

改进型滑模变结构电机控制的脉振电流注入法研究*

杜平, 关振宏, 崔召华, 王涛, 张羽
(西南交通大学电气工程学院, 四川成都 610031)

摘要: 为了提高永磁同步电机无位置传感器技术的控制性能, 在电机动态品质优化的研究中, 以滑模变结构控制器替代传统的 PI 控制器, 采用新型趋近律函数改进滑模控制器的输出模型, 削弱了传统滑模控制存在的抖振, 提高了控制系统的抗干扰能力。在分析无位置传感器技术时, 引入高通谐振滤波器, 采用具备以高信噪比为特点的两相静止坐标系下高频脉振电流注入法。仿真结果表明, 在带高通谐振滤波器的高频脉振电流注入法中运用滑模变结构控制器, 提高了转子位置估计的精度, 增强了控制系统的鲁棒性。

关键词: 无位置传感器; 动态品质; 滑模控制器; 凸极效应; 脉振电流

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)08-0001-05

Research on Pulse Current Injection Method Based on Improved Sliding Variable Structure Mode Motor Control*

DU Ping, GUAN Zhenhong, CUI Zhaohua, WANG Tao, ZHANG Yu
(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In order to improve the control performance of position sensorless technology of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a sliding variable structure controller mode was used to replace the traditional PI controller, and a new approach law was presented to improve the output of the sliding mode controller model, which had weakened the chattering of the traditional sliding mode control and improved the anti-interference ability of the control system. In the analysis of position sensorless technology, a high-frequency pulse current signal injected in two-phase stationary coordinate system was characterized by a high signal to noise ratio owing to the introduction of a high-pass resonant filter. The simulation results showed that the application of the sliding mode variable structure controller in the high frequency pulse current injection method with high-pass resonant filtering improved the accuracy of the rotor position estimation and enhanced the robustness of the control system.

Key words: position sensorless; dynamic quality; sliding mode controller; saliency effect; pulse current

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以能量密度高、转矩惯量比大, 以及无需外加励磁等优点, 在数控机床和

机器人等工业生产、空凋制冷系统与洗衣机调速等民用电器的控制场合得到广泛的应用^[1-5]。但是, 在 PMSM 高性能控制完成各类功能的机电转换时, 需要电机的精确转子位置和转速信息, 以保证矢量解耦的完成^[6]。在永磁体转子上安装机械

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477146)

作者简介: 杜平(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

关振宏(1967—), 男, 副教授, 研究方向为电力牵引与传动控制。

崔召华(1988—), 男, 硕士研究生, 研究方向为牵引供电系统理论。

王涛(1972—), 男, 硕士生导师, 博士研究生, 副教授, 研究方向为交流传动技术、计算机控制技术。

张羽(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

传感器固然简单易行,但针对具有特殊功能与特殊环境场合运用时,以光电编码器、旋转变压器为代表的方法就表现得捉襟见肘,恶劣的环境及机械振动等的影响,不仅使得传感器的精度达不到要求,也促使了系统维护成本的增加与整修的难度加大^[7]。因此,具有成本低、硬件复杂程度小和可靠性高等特点的无位置传感器控制技术得到了广泛的研究^[8-10]。

文献[11]采用将传统纯延时方法与带通滤波器相结合的思路,提出了一种高信噪比的改进高频注入转子位置检测方法,但系统的本身因改进策略又会产生新的延迟补偿。文献[12]利用电机本体模型和电机电流模型的输出偏差构造两个滑模面,提出了一种双滑模的自适应控制系统,但滑模面的增加使得电机滑模控制的抖振现象更为明显。文献[13]在传统滑模观测器的基础上,采用改变 Sigmoid 函数的方式提高控制精度与抑制滑模观测器的输出抖振,但滑模控制器与滑模观测器的同时存在,又增加了系统的稳定性问题。

