

永磁同步电机霍尔位置传感器自标定算法研究

聂 铜, 张幽彤

(北京理工大学 清洁车辆实验室, 北京 100081)

摘要: 为提高采用霍尔位置传感器的永磁同步电机控制效率, 解决标定精度低的问题, 提出了两种自标定算法。对提出的霍尔位置传感器自标定算法进行了建模仿真和算法编程验证, 将标定后的霍尔传感器得到的转子位置与通过旋转变压器测得结果对比, 验证两种自标定算法的准确性。结果表明, 所提的霍尔位置传感器位置自标定方法既可以提高标定效率, 也可提高获取转子位置的准确度, 为实现电机的精准高效控制提供保障。

关键词: 自标定算法; 霍尔传感器位置; 永磁同步电机

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)04-0073-07

Research on Self-Calibration Algorithm of Hall-Effect Sensor for Permanent Magnet Synchronous Motor

NIE Tong, ZHANG Youtong

(Low Emission Vehicle Research Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In order to improve the efficiency of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with hall-effect sensor, it was necessary to solve the difficulty of hall-effect sensor calibration. Two self-calibration algorithms were proposed. In order to verify the accuracy of the two self-calibration algorithms, simulation and algorithmic programming verification of the proposed algorithm were presented. After calibrated by algorithms, the rotor position of the hall-effect sensor was compared with that measured by the resolver. The results showed that the self-calibration algorithms of hall-effect sensor could improve the calibration efficiency and improve the accuracy of the rotor position, and provide the guarantee for accurate and efficient control of the PMSM.

Key words: self-calibration algorithm; hall-effect sensor; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

0 引言

在车用永磁同步电机控制中, 准确获取转子位置是实现高效控制的关键。采用旋转变压器或编码器^[1]加大了电机成本, 增加了电机质量, 且易受工作环境影响; 采用无位置传感器^[2-5]算法则依赖电机参数, 在复杂的车用永磁同步电机工作环境下, 很难保证良好的控制效果, 难以达到车辆安全稳定的要求。所以, 霍尔位置传感器^[6-8]以其低成本、结构紧凑等特点成为热门选择。

由于霍尔位置传感器的精度为 $\pi/3$, 所以基

于霍尔位置传感器的转子位置准确获取是目前国内外研究的热门领域。在文献[9]中, 提出利用加速度来估计转子的位置, 但是这种方法的前提是加速度的准确获取, 实现困难。文献[10-13]中提出利用平均转速来估计转子位置, 但是平均转速在非稳态及低速条件下很难准确获取。文献[14-16]中提出根据电机机械方程建立的矢量跟踪观测器法来估计转子位置, 但是该算法对于角度观测值的谐波处理方法还存在不足。在文献[17]中, 提出了一种迭代的标定方法, 但是需要在稳态条件下实现, 而且迭代算法比较复杂。

作者简介: 聂 铜(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源汽车电机控制。

张幽彤(1965—), 男, 博士, 教授, 研究方向为发动机电子控制、新能源汽车等。

虽然以上方法可以不断纠正由霍尔位置传感器得到的位置结果,但是不能消除在标定时所产生的误差;而且,手动霍尔位置传感器标定方法在操作及计算过程中存在着难以避免的误差。所以,基于目前研究存在的不足以及标定方法中存在的问题,本文根据霍尔位置传感器的标定原理,提出两种自标定算法:基于反电势检测的自标定算法及 d 轴电流位置标定法与稳态条件下平均转速估计转子位置算法结合的自标定算法。在 DSP 中编程实现这两种算法,将通过霍尔位置传感器得到的转子位置与旋转变压器得到的转子位置对比,验证标定结果的准确性,并分别分析了这两种算法的误差原因。

1 基于反电势的自标定算法

1.1 霍尔位置传感器标定原理

霍尔传感器可以根据单相反电势过零点或者根据 V、W 两相反电势差进行标定。在实际标定过程中,利用单相反电势过零点标定需要获取三相中性点的电压,这对外部的采集电路要求多且复杂,所以通常采用 V 相与 W 相反电势做差,得到与 U 相反电势相位差为 $\pi/2$,幅值为 U 相反电势幅值的 $\sqrt{3}$ 倍的结果进行标定。证明过程如下:

$$\begin{cases} u_U = \sin(\omega_e t) \\ u_V = \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_W = \sin\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

