

# 基于 Super-Twisting 滑模观测器的 永磁同步电机无传感器控制

刘震, 苗述, 李文会, 刘晶晶  
(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819)

**摘 要:** 针对永磁同步电机矢量控制系统的高性能要求,提出一种基于二阶 super-twisting 滑模理论的永磁同步电机转子反电动势观测器.对电机反电动势观测值进行运算处理得到电机转子位置与转速,并采用矢量控制对电机转速进行控制,从而实现永磁同步电机的无传感器控制.根据 Lyapunov 稳定性理论,该观测器的收敛特性,super-twisting 算法相比于传统一阶滑模算法极大地削弱了系统的抖振,降低系统超调的同时减小了系统调整时间.仿真和实验结果均表明该方案可有效实现转子位置与转速的估算,且系统具有良好的鲁棒性和动态响应能力.

**关 键 词:** 永磁同步电机;super-twisting 滑模观测器; Lyapunov 稳定性;无传感器控制;矢量控制  
**中图分类号:** TM 30      **文献标志码:** A      **开放科学(资源服务)标识码(OSID):**  
**文章编号:** 1005-3026(2020)05-0741-06



## Super-Twisting Sliding Mode Observer Based Sensorless Control of PMSM

LIU Zhen, MIAO Shu, LI Wen-hui, LIU Jing-jing  
(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China. Corresponding author: MIAO Shu, E-mail: ms\_0124@163.com)

**Abstract:** In order to realize the high performance requirements of permanent magnet synchronous motor(PMSM) vector control system, a reverse electromotive force (EMF) observer of PMSM based on super-twisting second order sliding mode theory is proposed. The rotor position and speed of the PMSM can be obtained by computing the observed value of the reverse electromotive force. The vector control is used to control the motor speed so as to realize the sensorless control of PMSM. According to the Lyapunov stability theory, the convergence property of the observer is proved. In addition, compared with the traditional first-order sliding mode algorithm, the super-twisting algorithm greatly weakens the chattering of the system, and reduces the overshoot adjustment time of the system. The simulation and experiment results show that the scheme can estimate the rotor position and speed effectively, and the system has good robustness and dynamic response ability.

**Key words:** PMSM (permanent magnet synchronous motor); STSMO (super-twisting sliding mode observer); Lyapunov stability; sensorless control; vector control

永磁同步电机具有高功率密度、结构简单、易于调速等优势<sup>[1]</sup>,其转子位置与速度是实现解耦控制的必要条件.通常采用位置传感器检测电机转子位置或转速信号,导致了系统的体积和质量增加、成本增高、可靠性降低、应用场合受限.为扩展系统应用场合,国内外学者正致力于永磁同步电机无位置传感器控制的开发和应用<sup>[2]</sup>.适用于低速段和中高速段的永磁同步电机无传感器控制方法大多存在抗扰能力差、受系统参数影响严重等缺点<sup>[3]</sup>.

滑模观测器(sliding mode observer,SMO)是基于变结构理论设计的一种非线性观测器,对于

系统内部参数摄动与外部扰动具有良好的鲁棒性和动态性能,同时具有较高的稳态控制性能.滑模观测器的开关函数会使滑模面不连续地切换,导致系统出现严重的“抖振”现象.国内外学者针对上述问题提出多种解决方法:文献[4]和文献[5]分别采用双曲正切函数和 sigmoid 函数代替符号函数改进滑模观测器的趋近律,在一定程度上抑制了系统“抖振”;文献[6]采用模糊控制策略调节滑模增益,实现低速抖振抑制,增大了滑模观测器的适用转速范围;文献[7]采用级联式滑模观测器,改善了传统滑模观测器中锁相环造成的相位滞后.上述文献虽然从不同角度对滑模观测器进行了改进,但仍然存在系统超调量大、调整时间长等问题.

本文提出 super-twisting 二阶滑模观测器对永磁同步电机反电势进行估计,该观测器可实现滑模变量及其一阶导数稳定收敛到 0,且将符号函数隐藏在积分项内,有效抑制了“抖振”现象;采用 Lyapunov 方法对 super-twisting 滑模观测器(super-twisting sliding mode observer, STSMO)进行稳定性分析,给出了算法收敛的参数取值范围.

