基于改进型滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制

华志广[1], 窦满峰[1], 赵冬冬[1], 颜黎明[1], 姬军鹏[2], 杨剑威[1]

(1.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072; 2.西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘 要:针对经典滑模观测器在永磁同步电机无位置传感器控制过程中的抖振问题,研究了一种改进型滑模观测器。分析了经典滑模观测器产生抖振的原因,采用饱和函数代替符号函数实现抖振的抑制,结合磁场定向控制技术实现永磁同步电机的转速估计,在 1 台 2.7 kW,10 000 r/min 的永磁同步电机硬件平台上进行实验验证。仿真分析和实验结果表明,改进后的滑模观测器能够准确估计转速并减弱转子位置估计过程中的抖振。

关 键 词:永磁同步电机;无位置控制;滑模观测器;抖振;实验设计

中图分类号:TM341;TM301.2 **文献标志码**:A **文章编号**:1000-2758(2018)04-0754-07

近年来,随着钐钴、钕铁硼等稀土永磁材料的发展,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在航空航天、医疗器械和电动汽车等领域的应用越来越普遍[1-2]。PMSM 使用电子换向代替了电刷和换向器,调速性能优越,具有高紧凑性、高体积能量的优点。电机定子绕组中通入三相正弦交流电时,气隙中的磁场为正弦分布,通入方波电流时,气隙中的磁场为梯形波分布,此时也称为无刷直流电机。转速闭环是永磁同步电机控制系统高精度、高动态性能的控制要求,而速度闭环的前提是检测电机的转子位置。旋转变压器、霍尔传感器等机械传感器的安装可以准确检测转子位置,但不太适用于高低温、强震动等环境条件比较苛刻的工况下。无位置传感器可以通过采集与转子位置有关的参数来估计转子位置,简化电机结构的同时减小了成本[3]。

滑模观测器(sliding mode observer, SMO)根据电机的电压和电流参数实现转速的估计,测量电流与估计电流的差值构成滑模面,控制函数使系统在滑模面上频繁切换,滑模面的选择与自身参数无关,具有实现简单、鲁棒性强的优点[4-5]。文献[6]在旋转坐标系中构建了滑模观测器,实现了内置式永磁同步电机转子位置的观测,并利用电机控制平台验证了模型的稳定性和正确性。增大滑模观测器的阶数可以提升转子位置的估算精度,文献[7]采用二阶滑模实现了转子位置的估计,并进行了仿真分析和实验验证,但滑模阶数的提高会增大计算的复杂度。为了增强高阶滑模的抗扰能力,文献[8]将一种基于高阶滑模的超螺旋方法引入到永磁同步电机观测器中,具有更好的转速跟踪能力。通过分析滑模观测器的实现原理,可对开关函数进行改进来抑制抖振现象。文献[9]采用饱和函数作为滑模观测器的切换函数,仿真分析了改变控制函数后对系统抖振的影响。采用可变的正弦饱和函数替代经典的开关函数可以扩大滑模观测器的速度适用范围[10]。文献[11]在饱和函数的基础上引入了反曲函数,仿真分析了改进后的滑模观测器在位置估算过程中有更小的抖振。本文通过分析滑模观测器原理及其存在的抖振问题,采用饱和函数代替符号函数进行滑模变结构控制,结合仿真分析和实验结果验证控制效果。

收稿日期:2017-05-10 **基金项目**:国家自然科学基金(51507143)、中央高校基本科研业务费(3102017zy014)与陕西省高校科协青年人才托举计划资助

作者简介:华志广(1990—),西北工业大学博士研究生,主要从事现代电机控制及燃料电池供气技术研究。

1　PMSM 矢量控制

1.1　电机数学模型

永磁同步电机是一个高阶、多变量、强耦合的非线性系统,三相坐标系下的电机模型参数之间有强耦合性和非独立性,可以采用 Clark 变换和 Park 变换等坐标变换的方法将三相模型简化为两相模型,从而简化电机的参数关系。

对于表贴式永磁同步电机,交、直轴等效电感相等,稳态磁链方程可简化为

$$\begin{cases}\psi_\alpha = L_s\, i_\alpha + \omega_e \psi_f \cos\theta \\ \psi_\beta = L_s i_\beta + \omega_e \psi_f \sin\theta\end{cases} \tag{1}$$

