设计参数.

证 选取李雅普诺夫函数为

$$V = 0.5 \mathbf{s}^T \mathbf{s},$$

则 V 对时间求导得

$$\dot{V} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^T [\dot{\mathbf{i}}_s + (p/q)\gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{i}}_s^{p/q-1}\} \ddot{\mathbf{i}}_s] = (p/q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{i}}_s^{p/q-1}\} [\ddot{\mathbf{i}}_s + (q/p)\gamma^{-1}\dot{\mathbf{i}}_s^{2-p/q}].$$

考虑到式(13)(16)~(18), 有

$$\dot{\mathbf{i}}_s = (-\hat{R}_s \bar{\mathbf{i}}_s + \mathbf{e}_s + \mathbf{v}) / \hat{L} = (\mathbf{e}_s + \mathbf{v}_n) / \hat{L},$$

因此,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= p / (\hat{L}q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{i}}_s^{p/q-1}\} [\dot{\mathbf{e}}_s + \dot{\mathbf{v}}_n + (\hat{L}q/p)\gamma^{-1}\dot{\mathbf{i}}_s^{2-p/q}] = \\ &= p / (\hat{L}q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{i}}_s^{p/q-1}\} [\dot{\mathbf{e}}_s - (k' + \eta)\text{sgn } \mathbf{s} - \mu \mathbf{s}]. \end{aligned}$$

由于参数 k' 满足 $k' > \|\dot{\mathbf{e}}_s\|$,

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -p / (\hat{L}q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{\mathbf{i}}_s^{p/q-1}\} (\eta \text{sgn } \mathbf{s} + \mu \mathbf{s}) \leq \\ &= -p / (\hat{L}q) \min_{x=\alpha, \beta} (\gamma_x \dot{\mathbf{i}}_x^{p/q-1}) (\eta \|\mathbf{s}\| + \mu \|\mathbf{s}\|^2) \leq 0. \end{aligned} \quad (16)$$

由于 p 和 q 为奇数, $1 < p/q < 2$, 因此, 当 $\dot{\mathbf{i}}_x \neq 0$, $\dot{\mathbf{i}}_x^{p/q-1} > 0$; 当且仅当 $\dot{\mathbf{i}}_x = 0$ 时, $\dot{\mathbf{i}}_x^{p/q-1} = 0$, $x = \alpha, \beta$. 对于 $\|\mathbf{s}\| \neq 0$ 讨论以下两种情况:

1) $\dot{\mathbf{i}}_x \neq 0$, $x = \alpha, \beta$. 当 $\|\mathbf{s}\| \neq 0$, 可以进一步得到

$$\dot{V} \leq -p / (\hat{L}q) \min_{x=\alpha, \beta} (\gamma_x \dot{\mathbf{i}}_x^{p/q-1}) (\eta \|\mathbf{s}\| + \mu \|\mathbf{s}\|^2) < 0.$$

2) $\dot{\mathbf{i}}_x = 0$, $\bar{\mathbf{i}}_x \neq 0$, $x = \alpha, \beta$. 文献[12]证明了这种情况下观测器不会一直保持在状态($\dot{\mathbf{i}}_x = 0$, $\bar{\mathbf{i}}_x \neq 0$), 而将穿越相平面 $0 - \bar{\mathbf{i}}_x \dot{\mathbf{i}}_x$ 的 $\dot{\mathbf{i}}_x = 0$ 轴. 而且, 观测器的状态将在有限时间到达非奇异终端滑模面 $\mathbf{s} = 0$ [12]. 假设在 t_r 时刻, \mathbf{s} 收敛到 0, 即 $\mathbf{s}(0) \neq 0$, 而 $\mathbf{s}(t) = 0, \forall t \geq t_r$, 则 $\dot{\mathbf{i}}_s$ 和 $\ddot{\mathbf{i}}_s$ 也将将在有限时间内收敛为零, 收敛时间

$$t_s = t_r + \frac{p}{(p-q)} \max_{j=\alpha, \beta} (\gamma_j^{q/p} |\bar{i}_j(t_r)|^{\frac{p-q}{p}}). \quad (17)$$

证毕.

注 1 根据式(20), 可以通过选择参数 γ, p 和 q 调节 $\bar{\mathbf{i}}_s$ 的收敛速度.

