

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413112

基于二次调制双通道同步的高分辨力 绝对式时栅角位移传感器*

杨继森¹, 秦小东¹, 桂 强¹, 徐 杰², 刘家红²

(1. 重庆理工大学机械检测技术与装备教育部工程研究中心 重庆 400054; 2. 重庆铁马工业集团有限公司 重庆 400050)

摘要:为了在不增加传感器尺寸的前提下,提高传感器的分辨力和测量精度,并实现绝对角位移测量,以满足空间受限的工业场合应用需求,故提出了一种基于二次调制双通道同步的高分辨力绝对式时栅角位移传感器设计方案。该传感器主要由定尺、动尺和驱动电路板组成,定尺上设置有精机码道的两路激励线圈、粗机码道的两路感应线圈、电磁耦合线圈的次级,动尺上设置有精机码道的两路感应线圈、粗机码道的两路激励线圈、电磁耦合线圈的初级,驱动电路板上设置有一组驱动信号发生电路、两组感应信号处理电路、FPGA 核心电路。将动尺上精机码道的两路感应线圈与粗机码道的两路激励线圈串联在一起实现二次调制,当传感器精机码道的激励线圈上电工作时,精机码道的两路感应线圈上所感应的两路角位移电信号被调制到粗机码道上,从而实现了粗机码道与精机码道分辨力相加的目的,以此提升传感器的分辨力。同时将一路精机感应信号通过电磁耦合线圈回传到定尺端作为整周定位信号。通过 FPGA 同步解算这两路信号,实现绝对角位移测量。采用 PCB 工艺制作了外径为 140 mm 的传感器样机。实验结果表明,该传感器只需要一组驱动电路就能够实现绝对角位移测量,且分辨力从 0.38" 提升到 0.2",提高了 47%,原始测量误差范围从 $\pm 34.14''$ 降低到 $\pm 16.06''$,降低了 53%。

关键词:角位移传感器;绝对式;二次调制;同步测量

中图分类号: TH712 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 460.4030

High-resolution absolute time grating angular displacement sensor based on dual-channel synchronization of secondary modulation

Yang Jisen¹, Qin Xiaodong¹, Gui Qiang¹, Xu Jie², Liu Jiahong²

(1. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment, Ministry of Education, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 2. Chongqing Tiema Industrial Group Co., Ltd., Chongqing 400050, China)

Abstract: To enhance sensor resolution and accuracy without increasing size, while enabling absolute angular displacement measurement for space-constrained industrial applications, this paper proposes a high-resolution absolute time grating angular displacement sensor using secondary modulation dual-channel synchronization. The sensor consists of a fixed ruler, a moving ruler, and a driving circuit board. The fixed ruler includes two fine machine code channel excitation coils, two coarse machine code channel induction coils, and the secondary winding of an electromagnetic coupling coil. The moving ruler has two fine machine code channel induction coils, two coarse machine code channel excitation coils, and the primary winding of the electromagnetic coupling coil. The driving circuit board contains a driving signal generator, two induction signal processors, and an FPGA core circuit. The fine machine code channel induction coils on the moving ruler are connected in series with the coarse machine code channel excitation coils for secondary modulation. When the fine machine code channel excitation coil is powered, the angular displacement signals from the fine machine code channel induction coils are modulated onto the coarse machine code channel, enhancing resolution by effectively integrating both channels. Additionally, one precision machine's induction signal is transmitted back to the fixed ruler via the electromagnetic coupling coil as a full-cycle positioning signal. Both signals are processed synchronously by the FPGA for absolute angular displacement measurement. A prototype with an outer

收稿日期: 2024-07-31 Received Date: 2024-07-31

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(52175454)、重庆市自然科学基金面上项目(CSTB2023NSCQ-MSX0382)、重庆市教委科学技术研究计划重点项目(KJZD-K202301106)、重庆理工大学研究生创新项目(gzlcx20242017)资助

diameter of 140 mm was fabricated using PCB technology. Experiments show that the sensor achieves absolute angular displacement measurement with a single drive circuit, improving resolution from 0.38" to 0.2" (a 47% increase) and reducing measurement error from $\pm 34.14''$ to $\pm 16.06''$ (a 53% reduces).

Keywords: angular encoder; absolute type; re-modulation scheme; synchronous measurements

0 引 言

随着科学技术的快速发展,工业制造水平的不断提高,角位移传感器的应用领域也在不断扩大^[1]。同时在高端数控机床、工业机器人等应用领域对角位移传感器的稳定性、抗干扰能力、分辨力、可靠性等各项性能指标提出了更高的应用需求^[2]。目前技术相对成熟、应用较为广泛的光栅位移传感技术起源于国外,相关核心技术更是牢牢的掌握在外国公司手中^[3]。而时栅位移传感器技术是一项由我国科技人员原创发明的、具有自主知识产权的新型位移测量技术^[4-5],其工作原理和结构与栅式位移传感器有所不同,它利用时空坐标转换原理来实现以时间测量空间^[6-7]。光栅是通过超精密加工和高密度刻线的方式来保证其测量精度和测量分辨力,光栅还可以通过光学插值和电气插值等方法来提高其分辨力^[8-9]。德国海德汉公司推出的 RCN8001 系列光栅编码器系统精度可达 $\pm 1''$,每圈位置数高达 29 bit。总之光栅技术起步较早、精度和分辨力较高,但光栅的加工制造难度较高、加工精度和刻线密度到一定程度后就很难有所提高,成本高,对应用环境要求也高^[10]。时栅传感器的精度主要靠提高时钟脉冲精度来保证,对加工精度和刻线工艺依赖低,可以用成本更低的电子器件来实现^[11]。时栅传感器提升其分辨力的常用方法有增加对级数和提高时钟频率,在对级数接近传感器结构上限的情况下,提高其时钟频率是最直接的、最有效的方法,但时钟频率也并不能无限制提高。刘小康等^[12]提出的基于电场式多层结构时栅角位移传感器使用二次调制方法,利用轴向空间,通过多层结构完成信号的二次调制,能在不增加传感器径向尺寸、不改变时钟频率的情况下实现绝对定位且分辨力为 0.135",分辨力提升一倍。但电场式的时栅传感器抗干扰能力弱,而磁场式的时栅角位移传感器因具有抗干扰能力强、稳定性高的优势使其在较为恶劣的工况下被使用^[7]。

