

文章编号 1004-924X(2025)18-2882-17

多频磁场耦合的绝对式时栅角位移传感器

杨继森^{1,3}, 刘邦全^{1,3*}, 易靖松^{1,3}, 曹峻杰^{1,3}, 罗云沛^{1,3}, 张 静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. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054;

3. 重庆理工大学 时栅传感及先进检测技术重庆市重点实验室, 重庆 400054)

摘要:为了解决磁场式传感器双码道结构体积大和同频激励导致的码道串扰问题,并提升信噪比与测量精度,提出了一种多频磁场耦合的绝对式时栅角位移传感器设计方案,实现实时绝对角位移测量,以满足工业应用中的空间约束测量需求。首先,建立平面线圈瞬态磁场耦合理论模型,分析不同形状激励线圈磁场分布特性,基于增量式测量原理构建绝对式单码道角位移传感器模型;建立对极数互质绝对式时栅位移解算方案,采用 500 kHz(粗机)与 1 MHz(精机)双频同步激励方案下,利用高频转低频原理,解决高频激励信号下传感器高信噪比和高分辨力之间的矛盾问题;通过电磁仿真与误差分析,确定传感器最佳耦合间隙为 1.0 mm;最后,研制了外径 84 mm 的传感器样机,并完成性能测试验证。实验结果表明,该传感器在实现小型化的同时,有效抑制了粗机和精机码道间的磁场串扰问题,在整周测量范围内,最大测量误差为 $\pm 78''$ 。

关键词:绝对位移测量;多频磁场耦合;信噪比;位移传感器

中图分类号:TP394.1;TH691.9

文献标识码:A

doi:10.37188/OPE.20253318.2882

CSTR:32169.14.OPE.20253318.2882

Study of absolute linear time-grid displacement sensor with multi-frequency magnetic field coupling

YANG Jisen^{1,3}, LIU Bangquan^{1,3*}, YI Jingsong^{1,3}, CAO Junjie^{1,3}, LUO Yunpei^{1,3}, ZHANG Jing²

(1. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment, Ministry of Education, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

3. Chongqing Key Laboratory of Time-Grating Sensing and Advanced Testing Technology, Chongqing 400054, China)

* Corresponding author, E-mail: Liubq@stu.cqut.edu.cn

Abstract: To address the issues of large volume in the dual-channel structure of magnetic field sensors and code channel crosstalk caused by same-frequency excitation, while improving signal-to-noise ratio and measurement accuracy, a design scheme for an absolute time-grid angular displacement sensor with multi-frequency magnetic field coupling is proposed. First, a theoretical model of plane coil transient magnetic field coupling is established, and the magnetic field distribution characteristics of different shaped excitation coils are analyzed. Based on the incremental measurement principle, an absolute single-code-track angular displacement sensor model is constructed. A displacement calculation scheme for coprime pole numbers is established. Under the synchronous excitation scheme of 500 kHz (coarse machine) and 1 MHz (fine machine), the contradiction between high signal-to-noise ratio and high resolution of the sensor under high-frequency excitation signal is solved by the principle of high-frequency to low-frequency conversion. Through electromagnetic simulation and error analysis, the optimal coupling gap of the sensor is determined to be 1.0 mm. Finally, a prototype sensor with an outer diameter of 84 mm is developed, and the performance test is verified. The experimental results show that the sensor, while achieving miniaturization, effectively suppresses the magnetic field crosstalk problem between the coarse and fine machine code tracks, and the maximum measurement error within the full range of measurement is $\pm 78''$.

收稿日期:2025-04-08;修订日期:2025-07-22.

基金项目:国家自然科学基金(No. 52175454);重庆市自然科学基金面上项目(No. CSTB2023NSCQ-MSX 0382);重庆市教委科学技术研究计划重点项目(No. KJZD-K202301106);重庆理工大学研究生创新项目(No. gzlcx20253027)

quency magnetic field coupling was proposed. This enabled real-time absolute angular displacement measurement to meet the spatial constraint measurement requirements in industrial applications. First, a theoretical model for the transient magnetic field coupling of planar coils was established, and the magnetic field distribution characteristics of excitation coils with different shapes were analyzed. Based on the principle of incremental measurement, an absolute single-channel angular displacement sensor model was constructed; An absolute time-resolved displacement calculation scheme with mutually prime pole numbers was established. Under a dual-frequency synchronous excitation scheme of 500 kHz (coarse machine) and 1 MHz (fine machine), the high-frequency-to-low-frequency principle was utilized to resolve the contradiction between high signal-to-noise ratio and high resolution under high-frequency excitation signals. Through electromagnetic simulation and error analysis, the optimal coupling gap for the sensor was determined to be 1.0 mm; Finally, a sensor prototype with an outer diameter of 84 mm was developed and performance testing was completed. Experimental results show that the sensor successfully suppresses magnetic field crosstalk between coarse and fine code tracks while achieving miniaturization, with a maximum measurement error of $\pm 78''$ across the entire measurement range.

Key words: absolute displacement measurement; multi-frequency magnetic field coupling; signal-to-noise ratio; displacement sensor

1 引 言

随着高端装备制造业的发展,航空航天、数控机床、医疗器械等领域对角位移传感器的需求日益增长^[1-4],相较于增量式传感器,绝对式传感器凭借消除累计误差和上电即用的优势,已成为工业应用和研究的主要方向^[5-6]。

目前,绝对式光栅位移传感器凭借高分辨力(如 HEIDENHAIN RCN6000 系列达 28 bit/圈)和高精度占据市场主导地位,但国外公司掌握着核心技术,对我国形成了有效的专利壁垒^[7-8]。然而,该技术受限于高精密加工工艺,刻线密度达到一定程度后性能难以突破,同时存在成本高、应用场景受限等问题^[9-10]。

时栅位移传感器是由我国科研人员自主研发且具有自主知识产权的新型位移传感器,其基于“时空转换原理”将空间位移量转化为时间差(由高频时钟脉冲计数实现),在一定程度上降低了对空间栅线精密制造的工艺要求^[11-12]。

目前绝对式时栅角位移传感器主要采用双码道测量,杨继森^[13]等提出了一种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设计方案,通过将分布在定尺内外侧的粗机码道和精机码道串联实现二次调制,使精机感应信号调制到粗机码道从而实现分辨率叠加,分辨率

从 $0.38''$ 提升到 $0.2''$,原始测量误差范围从 $\pm 34.14''$ 降低至 $\pm 16.06''$ 。陈自然^[14]等提出一种基于平面磁场的双列结构绝对式时栅位移测量新方法,采用两列不同极距的“几”字型结构,通过“粗机定位”加“精机测量”的方式实现绝对测量,最终经修正后的定位精度可达 $\pm 9.6 \mu\text{m}$ 。刘小康^[15]等提出一种利用多层结构实现信号二次调制的时栅角位移传感器,基于电场增量式时栅测量原理,通过内环粗测和外环精测方式,提高了传感器的分辨力和测量精度,并采用分时激励的方法避免信号串扰,减小了寄生电容。陈鸿友^[16]等提出一种基于“定位+测量”组合方式的多圈结构多物理场耦合角位移传感器,通过协同发挥磁场式时栅抗干扰能力强和电场式时栅精度高的优势,使系统测量误差从 $\pm 16.5''$ 降低至 $\pm 6.2''$ 。采用内外双码道进行组合测量,可以提高传感器的测量精度,但同时也会增加传感器的体积,在特定环境中无法安装使用。

冷从阳^[17]将差对极的两个码道整合到唯一码道上,结合游标编码原理,对测头进行选择的“三态透光面”识别法,提出了一种差极单码道的光场式绝对测量方法,在对传感器的精度测试中得到传感器在对极内误差为 $82''$,整周误差为 $90''$ 。在同等尺寸下,电场式、光场式时栅相较于磁场式时栅有更高的测量精度,但磁场式时栅成

本低廉且拥有更强的环境适应能力。

桂强^[18]利用双层穿梭式六边形定尺结构和正弦型动尺感应绕组构建内外双码道模型,通过电磁感应方法建立角位移与相位的关系,其采用 1 MHz 激励频率,其整周误差为 $(-30.96'', 47.37'')$,对极内误差为 $(-30.83'', 46.84'')$ 。利用频率相对较高的同频激励信号,能够提高传感器的信噪比,但同时也在不同码道之间形成较大的串扰问题。邓志钊^[19]等提出一种分时复用的绝对式时栅传感器,通过分时对不同单列式传感器提供激励,利用输出行波的相位差实现绝对位移的确定,降低了传感器功耗。杨继森^[20]等为解决信号高性噪比和高分辨力之间的矛盾,设计了一种双频磁场分时激励的新型绝对式传感器,通过对码道 I 和码道 II 分时进行激励,并采用外差降频新方法,实现在一个精机对极内测量精度提高了 36.4%。