注 2 对于式(18), 假设 $k' > \|\dot{\mathbf{e}}_s\|$, 是合理的. 因为根据式(2), 有

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\psi_f(\dot{\omega}_e \sin \theta_e + \omega_e^2 \cos \theta_e), \\ \dot{e}_\beta = \psi_f(\dot{\omega}_e \cos \theta_e - \omega_e^2 \sin \theta_e). \end{cases} \quad (18)$$

可见, $\|\dot{\mathbf{e}}_s\|$ 存在上界, 它由电机的转速和加速度所决定. 通过电机的额定转速、额定电流、转动惯量等参数, 以及电机负载情况, $\|\dot{\mathbf{e}}_s\|$ 的上界可以估计出来.

高阶终端滑模观测器结构如图2所示.

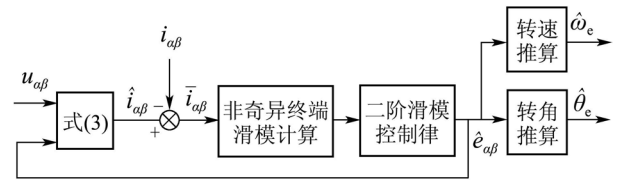


图 2 高阶非奇异终端滑模观测器

Fig. 2 Higher-order NTSM observer

由式(18)可知, 控制律 \mathbf{v}_n 本身的积分作用相当于对含有符号函数的信号进行了低通滤波. 因此, 控制信号 \mathbf{v} 是连续平滑的, 可以不需要再外加低通滤波器而直接用于估计反电动势. 由式(10)(11)可以计算出电机的转速和位置.

4 观测器鲁棒性研究(Study on robustness of NTSM observer)

随着电机运行状态的变化, 电机的参数也会发生一定的变化. 例如温度变化和集肤效应, 将引起定子电阻值 R_s 的变化; 磁链饱和将引起定子电感值 L 的变化. 因此, 本节将分析定子电阻 R_s , 电感 L 以及磁链 ψ_f 的变化对传统滑模观测器和高阶终端滑模观测器性能的影响.

假设

$$\Delta R_s = \hat{R}_s - R_s, \quad \Delta L = \hat{L} - L, \quad \Delta \psi_f = \hat{\psi}_f - \psi_f.$$

为了方便推导公式, 设

$$M = \frac{1}{L}, \quad \hat{M} = \frac{1}{\hat{L}}, \quad \Delta M = \hat{M} - M.$$

由式(1)和式(3)可得

$$\dot{\mathbf{i}}_x = (-R_s i_x - e_x + u_x) M, \quad x = \alpha, \beta, \quad (19)$$

$$\dot{\mathbf{i}}_x = (-\hat{R}_s \hat{i}_x + u_x + v_x) \hat{M}, \quad x = \alpha, \beta. \quad (20)$$

式(23)与式(22)做差得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_x &= (-\hat{R}_s \hat{i}_x + u_x + v_x) \hat{M} - \\ &= (-R_s i_x - e_x + u_x) M = \\ &= (-\hat{R}_s \hat{i}_x + v_x + e_x - f_x) / \hat{L}, \quad x = \alpha, \beta, \end{aligned} \quad (21)$$

式中

$$f_x = \Delta R_s i_x - \frac{\Delta M}{\hat{M}}(-R_s i_x - e_x + u_x) = \Delta R_s i_x - \frac{\Delta M}{\hat{M}} \dot{i}_x, \quad x = \alpha, \beta. \quad (22)$$

由于

$$\Delta L = \hat{L} - L = \frac{1}{\hat{M}} - \frac{1}{M} = -\frac{\Delta M}{\hat{M}M}, \quad (23)$$

因此

$$f_x = \Delta R_s i_x + \Delta L \dot{i}_x, \quad x = \alpha, \beta. \quad (24)$$

对于高阶终端滑模观测器控制律(16)~(18), 如果

$$k' > \|\dot{e}_s\| + \|\dot{f}\|, \quad \mathbf{f} = [f_\alpha \quad f_\beta]^T,$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_s &= (-\hat{R}_s \hat{i}_s + \mathbf{e}_s - \mathbf{f} + \mathbf{v}) / \hat{L} = \\ & (\mathbf{e}_s - \mathbf{f} + \mathbf{v}_n) / \hat{L}, \end{aligned} \quad (25)$$

