

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2020.04.013

基于无位置传感器的永磁同步电机控制技术研究

张紫君,熊官送,曹东海

(北京自动化控制设备研究所,北京 100074)

摘要:永磁同步电机在应用中通常需要位置传感器,但是位置传感器的使用不仅增加了系统成本,而且增大了电机体积,限制了其应用场合,因此研究无位置传感器的电机控制技术具有重要意义。滑模观测器可以对永磁同步电机的转子位置和速度进行估算,但是传统的滑模观测器常采用含有符号函数的切换方式,在快速切换的同时容易产生抖振现象。为减小抖振并提高系统的稳定性,采用改进型滑模观测器对转子位置和速度进行估算,并将估算的速度和位置信息反馈给控制系统实现系统的闭环控制。最后通过半实物仿真平台对控制算法进行实时仿真,验证了方案的有效性和正确性。

关键词:永磁同步电机;改进型滑模观测器;无位置传感器;实时仿真

中图分类号:TM341

文献标志码:A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



文章编号:2095-8110(2020)04-0102-08

Research on Simulation Control of Sensorless PMSM

ZHANG Zi-jun, XIONG Guan-song, CAO Dong-hai

(Beijing Institute of Automatic Control Equipment, Beijing 100074, China)

Abstract: Although permanent magnet synchronous motor (PMSM) requires position sensors in the applications, the use of position sensors not only increases system cost and the size of the motor, but also limits the application of the motor. Therefore, it is of great significance to study the motor control technology without position sensor. The sliding mode observer can estimate the rotor position and the speed of PMSM. However the traditional sliding mode observer usually uses the switching mode with sign function, which can easily generate chattering phenomenon. In order to reduce chattering and improve the stability of the system, an improved sliding mode observer is used to estimate the rotor position and velocity, which are fed back to the control system to achieve the closed loop control of the system. At last, the real-time simulation of the control algorithm is carried out by the semi-physical simulation platform, which verifies the validity and correctness of the scheme.

Key words: PMSM; Improved Sliding Mode Observer(SMO); Position sensorless; Real-time simulation

收稿日期:2019-05-11;修订日期:2019-05-31

作者简介:张紫君(1995-),女,硕士研究生,主要从事伺服系统控制方面的研究。E-mail:799168454@qq.com

通信作者:熊官送(1985-),男,高级工程师,主要从事智能伺服控制方面的研究。E-mail:xgs_ht0033@163.com

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)的转子由永磁体材料组成,无需励磁电流,具有转矩大、效率高、转动惯量比大、可维护性好的优点,被广泛应用于工业生产中^[1-2]。

近年来,随着电力电子、集成电路等技术的发展,矢量控制技术被大范围应用在永磁同步电机的控制中。为实现永磁同步电机的精确控制,通常采用传感器来获取准确的转子位置信息。这不仅增加了系统的体积和成本,还降低了系统的可靠性^[3]。在一些环境恶劣、地势复杂的场合,永磁同步电机的运行过程中,传感器可能受环境影响而导致采集的位置信息不准确,影响系统的稳定运行。

无位置传感器技术是通过检测其他相关电信号对转子位置和角度信息进行估计的技术^[4-6]。目前常用的无传感器控制方法主要包括模型参考自适应法^[7-8]、高频信号注入法^[9]、扩展卡尔曼滤波法^[11-13]、传统滑模观测法^[14]等。文献[7]介绍了基于模型参考自适应理论的转速观测方法,但是该方案计算强度大,响应速度太慢。文献[9]介绍了一种基于高频信号注入法的观测器,但是该方案只能应用于具有凸极效应的永磁同步电机,无法适用于普通的永磁同步电机;而且需要采用多个滤波器进行信号解调,不仅给滤波器选取和控制器参数整定带来一定难度,同时多个滤波器的滞后效应叠加易增大系统延迟,造成系统动态性能下降。文献[11]采用扩展卡尔曼滤波法来预测转子位置信息,并利用增益矩阵校正预测值,使其收敛于真实值,但是该方法计算复杂。文献[14]采用滑模观测器的实验方案,根据系统的不同工作状态切换系统的不同结构,使系统沿某一滑模面趋于稳定,并得到位置和转速信息,但是其采用的开关函数容易使系统产生抖振问题。本文从工程实际应用的目的出发,利用改进型滑模观测器得到相应的位置和转速信息。通过用饱和函数替代开关函数,以减小抖振,从而稳定估算出电机转子准确的位置和转速信息。将估算的位置和转速信号反馈给控制回路,实现位置和电流的闭环控制。最后,通过半实物仿真平台,对设计方案进行实时仿真,验证了方案的有效性。

