

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2016.09.020

一种新型永磁同步电机高阶滑模转速观测器的研究^{*}

纪科辉^{1,2}, 周 勇³, 鲁文其¹

(1. 浙江理工大学 机械与自动控制学院, 浙江 杭州 310018 2. 浙江华丰电动工具有限公司, 浙江 金华 321037 3. 宁波罗杰克智能科技有限公司, 浙江 宁波 315000)

摘要:针对面贴式永磁同步电机无位置传感器速度控制系统存在的速度检测延迟、检测误差较大、动态响应不够快等问题,对永磁同步电机无位置传感器速度控制系统模型和传统滑模速度观测器结构和原理进行了分析,对高阶滑模算法理论进行了推导,结合永磁同步电机数学模型,提出了一种以位置信号为滑模变量,以高阶滑模变结构算法为基础的新型滑模转速观测器,利用 Simulink 软件构建了基于新型滑模速度观测器永磁同步电机矢量控制系统,对电机的起动特性、速度跟踪特性、抗外界干扰性能进行了研究。研究表明,由于新的滑模观测器将转子位置与反电势信号的关系进行了分离,消除了反电势信号处理滤波器对速度估算的延迟,提高了速度检测精度,从而改善了系统的稳态和动态性能。

关键词:高阶滑模;永磁同步电机;无位置传感器控制;转速观测器

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2016)09-1135-05

Novel high-order sliding mode speed observer for permanent magnet synchronous motor

Ji Ke-hui^{1,2}, ZHOU Yong², LU Wen-qi¹

(1. Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China;
2. Zhejiang Huafeng Electric Tools Co., Ltd, Jinhua 321037, China; 3. Rojek(Ningbo) Intelligent Technology Co., Ltd, Ningbo 315000, China)

Abstract: Aiming at solving the speed detection delay and low precision of the sensorless control system of surface mounted permanent magnet synchronous motor(PMSM), a high-order sliding mode observer was considered for rotor position and speed estimations of a PMSM. The PMSM sensorless speed control system model and the traditional sliding mode speed observer were analyzed. According to the mathematical model of the PMSM and the high-order sliding mode algorithm theory, a novel speed observer was proposed. The vector control system of PMSM based on the new sliding mode speed observer was built by using simulink software and the starting characteristic, the speed tracking performance and the anti-disturbance performance were studied. The results indicate that the filtering effect on the speed could be completely avoided and the speed detection accuracy is increased, so the steady state and dynamic performance of control system and robustness is improved.

Key words: high-order sliding mode; PMSM; sensorless control; speed observer

0 引 言

永磁同步电机是一个多变量、强耦合的非线性系

统,存在参数时变、负载扰动等不确定因素,对控制系统的要求很高,其控制性能的好坏取决于系统对未知状态量的估测精度和动态响应速度,因此研究如何快

收稿日期:2016-04-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51307151);浙江理工大学科研启动基金项目(3022151-Y)

作者简介:纪科辉(1978-),男,浙江宁波人,博士,主要从事电机控制算法方面的研究. E-mail:jkh@zstu.edu.cn

速而又准确地获取转速和转角信息是研究 PMSM 无位置传感器控制系统的关键所在。

滑模观测器源于滑模变结构控制方法,具有类似于滑模变结构算法的特点,因而对于系统的不确定性和外部干扰具有较强的鲁棒性和抗扰性^[1-2]。研究表明通过准确设计滑模参数,滑模观测器能够较精确地估计系统参数^[3-7]。目前,在基于滑模算法的电动机无位置传感器转速控制研究方向上,已经有了一定的研究成果。有文献表明滑模观测器能够较好地重构系统且对系统的参数变化的不敏感,是估计电机速度的有效方法^[8],而在滑模观测器中引入了锁相环技术可以提高电机转速的估算精度^[9-10]。另外,一种基于开关量反馈的滑模速度观测器设计方法被提出^[11],该方法根据反电动势值计算出电机转子转速和位置。为消除开关量带来的抖动现象,反电动势信号值由开关量经低通数字滤波器滤波后得到。类似的方法,在其他文献也有介绍^[12-13],但滤波器的存在会带来时间延迟。为了消除滤波的影响,一种自适应滑模观测器被提出用来实现对永磁同步电机无位置传感器转速控制^[14]。该观测器在滑模量进入滑模面附近时,采用平滑函数替代正负符号的开关切换函数的方法,但缺点是观测器鲁棒性和状态估计精度不能兼顾。