因此

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = \\ & (p/q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{i}_s^{p/q-1}\} [\ddot{i}_s + (q/p) \gamma^{-1} \dot{i}_s^{2-p/q}] = \\ & p / (\hat{L} q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{i}_s^{p/q-1}\} [\dot{e}_s - \dot{\mathbf{f}} - \\ & (k' + \eta) \text{sgn } \mathbf{s} - \mu \mathbf{s}] \leq \\ & -p / (\hat{L} q) \mathbf{s}^T \gamma \text{diag}\{\dot{i}_s^{p/q-1}\} (\eta \text{sgn } \mathbf{s} + \mu \mathbf{s}) \leq \\ & -p / (\hat{L} q) \min_{x=\alpha, \beta} (\gamma_x \dot{i}_x^{p/q-1}) (\eta \|\mathbf{s}\| + \mu \|\mathbf{s}\|^2) \leq 0, \end{aligned}$$

即得到和式(19)相同的结论. 根据定理1的证明过程可知, 在参数存在摄动时, 高阶终端滑模观测器也可以使 \bar{i}_α 和 \bar{i}_β 将在有限时间内收敛.

5 仿真结果(Simulation results)

本文对传统滑模观测器和高阶终端滑模观测器进行了仿真, 比较了这两种观测器的性能. 仿真所用永磁同步电机的参数如下:

$$\begin{aligned} P_N &= 1.5 \text{ kW}, \quad U_N = 380 \text{ V}, \quad n_N = 1000 \text{ r/min}, \\ I_N &= 3.5 \text{ A}, \quad R_s = 2.875 \Omega, \quad L = 33 \text{ mH}, \\ \psi_f &= 0.8 \text{ Wb}, \quad J = 0.011 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \end{aligned}$$

负载转矩 $T_L = 5 \text{ Nm}$, 传统滑模观测器的参数 $k = 140$. 根据式(8)设计低通滤波器, 滤波时间常数 $\tau_0 = 0.005 \text{ s}$. 根据定理1设计高阶终端滑模观测器. 参数设计如下:

$$\begin{aligned} \beta &= 0.1, \quad p = 5, \quad q = 3, \quad \gamma_\alpha = \gamma_\beta = 0.001, \\ k_1 + \eta &= 20400, \quad \mu = 1200. \end{aligned}$$

分别对以下几种条件的仿真进行比较:

1) $\hat{R}_s = R_s$, $\hat{L} = L$, $\hat{\psi}_f = \psi_f$, 负载转矩恒定为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转速在0s由静止上升至 500 r/min , 后在 0.5 s 下降到 -500 r/min . 两种观测器的转速估计波形见图3~图8. 传统滑模观测器的转速估计误差随电

机转速下降而增大, 最大达到 50 r/min ; 而高阶终端滑模观测器在整个转速范围内都具有较高的观测精度, 转速估计误差为 5 r/min . 这是由于一方面, 非奇异滑模的响应速度优于传统滑模, 另一方面, 高阶滑模观测器削弱了传统滑模观测器存在的抖振, 从而无需加入低通滤波器, 避免了低通滤波器造成反电动势估计值的相位滞后及幅值减小, 提高了观测器在低速时的精度.

相应地, 电机转速在 0.4 s , 由 300 r/min 上升至 500 r/min , 后在 0.7 s 下降到 300 r/min 时, 高阶终端滑模观测器和传统滑模观测器的位置估计如图9, 10所示. 高阶终端滑模观测器位置估计误差在 0.02 rad , 传统滑模观测器在补偿之后的转速估计误差为 0.05 rad . 可见, 由于高阶终端滑模观测器估计出的反电动势波形比传统滑模观测器获得的波形更加平滑, 电流观测误差也小于传统滑模观测器.