1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机的数学模型在三种坐标系下有

不同的表现形式,图1所示为三种坐标系的位置关系。在永磁同步电机的调速系统中,常用的两种分别是 α - β 和 d - q 坐标系下的数学方程^[10]。

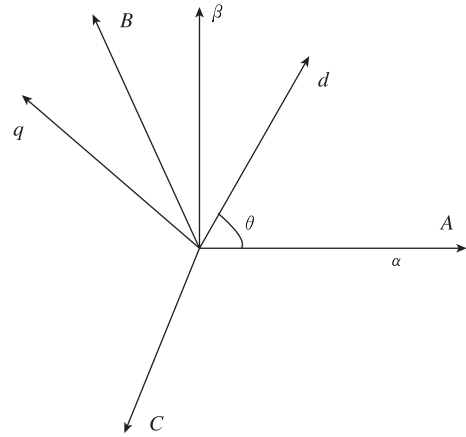


图1 PMSM常用坐标关系图

Fig. 1 PMSM coordinate diagrams

1) 两相静止 α - β 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 、 e_α 、 e_β 分别为 α 、 β 两相的定子电流、定子电压和反电动势; R_s 为定子电阻; L_s 为定子绕组等效电感;微分算子 $p = \frac{d}{dt}$; $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 为扩展反电势(Extended Electromotive Force, EMF),且满足

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) + \omega_e \varphi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

2) 两相旋转 d - q 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \varphi_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (4)$$

2 滑模观测器的构建

2.1 传统滑模观测器

传统滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)是一种非线性控制系统,它与常规控制的区别在于其系统结构的开关特性。由于滑模控制对模型精度要求不高,且对参数变化不敏感,因此鲁棒性较强。

由式(2)可知,永磁同步电机的反电势中包含转子位置和转速信息。

对于表贴式永磁同步电机 $L_d = L_q$, 式(2)的扩展反电势简化为只与电机转速相关的量,如式(5)所示

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e \varphi_f \sin\theta_e \\ \omega_e \varphi_f \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, φ_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(5)可以推导出式(6),即可求得永磁同步电机的转子位置和速度

$$\begin{cases} \theta_e = -\arctan \frac{e_a}{e_\beta} \\ \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式(1)的电压方程可改写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_a \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{其中: } \mathbf{A} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix}.$$

为获得扩展反电势的估计值,传统 SMO 设计通常如下

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_a \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, \hat{i}_a, \hat{i}_β 为定子电流的观测值; u_a, u_β 为观测器的控制输入。

将式(7)和式(8)作差,可得定子电流的误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_a \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_a \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_a - v_a \\ e_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, $\tilde{i}_a = \hat{i}_a - i_a, \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$, 为电流观测误差。

传统滑模控制函数通常用开关函数来设计滑模控制率,即

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \times \text{sgn} \tilde{i}_a \\ k \times \text{sgn} \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

选取实际电流与观测电流的差值为滑模面,即

$$\mathbf{S} = [\tilde{i}_a \ \tilde{i}_\beta]^T \quad (11)$$

则 Lyapunov 函数为

$$\begin{aligned} v &= \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S} = \frac{1}{2} [\tilde{i}_a \ \tilde{i}_\beta] [\tilde{i}_a \ \tilde{i}_\beta]^T \\ &= \frac{1}{2} \tilde{i}_a^2 + \frac{1}{2} \tilde{i}_\beta^2 \end{aligned} \quad (12)$$

若满足

$$\dot{v} = \mathbf{S}^T \dot{\mathbf{S}} = [\tilde{i}_a \ \tilde{i}_\beta] \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_a \\ \dot{\tilde{i}}_\beta \end{bmatrix} \leq 0 \quad (13)$$

即

$$\tilde{i}_a * \dot{\tilde{i}}_a \leq 0, \quad \tilde{i}_\beta * \dot{\tilde{i}}_\beta \leq 0 \quad (14)$$

