

永磁伺服电机嵌入式位置检测理论及误差分析*

王淑娴¹, 吴治峰², 彭东林^{1,2}, 李维诗¹, 彭凯²

(1. 合肥工业大学仪器科学与光电工程学院 合肥 230009; 2. 重庆理工大学机械检测技术与装备教育部工程研究中心 时栅传感及先进检测技术重庆市重点实验室 重庆 400054)

摘要:针对现有的永磁伺服电机位置传感器存在成本高、体积大的缺点和新兴的无传感器技术计算复杂及依赖电机参数的不可靠性问题,提出了绕制时栅线圈检测电机转动位置的方法,但由于绕制时栅线圈检测的方法存在获取信号复杂、测量稳定性差以及线圈绕制不均匀增加误差的缺点,在此基础上,提出了一种基于隧道磁阻效应(TMR)和时栅技术的永磁伺服电机嵌入式位置检测新方法。在原理分析的基础上,根据行波表达式的理论推导,分析了单路和双路驻波幅值不相等所导致的误差规律,为检测结构的优化和进一步提高测量精度奠定基础。最后通过实验,验证了嵌入式位置检测理论分析的正确性以及检测方案的优越性,所提出方法的检测精度较绕制时栅线圈的检测方法提高了3倍,稳定性提高了5倍。

关键词: 永磁伺服电机;时栅;位置检测;隧道磁阻效应;嵌入式

中图分类号: TH7 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.40

Embedded position detection theory and error analysis for permanent magnet servo motors

Wang Shuxian¹, Wu Zhiyi², Peng Donglin^{1,2}, Li Weishi¹, Peng Kai²

(1. School of Instrumentation Science and Opto-electronics Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment, Ministry of Education, Chongqing Key Laboratory of Time-Grating Sensing and Advanced Testing Technology, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: Aiming at the deficiency of high cost and large volume existing in the position sensor of permanent magnet servo motor, as well as the disadvantage of the computation complexity and the unreliability due to relying on the motor parameters existing in the newly developed sensorless technology, the time grating displacement sensor research group proposed a method for detecting the motor rotation position through winding time grating coil. However, because the detection method through winding time grating coil has the shortcomings of complex signal acquisition, poor measurement stability and increasing error due to the uneven coil winding. On the basis of above, this paper proposes a new embedded shaft position detection method for permanent magnet servo motor based on tunnel magnetoresistance (TMR) effect and time grating technology. The position detection principle is analyzed in detail. According to the theoretical deduction for travelling wave expression, the measurement error characteristics caused by the unequal amplitudes of one and two channel standing waves are analyzed, which lays a foundation for the detection structure optimization and further improving the measurement accuracy. At last, the experiment verifies the correctness of the embedded position detection theoretical analysis and the superiority of the proposed detection method. Compared with the detection method through winding time grating coil, the proposed method improves the measurement accuracy nearly by three times and improves the stability by five times.

Keywords: permanent magnet servo motor; time grating; position detection; tunnel magnetoresistance (TMR); embedded

0 引言

在复杂机电系统的多种机械驱动形式中,电机占据着至关重要的地位。21世纪以来,随着交流伺服系统在自动控制中的广泛应用,机械制造业已开启“伺服时代”,其中电机位置检测与反馈直接影响电机定位精度。现有的电机位置检测方法主要有外置位置传感器和无传感技术两种。在电机外放置光电编码器或旋转变压器等高精度的位置传感器^[1-4]来检测转轴位置,成本高、体积大,并且传感器的外置不仅破坏了电机原本的紧凑结构,造成了在狭小空间安装和调试困难,而且使电机的运行性能受到影响,特别是电机的高速运转导致主轴不对称,容易引起较大的振动及噪声,影响电机的平稳运行。

为了降低电机系统的成本,提出了多种无传感技术,包括注入法^[5-7]和以反电动势提取位置信号的状态观测器、卡尔曼滤波、磁链估计法^[8-16]。高频注入法具有依赖电机凸极性的缺点^[5],芬兰学者 Leppanen V. M. 等人^[6]提出采用低频注入法对转子磁极位置和速度进行估计,虽然摆脱了对凸极性的依赖,但系统动态特性仍不理想; Nimune T 等人^[7]通过利用注入信号的特定频率成分提高了检测的稳定性,但结果的好坏严重依赖于电机的参数。从反电势中提取位置信号的状态观测器在电机低速运行时,不能实现位置和速度的精确测量,只能适用于中、高速^[10,12]。另有学者探索了多种无传感技术相结合的方案^[14,16],但是估算效果依然严重依赖电机参数的准确性,而电机长时间的运行会导致参数的非线性变化,因此该方案无法满足高精度电机伺服系统精确检测位置的需求,只能作为传感器检测技术的辅助手段。

依据时栅传感器和电机结构的“孪生”性以及其依靠普通的机械等分就可以实现计量等级精度的特性,文献[17-18]提出将时栅与电机结构融为一体实现电机位置的嵌入式测量,这种技术不需明显改变电机自身结构且减小了电机的体积和成本。在前期的研究工作中,通过在电机转子上添加时栅绕组,用无线发送或非接触电磁耦合变压器方式获取携带转子位移信息的感应信号,将时栅嵌入到鼠笼式异步电机和凸极式伺服电机中实现角位移测量。虽然采用这种方案可以实现测量,但是存在添加激励信号、获取感应信号较为复杂和线圈绕制不均匀导致检测误差等缺点。