假设 U、V、W 三相电压分别如式(1),其中, ω_e 为电角速度, t 为时间,三相电压的相邻两相相位差为 $2\pi/3$ 。V 相与 W 相反电势做差:

$$\begin{aligned} u_V - u_W &= \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) = \\ &= \sin(\omega_e t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_e t) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \\ &= \sin(\omega_e t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \cos(\omega_e t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = \\ &= \sqrt{3} \cos(\omega_e t) = \sqrt{3} \sin\left(\omega_e t + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

由式(2)可以看出,以 U 相过零点为标准的

标定过程等价于以 V 相与 W 相反电势差的波峰为标准的标定过程。利用 V 相与 W 相反电势的标定只需要直接采集两相反电势,不需要模拟三相中性点采集中性点电压,比较容易实现。

霍尔传感器标定过程示意图如图 1 所示。 ΔT_1 是波峰与过零点之间的时间差; ΔT_2 是一个电周期的时间; ΔT_3 是霍尔位置传感器的跳变沿与 V、W 两相反电势差的波峰的时间差。实际标定中,由于难以判断波峰的位置,所以采用以过零点为参考的计时方法,可以直接得到 ΔT_2 及 $\Delta T_1 + \Delta T_3$ 的时间, ΔT_3 需要根据 $\Delta T_1 + \Delta T_3$ 及 $1/4\Delta T_2$ 得:

$$T_\theta = \frac{\Delta T_1 + \Delta T_3 - \frac{1}{4}\Delta T_2}{\Delta T_2} \quad (3)$$

$$\Delta\theta = \theta_0 + T_\theta \times 360^\circ \quad (4)$$

式中: T_θ ——霍尔跳变沿与前一个波峰时间差所占电周期的比例。

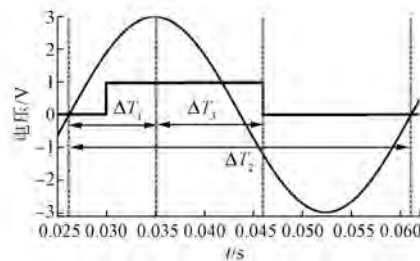


图 1 霍尔传感器标定过程示意图

根据式(4),可以标定出该霍尔位置传感器的位置。

虽然从理论上来说以过零点为参考的计时方法简单可行,但是在试验中发现,反电势并不是一条平滑的正弦曲线,而是由基波及谐波共同作用的正弦曲线,仅通过 AD 采集模块判断,会导致在一个过零点位置判断出多次过零点现象,难以捕捉准确的过零点位置及计算过零点时间。如果加入滤波算法,又会影响到正弦曲线的相位,造成标定误差。所以,本文提出将正弦波反电势转换成方波,如图 2 所示。这样就可以准确地捕捉过零点的位置,达到准确计时的目的。

1.2 基于反电势的自标定算法建模仿真

根据自标定原理,在 MATLAB/Simulink 中对自标定算法进行建模仿真验证该算法的可行性。

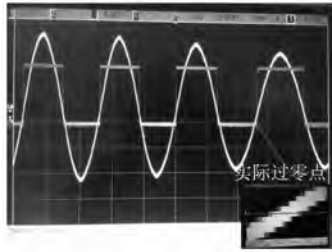


图2 实际的反电势波形

整个算法的 MATLAB/Simulink 模型, 其中包括了反电势的采集模块: 过零点计数模块; 根据过零点生成方波模块, 将正弦的反电势波形转换成方波; 时间计算模块, 计算一个电周期的时间及电周期开始的时间。

为了验证模型的正确性, 取两组霍尔传感器位置进行验证, 结果分别如表 1、表 2 所示。

表 1 霍尔位置传感器 1 及对应仿真结果

霍尔位置	实际结果/(°)	仿真结果/(°)	误差/(°)
1	0	0	0
2	59.997 3	59.997 2	-1×10 ⁻⁴
3	119.994 5	119.994 5	0
4	180.002 7	180.013 7	0.011
5	240	240.011 0	0.011
6	299.997 3	300.008 2	0.010 9

表 2 霍尔位置传感器 2 及对应仿真结果

霍尔位置	实际结果/(°)	仿真结果/(°)	误差/(°)
1	29.993 1	30.015 1	0.022
2	89.990 4	90.012 4	0.022
3	149.987 6	149.993 1	0.005 5
4	209.984 9	209.984 9	0
5	269.982 1	269.993 1	0.011
6	329.979 4	329.990 4	0.011