本研究以位置信号的作为系统的滑模变量,以高阶滑模算法为基础构建新型滑模观测器,结合永磁同步电机数学模型,设计并验证一种永磁同步电动机无位置传感器转速控制方法。

1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha = -\frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha \\ \dot{i}_\beta = -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}u_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_α, i_β — $\alpha\beta$ 坐标系下的电流值; u_α, u_β — $\alpha\beta$ 坐标系下的电压值; R —定子电阻值; L —定子电感值; $\lambda_f, \omega, \theta$ —电机的反电动势系数、转速、转子位置; e_α, e_β — $\alpha\beta$ 坐标系下的反电动势值,可以由下式表示:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\lambda_f \omega \sin\theta \\ e_\beta = -\lambda_f \omega \cos\theta \end{cases} \quad (2)$$

2 滑模观测器的设计

2.1 传统的永磁同步电机滑模观测器

根据永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型,可构建如下的滑模观测器^[15-16]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_\alpha = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L} - \frac{1}{L}\Psi(\bar{i}_\alpha) \\ \dot{\hat{i}}_\beta = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L} - \frac{1}{L}\Psi(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\begin{cases} \Psi(\bar{i}_\alpha) = -\rho_1 \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \Psi(\bar{i}_\beta) = -\rho_2 \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha), \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$ —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势值; ρ_1, ρ_2 —滑模系数,其值大于反电动势绝对值的最大值。

由式(1,2)可得转速与位置的估算公式:

$$\begin{cases} \sin\hat{\theta} = \Psi(\bar{i}_\alpha)/(\lambda_f\hat{\omega}) \\ \cos\hat{\theta} = \Psi(\bar{i}_\beta)/(\lambda_f\hat{\omega}) \\ \hat{\omega} = \sqrt{[\Psi(\bar{i}_\alpha)]^2 + [\Psi(\bar{i}_\beta)]^2} \end{cases} \quad (5)$$

由此可见,低通滤波器的引入必然会带来速度估计的延迟问题^[17]。为解决该问题,有学者提出了一种高阶滑模算法^[18]。算法将开关函数作用于滑模量的高阶导数上,使滑模量在在消除抖动现象的同时能够更快地收敛。

2.2 高阶滑模算法

一般非线性系统如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = a(t, x) + b(t, x)u \\ \sigma = \sigma(t, x) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $a(t, x), b(t, x)$ —不确定的光滑的函数。

滑模算法的控制目标是在有限的时间式输出 σ 趋向于 0,且保持 $\sigma \equiv 0$ 。控制量 u 在滑模函数 σ 的第 r 阶微分方程中第一次独立出现,如下面的公式所示 σ 满足:

$$\sigma^{(r)} = h(x, t) + g(x, t)u \quad (7)$$

式中: h, g —未知的光滑的函数。

系统(6)滑模变量的“ r 阶滑模面”定义为:

$$\begin{cases} \Sigma^r = \{x \in X | \sigma = \dot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0\} \\ X \subset R^n \end{cases} \quad (8)$$

式(8)表示的是非空的 r 阶滑模集合。集合由不连续动态系统的滑模轨迹组成,称之为 Filippov 意义下的局部可积集合。若系统(6)的运动轨迹位于式(8)集合 $\sigma(x, t) = 0, \dot{\sigma}(x, t) = 0, \dots = \sigma^{(r-1)}(x, t) = 0$ 的交集上,则称系统满足于 $\sigma(x, t)$ 相关的 r 阶滑模系统,同时 σ 满足下面的关系:

$$\begin{cases} h = \sigma^{(r)}|_{u=0} \\ g = \frac{\partial}{\partial u}\sigma^{(r)} \neq 0 \end{cases} \quad (9)$$

