

文章编号:1000-582X(2008)01-0034-05

## 一种永磁同步电机滑模观测器的设计

周维维, 杨 柳, 彭国秀, 杜 雄

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400030)

**摘 要:**针对传统开关切换函数滑模观测器存在高频抖振的问题,在研究卡尔曼滤波器优点的基础上,将饱和函数引入到滑模观测中,取消了一阶低通滤波器,构造了一种新型的滑模观测器。该滑模观测器能够减小估算反电势中的纹波,且不产生信号相位差,并较传统的滑模观测器结构简单。同时分析了卡尔曼滤波器参数的变化规律。仿真结果证明,由该滑模观测器构成的控制系统具有良好的动态性能和稳态品质。

**关键词:**永磁同步电机;滑模观测器;饱和函数;抖动

**中图分类号:**TM351

**文献标志码:**A

## A Design of Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHOU Luo-wei, YANG Liu, PENG Guo-xiu, DU Xiong

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,  
Chongqing University, Chongqing 400030, P. R. China)

**Abstract:** To solve the problem of the chattering phenomena in the conventional SMO (Sliding Mode Observer), a novel SMO was proposed based on the good properties of Kalman filter, where the sat function is adopted to substitute the sign function and the low pass filter was deleted. This new SMO can decrease the high frequency ripple of the back EMF (Induced Electromotive Force), has the advantage of no phase delay, and can simplify the structure of the SMO. Then the method of the gain in the Kalman filter was proposed. The simulation results show that the dynamic and static performances are good.

**Key words:** PMSM; SMO; sat function; chattering

滑模变结构控制理论出现在 20 世纪 50 年代,近年来基于滑模变结构理论的滑模观测器被广泛的应用于永磁同步电机的无速度传感器控制中<sup>[1-2]</sup>。滑模观测器在很宽的速度范围内具有良好的动态性能,对电机的参数也有着很好的鲁棒性。

由于滑模观测器估算的反电势中含有大量的纹波,为了准确获得永磁电机的位置和速度信息,就必须对获得的反电势进行滤波。现行的滑模观测器中滤波器的设计主要 3 种:1)一阶低通滤波器<sup>[3]</sup>。由于低通滤波器会造成信号的相位延迟,有文献就提出采用补偿的方式来消除上述误差。这种方法不

仅很难能得到准确的反电势,而且需要大量的数据寄存器来存储补偿曲线。2)自适应滤波器。文献[4]提出的自适应滤波器对输出反电势的幅值进行了补偿,由于滤波器的截至频率过大,反电势中仍包含一定的谐波;而且运用这种滤波器需要对相电流、相电压进行滤波,增加了滑模观测器的复杂程度,对系统硬件要求变高。3)卡尔曼滤波器。基于李雅普稳定理论的卡尔曼滤波器不仅可以滤除反电势纹波分量,而且对于由于电机参数误差而造成的估算误差有很好的消除作用,具有较强的鲁棒性<sup>[5]</sup>。

收稿日期:2007-09-07

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20060611012)

作者简介:周维维(1954-),男,重庆大学教授,主要从事电力电子技术和电路理论及应用研究,

(E-mail) zluwei@cqu.edu.cn。

文献[6]的滑模观测器采用一阶低通滤波器加卡尔曼滤波器获得基波反电动势。由于卡尔曼滤波器只能消除高频纹波,因此对于方波形式的反电动势信号就必须先用一阶低通滤波器进行滤波。但利用低通滤波器滤波会引起反电动势的相位延迟、增加其硬件实现难度。因此笔者在此基础上,提出利用饱和函数代替开关切换函数,直接利用卡尔曼滤波器滤波获得基波反电动势的方法。仿真结果证明,根据该方法所得的基波反电动势中只有少量的高频纹波,运用其构成的永磁同步电机控制系统具有良好的动态响应和稳态效果。