为避免精机码道和粗机码道之间的串扰,采用分时为不同码道提供激励,待码道数据稳定后再处理后续程序,位移解算实时性不足。基于前述的基础研究和分析,本文提出了一种多频磁场耦合的绝对式时栅角位移传感器,将激励线圈叠加设计在定尺上,感应线圈叠加设计在动尺上,通过变压器耦合的方式将感应信号从动尺耦合到定尺上进行信号处理,在优化传感器尺寸的同时,还避免了传感器动尺上接线缠绕的问题。另通过在两组激励线圈中分别注入不同频率的电流信号,并利用信号处理电路实现感应信号的频域分离提取。该方法可有效抑制码道间磁场耦合干扰,同时实现高精度的实时绝对角位移测量。

2 传感器构型设计及传感机理

2.1 平面线圈瞬态磁场耦合理论模型

磁场式时栅角位移传感器的理论基础首先是建立稳态磁场分布,其次通过感应线圈耦合激励磁场信号,最终将包含位置特征的电信号解调为角位移量。在工程实践领域,交变磁场的构建通常采用载流直导线通入激励电流的方式来实现,不同线圈的结构、大小和形状对磁场强度和均匀度影响也不一样。现建立载流直导线理论模型,施加激励电流 I 开展电磁场理论分析,其几何构型如图 1 所示。

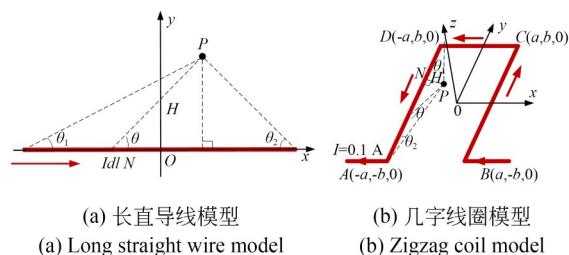


图 1 真空中载流直导线的磁场分布特性

Fig. 1 Characteristics of magnetic field distribution of current-carrying straight wires in vacuum

根据毕奥-萨伐尔定律,对无限长直导线上任意电流元 Idl 进行积分,可计算出空间任意点 P 处的总磁场强度 B_t :

$$B_t = \frac{\mu_0 I}{4\pi |NP|^2} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_2} \sin \theta dl, \quad (1)$$

其中: μ_0 表示真空磁导率, $|NP|$ 表示电流元到平面位置点的距离。如图 1(b)所示,几字形线圈由 BC, CD, DA 组成,和长直导线作用效果类似,则在三维空间中任意一点 $P(x, y, z)$ 磁场大小可得到以下的几何关系:

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

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

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

$$H = \sqrt{(a+x)^2 + z^2}, \quad (5)$$

$$\cos \theta_3 = \frac{a+x}{\sqrt{(a+x)^2 + z^2}}, \quad (6)$$

$$\begin{cases} \cos \theta_1 = \frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} \\ \cos \theta_2 = \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} \end{cases}. \quad (7)$$

将式(2)、式(3)、式(4)代入式(1)中并化简,可求得几字形线圈中 AD 线段在空间产生的磁场分布表达式:

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

传感器只需要沿 Z 轴方向的磁场分量,故联立式(5)~式(8)可得 AD 段通电直导线沿 Z 轴的磁场强度:

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

同理可以得到 BC, CD 线段分别沿 Z 轴所产生的磁场强度,由叠加定理可得总磁场强度为:

$$\begin{aligned} B_{Zji} = & \frac{\mu_0 I(a-x)}{4\pi[(a-x)^2+z^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2+(a-x)^2+z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2+(a-x)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(b-y)}{4\pi[(b-y)^2+z^2]} \times \left[\frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2+(b-y)^2+z^2}} + \frac{a+x}{\sqrt{(a+x)^2+(b+y)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(a+x)}{4\pi[(a+x)^2+z^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2+(a+x)^2+z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2+(a+x)^2+z^2}} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

对几字型线圈通入电流,在靠近几字型线圈三边的磁场强度会更强,远离三边线条处磁场较弱,不利于构建匀强磁场。现设计一种一上一下走线的双层六边形线圈结构,在线圈上下层磁场不均匀处便可互相得到补偿,如图 2 所示。

圈三边的磁场强度会更强,远离三边线条处磁场较弱,不利于构建匀强磁场。现设计一种一上一下走线的双层六边形线圈结构,在线圈上下层磁场不均匀处便可互相得到补偿,如图 2

由于电流元是一个矢量,将六边形斜线部分进行分解,按照几字形线圈计算方式,通过叠加定理可得六边形线圈在 Z 轴方向的总磁场强度为:

$$\begin{aligned} B_{ZS} = & \frac{\mu_0 I(b-y)}{4\pi[(b-y)^2+z^2]} \times \left[\frac{x}{\sqrt{x^2+(b-y)^2+z^2}} + \frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2+(b-y)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(b+y)}{4\pi[(b+y)^2+z^2]} \times \left[\frac{x}{\sqrt{x^2+(b-y)^2+z^2}} + \frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2+(b-y)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(a+x)}{4\pi[(a+x)^2+z^2]} \times \left[\frac{c-y}{\sqrt{(c-y)^2+(a+x)^2+z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2+(a+x)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(a-x)}{4\pi[(a-x)^2+z^2]} \times \left[\frac{c-y}{\sqrt{(c-y)^2+(a-x)^2+z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2+(a-x)^2+z^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(a+x)}{4\pi[(a+x)^2+(z-d)^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2+(a+x)^2+(z-d)^2}} + \frac{c+y}{\sqrt{(c+y)^2+(a+x)^2+(z-d)^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(b-y)}{4\pi[(b-y)^2+(z-d)^2]} \times \left[\frac{-x}{\sqrt{(-x)^2+(b-y)^2+(z-d)^2}} + \frac{a+x}{\sqrt{(-x)^2+(b-y)^2+(z-d)^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(b+y)}{4\pi[(b+y)^2+(z-d)^2]} \times \left[\frac{-x}{\sqrt{(-x)^2+(b+y)^2+(z-d)^2}} + \frac{a+x}{\sqrt{(-x)^2+(b+y)^2+(z-d)^2}} \right] + \\ & \frac{\mu_0 I(a-x)}{4\pi[(a-x)^2+(z-d)^2]} \times \left[\frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2+(a-x)^2+(z-d)^2}} + \frac{c+y}{\sqrt{(c+y)^2+(a-x)^2+(z-d)^2}} \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

由上述公式可知,感应线圈平面的磁场强度 B 由激励线圈的结构参数(高度 $2a$ 、宽度 $2b$ 、层间距 d)、空气间隙以及激励电流共同决定。为直观观察不同形状线圈在相同条件下的磁场强度和均匀度,现让上层和下层激励线圈均通入 0.1 A 电流,且几何参数取 $a=2\text{ mm}$, $b=1.1\text{ mm}$, $d=0.05\text{ mm}$, $c=2.1\text{ mm}$ 时,在距平面 0.6 mm 处不同线圈结构的磁场分布如图 3 所示。

由图 3 可知在相同条件下,采用单层走线的几字形线圈磁场强度较低(约为 $3.281 \times 10^{-8}\text{ T}$)且分布不均匀,采用单层矩形线圈磁场强度和(约为 $3.95 \times 10^{-8}\text{ T}$)均匀性改善,但中心区域出现磁场凹陷,而采用双层走线方式的矩形线圈磁

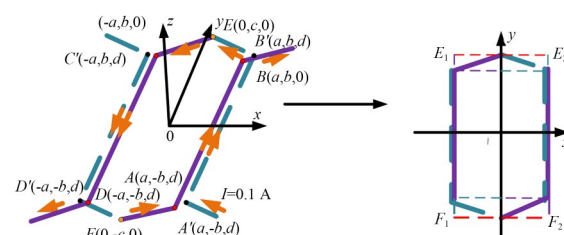
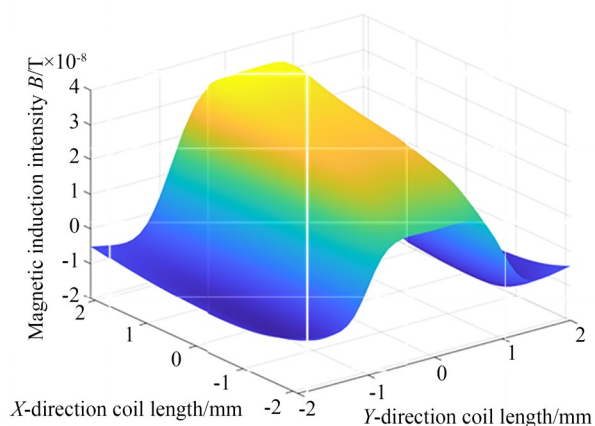