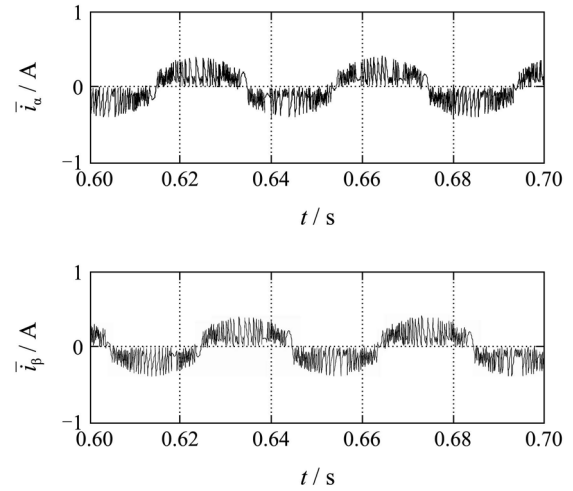


图3 传统滑模观测器的 \bar{i}_α 和 \bar{i}_β

Fig. 3 \bar{i}_α and \bar{i}_β in conventional sliding mode observer

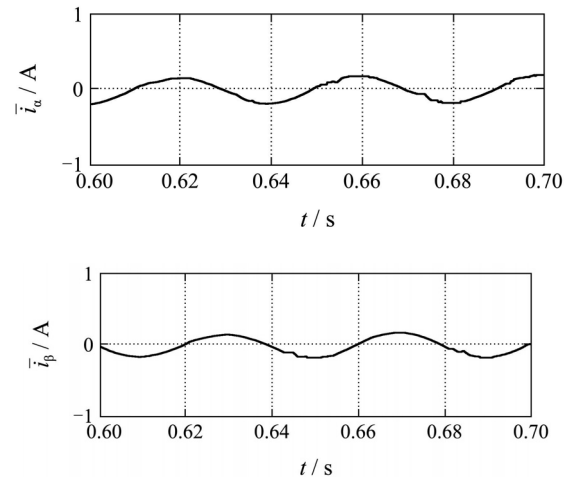


图4 高阶终端滑模观测器的 \bar{i}_α 和 \bar{i}_β

Fig. 4 \bar{i}_α and \bar{i}_β in higher-order TSM observer

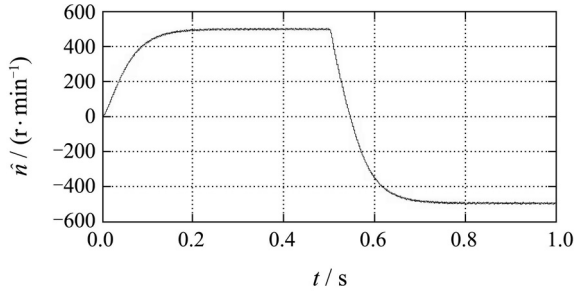


图 5 传统滑模观测器的 \hat{n}

Fig. 5 \hat{n} in conventional sliding mode observer

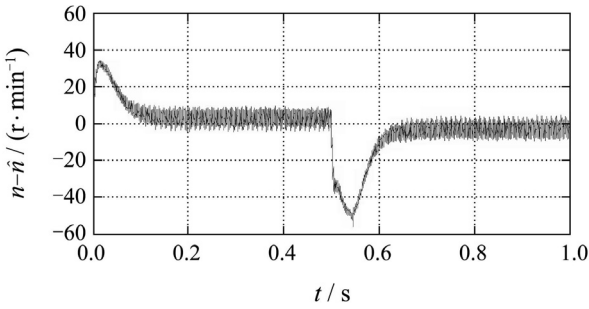


图 6 传统滑模观测器的 \hat{n} 的误差

Fig. 6 \hat{n} 's error in conventional sliding mode observer

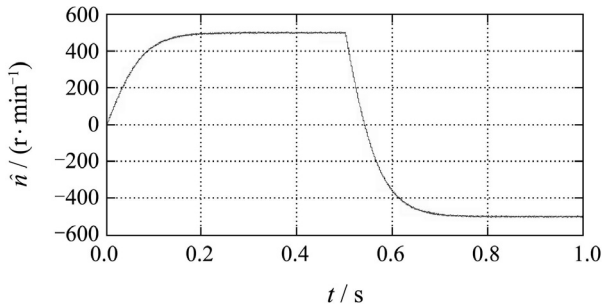


图 7 高阶NTSM观测器的 \hat{n}

Fig. 7 \hat{n} in high-order NTSM observer

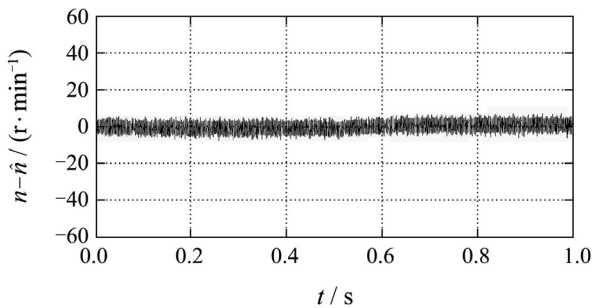


图 8 高阶NTSM观测器误差

Fig. 8 \hat{n} 's error in high-order NTSM observer

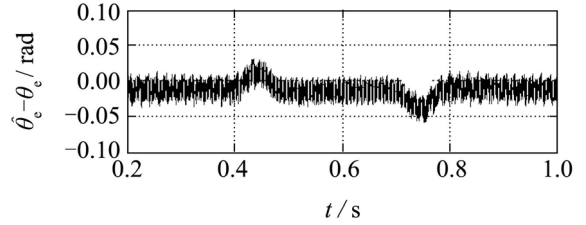
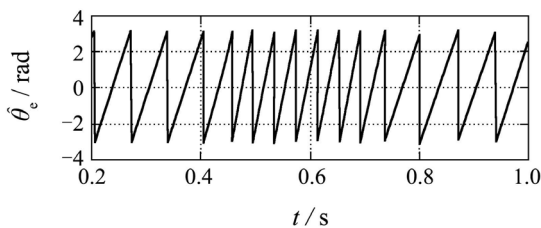