则滑模变结构控制方程满足李氏稳定。

将式(9)代入式(14)可得

$$\tilde{i}_a \dot{\tilde{i}}_a = \begin{cases} \frac{1}{L_s} \tilde{i}_a (e_a - k) - \frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_a^2 \dots \tilde{i}_a > 0 \\ \frac{1}{L_s} \tilde{i}_a (e_a + k) - \frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_a^2 \dots \tilde{i}_a < 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$\tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta = \begin{cases} \frac{1}{L_s} \tilde{i}_\beta (e_\beta - k) - \frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta^2 \dots \tilde{i}_\beta > 0 \\ \frac{1}{L_s} \tilde{i}_\beta (e_\beta + k) - \frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta^2 \dots \tilde{i}_\beta < 0 \end{cases} \quad (16)$$

可以得到

$$k > \max\{|e_a|, |e_\beta|\} \quad (17)$$

滑模观测器采用的是含有符号函数的滑模切换方式,在滑模观测器的应用过程中, k 值若满足式(18)的不等式,则误差方程符合李氏稳定,且误差动态方程渐进稳定,保证了滑模观测方程的收敛。

但是对于含有符号函数的滑模切换方式,其在快速切换的同时容易产生抖振现象。图2所示为采用含有符号函数的滑模观测器解算的速度信息。

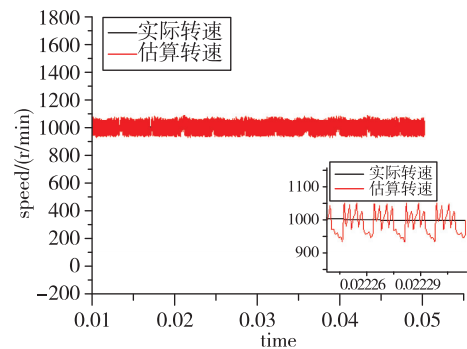


图2 带符号函数的滑模观测器的转速对比图

Fig. 2 Velocity estimation diagram with sign function

从图2可以看出,因抖振的存在引起的速度波动最大值为 100 r/min 。为了削弱抖振,本文采用以饱和函数代替传统开关函数的方式进行调节。

2.2 改进型滑模观测器

饱和函数公式如式(18)所示,其存在边界层 Δ 。

在边界层内函数斜率为固定值,在边界层外饱和函数是开关函数的特性。与开关函数相比,边界层的存在可以减小开关函数的抖振问题,提高系统的稳定性。

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \frac{s}{\Delta} \cdots |s| \leq \Delta \\ \text{sign}(s) \cdots |s| > \Delta \end{cases} \quad (18)$$

滑模观测器(图 3)的设计如式(18)所示,其中 Δ 是饱和函数的阈值,设计滑模控制率如式(19)所示

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\text{slide}} \times \text{sat}(\hat{i}_\alpha) \\ k_{\text{slide}} \times \text{sat}(\hat{i}_\beta) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中, k_{slide} 是滑模增益值。 k_{slide} 和边界层由仿真和实验过程共同决定。

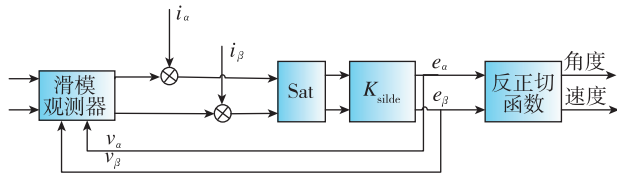


图 3 改进型滑模观测器结构框图

Fig. 3 Block diagram of the improved sliding mode observer

当观测器的状态变量到达滑模面 $\hat{i}_\alpha = 0, \hat{i}_\beta = 0$ 之后,观测器的状态将一直保持在滑模面上。根据滑模控制的等效控制原理,此时的控制量可视为等效控制量。可以得到

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\text{slide}} \times \text{sat}(\hat{i}_\alpha) \\ k_{\text{slide}} \times \text{sat}(\hat{i}_\beta) \end{bmatrix} \quad (20)$$

转子位置信息可以通过反正切函数获得,即

$$\hat{\theta} = -\arctan \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \quad (21)$$

反电势信号需要经过低通滤波器滤除其中的高频信号,低通滤波器的引入会造成角度的相位延迟,因此需要对角度信号进行补偿。

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta} + \arctan \frac{\hat{\omega}_e}{\omega_c} \quad (22)$$