尽管已有大量文献针对滑模控制器与滑模观测器在电机的无传感器控制技术上进行了分析与研究,但就滑模变结构速度控制器运用在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系高频脉振电流注入法中而言,其实现技术缺乏必要的研究与讨论。因此,本文以一种改进的滑模变结构控制器替代高频脉振电流注入法中转速环上的 PI 控制器,推导了改进型滑模变结构控制器的输出数学模型,且在转子信号提取通道上引入了高通谐振滤波器。最后搭建了仿真模型,并进行改进型滑模控制器的仿真对比分析。

1 滑模变结构控制器

在采用传统的 $i_d=0$ 空间矢量控制方法中,为了避免扰动对 PI 控制器的影响,本文以一种改进的滑模变结构控制器替代传统速度环的 PI 控制器,以降低当内部参数扰动或者是外部扰动存在时的控制输出误差。

定义速度跟踪误差为

$$e = \omega_{\text{ref}} - \omega \quad (1)$$

式中: ω_{ref} ——速度给定值;

ω ——实际运行速度。

选取滑模面为 $s = e = \omega_{\text{ref}} - \omega$,将该滑模面进行微分运算后,可得

$$\frac{ds}{dt} = \frac{de}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

由 PMSM 的机械运动方程和电磁转矩方程可得

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p^2}{2J}\psi_f i_q - \frac{p}{J}B\omega - \frac{p}{J}T_L \quad (3)$$

式中: p ——电机的极对数;

J ——电机的转动惯量;

ψ_f ——电机永磁体的磁链;

B ——电机粘性摩擦因数;

T_L ——电机的负载转矩;

i_q ——电流在 q 轴上的分量。

将式(3)代入式(2)得到

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + \frac{p}{J}B\omega + \frac{p}{J}T_L - \frac{3p^2}{2J}\psi_f i_q \quad (4)$$

所提出的改进型滑模控制函数如式(5)

所示:

$$\begin{cases} eq(x_1, s) = \frac{k}{\varepsilon + \left(1 + \frac{1}{|x_1|} - \varepsilon\right) e^{-\delta|s|}} \\ \frac{ds}{dt} = -eq(x_1, s) \cdot \text{sgn}(s) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $k>0, \delta>0, 0<\varepsilon<1; x_1$ 为系统状态,且 $eq(x_1, s)$ 随着系统状态与滑模切换面的变化而变化。

将式(5)代入式(4)中,可得

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + \frac{p}{J}B\omega + \frac{p}{J}T_L - \frac{3p^2}{2J}\psi_f i_q = \\ -eq(x_1, s) \cdot \text{sgn}(s) \end{aligned} \quad (6)$$

因此,可求得系统控制的输出为

$$i_q^* = \frac{2J}{3\psi_f p^2}$$

$$\left[\frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} + \frac{p}{J}B\omega + \frac{p}{J}T_L + eq(x_1, s) \cdot \text{sgn}(s) \right] \quad (7)$$

由式(7)得到的便是 PMSM 交轴电流环的输入,即 q 轴电路的给定值 i_q^* ,从而实现 PMSM 的速度控制。

在采用滑模变结构控制时,为了验证所设计的滑模控制理论的稳定性,需选择李雅普诺夫函数对滑模控制函数进行条件约束,在此选择 $V = \frac{s^2}{2}$ 作为李雅普诺夫验证函数。

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} \leq 0 \quad (8)$$

将式(5)所示的函数代入式(8),可得

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = -eq(x_1, s) \cdot |s| = \frac{-k|s|}{\varepsilon + \left(1 + \frac{1}{|x_1|} - \varepsilon\right) e^{-\delta|s|}} \quad (9)$$

注意到参数 $1 + \frac{1}{|x_1|} - \varepsilon > 0$, 因此可知

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = \frac{-k|s|}{\varepsilon + \left(1 + \frac{1}{|x_1|} - \varepsilon\right) e^{-\delta|s|}} \leq 0 \quad (10)$$