## 1 Super-twisting 滑模观测器的设计

Super-twisting 的算法形式<sup>[8]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sign}(x_1) + x_2 + \varepsilon_1(x, t), \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sign}(x_1) + \varepsilon_2(x, t). \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x_i$  为系统状态变量;  $k_i$  为滑模增益;  $\varepsilon_i$  为扰动变量.

根据 PMSM 数学模型构建的 super-twisting 滑模观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}z_\alpha, \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}z_\beta. \end{cases} \quad (2)$$

其中:  $R$  为电阻;  $L$  为电感; 符号“ $\hat{\cdot}$ ”表示观测值, 则观测误差为

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha, \\ \tilde{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta. \end{cases} \quad (3)$$

定子电流误差微分方程为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L}(e_\alpha - z_\alpha), \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta - \frac{1}{L}(e_\beta - z_\beta). \end{cases} \quad (4)$$

趋近律选择等速趋近, 则滑模控制律可设计为

$$\begin{cases} z_\alpha = -k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \zeta_{\alpha,1}, \\ \dot{\zeta}_{\alpha,1} = -k_{\alpha,2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha). \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} z_\beta = -k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \zeta_{\beta,1}, \\ \dot{\zeta}_{\beta,1} = -k_{\beta,2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta). \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $z_\alpha$  和  $z_\beta$  为主滑模面的观测值;  $\dot{\zeta}_{\alpha,1}$  和  $\dot{\zeta}_{\beta,1}$  为辅助滑模面的观测值.  $k_{\alpha,1}$ ,  $k_{\alpha,2}$ ,  $k_{\beta,1}$  和  $k_{\beta,2}$  为滑模增益, 取值需要满足滑模存在性、可达性和稳定性;  $\text{sign}(x)$  为符号函数:

$$\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) = \begin{cases} 1, & \tilde{i}_\alpha \geq 0; \\ -1, & \tilde{i}_\alpha < 0. \end{cases} \quad (7)$$

选取定子电流的观测误差构建主滑模面  $s$ :

$$s = [\tilde{i}_\alpha \quad \tilde{i}_\beta]^T \quad (8)$$

则滑模面一阶导数  $\dot{s}$ :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\alpha = -k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \zeta_{\alpha,1} + T_1, \\ T_1 = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha. \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\beta = -k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \zeta_{\beta,1} + T_2, \\ T_2 = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta. \end{cases} \quad (10)$$

即

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\alpha = -k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) - \int k_{\alpha,2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) dt + T_1, \\ T_1 = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha. \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\beta = -k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) - \int k_{\beta,2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) dt + T_2, \\ T_2 = -\frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta. \end{cases} \quad (12)$$

对比式(9)、式(10)和式(1)可发现,  $T_1$  和  $T_2$  相当于 STSMO 的干扰项. 对任意  $\delta_1, \delta_2 > 0$ ,  $T_1$  和  $T_2$  满足:

$$\begin{cases} |T_1| \leq \delta_1 |\tilde{i}_\alpha|^{1/2}, \\ |T_2| \leq \delta_2 |\tilde{i}_\beta|^{1/2}. \end{cases} \quad (13)$$

等价于:

$$\begin{cases} \left( \frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha + \frac{\psi_f}{L}\omega_{e_{\max}} \right)^2 - \delta_1^2 |\tilde{i}_\alpha| \leq 0, \\ \left( \frac{R}{L}\tilde{i}_\beta + \frac{\psi_f}{L}\omega_{e_{\max}} \right)^2 - \delta_2^2 |\tilde{i}_\beta| \leq 0. \end{cases} \quad (14)$$

系统进入主滑模面时  $s=0$  和辅助滑模面  $\dot{s}=0$  即  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0, \dot{\tilde{i}}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\beta = 0$ , 此时  $z_\alpha$  和  $z_\beta$  等效于 EMF:

$$\left. \begin{aligned} z_\alpha &= e_\alpha = -k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) - \int k_{\alpha,2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) dt, \\ z_\beta &= e_\beta = -k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) - \int k_{\beta,2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) dt. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