图 9 传统滑模观测器的 $\hat{\theta}_e$ 及其误差

Fig. 9 $\hat{\theta}_e$ and its error in conventional sliding mode observer

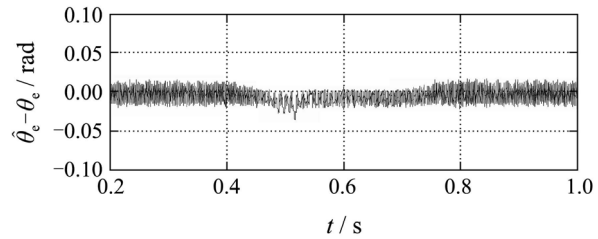
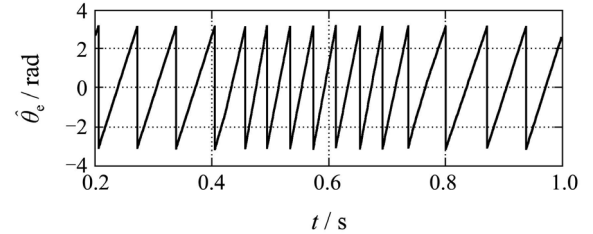


图 10 高阶NTSM观测器的 $\hat{\theta}_e$ 及其误差

Fig. 10 $\hat{\theta}_e$ and its error in high-order NTSM observer

2) 考虑到有扰动出现时, 当 $\Delta R_s = 0.5R_s$, ΔL 与 $\Delta\psi_f$ 保持不变; $\Delta L = 0.5L$, ΔR_s 与 $\Delta\psi_f$ 保持不变; $\Delta\psi_f = -0.1\psi_f$, ΔR_s 与 ΔL 保持不变时的仿真结果分别如图 11~13 所示. 仿真条件为: 转速保持在 500 r/min, 负载转矩在 0~0.3 s 为 0 N·m, 在 0.4 s 时突变到 3 N·m, 在 0.7 s 再突变到 5 N·m. 从仿真图 11~13 的结果可见对速度的估计值, 高阶滑模观测器基本不受扰动的影响.

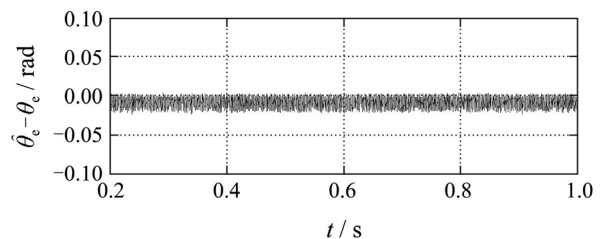
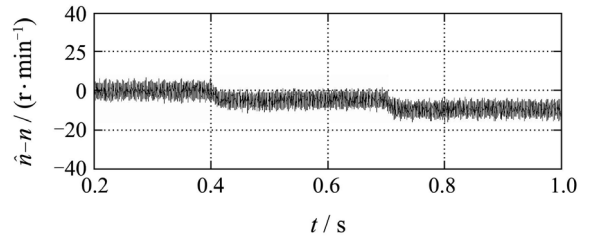