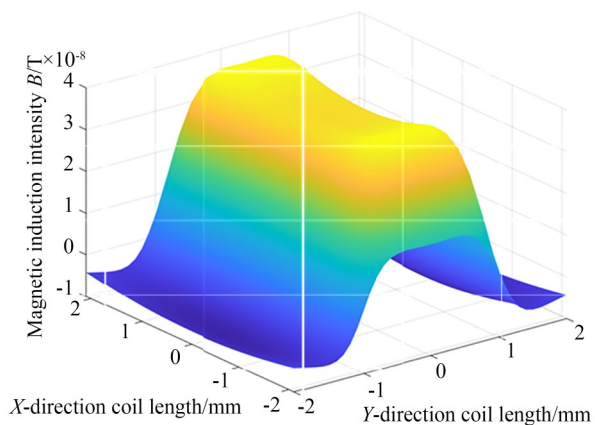
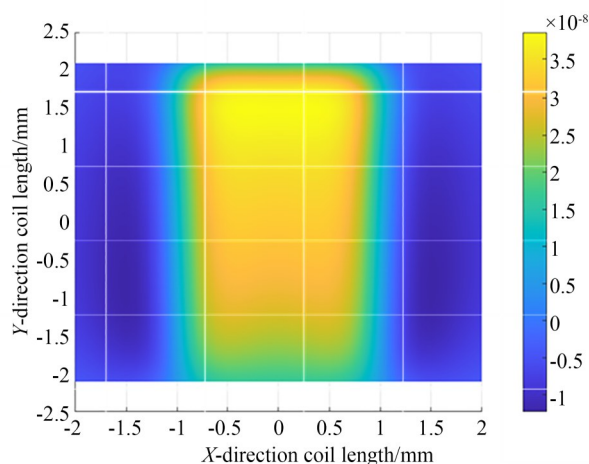
图 2 六边形线圈计算分解图

Fig. 2 Computational decomposition of hexagonal coil

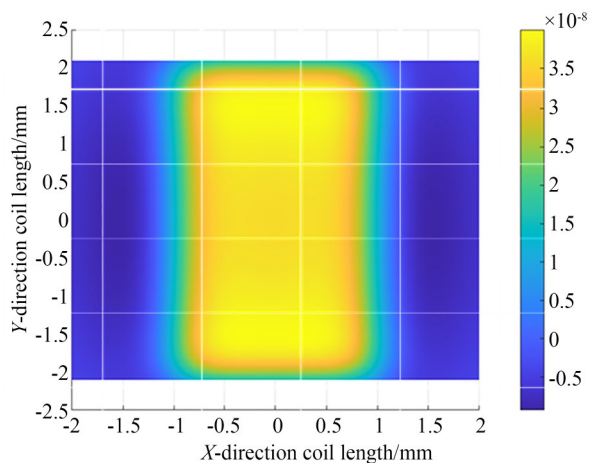
场强度(约为 $4.46 \times 10^{-8}\text{ T}$)和六边形线圈磁场强度(约为 $4.56 \times 10^{-8}\text{ T}$)都较高,磁场分布均匀性优异,两者效果相近,本传感器激励线圈采用的是六边形双层布线方式。

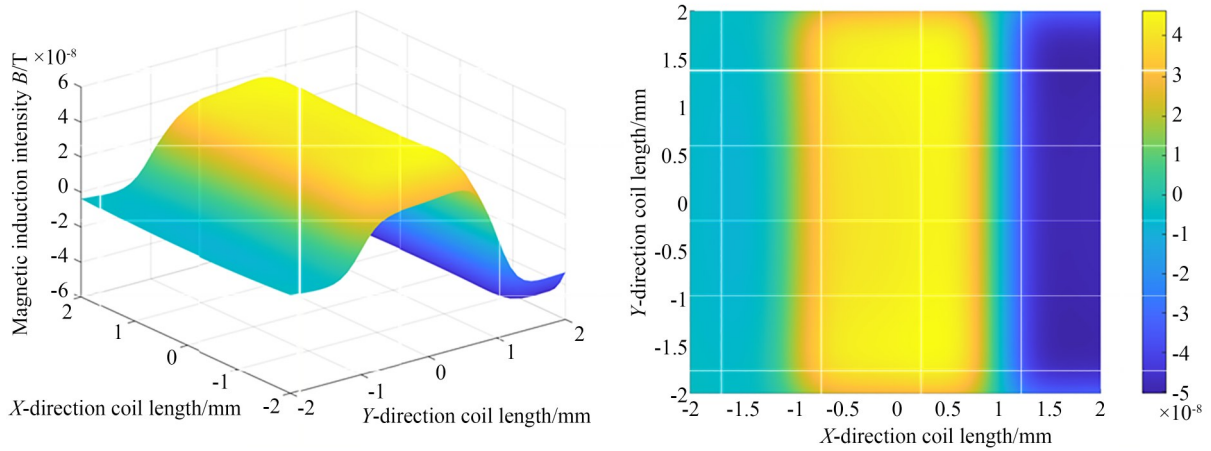


(a) 单层几字形线圈
(a) Single-layer U-shaped coil

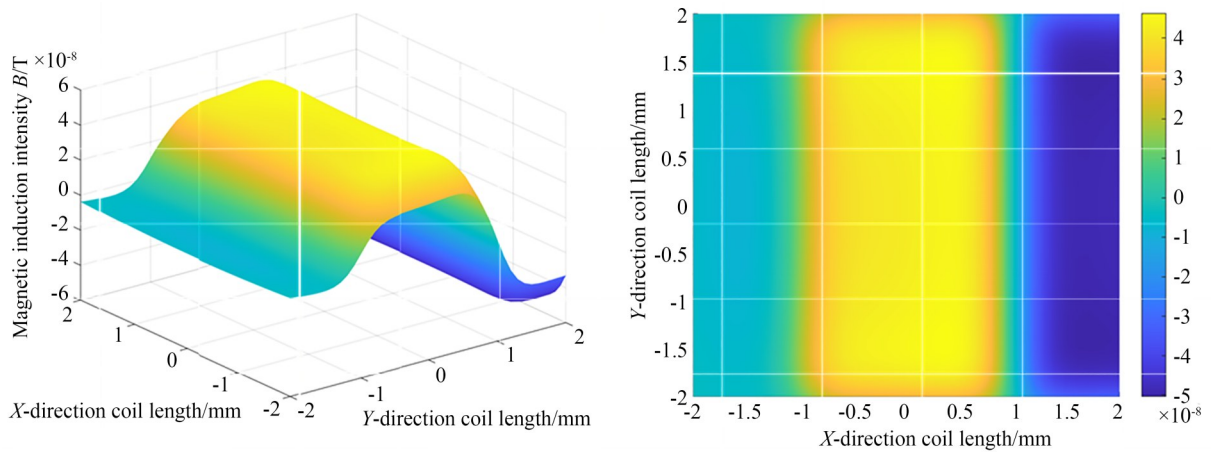


(b) 单层矩形线圈
(b) Single-layer rectangular coil





(c) 双层矩形线圈
(c) Double-layer rectangular coil



(d) 双层六边形线圈
(d) Double-layer hexagonal coil

图 3 不同形状线圈磁场分布

Fig. 3 Magnetic field distribution of coils with different shapes

2.2 增量式角位移传感器结构设计及传感机理

角位移传感器单组激励线圈结构如图 4(a) 所示。单组激励线圈采用一上一下双层布线方式进行反向连接,可增强磁场的强度和均匀度。两组线圈沿圆周错开 $1/4 W$ 节距进行嵌套(传感器单个节距为 W ,由传感器对极数确定),在空间上形成正交,在两组线圈中分别通入频率相同相位正交的激励信号 $i_s = \sin(\omega t)$, $i_c = \cos(\omega t)$,在时间上形成正交,通过感应线圈感应出相应的驻波,两驻波便可合成相应的行波,嵌套激励方案如图 4(b) 所示。

在激励线圈结构的启发下,感应线圈也设计

成上下层嵌套方案,正弦型感应线圈 I 和 II 布置时沿圆周错开 $1/4 W$ 节距在空间上形成正交关系,如图 5 所示。

在理想状态下,感应线圈 I 和感应线圈 II 的感应信号为:

$$\begin{cases} e_I = k \sin\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) + \Delta e \\ e_{II} = k \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) + \Delta e \\ \omega = 2\pi f \end{cases} \quad (12)$$