由于等效反电势  $e_\alpha, e_\beta$  是非连续的高频信号, 波形存在一定程度的失真, 无法直接估算转子位置和转速, 因此, 在滑模观测器的输出侧需要加一个截止频率为  $\omega_c$  的低通滤波器, 将高次谐波滤除后, 获得与实际反电势接近的连续等效信号  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ :

$$\left. \begin{aligned} \hat{e}_\alpha &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\alpha, \\ \hat{e}_\beta &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\beta. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

对反电势进行反正切运算可以得到转子位置和转速的估计值:

$$\theta_{e0} = -\tan^{-1}(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta), \quad (17)$$

$$\hat{\omega} = \text{LPF}\left(\frac{d\theta}{dt}\right). \quad (18)$$

滤除输出等效反电势高次谐波时采用的一阶低通滤波器具有相位延迟特性, 导致计算的转子位置存在误差, 故需要对估算的转子位置作相位补偿, 补偿量  $\Delta\theta_e$  和补偿后的观测转子位置角与转速为

$$\Delta\theta_e = \arctan \frac{\hat{\omega}_e}{\omega_c}, \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_e = \theta_{e0} + \Delta\theta_e = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} + \arctan \frac{\hat{\omega}_e}{\omega_c}, \quad (20)$$

$$\hat{\omega}_e = \dot{\hat{\theta}}_e. \quad (21)$$

基于 super-twisting 滑模观测器的转子位置估算模块结构框图如图 1 所示。

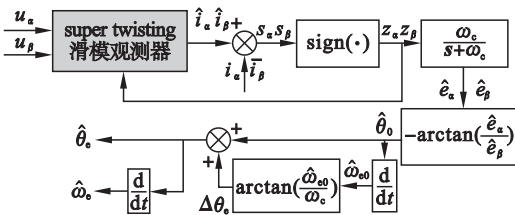


图 1 基于 STSMO 的转子位置估算模块结构

Fig. 1 The structure of the rotor position estimation module based on STSMO

根据 Lyapunov 稳定性定理可知, 要使滑模存在且稳定, 系统需要满足<sup>[9-10]</sup>:

1) 当  $t \rightarrow \infty$  时,  $s \rightarrow 0$ ;

2) 系统满足  $s\dot{s} < 0$ .

选取如下 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{1}{2} V_\alpha(\tilde{i}_\alpha) + \frac{1}{2} V_\beta(\tilde{i}_\beta) = \xi_\alpha^T P_\alpha \xi_\alpha + \xi_\beta^T P_\beta \xi_\beta = \\ &2k_{\alpha,2} |\tilde{i}_\alpha| + \frac{1}{2} \zeta_{\alpha,1}^2 + \frac{1}{2} (k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) - \zeta_{\alpha,1})^2 + \\ &2k_{\beta,2} |\tilde{i}_\beta| + \frac{1}{2} \zeta_{\beta,1}^2 + \frac{1}{2} (k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) - \zeta_{\beta,1})^2. \end{aligned} \quad (22)$$

其中:

$$[\xi_\alpha \ \xi_\beta] = \begin{bmatrix} |\tilde{i}_\alpha|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) & |\tilde{i}_\beta|^{1/2} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \\ \zeta_{\alpha,1} & \zeta_{\beta,1} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

$$P_\alpha = \begin{bmatrix} 4k_{\alpha,2} + k_{\alpha,1}^2 & -k_{\alpha,1} \\ -k_{\alpha,1} & 2 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

$$P_\beta = \begin{bmatrix} 4k_{\beta,2} + k_{\beta,1}^2 & -k_{\beta,1} \\ -k_{\beta,1} & 2 \end{bmatrix}. \quad (25)$$

由于  $V_0$  是连续的, 但在  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$  处不可微, 若系统参数满足式(13)、式(14), 则在  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$  处系统有界, 并渐进稳定. 因此系统的微分结果为

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= -\frac{1}{2} k_{\alpha,1} |\tilde{i}_\alpha|^{-1/2} \xi_\alpha^T Q_\alpha \xi_\alpha - \\ &\frac{1}{2} k_{\beta,1} |\tilde{i}_\beta|^{-1/2} \xi_\beta^T Q_\beta \xi_\beta, \end{aligned} \quad (26)$$

$$Q_\alpha = \frac{k_{\alpha,1}}{2} \begin{bmatrix} 2k_{\alpha,2} + k_{\alpha,1}^2 & -k_{\alpha,1} \\ -k_{\alpha,1} & 1 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$Q_\beta = \frac{k_{\beta,1}}{2} \begin{bmatrix} 2k_{\beta,2} + k_{\beta,1}^2 & -k_{\beta,1} \\ -k_{\beta,1} & 1 \end{bmatrix}. \quad (28)$$