### 1 卡尔曼滤波方式的滑模观测器结构

#### 1.1 永磁同步电机数学模型

面装式永磁同步电机在  $\alpha - \beta$  坐标系中的数学模型为<sup>[7]</sup>

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha, \quad (1)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{L}e_\beta, \quad (2)$$

$$e_\alpha = -\lambda_0\omega_e \sin(\theta_e), \quad (3)$$

$$e_\beta = \lambda_0\omega_e \cos(\theta_e). \quad (4)$$

其中: $i_\alpha$ 和 $i_\beta$ 分别为 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴电流; $v_\alpha$ 、 $v_\beta$ 分别为 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴电压; $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 分别为 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴反电动势; $R$ 为定子电阻; $L$ 为定子电感; $\lambda_0$ 为转子磁极磁链。

#### 1.2 滑模观测器方程

根据永磁同步电机在  $\alpha - \beta$  坐标系上的数学模型,构造的观测器状态方程如下所示

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{K_1}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \quad (5)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{K_1}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta). \quad (6)$$

当滑模观测器参数满足条件  $K_1 > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$  时,状态变量将在滑模面上进行滑模运动,有如下式子成立<sup>[2,4]</sup>

$$e_\alpha = K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha), \quad (7)$$

$$e_\beta = K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta), \quad (8)$$

其中  $K_1$  为滑模观测器增益;

$$\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta.$$

#### 1.3 卡尔曼滤波器的设计

式(7)和式(8)中的  $K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha)$  和  $K_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta)$  是开关信号,包含着反电动势信息,通过低通滤波器滤波,就能得到连续的反电动势,设从一阶低通滤波器中获得的反电动势信号分别为  $z_\alpha$  和  $z_\beta$ 。对于高性能的控制系统,不能直接利用  $z_\alpha$  和  $z_\beta$ ,因为估算的反电动势  $z_\alpha$  和  $z_\beta$  中含有测量噪声。为了从随机噪

声信号中得到最优观测,引入了卡尔曼滤波器<sup>[6]</sup>(见图1),其状态方程为

$$\dot{\hat{e}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta - l(\hat{e}_\alpha - z_\alpha), \quad (9)$$

$$\dot{\hat{e}}_\beta = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - l(\hat{e}_\beta - z_\beta), \quad (10)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_e = (\hat{e}_\alpha - z_\alpha)\hat{e}_\beta - (\hat{e}_\beta - z_\beta)\hat{e}_\alpha, \quad (11)$$

其中  $l$  为卡尔曼滤波器的增益。

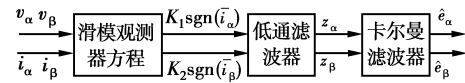


图 1 滑模观测器结构框图

### 2 对该滑模观测器结构的改进

#### 2.1 改进后的滑模观测器

由于原先的系统对反电动势的估算采用开关切换函数,当系统进入稳态后状态变量进行高速的滑模切换时就会存在高频抖动。抖动是变结构控制系统的最大缺点,抖动的存在会降低控制系统的精度,影响控制系统的动态性能,严重的还会影响到控制系统的稳定性<sup>[8]</sup>。为了消除滑模观测器中的高频抖动,文中利用饱和函数代替开关函数,仿真结果证明该方法能够有效的降低高频抖动(见图2)。改进后的滑模观测器状态方程为

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{K_2}{L}\text{sat}\left(\frac{\hat{i}_\alpha}{\varphi}\right), \quad (12)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{K_2}{L}\text{sat}\left(\frac{\hat{i}_\beta}{\varphi}\right), \quad (13)$$

其中,  $\text{sat}(x) = \begin{cases} x, & |x| \leq 1 \\ \text{sgn}(x), & |x| > 1, \end{cases}$