针对上述问题,本文提出将隧道磁阻效应(tunnel magnetoresistance, TMR)和时栅技术相结合,实现伺服电机的一种新型嵌入式测量技术。TMR具有高灵敏度、体积较小、低功耗及易集成等优点,因而将基于TMR的时栅代替前期的线圈绕制式时栅,并将基于TMR的时栅与电机结构融为一体,有望解决现有基于线圈绕制式时栅

的电机位置嵌入式测量的缺陷,且方案可借鉴用于机电系统中的其他功能部件,真正实现智能化的机电系统。

1 检测原理

永磁伺服电机的永磁体产生励磁磁场且和时栅结构的转子槽一样都具有等分的结构特性,结合时栅结构的灵活性,本文将等分的永磁体视为时栅的转子结构,并将一对空间正交放置(相隔 90° 电角度)的TMR芯片作为时栅的定测头来感应电机内部旋转磁场的变化。其测量原理如图1所示,永磁同步电机的气隙磁场是由恒定频率的定子磁场和频率随转速变化而变化的转子磁场组成。随着电机的转动,气隙磁场呈正/余弦变化,TMR感应磁场的变化并输出同频变化的电压信号。给一对TMR芯片TMR(a)和TMR(b)分别输入时间正交(90° 相位差)的激励,随着电机的转动则这两个TMR芯片就会输出相位相差 90° 的调制信号,叠加后得到带有位移信息的行波信号。根据时栅的测量原理,将行波信号送入时栅信号处理系统经过放大、滤波、整形处理后,再用高频时钟脉冲信号对行波信号和同频参考信号的相位差进行插补,将得到的时间间隔和周期量送入微处理器中计算,从而实现电机转子位置的检测。

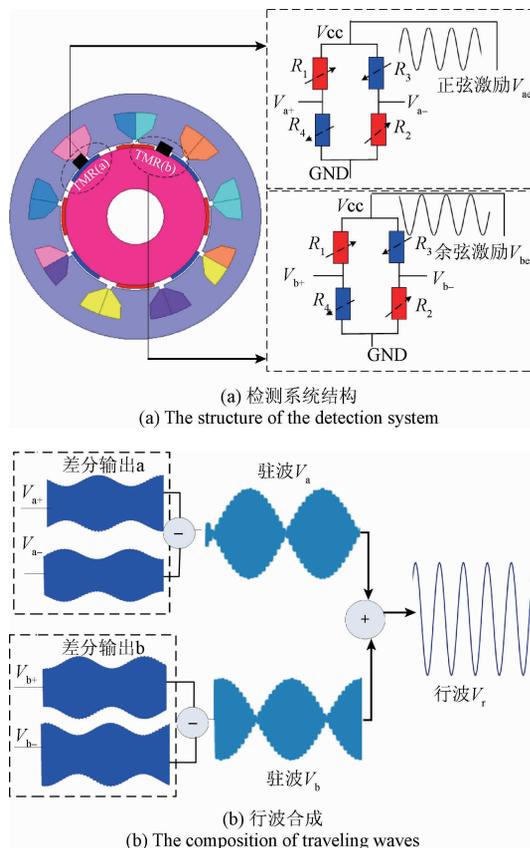


图1 位置检测原理框图

Fig. 1 The principle block diagram of position detection

随着 TMR 结构材料的不断发展,出现了线性 TMR、开关型 TMR 等几类 TMR 传感器芯片,其中线性 TMR 在磁场检测、电流检测、感应位移等方面有较为广泛的应用,线性 TMR^[19-20] 最显著特点是在一定磁场强度范围内,TMR 输出与磁场强度变化呈线性关系的电压信号,而在范围之外,TMR 输出信号随磁场强度的变化呈平缓非线性变化,趋于饱和状态。

假设电机的气隙磁场是均匀的,呈正弦变化,则气隙磁场:

$$H = H_m \cos P\omega_2 t = H_m \cos \theta \quad (1)$$

式中: H_m 为磁场强度幅值, P 为电机的极对数, ω_2 为角速度, t 为旋转时间。

TMR 芯片感应磁场 H 的变化,其电阻值发生相应的变化 ΔR_x :

$$\Delta R_x = SH \quad (2)$$

式中: S 为灵敏度。

当分别给空间正交放置的 TMR(a) 和 TMR(b) 芯片施加时间正交的激励 V_{ae} 、 V_{be} 时,电阻值变化表现为电压的变化输出,根据图 1(a) 的等效电路图,则 TMR(a) 的输出电压 V_{a+} 、 V_{a-} 可表示为:

$$V_{a+} = \frac{R_4}{R_1 + R_4} V_{ae} = \frac{R_0 + \Delta R_x}{R_0 - \Delta R_x + R_0 + \Delta R_x} V_{ae} = \frac{R_0 + \Delta R_x}{2R_0} V_{ae} \quad (3)$$

式中: R_0 为无磁场时平衡电桥时, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ 。

$$V_{a-} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{ae} = \frac{R_0 - \Delta R_x}{R_0 - \Delta R_x + R_0 + \Delta R_x} V_{ae} = \frac{R_0 - \Delta R_x}{2R_0} V_{ae} \quad (4)$$

$$V_a = V_{a+} - V_{a-} = \frac{2\Delta R_x}{2R_0} V_{ae} =$$

$$\frac{\Delta R_x}{R_0} V_m \sin t = \frac{SH}{R_0} V_m \sin t = K \cos \theta \sin t \quad (5)$$

