

改进滑模观测器的永磁同步电动机矢量控制

分析了永磁同步电动机（PMSM）的数学模型，基于滑模变结构观测器（SMO）的基本理论，实现了永磁同步电动机无位置传感器的矢量控制。针对传统的滑模观测器采用常数切换函数，存在较大的抖振，对常数切换函数进行改进，减轻了系统观测的抖动。同时在对速度和位置进行估计时，采用一种变截止频率代替传统固定截止频率的低通滤波器，实现了对转速和频率的准确观测。搭建了基于Matlab/Simulink的仿真，最后采用I-F低速开环起动的控制策略，针对一台400 W永磁同步电动机，用高性能DSP28335实现了永磁同步电动机全范围的无传感器矢量控制。仿真和实验验证了改进的SMO算法具有良好性能。

顾春阳 王爱元 李 健/上海电机学院电气学院 孙云奇/国网安徽省供电公司巢湖市供电公司 张东方/江苏省电力公司徐州市铜山供电公司



顾春阳/硕士研究生

近年来，永磁同步电动机（PMSM）在工业控制、航空航天等领域获得了广泛应用。永磁同步电动机具有电磁转矩纹波小、转矩惯性比高、动态响应快、能量密度高以及过载能力强等优点。在永磁同步电动机控制中，电流环和转速环需要知道转子实际位置和转速，安装传感器可以获得转子信息，但是加大了转子转动惯量，恶劣环境下降低了可靠性，同时也加大了系统成本。无传感器控制能很好地克服上述问题，因此成为近几年研究的热点^[1]。

关键词/Keywords

PMSM ·
滑模观测器 ·
无位置传感器 ·

当前PMSM无传感器控制方法基本可以分为两类^[2]：一类是高频注入法；一类是基于电动机基波模型的方法，主要有反电动势法、假定旋转坐标法、模型参考自适应（MRAC）法和观测器法。高频注入法有高频电流注入法和高频电压注入法，高频电压注入法分为旋转高频电压注入法和脉振高频电压注入法，

主要用来研究低速起动的问题。

文献[3-4]根据PMSM数学模型，估算包含转子信息的反电动势，进而获取转子转速和转子位置，这种方法对电动机参数依赖性较大，低速时转速估计非常困难。文献[5]采用MRAC的方法，将电动机实际位置、转速这种不含有未知数的方程作为参考模型，将电动机实际位置、转速这种含有需估计参数的方程作为可调模型，用两个模型的状态误差构成自适应机构估计转子转速，这种方法受电动机参数变化和外界干扰较小，鲁棒性强，低速时估计误差大。文献[6-9]提出滑模观测器（SMO）用于非线性控制的估计和电动机反电动势观测，并对抖振进行了评估和分析。

永磁同步电动机无传感器SMO控制中的观测信号存在固有抖动，估测出来的反电动势经过低通滤波后，计算出的转子位置也存在相位滞后，同时通过SMO观测转子信息时，低速误差较大，电动机起动困难。针对以上问题，本文首先分析了PMSM的模型，然后阐述了SMO的基本理论，在此基础上，对传统的SMO进行了改进。用Sigmoid函数取代传统、不连续的Bang-bang开关函数，减小了系统信号的抖振，使截止频率能随着转速的变化而变化，从而对反电动势的估算更加准确。最后在Matlab/Simulink环境下进行了无速度传感器的仿真，比较了改进SMO前后观测的效果，验证了所提出的起动策略。并且在基于DSP28335的实验平台上进行了I-F开环起动的全速范围的无位置矢量控制。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}z_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}z_\beta \end{cases} \quad (11)$$

式中, $z_\alpha = K \operatorname{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$; $z_\beta = K \operatorname{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$, 其反映了电流误差的开关信号控制函数。

将式(11)与式(1)相减得到动态误差, 即

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L}(e_\alpha - z_\alpha) \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L}(e_\beta - z_\beta) \end{cases} \quad (12)$$

切换函数 $s(x) = s = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{pmatrix}$, $s=0$ 为滑模面,

当 $K > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时, $\dot{s} \leq 0$, 经过一段时间的滑模运动后, $s=0$ 。从式(12)得到 $z_{\alpha,\beta} = e_{\alpha,\beta}$, 由于Bang-bang控制器内sign的正负切换会导致高频信号的产生, 因此需要对 $z_{\alpha,\beta}$ 进行低通滤波得到 $\hat{e}_{\alpha,\beta}$, 根据式(4)、式(5)可估计出转子位置, 考虑到低通滤波器的延迟, 一般对估算出来的角度进行一定的补偿。PMSM的传统SMO框图如图2所示。