式中: $K_2$ 为改进后滑模观测器的增益, $\varphi$ 为电流估算误差的设定值。

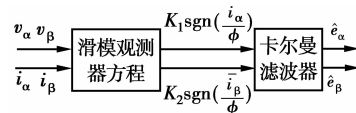


图 2 改进后的滑模观测器结构框图

#### 2.2 改进后滑模观测器可达性条件

$$\text{令 } \bar{i}_s = [\bar{i}_\alpha \quad \bar{i}_\beta]^T, \quad (14)$$

$$\text{选取李雅普函数 } V = \frac{1}{2} \bar{i}_s^T \cdot \bar{i}_s, \quad (15)$$

李雅普函数对时间的导数为

$$\dot{V} = \bar{i}_s^T \cdot \dot{\bar{i}}_s, \quad (16)$$

$$\text{即 } \dot{V} = \bar{i}_s^T \cdot \left[ -\frac{R}{L} \bar{i}_s + \frac{e_s}{L} - \frac{K_2}{L} \text{sat}\left(\frac{\bar{i}_s}{\varphi}\right) \right], \quad (17)$$

其中  $e_s = [e_\alpha \quad e_\beta]^T$ 。

当滑模观测器参数  $K_2$  满足条件

$$K_2 > \max\left(\frac{|\varphi e_\alpha|}{|i_\alpha|}, \frac{|\varphi e_\beta|}{|i_\beta|}\right), \quad (18)$$

李雅普函数导数小于 0, 保证了滑模面的可达性<sup>[9]</sup>。在实际中因为  $\varphi$  为电流估算误差值, 可取  $K_2 = n\lambda_0 |\omega_e| n > 5$  (19)

### 2.3 改进滑模观测器卡尔曼滤波器常数 $l$ 的确定

在传统的卡尔曼滤波器中, 滤波器常数  $l$  的值是适合于整个频率段的固定值, 但滤波器常数  $l$  对系统的稳定性有非常大的影响。 $l$  选取过小会使系统的响应变慢, 甚至使系统不能跟踪给定转速;  $l$  选取过大会引起系统出现振荡。考虑上述原因, 如果在调速过程中,  $l$  值可以根据  $\omega_e$  变化而自动调节, 那么系统在整个调速范围内便拥有更加良好的稳定性。表 1 列举了在不同转速下,  $l$  的最佳值。根据仿真实验提供的数据, 可以总结出  $l$  与转速  $\omega_e$  成线性关系, 具体可如下表示

$$l = k_1 \omega_e + b_1. \quad (20)$$

表 1 不同给定转速下的  $l$

$\omega_e / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$l$	$\omega_e / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$l$
100	984	900	1 641
200	1 075	1 000	1 705
300	1 155	1100	1 765
400	1 215	1 200	1 825
500	1 275	1 300	1 885
600	1 356	1 400	1 945
700	1 465	1 500	2 005
800	1 571		