其中: e_I 为感应线圈 I 的感应电动势, e_{II} 为感应线

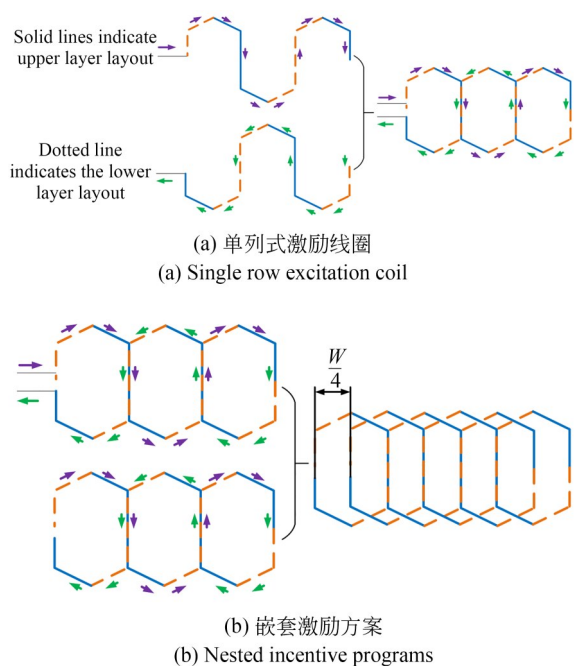


图 4 激励线圈结构示意图

Fig. 4 Schematic diagram of excitation coil structure

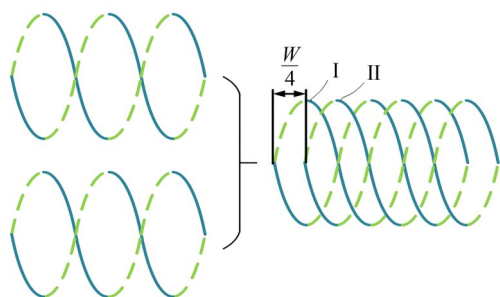


图 5 嵌套感应方案

Fig. 5 Nested Sensing Program

圈 II 的感应电动势, k 为感应系数, x 为感应线圈相对于激励线圈的位移, f 为激励电流频率。

但实际应用时, 两组感应线圈之间会存在共模干扰 Δe , 将两线圈串联相减, 便可消除共模干扰 Δe 。

$$U_e = k \sin\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) + \Delta e - k \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) - \Delta e = \sqrt{2} k \sin\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W} - \frac{\pi}{4}\right). \quad (13)$$

通过公式 (13) 可以发现, 感应信号 U_e 在进行差分处理后, 共模误差不仅被消除, 线圈感应信号强度也增强了 $\sqrt{2}$ 倍, 有利于感应信号的拾

取, 在一定程度上提高了传感器的精度。感应信号 U_e 是携带着空间位置信息和时间信息的行波信号, 这个信号通过滤波、放大、整形之后便可以利用同频率的参考方波和高频时钟进行插补比相, 将相位差转化为时间差 Δt , 计算出增量位移变化量 Δx :

$$\Delta x = W \frac{\omega}{2\pi} \Delta t. \quad (14)$$

2.3 绝对式单码道角位移传感器模型及传感机理

绝对式角位移传感器相较于增量式传感器具有掉电信息不丢失, 无需手动找零、没有累计误差的优势, 在整周测量中可以实现绝对定位。本文使用对极数互质的双码道构成绝对式时栅传感器, 传感器主要包括动尺、定尺、变压器初级线圈和变压器次级线圈, 如图 6 所示。

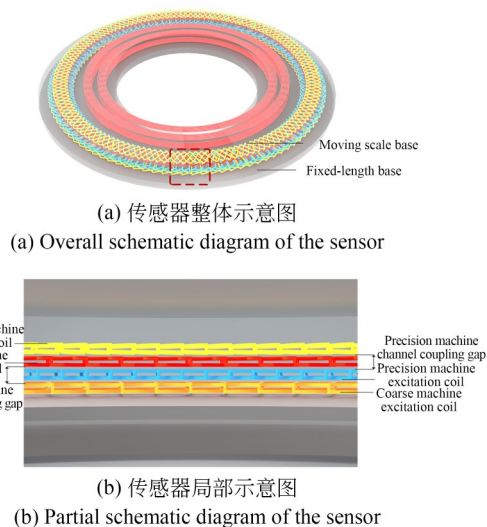


图 6 传感器整体和局部示意图

Fig. 6 Overall and partial schematic diagrams of the sensor

传感器分为粗测码道和精测码道, 其中粗机激励线圈和精机激励线圈叠加设计在定尺基体上, 粗机感应线圈和精机感应线圈叠加设计在动尺基体上, 与内外双码道传统结构比较可以更好地缩小体积。另传感器设计了一组变压器, 动尺上的初级线圈将感应信号耦合到定尺上的次级线圈上, 方便后续的信号处理, 避免接线缠绕。

为实现绝对式角位移测量, 传感器采用对极数互质的粗机和精机测量通道, 为便于后续理

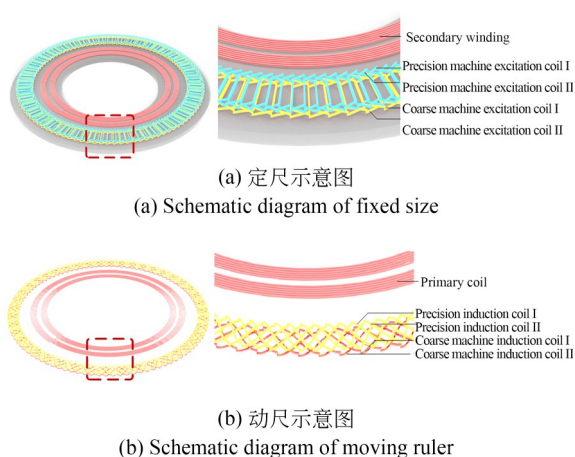


图 7 传感器结构视图

Fig. 7 View of sensor structure

解,设精机码道对极数为 $N=5$,截距为 W_1 ,粗机码道对极数 $M=3$,截距为 W_2 ,由图 8 和表 1 可知,在整周测量范围内,粗机经过了 3 个对极,精机经过了 5 个对极,精机每个对极初始位置均对应着粗机对极内不同位置,形成一一对应关系。在粗机、精机对极内结合对极内增量式原理分别

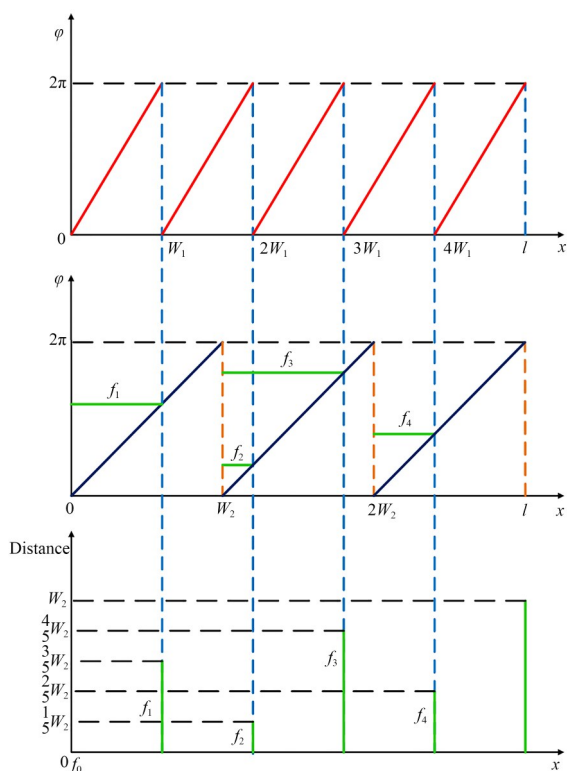


图 8 粗机与精机对极内位置对应关系

Fig. 8 Correspondence between roughing machine and finishing machine to the position in the pole

表 1 精机对极数对应关系

Tab. 1 Correspondence between precision machine pole numbers

Precision machine pole number P_a	Displacement difference f_b	Error interval
4	$f_4 = 2/5 W_2$	$f_4 \pm \Delta\epsilon$
3	$f_3 = 4/5 W_2$	$f_3 \pm \Delta\epsilon$
2	$f_2 = 1/5 W_2$	$f_2 \pm \Delta\epsilon$
1	$f_1 = 3/5 W_2$	$f_1 \pm \Delta\epsilon$
0	$f_0 = 0$	$f_0 \pm \Delta\epsilon$