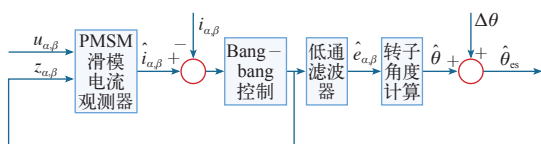


图2 PMSM的传统SMO框图

2. 改进的SMO

(1) 对开关切换函数sign的改进

传统Bang-bang控制函数为

$$f(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (13)$$

由于开关时间、空间的滞后性及系统运动惯性的存在, 实际系统会在滑模两面来回穿梭, 这就存在一个抖动的过程, 抖动的存在会使电动机产生比较大的转矩脉动。这里采用Sigmoid函数 $f(x) = 2/(1 + e^{-Mx}) - 1$ 取代sign函数, 减小抖动。图3为Sigmoid函数波形, 其相对于传统Bang-bang控

制器里面的sign函数而言, 避免了零附近的剧烈跳动, 过程平缓。

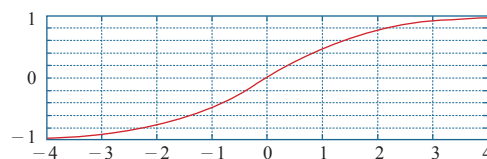


图3 Sigmoid函数波形

(2) 对低通滤波器的改进

传统的SMO低通滤波器截止频率是固定不变的, 其与角速度的关系为 $\omega_{\text{cutoff}} = \omega_r / K^{[12]}$, 需要人工建立关于转速和角度的相移数据存储表, 这样会消耗大量ROM空间, 本文采用截止频率可变的滤波器 ($\omega_c = \omega_r / K_1$), 相应的低通滤波器为

$$H(j\omega) = \frac{\omega_c}{\omega_c + j\omega_r} = \frac{1}{1 + jK_1} \quad (14)$$

补偿相角为 $\Delta\theta = \arctan \frac{\omega_r}{\omega_c} = \arctan K_1$, 这样调

整 ω_r 、 M 就可以得出 ω_c 、 $\Delta\theta$ 。需要注意的是, 当 $\hat{\theta}_{cs} > 2\pi$ 时, 用 $\hat{\theta}_{cs} - 2\pi$ 代替 $\hat{\theta}_{cs}$, 防止过度补偿, 造成角度超前。

仿真和实验

基于改进SMO的Matlab仿真系统控制框图如图4所示。

分别采用Sigmoid函数和传统的Bang-bang控制函数时, 估测的转速波形如图5、图6所示。从图5和图6可以看出, 当给定转速为800 r/min时, 采用改进的Sigmoid函数, 估测转速的波动明显比Bang-bang控制函数平缓, 抖动也得到较大程度的缓解。分别采用Bang-bang和Sigmoid控制的转子角度如图7和图8所示。从图7和图8可以看出, Bang-bang控制下的估测值抖动比较厉害, 而采用Sigmoid则明显平缓。图7中0.102 s后, 当一个周期结束时, 若采用Bang-bang控制, 估测的电角度在 2π 后抖动; 而图8则完全消除了这一抖动。图9为变截止频率下观测出来的转子位置, 经过一个周期后, 估测与实际存在很好的跟踪。当截止频率不变时, 对于不同的转速, 估计的转速和位置均与实际值存在误差。

