

# 带参数辨识的自适应二阶滑模观测器PMSM 无传感器矢量控制

张 谦, 李 东<sup>†</sup>

(1. 重庆大学 电气工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆大学 汽车协同创新中心, 重庆 400044)

**摘 要:** 针对表贴式永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统, 提出一种具有电机参数在线辨识的基于 Super-twisting algorithm 的自适应二阶滑模观测器. 在两相静止坐标系下, 将模型参考自适应方法与基于 Super-twisting algorithm 的二阶滑模方法相结合, 实现反电动势的准确估计. 采用李亚普诺夫理论证明观测器的稳定性, 并由李亚普诺夫稳定性方程推导定子电阻和转子转速的自适应律. 在同步旋转坐标系下, 采用二阶滑模观测器估计永磁磁链, 并将其输入位置跟踪观测器估计转子位置. 该算法充分抑制了滑模抖振, 同时避免了低通滤波和相位补偿环节的使用, 转子位置检测不受定子电阻和永磁磁链变化的影响, 具有较强的鲁棒性. 仿真结果验证了所提出算法的有效性.

**关键词:** 表贴式永磁同步电机; 转子位置检测; 自适应二阶滑模观测器; Super-twisting algorithm; 在线参数辨识  
**中图分类号:** TP273      **文献标志码:** A

## Adaptive second-order sliding mode observer with parameter identification for PMSM sensorless vector control

ZHANG Qian, LI Dong<sup>†</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China; 2. Automotive Collaborative Innovation Center, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** Aiming at the position sensorless vector control system of surface permanent magnet synchronous motors, an adaptive second-order sliding mode observer with online identification of motor parameters based on a super-twisting algorithm is presented. In the two-phase stationary coordinate system, the paper combines a model reference adaptive system with a second-order sliding mode based on the super-twisting algorithm. Thus the exact estimate of the back electromotive force (EMF) is achieved. The Lyapunov theory is used to prove the stability of the observer, and the adaptive law of stator resistance and rotor speed is deduced from the Lyapunov stability equation. In the synchronous rotating coordinate system, the second-order sliding mode observer is used to estimate the permanent magnet flux. Subsequently, the identified parameter is brought in the position tracking observer to estimate the rotor position. The algorithm can effectively suppress the sliding mode chattering without the use of low-pass filter and phase compensation. The rotor position measurement is not affected by the changes of stator resistance and permanent magnet flux, which owns strong robustness. The simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

**Keywords:** surface permanent magnet synchronous motor; rotor position measurement; adaptive second-order sliding mode observer; Super-twisting algorithm; online parameter identification

## 0 引 言

永磁同步电机 (Permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有结构简单、功率密度高、转动惯量小、动态响应快和高效节能等优点, 已经广泛应用于航空航天、汽车、家用电器等领域<sup>[1]</sup>. 矢量控制技术是高性能的永磁同步电机控制方式, 但需要对电机

转子位置进行检测. 永磁同步电机传统的转子位置检测通过机械传感器来实现, 但会加大系统的体积和转子的转动惯量, 增加系统成本, 降低系统可靠性. 此外, 在一些紧凑的设计中, 没有额外的空间安装传感器. 无位置传感器矢量控制技术能够有效减小系统体积和成本, 并可以应用于高温、高湿等恶劣环境, 增

收稿日期: 2017-11-21; 修回日期: 2018-03-11.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51507022).

责任编辑: 孙秋野.

<sup>†</sup>通讯作者. E-mail: cq\_lidong@163.com.

加了系统可靠性,已成为当今研究热点.

根据转速适用范围不同,无位置传感器矢量控制技术主要分为两类:一类适用于低速(零速)运行<sup>[2-3]</sup>,主要利用电机凸极特性获取转子位置信息,包括旋转高频信号注入法、脉振高频信号注入法等,然而,这类方法需要设计多个滤波器,注入的高频信号可能会产生更多的损耗和更大的转矩波动;另一类适用于中高速运行,主要利用电机基频激励的反电动势进行转子位置估计,包括模型参考自适应(Model reference adaptive system, MRAS)<sup>[4-5]</sup>、扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman filter, EKF)<sup>[6-7]</sup>和滑模观测器(Sliding mode observer, SMO)<sup>[8-15]</sup>等.然而,模型参考自适应法对模型参数的准确度依赖较大,其动态稳定性只能在一定速度区域调整为最佳;卡尔曼滤波器法需要矩阵求逆,计算量大、复杂度高,实时性较差.滑模观测器具有鲁棒性强、动态响应好、算法简单等优点,在无位置传感器PMSM控制系统中得到了广泛应用.

传统的SMO在开关函数的作用下,在滑模面附近呈现出固有的抖振现象<sup>[15]</sup>,使得估计结果在实际值上下振荡,对估计精度产生了直接影响.为了有效地削弱抖振,通常采用基于准滑动模态的滑模控制方法<sup>[8-10]</sup>,但是该方法的最大缺陷是观测误差不能保证在边界层内收敛到零.文献[8]采用基于饱和函数的自适应准滑模估计PMSM中的反电动势分量,然后将其用于估算PMSM的转子位置.文献[9]在自适应滑模观测器(Adaptive sliding-mode observer, ASMO)中用sigmoid函数代替了符号函数,将所得的反电动势等效信号输入反电动势自适应律模型估算反电动势.文献[10]在滑模观测器中用sigmoid函数代替符号函数,提出了一种通过模糊控制算法调整滑模增益的一阶SMO.然而,用sigmoid函数代替signum函数时,在控制回路的一个周期内,所估计的反电动势当中会存在大的纹波<sup>[11]</sup>.一阶SMO总是受困于抖振问题,实践中其会对系统的稳定性产生不良的影响,二阶SMO可以有效地消除滑模抖振并且不损害鲁棒性<sup>[12-14]</sup>,深受众多学者的关注,但是仍需要使用低通滤波环节,这增加了系统的复杂性.

