# 基于改进全阶滑模观测器的 IPMSM 无传感器控制

曹新平<sup>1,2</sup>,尹忠刚<sup>1,2</sup>,张彦平<sup>1</sup>,张延庆<sup>1,2</sup>

(1.西安理工大学 电气工程系,陕西 西安 710048;2.西安交通大学 电力设备电气绝缘国家重点实验室,陕西 西安 710049)

摘要:针对传统全阶滑模观测器存在抖振及观测精度差的问题,提出一种改进全阶滑模观测器的内置式 永磁同步电机无位置传感器控制策略。该策略采用准符号函数代替非线性符号函数作为切换函数,并且利用 Lyapunov函数和等效控制的思想对系统进行稳定性分析;在此基础上,为了避免电机转速大小变化影响转子 位置的估计精度,设计了与电机转速相关的自适应滑模增益。最后,在2kWIPMSM矢量控制实验平台上验证 了所提无位置传感器控制策略的正确性和有效性。

关键词:内置式永磁同步电机;全阶滑模观测器;抖振抑制;无位置传感器 中图分类号:TM341 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22504

Sensorless Control Using Improved Full Order Sliding Mode Observer for IPMSM Drive

CAO Xinping<sup>1,2</sup>, YIN Zhonggang<sup>1,2</sup>, ZHANG Yanping<sup>1</sup>, ZHANG Yanqing<sup>1,2</sup>

(1.Department of Electrical Engineering, Xi' an University of Technology, Xi' an 710048, Shaanxi, China; 2.State Key Lab of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi' an Jiaotong University, Xi' an 710049, Shaanxi, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of chattering and poor observation accuracy of traditional full order sliding mode observer (FSMO), a sensorless control strategy of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) based on improved full order sliding mode observer was proposed. In this strategy, the quasi-sign function was used instead of the nonlinear sign function as the switching function, and the stability of the system was analyzed by using the idea of equivalent control and Lyapunov function. On this basis, to avoid the influence of the motor speed on the estimation accuracy of the rotor position, an adaptive sliding mode gain related to the motor speed was designed. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed sensorless control strategy were verified on the 2 kW IPMSM vector control experimental platform.

**Key words:** interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM); full order sliding mode observer(FSMO); chattering suppression; position sensorless control

内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motors, IPMSM)因其转矩密度大、功率密度高、调速范围宽等优点,在航空航天、轨道交通和家用电器等领域得到了广泛的应用<sup>III</sup>。由于安装位置传感器会导致系统成本增

加,可靠性降低,因此,IPMSM无位置传感器控制 受到众多学者的广泛关注及研究。目前,无位置 传感器策略按电机转速运行有效范围,一般分为 零/低速和中高速两大类:零/低速方法主要利用 电机凸极特性通过外加激励获取位置信息<sup>[2-3]</sup>;中

基金项目:国家自然科学基金(51677150);陕西省杰出青年基金(2020JC-40);陕西省科技计划资助项目(2020JQ-631);

电力设备电气绝缘国家重点实验室资助项目(EIPE20201)

通讯作者: 尹忠刚(1982—), 男, 博士, 教授, Email: zhgyin@xaut.edu.cn

作者简介:曹新平(1995—),男,硕士,Email:m18302999704@163.com

高速方法主要是基于电机反电动势模型求取位 置信息<sup>[4-15]</sup>。

在中高速领域,基于电机反电动势的控制方 法主要包括模型参考自适应[5-6]、扩展卡尔曼滤波 器<sup>[7]</sup>、滑模观测器<sup>[8-15]</sup>(sliding mode observer, SMO) 等方法。其中,滑模观测器因其实现简单、鲁棒 性强等优点,在永磁同步电机中高速无位置传感 器驱动领域的研究最为普遍。然而,传统SMO因 其滑模控制函数固有的不连续切换引起的抖振 是不可避免的。文献[8]和文献[9]分别利用饱和 函数和 sigmoid 函数代替符号函数以减弱观测反 电动势中的高频抖振。然而,基于 sigmoid 函数的 滑模观测器控制系统因高频信号切换导致系统 存在较大抖振,针对此问题,文献[10]提出了一种 分段指数型函数代替sigmoid函数的新型滑模观 测器,进一步削弱了系统抖振。文献[12-13]将定 子电流和反电动势作为状态变量构造了全阶滑 模观测器,既省去了低通滤波器(low pass filter, LPF)又能够有效抑制抖振,并且具有较好的观测 效果。