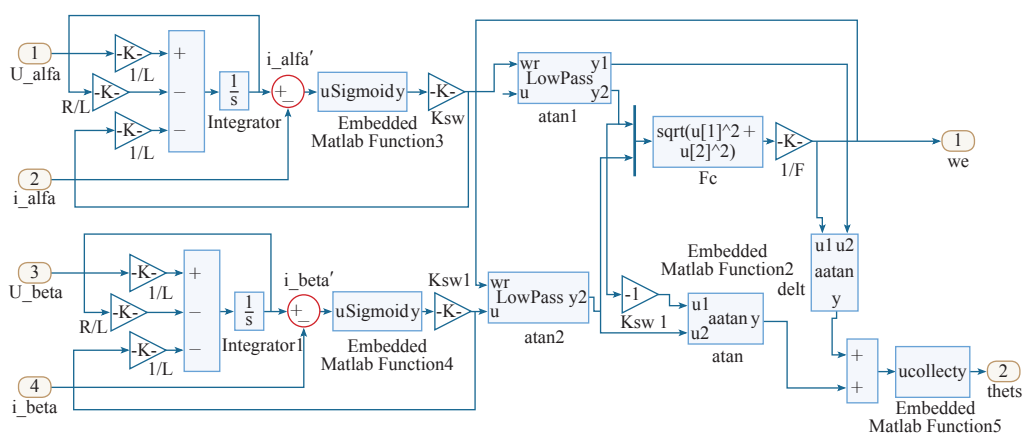


图4 改进的SMO框图

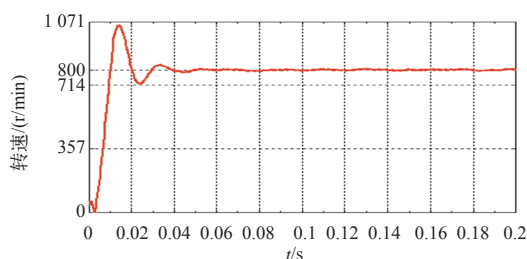


图5 采用Sigmoid函数时, 估测转速

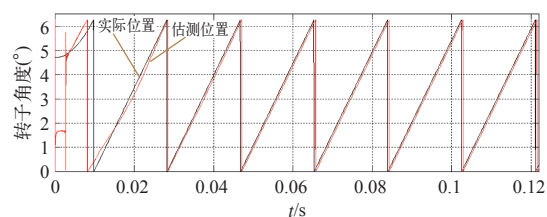


图9 可变截止频率下观测出来的转子位置

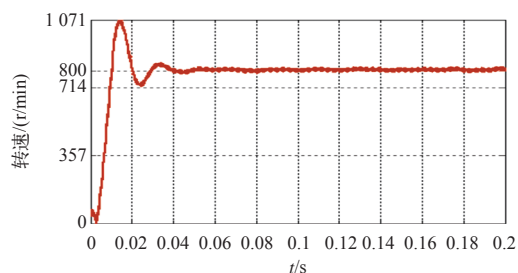


图6 采用传统的Bang-bang控制函数时, 估测转速

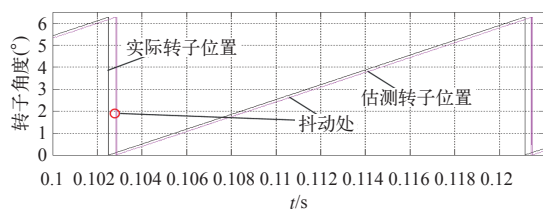


图7 采用Bang-bang控制的转子角度

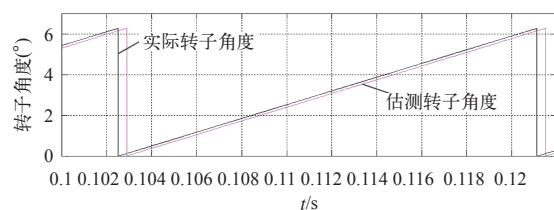


图8 采用Sigmoid控制的转子角度

在仿真的基础上搭建了基于DSP28335的SMO矢量控制系统硬件平台, 如图10所示。实验电动机的参数如下表所示。



图10 实验硬件平台

表 实验电动机参数

额定功率/kW	0.4
额定转速/(r/min)	3 000
额定电流/A	2.7
极对数	4
额定转矩/N·m	1.27

实验波形如图11~图13所示。其中图11为采

用Bang-bang控制的策略,实验结果与图7相符合,绿色波形为估测的转速,一个周期结束后,在转子位置上升的过程中波形明显出现抖振;图12为采用Sigmoid函数后,实际转子角与观测转子角的波形,对比图11可以看出,采用Sigmoid函数很好地减少了抖振;图13采用可变截止频率对转子角度进行估计,考虑了低通滤波器的延时特性,并对角度进行了补偿。

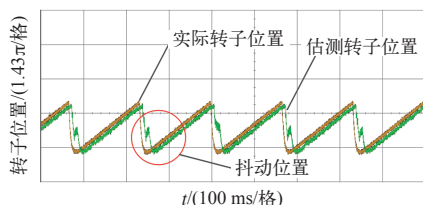


图11 采用Bang-bang控制的转子位置波形

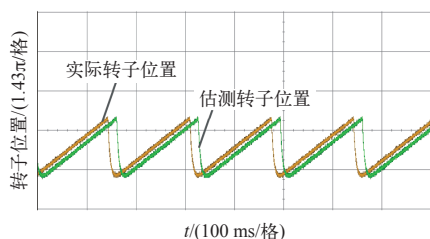


图12 采用Sigmoid的估测转子位置与实际位置波形

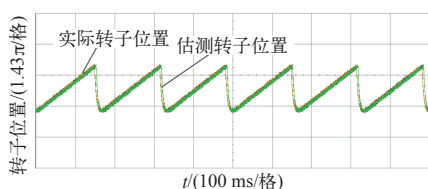


图13 可变截止频率后实际转子角与观测转子角实验波形

I-F的开环控制策略

SMO根据反电动势来估测转速,在起动和转速较低时估测出来的转子位置存在较大误差,这时如果采用估测出来的转子信息进行闭环控制,则电动机可能会出现反转或者堵死的现象。在SMO对转速和位置进行估计后,为了解决无位置传感器低速起动的问题,本文采用I-F控制策略^[13-14],实现无位置传感器全速范围的调速控制。控制框图如图14所示。