由两组仿真结果与实际结果对比可以看出, 该算法误差很小, 在理论上证明该算法可行。但是在实际应用中, 存在采集误差、计时误差、计算误差等, 该算法的可行性和准确性还需要通过试验进行验证。

1.3 基于反电势的自标定算法误差分析

该算法最大的优势是可以适应各种工况条件, 对负载及摩擦要求较低, 但是对电机转速有比较高的要求; 其次, 该算法的准确程度取决于 DSP

计时器模块是否可以准确计时。

本文选用的飞思卡尔 MC56F84789 DSP 芯片, 计时器模块工作原理如式(5)所示:

$$T_{\text{DSP}} = k \cdot \frac{f_{\text{bus}}}{d_f} \quad (5)$$

式中: T_{DSP} ——DSP 计时模块得到的时间;

k ——计时器模块的计数结果;

f_{bus} ——DSP 的总线频率;

d_f ——计时器模块的分频系数;

f_{bus}/d_f ——计时器模块的计数频率。

计时误差主要来源于两个方面: 首先, 计时器模块本身是通过离散计数的方式计算得到真实时间, 所以, 单位计数步长就是误差的主要来源, 表 3 所示为本文采用的 DSP 的计时器模块的计数频率及对应的误差; 其次, 计时器模块计数的误差也是造成计时误差的一个主要因素。导致计数误差的原因主要来自计时器模块的计数性能及捕捉跳变沿的延迟。计时器计数性能是由选用的 DSP 自身决定的, 且在一定的范围内具有随机性; 捕捉跳变沿的延迟可能由于霍尔元件的延迟或者由于采集电路延迟引起, 虽然可以尽量减小, 但是不能消除。所以在标定过程中, 减小误差的主要途径是匹配好电机转速及计数模块的计数频率之间的关系, 选择适当的计数模块分频系数是准确标定的关键。

表 3 MC56F84789 计数步长及对应误差

计数频率/MHz	单位计数时间/ μs	误差/ μs
100	0.01	0.01
50	0.02	0.02
25	0.04	0.04
12.5	0.08	0.08
6.25	0.16	0.16
3.125	0.32	0.32
1.562 5	0.64	0.64
0.781 25	1.28	1.28

由表 3 可以见, 计数频率越高, 步长越短, 造成的误差越小。为了验证这一结论, 利用信号发生器、示波器及 DSP 芯片进行了一个计时的试验验证。

试验结果如表 4 所示。将 DSP 的计数频率设置为 100 MHz, 误差比例为 5%~9%。由于计数频率高, 目标时间短, 所以计数误差及各部分延迟

就成为了误差的主要因素,而离散计数的步长反而成为了可以忽略的次要因素;将 DSP 的计数频率设置为 0.781 25 MHz,误差比例为 0.204 8%。由于计数频率的下降,目标时间加长,主要的误差就体现在离散计数结果上,而各部分的延迟反而成为次要因素,可以忽略。

表 4 计时器模块误差试验

计数频率/MHz	目标时间/ μ s	计数结果/ μ s	计时误差/ μ s	误差比例/%
100	20	18.2~19	1~1.8	5~9
0.781 25	1 250	1 252.56	2.56	0.204 8

如上文分析,在实际工作中目标时间就对应了电机的转速。电机转速越高,计时周期越短,各部分延迟造成的误差就会被放大;而如果降低电机转速,由于负载及摩擦的存在,使得电机在低速条件下难以维持良好的匀速工况。如果电机的匀速工况保持得不好,势必会造成标定的误差。由于每一个电机的摩擦不同,每一款 DSP 的性能及采集霍尔传感器信号的电路不同,很难找到适用于所有情况的拟合公式得出标定的最优工况,所以本文针对该算法的误差只做定性分析。

2 基于平均转速的自标定算法

2.1 d 轴电流位置标定法

针对本文的研究对象,隐极式永磁同步电机忽略饱和凸极效应,故电磁扭矩如式(6)所示:

$$T_e = 1.5p\varphi_f i_q \quad (6)$$

式中: T_e ——电磁扭矩;

p ——电机极对数;

φ_f ——电机永磁磁链;

i_q —— q 轴电流。

如图 3 所示,假设 dq 轴坐标为转子理论位置, $d'q'$ 轴为实际电机转子的位置,两者存在一定的角度差 α 。按照 d 的位置通电流就会在实际的 q' 轴向上有分量,通过式(6),如果 q' 轴上电流不为零,就产生扭矩,将电机转子转到 dq 轴位置。本文将该方法称为 d 轴电流位置标定法。