由于控制函数 u 有界且连续, 设存在数值 E, K_M , K_m 满足下面的不等式^[19]:

$$\begin{cases} 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \sigma^{(r)} \leq K_M \\ |\sigma^{(r)}|_{u=0} \leq E, E > 0 \end{cases} \quad (10)$$

结合式(9,10) 可得:

$$\sigma^{(r)} \in [-E, E] + [K_m, K_M]u \quad (11)$$

存在有界的反馈控制函数:

$$u = \psi(\sigma, \dot{\sigma} \cdots \sigma^{(r-1)}) \quad (12)$$

可以看出, 虽然控制函数 ψ 是不连续的开关控制函数, 但由于其不连续的控制作用直接作用在滑模量 σ 的 r 阶导数上, 因此其不但可以明显削弱系统的抖振, 而且可以提高系统的鲁棒性和控制精度。

2.3 新型二阶滑模观测器的设计

由于 Park 及其逆变换所要求的是 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的值, 在建立观测器时, 本研究将 $[i_\alpha, i_\beta, \sin\theta, \cos\theta]^T$ 作为新的状态向量, 式(1) 所示的数学模型可变换如下式所示的状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R}{L}\hat{x}_1 + \frac{1}{L}u_\alpha + \frac{\lambda_f}{L}x_3\omega \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{R}{L}\hat{x}_2 + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{\lambda_f}{L}x_4\omega \\ \dot{\hat{x}}_3 = x_4\omega \\ \dot{\hat{x}}_4 = -x_3\omega \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\sin^2\theta + \cos^2\theta = 1, \dot{\theta} = \omega$ 。状态变量 x_1 和 x_2 是可测量。

根据式(13) 的系统状态方程, 可构建滑模观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R}{L}\hat{x}_1 + \frac{1}{L}u_\alpha + \frac{\lambda_f}{L}u_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{R}{L}\hat{x}_2 + \frac{1}{L}u_\beta + \frac{\lambda_f}{L}u_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 = -u_2 \\ \dot{\hat{x}}_4 = -u_1 \end{cases} \quad (14)$$

为提高速度观测性能, 根据高阶滑模算法原理, 滑模函数 u_1 和 u_2 可由螺旋算法函数替代, 如下式所示:

$$\begin{cases} u_1 = -U_1[\beta_1 \text{sign}(\sigma_1) + \text{sign}(\dot{\sigma}_1)] \\ u_2 = -U_2[\beta_2 \text{sign}(\sigma_2) + \text{sign}(\dot{\sigma}_2)] \\ \sigma_1 = \hat{x}_1 - x_1 \\ \sigma_2 = \hat{x}_2 - x_2 \end{cases} \quad (15)$$

式中: $U_1, U_2, \beta_1, \beta_2$ —滑模函数增益。

根据式(14,15) 可得速度估计值:

$$\hat{\omega} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{x}_3}{\hat{x}_4}\right) \quad (16)$$

或者:

$$\hat{\omega} = \sqrt{(\mu_1)^2 + (\mu_2)^2} \quad (17)$$

显然, 对于式(16), 当 $\hat{x}_4$ 接近于零会出现计算错误, 因此文中将式(17) 用于转速估算。由公式(8,11,12) 可知, 式(15) 中的滑模螺旋算法 u_1 和 u_2 在滑模增益满足下式的条件下, 将确保滑模函数到达滑模面 $\sigma_1 = \dot{\sigma}_1 = 0$ 和 $\sigma_2 = \dot{\sigma}_2 = 0$:

$$\begin{cases} U > \frac{E}{K_m} \\ \beta \geq \frac{2E + K_M U}{K_m U} > 1 \end{cases} \quad (18)$$