式中,ψ_α 和 ψ_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的等效磁链;L_s 为定子等效电感;i_α 和 i_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电流;ω_e 为电角速度;ψ_f 为永磁体磁链;θ 为坐标变换角。稳态电压方程为

$$\begin{cases}u_\alpha = Ri_\alpha + p\psi_\alpha \\ u_\beta = Ri_\beta + p\psi_\beta\end{cases} \tag{2}$$

式中,u_α 和 u_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电压;p 为微分算子。电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5 \cdot p_n(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \tag{3}$$

式中,T_e 为电磁转矩;p_n 为电机极对数。电机运动方程可表示为

$$T_e - T_L = B_m\omega_r + J\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

式中,T_L 为负载转矩;B_m 为摩擦阻尼系数;ω_r 为机械角速度;J 为转动惯量。

1.2　无位置传感器控制

磁场定向控制对永磁同步电机的电流矢量进行解耦,将其分解为相互正交的励磁分量和转矩分量,使控制更加简便,$i_d = 0$ 的控制方法易于实现,在表贴式永磁同步电机控制中应用较多。高精度调速过程需对转速进行闭环,即要采集电机的转子位置,位置传感器的安装增加成本和重量的同时降低了装置的可靠性,采用无位置传感器的控制方法可以省去机械传感器,尤其在高低温、强震动等场合更加可靠。$i_d = 0$ 的控制方法无直轴电枢反应,不会产生永磁体的去磁,交轴电流用来产生电磁转矩,这种控制方法实现简单,控制系统框图如 1 所示。

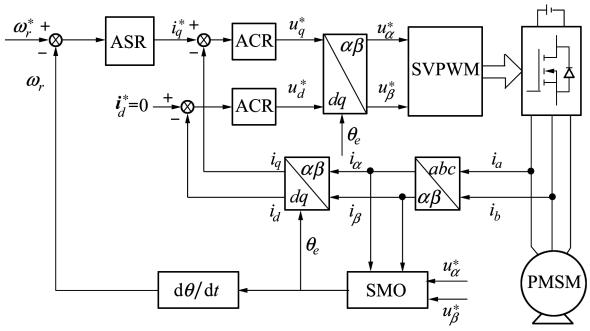


图 1　永磁同步电机 $i_d = 0$ 控制系统框图

控制系统由转速环和电流环构成,转速环由转速给定和反馈、ASR、SMO 等组成,ASR 为转速调节器(PI),转速误差值经由 ASR 后作为电流环的 q 轴电流给定。SMO 通过采集定子电压和电流等参数对转速进行估算,得到电机的电角度并实现转速反馈。电流环主要由电流给定、ACR 和矢量变换等组成,ACR 为电流调节器(PI),PMSM 为永磁同步电机。d,q 轴电流给定与电流反馈产生电流环误差,该误差信号再分别通过 2 个 ACR 后得到坐标变换的 d,q 轴电压给定 u_d^*,u_q^*,电压给定经过 Park 反变换及 SVPWM 模块后得到 PWM 波,驱动三相桥式逆变电路中的功率管。由电流传感器得到定子两相电流 i_a,i_b,经过 Clark 变换后得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流 i_α,i_β,再经过 Park 变换后作为 d,q 轴的反馈电流 i_d,i_q,θ_e 为坐标变换角。永磁同步电机的电磁转矩由永磁体产生的永磁转矩和交直轴电感不平衡产生的磁阻转矩构成,由于 d 轴电流始终为零,磁阻转矩为零,因此 $i_d = 0$ 的控制方法在表贴式永磁同步电机中即为最大转矩电流比控制。

2　改进型滑模观测器设计

基于滑模变结构理论,在 $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系中均可构建滑模观测器,实现永磁同步电机转速的估算。不同坐标系下滑模观测器的控制效果与滑模增益大小、边界层的厚度、滤波器的转折频率等均有关,要想达到较好的转速估计效果,就需要在以上参数中进行优化设计。本文研究的电机永磁体为表贴式,采用 $i_d = 0$ 的控制方法,故在 $\alpha\beta$ 坐标系下搭建滑模观测器更为简便。电机的电流状态方程可表示为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_\alpha \\ i_\beta\end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix}i_\alpha \\ i_\beta\end{bmatrix} + \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix}u_\alpha \\ u_\beta\end{bmatrix} - \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix}e_\alpha \\ e_\beta\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，R 为定子电阻；e_α 和 e_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的扩展反电势，可表示为