且为使系统稳定, 只需令滑模增益满足:

$$k_{\alpha,1} > 2\delta_1, k_{\alpha,2} > k_{\alpha,1} \frac{5\delta_1 + 4\delta_1^2}{2(k_{\alpha,1} - 2\delta_1)}, \quad (29)$$

$$k_{\beta,1} > 2\delta_2, k_{\beta,2} > k_{\beta,1} \frac{5\delta_2 + 4\delta_2^2}{2(k_{\beta,1} - 2\delta_2)}. \quad (30)$$

## 2 仿真实验与分析

在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建基于 super-twisting 滑模观测器的 PMSM 无位置传感器矢量控制系统<sup>[11]</sup>, 结构框图如图 2 所示。

永磁同步电机参数如表 1 所示. 仿真条件设置为: 设置离散仿真系统, 采样时间  $10^{-6}$  s, 采用

变步长 ode45 算法, 相对误差 0.001, 仿真时间 0.15 s, 矢量控制策略采用  $i_d^* = 0$  方式.

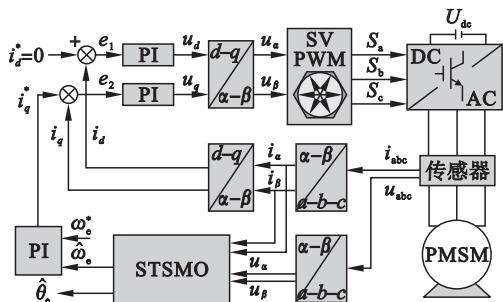


图2 基于 STSMO 的 PMSM 无位置传感器控制系统  
Fig. 2 PMSM sensorless control system based on STSMO

根据电机参数及系统性能要求,取滑模增益参数  $k_{\alpha,1} = 50, k_{\alpha,2} = 0.001, k_{\alpha,3} = 160, k_{\alpha,4} = 0.0015, k_{\beta,1} = 60, k_{\beta,2} = 0.0013, k_{\beta,3} = 150, k_{\beta,4} = 0.001$ .

初始给定转速 1 000 r/min,空载运行. 0.05 s 时给定转速升至 2 000 r/min,负载转矩不变. 0.1 s 时负载转矩由零升至 5 N·m. 传统滑模观测器与 super-twisting 型滑模观测器仿真结果如图 3~图 8 所示.

表 1 永磁同步电机仿真参数  
Table 1 PMSM parameters for simulation

参数	符号	值	单位
极对数	$p_n$	4	—
定子电感	$L_s$	8.5	mH
定子电阻	$R_s$	2.87	$\Omega$
转动惯量	$J$	0.000 8	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
额定转矩	$T$	4	$\text{N}\cdot\text{m}$
直流侧电压	$U_{\text{dc}}$	311	V
额定功率	$P_N$	1.2	kW
额定电流	$I_N$	7	A

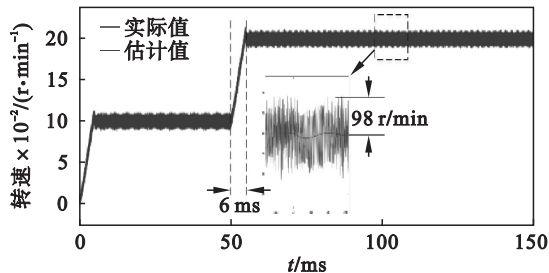


图3 基于传统滑模观测器的电机转速仿真结果  
Fig. 3 Simulation of motor speed based on traditional SMO

持较好的转子速度和位置跟踪性能. 在 0.1 s 负载转矩突变导致实际电机转速出现一个微小的低谷现象, 此时估计转速仍然跟踪着实际转速, 同样出现了一个微小的低谷现象, 证明了其可行性与有效性.