为了实现绝对角位移测量,传统的磁场式时栅传感器在结构上包含了精机线圈和粗机线圈,这两组线圈让传感器在小型化和提高分辨力上更加困难。同时在这种结构上常用的驱动技术有分频驱动和分时驱动两种。分频驱动是给传感器的精机线圈和粗机线圈通入不同频率的激励信号,以此来减小精机和粗机之间的干扰^[13-14]。分时驱动则是让传感器的精机线圈和粗机线圈交替工

作,以此来杜绝精机和粗机之间的干扰^[15-16]。分频驱动需要产生两对不同频率的激励信号,电路结构较为复杂;而分时驱动则需要严格的时序控制,控制方式较为复杂^[17]。

为了在不增加传感器尺寸的前提下,提高传感器的分辨力和测量精度,并实现绝对角位移测量,以满足空间受限的工业场合应用需求,本研究提出了一种基于二次调制双通道同步的高分辨力绝对式时栅角位移传感器。该传感器主要由定尺和动尺两部分组成,定尺主要设置有精机激励线圈、粗机感应线圈、电磁耦合线圈次级;动尺主要设置有精机感应线圈、粗机激励线圈、电磁耦合线圈初级。给精机激励线圈通入两路相位正交的激励信号,使精机感应线圈产生与角位移有关的电信号,利用二次调制的方式,将精机感应线圈所感应的电信号作为粗机激励线圈所需的激励信号,将精机感应的角位移信息调制到粗机感应的角位移信息中,实现了在不增加对极数的情况下,提升传感器的分辨力。同时利用电磁耦合线圈再将精机的感应信号耦合到定尺端的电路中,通过 FPGA 同时解算精机和粗机的角位移,实现了双通道同步绝对角位移检测功能,简化传感器的驱动方式。

1 磁场式圆时栅测量原理

磁场型增量式圆时栅常采用两路交变电流产生的空间磁场进行电磁耦合,将空间角位移变化转换为相位变化的电信号,通过检测电信号的相位变化从而实现对角位移的测量^[18]。其结构如图 1 所示。

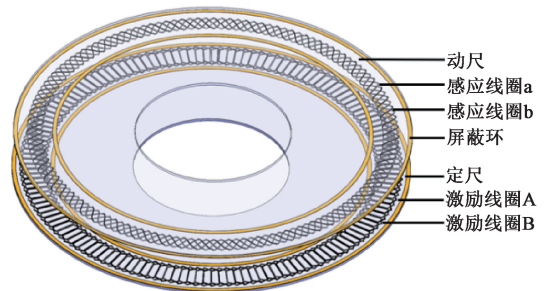


图 1 磁场型增量式圆时栅传感器结构

Fig. 1 Structure diagram of magnetic field type incremental circular time grating transmitter

传感器主要由定尺、动尺两部分组成。定尺上设置有两路相位正交的矩形激励线圈 A 和 B,相邻的两个矩

形区域构成一个对极,在整个圆周上均匀布置有 N 个对极,每个对极的空间节距为 $2\pi/N$ 。动尺上布置有两路相位正交的正弦形感应线圈 a 和 b ,相邻的两个双正弦形区域构成一个对极。定尺与动尺同轴安装,动尺可以绕轴心旋转。给定尺上的两路激励线圈通入相位正交的交流电,当动尺相对定尺发生转动时,动尺上的感应线圈中所拾取的磁通量发生改变,进而产生相位变化的感应电动势,把相位随着角位移变化的感应电动势称之为行波^[19]。

通电导线在空间中会产生磁场,如图 2(a) 在长直导线上截取一个微小的电流元 $I(dl)$, 电流元处的点记为 Q , 计算其在空间中任意一点 M 处所产生的磁场,然后沿着路径积分就可以得到整个长直导线在空间中任意一点 M 处所产生的总磁场为:

$$B_t = \int dB = \int \frac{\mu_0 I d\vec{l} \times \vec{QP}}{4\pi |\vec{QP}|^3} = \frac{\mu_0 I}{4\pi |\vec{QP}|^2} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_2} \sin\theta dl \quad (1)$$

式中: μ_0 表示真空磁导率; H 表示 P 到长直导线的最短距离。

如图 2(b) 所示几字形线框由 BC 、 CD 、 DA 组成,它们各自在线框内任意一点产生的磁场与长直导线的效果类似。

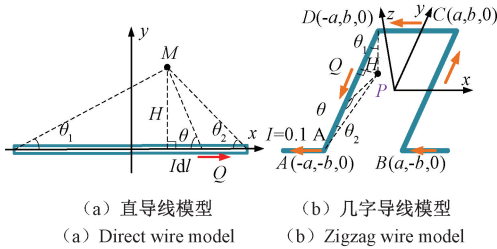


图 2 单层几字形线圈模型

Fig. 2 Single-layer zigzag-shaped coil model

以 AB 段为例作分析,根据图 2(b) 可以得到以下的几何关系:

$$|\vec{QP}| = \frac{H}{\sin(\pi - \theta)} \quad (2)$$

$$h = \frac{H}{\tan(\pi - \theta)} = -\cot\theta \quad (3)$$

$$dl = h' \quad (4)$$

$$\cos\theta_3 = \frac{a+x}{\sqrt{(a+x)^2 + Z^2}} \quad (5)$$

$$H = \sqrt{(a+x)^2 + Z^2} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \cos\theta_1 = \frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} \\ \cos\theta_1 = \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} \end{cases} \quad (7)$$

将式(2)~(4)代入式(1)可以得到几字形线圈中

AD 线段在空间中所产生的磁场,即:

$$B_{AD} = \frac{\mu_0 I}{4\pi H} (\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \quad (8)$$

传感器中激励线圈和感应线圈是平行且正对的,所产生的磁场在竖直方向上的分量就是所需要的磁场强度,联立式(5)~(8)可以求得沿 Z 轴方向的磁感应强度分量 B_{DAZ} 。

$$B_{DAZ} = \frac{\mu_0 I (a-x)}{4\pi [(a+x)^2 + Z^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} \right] \quad (9)$$

同理可以分析 BC 、 CD 线段,求得 B_{BCZ} 、 B_{CDZ} ,由叠加定理可以求出几者所产生的总的磁场强度,即:

$$B_{ji} = \frac{\mu_0 I (a-x)}{4\pi [(a+x)^2 + Z^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} \right] + \frac{\mu_0 I (b-y)}{4\pi [(b-y)^2 + Z^2]} \times \left[\frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2 + (b-y)^2 + Z^2}} + \frac{a+x}{\sqrt{(a+x)^2 + (b+y)^2 + Z^2}} \right] + \frac{\mu_0 I (a+x)}{4\pi [(a+x)^2 + Z^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + Z^2}} \right] \quad (10)$$