式中: K 为系数,且 $K = SH V_m / R_0$ 。

同理,TMR(b) 的输出电压 V_{b+} 、 V_{b-} 可表示为:

$$V_{b+} = \frac{R_0 + \Delta R_x}{2R_0} V_{be} \quad (6)$$

$$V_{b-} = \frac{R_0 - \Delta R_x}{2R_0} V_{be} \quad (7)$$

$$V_b = V_{b+} - V_{b-} = K \sin \theta \cos t \quad (8)$$

以及叠加的行波信号 V_r 可表示为:

$$V_r = V_a + V_b = K \cos \theta \sin t + K \sin \theta \cos t = K \sin(t + \theta) \quad (9)$$

由式(7)可看出,角位移 θ 包含在行波信号 V_r 的初相角内,将整形后的行波信号和参考信号之间的相位差用高频时钟脉冲信号插补后,可以通过采用高精度的时间基准计数来实现角度 θ 的高精度测量,这也正是时栅

的优势所在。

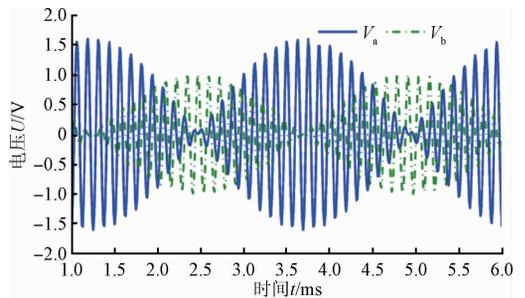
2 误差分析模型

根据时栅传感器的研究经验,行波的变化规律直接决定因传感器的结构、工作环境等因素而带来的测量误差的变化规律。两个芯片的个体差异(灵敏度 S 、固有阻值 R_0) 差异及正交激励的幅值不等都会导致两路驻波幅值的不相等,即 $K_a \neq K_b$,则行波 V_r 为:

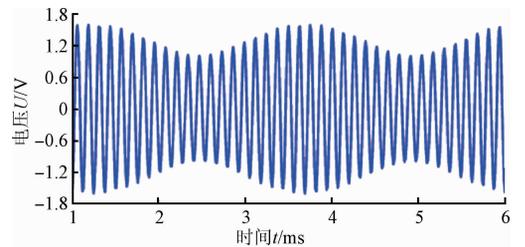
$$V_r = V_a + V_b = K_a \cos \theta \sin t + K_b \sin \theta \cos t = \sqrt{(K_a \cos \theta)^2 + (K_b \sin \theta)^2} \sin\left(t + \arctg \frac{K_b \sin \theta}{K_a \cos \theta}\right) = \sqrt{(K_a \cos \theta)^2 + (K_b \sin \theta)^2} \sin\left(t + \arctg \frac{K_b \sin \theta}{K_a \cos \theta}\right) = \sqrt{\frac{K_a^2 + K_b^2}{2} + \frac{K_a^2 - K_b^2}{2} \cos 2\theta} \cdot \sin\left[t + \arctg \frac{K_b \sin \theta}{K_a \cos \theta}\right] \quad (10)$$

由式(10)可以看出,行波信号会因 $\cos 2\theta$ 的存在而呈现二次谐波。

利用 MATLAB 对两路幅值不等的驻波进行仿真,得到含二次谐波的行波示意图,如图 2 所示。



(a) Two standing waves with uneven amplitudes



(b) The traveling wave with second order harmonic

图 2 两路幅值不等的驻波产生的带有二次谐波的行波

Fig. 2 Traveling wave with second order harmonic generated by two standing waves with unequal amplitudes

而如果每个芯片内部为不平衡电桥,即 $R_1 \neq R_2$; $R_3 \neq R_4$,使 4 路差分信号的幅值不一致,则行波表达式为:

$$V_r = V_{a+} - V_{a-} + V_{b+} - V_{b-} =$$

$$\begin{aligned}
 &V_m \operatorname{sint}\left(\frac{R_{40} + SH \cos\theta}{R_{10} + R_{40}}\right) - V_m \operatorname{sint}\left(\frac{R_{20} - SH \cos\theta}{R_{20} + R_{30}}\right) + \\
 &V_m \operatorname{cost}\left(\frac{R'_{40} + SH \sin\theta}{R'_{10} + R'_{40}}\right) - V_m \operatorname{sint}\left(\frac{R'_{20} - SH \sin\theta}{R'_{20} + R'_{30}}\right) = \\
 &V_m \operatorname{sint}(K_1 + L_1 \cos\theta) - V_m \operatorname{sint}(K_2 - L_2 \cos\theta) + \\
 &V_m \operatorname{cost}(K_3 + L_3 \sin\theta) - V_m \operatorname{cost}(K_4 - L_4 \sin\theta) = \\
 &V_m [(K_1 - K_2) \operatorname{sint} + (K_3 - K_4) \operatorname{cost} + (L_1 + L_2) \operatorname{sint} \cos\theta + \\
 &(L_3 + L_4) \operatorname{cost} \sin\theta] = \\
 &V_m \left[\sqrt{(K_1 - K_2)^2 + (K_3 - K_4)^2} \operatorname{sin}\left(t + \arctan \frac{K_3 - K_4}{K_1 - K_2}\right) \right] + \\
 &V_m [(L_1 + L_2) \operatorname{sint} \cos\theta + (L_3 + L_4) \operatorname{cost} \sin\theta] \quad (11)
 \end{aligned}$$