当 i_{qref}^* 大于额定电流峰值时,可以使电动机

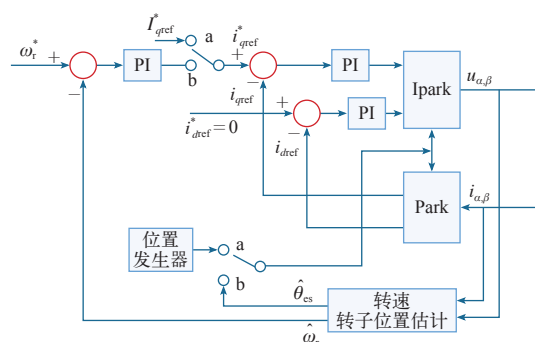


图14 I-F开环控制框图

在不同负载下加速起动。刚开始起动时,转速较低,开关均处于a的位置,通过给定的电流和频率进行起动;当转速达到一定程度后,SMO观测的转速和转子位置准确切换到b,进行无位置传感器的闭环控制。采用一阶延迟环节确定切换的时刻,表达式为

$$\theta_{cmp} = \frac{1}{1+K_2s}(\theta_{crt} - \hat{\theta}_{es}) \quad (15)$$

式中, θ_{cmp} 为切换角度; K_2 为补偿器的时间常数。

由式(15)可以得出, $\theta_{cmp}(0) = \theta_{crt} - \hat{\theta}_{es}$,因此,Park和Ipark变换的角度为 $\theta_{crt} = \theta_{cmp} + \hat{\theta}_{es}$,由于延迟环节的存在,故切换在下一个时刻进行,实现了平滑切换。

I-F控制策略的转速波形如图15所示。给定的转速开始为1 800 r/min,稳定后转速下降到900 r/min,转速给定采用斜坡函数,这样速度逐渐上升到给定值,而不会出现大的超调。从图15可以看出,估测与实际给定转速是完全重合的,为防止电动机堵转造成长时间过大的电流,设计了一个开关对脉冲进行控制。当出现堵转时,可以手动控制开关,将脉冲封死。图15上的动作点即为开关打开瞬时出现的转速抖动,之后转速平滑上升。

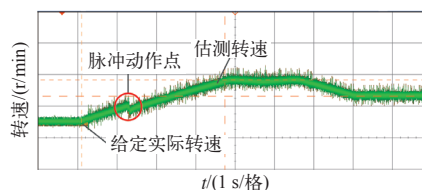


图15 I-F控制策略的转速波形

结束语

本文在PMSM数学模型的基础上,对传统SMO的Bang-bang控制和低通滤波器截止频率进行了改进,减少了系统的抖振。仿真和实验验证了改进的SMO具有良好的性能,并在此改进的SMO基础上,针对PMSM设计了I-F开环起动的控制策略,实现了PMSM无位置矢量控制。

参考文献

- [1] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等. 永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009(11): 14-20.
- [2] 张仕平. 高频注入法PMSM无传感器矢量控制的研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2013: 4-5.
- [3] Wang Zihui, Lu Kaiyuan, Frede Blaabjerg. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3817-3825.
- [4] Tae-Sung Kim, Byoung-Gun Park, Dong-Myung Lee, et al. A new approach to sensorless control method for brushless DC motors[J]. International Journal of Control, Automation, and Systems, 2008, 6(4): 477-487.
- [5] 黄雷,赵光宙,贺益康. PMSM的自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2007(7): 1107-1110.
- [6] Chi Song, Zhang Zheng, Xu Longya. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications[J]. 2009, 45(2): 582-590.
- [7] Ahmed Rhif, Sousse, Tunisia. A sliding mode control for a sensorless tracker: application on a photovoltaic system[J]. International Journal of Control Theory and Computer Modelling, 2012, 2(2): 1-14.
- [8] K David Young, Vadim I Utkin. Control engineer's guide to sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1999, 7(30): 328-342.
- [9] Li Jingchuan, Xu Longya, Zhang Zheng. An adaptive sliding mode observer for induction motor sensorless speed control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(4): 1039-1046.
- [10] 王海涛,皮佑国. 基于滑模观测器的无传感器PMSM控制研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2012.
- [11] 刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2012: 2-3.
- [12] 梁艳,李永东. 无传感器永磁同步电机矢量控制系统综述[J]. 电气传动, 2003(4): 4-9.
- [13] 王子辉,叶云岳. 反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程[J]. 电机与控制学报, 2011(10): 36-42.
- [14] 徐文伟. 永磁同步电机矢量控制的实现[D]. 广州: 华南理工大学, 2013.

(收稿日期: 2015-02-10) **EA**

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告