假设电机的转子位置为任意位置,利用 d 轴电流标定法,可将转子位置定位到 0 位置处。完成了自标定的第一步,将转子位置固定在图 3 实线所处的 0 位置。

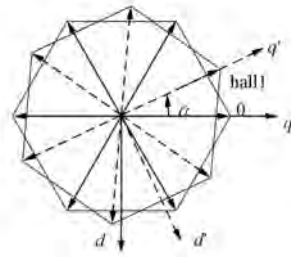


图 3 理论霍尔位置与实际霍尔位置示意图

2.2 基于平均转速的转子位置估计法

当电机处于匀速的工况条件下,利用平均转速估计转子位置的算法也具有很高的准确性。利用计数器计数及计数频率可以计算每个 $\pi/3$ 的扇区内的平均转速,如式(7)所示:

$$\omega = \frac{\pi/3}{n \times k_f} \quad (7)$$

式中: n ——计数器计数结果;

k_f ——计数器计数频率(总线频率/分频系数)。

转子位置在每个扇区中的位置估算就由式(7)进一步得到,如式(8)所示:

$$\delta = \delta_{1-6} + \omega \times t \quad (8)$$

式中: δ ——根据平均转速估计的转子位置;

δ_{1-6} ——每个扇区的标定位置(即每个扇区的起始位置);

ω ——计算得到的平均电角速度;

t ——该扇区内的运行时间(通过计数器计数频率计算得到)。

由式(7)可以看出,该方法是根据前一个扇区($\pi/3$)周期内计算的平均转速来估计本周期的转子位置,因此具有一定的限制,在动态情况下的估计精度难以保证,在变速的条件下,使用该算法估计转子位置是不准确的,所以本文的自标定算法必须是稳态的条件下进行标定,才能保证标定的准确性;否则由于该算法的局限性,很难直接得到准确的标定结果。

2.3 基于平均转速的自标定算法

如图 4 所示,假设电机的转子位置为任意位置,即 $d'q'$ 轴位置;假设 dq 轴位置为 0 位置,利用 d 轴电流标定法,可将转子位置定位到 0 位置处。

然后找到实际霍尔传感器的位置,即图 4 的虚线位置,利用平均转速法,如式(8)所示,估计

转过的角度并在霍尔跳变沿的中断中记录下 6 个角度位置,完成了霍尔位置传感器的标定。完成了自标定算法的第二步,将 6 个实际霍尔位置传感器的位置粗标定。

将粗标定的结果 α_0 写入电机控制程序中,并在霍尔跳变沿的中断中记录角度 $\alpha_{1\dots n}$,将该角度与估计的结果做差得到 $\Delta\alpha = \alpha_{j+1} - \alpha_j (0 \leq j < n)$,按照旋转变压器的精度要求 $\pm 3'$ ^[18],所以认为浮点型变量 $\Delta\alpha$ 在 ± 180 范围内所对应的 α_j 为有效数据,并采用滤波系数为 0.1 的一阶低通滤波算法对结果进行修正,并将修正的结果记录到 α_{j+1} ,当结果稳定时认为标定完成。

2.4 基于平均转速的自标定算法误差分析

d 轴电流位置标定法主要的问题是负载与摩擦对结果的影响。对于标定过程来说,没有负载是可以实现的,但是电机本身存在的摩擦是不可避免的。所以,影响 d 轴电流位置标定法的准确性的原因主要是转子转动过程中本身存在的摩擦。

另外,基于平均转速对于位置的估计也存在误差。理想情况下,电机处于稳态时利用该算法对转子位置的估计具有较高的准确性。但是,对于该自标定算法,由于转子定位在 0 位置,所以该标定过程是从静止开始的加速过程,对于转子位置的估计一定存在着误差,但是对于一个电周期的转速估算来说,角度相差很小,对应的误差也应该很小,而且标定的结果是小于实际的霍尔传感器的位置。这是该算法与反电势自标定算法相比的最大不足。所以,为了补偿这一部分估计的误差,本文在精标定过程中采用了一阶低通滤波算法进行修正。