图 11 R_s 变化时高阶NTSM观测器的误差

Fig. 11 Estimation error in high-order NTSM observer

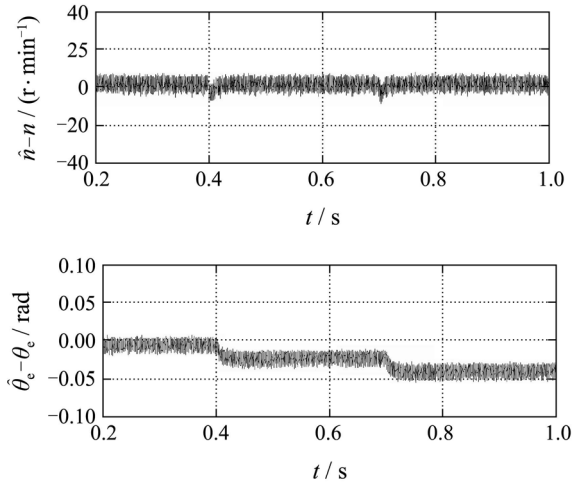
图 12 L 变化时高阶NTSM观测器的误差

Fig. 12 Estimation error in high-order NTSM observer

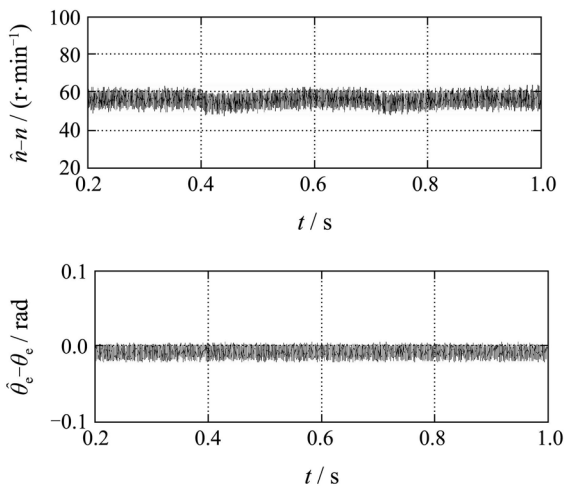
图 13 ψ_f 变化时高阶NTSM观测器的误差

Fig. 13 Estimation error in high-order NTSM observer

参考文献(References):

- [1] FRENCH C, ACARNLEY P. Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(5): 1089 – 1097.
- [2] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 15 – 20. (JIA Hongping, HE Yikang. Study on inspection of the initial rotor position of a PMSM based on high-frequency signal injection[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(15): 15 – 20.)
- [3] 孙海军, 郭庆鼎, 高松巍, 等. 系统辨识法永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(3): 244 – 253. (SUN Haijun, GUO Qingding, GAO Songwei, et al. Sensorless control of permanent magnetism synchronous motor using identification method[J]. *Electric Machines and Control*, 2008, 12(3): 244 – 253.)

- [4] SOLSONA J, VALLA M I, MURAVCHIK C. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1996, 43(4): 492 – 497.
- [5] UTKIN V, GULDNER J, SHI J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*[M]. London: Taylor and Francis, 1999.
- [6] 郭清风, 杨贵杰, 晏鹏飞. SMO在无位置传感器PMSM驱动控制系统的应用[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4), 354 – 358. (GUO Qingfeng, YANG Guijie, YAN Pengfei. Application of SMO for sensorless driven and controlling system of PMSM[J]. *Electric Machines and Control*, 2007, 11(4), 354 – 358.)
- [7] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36 – 40. (ZHANG Meng, XIAO Xi, LI Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(36): 36 – 40.)
- [8] 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.
- [9] 汤青波, 何学文, 梁毓明. 超声波电动机位置伺服系统的模糊终端滑模控制[J]. 微特电机, 2005, (6): 24 – 26. (TANG Qingbo, HE Xuewen, LIANG Yuming. Fuzzy terminal sliding-mode control for position servo systems of ultrasonic motor[J]. *Small and Special Machines*, 2005, (6): 24 – 26)
- [10] VENKATARAMAN S T, GULATI S. Control of nonlinear systems using terminal sliding modes[C] // *Proceedings of the 1992 American Control Conference*. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 1992: 891 – 893
- [11] PAPONPEN K, KONGHIRUN M. An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM[C] // *Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2006, 2: 972 – 976.
- [12] KANG K L, KIM J M, HWANG K B, et al. Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer[C] // *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway, NJ: IEEE, 2004, 2: 1111 – 1116.
- [13] LI C S, ELBULUK M. A robust sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor drives[C] // *Proceedings of the 28th IEEE Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway, NJ: IEEE, 2002, 2: 1014 – 1019.

作者简介:

郑雪梅 (1969–), 女, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为变结构控制、风力发电、电机控制等, E-mail: xmzheng@hit.edu.cn;

李秋明 (1970–), 男, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为非线性控制理论的应用与研究;

史宏宇 (1981–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为变结构控制与鲁棒控制、电机控制等, E-mail: hongyuhit@126.com;

冯勇 (1962–), 男, 教授, 主要研究方向为变结构控制与鲁棒控制等, E-mail: yfeng@hit.edu.cn.