式中: R_{10} 、 R_{20} 、 R_{30} 、 R_{40} 为不平衡电桥时阻值。 $K_1 = \frac{R_{40}}{R_{10} + R_{40}}$, $K_2 = \frac{R_{20}}{R_{20} + R_{30}}$, $K_3 = \frac{R'_{40}}{R'_{10} + R'_{40}}$, $K_4 = \frac{R'_{20}}{R'_{20} + R'_{30}}$, $L_1 = \frac{SH}{R_{10} + R_{40}}$, $L_2 = \frac{SH}{R_{20} + R_{30}}$, $L_3 = \frac{SH}{R'_{10} + R'_{40}}$, $L_4 = \frac{SH}{R'_{20} + R'_{30}}$ 。

由式(11)可得,加号的前半部分为一次电信号,后半部分与式(10)相同,说明行波在二次谐波分量的基础上,引入了一次分量。

同样,由式(11)可得,若在固定磁场不变的情形下,

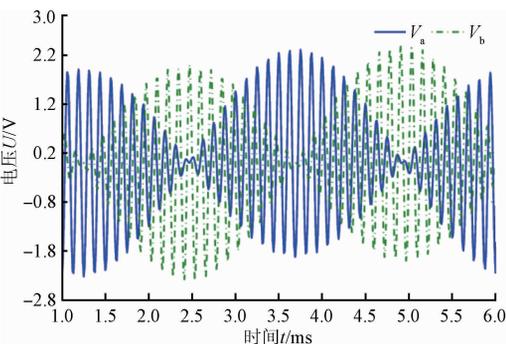
$$V_{a+} = \frac{R_{40}}{R_{10} + R_{40}} V_{ae}, V_{a-} = \frac{R_{20}}{R_{20} + R_{30}} V_{ae}$$

所以在电机不转动时,TMR(a)芯片的差分输出 $V_{a+} \neq V_{a-}$;同理, V_{b+} 、 V_{b-} 也是如此。

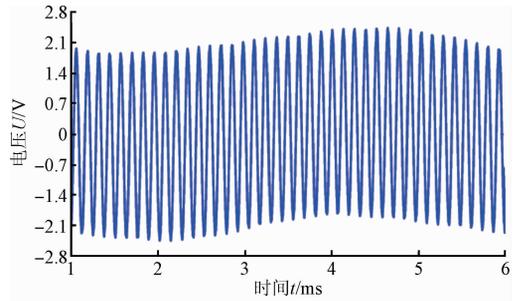
用 MATLAB 对幅值不同的 4 路差分信号进行仿真,得到的正负半轴幅值不同的驻波以及含有一次和二次谐波的行波信号的示意图,如图 3 所示。

考虑到电机内部复杂的磁场环境及其他因素的干扰,驻波中可能会含有高次位移分量,所以将行波表达为:

$$\begin{aligned}
 U_r &= K_1 \operatorname{sint}(\cos\theta + l_1 \cos 2\theta + l_2 \cos 3\theta + \dots) + \\
 &K_2 \operatorname{cost}(\sin\theta + m_1 \sin 2\theta + m_2 \sin 3\theta + \dots) = \dots + \\
 &\sqrt{\frac{(K_1 l_1)^2 + (K_2 m_1)^2}{2} + \frac{(K_1 l_1)^2 - (K_2 m_1)^2}{2}} \cos 4x \cdot \\
 &\operatorname{sin}\left(t + \arctan\left(\frac{K_2 m_1}{K_1 l_1} \tan 2\theta\right)\right) \dots \quad (12)
 \end{aligned}$$



(a) Two standing waves generated by inconsistent quad differential



(b) The traveling wave with first and second order harmonics

图3 驻波及行波仿真

Fig.3 Simulation of the standing waves and traveling wave

式(12)中: l_1, l_2, \dots 和 m_1, m_2, \dots 分别为正弦路和余弦路的高次谐波分量的系数。由式(12)可以看出,当 $K_1 l_1 \neq K_2 m_1$, 行波中会存在 $\cos 4x$ 的 4 次分量, 类比可以推导出其他高次分量。

3 实验验证与分析

3.1 实验平台搭建

为了验证本文提出的电机转轴位置测量理论分析的正确性以及测量方案的可行性,搭建了如图 4 所示,包括直流电源、永磁伺服电机、信号处理板、示波器和上位机等实验系统。实验以额定功率为 750 W 的 8 极 9 槽面装式永磁伺服电机为测量对象,采用 TMR 感应永磁伺服电机转动时气隙磁场的变化,并将 TMR 输出的带有位移信号送入时栅处理系统进行叠加、滤波整形以及计算处理,最后把计算结果送入上位机。