由此, 式(10)所示的条件即为文中所设计的改进型滑模控制器的约束条件, 是控制系统的运行轨迹在有限的时间内到达所设计的滑模切换面的保证。

2 脉振高频电流注入

一般在脉振高频注入法中, 旋转信号注入到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中, 而脉振信号是与估计的同步旋转 $\hat{d}q$ 坐标系结合运用的, 但后者的持续追踪的原理是阻碍稳态快速实现的重要原因。因此, 本文将脉振高频电流信号注入到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中, 以避免坐标系间旋转的长时间逼近过程。其注入 $\alpha\beta$ 坐标系中的脉振高频电流信号可表示为

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{mh} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: i_{ah} 、 i_{bh} ——注入在两相静止 α 、 β 坐标轴上的高频电流分量;

I_{mh} ——高频信号注入的幅值;

ω_h ——高频信号注入的角频率。

根据高频激励下 PMSM 的数学模型, 可得输出高频电压响应为

$$\begin{bmatrix} u_{ah} \\ u_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_h I_{mh} [L + \Delta L \cos(2\theta_e)] \sin(\omega_h t) \\ -\omega_h I_{mh} \Delta L \sin(2\theta_e) \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中: $L = (L_d + L_q)/2$, $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 。

式中: L ——平均电感;

ΔL ——半差电感;

u_{ah} 、 u_{bh} ——高频响应电压在两相静止 α 、 β 坐标轴上的分量;

θ_e ——估计的转子位置值。

由式(12)可知, 采用脉振信号注入到两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系中, 其输出高频电压 u_{ah} 、 u_{bh} 分量皆与估计的转子位置 θ_e 有关。但在此处, 本文只选用 u_{bh} 作转子位置信息解调, 即

$$f(\theta_e) = \text{LPF}[u_{bh} \sin(\omega_h t)] = -\frac{1}{2} \omega_h I_{mh} \Delta L \sin(2\theta_e) \quad (13)$$

但为了从 u_{β} 中更容易地获取高频响应电压分量 u_{bh} , 以实现 PMSM 转子位置信息准确提取, 本文引入的高通谐振滤波器, 可以有效地增大高频响应电压, 提高此处以高频信号为有用信号的信噪比。采用的高通谐振滤波器 (High Pass and Resonance Filter, HPRF) 的传递函数如式(14)所示^[14]。

$$\text{HPRF}(s) = k_p \omega_c \frac{s^2 + k_i s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_f^2} \quad (14)$$

式中: ω_c ——谐振频率;

ω_e ——带宽;

k_p ——比例系数;

k_i ——积分系数;

ω_f^2 ——谐振点频率, $\omega_f = \omega_h$ 。

因此, 引入 HPRF 后的转子位置信息解调如式(15)所示。

$$f(\theta_e) = \text{LPF}[\text{HPRF}(u_{\beta}) \sin(\omega_h t)] = -\frac{1}{2} \omega_h I_{mh} \Delta L \sin(2\theta_e) \quad (15)$$

3 仿真结果及分析

通过在 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建基于改进的滑模变结构电机控制的脉振电流注入法模型, 能够验证本文所设计的无位置传感器控制技术是否具有可行性。具体的 PMSM 控制系统框图如图 1 所示。

系统仿真参数的设置如下, 主要电机参数如下: 额定转速 $n = 2000$ r/min, 极对数 $p = 2$, 定子电阻 $R_s = 2.875$ Ω , d 轴电感 $L_d = 7.2$ mH, q 轴电感 $L_q = 12.5$ mH, 转动惯量 $J = 0.0008$ kg·m², 电机粘性摩擦因数 $B = 0.0002$ N·m·s, 注入频率 $f_h = 1.9$ kHz, 注入幅值 $I_{mh} = 0.3$ A。