令几字形线框的长度 $2a=4$ mm、宽度 $2b=2.2$ mm、电流大小 $I=0.1$ A 代入式(10),求得几字形线圈在 0.6 mm 高度上所产生的磁场分布如图 3 所示。

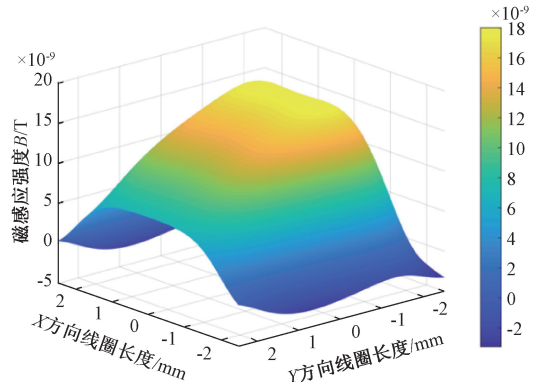


图 3 单层几字形线圈磁场分布

Fig. 3 Magnetic field distribution of single-layer zigzag coil

从单层几字形线圈的磁场分布图来看, 磁场越靠近几字形 DC 段区域磁场强度越高, 约为 1.784×10^{-8} T, 在远离 DC 段区域处磁场强度越弱, 约为 1.347×10^{-8} T。这样的磁场分布存在着“边缘效应”^[20]。为了解决这个问题, 通过双层反向绕线的方式在原有的线圈下方再放置一组线圈, 如图 4 所示。

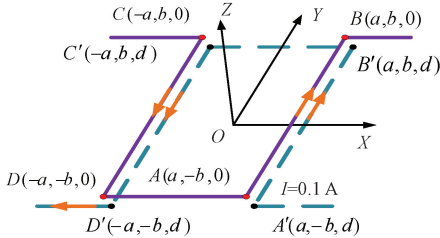


图 4 双层互补型线圈模型

Fig. 4 Double-layer complementary coil model

通过两层反向绕线方式, 上层几字形线圈在一端产生的不均匀磁场会被下层几字形线圈所产生的磁场补足。同理下层几字形线圈磁场也会得到上方线圈的补偿。

相比于几字形的磁场, 较弱的那端的磁感应强度得到了补偿, 磁场强度为 3.163×10^{-8} T。两层反向绕制的双层几字形线圈所产生的磁场更具规则性, 更适合作为时栅位移传感器的激励磁场。最终优化后的双层互补型线圈磁场分布如图 5 所示。

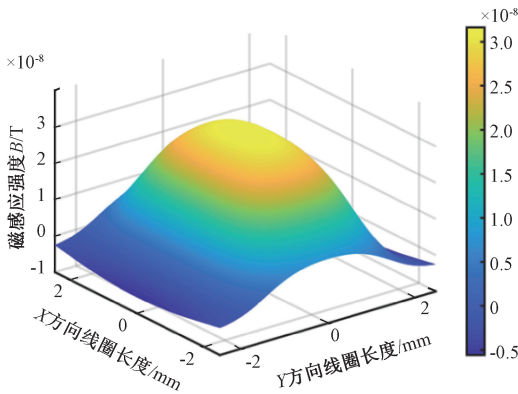


图 5 双层互补型线圈磁场分布

Fig. 5 Magnetic field distribution of double-layer complementary coil

图 6 为一组简化的传感器线圈结构, 包含激励线圈和感应线圈。接下来对感应线圈的行波做数学推导。

根据电磁感应原理可知, 线圈四周的磁场强度与通入线圈的电流大小呈正相关。给激励线圈 A 通入交变电压 $U_A = \sin \omega t$ 时, 可以得到:

$$I_{j1} = \frac{U_A}{Z_A} = \frac{\sin \omega t}{Z_A} \quad (11)$$

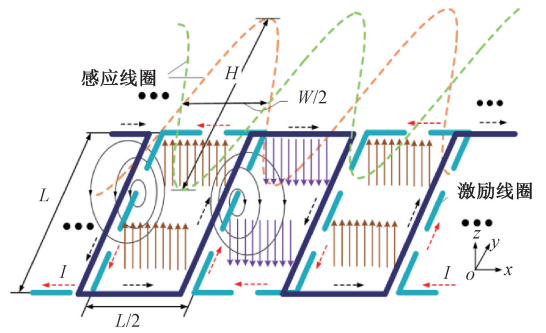


图 6 双层互补型线圈电磁耦合模型

Fig. 6 Electromagnetic coupling model of double-layer complementary coil

$$B_{j1} = K\alpha \sin \omega t = K_{j1} \sin \omega t \quad (12)$$

式中: Z_A 为激励线圈 A 的阻抗; ω 表示激励电压的频率; B_{j1} 为磁场强度; k 表示电磁耦合系数; α 表示两层几字形线圈共同作用的比例系数, $K_{j1} = K\alpha$ 。

现在以图 6 中所示位置, 让感应线圈 a 沿轴向转动 θ° , 取其中一个节距 $W = 2\pi/N$ 分析 (如图 7 所示), 可见穿入穿出区域的磁场面积在发生变化, 因此磁通量也发生了变化。

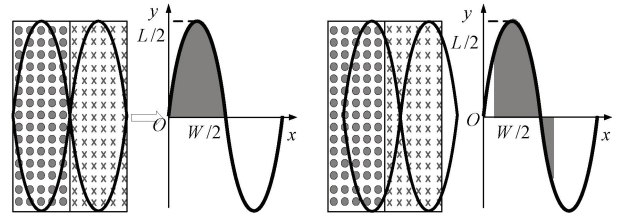


图 7 单对极运动

Fig. 7 Single pole motion diagram

根据图 7 磁场面积及磁通量变化可以写出磁通量的表达式为:

$$\Phi_o = B_{j1} \int_{\theta}^{\theta + \frac{2\pi}{N}} \frac{L}{2} \sin(N\theta) dx = B_{j1} \frac{WL}{\pi} \cos(N\theta) \quad (13)$$

$$\Phi_i = \beta_1 \Phi_o \quad (14)$$

式(13)是一半感应线圈所通过的磁通量, 由于感应线圈是两层且处于不同平面, 因此两个感应线圈总的磁通量为原来的 β_1 倍 ($\beta_1 > 1$), 使用法拉第电磁感应定律, 并代入式(12)可以求出感应线圈 a 的感生电动势为:

$$\varepsilon_s(t, \theta) = k_s \cos(\omega t) \cos(N\theta) \quad (15)$$

式中: $K_s = K_{j1} \beta_1 W \omega L / \pi$ 。感生电动势 $\varepsilon_s(t, \theta)$ 是关于角位移 θ 和时间 t 的函数, 是包含时间信息和空间信息的驻波信号。