在该算法中,DSP 计时器模块的误差也是存在的,在第 1.3 节中已经做了详细的分析。该算法的优势在于,虽然 d 轴电流标定过程中的误差对于每一个电机都有不同,但是在利用平均转速估计转子位置并根据低通滤波算法修正标定结果的过程中,负载及摩擦对于该过程是没有影响的,可以补偿标定 0 位置过程带来的误差。另外,电机转速与 DSP 计时器模块的匹配问题在该算法中依然存在,但是该算法不存在反电势采集过程中带来的误差,减少了误差的来源。

3 试验验证

依据上文提出的自标定算法,本文采用 MC56F84789 DSP 为核心的控制器搭建试验平台(图 4)。在电机参数如表 5 所示时,开展试验,进行验证算法的可行性及准确性研究。



图 4 试验台架及霍尔位置传感器的安装位置

表 5 测试电机参数

参数名称	参数值
电机类型	永磁同步电机
额定功率/kW	1.5
额定转速/(r · min ⁻¹)	800
极对数	16

首先,对于该电机进行了霍尔位置传感器 1 标定,自标定结果如表 6 所示。

表 6 霍尔位置传感器 1 自标定结果

霍尔位置	标定结果/(°)(平均转速)	标定结果/(°)(反电势)
1	29.993 1	30.015 1
2	89.990 4	90.012 4
3	149.987 6	149.993 1
4	209.984 9	209.984 9
5	269.982 1	269.993 1
6	329.979 4	329.990 4

从表 6 中的自标定结果来看,两种自标定算法得到的结果相差很小;利用平均转速标定的结果小于利用反电势标定的结果,与前文的误差分析的预计相同。通过与旋转变压器获得的转子位置相对比的结果发现,两个自标定的结果对于比较及分析过程来说并没有明显差异。所以,鉴于两种标定方法的结果差异很小,我们采用基于平均转速的自标定算法标定的结果为试验分析对象,不再对基于反电势的自标定算法进行单独分析。

图 5 是霍尔位置传感器 1 的自标定结果在额定转速空载条件下,霍尔传感器计算的位置与旋转变压器得到的位置对比结果。由于试验中使用的上位机数据采集软件在采集过程中有丢失数据的情况,导致得到的结果并不是严格连续的。但是,该采集过程对霍尔位置传感器的位置及旋转变压器的位置是同时的,所以采集结果横向比较是有意义的。

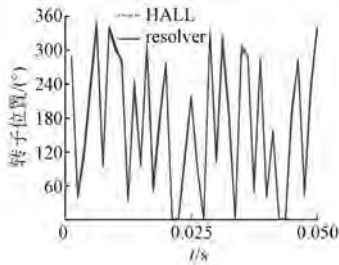


图 5 霍尔传感器的转子位置与旋转变压器结果对比

如图 5 所示,在空载条件下,霍尔位置传感器得到的转子位置与旋转变压器得到的转子位置吻合程度很高。根据数据分析,这一过程中的最大差是 16.47°电角度,差值平均是 4.93°电角度。由于差值存在波动,所以本文以差值平均值为准,低于±3'机械角度的精度要求,认为自标定算法在该工况条件下具有良好的准确性。

对霍尔位置传感器 1 位置进行手动标定,手动标定结果如表 7 所示。

表 7 霍尔位置传感器 1 手动标定结果

霍尔位置	标定结果/(°)
1	32.816 7
2	91.490 0
3	149.169 1
4	212.813 9
5	271.487 3
6	329.649 8

如图 6 所示,霍尔位置传感器计算的位置结果存在由标定引起的跳变,而且一个电周期内的跳变次数恰好为 6 次,对应了 6 个霍尔位置。霍尔位置传感器的计算结果与旋转变压器的结果差值浮动范围明显大于自动标定条件下的差值结果(如图 5、图 7~图 8)。

如图 7 所示为霍尔位置传感器 1 自标定结果,加载工况下的转子位置对比图。二者得到的

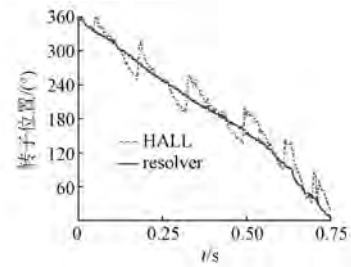


图 6 霍尔传感器的转子位置与旋转变压器结果对比

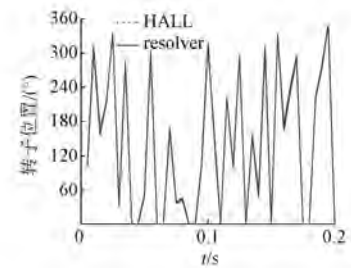


图 7 霍尔传感器的转子位置与旋转变压器结果对比

转子位置及趋势都十分相近,位置差的最大值为 10.89°电角度,差值平均为 2.194°电角度,机械角度最大差小于 1°;机械角度差平均小于±3'的精度要求。证明该自动标定结果在加载条件下也具有良好的精度。