根据表 1 拟合得到  $l$  的变化曲线如图 3 所示。这样,  $l$  值将随着频率的变化自动调节, 能够有效的提高系统的整体性能。

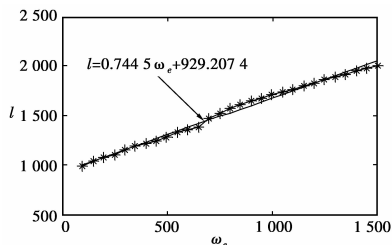


图 3  $l$  的拟合曲线

## 3 仿真分析

### 3.1 系统仿真原理框图

根据矢量控制和 SVPWM 调制策略, 建立了基于滑模观测器的 PMSM 无传感器矢量控制系统的原理框图, 如图 4 所示, 其中电机参数如表 2 所示。

表 2 电机参数表

额定功率/kW	额定线电压/V	转子永磁体磁链/Wb	极对数	定子电阻/ $\Omega$	定子电感/mH
3	400	0.175	4	2.875	8.5

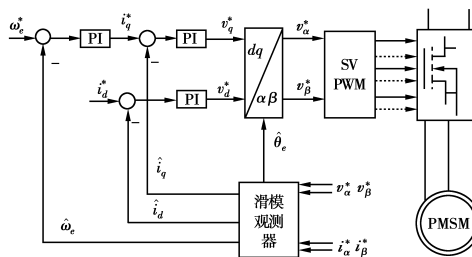


图 4 基于滑模观测的 PMSM 仿真原理框图

### 3.2 仿真结果

运用 Matlab/Simulink 仿真软件建立了基于滑模观测器的 PMSM 无传感器矢量控制系统仿真模型, 并对改进前后两种滑模观测器进行了对比仿真研究。

输入转速为一阶跃函数, 初值为 150 rad/s, 在 0.06 s 时跃变为 850 rad/s, 在 0.12 s 时阶跃变化为 150 rad/s。负载转矩在 0.1 s 由 1 N·m 阶跃变化为 5 N·m。此时, 两种滑模观测器估算的  $\alpha$  轴反电势  $z_\alpha$  如图 5 和图 6 所示, 系统响应如图 7 和图 8 所示。

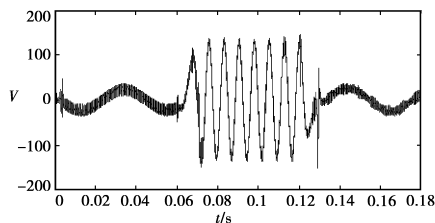


图 5 改进前估算的  $\alpha$  轴反电势  $z_\alpha$

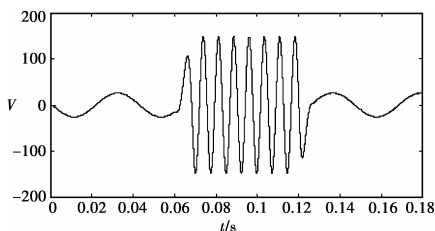


图 6 改进后估算的  $\alpha$  轴反电势  $z_\alpha$

由图 5 和图 7 的仿真结果可以看出, 改进前反电势  $z_\alpha$  含有大量的纹波, 估算出的反电势即使经过卡尔曼滤波器滤波得到的估算转速仍含有一定的纹波, 严重影响了系统的控制效果。同时由于一阶低通滤波器的存在, 导致估算位置与实际位置存在着一定的相位延迟。由图 6 和图 8 的仿真结果可以看出, 用饱和函数代替开关切换函数后的滑模观测器方程估算出的反电势含有较小的纹波, 同时由于取消了一阶低通滤波器, 消除了估算位置的相位延迟, 这样就提高了系统的稳态精度和稳定性。

改进后的系统, 在动态过程中, 估算转子位置及速度能够较好的跟踪实际值的变化, 进入稳态后, 估算的误差基本为 0, 估算速度纹波含量明显减小; 在突加负载时, 观测器也能正常的工作。仿真结果证明了该观测器能够减小估算速度中的纹波, 并能实现较宽的速度调节范围, 以及平稳的起制动性能。