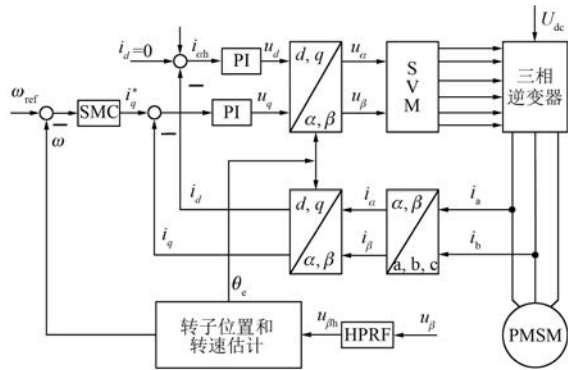


图1 永磁同步电机无位置传感器控制系统框图

图2和图3分别给出了电机在额定转速 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 运行时,采用PI控制器与改进型滑模控制器的转子位置估计的位置误差和转速输出仿真波形。由图2(a)、图2(b)和图3(a)、图3(b)的仿真波形可知,采用改进型滑模控制器替代转速环上的PI控制器,并引入高通谐振滤波器时,其呈现出的电机转子位置估计误差值更小,具有更高的转子位置估计精度。图2(c)和图3(c)分别给出了两种方法的转速估计波形图,且均能有效精确地估计出PMSM的转子转速。

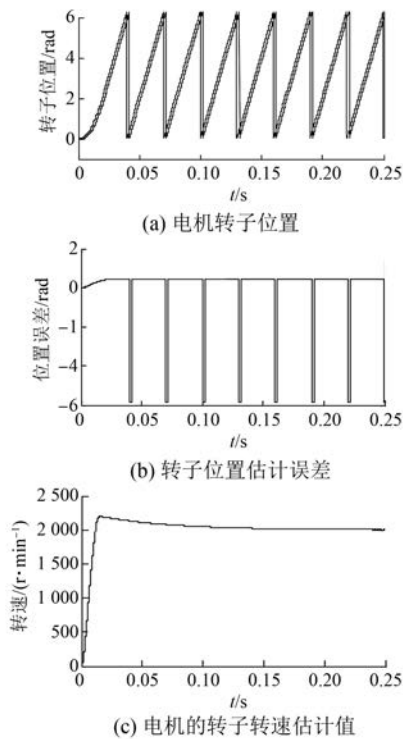


图2 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 时传统PI电机控制

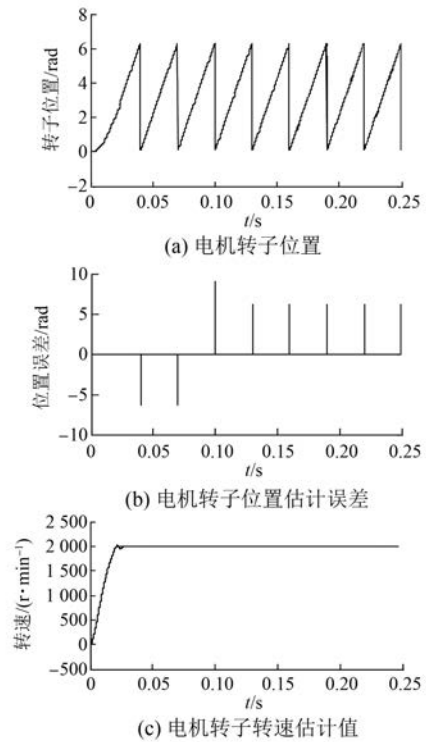


图3 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 时滑模变结构电机控制

图4和图5分别给出了电机在额定转速 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 运行时,在 $t = 0.25\text{ s}$ 突然外加一个 $T_L = 3\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载扰动的电机实际转速输出波形和转矩响应波形。由图4(a)、图4(b)和图5(a)、图5(b)可知,在针对外部突发扰动时,采用滑模控制具有更快的稳态恢复能力,且电机的输出转矩脉动不明显。因此,在转速环上采用改进型滑