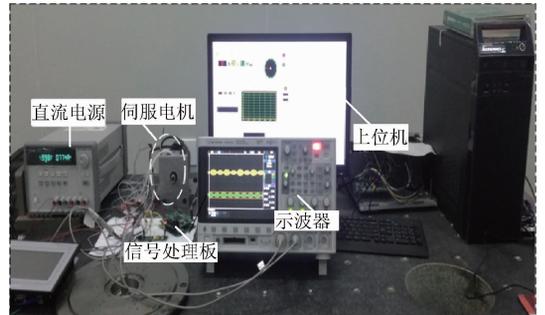


图4 实验平台

Fig.4 The experiment platform

根据测量原理,采用设计的仅有 0.8 mm 厚度的 PCB 板将一种线性全桥 TMR 芯片按照图 5(a) 的结构嵌在电机端盖上,并将 PCB 和端盖固定在一起,且保证两个 TMR 位于同一平面上,实物如图 5(b) 所示(实验选用了图中夹角为 67.5° 的一对 TMR 芯片,另外一对为预留备用)。

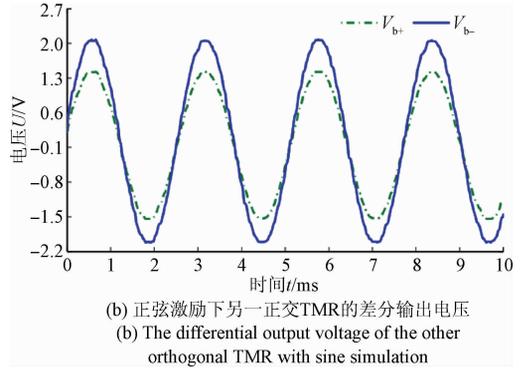
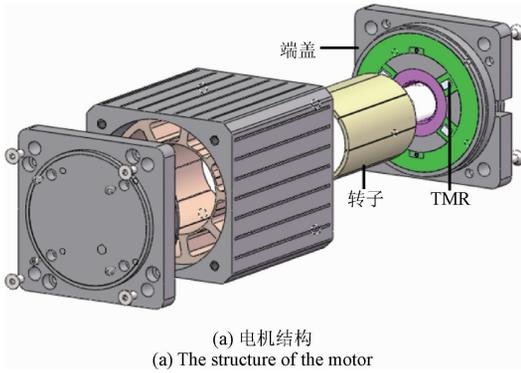


图 6 电机静止时 TMR 的线性特性
Fig. 6 The linear characteristics of the TMRs when the motor is static

然后,操作上位机控制界面,让电机以 120 r/min 的速度运转,同时给一对 TMR 通入 4 V 的直流电,得到如图 7 所示输出结果。图 7 所示曲线为一对 TMR 输出的正交电压差分信号,在直流激励下,表示了电机内部旋转磁场的磁场强度呈正弦变化,为信号的调制提供了可能。从图 7(a)中可以看出,TMR (a) 芯片的差分输出 V_{a+} 、 V_{a-} 幅值分别为 0.73、0.71 V,从图 7(b)中可以看出 TMR(b) 芯片差分输出 V_{b+} 、 V_{b-} 幅值分别为 0.7、0.69 V,4 路差分信号幅值存在差异。4 路差分信号的幅值不一

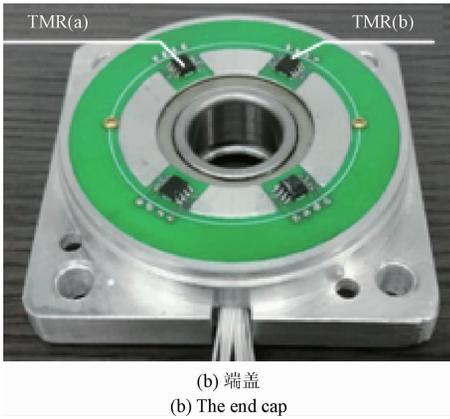


图 5 放置 TMR 的电机结构

Fig. 5 The motor structure with TMR installed

3.2 测试分析

首先,电机不转动,给一对 TMR 分别通入幅值为 3.6 V、频率为 400 Hz 呈正弦和余弦变化的交流激励,得到如图 6 所示位于空间正交位置的一对 TMR 芯片电压输出。从图 6(a)和(b)可以看出,在一定磁场强度范围内,TMR 具有线性输出的特性且一对 TMR 的输出具有时间正交性。虽然电机处于静止状态,但是由于永磁电机内部永磁体的存在,所以 TMR 芯片所处位置存在一个固定不变的磁场。由图中可看出单个 TMR 芯片的差分实际输出 V_{a+} 、 V_{b+} 幅值为 1.5 V、 V_{a-} 、 V_{b-} 的幅值为 2.1 V。