通常估计到的反电动势中含有谐波和噪声,怎样从估计到的反电动势中准确地提取转子位置成为研究重点.采用反正切函数计算转子位置角,在转子位置角为90°左右时,易产生偏差且对信噪比敏感,采用锁相环(Phase-locked loop, PLL)技术提取转子位置信息时,PLL输入信号中的谐波分量可能导致其带宽变

小,从而导致瞬态响应变差<sup>[1]</sup>,在一些实际工业应用中,比如电动汽车的发电机,PLL将会遭受振荡问题,估计的转子位置中会存在较大的噪声和误差<sup>[5]</sup>.在表贴式永磁同步电机中,传统的位置跟踪观测器受转子永磁磁链变化的影响,而电机在实际运行过程中,由于受多方面因素的影响,比如温度、负载,永磁磁链并不是一个常值.此外,在线定子电阻估计在无传感器控制中起着重要作用,定子电阻的实际值和设定值之间的不匹配可能导致转子位置和速度估计误差<sup>[14]</sup>.精确的位置估计需要建立在精准的电机参数基础上,为了尽可能地保证控制效果,近几年,与参数辨识相结合的无位置传感器控制方法得到了广泛的关注和研究.

为了充分地抑制滑模抖振且不损害鲁棒性,同时避免低通滤波和相位补偿环节的使用,避免电机参数的变化影响位置观测性能,针对表贴式永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统,本文提出一种具有电机参数在线估计的基于Super-twisting algorithm的自适应二阶滑模观测器(STA-ASMO).在两相静止坐标系下,将模型参考自适应方法与基于Super-twisting algorithm的二阶滑模方法结合在一起,实现了反电动势的准确估计.由李亚普诺夫稳定性方程推导了定子电阻和转子转速的自适应律,在同步旋转坐标系下,采用二阶滑模观测器来估计永磁磁链,并将其输入位置跟踪观测器来估计转子位置,克服了位置跟踪观测器受电机永磁磁链变化的影响,提高了转子位置观测的精度.在理论分析的基础上进行了仿真对比研究,所得结果验证了所提出算法的有效性,可以实现表贴式永磁同步电机无位置传感器高性能的矢量控制.

## 1 PMSM的数学模型

假设磁路不饱和,气隙磁场在空间呈正弦分布,三相定子绕组是对称的,不计磁滞和涡流损耗影响条件下,采用 $i_d = 0$ 的PMSM转子磁场定向控制,转矩大小只与定子电流的幅值成正比,实现了PMSM定子电流的解耦控制.在静止两相坐标轴下,表贴式永磁同步电机的电流状态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha + \frac{1}{L_s}(-e_\alpha), \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta + \frac{1}{L_s}(-e_\beta). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $R_s$ 和 $L_s$ 分别为定子电阻和电感; $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ 为静止两相坐标系下的定子电流; $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ 为定子电压;反电动势 $e_\alpha = -\omega_r\psi_f \sin\theta_r$ , $e_\beta = \omega_r\psi_f \cos\theta_r$ , $\psi_f$ 为永磁磁链; $\omega_r$ 和 $\theta_r$ 分别为转子的电气角速度和位置角.

## 2 自适应二阶滑模观测器设计

### 2.1 Super-twisting algorithm理论

Super-twisting algorithm(STA) 是滑模控制理论的又一重大研究成果<sup>[16]</sup>. 文献[17-18]中的Lyapunov方法已经证明了STA的连续稳定性,最简单的STA形式可以写成

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}_1}{dt} = k'_1|x_1 - \hat{x}_1|^{1/2}\text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \hat{x}_2 + \rho_1, \\ \frac{d\hat{x}_2}{dt} = k'_2\text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_2. \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $x_i$  为状态变量,  $\hat{x}_i$  为状态变量的估计值,  $k'_i$  为切换增益,  $\rho_i$  为扰动项. 在文献[18]中已经证明, 如果式(2)中的扰动项全局有界(即  $\rho_2 \leq \delta_0, |\rho_1| \leq \delta|\hat{x}_1|^{1/2}$ , 其中  $\delta, \delta_0 \geq 0$ , 本文令  $\delta_0 = 0$ ), 即

$$|\rho_1| \leq \delta|\hat{x}_1|^{1/2}, \rho_2 = 0, \quad (3)$$

其中  $\delta$  和增益  $k'_1, k'_2$  满足

$$k'_1 > 2\delta, k'_2 > k'_1 \frac{5\delta k'_1 + 4\delta^2}{2(k'_1 - 2\delta)}, \quad (4)$$

则系统将在有限的时间内收敛到滑动面.

### 2.2 基于STA的观测器设计

对式(1)所示的表贴式永磁同步电机的电流状态方程整理可得

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{A}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{B}_s (\mathbf{u}_s - \mathbf{e}_s). \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &= \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \\ \mathbf{e}_s &= \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \psi_f \sin \theta_r \\ \omega_r \psi_f \cos \theta_r \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_s &= -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{I}, \mathbf{B}_s = \frac{1}{L_s} \mathbf{I}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

建立式(5)的状态估计方程

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} u_\alpha - \frac{1}{L_s} \hat{e}_\alpha, \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s} u_\beta - \frac{1}{L_s} \hat{e}_\beta, \end{cases} \quad (6)$$

其中符号“ $\hat{\cdot}$ ”代表估计值. 定义电流跟踪误差

$$\tilde{\mathbf{i}}_s = [\tilde{i}_\alpha \ \tilde{i}_\beta]^T = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s, \quad (7)$$

其中  $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$  为电流估计值.