本文提出了一种改进型全阶滑模观测器的 无位置传感器控制方法。首先,以准符号函数作 为滑模控制函数,达到削弱抖振和提高反电动势 估计性能的目的;其次,设计与电机转速相关的 自适应滑模增益,以避免电机转速变化影响转子 位置的估计精度。实验结果验证了基于改进型 全阶滑模观测器的 IPMSM 无位置传感器控制方 法的正确性和有效性。

1 全阶滑模观测器设计

### 1.1 IPMSM 数学模型

内置式永磁同步电机在两相静止(α-β)坐标 系下的定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} + pL_{d} & \omega_{r}\Delta L \\ -\omega_{r}\Delta L & R_{s} + pL_{d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$$
(1)

其中

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \left[ \Delta L(\omega_{r}i_{d} - pi_{q}) + \omega_{r}\Psi_{f} \right] \begin{bmatrix} -\sin\theta_{r} \\ \cos\theta_{r} \end{bmatrix}$$
$$\Delta L = L_{d} - L_{q}$$

式中: $u_{\alpha}$ , $u_{\beta}$ , $i_{\alpha}$ , $i_{\beta}$ , $e_{\alpha}$ , $e_{\beta}$ 分别为 $\alpha$ , $\beta$ 轴定子电压、定 子电流和反电势; $R_{s}$ , $\omega_{r}$ , $\theta_{r}$ , $\Psi_{f}$ 分别为定子电阻、电 角速度、转子位置和永磁体磁链; $i_{d}$ , $i_{q}$ , $L_{d}$ , $L_{q}$ 分别 为两相旋转(d-q)坐标系下的电流和电感;p为微 分算子。 IPMSM 的定子电流状态方程为

$$pL_{d}\begin{bmatrix}i_{\alpha}\\i_{\beta}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-R_{s} & -\omega_{r}\Delta L\\\omega_{r}\Delta L & -R_{s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{\alpha}\\i_{\beta}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}u_{\alpha} & -e_{\alpha}\\u_{\beta} & -e_{\beta}\end{bmatrix}$$
(2)

通常,调速系统的电磁时间常数远小于机械 时间常数,则电机转速在一个PWM采样周期内 近似为定值,即 $p\omega_r = 0$ 。因此反电动势的动态变 化为

$$\mathbf{p}\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \boldsymbol{\omega}_{r}\begin{bmatrix} -e_{\beta} \\ e_{\alpha} \end{bmatrix}$$
(3)

由式(2)和式(3)可得 IPMSM 全阶状态方 程为

$$\mathbf{p}\begin{bmatrix}\mathbf{i}\\\mathbf{e}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12}\\\mathbf{0} & \mathbf{A}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{i}\\\mathbf{e}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\mathbf{B}_{1}\\\mathbf{0}\end{bmatrix}\mathbf{u}$$
(4)

其中 
$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
  
 $A_{11} = (-R_{\mathrm{s}} \cdot \mathbf{I} + \omega_{\mathrm{r}} \Delta L \cdot \mathbf{J}) / L_{d} \quad A_{12} = -\mathbf{I} / L_{d}$   
 $A_{22} = \omega_{\mathrm{r}} \cdot \mathbf{J} \quad B_{1} = \mathbf{I} / L_{d}$   
 $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1\\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 

### 1.2 传统全阶滑模观测器设计

为了获得估计反电动势,根据式(4)设计传 统全阶滑模观测器(full-order sliding mode observer,FSMO)为

式中:"~"表示估计值;"~"表示估计值与实际值之 间的误差;*ω*。为估计电角速度;sgn()为符号函数; *G*为反馈增益矩阵;*g*,*l*为开关增益。

将式(4)和式(5)作差,可得定子电流误差和 反电动势误差的动态方程为

$$\mathbf{p}\begin{bmatrix}\tilde{i}\\\tilde{e}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\tilde{A}_{11} & A_{12}\\0 & \tilde{A}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{i}\\\tilde{e}\end{bmatrix} - \frac{G}{L_d}\operatorname{sgn}(\tilde{i}) \qquad (6)$$