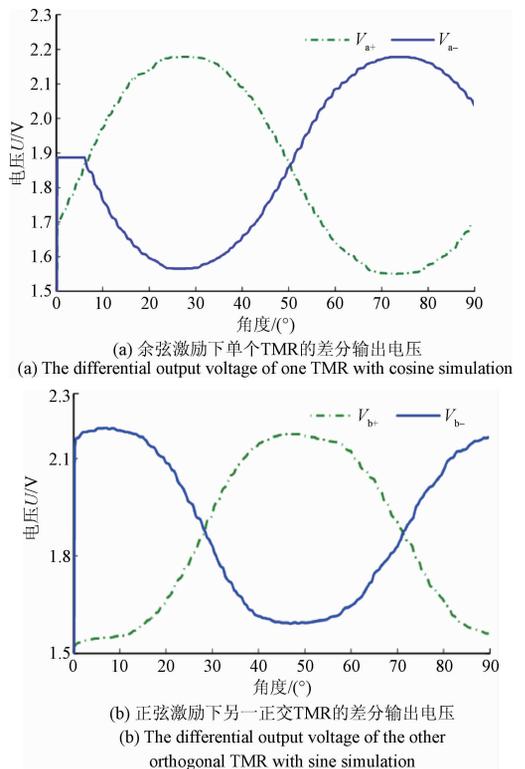
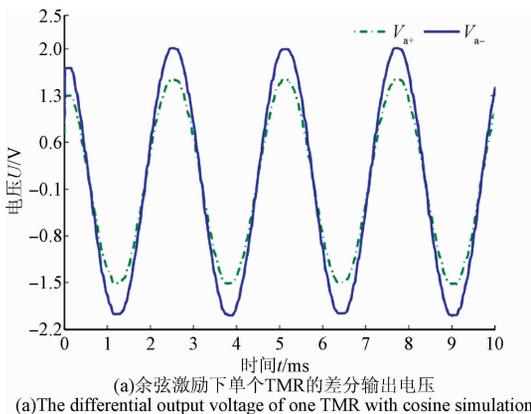


图 7 电机旋转时的电机内的磁场状况
Fig. 7 The magnetic field state of the motor with the motor rotating



致主要是由于两个 TMR 芯片没有处于同一圆水平面使感应的气隙磁场分量不等而产生的,为测量结果引入一次谐波分量。这一误差属于系统误差,可用修正法在测量结果中将之消除。

最后,让电机转动的同时,给一对 TMR 分别通入幅值为 3.6 V、频率为 400 Hz 的正、余弦交流激励,每个 TMR 芯片的差分输出相减后都得到驻波信号,且两驻波信号相位相差 90° ,如图 8 所示。从图 8 中可以看出,调制低频信号 V_a 正半周期的幅值为 0.019 V、负半周期的幅值为 0.022 V,正、负半周期幅值相差 0.003 V,调制低频信号 V_b 的正半周期的幅值为 0.021 V、负半周期的幅值为 0.02 V,正、负半周期幅值相差 0.001 V。因此,单路驻波正负半周期的幅值不相等导致测量结果引入一次谐波分量,而双路驻波正负半周期的幅值不一致则引入 2 次谐波分量。可在 TMR 芯片的输出加补偿电路来消除芯片的不等位电势来减小该误差。

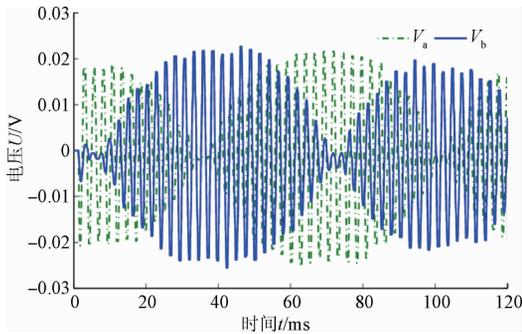


图 8 两路驻波信号

Fig. 8 Two standing wave signals

将两路驻波信号叠加后得到幅值为 0.15 V、频率为 400 Hz 的行波信号,如图 9 所示。由行波波形图可以看出,行波呈正弦形变化且幅值存在浮动,行波信号主要含有 1 次、2 次、以及 4 次谐波分量。一次谐波分量主要是因 4 路差分信号幅值有差异而引起的单路驻波幅值不同引入的,2 次谐波分量由单、双路驻波幅值不同引入,4 次谐波分量则主要是由双路驻波的 2 次分量合成,所以若按照前述方法改进得到较好的驻波,则行波的误差也将减小。

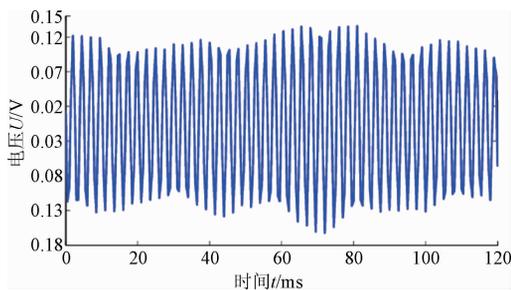


图 9 行波信号

Fig. 9 The traveling wave signal

随着电机以 120 r/min 的转速匀速转动,将行波信号与同频参考信号之间的相位差解算得到角位移量,结果如图 10 所示。从图 10 中可以看出,在 500 ms 的周期时间内,电机在 $0 \sim 360^\circ$ 范围内转动,且图中展现了以 0.002 5 s 的时间间隔发送数据与转速的乘积而得到的参考值曲线。取单对极数据,即 $0 \sim 90^\circ$ 范围内的测量值,将其与参考值作差,最终得到如图 11 所示幅值约 1.8° 的原始误差。为了更直观地了解测量误差的谐波成分,对其进行了傅里叶变换。经傅里叶变换后显示谐波成分的主要曲线如图 12 所示,可以看出存在明显的 1 次误差、2 次误差、4 次误差及其他高次谐波误差,进一步验证了模型的正确性。