用式(6)减去(5)得到电流误差状态方程

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} \tilde{e}_\alpha, \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} \tilde{e}_\beta. \end{cases} \quad (8)$$

其中:  $\tilde{e}_\alpha = e_\alpha - \hat{e}_\alpha, \tilde{e}_\beta = e_\beta - \hat{e}_\beta, \tilde{R}_s = R_s - \hat{R}_s$ . 基于电流误差状态方程(8), 采用如下二阶滑模观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{\phi}_\alpha = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} \left( k_1 |\varphi_\alpha|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\alpha) + \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\alpha) dt \right), \\ \dot{\phi}_\beta = -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} \left( k_1 |\varphi_\beta|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\beta) + \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\beta) dt \right). \end{cases} \quad (9)$$

其中: 误差  $\varphi_\alpha = \tilde{i}_\alpha - \phi_\alpha, \varphi_\beta = \tilde{i}_\beta - \phi_\beta, \phi_\alpha, \phi_\beta$  分别为  $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$  的估计值. 选择  $\mathbf{S}(\mathbf{x}) = [\phi_\alpha \ \phi_\beta]^T = 0$  为滑模超平面, 对应式(2), 在式(9)第1式中

$$\begin{aligned} \phi_\alpha &= \hat{x}_1, |\varphi_\alpha| = |x_1 - \hat{x}_1|, \\ -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\alpha &= \rho_1, \rho_2 = 0; \end{aligned}$$

在式(9)第2式中

$$\begin{aligned} \phi_\beta &= \hat{x}_1, |\varphi_\beta| = |x_1 - \hat{x}_1|, \\ -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\beta &= \rho_1, \rho_2 = 0. \end{aligned}$$

当  $\delta$  足够大时, 有以下不等式成立:

$$\begin{cases} \left| -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\alpha \right| \leq \delta |\phi_\alpha|^{1/2}, \\ \left| -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{\tilde{R}_s}{L_s} i_\beta \right| \leq \delta |\phi_\beta|^{1/2}, \end{cases} \quad (10)$$

则当不等式(4)、(10)成立时, 系统可在有限时间内收敛到滑模超平面. 用式(8)减去(9)得到

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_\alpha = \frac{1}{L_s} \left( \tilde{e}_\alpha - k_1 |\varphi_\alpha|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\alpha) - \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\alpha) dt \right), \\ \dot{\varphi}_\beta = \frac{1}{L_s} \left( \tilde{e}_\beta - k_1 |\varphi_\beta|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\beta) - \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\beta) dt \right). \end{cases} \quad (11)$$

当状态点到达超平面时, 即估计值  $\phi_\alpha, \phi_\beta$  等于实际值  $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$  时, 可以用等效控制法获得  $\tilde{e}_\alpha, \tilde{e}_\beta$ , 即

$$\varphi = \frac{d\varphi}{dt} = 0, \quad (12)$$

其中  $\varphi = [\varphi_\alpha \ \varphi_\beta]^T$ . 有

$$\begin{cases} \tilde{e}_\alpha = k_1 |\varphi_\alpha|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\alpha) + \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\alpha) dt, \\ \tilde{e}_\beta = k_1 |\varphi_\beta|^{1/2} \text{sgn}(\varphi_\beta) + \int k_2 \text{sgn}(\varphi_\beta) dt. \end{cases} \quad (13)$$

又由于电机的电气时间常数要远小于其机械时

间常数,则在较短的采样周期内可认为 $\omega_r$ 在采样周期内是不变的,即 $\omega_r$ 的导数为0,则有

$$\frac{de_s}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = A_e e_s, \quad (14)$$

其中 $A_e = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix}$ .可以设计如下反电动势自适应律:

$$\dot{\hat{e}}_s = \hat{A}_e \hat{e}_s + \lambda \tilde{e}_s + \frac{1}{L_s} \tilde{i}_s. \quad (15)$$

其中: $\hat{A}_e = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix}$ , $\tilde{e}_s = [\tilde{e}_\alpha \ \tilde{e}_\beta]^T$ ,观测器增益为 $\lambda$ .EKF具有优化和自适应能力,可以很好地抑制噪声.反电动势估计方程(15)具有EKF结构,即具有二阶低通滤波特性,可以有效地滤除高频噪声.事实上,方程(15)为模型参考自适应系统中的可调模型,方程(14)为模型参考自适应系统中的参考模型,通过选取适当的自适应律,可使得误差 $\tilde{e}_s$ 逼近于零.用式(14)减去(15)得到

$$\dot{\tilde{e}}_s = \tilde{A}_e \tilde{e}_s + A_e \tilde{e}_s - \lambda \tilde{e}_s - \frac{1}{L_s} \tilde{i}_s, \quad (16)$$

其中 $\tilde{A}_e = A_e - \hat{A}_e$ .采用李亚普诺夫方程进行稳定性分析,选取李雅普诺夫函数如下:

$$V_c = \frac{1}{2} \tilde{e}_s^T \tilde{e}_s + \frac{1}{2} \tilde{\omega}_r^2 + \frac{1}{2} \tilde{i}_s^T \tilde{i}_s + \frac{1}{2} \tilde{R}_s^2, \quad (17)$$

其中转速估计误差 $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ .对式(17)求导得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_c &= \tilde{e}_s^T \dot{\tilde{e}}_s + \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r + \tilde{i}_s^T \dot{\tilde{i}}_s + \tilde{R}_s (-\dot{\tilde{R}}_s) = \\ &= -\lambda(\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2) - \frac{\hat{R}_s}{L_s}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \tilde{\omega}_r(\dot{\tilde{\omega}}_r - \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta + \\ &= \hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta) + \tilde{R}_s \left( -\dot{\tilde{R}}_s + \frac{1}{L_s} i_\alpha \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} i_\beta \tilde{i}_\beta \right). \end{aligned} \quad (18)$$

由式(18)可知,若

$$\begin{aligned} \tilde{\omega}_r(\dot{\tilde{\omega}}_r - \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta + \hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta) &= 0, \\ \tilde{R}_s \left( -\dot{\tilde{R}}_s + \frac{1}{L_s} i_\alpha \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} i_\beta \tilde{i}_\beta \right) &= 0, \end{aligned}$$

则有 $\dot{V}_c < 0$ ,满足李亚普诺夫稳定性条件,系统稳定.于是可得

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta - \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta, \quad (19)$$

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = \frac{1}{L_s} i_\alpha \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} i_\beta \tilde{i}_\beta. \quad (20)$$

采用式(19)、(20)估计相应的参数时,存在响应速度慢的缺点,为改进系统的动态响应,将式(19)、(20)修正为

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta - \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta), \quad (21)$$

$$\dot{\hat{R}}_s = \left( K'_p + \frac{K'_i}{s} \right) \left( \frac{1}{L_s} i_\alpha \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} i_\beta \tilde{i}_\beta \right). \quad (22)$$

其中: $K_p$ 、 $K'_p$ 为比例系数, $K_i$ 、 $K'_i$ 为积分系数, $s$ 为拉普拉斯运算符.