同理, 在激励线圈 B 中通入电压大小为 $U_B = \cos \omega t$ 时, 由于两组激励线圈在空间上相差 $W/4$ 节距, 所以在感应线圈 a 中所产生的感生电动势表达式为:

$$\varepsilon_c(t, x) = k_c \sin(\omega t) \sin(N\theta) \quad (16)$$

最终感应线圈 a 在激励线圈 A 和 B 所产生的磁场共同作用下的感生电动势为:

$$U_{ga} = \varepsilon_s(t, x) + \varepsilon_c(t, x) = K_{sc} \cos(\omega t - N\theta) \quad (17)$$

式中: K_{sc} 为感应线圈耦合系数。从式(17)中可知,在两路激励线圈产生磁场共同作用下,感应线圈 a 所产生的感生电动势的相位变化与空间位移成正比。

动尺上的感应线圈 b 与 a 在空间上也相差 $W/4$ 节距,在空间上是正交的关系,因此感应线圈 b 上的感生电动势 U_b 与 U_a 也是正交关系,根据式(17)所表达的空间位置与相位的关系,同理可得出感应线圈 b 的感生电动势为:

$$U_{gb} = \varepsilon_s(t, x) + \varepsilon_c(t, x) = K_{sc} \sin(\omega t - N\theta) \quad (18)$$

磁场增量式角位移时栅传感器将空间转动的角度 θ 转化为电信号上相位的变化,检测其电信号的相位变化就可得到传感器的角位移值,实现角位移测量。但是只靠定尺和动尺上这一组线圈结构是无法实现绝对角位移测量的。

2 基于二次调制的绝对式测量原理

第1节所述的单码道时栅角位移传感器只能获取增量式的角位移信息,无法实现整周期定位。为了实现绝对角位移测量,在传感器的定尺和动尺上设置两组前文所述的线圈结构作为精机码道和粗机码道。如图8所示。

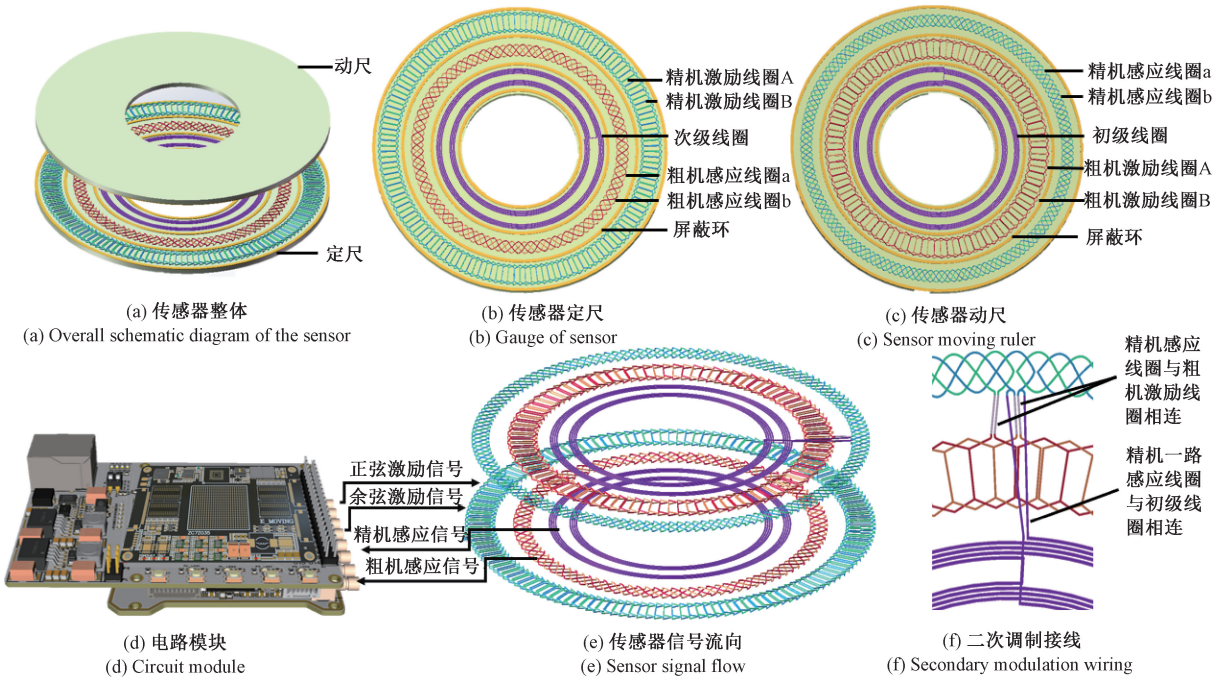


图8 基于二次调制双通道同步的高分辨率绝对式时栅角位移传感器结构

Fig. 8 The structure diagram of high resolution absolute time grating angular displacement sensor based on secondary modulation dual channel synchronization

其中,定尺上包含精机码道的两路激励线圈和粗机码道的两路感应线圈,动尺上包含精机码道的两路感应线圈和粗机码道的两路激励线圈。将动尺上精机码道的两路感应线圈与粗机码道的两路激励线圈串联在一起实现二次调制,当传感器精机码道的激励线圈上电工作时,将动尺上精机码道的两路感应线圈所感应的电压作为粗机码道两路激励线圈所需的激励电压,精机码道的两路感应线圈上所感应的两路角位移信号被调制到粗机码道上,实现了粗机码道与精机码道分辨力相加的目的,以此提升传感器的分辨力。利用二次调制原理,实现了只用一组激励电路就能同时驱动精机码道和粗机码道,因

此也简化了驱动电路结构。

假定精机码道在整个圆周上分布有 N 个对极,粗机码道在整个圆周上分布有 M 个对极。给精机码道的两路激励线圈施加的激励电压分别为 $U_A = \sin\omega t$ 、 $U_B = \cos\omega t$ 时,当传感器动尺转动 θ 角度时,精机码道的两路感应线圈所产生的行波电压大小分别为:

$$\begin{cases} U_{ja} = K_j \cos(\omega t - N\theta) \\ U_{jb} = K_j \sin(\omega t - N\theta) \end{cases} \quad (19)$$

式中: K_j 为精机码道线圈之间的耦合系数。

通过二次调制的方式,将精机码道的两路感应信号作为粗机码道激励线圈的激励电压,同理可求得粗机码

道的两路感应线圈所产生的行波电压大小分别为:

$$\begin{cases} U_{ca} = K_j k_c \cos((\omega t - N\theta) - M\theta) \\ U_{cb} = K_j K_c \sin((\omega t - N\theta) - M\theta) \end{cases} \quad (20)$$