求得角位移值 x_1, x_2 ,通过高频时钟插补将对极内相位差转为位移差 f_b , f_b 与精机对极数对应关系如表 1 所示,据此便可确定精机对极数 P_a 。但在实际情况下,传感器会存在随机误差,因此由高性能处理器解算出的对极内位置会出现细微的偏差。传感器将误差控制在精机对极数计算误差限 $\Delta\epsilon$ ($\Delta\epsilon = \frac{W_1}{2N_2} = \frac{W_2}{2N_1}$) 范围内,便可计算精机对极数,由式(16)解算出绝对角位移值 θ 。绝对位移结算流程如图 9 所示,基于对极数互质的绝对位移解算方法可推广至任意对极数情况。

$$\begin{cases} f_b = x_2 - x_1, & x_2 - x_1 \geq 0 \\ f_b = x_2 - x_1 + W_2, & x_2 - x_1 < 0 \end{cases}, \quad (15)$$

$$\theta = P_a W_1 + x_1. \quad (16)$$

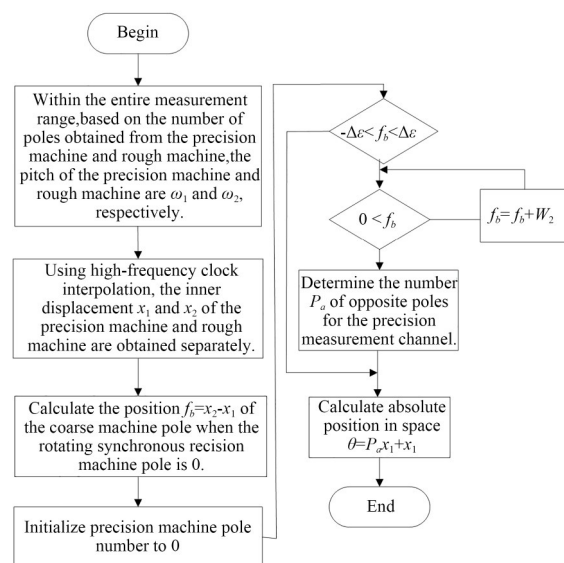


图 9 绝对角位移求解流程

Fig. 9 Absolute angular displacement solution process

2.4 多频磁场信号处理

绝对式传感器采用双列式增量码道,若将粗机和精机激励线圈同时通入相同角频率的激励信号,两码道之间会出现严重的磁场串扰,不利于后续感应信号的分离处理。分时激励虽可抑制磁场串扰,但因需等待前序码道信号稳定,导致实时位移解算速率下降,难以满足动态测量需求。现采用两种不同频率的实时激励的方案,将精测通道通入频率为 $\omega_1 = 2\pi f_1$ 的激励信号 I_{s1} 和 I_{c1} ,粗机通道同时通入频率为 $\omega_2 = 2\pi f_2$ 的激励信号 I_{s2} 和 I_{c2} :

$$\begin{cases} i_{s1} = A \sin(\omega_1 t) \\ i_{c1} = A \cos(\omega_1 t) \\ i_{s2} = A \sin(\omega_2 t) \\ i_{c2} = A \cos(\omega_2 t) \\ \omega_1 > \omega_2 \end{cases} \quad (17)$$

定尺上精机和粗机通入不同的激励信号,动尺在转动过程中感应信号无法直接引出使用。

将感应信号混合叠加在变压器初级线圈上,可以有效增加感应信号的幅值,由于时栅感应信号为交变信号,便可利用变压器耦合原理,将感应信号耦合到次级线圈再进行后续信号处理。通过变压器耦合的方式不会改变感应信号的相位,但实际情况中会有磁通损失和热损失等,信号的幅值会一定程度地衰减。

$$U_e' = \lambda k \sin\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W} - \frac{\pi}{4}\right), \quad (18)$$

其中: λ 表示衰减因子, $\lambda \in (0, 1)$ 。

为了得到相对纯净的感应信号,在次级线圈处取出混合信号,利用中心频率为 ω_1 和 ω_2 的带通滤波分别输出两路相对纯净的感应信号,整形为同频率的方波后与整形为方波的激励信号进行比相,结合高频时钟插补技术实现相位差测量,最终通过算法解算获得绝对角位移值,具体流程如图 10 所示。

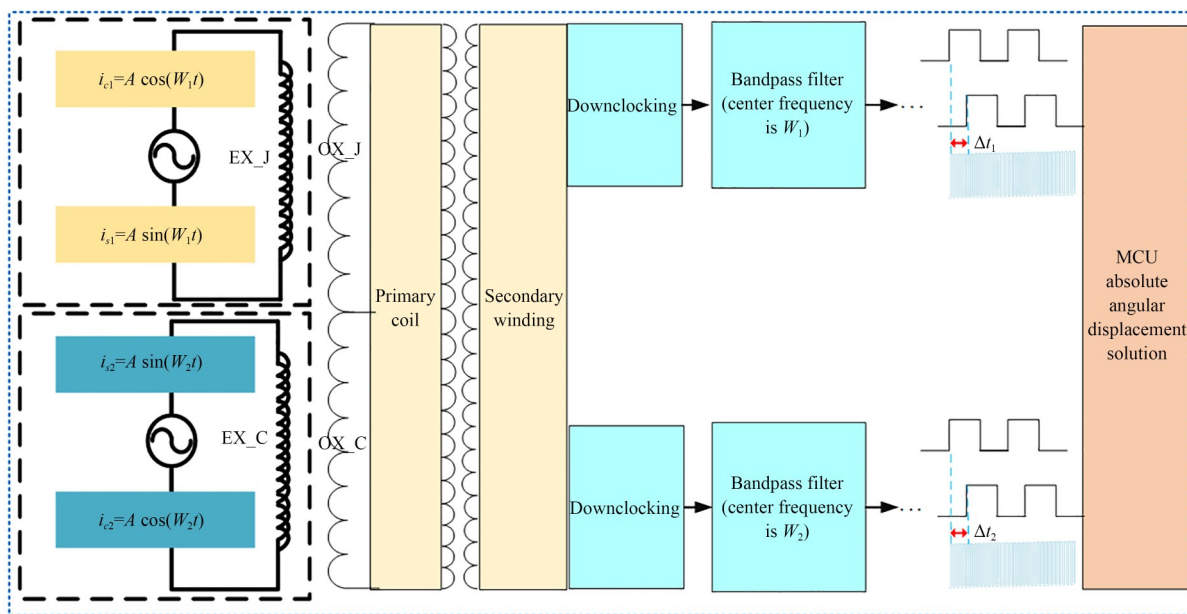


图 10 绝对角位移信号处理流程

Fig. 10 Absolute angular displacement signal processing flow

为提高传感器信噪比,将线圈激励频率提高可以增强感应线圈幅值,而传感器分辨力 R 可表示为:

$$R = W \times \frac{f}{F}, \quad (19)$$

其中: W 为传感器节距, f 为感应信号频率, F 为高精度的时钟插补频率。

由式(19)可知,越低频的感应信号和越高频的时钟插补信号有利于提高传感器分辨力,但与此同时会和传感器的信噪比形成制约关系。高频时钟 F 受微处理器性能限制,而将高频感应信号转为低频信号便可以解决高信噪比和高分辨率之间的矛盾。高频转低频如图 11 所示。

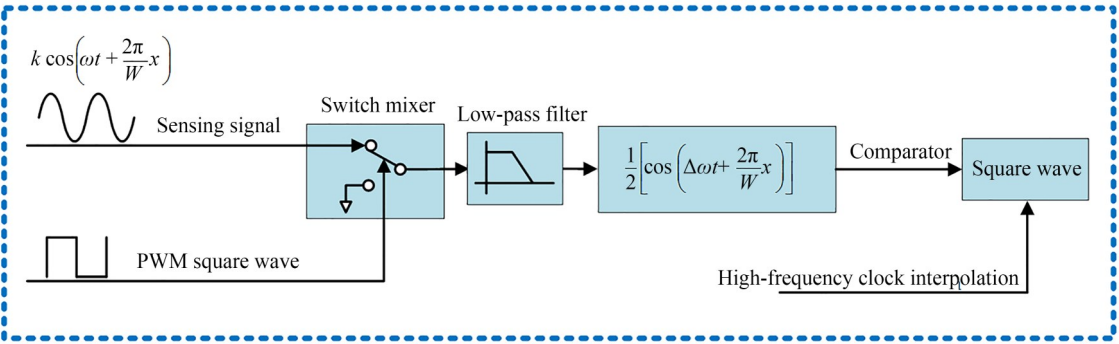


图 11 高频转低频示意图

Fig. 11 High frequency to low frequency diagram

图 11 中,调制信号 PWM 方波由处理器内部产生,其频率与感应行波信号相差 $\Delta\omega$, PWM 方波可根据傅里叶变换展开为三角函数。使用其方波基频与感应行波信号相乘,通过模拟开关混频得到混频信号 U_{mix} ,经过低通滤波器过滤掉无关的高次谐波信号。

$$\begin{aligned} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{W}x\right) \sin\left[(\omega + \Delta\omega)t\right] = \\ \frac{1}{2} \cos\left(-\Delta\omega t - \frac{2\pi}{W}x\right) - \\ \frac{1}{2} \cos\left((2\omega + \Delta\omega)t - \frac{2\pi}{W}x\right). \end{aligned} \quad (20)$$