对于该电机进行了图 4 中霍尔位置传感器 2 标定,验证该算法的可重复性,自标定结果如表 8 所示。

表 8 霍尔位置传感器 2 手动标定结果

霍尔位置	标定结果/(°)(平均转速)	标定结果(反电势)
1	32.816 7	33.635 2
2	91.490 0	93.632 4
3	149.169 1	153.629 7
4	212.813 9	213.626 9
5	271.487 3	273.624 2
6	329.649 8	333.621 4

由图 8 可以看出,霍尔传感器计算得到的转

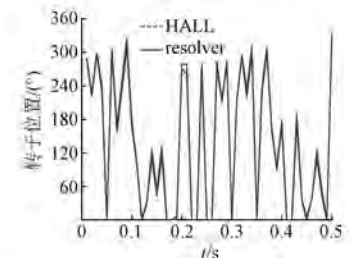


图 8 霍尔传感器的转子位置与旋转变压器结果对比

子位置与旋转变压器得到的转子位置相差很小, 平均误差为 2.74° 电角度, 远小于 $\pm 3'$ 机械角度的精度要求。对于不同位置的标定都可以满足精度要求, 证明该算法具有良好的重复性。

由以上试验结果可以看出, 自标定的结果可以较好提高标定精度, 无论在空转还是加载条件下, 都具有良好的转子位置计算结果, 而且更换了霍尔位置传感器位置之后, 利用该算法的自标定结果, 依然具有良好的精度。证明了提出的两种自标定算法, 具有良好的实用性及精确性, 为基于霍尔位置传感器的永磁同步电机高效控制提供保障。

4 结 语

本文对永磁同步电机霍尔位置传感器的自标定进行研究, 分析了目前手动标定过程中存在的问题, 提出了两种自标定算法: 基于改进反电势检测的自标定算法及 d 轴电流位置标定法结合稳态条件下平均转速估计转子位置的自标定算法。通过建模仿真、误差分析及试验验证, 证明了两种算法的可行性及准确性。不同工况下完成了多组试验。试验结果发现, 通过自标定得到的结果在实时获取转子位置与旋转变压器的结果相比, 电角度的误差约为 2° , 满足小于 $\pm 3'$ 机械角度误差的精度要求, 证明两种算法具有较高的准确性及可行性, 可以满足霍尔位置传感器标定过程中的精度需求, 并减少了标定工作的工作量, 为高效率电机控制提供了基础。

【参 考 文 献】

- [1] WEKHANDE S, AGARWAL V. High-resolution absolute position Vernier shaft encoder suitable for high-performance PMSM servo drives [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 1998, 55(1): 357-364.
- [2] ELBULUK M, LI C. Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives [C] // Industry Applications Conference, 2003. Ias Meeting. Conference Record of the, IEEE, 2003: 480-485.
- [3] 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): 4069-4077.
- [4] SMIDL V, PEROUTKA Z. Reduced-order square-root EKF for sensorless control of PMSM drives [C] // IECON 2011, Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2011: 2000-2005.
- [5] BOLOGNANI S, TUBIANA L, ZIGLIOTTO M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives [C] // Power Conversion Conference, 2002 PCC-Osaka, Proceedings of the, IEEE, 2002: 276-281.
- [6] KIM S Y, CHOI C, LEE K, et al. An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in PMSM drives with low-resolution hall-effect sensors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4078-4086.
- [7] ZAIM S, MARTIN J P, NAHID M B, et al. High performance low cost control of a permanent magnet wheel motor using a hall effect position sensor [C] // Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE, 2011: 1-6.
- [8] LIDOZZI A, SOLERO L, CRESCIMBINI F, et al. SVM PMSM drive with low resolution hall-effect sensors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 282-290.
- [9] OZTURK S B, AKIN B, TOLLIYAT H A, et al. Low-cost direct torque control of permanent magnet synchronous motor using Hall-effect sensors [C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2006: 7.
- [10] BU J, XU L, SEBASTIAN T, et al. Near-zero speed performance enhancement of PM synchronous machines assisted by low-cost Hall effect sensors [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998: 64-68.
- [11] BAE B H, SUL S K, KWON J H, et al. Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 811-818.
- [12] MORIMOTO S, SANADA M, TAKEDA Y. High-performance current-sensorless drive for PMSM and SynRM with only low-resolution position sensor [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2003, 39(3): 792-801.
- [13] GENDUSO F, MICELI R, RANDO C, et al. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2092-2100.