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \tag{6}$$

扩展反电势中包含了电机转子的位置信息，反电势的相位与转子位置相关，反电势的幅值与转速相关。滑模观测器设计的基本思路是将容易得到的电压和电流信号输入观测器，然后估算出电机的反电势，从而得到电机转速和位置信息。构造滑模观测器表达式为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中，$\hat{i}_\alpha$ 和 $\hat{i}_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 坐标下的定子电流观测值；z_α 和 z_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流误差开关信号。以观测电流 $\hat{i}_\alpha$，$\hat{i}_\beta$ 和实际电流 i_α，i_β 的差值构成切换面 $s(x,t)$，保证系统在滑动模态下运动。定义滑模切换函数为

$$\boldsymbol{s}(x,t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中，$\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 为 $\alpha\beta$ 坐标下的定子电流误差值；将(5)式减去(7)式得定子电流的误差方程

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \tag{9}$$

在滑模面上运动时，$\boldsymbol{s}(x,t) = \dot{\boldsymbol{s}}(x,t) = 0$，则

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = 0 \tag{10}$$

将(10)式带入(9)式可知，利用电流误差的开关信号 $[z_\alpha \quad z_\beta]^{\mathrm{T}}$ 可以估计反电势 $[e_\alpha \quad e_\beta]^{\mathrm{T}}$，高频的开关信号引入了高次谐波，将开关信号经过一个低通滤波器即得到反电势估算值 $[\hat{e}_\alpha \quad \hat{e}_\beta]^{\mathrm{T}}$，反电势估算值表达式为

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \dfrac{\omega_c}{s+\omega_c} z_\alpha \\ \hat{e}_\beta = \dfrac{\omega_c}{s+\omega_c} z_\beta \end{cases} \tag{11}$$

式中，ω_c 为低通滤波器转折频率；对 $\alpha\beta$ 坐标下的反电势估算值求反正切，即可得到转子位置

$$\theta^* = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \tag{12}$$

利用反电势计算转速为

$$\hat{\omega} = \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\psi_f}} \tag{13}$$

低通滤波器的引入导致了相位的延迟，计算的转子位置需要进一步的补偿，补偿角由输入信号频率和滤波器的截止频率共同决定，补偿角可表示为

$$\Delta\theta = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{14}$$

式中，ω 为输入信号的角频率，利用滑模观测器估算的电机转子位置

$$\hat{\theta} = \theta^* + \Delta\theta \tag{15}$$

滑模变结构控制是为了让系统状态沿着设定的滑模面做平滑移动，系统惯性、开关器件的时间滞后性和控制的离散化等均会使状态轨迹在滑模面上来回穿梭，从而形成叠加至滑模面的锯齿波运动轨迹，这种现象称为“抖振”。将滑模观测器估计的转子位置与实际转子位置进行比较，估计值偏离实际位置的波动范围和波形的平滑性反映了抖振的强弱。经典滑模理论中，采用符号函数作为开关函数，符号函数 $\mathrm{sgn}(\boldsymbol{s})$ 可表示为

$$\mathrm{sgn}(\boldsymbol{s}) = \begin{cases} -1 & \boldsymbol{s} < 0 \\ 0 & \boldsymbol{s} = 0 \\ 1 & \boldsymbol{s} > 0 \end{cases} \tag{16}$$

抖振会影响控制精度，增大系统能耗，但滑模变结构就是一种非连续控制，消除了抖振也就消除了鲁棒性。因此，在保证系统鲁棒性的前提下，可以采用一定的方法削弱抖振带来的影响。符号函数使得运动状态在滑模面来回穿梭过程中的抖振加剧，不利于系统稳定性。饱和函数定义了一个边界层，边界层内采用线性化控制，属于准滑动模态，边界层外采用切换控制，输出被钳制在 1 或 -1。饱和函数的边界层与开关函数的切换点类似，边界层内部的运动较为平滑，可在一定程度上减弱抖振，饱和函数可表示为

$$\mathrm{sat}(\boldsymbol{s}) \begin{cases} 1 & \boldsymbol{s} > \varepsilon \\ \dfrac{\boldsymbol{s}}{\varepsilon} & -\varepsilon \leqslant \boldsymbol{s} \leqslant \varepsilon \\ -1 & \boldsymbol{s} < -\varepsilon \end{cases} \tag{17}$$