经过低通滤波器后:

$$U_{\text{mix}} = \frac{1}{2} \left[\cos\left(\Delta\omega t + \frac{2\pi}{W}x\right) \right]. \quad (21)$$

通过调整基准信号频率来调整 $\Delta\omega$,能有效将高频感应信号降为低频信号,解决了传统传感器设计中信噪比与分辨力相互制约的难题。

3 传感器建模仿真与误差特性研究

3.1 传感器建模仿真

借助电磁仿真软件 ANSYS Maxwell ,对图 6 所示的传感器三维结构模型及其工作机制进行数字仿真研究。电磁仿真参数配置如表 2 所示(表中所述耦合间隙为传感器激励线圈与对应感应线圈之间的最小垂直距离),其中安装间隙为 0.2 mm,激励电流幅值为 0.1 A,精机激励电流频率为 1 MHz,粗机激励电流频率为 500 kHz,精机和粗机感应线圈沿着轴向同步运动,精机以 0.2° 步长运动一个节距 10°,时长周期为 1 μs,时

表 2 电磁仿真参数配置

Tab. 2 Electromagnetic simulation parameter configuration

Parameter name	Parameter value
Excitation current amplitude/A	0.1
Precision machine excitation current frequency/kHz	1 000
Coarse machine excitation current frequency/kHz	500
Excitation coil turns/turns	1
Inductive coil turns/turns	1
Excitation line width/mm	0.2
Inductive line width/mm	0.2
Matrix material	Steel_1008
Coil material	Copper
Coupling gap/mm	1
Precision machine simulation angle/(°)	10
Precision machine movement step length/(°)	0.2
Precision machine simulation duration/μs	1
Precision machine time step/μs	0.02
Rough machine simulation angle/(°)	14.4
Coarse movement step length/(°)	0.3
Rough machine simulation duration/μs	2
Coarse machine time step/μs	0.04

间步长为 0.02 μs;粗机以 0.3° 步长运动一个节距 14.4°,时长周期为 2 μs,时间步长为 0.04 μs,精机和粗机分别有 50 条和 48 条行波曲线,如图 13 所示。

传感器当耦合间隙为 1 mm 时,粗机和精机感应信号呈现出典型的正弦特性,每个感应线圈位置均对应一条清晰的正弦曲线,其中粗机感应

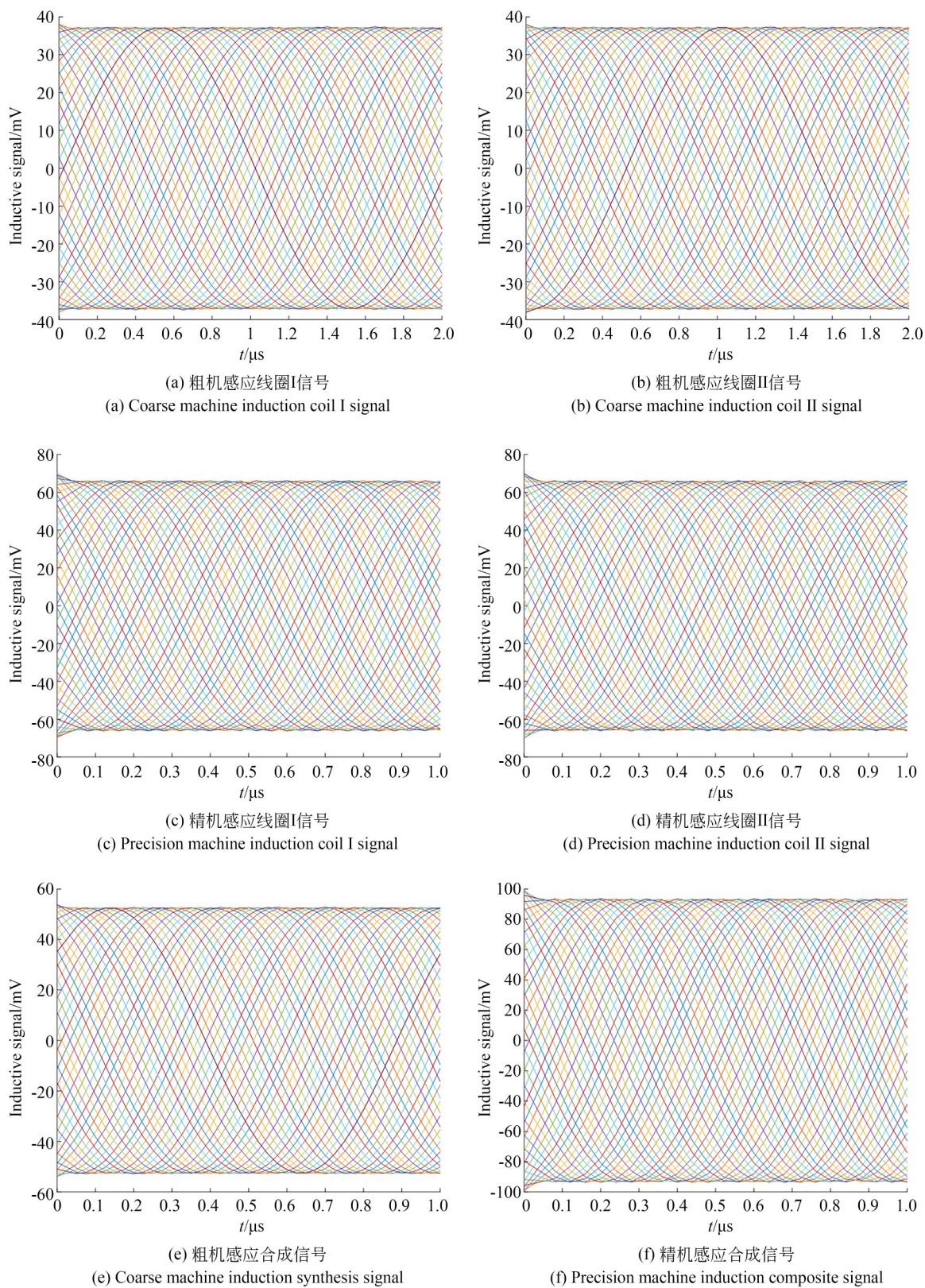


图 12 传感器感应行波信号曲线

Fig. 12 Sensor Sensing Traveling Wave Signal Curve

线圈 I 和粗机感应线圈 II 输出信号幅值约为 36 mV,将两信号进行差分连接,粗机感应合成信号增大到 51 mV,精机粗机感应线圈 I 和精机感应线圈 II 输出信号幅值约为 69 mV,精机感应合成信号增大到 98 mV,对比单个感应线圈信号幅值均增大了约 $\sqrt{2}$ 倍,且精机信号幅值约为粗机信号幅值的 2 倍。

3.2 传感器误差分析

由于传感器结构采用叠加的方式导致耦合间隙有最小间隙,当动尺和定尺空间垂直安装距离 z 为 0.2 mm 时,粗机和精机的耦合间隙为 1 mm,增大间隙将导致感应信号显著衰减,对后

续信号幅值的提取增加困难,故仿真和实验均采用最小耦合间隙 1 mm。因传感器同步解算精机码道和粗机码道位移值,需分别对精机和粗机进行误差分析,现对传感器安装间隙为 0.2 mm, 0.4 mm 和 0.6 mm 时分别进行仿真,图 13(a)(c) 为仿真行波信号相位值和理论值的误差曲线,图 13(b)(d) 为对误差曲线进行快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 得到的误差频谱分析结果。其中安装间隙为 0.2 mm 时粗机和精机误差峰峰值分别为 $90''$ 和 $54''$,误差频次主要集中在 2 次,有效抑制了 4 次误差,因此传感器推荐安装间隙为 0.2 mm。