(下转第 84 页)

分析可知,多轴振动的应力最大值集中在滚动体与外圈接触面处,且最大应力均值为 288.19 MPa。由图 5 可知,轴承应力分布的标准差值(1σ)为 1.76 MPa,该值不大,说明振动应力离散度较小;而通过以上拟合的威布尔分布,计算得到均值:307.54 MPa,标准差值为 1.61 MPa,理论计算值与仿真分析值之间差距不大(均值误差 6.7%,标准差值误差 9.3%)。通过对比,以上使用威布尔分布来拟合多轴振动应力概率密度曲线的方法可行。

4 结 语

由于随机振动激励下的应力响应随机,因此,疲劳寿命分析过程比较复杂。本文对电机主轴轴承在多轴振动状态下的 Von Mises 应力进行研究,得到了轴承的应力均值和标准差值,应力均值的理论值和仿真分析值分别为:307.54 MPa 与 288.19 MPa,误差为 6.7%,标准差值的理论值和仿真分析值分别为 1.61 MPa 与 1.76 MPa,误差为 9.3%。通过对比理论值与仿真分析值,发现拟合的分布曲线与实际的应力概率密度曲线误差不大,可以用应力的拟合曲线进行轴承的疲劳寿命分析;另一方面,基于加速度功率谱密度的 Von Mises 应力标准差值(1.76 MPa)比较小,说明轴承应力的离散度不大,而在该加速度激励载荷下的轴承寿命也会较长。

【参 考 文 献】

[1] 杨万均,施荣明.随机振动应力幅值的分布规律

[J].机械设计与研究,2011,27(6):16-20.

[2] 贺光宗,陈怀海,贺旭东.种多轴向随机激励下结构疲劳寿命分析方法[J].振动与冲击,2015,34(7):59-63.

[3] 金奕山,李琳.随机振动结构 Von Mises 应力过程峰值概率密度函数的研究[J].应用力学学报,2006,23(4):645-648.

[4] 刘相秋,张红波.一种随机振动 Von Mises 应力的计算方法研究[J].现代防御技术,2017,45(1):40-43.

[5] MADSEN H O. Extreme-value statistics for nonlinear stress combination [J]. Journal of Engineering Mechanics,1985,111(9):1121-1129.

[6] PHAN A V, GUDURU V, SALVADORI A, et al. Frequency domain analysis by the exponential window method and SGBEM for elastodynamics [J]. Computational Mechanics,2011,48(5):615-630.

[7] 金奕山,李琳.随机振动载荷作用下结构 Von Mises 应力过程的研究[J].应用力学学报,2004,21(3):13-16.

[8] 陈颖,朱长春,李春枝,等.典型结构在单、多轴随机振动下的动力学特性对比研究[J].振动工程学报,2009,22(4):386-390.

[9] 任付娥,王优强.乳化液润滑轧辊轴承的弹流润滑分析[J].润滑与密封,2012,37(12):47-51.

[10] 史修,江王黎.基于拟动力学的航空发动机主轴球轴承热弹流润滑分析[J].航空动力学报,2016,31(1):233-240.

收稿日期:2017-10-10

(上接第 79 页)

[14] 郑许峰,林明耀,葛善兵.无位置传感器无刷直流电机直接反电势检测方法的研究[J].电工电气,2005(6):41-43.

[15] 郝玲玲,瞿成明,戴俊,等.无刷直流电机反电势过零法无传感器控制[J].重庆工商大学学报(自然科学版),2014,31(7):56-62.

[16] 杨光,李醒飞.无刷直流电机反电势过零点检测转子位置研究[J].电力电子技术,2008,42(10):18-

19.

[17] 董亮辉,刘景林.永磁同步电机位置传感器的故障检测和容错控制[J].西北工业大学学报,2016,34(2):306-312.

[18] 冀睿琳.电动汽车用磁阻式旋转变压器的设计研究[D].天津:天津大学,2014.

收稿日期:2017-10-10