饱和函数边界层 ε 的选取会影响滑模观测器的观测精度，边界层很小时相当于符号函数。饱和函数边界层内部为连续状态的反馈控制，增大边界层可以减弱抖振，但是边界层过大时，在参数变化时不能及时返回滑动模态，影响系统的收敛性。其选取既要考虑系统的鲁棒性，也要考虑抖振的抑制效果，

利用饱和函数代替符号函数对经典滑模观测器进行改进，电流误差开关信号的表达式为

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \mathrm{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \mathrm{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \tag{18}$$

k 为切换增益，其取值应该满足滑模观测器的存在性和可达性条件，改进后的滑模观测器实现原理如图 2 所示。

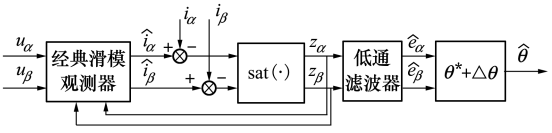


图 2　改进型滑模观测器实现原理框图

3　仿真分析

基于永磁同步电机控制理论，搭建了滑模观测器矢量控制模型，电机的定子电阻 0.304 3 Ω，定子电感 0.36 mH，永磁体磁链 0.63 Wb，转动惯量 0.000 5 kg · m^2，2 对极，给定转速 2 000 r/min，负载转矩在 0.04 s 时由 0 阶跃为 10 N · m，此时电机转速和三相电流波形分别如图 3 和图 4 所示。

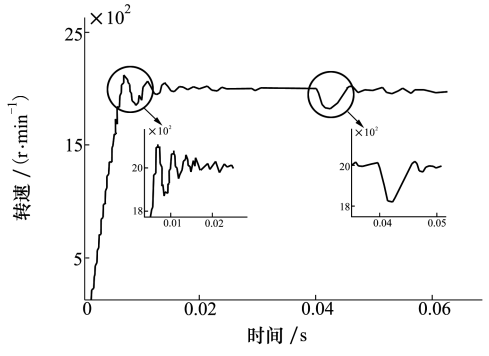


图 3　电机转速波形图

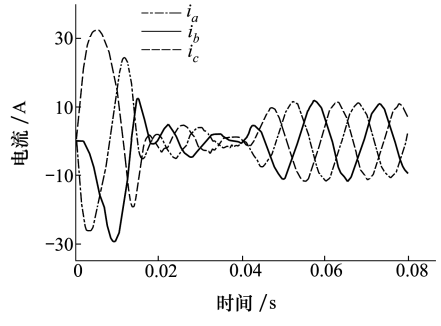


图 4　电机三相电流波形图

滑模观测器估计的转速与实际转速重合，但有局部振荡和一定的稳态误差，转速约在 0.02 s 时达到稳定。0.04 s 时由于负载突变，转速约有 100 r/min 的跌落，经过 0.01 s 后转速再次达到稳定。相同仿真参数下，利用符号函数和饱和函数得到的转子位置角度分别如图 5 和图 6 所示。

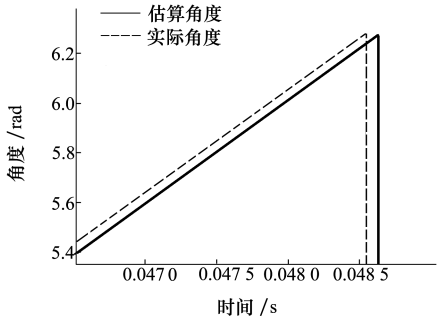


图 5　基于符号函数的转子位置角度

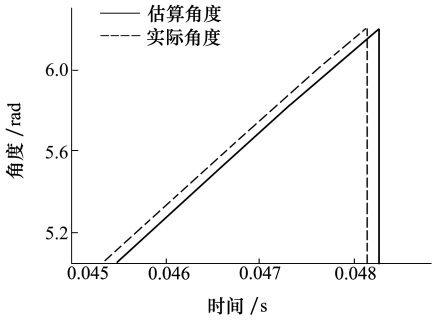


图 6　基于饱和函数的转子位置角度

将滑模观测器的估算角度与实际角度作差，得到不同切换函数下的误差角度值，转子角度误差仿真数据见表 1。仿真误差值约为 0.04 rad，采用饱和函数代替符号函数后，电机转子位置的估算角度波动范围更小。