式中: K_c 为粗机码道线圈之间的耦合系数。

由式(20)可知,粗机码道感应信号的相位变化由精机码道对极数 N 、粗机码道对极数 M 以及传感器动尺转动的角度 θ 共同影响。由此可知,在不增加对极数的情况下,可以通过将精机码道感应电压用于驱动粗机码道激励线圈的方式来提升传感器分辨力。

由于粗机码道的行波是经过二次调制后得到的,电压幅度较小,为了提高粗机码道最终输出的行波幅值进而提高信噪比,现将粗机码道的两路感应线圈串联在一起,等效于将两路行波电压 U_{ca} 与 U_{cb} 线性相加。

为了实现绝对角位移测量,将精机码道和粗机码道的对极数设置为一对互质数,利用对极数互质理论,同时检测两路信号的相位变化就能实现绝对角位移测量。而在根据式(20)可知,粗机码道的感应信号的等效对极数为:

$$M_1 = N + M \quad (21)$$

在此,为了便于计算,取 $N = 5$ 、 $M = 3$,则粗机码道的等效对极数 $M_1 = 8$,而 5 和 8 对级是满足对级数互质的绝对角位移测量理论。

互质结构绝对角位移解算示意图如图 9 所示,横坐标为传感器的角位移,纵坐标为感应信号的相位。在传感器上电工作的时候,等效对极数为 8 的粗机码道产生的感应信号的相位与角位移的关系如图 9 上部分所示,可以看出传感器运动一整周,粗机码道的感应信号会出现 $N + M$ 个周期。而图 9 下部分则是精机码道产生的感应电压的相位与角位移的关系图,也能得出,传感器运动一整周,精机码道的感应信号会出现 N 个周期。当等效对极数为 8 的粗机码道每次过零点时,对极数为 5 的精机码道的感应信号的相位值 $N\theta$ 都是唯一的(如表 1 所示)。只要精机码道的误差 $< 2\pi/(N \cdot (N + M))$,通过判断 $N\theta$ 的值就可以定位等效对极数为 8 的粗机码道所在的对极数 ρ ,进而实现绝对角位移测量。

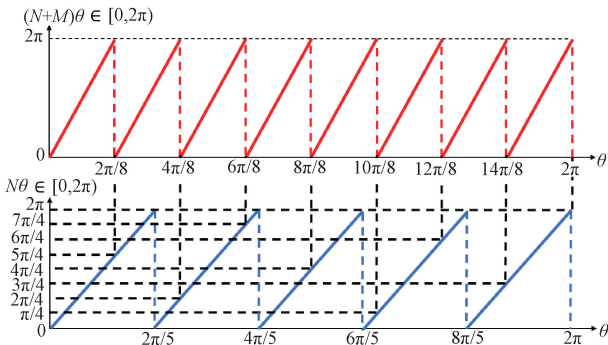


图 9 绝对角位移解算方法

Fig. 9 Absolute angular displacement solution method

表 1 粗机所在等效对极数 ρ 与精机相位值 $N\theta$ 的关系

Table 1 The relationship between ρ and $N\theta$

ρ	0	1	2	3	4	5	6	7
$N\theta$	0	$5\pi/4$	$\pi/2$	$7\pi/4$	π	$\pi/4$	$3\pi/4$	2π

3 双通道同步解算方法

基于二次调制的传感器结构实现了绝对角位移检测,并且在不增加对极数的情况下就能提高传感器的分辨力。但精机码道的感应线圈位于动尺上,传感器的电路部分又固定在定尺上,动尺要跟随被测物体转动,精机码道的感应信号需要传输到固定在定尺端的电路上,如果直接从动尺上引线到电路板上,必然会减少传感器的测量范围。为了解决这一问题,在传感器的动尺和定尺上分别设置一组初级线圈和次级线圈构成变压器结构,如图 8(f) 所示。将精机码道的一路感应线圈与初级线圈相连,利用电磁感应的原理,通过初级线圈和次级线圈之间的电磁感应,将精机码道的一路感应信号耦合到定尺端的次级线圈上,再从次级线圈引线到电路上。同时,传感器的粗机感应线圈就在定尺上,因此传感器的定尺端就能同时输出精机感应信号和粗机感应信号。

图 10 中激励方波生成模块与 LC 方波转正弦波模块组成传感器驱动电路,产生两路相位正交的激励信号。激励方波生成模块是通过分频器将锁相环产生的高频方波转换成传感器所需的低频方波^[21],LC 方波转正弦波模块本质上是由低通滤波器与功率放大器组成,通过低通滤波器将周期性方波信号高次谐波分量滤掉后得到传感器所需的正弦波信号,再将该信号经过功率放大器提高其带载能力。

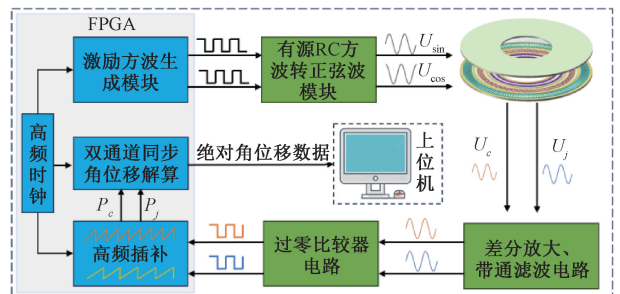


图 10 传感器双通道信号同步处理过程

Fig. 10 Sensor dual-channel signal synchronization process

传感器的信号处理电路是由图 10 中的差分放大、带通滤波电路、过零比较器电路组成。传感器经过二次调制后得到最终的粗机感应信号和经过电磁耦合环传回的

精机感应信号,信号处理电路将这两路感应信号先通过滤波放大提高其信噪比,再将滤波放大后的模拟正弦波信号转换为数字方波信号。转换后的信号只丢失了与角位移无关的幅值信息,而与角位移相关的相位信息得以保留。将这两路带有角位移信息的方波与 FPGA 内部产生的基准方波进行相位比较,通过高频时钟插补计数的方式就能计算出两路方波的相位值^[22],根据前文所述的对极数互质结构的绝对角位移解算方法就得出传感器的绝对角位移。