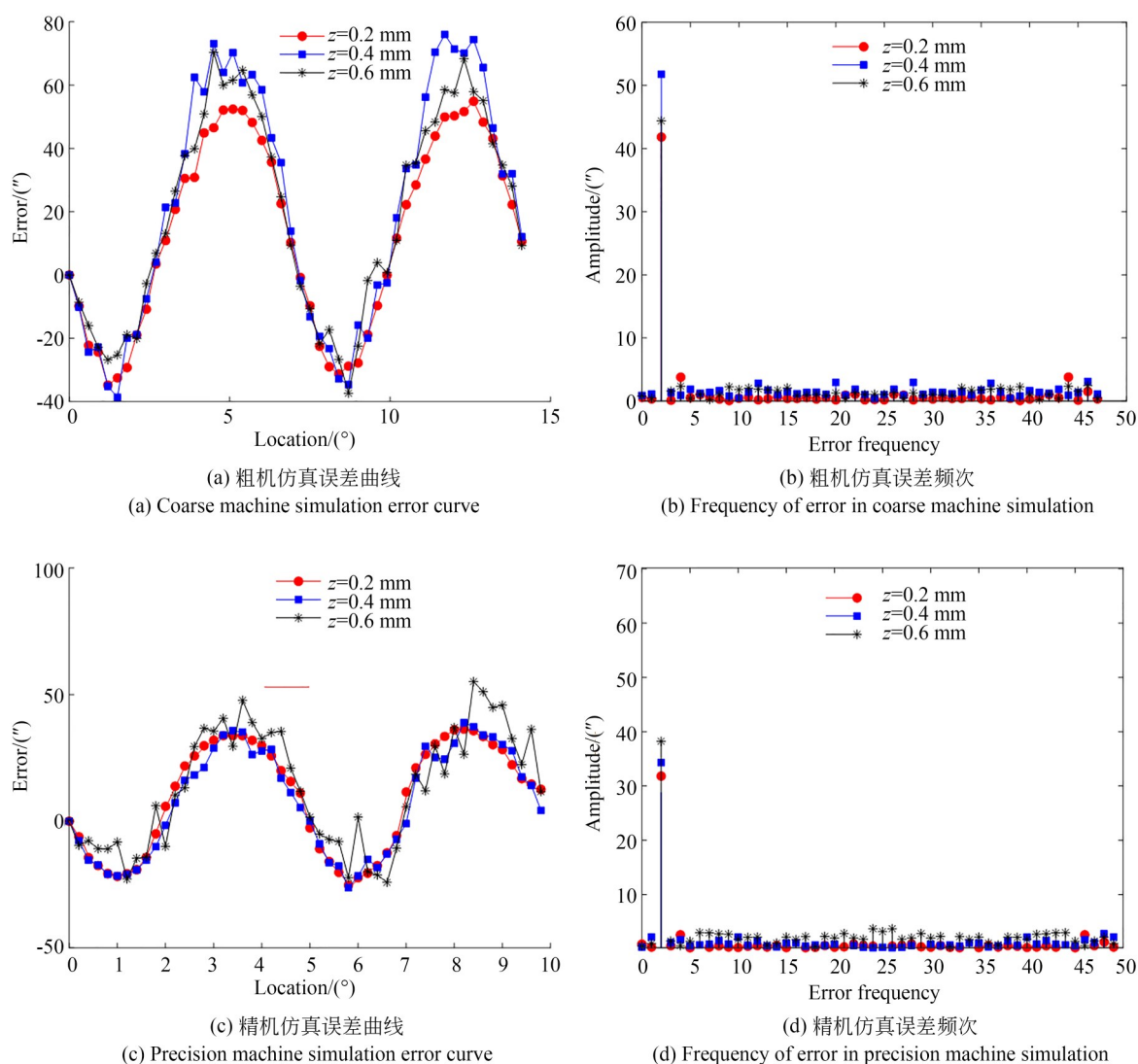


图 13 传感器仿真误差分析

Fig. 13 Sensor simulation error analysis

表 3 不同安装间隙下测量通道仿真误差分析总结
Tab. 3 Simulation error analysis of sensors with different mounting gaps

Installation gap/mm	Channel	Peak-to-peak error/(")	Main error frequency
0.2	Coarse machine amplitude	90	2
	Precision machine amplitude	54	
0.4	Coarse machine amplitude	115	2
	Precision machine amplitude	79	
0.6	Coarse machine amplitude	108	2
	Precision machine amplitude	68	

4 实验验证

4.1 实验方案设计

为了验证本传感器的性能指标,采用标准 FR-4 基板双面 PCB 工艺制作了内径为 40 mm、外径为 84 mm 的样机,如图 14 所示。其中精机

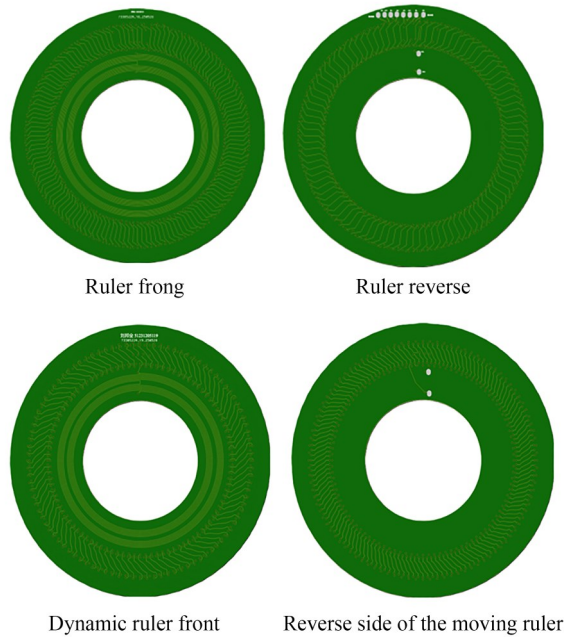


图 14 传感器 PCB 样机
Fig. 14 Sensor PCB prototype

码道对极数为 36,“精机”节距为 10°,粗机码道对极数为 25,“粗机”节距为 14.4°。传感器处理器内部 240 MHz 的高频时钟定时器经 480,240 分频后分别得到粗机码道和精机码道激励信号频率,将其作 484,242 分频作为外差降频的参考信号频率,再将激励信号与参考信号作差得到差频信号频率,根据式 (19),则精机码道 1 MHz 激励频率下的理论分辨力 R_{s1} 为:

$$R_{s1} = W_1 \times \frac{f}{F} = 36\,000 \times \left(\frac{240}{240} - \frac{240}{242} \right) \div 240 \approx 1.24". \quad (22)$$

粗机码道 500 kHz 激励频率下的理论分辨力 R_{s2} 为:

$$R_{s2} = W_2 \times \frac{f}{F} = 51\,840 \times \left(\frac{240}{480} - \frac{240}{482} \right) \div 240 \approx 0.45". \quad (23)$$

为了验证传感器精度,在大理石防震平台搭建实验台如图 15 所示,采用海德汉公司的圆光栅 RON-886 进行误差标定,光栅细分盒设置 50 倍细分后,其理论分辨力达到 0.18"。伺服电机(采用台达电子 ECMA 系列电机,其最高转速为 3 000 r/min)带动动尺和光栅同轴转动,感应信号耦合到定尺次级线圈处,将信号处理后并将光栅数据一起传至上位机进行分析,计算得到测量误差。

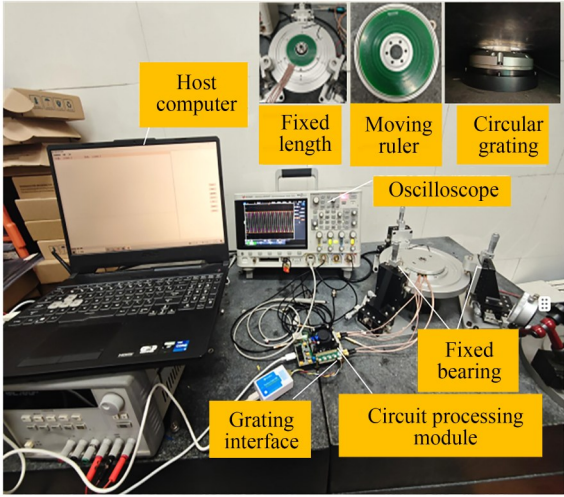
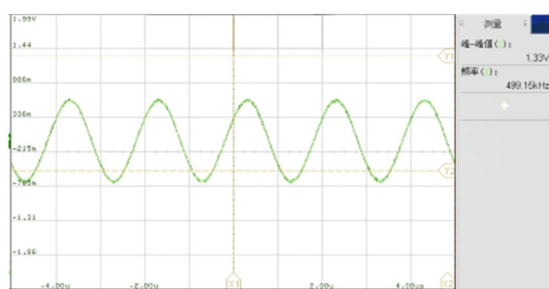