图1为基于Super-twisting algorithm的自适应二阶滑模观测器转速估计结构框图.

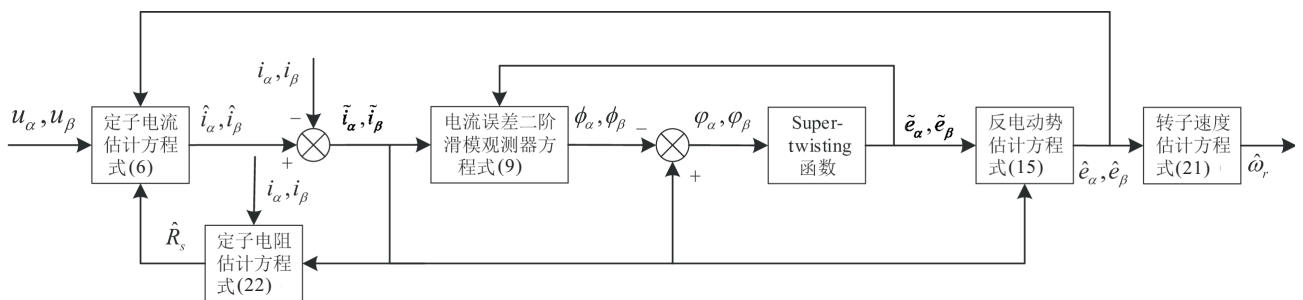


图1 基于Super-twisting algorithm的自适应二阶滑模观测器转速估计结构框图

### 3 转子永磁磁链估计和位置估计

如果直接由估计的转速积分计算转子位置(或直接从估计的转子位置微分计算转速),则在大负载和电机参数变化时,估计的转子位置(或转子转速)的精度会很差<sup>[5]</sup>.借鉴文献[5]电机转速和转子位置分别估计的思想,采用自适应二阶滑模观测器估计转速,采用位置跟踪观测器估计转子位置,以提高转子位置的估计精度.

在同步旋转的dq坐标中,表贴式永磁同步电机的电流状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_s} - \frac{\hat{R}_s}{L_s} i_q - \hat{\omega}_r i_d - \frac{\hat{\omega}_r}{L_s} \psi_f, \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_s} - \frac{\hat{R}_s}{L_s} i_d + \hat{\omega}_r i_q. \end{cases} \quad (23)$$

其中: $\hat{R}_s$ 为定子估计电阻; $i_q$ 、 $i_d$ 为同步旋转坐标系下的定子电流; $u_q$ 、 $u_d$ 为同步旋转坐标系下的定子电压, $\hat{\omega}_r$ 为转子的估计转速.

由式(23)可知,在同步旋转坐标系下只有q轴电流状态方程含有转子永磁磁链,因此只考虑式(23)第1式,构建其二阶滑模观测器方程

$$\frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{u_q}{L_s} - \frac{\hat{R}_s}{L_s}\hat{i}_q - \hat{\omega}_r i_d - \hat{\omega}_r \left( k_3 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) + \int k_4 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt \right). \quad (24)$$

其中:  $k_3, k_4$  为观测器增益,  $\hat{i}_q$  为  $q$  轴电流估计值, 电流估计误差  $\tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$ , 选择  $S(x) = \tilde{i}_q = 0$  为滑模超平面. 不同于传统滑模观测器, 式(24)中用实际电流  $i_d$  取代了估计电流  $\hat{i}_d$ . 对应式(2), 在式(24)中, 有

$$\begin{aligned} \frac{u_q}{L_s} - \frac{\hat{R}_s}{L_s}\hat{i}_q - \hat{\omega}_r i_d &= \rho_1, \quad \rho_2 = 0, \\ \hat{i}_q &= \hat{x}_1, \quad -\tilde{i}_q = x_1 - \hat{x}_1. \end{aligned}$$

同式(9)可证: 在一定条件下, 系统可在有限时间内收敛到滑模超平面. 用式(24)减去(23)第1式, 得到

$$\frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\frac{\hat{R}_s}{L_s}\tilde{i}_q + \frac{\hat{\omega}_r}{L_s} \left( \psi_f - k_3 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) - \int k_4 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt \right). \quad (25)$$

当状态点达到超平面时, 有

$$\psi_f = k_3 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) + \int k_4 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt. \quad (26)$$

位置跟踪观测器是基于PMSM机械方程构成的, 忽略阻尼转矩时, 有

$$\frac{d^2\theta_r}{dt^2} = \frac{p}{J}(T_e - T_1). \quad (27)$$

其中:  $T_e, T_1$  分别为电磁转矩和负载转矩,  $J$  为转动惯量,  $p$  为电机极对数,  $\theta_r$  为转子的位置角.

构建式(27)的观测器方程, 有

$$\frac{d^2\hat{\theta}_r}{dt^2} = \frac{p}{J}(\hat{T}_e - \hat{T}_1), \quad (28)$$

其中电磁转矩估计值

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2}p\hat{\psi}_f\hat{i}_q. \quad (29)$$

$-\hat{T}_1$  项用一个误差补偿器来代替, 即

$$-\hat{T}_1 = \left( K_p'' + \frac{K_i''}{s} \right) (\theta_r - \hat{\theta}_r). \quad (30)$$

在  $\theta_r$  与  $\hat{\theta}_r$  偏差较小的情况下, 可以认为  $\sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \approx \theta_r - \hat{\theta}_r$  成立. 自适应二阶滑模观测器的输出  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ , 假定它们是准确的, 含有转子实际位置信息  $\theta_r$ , 即

$$\hat{e}_\alpha = -|\hat{e}| \sin \theta_r, \quad \hat{e}_\beta = |\hat{e}| \cos \theta_r,$$

有

$$\begin{aligned} -\hat{e}_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) - \hat{e}_\beta \sin(\hat{\theta}_r) &= \\ |\hat{e}| \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) &= |\hat{e}|(\theta_r - \hat{\theta}_r), \end{aligned} \quad (31)$$

其中  $|\hat{e}|$  为反电动势幅值. 式(31)表明反电动势幅值  $|\hat{e}|$  仅相当于改变PI调节器增益, 因此  $|\hat{e}|$  是否准确与估计精度无关. 转子位置估计结构如图2所示.