式中: E, K_M, K_m —合适的正常数。

对于永磁同步电机调速系统而言, 有 $\sigma_1 = \hat{i}_1 - i_1$ 和 $\sigma_2 = \hat{i}_2 - i_2$, 由式(13,14) 可得:

$$\begin{cases} \ddot{\sigma}_1 = -\frac{R}{L^2}u_\alpha + \frac{\lambda_f}{L}(\omega \cos\theta + \dot{\omega} \sin\theta) \\ \ddot{\sigma}_2 = -\frac{R}{L^2}u_\beta + \frac{\lambda_f}{L}(-\omega \sin\theta + \dot{\omega} \cos\theta) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $u_\alpha, u_\beta, \omega, \theta$ —永磁同步电机的参数, 都是有界的。

因此根据式(9), 必然存在正常数 E, K_M, K_m 满足二阶滑模函数收敛条件:

$$\begin{cases} 0 < K_m \leq \ddot{\sigma}_{1,2} \leq K_M \\ |\ddot{\sigma}_{1,2}| \leq E, E > 0 \end{cases} \quad (20)$$

因而式(15) 所示观测器的滑模函数是能够收敛于滑模面且观测器是稳定的。

控制器结构原理图如图1 所示。

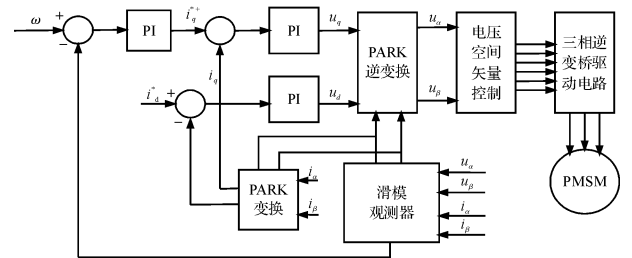


图1 控制器结构原理图

3 结果与分析

本研究根据永磁同步电动机矢量控制原理, 建立图1 所示的基于滑模转速观测器的PMSM 速度控制系统仿真模型, 电机参数 $R:0.3 \text{ ohm}; L:3.3 \text{ mH}; \lambda_f:0.08$ 。

采用传统滑模观测器系统起动速度响应如图2 所示。

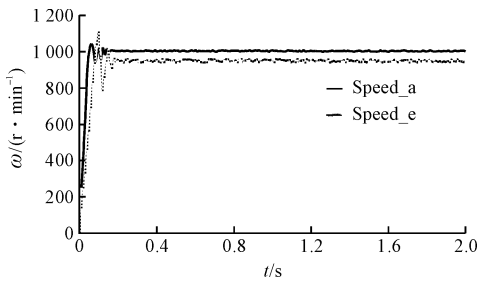


图2 采用传统滑模观测器系统起动速度响应

采用传统滑模观测器系统速度给定阶跃变化如图3所示。

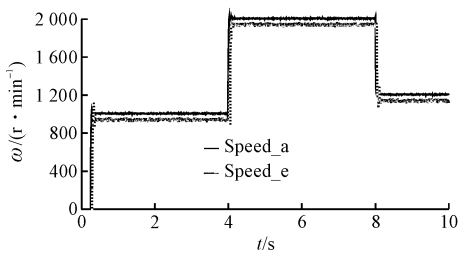


图3 采用传统滑模观测器系统速度给定阶跃变化

本研究利用 Matlab 仿真软件对传统和改进后的两种滑模观测器进行仿真对比和研究。传统滑模观测器 (3) 参数设置如下: $\rho_1 = \rho_2 = 0.8$ 。从图2和图3(Speed_a表示电机实际转速值;Speed_e表示转速估测值)可以看出,由于转速估测时一阶低通滤波器的存在,估测转速值的相位落后于实际转速,且转速估测误差在10%左右。