其中, ω_c 为低通滤波器的截止频率。

由式(6)可得转速估计值的表达式为

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}}{\varphi_t} \quad (23)$$

3 PMSM 无位置传感器矢量控制仿真

基于改进型滑模观测器的 PMSM 无位置传感

器的控制框图如图 4 所示,控制系统由转速环和电流环组成。滑模观测器的输入为 α - β 静止坐标系下的电压电流输入,输出为转子位置和转速,用于实现转速和电流的闭环控制。各环节经过 PI 控制和坐标变换,最终经过 SVPWM 模块输出给逆变器驱动电机运行。

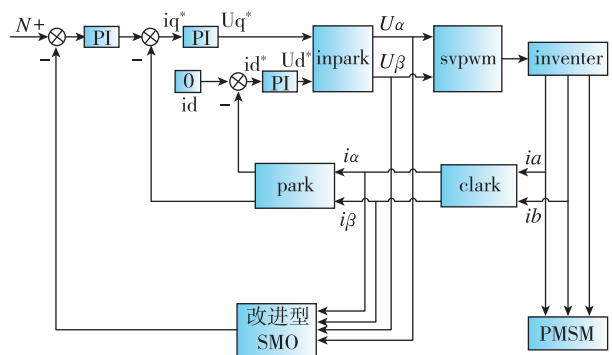


图 4 改进型滑模观测器的 PMSM 控制框图

Fig. 4 PMSM control block diagram of an improved sliding mode observer

基于无位置传感器 PMSM 矢量控制框图搭建无位置传感器的仿真模型,模型配置参数如表 1 所示。

表 1 模型配置各项参数

Tab. 1 Model configuration parameters

模型参数	参数值
电阻/ Ω	0.2
电感/mH	0.56
磁通量/Wb	0.0145
极对数	4
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	3.4×10^{-6}
参考转速/(r/min)	1000

现给定永磁同步电机转速为 1000r/min,设置 PWM 开关频率为 10kHz,仿真步长设置为定步长 0.000001,低通滤波器截止频率为 3000Hz,并在空载状态下进行实验。图 5 所示为实际转速和估算转速曲线,图 6 所示为实际转速和估算转速的偏差曲线。