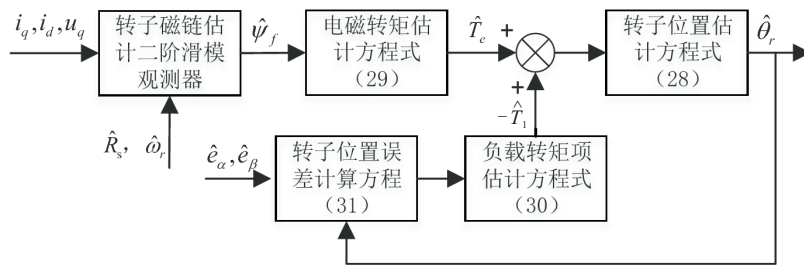


图2 转子位置估计结构

### 4 仿真分析

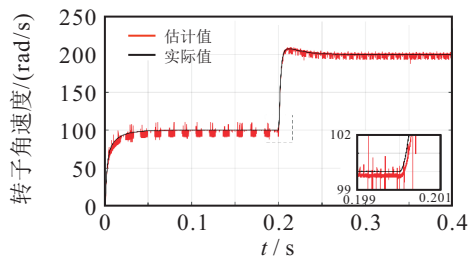
为了验证本文所设计观测器的有效性和优越性, 使用 Matlab/Simulink 进行仿真, 并与采用 **sigum** 函数的传统 SMO 和采用 **sigum** 函数的自适应滑模观测器 (ASMO) 进行对比. 调速系统采用转速、电流双闭环结构,  $i_d = 0$  的矢量控制策略, 仿真用的永磁同步电机主要参数为: 额定功率  $P = 1.1 \text{ kW}$ , 定子电阻  $R_s = 2.875 \Omega$ , 定子电感  $L_s = 0.0085 \text{ H}$ , 转动惯量  $J = 0.001 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ , 极对数  $p = 4$ , 转子磁链  $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$ , 额定转矩  $T_{e\text{-Rated}} = 10 \text{ N}\cdot\text{m}$ . 仿真参数设为变步长, 算法为 **ode45**, 相对误差为 0.001. 转速环 PI 调节器参数:  $K_{p\omega} = 0.0476, K_{i\omega} = 2.5$ . 电流环 PI 调节器的参数:  $K_{p\alpha} = K_{p\beta} = 18, K_{i\alpha} = K_{i\beta} = 3000$ . 基于文献 [16] 提出的方法粗略地估计系数  $k'_1, k'_2$  的取

值范围, 经过调试, 整定观测器参数为:  $k_1 = 10, k_2 = 3000, k_3 = 0.05, k_4 = 8, \lambda = 10000, K_p = 400, K_i = 100, K'_p = 0.004, K'_i = 1.2, K''_p = 1000, K''_i = 1$ .

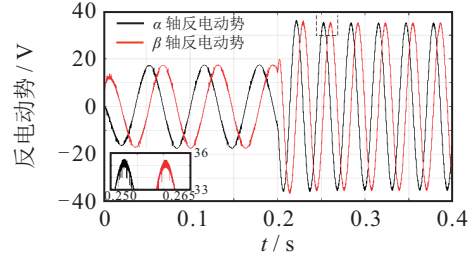
#### 4.1 电机恒负载转矩运行, 转速突变

电机给定初始电气角速度  $100 \text{ rad/s}$ ,  $t = 0.2 \text{ s}$  时电气角速度提高到  $200 \text{ rad/s}$ , 电机带负载启动, 负载转矩为  $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ . 传统 SMO 的滑模增益  $k = 200$ , 加入低通滤波和相位补偿环节; 传统 ASMO 的滑模增益  $k' = 200$ , 加入低通滤波环节.

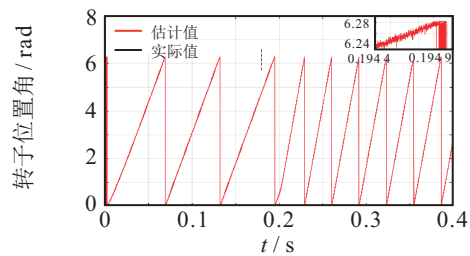
通过对比仿真波形图 (图3~图5) 可以发现: 采用传统滑模观测器时, 滑模抖振现象很严重, 估计的参数中存在高频噪声, 参数估计的精度差; 采用自适应一阶滑模观测器时, 滑模抖振有所减小, 参数估计的精度一般, 但是抖振抑制效果仍不理想; 采用本文