采用改进后滑模观测器系统起动速度响应如图4所示。

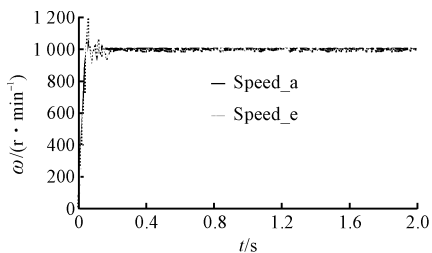


图4 采用改进后滑模观测器系统起动速度响应

采用改进后滑模观测器系统速度给定阶跃变化如图5所示。

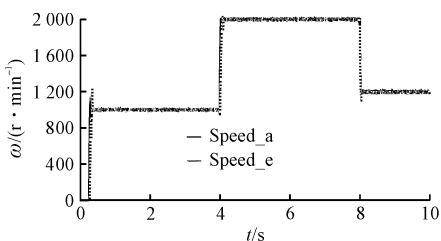


图5 采用改进后滑模观测器系统速度给定阶跃变化
公式(13)所表示的改进后滑模观测器参数设置

如下: $U_1 = U_2 = 20$; $\beta_1 = \beta_2 = 0.02$ 。新的观测器对于速度的估测直接由位置角正余弦的值计算得到,而位置角正余弦的值由二阶滑模函数估算获得。由图4和图5(Speed_a表示电机实际转速值;Speed_e表示转速估测值)可知,在起动和转速给定变化时,改进后的滑模转速观测器估算出来的转速能够较好地跟踪实际值的变化且电机转速进入稳态后,估测误差范围在 $\pm 1\%$ 范围。仿真结果证明了该观测器能够减小电机转速的估算误差,消除速度估算值的相位延迟,从而提高系统的稳定性和电机的起动和制动性能。

4 结束语

本研究将高阶滑模算法应用于面贴式永磁同步电机系统无位置传感器速度控制中,根据电机在 α - β 坐标系下的数学模型,提出并设计了一种新型的高阶滑模转速观测器。观测器的转速值由转子位置经二阶滑模计算得到。由于滑模开关函数直接作用于滑模误差的二阶导数上,从而使估算出的转速在省略低通滤波器的条件下也不会因为开关函数的切换可产生抖振现象。仿真结果表明,该观测器能够提高速度检测的准确性和及时性,从而提高电机的控制性能。

参考文献 (References):

- [1] DRAKUNOV S, UTKIN V. Sliding mode observers Tutorial [C]// **Proceedings of the 34th Conference on Decision and Control**, New Orleans, LA, 1995: 3376-3378.
- [2] YOUNG K D, UTKIN V I, OZGUNER U. A control engineer's guide to sliding mode control [J]. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 1999, 7(3): 328-342.
- [3] LEVANT A. Homogeneity approach to high-order sliding mode design [J]. **Automatica**, 2005, 41(5): 823-830.
- [4] DAVILA J, FRIDMAN L, POZNYAK A. Observation and identification of mechanical systems via second order sliding modes [J]. **International Journal of Control**, 2006, 79(10): 1251-1262.
- [5] PISANO A, DAVILA A, FRIDMAN L, et al. Cascade control of PM DC drives via second-order sliding mode technique [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008, 55(11): 3846-3854.
- [6] HAN DONG, LI CHUN-RU. Sliding-mode observers for systems with unknown inputs and measurement disturbances [J]. **Journal of Chongqing University (English Edition)**, 2015, 14(2): 63-72.
- [7] 唐广雪, 朱学忠, 张磊. 基于SMO的开关磁阻电机无位置传感器控制仿真研究 [J]. **机电工程**, 2016, 33(3): 303-307.
- [8] KIM S Y, CHOI C, LEE, K. et al. An improved rotor po-

- sition estimation with vector-tracking observer in PMSM drives with low-resolution hall-erect sensors [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011, 58 (9): 4078-4086.
- [9] 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.
- [10] 谭建明,刘 华,张治平,等. 永磁同步度频离公式冷水机组的研制及性能分析[J]. 流体机械, 2015, 43(7): 82-87, 46.
- [11] COLLI V D, STEFANO R D, MARIGNETTI F A, system-on-chip sensorless control for a permanent-magnet synchronous motor[J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010, 57(11): 3822-3829.
- [12] CHI S, ZHANG Z, XU L Y. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2009, 45(2): 582-590.
- [13] 韩邦成,王 鹏,陈彦鹏. 改进滑模观测器的磁悬浮高速 PMSM 转子位置预测方法[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(9): 42-47.
- [14] KIM H, SON 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): 4069-4078.
- [15] 周维维,杨 柳,彭国秀,等. 一种永磁同步电机滑模观测器的设计[J]. 重庆大学学报, 2008, 31(1): 34-37.
- [16] 陈玉枫. 新型免疫克隆算法在永磁无刷直流电机系统中的应用[J]. 轻工机械, 2015, 33(3): 62-65.
- [17] 丁 文,梁得亮,罗战强. 两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 1-10.
- [18] BOIKO I, FRIDMAN L, PISANO A, et al. Analysis of chattering in systems with second-order sliding modes[J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2007, 52 (11): 2085-2102.
- [19] LEVANT A. Quasi-continuous high-order sliding-mode controllers[J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2005, 50(11): 1812-1816.