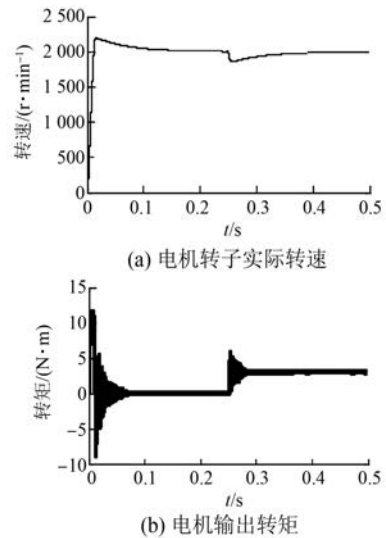


图4 $n = 2\,000\text{ r/min}$ 时采用传统PI电机控制

模控制替代 PI 控制时,具有更优越的抗扰动能
力,控制品质更好。

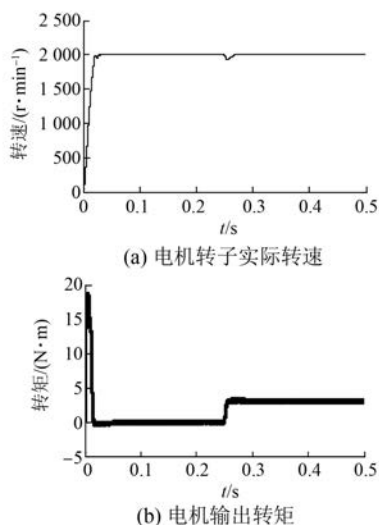


图5 $n=2000$ r/min 时采用滑模变结构电机控制

4 结 语

本文采用一种改进的滑模变结构控制器替代传统速度环上的 PI 控制器,实现了在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下,以含有高通谐振滤波器的高频脉振电流注入法为基础,完成了 PMSM 无位置传感器控制技术的分析与比较。仿真结果表明,改进型滑模控制器与带高通谐振滤波器的脉振电流注入法的结合,不仅转子位置的估计精度更高,而且在抗外部突发干扰时,电机从暂态恢复到稳态的动作更快,电机的输出转矩更稳定。因此,本文提出的改进型滑模变结构控制能够运用在高频脉振电流注入法中,且电机的控制品质更优。

【参 考 文 献】

[1] 王悍泉,刘凌,吴华伟.改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J].西安交通大学学报,2016,50(6):104-109.

[2] 张晓光,赵克,孙力,等.永磁同步电动机滑模变结构调速系统新型趋近率控制[J].中国电机工程学报,2011,31(24):77-82.

[3] 高仁璟,李希伟.PMSM 无传感器控制的新型滑模观测器设计[J].电机与控制应用,2014,41(11):7-13.

[4] 郭超伟,高艳霞,张曲遥,等.基于滑模观测器的交流伺服电机无传感器控制[J].电机与控制应用,2015,42(4):1-5.

[5] 李明,程启明,陈根,等.一种新型永磁同步电机滑模观测器设计方法[J].电机与控制应用,2015,42(6):1-5.

[6] 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.

[7] 陈思溢,皮佑国.基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(12):108-117.

[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] AGRAWAL J, BODKHE S. Low speed sensorless control of PMSM drive using high frequency signal injection[C]// 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), 2015: 1-6.

[10] HAN Y, CHOI J, KIM Y. Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator[J].IEEE Transactions on Magnetics,2000,36(5):3588-3591.

[11] 周帆,廖勇,李福,等.改进的内置式永磁同步电机转子位置检测[J].电工电能新技术,2016,35(5):29-35.

[12] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报,2014,34(6):897-902.

[13] 吕明琪,袁宇浩,陈青峰.基于滑模变结构的永磁同步电机矢量控制研究[J].计算机仿真,2016,33(8):311-316.

[14] 田兵,安群涛,孙东阳,等.基于磁饱和效应的表贴式永磁同步电机初始位置检测方法[J].电工技术学报,2016,31(1):155-164.

收稿日期:2016-12-12

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告