(a) 实际转子角速度与估计转子角速度

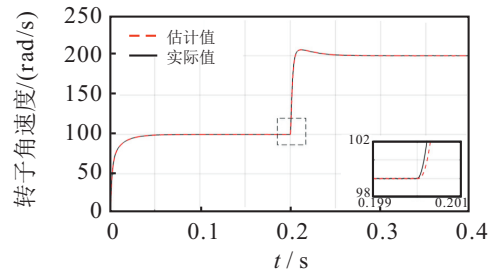


(b) 估计的  $\alpha, \beta$  轴反电动势

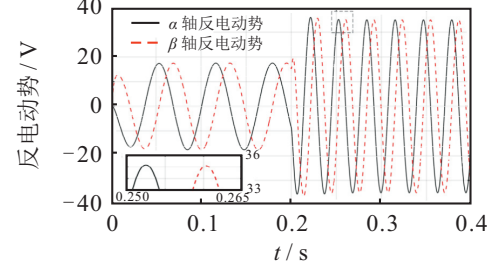


(c) 实际转子位置角与估计转子位置角

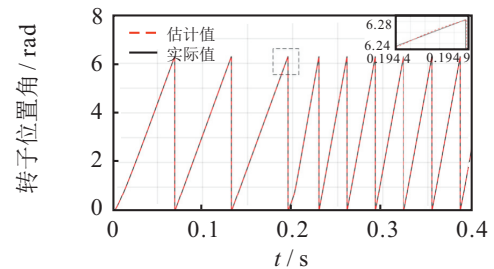
图3 参考转速突变时的传统SMO仿真波形图



(a) 实际转子角速度与估计转子角速度



(b) 估计的  $\alpha, \beta$  轴反电动势

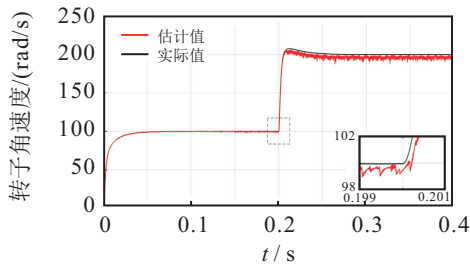


(c) 实际转子位置角与估计转子位置角

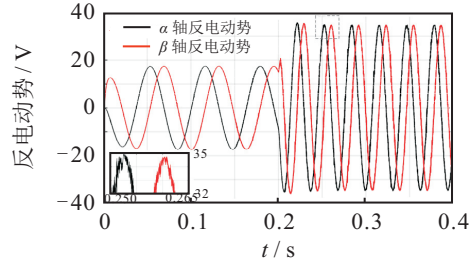
图5 参考转速突变时的STA-ASMO仿真波形图

提出的自适应二阶滑模观测器时,滑模抖振抑制效果很好,估计的参数中不存在高频噪声,参数估计精度很高,且仍然保持滑模控制的强鲁棒性特征.

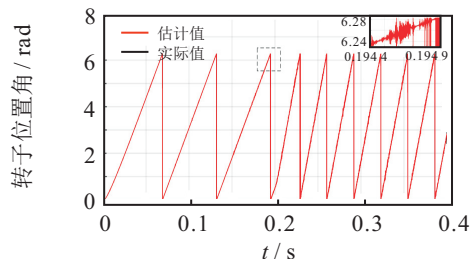
图6为转速突变时,自适应  $R_s$  和二阶滑模观测器的参数辨识波形图,可见估计的  $R_s$  误差约为  $\pm 0.001 \Omega$ ,估计的  $\psi_f$  误差约为  $\pm 0.0001 \text{ Wb}$ .



(a) 实际转子角速度与估计转子角速度

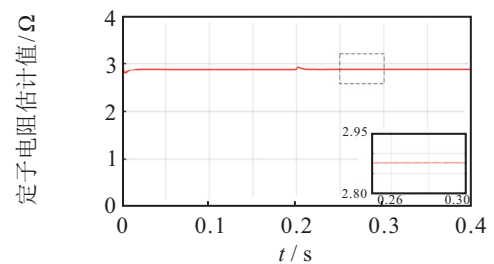


(b) 估计的  $\alpha, \beta$  轴反电动势

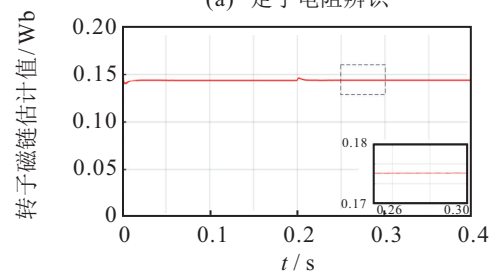


(c) 实际转子位置角与估计转子位置角

图4 参考转速突变时的ASMO仿真波形图



(a) 定子电阻辨识



(b) 转子磁链辨识

图6 参考转速突变时的STA-ASMO参数辨识波形图

### 4.2 电机恒转速运行,负载突变

电机给定电气角速度 500 rad/s, 初始负载转矩 4 N·m,  $t = 0.2$ s 时提高到 8 N·m.

图7为负载转矩突变时的STA-ASMO 仿真波形图. 由图7可以看出: 在负载突变时, 本文提出的自适应二阶滑模观测器也能精确地估计电机的速度和位置, 估计的参数中不含高频噪声, 能充分地抑制滑模抖振, 对负载转矩扰动具有很强鲁棒性.

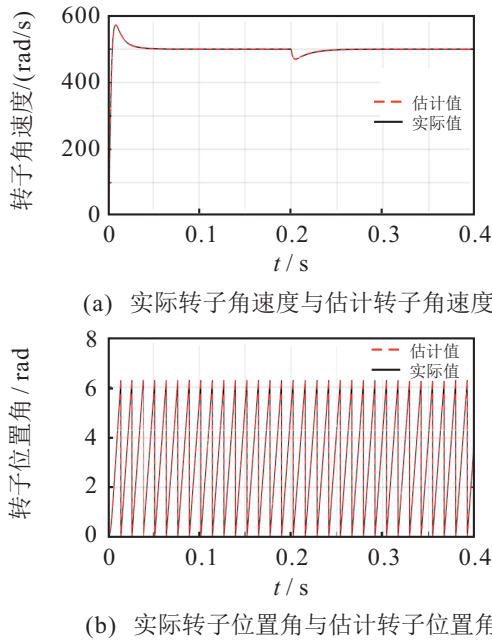


图 7 负载转矩突变时的 STA-ASMO 仿真波形图

图8为负载突变时, 自适应  $R_s$  和二阶滑模观测器的参数辨识波形图. 由图8可见: 定子电阻和永磁磁链的估计值能够快速收敛于实际值, 动态响应迅速, 参数辨识精度很高.