[编辑:周昱晨]

本文引用格式:

纪科辉,周 勇,鲁文其,等. 一种新型永磁同步电机高阶滑模转速观测器的研究[J]. 机电工程, 2016, 33(9): 1135 - 1139.

Ji Ke-hui, ZHOU Yong, Lu Wen-qi. Novel high-order sliding mode speed observer for permanent magnet synchronous motor[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2016, 33(9): 1135 - 1139.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>

(上接第 1097 页)

向力或力矩的困难,解耦矩阵精确度更高,经过验算,可使得六维 WFS 的测量精度优于 1% F.S(国内外已公开的文献数据暂未找到对综合测量精度的描述)。预计该 WFS 投入应用后,可大幅提高道路模拟试验的精度。

另外,标定试验的加载控制精度是影响整个标定和解耦精度的关键因素,标定台架的变形、加载方向的偏差、加载台架的几何形状和力臂测量的偏差将影响传感器的标定精度,未来可进一步改进加载台架的结构形式,以提高 WFS 的标定精度。

参考文献(References):

- [1] 苏堡莹,金 伟,曹建伟,等. 高精度力传感器信号直接数字化技术研究[J]. 机电工程, 2005, 22(5): 19-22.
- [2] 厉 敏. 大量程六维力传感器信号消噪及静态解耦研究[D]. 秦皇岛:燕山大学机械工程学院, 2011.
- [3] 刘砚涛,郭 冰,尹 伟,等. 六维力传感器静态标定及解耦研究[J]. 强度与环境, 2013, 40(1): 44-49.
- [4] 武秀秀,宋爱国,王 政. 六维力传感器静态解耦算法及静态标定的研究[J]. 传感技术学报, 2013, 26(6): 851-856.
- [5] 张景柱,郭 凯,徐 诚. 六维力传感器静态解耦算法应用研究[J]. 传感器与微系统, 2007, 26(12): 58-59 + 62.
- [6] 肖汶斌,董文才. 六维力传感器静态解耦方法[J]. 海军工程大学学报, 2012, 24(3): 46-51.
- [7] 谢黎峰. 六维力传感器耦合特征估计方法研究[D]. 芜湖:安徽工程大学机械与汽车工程学院, 2014.
- [8] 李海滨,段志信,高理富,等. 基于神经网络的六维力传感器静态标定方法研究[J]. 内蒙古工业大学学报:自然科学版, 2006, 25(2): 85-89.
- [9] 张小龙,冯能莲,张为公,等. 车轮多分力传感器静态解耦方法[J]. 农业机械学报, 2008, 39(4): 18-23.
- [10] 朱卫东. 多维轮力传感器的静态解耦及信号去噪研究[D]. 北京:中国石油大学信息与控制工程学院, 2007.
- [11] 刘广孚,朱卫东,张为公,等. 基于小波变换的车轮力传感器信号的去噪研究[J]. 仪表技术与传感器, 2007 (1): 44-46, 52.
- [12] 宋国民. 多分力车轮力传感器研究及其在汽车道路试验中的应用[D]. 南京:东南大学仪器科学与工程系, 2001.
- [13] 崔胜民,张京明,尚 捷. 汽车轮胎六分力测力仪的研制[J]. 橡胶工业, 2001, 48(8): 484-488.

[编辑:李 辉]