由图 5 和图 6 中 2 个曲线可以看出,滑模观测器估算转速和实际转速偏差在 2r/min。以内,最大误差为 0.2%,可以满足实验要求。

图 7 所示为转子实际角度和估算角度曲线。图 8 所示为转子实际角度和估算角度的偏差曲线。

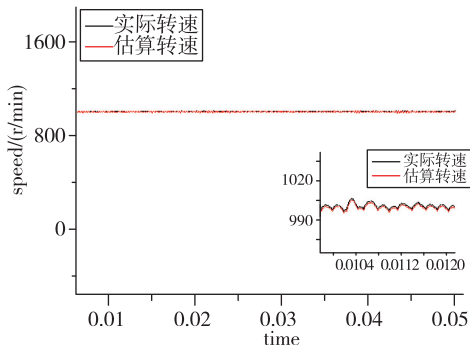


图5 PMSM实际转速和估算转速曲线关系图

Fig. 5 Actual and estimated speed curves of PMSM

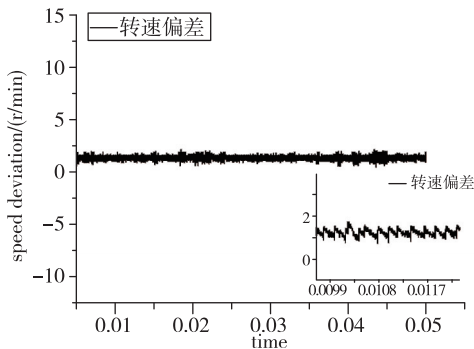


图6 PMSM给定转速和估算转速偏差曲线

Fig. 6 Given speed and estimated speed deviation curves of PMSM

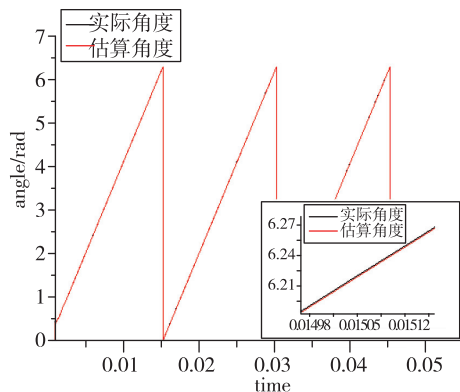


图7 PMSM实际角度和估算角度曲线关系图

Fig. 7 Actual and calculative angle curves of PMSM

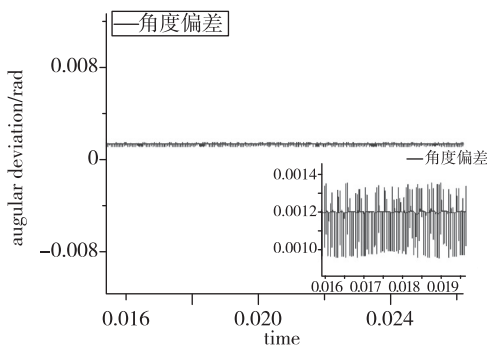


图8 PMSM实际角度和估算角度偏差曲线

Fig. 8 Actual and estimated angular deviation curves of PMSM

由图7和图8中2个曲线可以看出,滑模观测器估算的角度偏差在 0.0012rad 附近上下波动,最大偏差角为 0.0014rad ,即 0.08° ,可以满足实验要求。

从图2与图5的对比可以看出,图2采用传统的开关函数,因抖振问题,解算的速度和实际速度偏差在 100r/min 左右,即 10% ;而采用饱和函数的滑模观测器减小了系统的抖振,速度偏差仅仅在 10r/min 附近,即 1% 。因此,采用饱和函数替代开关函数可以大大减小抖振现象。

转速误差曲线图和角度误差曲线图验证了滑模观测器对永磁同步电机转速和位置进行估计的有效性。

4 半实物仿真实验验证

基于 MATLAB/SIMULINK 和 CONCURRENT 仿真机的半实物仿真平台,通过 SIMULINK 对实时仿真机进行控制,仿真机的外部接口输出占空比信号以对永磁同步电机进行驱动控制;永磁同步电机的三相电流通过电流传感器采集并实时反馈给仿真机,并通过两路电流传感器采集电流信号;电流信号通过仿真机板卡的模拟接口传递给上位机的控制端,从而实现对永磁同步电机的实时控制。图9所示为半实物仿真系统结构框图。

实验采用的永磁同步电机的电阻为 0.2Ω ,电感为 0.56mH ,磁通量为 0.0145Wb ,极对数为4,转动惯量为 $3.4 \times 10^{-6} \text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。设定转速为 1000r/min ,实验采取开环启动,在空载的条件下运行,待系统稳定后以闭环切换的方式进行控制。设定采样频率为 10kHz ,并采用旋变编码器对位置和速度信息进行采集,用于和实际解算信息进行比较分析。

为保证实验结果的准确性,对反电势信息和电流传感器采集的三相电流数据进行观测分析。

图10和图11所示分别为实验过程中的反电势信息和采集的三相电流。

从图11可以看出,传感器采集的三相电流相位偏差在 120° 左右,且均在零位附近上下波动。反电势是根据三相电流和电压解算得到的。

图12所示为永磁同步电机的滑模观测器解算速度曲线与旋变编码器采集的实际相应速度曲线关系图。图13所示为旋变编码器实际采集的速度信息和滑模观测器解算的速度信息误差曲线关系图。