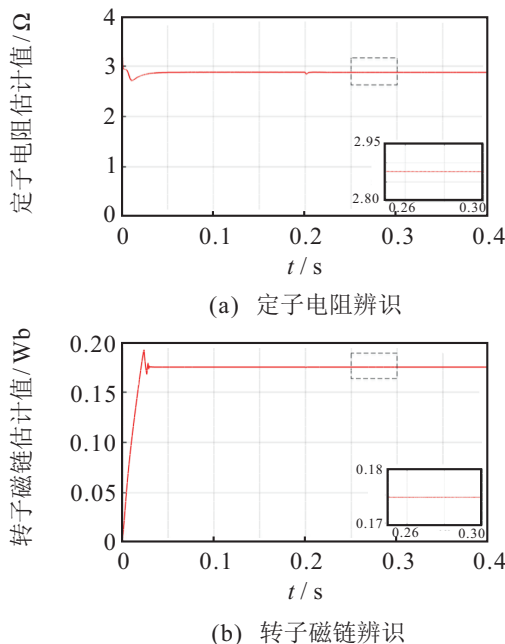


图 8 负载转矩突变时的 STA-ASMO 参数辨识波形图

### 4.3 电机恒转速、恒转矩运行,转子磁链突变

电机给定电气角速度 300 rad/s, 负载转矩 4 N·m,  $t = 0.2$ s 时人为地改变转子磁链, 由 0.175 Wb 提高到 0.2 Wb.

图9为转子磁链突变时的 STA-ASMO 仿真波形图. 由图9可知, 当转子永磁磁链突变时, 永磁磁链二阶滑模观测器的估计值能快速收敛于实际值, 使得估计的转速和转子位置角仍能很好地跟踪实际值, 表明本文提出的 STA-ASMO 对磁链变化具有较强的鲁棒性.

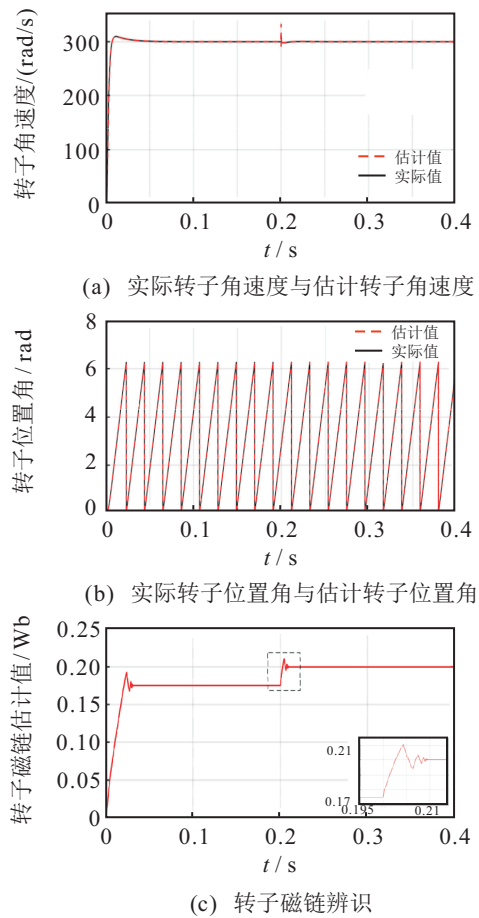


图 9 转子磁链突变时的 STA-ASMO 仿真波形图

### 4.4 电机转速、转矩均突变

将电机定子电阻参数设置为  $R_s = 3 \Omega$ , 电机给定初始电气角速度 500 rad/s, 负载转矩 8 N·m. 当  $t = 0.15$ s 时, 电气角速度降低到 100 rad/s; 当  $t = 0.3$ s 时, 负载转矩降低到 4 N·m.

图10为定子电阻改变时的 STA-ASMO 仿真波形图. 由图10可知, 人为地加入定子电阻阻值的变化, 会被并行  $R_s$  自适应方法有效辨识, 保证了转速估计和转子位置观测的准确性, 使系统能低速稳定运行. 结合图6、图8、图9和图10可知, 在各种扰动下, 自适应  $R_s$  方法和永磁磁链二阶滑模观测器均能准确地估计出相应的实际值, 使得观测系统不受这些电机

参数变化的影响,表明本文提出的基于自适应二阶滑模观测器的转子位置检测方法能够实现表贴式永磁同步电机无位置传感器高性能的矢量控制。

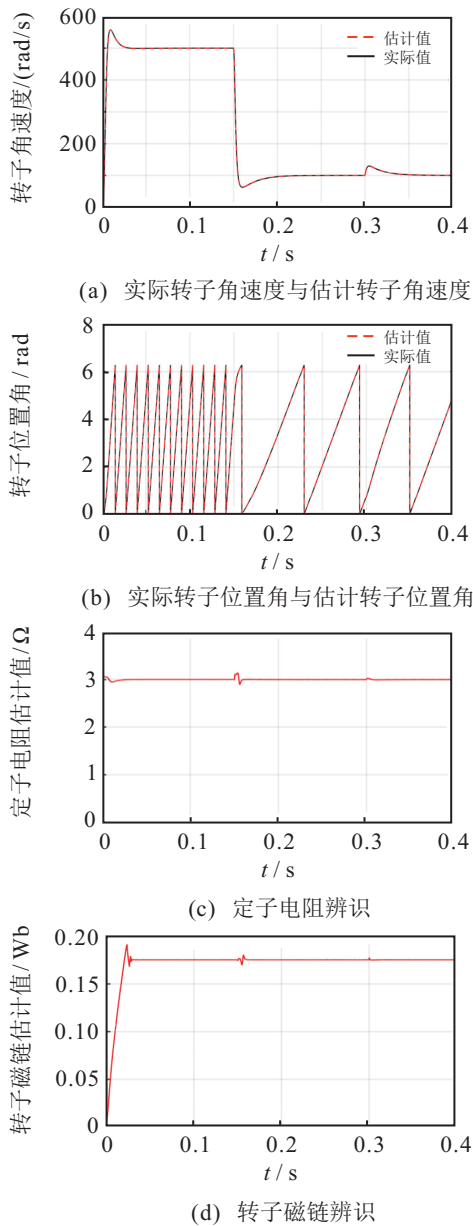


图10 定子电阻改变时的STA-ASMO仿真波形图

图11为以上4种仿真实验所得的转子位置估计误差波形图.由图11可见,转子位置估计误差都很小,估计误差最大值约为 $\pm 0.01$  rad,即 $\pm 0.57^\circ$ 电角度,估计误差最小值约为 $\pm 0.002$  rad,即 $\pm 0.11^\circ$ 电角度,表明本文提出的基于自适应二阶滑模观测器的转子位置检测方法能很好地跟踪实际的转子位置,观测效果不受转速突变、负载突变和电机参数变化的影响,且能保持很高的估计精度。