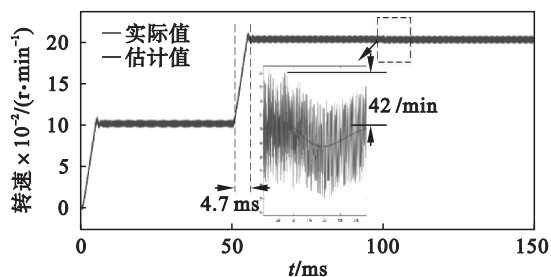


图4 基于 super-twisting 型滑模观测器的电机转速仿真结果

Fig. 4 Simulation of motor speed based on STSMO

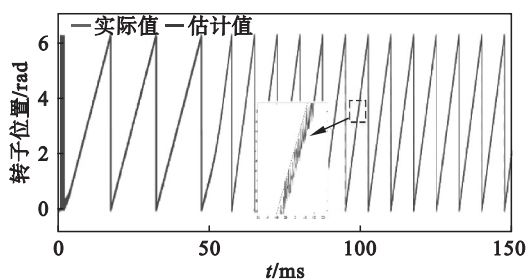


图5 基于传统滑模观测器的转子位置仿真结果  
Fig. 5 Simulation of rotor position based on traditional SMO

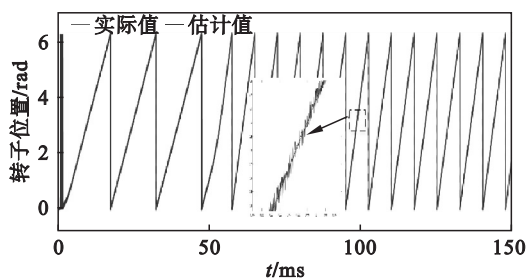


图6 基于 super-twisting 型滑模观测器的转子位置仿真结果

Fig. 6 Simulation of rotor position based on STSMO

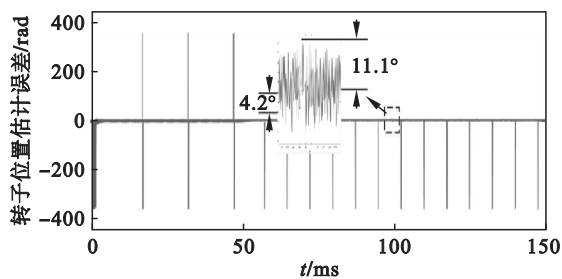


图7 基于传统滑模观测器的转子位置估计误差仿真结果

Fig. 7 Simulation of estimation error of rotor position based on traditional SMO

从上述仿真结果可以看出,整个系统能够保



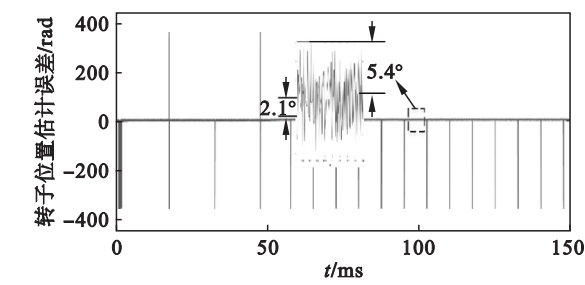


图 8 基于 super-twisting 型滑模观测器的转子位置估计误差

Fig. 8 Simulation of estimation error of rotor position based on STSMO

由传统滑模观测器仿真结果可知,跟踪过程中转速和转子位置的估计值都存在一定的抖动问题.转速抖动幅度达到 98 r/min,而转子位置估计误差抖动达到 11°,这种抖动是由于滑模观测器的本身特性以及电流中的谐波成分导致的.由于引入低通滤波器导致转子位置估计存在大约为 4°的稳态误差.

通过对 super-twisting 型滑模观测器进行仿真可以看出,改进后的滑模观测器的转速和转子位置估计值的波动明显减小,说明改进后的系统抖动问题得到了有效抑制.同时,转子位置估计误差也从 4.2°减小至 2.1°,说明估计值的相位滞后问题在一定程度上得到了抑制.仿真结果表明,改进后的 super-twisting 型滑模观测器可以有效提高转子位置估计精度,且具更小的转速超调量和更短的过渡过程时间,稳态和动态性能较传统滑模观测器更优.