其中  

$$\tilde{A}_{11} = [-R_s \cdot I + (\omega_e - \omega_r)\Delta L \cdot J]/L_d$$

$$\tilde{A}_{22} = (\omega_e - \omega_r) \cdot J$$

$$\tilde{e} = [\tilde{e}_{\alpha} \quad \tilde{e}_{\beta}]^{\mathrm{T}}$$

随着系统到达滑模面,定子电流误差将趋近 于0,可以获得估计的反电动势。图1为传统FS-MO估计转子位置及转速框图。通过FSMO获得 估计反电动势,再采用锁相环获取估计转子位置 θ。和估计转速ω。。然而,由于传统FSMO采用符 号函数会导致估计反电动势存在高频抖振,因此 需要替换符号函数以削弱其产生的抖振现象。



图 1 传统全阶滑模观测器结构框图 Fig.1 Diagram of traditional FSMO

#### 1.3 改进型全阶滑模观测器设计

为了削弱由符号函数导致的固有抖振,利用 准符号函数代替FSMO中的开关函数。图2为准 符号函数的特性曲线图,其表达式如下:

$$q(x) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x) & |x| \ge a \\ \frac{3}{2a}x & |x| \le \frac{a}{2} \\ \frac{2a - |x|}{a^2}x & \nexists \mathring{C} \end{cases}$$
(7)

式中:x为定子电流误差;a为边界层厚度。



图2 准符号函数

Fig.2 The quasi-sign function

对式(5)进行改进,可获得改进型全阶滑模 观测器的表达式为

$$\mathbf{p}\begin{bmatrix}\hat{i}\\\hat{e}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\hat{A}_{11} & A_{12}\\0 & \hat{A}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}\\\hat{e}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}B_1\\0\end{bmatrix}\boldsymbol{u} - \frac{\boldsymbol{G}}{\boldsymbol{L}_d}\boldsymbol{q}(\tilde{i}) \quad (8)$$

定子电流误差和反电动势误差的动态方程为

$$p\begin{bmatrix} \hat{i}\\ \hat{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & A_{12}\\ 0 & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}\\ \tilde{e} \end{bmatrix} - \frac{G}{L_d} q(\tilde{i})$$
(9)

当系统到达滑模面,估计转速将等于实际转速,即ω<sub>e</sub>=ω<sub>r</sub>。此时,两个不连续开关控制分量的 等效控制信息可以通过下式获取:

$$\begin{cases} \tilde{e}_{\alpha} = -gq(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \tilde{e}_{\beta} = -gq(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{cases}$$
(10)

由于高速区的开关函数增益不能满足低速 区的要求,导致观测值存在噪声干扰,使转子位 置估计不准确<sup>[14-15]</sup>。考虑电机反电动势几乎正比 于电角速度,因此,设计与电角速度相关的自适 应反馈增益为

$$g_0 = \boldsymbol{\omega}_{\rm e} \boldsymbol{\Psi}_{\rm f} + b \tag{11}$$

式中:b为防止零速时反馈增益为0的正常数。 根据式(11),式(10)可以改写为

$$\begin{cases} \tilde{e}_{\alpha} = -g_0 q \left( \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha} \right) \\ \tilde{e}_{\beta} = -g_0 q \left( \hat{i}_{\beta} - i_{\beta} \right) \end{cases}$$
(12)

由上文所述,改进型全阶滑模观测器的结构 框图如图3所示。



Fig.3 Improved full-order sliding mode observer structure

## 2 稳定性分析

采用等效控制的思想和构造 Lyapunov 函数 对改进型全阶滑模观测器进行稳定性分析,首先 构造 Lyapunov 函数如下:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^{\mathsf{T}} \mathbf{s} = \frac{1}{2} \left( \tilde{i}_{\alpha}^{2} + \tilde{i}_{\beta}^{2} \right)$$
(13)

当满足Lyapunov稳定性理论时,即pV<0,改进型FSMO滑动模态存在且收敛,则有

 $E_{\alpha} = \tilde{e}_{\alpha}\tilde{i}_{\alpha} + g_{0}q(\tilde{i}_{\alpha})\tilde{i}_{\alpha}$ 

 $E_{\beta} = \tilde{e}_{\beta}\tilde{i}_{\beta} + g_{0}q(\tilde{i}_{\beta})\tilde{i}_{\beta}$ 

$$pV = (p\tilde{i}_{\alpha})\tilde{i}_{\alpha} + (p\tilde{i}_{\beta})\tilde{i}_{\beta}$$
$$= \frac{1}{L_{d}} \left[ -R_{s}(\tilde{i}_{\alpha}^{2} + \tilde{i}_{\beta}^{2}) - (E_{\alpha} + E_{\beta}) \right] < 0 \quad (14)$$