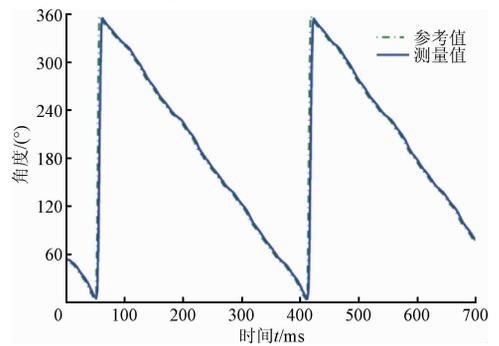


图 10 测量值与参考值对比

Fig. 10 The comparison between measurement data and reference data

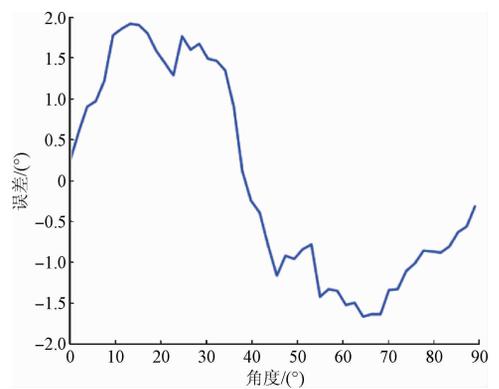


图 11 误差曲线

Fig. 11 The error curve

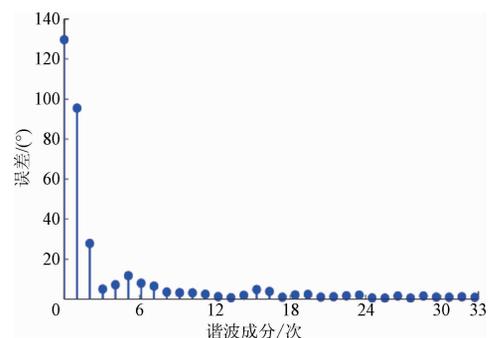


图 12 谐波成分图

Fig. 12 Harmonic components

3.3 对比实验

为了体现本方案的优越性,将本文提出的 TMR 嵌入式电机位置检测与前期绕制时栅线圈检测的方法进行对比实验。永磁伺服电机以 120 r/min 的转速匀速转动,两种方法测得的角度值分别与参考值做对比,得到如图 13 所示的误差曲线。从图 13 中可以看出,本文提出方法的测量精度达到 1.8° ,时栅线圈检测方法的测量精度为 6° 。因此,时栅线圈检测方法的检测精度比本文方法低了近 3 倍,并且由于线圈易受电磁干扰而影响测量信号的稳定性,使时栅线圈检测方案的测量结果中存在较大的随机误差,不能消除。而本文提出的检测方法中存在的误差多为系统误差,较易消除。

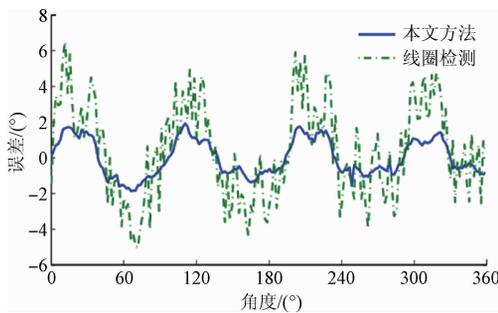


图 13 误差对比

Fig. 13 The error comparison

为了进一步对比两种检测方法的稳定性,让电机转动到固定位置停止转动,并保持 1 h 的静止状态,采集这段时间内的角度输出值。将测量值与平均值作差则可得波动值,如图 14 所示,线圈检测方法测量的稳定性达 $\pm 0.04^\circ$,而本文提出的检测方法具有 $\pm 0.008^\circ$ 的稳定性,比绕制时栅线圈检测方法的稳定性高了 5 倍。因此,本文提出的方法较时栅线圈检测的方式在测量精度和稳定性方面具有较明显的优势。

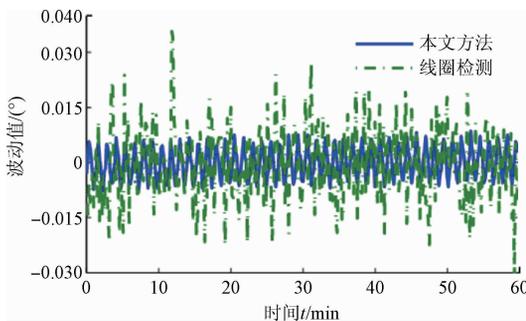


图 14 稳定性对比

Fig. 14 The stability comparison

4 结 论

本文提出了一种基于隧道磁阻效应的永磁伺服电机

位置检测的方法,建立相应的理论模型和误差模型,并且通过和前期绕制时栅线圈检测方法的对比证明了该方法使精度和稳定性方面有明显优势。在永磁伺服电机的端盖上放置隧道磁阻 TMR 芯片,一对 TMR 芯片感应气隙磁场的变化并输出调制信号,用时栅信号处理系统实现转轴位置的计算。该测量方法 1.8° 的测量精度比时栅线圈检测方法提高了 3 倍,且测量具有 0.008° 的稳定性,比时栅线圈检测方法提高了 5 倍。通过理论和实验测量结果分析可得:1)因芯片的个体差异性、两个芯片处于不同的圆水平面以及正交激励的幅值不等都会导致两路驻波幅值的不相等,引入 2 次误差;2)单个芯片内部的偏置为不平衡电桥,使 4 路差分信号的幅值不等,引入 1 次误差;3)本文提出的检测方法与绕制时栅线圈检测方法相比,在检测精度和稳定性方面都有明显优势。