从图13可以看出,测得的实际转速和估算转速的偏差最大为 40r/min ,和 MATLAB/SIMULINK

仿真相比,由于电机参数的变化,以及外界的不确定性干扰等问题,使得转速估计偏差相对增大,最

大偏差为 4%,但是依旧可以满足实验要求。

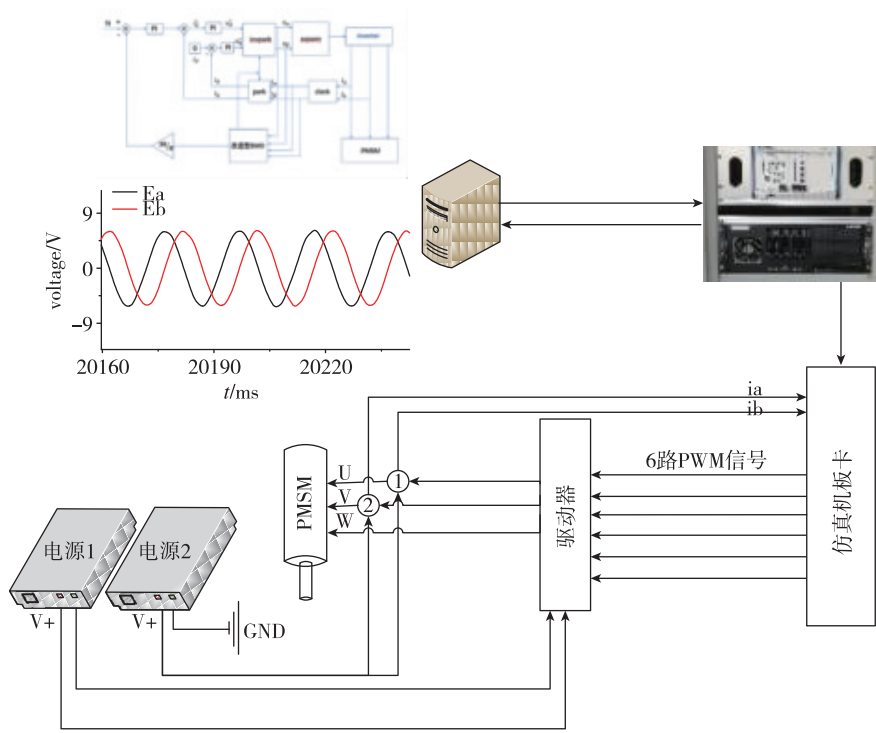


图 9 半实物仿真控制结构框图

Fig. 9 Semi-physical simulation control structure diagram

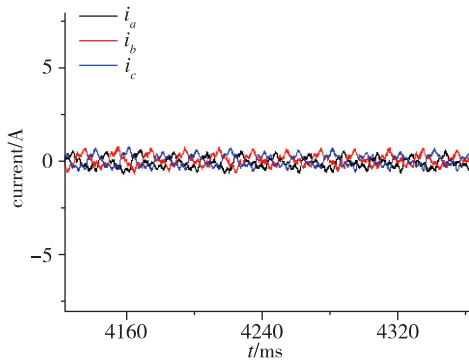


图 10 永磁同步电机三相电流

Fig. 10 Three-phase current of PMSM

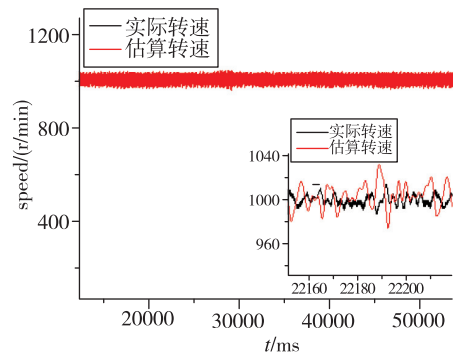


图 12 PMSM 实际转速和估计转速曲线关系图

Fig. 12 Actual curve and estimated speed curve of PMSM

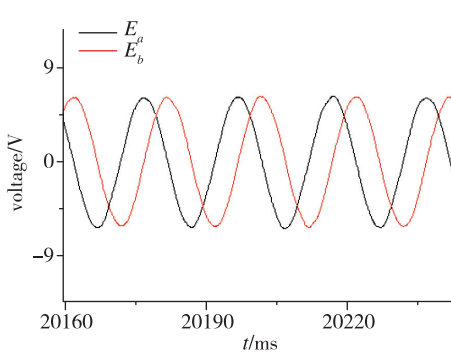


图 11 永磁同步电机的反电势曲线

Fig. 11 Counter EMF of PMSM

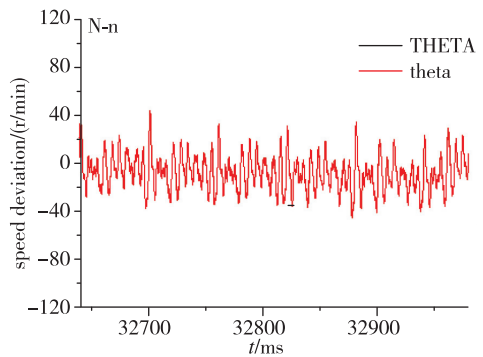


图 13 PMSM 实际转速和估计转速偏差曲线关系图

Fig. 13 Actual speed and estimated speed curves of PMSM

图 14 和图 15 所示分别为滑模观测器估算位置和旋变编码器获取的实际位置,以及对应的位置偏差曲线图。

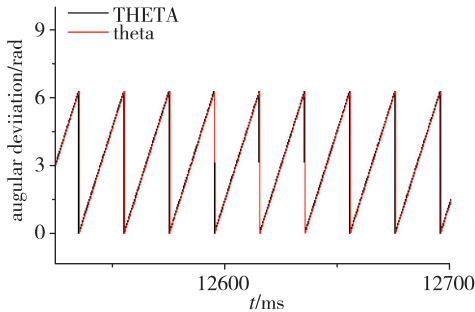


图 14 PMSM 实际角度和估计角度曲线关系图

Fig. 14 Actual and estimated angle curves of PMSM

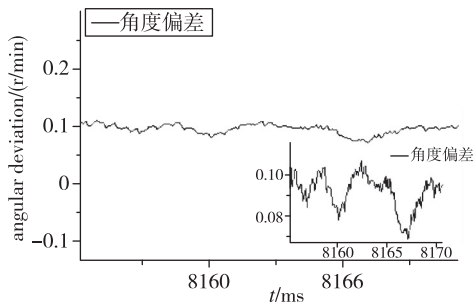


图 15 PMSM 实际角度和估计角度偏差曲线关系图

Fig. 15 Actual and estimated angular deviation curves of PMSM

从转子位置偏差曲线可以看出,估算偏差在 0.1rad ,即存在 5.7° 偏差,可以满足实验要求。

因此可以看出,滑模观测器的估算速度和实际速度、估算的转子位置和实际转子位置均可以满足实验要求。改进型滑模观测器可以准确地对转速和转子位置进行估算。

5 结论

本文对无位置传感器估算位置和角度的可行性与有效性进行了理论分析和仿真,且对滑模观测器进行了改进。将传统滑模观测器中的开关函数改为饱和函数,并选取合适的边界值和滑模增益值,减小系统的抖振的同时能够估算出更加准确的转速和位置信息。最后基于半实物仿真平台进行了仿真验证,验证了方案的有效性。

参考文献

[1] 崔业兵, 薛靓, 郑佳伟, 等. 电动伺服机构永磁同步

电机的自抗扰控制[J]. 导航定位与授时, 2018, 5(6): 60-67.

Cui Yebing, Xue Liang, Zheng Jiawei, et al. Active disturbance rejection controller of PMSM for electro-mechanical actuator[J]. Navigation Positioning and Timing, 2018, 5(6): 60-67(in Chinese).

[2] 沈寅强, 金海, 戴豪宇, 等. 基于滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统设计[J]. 电工技术, 2018, 483(21): 46-48.

Shen Yinqiang, Jin Hai, Dai Haoyu, et al. Design of sensorless vector control system for permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer[J]. Electric Engineering, 2018, 483(21): 46-48(in Chinese).

[3] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(5): 1241-1248.

[4] Comanescu M. Design and implementation of a highly robust sensorless sliding mode observer for the flux magnitude of the induction motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 649-657.