其中

为使 $E_{g}+E_{g}>0$ 成立,滑模增益 $g_{0}$ 需要满足:

$$g_0 > \frac{1}{2} \max(|e_{\alpha}|, |e_{\beta}|) \tag{15}$$

当电机发生参数失配或外部扰动时,g。应足够大 以保证改进型FSMO的鲁棒性。随着V衰减至 0,即系统到达滑模面,则观测值收敛于实际值。

根据式(9)和式(12),反电动势的动态误差 方程为

$$\begin{cases} p\tilde{e}_{\alpha} = -\omega_{e}\tilde{e}_{\beta} - \frac{l}{g_{0}L_{d}}\tilde{e}_{\alpha} \\ p\tilde{e}_{\beta} = \omega_{e}\tilde{e}_{\alpha} - \frac{l}{g_{0}L_{d}}\tilde{e}_{\beta} \end{cases}$$
(16)

由式(16)可知,反电动势动态误差方程具有 误差校正和预测的卡尔曼滤波特性。因此,改进 型FSMO可以省去传统SMO中采用的LPF,进而 避免了LPF对转子位置观测值产生的相位滞后。 此外,假定ω<sub>e</sub>为常数,求解式(16)可得其特征方 程及特征根分别为

$$s^{2} + \frac{2l}{g_{0}L_{d}}s + [\omega_{e}^{2} + (\frac{l}{g_{0}L_{d}})^{2}] = 0$$
 (17)

$$s_{1,2} = \frac{-l/g_0 \pm jL_d \omega_e}{L_d}$$
(18)

式中:s为Laplace算子;j为虚数单位。

由式(18)可知,特征方程存在一对位于s左 半平面的共轭复根,因此系统渐进收敛。

3 实验验证

为了验证本文所提出的基于改进型全阶滑 模观测器无位置传感器控制策略的可行性,在以 TMS320F28335为主控芯片的2kW IPMSM矢量 控制平台上进行了实验研究。图4为所提出的 IPMSM无位置传感器控制策略框图,图5为实验 平台。



图4 基于改进型全阶滑模观测器的IPMSM 无位置传感器控制框图

Fig.4 Block of the IPMSM position sensorless control based on improved FSMO



图 5 实验平台图 Fig.5 Experimental platform

实验中使用的 IPMSM 参数如下: 额定功率 $P_N$  =2 kW, 额定转速 $n_N$ =1 000 r/min, 额定转矩 $T_N$ =19

N·m, 定子电阻 R=1.351 Ω, d 轴电感  $L_d$ =10.85 mH, q 轴电感  $L_q$ =25.52 mH, 极对数为4。通过旋转变压器获得的转子位置和转速仅用于与估计的转子位置和转速进行对比。

图6为额定负载条件下,电机运行于300 r/min 时的估计反电动势实验对比图。图6a和图6b分 别为传统FSMO和改进FSMO实验结果。从图6 中可看出,改进FSMO可以有效削弱系统抖振, 且反电势的正弦性相比传统FSMO更好,表明本 文所提出的无位置传感器控制策略的观测性能 更优。



为了验证本文所提出的控制策略在低速域 的有效性,图7为150 r/min时额定负载条件下转 子位置、位置误差和相电流实验结果。图7a和图 7b分别为传统FSMO和改进FSMO实验结果。可 以看出,图7a中的位置误差脉动达到11°,且相电 流存在明显的波形畸变;图7(b)中的位置误差脉 动为7°。因此,本文所提出方法具有更好的转子 位置估计精度。

图 8 为额定负载条件下加减速动态实验结 果,比较了传统FSMO和改进FSMO无位置传感器 控制策略在额定负载条件下电机转速从150 r/min 上升至1000 r/min再下降至150 r/min的加减速 实验波形。由图 8 可知,本文所提出无传感器策 略的位置误差明显减小,且在加减速过程中具有 良好的转速及转子位置观测性能。