得益于传感器能同步输出精机码道的和粗机码道的感应信号,并且 FPGA 具备并行处理能力^[23-24]。传感器在工作过程中, FPGA 位移解算电路能同步的解算出精机码道和粗机码道的相位值,进而实时地解算出传感器的绝对角位移。而传统的电磁式绝对角位移时栅传感器工作原理是分时对精机码道和粗机码道进行激励,粗机码道只在上电时工作一次,等传感器确定当前绝对角度后,粗机码道不再工作,后面的绝对角位移测量完全依靠精机码道的增量式测量来推算被测物体的绝对角位移。相比较于传统的分时激励绝对角位移测量方式,双通道同步绝对角位移测量方法能实时地测量出绝对角位移,降低了分时激励方案只依靠精机码道来推算绝对角位移出错的风险。

4 实验系统设计

为了验证所提出的传感器的性能,采用 PCB 工艺制作了外径 140 mm、内径 80 mm 的实验样机,实验样机的精机码道对极数 N 设计成 71 对极,粗机码道的对极数 M 设计成 64 对极,则粗机码道感应信号的等效对极数 $N + M = 135$, 71 与 135 满足对极数互质条件,理论上符合绝对角位移检测条件。该传感器的理论分辨率 θ_{res} 可表示为:

$$\theta_{res} = \frac{f_{in}}{(N + M) \times f_{hs}} \times 1\,296\,000'' \quad (22)$$

式中: f_{in} 为感应信号的频率; f_{hs} 为高频时钟信号的频率,一般由 FPGA 内部的锁相环将外部晶振产生的时钟倍频后得到。本次测量实验中 $f_{in} = 10\text{ kHz}$, $f_{hs} = 480\text{ MHz}$, 可得出该传感器的理论分辨率 $\theta_{res} = 0.2''$ 。

非二次调制型时栅的理论分辨率 θ'_{res} 可表示为:

$$\theta'_{res} = \frac{f_{in}}{N \times f_{hs}} \times 1\,296\,000'' \quad (23)$$

同理可得实验样机在非二次调制模式下的理论分辨率 $\theta'_{res} \approx 0.38''$ 。对比可知,该实验样机通过二次调制的方式实现了分辨率从 $0.38''$ 提升到 $0.2''$, 提高了 47.36%。

当 71 对极精机码道的误差 E_n 的绝对值满足式(24)时才够达到绝对角位移检测的条件。

$$|E_n| < \frac{1\,296\,000''}{N(N + M)} \approx 135.21'' \quad (24)$$

为了满足实验条件,搭建了如图 11 所示的实验平台,该平台采用海德汉公司的圆光栅 RON-886 搭配 IBV6272 光栅细分盒作为基准来标定实验样机。光栅细分盒设置 50 倍细分后,圆光栅的理论分辨力为 $0.18''$; 实验样机、海德汉光栅传感器、台达伺服电机三者同轴安装在大理石抗震平台上。同时实验平台位于地下,具有恒定的温度与湿度,可有效隔绝外部环境干扰。让伺服电机带动圆光栅和实验样机转动,通过对比圆光栅和实验样机所测得的角位移来检验实验样机的误差大小。



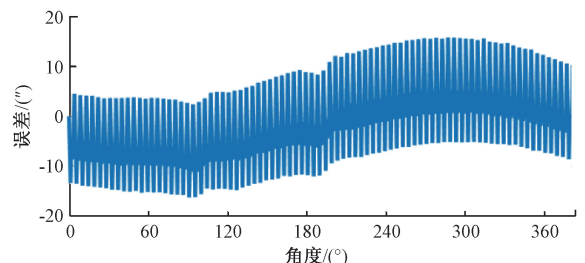
图 11 实验平台

Fig. 11 Experiment platform

5 实验结果分析

二次调制模式下,粗机码道的等效对极数为 $N + M = 135$, 大于精机码道的对极数 $N = 71$, 在二次调制模式下粗机码道的分辨力要高于精机码道,所以决定传感器精度的是工作在该模式下的粗机码道。先对该模式下的粗机码道进行测试。测试结果如图 12 所示,原始整周误差范围在 $-16.28'' \sim 15.84''$, 对级内原始误差范围在 $-13.24'' \sim 4.54''$, 其中一次、二次误差较大。

图 13 为传感器工作在二次调制模式下精机码道的原始误差曲线,由图可知最大误差为 $64.04''$, 最小误差为 $57.88''$, 误差范围在式(24)所示的范围内,满足绝对角位移检测的误差需求。



(a) 粗机整周原始误差曲线

(a) The whole cycle original error curve of rough machine

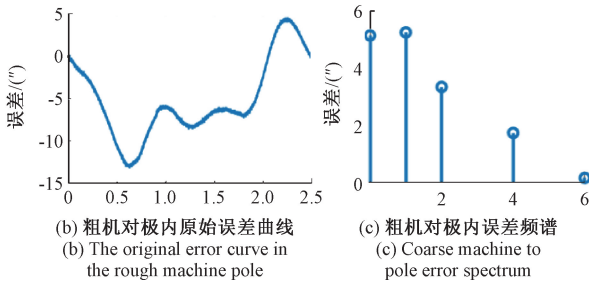


图 12 二次调制粗机码道原始误差曲线

Fig. 12 The integer cycle error curve of secondary modulation coarse code channel

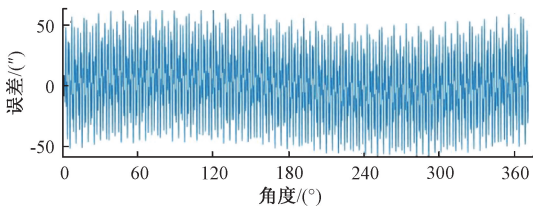


图 13 二次调制精机整周原始误差曲线

Fig. 13 The whole cycle error curve of secondary modulation precision machine

为了探究传感器工作在二次调制模式下原始测量误差的变化和粗机码道对精机码道的影响, 现在将精机码道的两路感应线圈与码道的两路粗机激励线圈之间的连线断开, 让精机码道单独工作, 并测量出整周误差曲线如图 14 所示, 原始误差范围在: $-59.32'' \sim 8.96''$ 。对比精机码道在单独工作模式和二次调制模式下整周误差曲线可知, 二次调制模式下用于整周定位的精机码道误差变大, 但误差范围还是满足绝对角位移检测的误差范围要求。

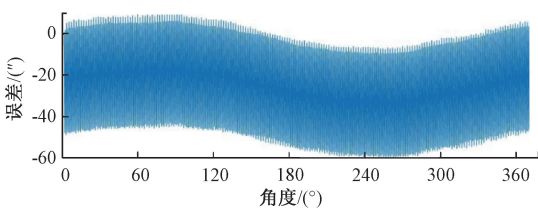


图 14 精机码道单独工作整周原始误差曲线

Fig. 14 The whole cycle error curve of the fine machine code channel working alone