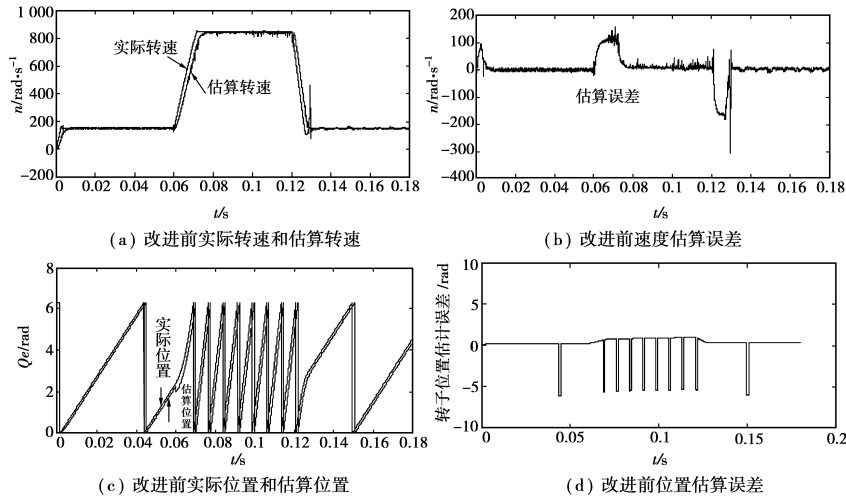


图 7 改进前系统阶跃响应结果

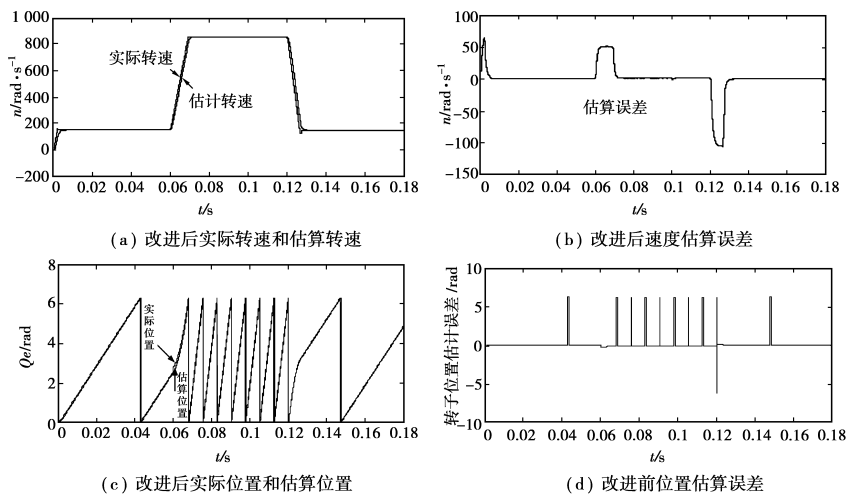


图 8 改进后系统阶跃响应结果

### 4 结 论

文中将饱和函数引入到滑模观测器中,减小了基于卡尔曼滤波的滑模观测器开关抖动。该方法不仅能够精简滑模观测的结构、充分发挥卡尔曼滤波器的优点,还能够提高观测器的估算精度和系统的稳定性。仿真结果证明,由该观测器构成的控制系统具有良好的动态性能和抗扰动能力。

#### 参考文献:

[1] HAN Y S, CHOI J S, KIM Y S. Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator [J]. IEEE Transaction on Magnetics, 2000, 36(5):3588-3591.  
 [2] KANG K L, KIM J M, HWANG K B, et al. Sensorless Control of PMSM in High Speed Range with Iterative Sliding Mode Observer[J]. APEC, 2004 (2):1111-1116.  
 [3] 吴春华,陈国呈,孙承波. 基于滑模观测器的无传感器永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(2): 1-3.  
 WU CHAN-HUA, CHEN GHU-CHENG, SUN CHENG-BO. Sliding mode observer for sensorless vector control of

PMSM[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2006, 25(2):1-3.  
 [4] CASCELLA GL, SALVATORE N, SALVATORE L. Adaptive Sliding-Mode Observer for Field Oriented Sensorless Control of SPMSM[J]. ISIE, 2003(2):1137-1143.  
 [5] PARASILITI F, PETRELLA R, TURSINI M. Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor based on Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter[J]. IAS, 2001 (1):533-540.  
 [6] LI C S, ELBULUK M. A Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. IAS, 2001, 2:533-540.  
 [7] 贾洪平,贺益康. 永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1):1-6.  
 [8] UTKIN V, LEE H. Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems[J]. Variable Structure Systems, 2006(1): 346-350.  
 [9] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.  
 JIA HONG-PING, HE YIKANG. Variable Structure Sliding Mode Control for PMSM DTC[J]. Transactions of China Electrotechnical. Society, 2006, 21(1):1-6.

(编辑 陈移峰)