[5] Park Y H, Park K H, Baek S C, et al. Sliding mode observer with parameter estimation for sensorless induction motor[C]// Proceedings of Tencon IEEE Region 10 Conference. IEEE, 2011.

[6] Maouche A, M'Saad M, Bensaker B, et al. High gain adaptive observer design for sensorless state and parameter estimation of induction motors[J]. International Journal of Control Automation and Systems, 2015, 13(5): 1106-1117.

[7] 吕华芬, 叶云岳. 基于 MRAS 的低速永磁电机的无位置传感器控制[J]. 机电工程, 2012, 29(3): 307-310.

Lyu Huafen, Ye Yunyue. Sensor-less control of low-speed PMSM based on MRAS[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2012, 29(3): 307-310(in Chinese).

[8] 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(in Chinese).

[9] Mustafa R, Ibrahim Z, Lazi J M. Sensorless adaptive speed control for PMSM drives[C]// Proceedings of

- 2010 4th International Power Engineering and Optimization Conference(PEOCO). IEEE Conference Publications, 2010: 511-516.
- [10] Jang J H, Sul S K, Ha J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnet saliency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031-1039.
- [11] 晏朋飞. 基于滑模观测器的无传感器 PMSM 驱动控制系统的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006. Yan Pengfei. Research on sensorless PMSM drive control system based on sliding mode observer[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2006 (in Chinese).
- [12] 尹忠刚, 张瑞峰, 钟彦儒, 等. 基于抗差扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速估计策略[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(7): 921-927.
- Yin Zhigang, Zhang Ruifeng, Zhong Yanru, et al. Speed estimation for permanent magnet synchronous motor based on robust extended Kalman filter[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(7): 921-927(in Chinese).
- [13] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [14] Li R, Zhao G. Position sensorless control for PMSM using sliding mode observer and phase-locked loop [C]// Proceedings of International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC). IEEE, 2009:1867-1870.