图9为电机运行于1000 r/min时的额定负

研究和实验验证的方法对无 PFC LED 球泡灯的 谐波发射特性进行了研究。当使用不同的滤波 结构时,其 PCC 处的 THD<sub>i</sub>不相同,其中 C 型滤波 结构的最低,π型的最高。3次、5次、7次、9次谐 波的初相角只与滤波电路中的电容值 C 有关并且 随其变化而变化。当2种不同滤波结构的 LED 并 联组合,各次谐波初相角之差小于90°时,总谐波 电流会增加,大于90°时总谐波电流会减小。因 此这就为进一步实现局部环境下不同种滤波结 构的无 PFC LED 驱动电路之间谐波的自抵消研 究和集群 LED 谐波发射特性的研究提供了理论 支撑。

#### 参考文献

- 张跃.白色发光二极管光伏照明灯驱动电路设计[J].太阳能, 2005(2):33-34.
- [2] 王声学,吴广宁,蒋伟,等.LED原理及其照明应用[J].灯与照 明,2006,30(4):32-35.
- [3] 李扬帆.紧凑型荧光灯和LED灯电能质量扰动特性与敏感 特性研究[D].北京:华北电力大学(北京),2016.
- [4] 李伟锋,朱菁,纪志刚,等.一种谐波优化的APFC电路分析 [J].电气传动,2018,48(4):29-32.
- [5] 张渴,曾光,杨波,等.一种基于LCL滤波的APF控制方法研 究[J].电气传动,2017,47(7):22-25.
- [6] Henao G A, Castro J A, Trujillo C L, et al. Design and development of a LED driver prototype with a single-stage PFC and low current harmonic distortion[J]. IEEE Latin America Transac-

(上接第14页)

(6): 156-163.

- [6] 钟臻峰,金孟加,沈建新.基于分段PI调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J].中国电机工程学报,2018,38(4):1203-1211,1297.
- [7] Yin Z, Li G, Zhang Y, et al. A speed and flux observer of induction motor based on extended Kalman filter and markov chain[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2017, 32(9): 7096-7117.
- [8] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等.永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J].中国电机工程学报, 2010,30(33):78-83.
- [9] Kim J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069–4077.
- [10] 张立伟,李行,宋佩佩,等.基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J].电工技术学报,2019,34 (S1):70-78.
- [11] 陈勇,高玉文,陈章勇.一种自适应同步滤波器和正交锁相 44

tions, 2017, 15(8): 1368-1375.

- [7] Hwang J T, Jung M S, Kim D H, et al. Off-the-line primaryside regulation LED lamp driver with single-stage PFC and TRIAC dimming using LED forward-voltage and duty-variation tracking control[C]//2012 IEEE International Solid–State Circuits Conference, San Francisco: IEEE, 2012: 278–280.
- [8] Shan Z, Huang Y, Jatskevich J. Using LED lighting drivers for harmonic current cancellation in intelligent distribution power systems[C]// 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Trondheim: IEEE, 2016:1–5.
- [9] 张劲.LED灯具谐波发射特性研究[D].合肥:安徽大学,2017.
- [10] Gil-de-Castro A, Rönnberg S, Bollen M H J, et al. Harmonics from a domestic customer with different lamp technologies [C]//2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Hong Kong: IEEE, 2012:585-590.
- [11] Kalesar B M , Noshahr J B. Evaluating harmonic emission in frequency range (2~10 kHz) of LED street lights in distribution networks[C]//2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Florence: IEEE, 2016:1–5.
- [12] Rönnberg S K, Wahlberg M, Bollen M H J. Harmonic emission before and after changing to LED lamps——Field measurements for an urban area[C]// 2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Hong Kong: IEEE, 2012.
- [13] 王兆安,刘进军,王跃,等.谐波抑制和无功功率补偿[M].第 3版.北京:机械工业出版社,2016:114-116.

收稿日期:2019-06-30 修改稿日期:2019-07-09

环相结合的滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 265-274.

- [12] 王要强,冯玉涛,秦明,等.表贴式永磁同步电机全阶滑模 观测与控制策略[J].电工技术学报,2018,33(24):5688-5699.
- [13] Wang G, Li Z, Zhang G, et al. Quadrature PLL-based highorder sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(1): 214–224.
- [14] 张懿, 吴嘉欣, 韦汉培, 等. 离散型变增益永磁同步电机超 螺旋滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 4962-4970.
- [15] 魏海峰,韦汉培,张懿,等.基于转子磁链模型的永磁同步 电机转子位置估计策略[J].电工技术学报,2018,33(13): 2963-2971.