同时对比作为传感器精测部分的粗机码道整周原始测量误差曲线和精机码道单独工作下的整周原始测量误差曲线可知, 粗机码道的误差曲线整体分布较为集中, 误差范围在 $-16.28'' \sim 15.84''$, 而精机码道的误差曲线分布较为分散, 误差范围在 $-59.32'' \sim 8.96''$, 原始测量误差范

围在 $\pm 34.14''$ 降低到 $\pm 16.06''$, 降低了 53%。这是因为在二次调制模式下粗机码道的等效对极数是 $N + M$, 在圆周内对极数在一定程度上的增加能够带来更好的平均效应, 所以二次模式调制下, 能减小作为传感器精测部分的粗机码道原始测量误差范围, 提高传感器测量精度。

两种模式下精机码道的对极内误差曲线也有所变化。图 15(a) 为精机码道在单独工作下的对极内误差曲线, 图 15(b) 为对应的误差频谱分布图。由图 15(b) 可知对极内误差曲线的四次误差最大, 且误差频谱成分较为单一。由图 15(c) 和图 15(d) 可知, 二次调制模式下对极内误差有所增大, 误差频谱分布变化较明显, 其中一次、二次、四次误差较大。

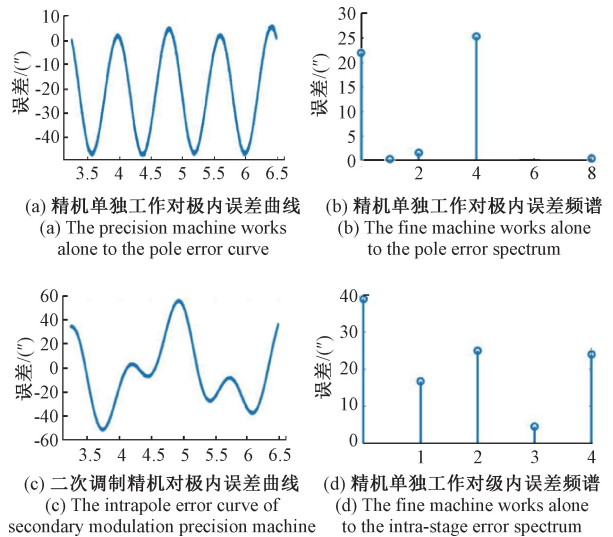


图 15 精机码道在二次调制和单独工作的对极内误差曲线
Fig. 15 The error curve of the fine machine code channel in the secondary modulation and the separate operation

造成这种现象的主要原因是在二次调制模式下, 精机码道的感应信号作为激励电压驱动粗机工作的同时也会受到粗机码道的干扰。

6 结 论

本研究提出了一种基于二次调制双通道同步的高分辨力绝对式时栅角位移传感器。该传感器基于二次调制, 实现了在不增加传感器尺寸的前提下提高了传感器的分辨力和测量精度, 同时利用电磁耦合线圈将精机的一路感应信号回传到定尺端作为整周绝对定位, 利用 FPGA 的同步运算能力, 同时解算用于整周定位的精机码道的角位移和用于高分辨力测量的粗机码道的角位移, 实现了双通道同步解算, 实时输出绝对角位移。通过 PCB 工艺制作了原理样机, 搭建了实验平台, 对原理样机

进行测试,得出如下结论:

1) 采用二次调制模式能提高传感器分辨力和测量精度,分辨力从 $0.38''$ 提升到 $0.2''$,提高了47%。原始测量误差范围从 $\pm 34.14''$ 降低到 $\pm 16.06''$,降低了53%。

2) 精机码道的感应信号作为激励电压驱动粗机工作的同时也会受到粗机码道的干扰,并小幅度的增加用于整周定位的精机码道的误差范围,但满足绝对角位移测量误差范围,能够实现绝对角位移测量。

3) 首次实现了利用变压器原理,通过电磁耦合线圈将一路精机感应信号回传到定尺端作为整周定位信号,并利用FPGA的并行运算能力将精机码道和粗机码道所测得的角位移进行同步解算,实现了实时测量绝对角位移,简化了传感器的驱动方式。

综上所述,基于二次调制双通道同步的高分辨力绝对式时栅角位移传感器具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] 王淑娴,彭东林,吴治峰,等. 伺服电机位置检测技术综述[J]. 仪器仪表学报,2018,39(8):143-153.
WANG SH X, PENG D L, WU ZH Y, et al. Review of position estimation techniques for servo motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(8): 143-153.
- [2] 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]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(5):810-816.
- [3] 董莉莉,熊经武,万秋华. 光电轴角编码器的的发展动态[J]. 光学精密工程,2000(2):198-202.
DONG L L, XIONG J W, WAN Q H. Development of photoelectric rotary encoders [J]. Optics and Precision Engineering, 2000(2):198-202.
- [4] 彭东林,付敏,陈锡侯,等. 典型位移传感器分类研究与时栅传感器特点分析[J]. 机械工程学报,2018,54(10):36-42.
PENG D L, FU M, CHEN X H, et al. Classification study on typical displacement sensors and analysis on the characteristics of time grating sensors [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2018,54(10):36-42.
- [5] 杨伟. 时栅的波动方程分析与行波形成新方法的研究与实验[D]. 重庆:重庆大学,2006.
YANG W. Research and experiment on wave equation analysis of time grating and new method of traveling wave

formation[D]. Chongqing: Chongqing University, 2006.

- [6] 彭东林,刘成康,谭为民. 时空坐标转换理论与时栅位移传感器研究[J]. 仪器仪表学报,2000,21(4):338-342.
PENG D L, LIU CH K, TAN W M. Study on the theory of time-space coordinate transformation and the time grating displacement sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2000,21(4):338-342.
- [7] 彭东林. 时栅传感器的技术现状、发展趋势和思想延伸[J]. 激光与光电子学进展,2023,60(3):128-134.
PENG D L. Technological status, development trend, and thought extension of time grating sensors [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023,60(3):128-134.
- [8] ZHAO CH H, WAN Q H, LU X R, et al. Moiré fringe signal subdivision system of a stained code disc of a grating displacement sensor [J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(9): 8614-8621.
- [9] 任雪玉,黄垚,薛梓,等. 一种光栅莫尔信号数字锁相细分方法[J]. 仪器仪表学报,2021,42(3):25-34.
REN X Y, HUANG Y, XUE Z, et al. A digital phase-locking subdivision method for grating Moiré signal [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021,42(3):25-34.
- [10] 徐笠杰,王艳林,陈青山. 基于轴向电涡流效应的高精度长位移传感器[J]. 电子测量技术,2024,47(6):131-136.
XU L J, WANG Y L, CHEN Q SH. High-precision long-displacement sensor based on axial eddy current effect [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(6):131-136.
- [11] 彭东林,王彦刚,万文略,等. 时空坐标转换方法的增量式实现与增量式时栅位移传感器研究[J]. 中国机械工程,2007(4):475-478.
PENG D L, WANG Y G, WAN W L, et al. Incremental implementation of time-space coordinate transformation and research on the incremental time grating displacement sensor [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2007(4):475-478.
- [12] 刘小康,康成莹,于治成,等. 基于二次调制原理的多层结构绝对式角位移传感器[J]. 仪器仪表学报,2023,44(5):214-222.
LIU X K, KANG CH Y, YU ZH CH, et al. Multilayer absolute angular displacement sensor based on the re-modulation method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023,44(5):214-222.