图 9、图 10 分别为永磁同步电机  $\alpha$ - $\beta$  坐标系两相反电势估计值和负载突变定子三相电流.由图 9 可知,反电势幅值随电机转速增加而增大, $e_\alpha$  和  $e_\beta$  为幅值相等、相位互差 90°的较为理想的正弦波.

仿真结果表明,super-twisting 型滑模观测器观测到的反电势逼近其实际值,即所设计的滑模观测器可实现较为理想的估计结果.

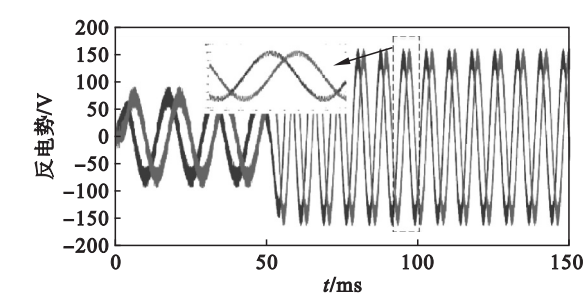


图 9 永磁同步电机反电势估计值

Fig. 9 The estimated EMF of PMSM

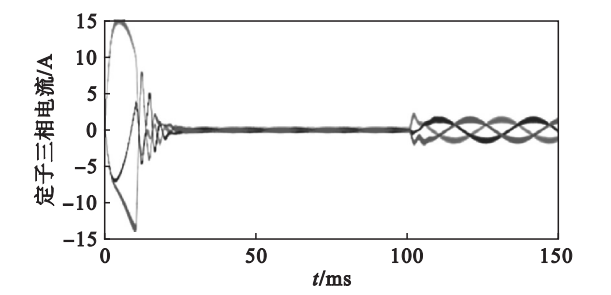


图 10 负载突变时的定子三相电流

Fig. 10 Stator three-phase current under sudden load

### 3 实验验证及分析

通过图 11 所示的 RT-LAB 半实物仿真平台对 super-twisting 型及传统滑模观测器的性能进行验证.实验过程为:首先在 Matlab/Simulink 环境下搭建控制系统并进行全数字仿真;然后将仿真模型通过 RT-LAB 仿真管理软件编译并下载到仿真机中;最后采取仿真机和实际被控对象连接的方法进行半实物仿真测试实验.实验结果如图 12、图 13 所示.

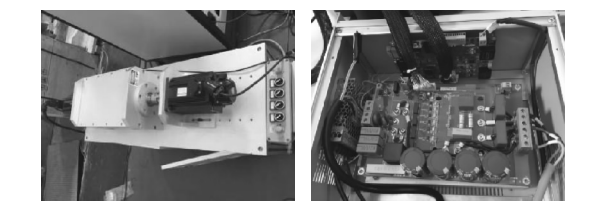


图 11 半实物仿真平台

Fig. 11 Picture of semi-physical simulation system

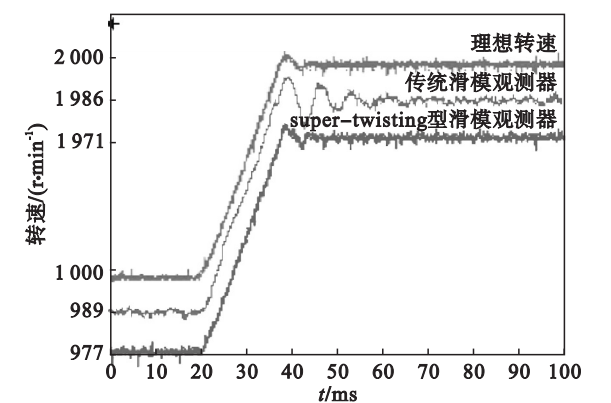


图 12 转速波形对比

Fig. 12 Comparison of speed waveform

由图 12 可以看出,在转速分别为 1 000 r/min 和 2 000 r/min 的稳态情况下,super-twisting 型滑模观测器的转速误差分别为 11 r/min 和 14 r/min,传统滑模观测器的转速误差分别为 23 r/min 和 29 r/min.在转速由 1 000 r/min 上升至 2 000 r/min 的过渡过程中,super-twisting 型滑