表 1　仿真条件下的角度误差值

切换函数	最小值/rad	最大值/rad
符号函数	0.035	0.048
饱和函数	0.038	0.042

4　实验设计

采用滑模观测器实现电机转子位置的估算，所搭建的永磁同步电机矢量控制平台如图 7 所示。

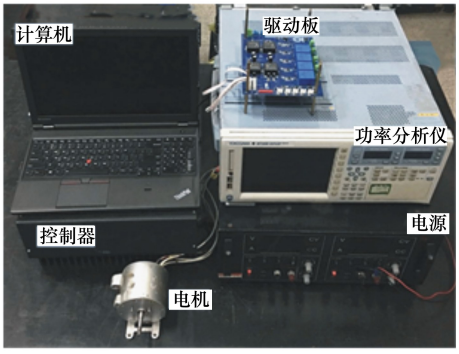


图 7 永磁同步电机无位置控制实验平台

直流稳压电源为硬件平台供电,功率分析仪用以记录实验过程中的电压、电流和功率等数据,电机实验过程中固定于转矩加载台,为避免实验时间过长导致电机过热,使用测温枪测量电机机壳温度。永磁同步电机主要参数见表 2。

被测电机绕组星形连接,逆变器的输入端接直流稳压电源,输出端接电机的三相绕组,功率分析仪接在逆变器的输入和输出侧,测量逆变器的输入与输出参数值。空载条件下,电机处于 3 000 r/min 时,得到电机 A,B 两相电流波形如图 8 所示。

表 2 电机主要参数

参数	数值	单位
额定功率	2.7	kW
额定电压	270	V
额定转速	10 000	r/min
额定转矩	2.58	N · m
相电阻	0.304 3	Ω

电流周期为 10 ms,对应频率为 100 Hz,相位依次相差 120°,空载电流有效值约为 0.35 A。转速给定为电机的额定转速 10 000 r/min,转矩为额定2.58 N · m 时,电机的 A,B 两相电流如图 9 所示。

电机相电流有效值约为 19 A,周期为 3 ms,相位依次相差 120°。符号函数和饱和函数在负载条件下得到转子位置角度分别如图 10 和图 11 所示。

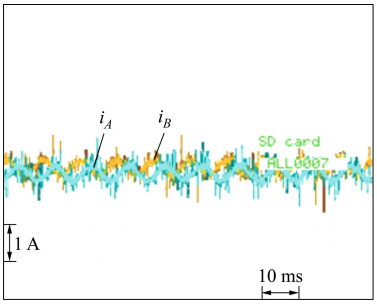


图 8 电机空载相电流波形

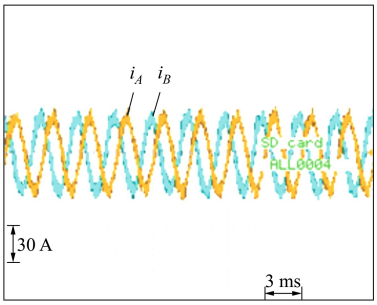


图 9 电机负载相电流波形

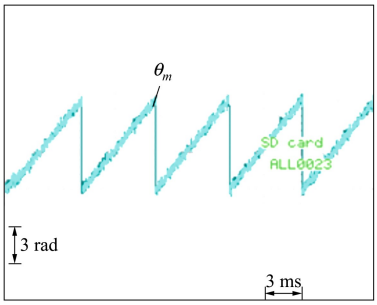


图 10 符号函数时电机转子位置

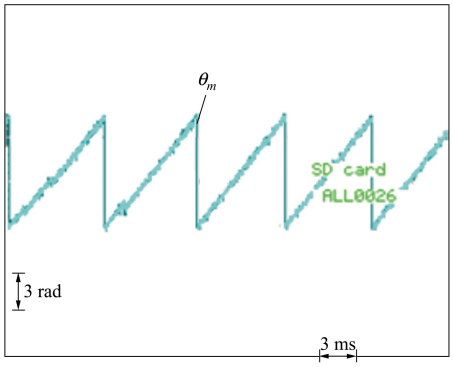


图 11 饱和函数时电机转子位置

滑模观测器在空载和负载条件均可实现永磁同步电机转子位置的估计,用饱和函数替代符号函数后,电机转子角度的周期、频率和大小均不变。实验条件下的角度误差范围见表 3。

表 3 实验条件下的角度误差值

切换函数	实验状态	最小值/rad	最大值/rad
符号函数	空载	0.04	0.19
	负载	0.05	0.16
饱和函数	空载	0.06	0.18
	负载	0.08	0.16