参考文献

- [1] 文明,洪延姬,王俊花,等. 增量式旋转编码器在复摆法冲量测量中的应用[J]. 仪器仪表学报, 2007, 28(1):140-144.
WEN M, HONG Y J, WANG J H, et al. The incremental rotary encoder in impulse measurement with Compound Pendulum application [J]. Chinese Journal of scientific instrument, 2007, 28 (1): 140-144.
- [2] 邹添,倪风雷,李斐然,等. 一种新型大中心孔绝对式磁编码器[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(7):1532-1538.
ZOU T, NI F L, LI F R, et al. A new absolute magnetic encoder with highallow [J]. Chinese Journal of scientific instrument, 2016, 37(7):1532-1538.
- [3] KAEWJINDA W, KONGHIRUN M. Vector control drive of permanent magnet synchronous motor using resolver sensor[J]. Ijese Net, 2007,5(1):134-138.
- [4] 吴忠,吕绪明. 基于磁编码器的伺服电机速度及位置观测器设计[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9):82-87.
WU ZH, LV X M. Design of angular velocity and position observer for servo motors with magnetic encoders[J]. Proceedings of the Chinese Society For Electrical Engineering, 2011, 31(9):82-87.
- [5] JANG J H, SUL S K, HA J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4):1031-1039.
- [6] LEPPANEN V M, LUOMI J. Observer using low-frequency injection forsensorless induction motor Control-parameter sensitivity analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1):216-224.

- [7] NIMURA T, DOKI S, FUJITSUNA M. Position sensorless control of PMSM with a low-frequency signal injection[C]. Power Electronics Conference, IEEE, 2014:3079-3084.
- [8] ZHAO Y, ZHANG ZH, QIAO W, et al. An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8):4412-4422.
- [9] 朱俊杰, 粟梅, 陈程, 等. 无刷直流电机反电势过零检测新方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(2):441-447. ZHU JJ, SU M, CHEN CH, et al. Novel BEMF zero-crossing detecting method for brushless DC motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(7):1532-1538.
- [10] SAADAOU I O, KHLAIEF A, ABASSI M, et al. A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection[J]. International Journal of Control, 2017, 90(2):1-42.
- [11] 胡伟, 耿亚珂. 改进滑模观测器的 BLDCM 无模型自适应控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3):456-464. HU W, GENG Y K. Model-free adaptive control of BLDM based on improved sliding mode observer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrumentation, 2016, 30(3):456-464.
- [12] LEE D M. Position estimator employing kalman filter for pm motors driven with binary-type hall sensors[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2016, 11(4):931-938.
- [13] 崔茂振, 张昌凡, 朱剑. 永磁同步电机滑模调速控制及其实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2012, 26(1):84-92. CUI M ZH, ZHANG CH F, ZHU J. Implementation of PMSM speed drive system based on sliding mode control[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2012, 26(1):84-92.
- [14] TETY P, KONATÉ A, ASSEU O, et al. Sensorless direct torque control of PMSM drive with EKF estimation of speed, rotor position and load torque observer[J]. Asian Journal of Information Technology, 2016, 7(1):1-8.
- [15] 杨晓霞, 王帅, 邓永停, 等. 利用扩张状态观测器的交流永磁同步电机控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5):810-816. YANG X X, WANG SH, DENG Y T, et al. PMSM control using extended state observer[J]. Chinese Journal of Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(5):810-816.
- [16] KOU J B, GAO Q, LI X L, et al. A rotor position detecting method based on high frequency signal injection for electrically excited synchronous motors[C]. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016:803-806.
- [17] 陶飞亚. 基于寄生式时栅技术的异步电机位置检测新方法研究[D]. 重庆:重庆理工大学, 2014. TAO F Y. Research on position detection novel method based on parasitic[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2014.
- [18] 刘世友. 凸极式永磁伺服电机的嵌入式位置检测方法研究[D]. 重庆:重庆理工大学, 2015. LIU SH Y. Study on the embedded position detection method of saliency permanent magnet servo motor[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2015.
- [19] IKEDA S, HAYAKAWA J, LEE Y M, et al. Dependence of tunnel magnetoresistance in MgO based magnetic tunnel junctions on Ar pressure during MgO sputtering[J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2005(44):L1442-L1445.
- [20] HAYAKAWA J. Dependence of giant tunnel magnetoresistance of sputtered CoFeB/MgO/CoFeB magnetic tunnel junctions on MgO barrier thickness and annealing temperature[J]. Japanese Journal of Applied Physics Part 2-Letters & Express Letters, 2005, 44(16-19):L587-L589.

作者简介



王淑娴, 2016 年于重庆理工大学获得硕士学位, 现为合肥工业大学博士研究生, 主要研究方向为精密测量技术与仪器。

E-mail: shuxian319@163.com

Wang Shuxian received her M. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2016. She is currently a Ph. D. candidate in Hefei University of Technology. Her main research interest includes precision measurement technologies and instruments.



吴治峰(通讯作者), 2013 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学机械检测技术与装备教育部工程研究中心的助理研究员, 主要研究方向为传感技术, 能量采集和纳米能源。

E-mail: wuzhiyi@cqut.edu.cn

Wu Zhiyi (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Chongqing University in 2013. Now, he is a research assistant in the Engineering Research Center for Mechanical Testing Technology and Equipment of Ministry of Education, Chongqing University of Technology. His main research interest includes sensing technology, energy harvesting and nano-energy source.