模观测器的转速超调量和快速性两项指标均优于传统滑模观测器。

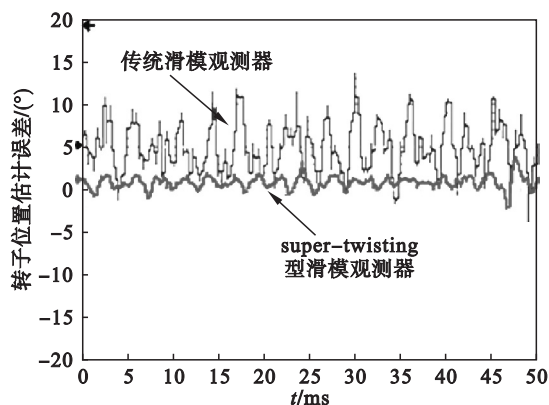


图 13 转子位置估计误差对比

Fig. 13 Comparison of estimation error of rotor position

由图 13 可知,基于传统滑模观测器的转子位置估计误差峰-峰值最大为  $15^\circ$ , 基于 super-twisting 型滑模观测器的转子位置估计误差峰-峰值最大为  $7^\circ$ , 因此, super-twisting 型滑模观测器的转子位置估计精度要远高于传统滑模观测器的估计精度。

综上所述,采用半实物仿真实验所得到的结果与在 Matlab/Simulink 环境下进行的仿真验证结果相似。因此,该实验有效验证了本文所提出的 super-twisting 型滑模观测器在转子位置和速度估计性能方面的有效性和优越性。

## 4 结 论

1) 本文提出的基于 super-twisting 滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制方法加快了状态变量到达滑模面的速度,有效抑制了系统“抖振”。

2) 仿真结果表明该滑模观测器的反电势估计值逼近实际值,系统具有较为理想的转子位置和速度估计精度,且永磁同步电机无位置传感器控制系统具有良好的稳态控制精度与动态响应能力。

3) 实验结果证明 PMSM 无位置传感器控制系统可以准确估计转子位置和速度,与仿真结果一致。

## 参考文献:

- [1] Lin C, Sun S X, Walker P, et al. Accelerated adaptive second order super-twisting sliding mode observer[J]. *IEEE Access*, 2019(7): 25232 – 25238.
- [2] 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 – 91.  
(Chang Xue-jian, Peng Bo, Liu Ling, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor of novel non-singular terminal slide observer[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2016, 50(1): 85 – 91.)
- [3] Qu L, Qiao W, Qu L L, et al. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(6): 6175 – 6184.
- [4] Zhang R, Lin R W, Gao J K. Research on sensorless control method of PMSM based on an improved sliding mode observer[J]. *Electrical Engineering*, 2016(1): 20 – 26.
- [5] 罗清伟, 曹广忠, 汪济欢. 基于改进的滑模观测器无传感器永磁同步电动机矢量控制[J]. *微特电机*, 2014, 42(3): 55 – 60.  
(Luo Qing-wei, Cao Guang-zhong, Wang Ji-huan. Sensorless permanent magnet synchronous motor vector control based on improved sliding mode observer[J]. *Micro Special Motor*, 2014, 42(3): 55 – 60.)
- [6] Wang D Z, Miao S, Liu J J, et al. Performance improvement based on the parameters adaptive online-adjusting for the robot servo system [C]//37th Chinese Control Conference (CCC). Wuhan, 2018: 5628 – 5633.
- [7] Song Z Y, Li J Q, Ouyang M G, et al. Sensorless control of PMSM with compensated sliding mode observer[J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2013, 241/242/243/244: 1226 – 1233.
- [8] Wang D Z, Liu J J, Miao S, et al. Rotor position estimation method for permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observer [C]//37th Chinese Control Conference (CCC). Wuhan, 2018: 5634 – 5638.
- [9] Zhang L, Liu L, Wang Z, et al. Continuous finite-time control for uncertain robot manipulators with integral sliding mode [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2018, 12(11): 1621 – 1627.
- [10] Pérez-Ventura U, Fridman L. Design of super-twisting control gains: a describing function based methodology [J]. *Automatica*, 2019, 99: 175 – 180.
- [11] Li Z, Zhou S, Xiao Y, et al. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller [J]. *IEEE Access*, 2019(7): 44998 – 45011.