与旋转变压器得到的转子位置相比,滑模观测器在空载条件下的误差值约为 0.12 rad,滑模观测器在负载条件下误差值约为 0.10 rad。采用饱和函数代替符号函数减小了角度误差值的波动,负载条件下的转速较高,反电势较大,滑模观测器估计的转子角度较为准确。

5 结　论

通过分析经典滑模控制中的抖振问题,对控制方法中的切换函数进行改进,和符号函数相比,饱和函数在一定程度上抑制了转子位置估计过程中的抖振。在仿真分析两种切换函数的基础上,搭建了永磁同步电机控制平台,空载和负载条件下实现了电机的无位置传感器控制,并对滑模观测器的转速估计效果进行对比。相同实验条件下,采用饱和函数比符号函数具有更好的转子位置估计效果。

参考文献:

[1] Kommuri S K, Defoort M, Karimi H R. et al. A Robust Observer-Based Sensor Fault-Tolerant Control for PMSM in Electric Vehicles[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7671-7681

[2] Zhang X G, Hou B S, Yang M. Deadbeat Predictive Current Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Stator Current and Disturbance Observer[J]. IEEE Trans on Power Electronics , 2017, 32(5): 3818-3834

[3] Chen M X, Zhao Y G. Simulation Research on Sensorless Speed Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on SMO[C]// International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, Macau, China, 2016

[4] 杨剑威, 窦满峰, 赵冬冬,等. 基于自适应滑模观测器的五相永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 西北工业大学学报, 2016, 34(6): 1057-1064
Yang Jianwei, Dou Manfeng, Zhao Dongdong, et al. Adaptive Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2016, 34(6): 1057-1064 (in Chinese)

[5] Zhang X G, Li Z X. Sliding-Mode Observer-Based Mechanical Parameter Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732-5745

[6] 刘彦呈, 任俊杰, 王宁, 等. 永磁同步电机旋转坐标系滑模观测器设计研究[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 36-44
Liu Yancheng, Ren Junjie, Wang Ning, et al. Research of Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Synchronous Rotating Frame[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(7): 36-44 (in Chinese)

[7] 张晓光, 孙力, 陈小龙, 等. 基于二阶滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 36-41
Zhang Xiaoguang, Sun Li, Chen Xiaolong, et al. PMSM Sensorless Control Based on Second-Order Sliding Mode Observer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 36-41 (in Chinese)

[8] 易伯瑜, 康龙云, 陶思念, 等. 永磁同步电机抗扰高阶滑模观测器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 132-140
Yi Boyu, Kang Longyun, Tao Sinian, et al. Design of Robust High Order Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 132-140 (in Chinese)

[9] 杨奔, 刘景林, 卫丽超. 基于优化的滑模观测器永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 微电机, 2015, 48(11): 52-57
Yang Ben, Liu Jinglin, Wei Lichao. Research of Sensorless Control Based on Optimized Sliding Mode Observer of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Micromotors, 2015, 48(11): 52-57 (in Chinese)

[10] 陆嫙泉, 林鹤云, 冯奕, 等. 永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 106-113
Lu Xiaoquan, Lin Heyun, Feng Yi, et al. Soft Switching Sliding Mode Observer for PMSM Sensorless Control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 106-113 (in Chinese)

[11] 薛增涛, 郭颖颖, 李争. 基于改进型滑模观测器的电动汽车用永磁同步电机转子位置估算[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 1-5
Xue Zengtao, Guo Yingying, Li Zheng. Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor Rotor Position for Electric Vehicle Based on Improved Sliding Mode Observer[J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(1): 1-5 (in Chinese)

Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Improved Sliding Mode Observer

Hua Zhiguang[1], Dou Manfeng[1], Zhao Dongdong[1], Yan Liming[1],
Ji Junpeng[2], Yang Jianwei[1]

(1.School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
2.School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Sliding mode observer (SMO) which has a strong robustness is used in the sensorless control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM). The method is usually used to estimate the rotor position although it has the chattering problem. According to the causes of the chattering in traditional SMO, the method of improved sliding mode observer (ISMO) is proposed in this paper. Sign function is replaced by the saturation function to suppress the chattering problem, and the speed of PMSM is estimate when combined with field oriented control (FOC) method. A hardware platform of 2.7 kW, 10 000 r/min PMSM is built to verify the control effectiveness of ISMO. Simulation analysis and experimental result show that ISMO can estimate the rotor speed accuracy and reduce the chatting at the same time.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; sensorless control; sliding mode observer; chattering; design of experiments