## 5 结论

本文在自适应滑模观测器的基础上,用 Super-twisting 函数取代 signum 函数,提出了一种具有电机

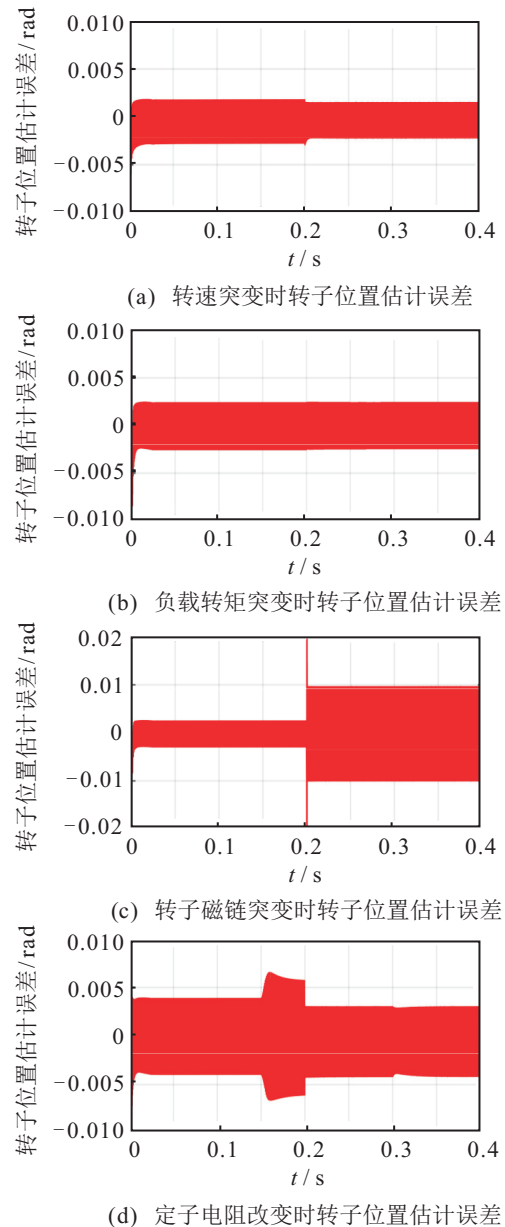


图11 转子位置估计误差波形图

参数在线估计的基于 Super-twisting algorithm 的自适应二阶滑模观测器.仿真结果验证了其有效性,可以实现表贴式永磁同步电机无位置传感器高性能的矢量控制,并得出如下结论:

1) 传统滑模观测器和普通自适应滑模观测器估计的转速和转子位置中均存在高频噪声,参数估计精度不高.本文提出的自适应二阶滑模观测器未引入低通滤波器,减小了系统的复杂性,且估计的参数中不存在高频噪声,能有效地抑制滑模控制固有的抖振现象,估计的转速和转子位置角能实时地跟踪实际值,且保持很高的估计精度。

2) 本文提出的基于自适应二阶滑模观测器的转子位置检测方法,对转子永磁磁链和定子电阻变化具有很强的鲁棒性,转子位置观测不受永磁磁链和定子电阻变化的影响,永磁磁链和定子电阻的估计值能够

快速收敛于实际值,动态响应迅速.

### 参考文献(References)

- [1] Song Xinda, Fang Jiancheng, Han Bangcheng, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438-1449.
- [2] Tang Qipeng, Shen Anwen, Luo Xin, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into ABC frame[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(5): 3767-3776.
- [3] Xu P L, Zhu Z Q. Novel carrier signal injection method using zero-sequence voltage for sensorless control of PMSM drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2053-2061.
- [4] Mei Yang, Sun Kai, Shi Yuchao. A 2-D fuzzy logic based MRAS scheme for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor drives with cyclic fluctuating loads[J]. Chinese J of Electrical Engineering, 2015, 1(1): 85-91.
- [5] Zhao Yue, Qiao Wei, Wu Long. Improved rotor position and speed estimators for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE J of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 627-639.
- [6] Zerdali E, Barut M. The comparisons of optimized extended Kalman filters for speed-sensorless control of induction motors[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4340-4351.
- [7] Quang Nguyen Khanh, Hieu Nguyen Trung, Ha Q P. FPGA-Based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended kalman filters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [8] Zhao Yue, Qiao Wei, Wu Long. An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(12): 5618-5629.
- [9] Qiao Zhaowei, Shi Tingna, Wang Yindong. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [10] Sheng L, Li W, Wang Y, et al. Sensorless control of a shearer short-range cutting interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer[J]. IEEE Access, 2017, 5(99): 18439-18450.
- [11] Hyun Lee, Jangmyung Lee. Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2013, 21(4): 1394-1399.
- [12] Liang Donglai, Li Jian, Qu Ronghai. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2017, 53(4): 3672-3682.
- [13] Liang Donglai, Li Jian, Qu Ronghai. Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 33(10): 8994-9004.
- [14] Zhao Lihang, Huang Jin, Liu He. Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 5280-5289.
- [15] 侯利民, 王怀震, 李勇, 等. 级联式滑模观测器的永磁同步电机鲁棒滑模控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(11): 2071-2076.  
(Hou L M, Wang H Z, Li Y, et al. Robust sliding mode control of PMSM based on cascaded sliding mode observers[J]. Control and Decision, 2016, 31(11): 2071-2076.)
- [16] Davila J, Fridman L, Levant A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 50(11): 1785-1789.
- [17] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.
- [18] Moreno J A, Osorio M. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers[C]. The 47th IEEE Conf on Decision and Control. Cancun: IEEE, 2008: 2856-2861.

### 作者简介

张谦(1980—),女,副教授,博士,从事电动汽车与电网互动技术等研究, E-mail: zhangqian@cqu.edu.cn;

李东(1990—),男,硕士生,从事永磁同步电机控制的研究, E-mail: cq\_lidong@163.com.

(责任编辑:郑晓蕾)