- [13] 卢渝. 基于多频磁场耦合的平面二维时栅位移传感器测量模型与误差分析[D]. 重庆:重庆理工大学, 2023.
LU Y. Measurement model and error analysis of planar two-dimensional time-grating displacement sensor based on multi-frequency magnetic field coupling[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2023.
- [14] 吴灼. 基于多频磁场耦合的平面二维时栅位移传感器电气系统设计[D]. 重庆:重庆理工大学, 2023.
WU ZH. Electrical system design of planar two-dimensional time-grating displacement sensor based on multi-frequency magnetic coupling [D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2023.
- [15] 桂强. 双层互补型绝对式时栅角位移传感器设计与参数优化[D]. 重庆:重庆理工大学, 2024.
GUI Q. Design and parameter optimization of double-layer complementary absolute time grid angle displacement sensor[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2024.
- [16] 刘小康,李昌伟,彭凯,等. 基于分时复用反射电极结构的高精度绝对式时栅角位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(11): 23-31.
LIU X K, LI CH W, PENG K, et al. High precision absolute time-grating angular displacement sensor using time division multiplex access scheme with reflective electrode structure [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(11): 23-31.
- [17] 刘小康,梅现富,蒲红吉,等. 基于分时方法的高精度反射绝对式纳米时栅位移传感器设计[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(9): 97-105.
LIU X K, MEI X F, PU H J, et al. Design of high-precision reflective absolute nanometer time-grating displacement sensor based on time-division method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(9): 97-105.
- [18] 王彦刚,彭东林,易文翠. 增量式时栅位移传感器原理及试验研究[J]. 工具技术, 2006(11): 55-57.
WANG Y G, PENG D L, YI W C. Study on principle and experiment of incremental time-grating displacement sensor[J]. Tool Engineering, 2006(11): 55-57.
- [19] 鲁进,陈锡侯,武亮,等. 基于平面线圈的高分辨力时栅角位移传感器[J]. 光学精密工程, 2017, 25(1): 172-181.
LU J, CHEN X H, WU L, et al. High resolution time grating angular displacement sensor based on planar coils[J]. Optics and Precision Engineering, 2017, 25(1): 172-181.
- [20] 杨继森,卢渝,吴灼,等. 可抑制端部效应的平面磁场式直线时栅位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(4): 89-92.
YANG J S, LU Y, WU ZH, et al. Planar magnetic field linear time-grating displacement sensor with end-effect suppression[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2022, 43(4): 89-92.
- [21] 陈自然,赵建,田伟,等. 高精度磁场式时栅传感器激励信号对测量误差的影响分析及系统设计[J]. 传感技术学报, 2018, 31(10): 1527-1534.
CHEN Z R, ZHAO J, TIAN W, et al. Measurement error analysis and system design for the excitation signals of high-precision magnetic-field time-grating sensors[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(10): 1527-1534.
- [22] 王斌,汤其富,王阳阳,等. 磁场式时栅位移传感器信号处理新方法[J]. 工具技术, 2016, 50(12): 89-92.
WANG B, TANG Q F, WANG Y Y, et al. New method of signal processing of magnetic field type time-grating displacement sensor [J]. Tool Engineering, 2016, 50(12): 89-92.
- [23] 李浩然,李明桢,甄国涌,等. FPGA 智驱多通道步进电机精密平台[J]. 工业仪表与自动化装置, 2025(1): 103-110.
LI H R, LI M H, ZHEN G Y, et al. Design of FPGA-based multi-channel stepper motor motion control system[J]. Industrial Instrumentation & Automation, 2025(1): 103-110.
- [24] 冯琳,徐伟. 基于国产 FPGA 的多源视频信号拼接系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(5): 92-98.
FENG L, XU W. Design of multi-source video signal splicing system based on domestic FPGA [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(5): 92-98.

作者简介



杨继森(通信作者), 2001年于湖北汽车工业学院获得学士学位, 2003年于重庆大学获得硕士学位, 2007年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学教授, 主要研究方向为精密测量与智能传感器。

E-mail: yangjs@cqut.edu.cn

Yang Jisen (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Hubei University of Automotive Technology in 2001,

M. Sc. degree from Chongqing University in 2003, and Ph. D. degree from Chongqing University in 2007. He is currently a professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include precision measurement and intelligence sensor.



秦小东, 2022 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为微纳米传感技术。

E-mail: Qinxd@stu.cqut.edu.cn

Qin Xiaodong received his B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2022. Now he is a master's candidate at Chongqing University of Technology. His main research direction is micro and nano sensing technology.



桂强, 2024 年于重庆理工大学获得硕士学位, 现于 BOE 任职, 主要研究方向为精密位移测量。

E-mail: 2514219111@qq.com

Gui Qiang received his M. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2024

and is currently working at BOE. His main research interest is precision displacement measurement.



徐杰, 2024 年毕业于国家开放大学工商管理专业, 现为重庆铁马工业集团有限公司任职, 承担军品研究试制工作, 主攻功能实现, 助力产品创新升级。

E-mail: 1422813430@qq.com

Xu Jie received his B. Sc. degree from the Business Administration major of the National Open University in 2024. Now he works for Chongqing Tiema Industrial Group Co., Ltd., undertaking research and trial production of military products, focusing on functional realization and helping product innovation and upgrading.



刘家红, 2023 年毕业于重庆理工大学机械工程专业, 现为重庆铁马工业集团有限公司任职, 承担工艺技术研究工作, 主攻装调工艺方法优化。

E-mail: jiahong_1998@163.com

Liu Jiahong received his M. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. Now he works for Chongqing Tiema Industrial Group Co., Ltd., undertaking process technology research work, mainly focusing on optimization of assembly and adjustment process methods.