图 15 实验平台
Fig. 15 Experimental platform

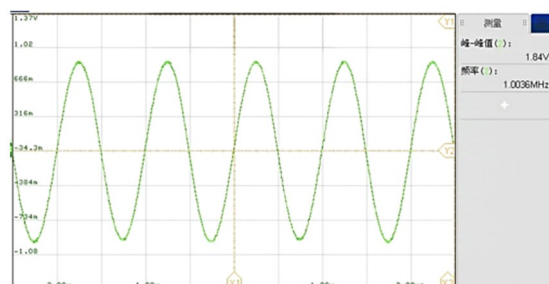
4.2 实验验证分析

传感器激励信号如图 16(a)和图 16(b)所示,粗机和精机激励频率大致为 500 kHz 和 1 MHz,通过变压器耦合的感应信号经滤波放大处理之后如图 17(c)所示,其中粗机感应信号幅值为 710 mV,精机感应信号幅值达到 1.49 V,约为粗机幅值的两倍,这与仿真部分的结论一致。



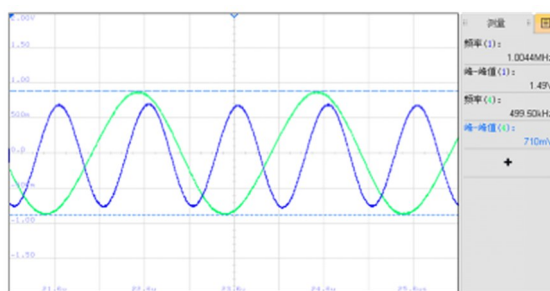
(a) 粗机激励信号

(a) Roughing machine excitation signal



(b) 精机激励信号

(b) Precision machine excitation signal



(c) 经处理后的感应信号

(c) Processed inductive signals

图 16 激励信号和感应信号

Fig. 16 Excitation and sensing signals

传感器稳定性测试是后续数据测量准确性和可靠性的基础。进行稳定性测试时将电机停止驱动,确保动尺、定尺以及电机不发生相对转动,再对传感器施加激励电压后,其输出的感应信号经信号调理电路处理,通过通信接口传输至上位机进行实时计算与可视化显示。本次实验

共采集数据 3 000 次,综合所有数据判定传感器稳定性,稳定性测试结果如图 17 所示,最大波动值不超过 $\pm 3.5''$ 。

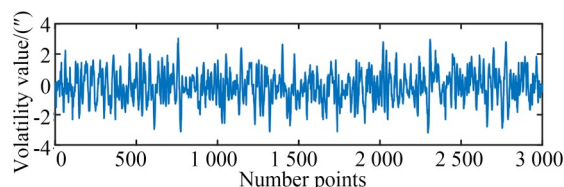


图 17 传感器稳定性测试

Fig. 17 Sensor stability test

传感器精机和粗机分别由 36 对极和 25 对极分别组成,单对极内精度对传感器整体精度产生重要影响,现对精机和粗机进行对极内误差分析,控制伺服电机让动尺沿轴向分别以匀速 50 r/min, 200 r/min, 2 000 r/min 转动 10° 和 14.4° ,经变压器耦合后对极内误差曲线误差频谱图如图 18 和图 19 所示,不同转速下对极内误差及谐波成分总结如表 4 所示,控制伺服电机分别以 50 r/min, 200 r/min, 2 000 r/min 匀速运动时,精机对极内误差峰峰值分别为 $66''$, $67''$ 和 $67''$,粗机对极内误差峰峰值分别为 $240''$, $241''$ 和

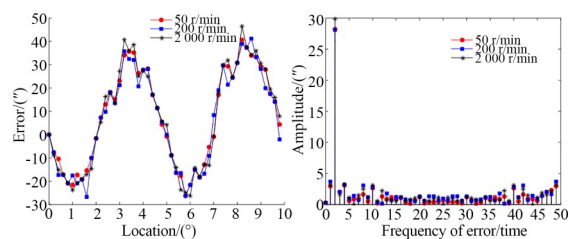


图 18 精机不同转速下对极内误差及谐波成分

Fig. 18 Precision machine errors and harmonic components at different speeds

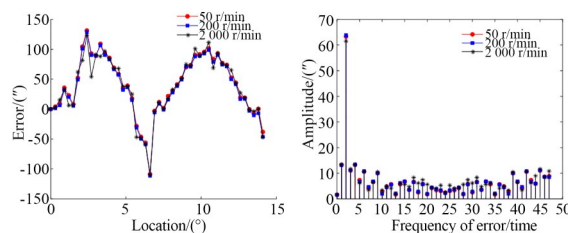


图 19 粗机不同转速下对极内误差及谐波成分

Fig. 19 Errors and harmonic components in the pole interior at different speeds of the rough machine

240″。可见电机在匀速运动时对传感器测量精度影响较小(其核心在于构建了稳定性更高的均匀磁场分布)。实验时电机不同转速下精机和粗机误差频次主要集中在2次误差,2次误差主要是由于激励电流正余弦幅值不等、相位不正交等原因造成的。1次误差是由于传感器互感引起的,而传感器定尺和动尺采用分体式制造和安装,制造误差会引入2次、4次偶次谐波误差,1次、2次、4次谐波的耦合作用生成3谐波误差。

表 4 不同转速下对极内误差及谐波成分总结

Tab.4 Summary of pole errors and harmonic components at different speeds

Measurement channel	Speed(r)/min	Peak-to-peak error/(″)	Main error frequency
Roughing channel	50	240	2
	200	241	2
	2 000	240	2
Precision machinery channel	50	66	2
	200	67	2
	2 000	67	2

为评估传感器测量重复性,控制伺服电机以 50 r/min 匀速转动,对粗机和精机各进行 3 次静态测试,如图 20 和图 21 所示。实验结果表明,传感器对极内测量重复性良好。

综合以上实验数据,粗机码道和精机码道源对极内最大误差差值为 174″,而此传感器最大误差限 $E_s = 360^\circ / (2 \times M \times N) = 180^\circ / (25 \times 36) \times 3\,600 = 720″$,所以可以实现绝对式测量。

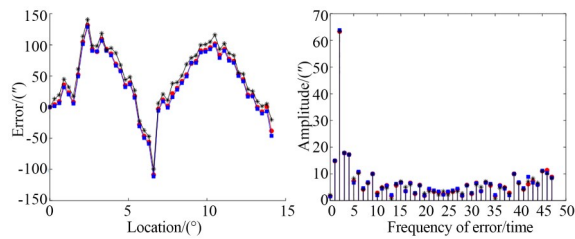


图 20 粗机对极内重复性实验误差

Fig. 20 Repeatability error of rough machine polarity

对传感器进行整周精度测试,传感器动尺在电机驱动下匀速转动一周,分别得到传感器粗机精机整周误差曲线,从图 22 中可知,传感器粗机整周误差在(−119″~146″)之间,精机整周误差

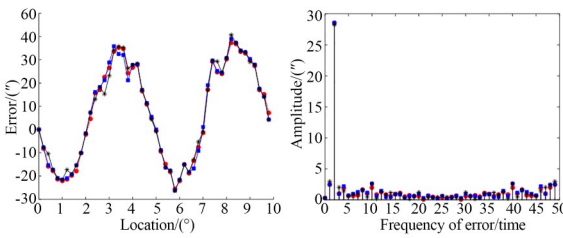
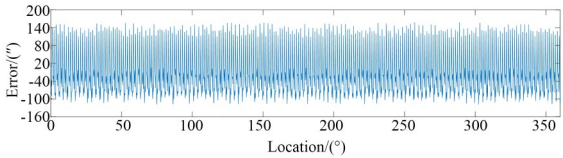


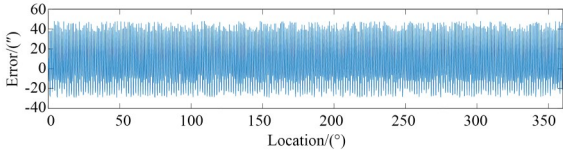
图 21 精机对极内重复性实验误差

Fig. 21 Repeatability error of precision machine polarity



(a) 传感器粗机整周精度测试

(a) Sensor roughing machine whole week accuracy test



(b) 传感器精机整周精度测试

(b) Sensor precision machine weekly accuracy test

图 22 传感器整周测量误差

Fig. 22 Sensor measurement error in one circle

在(−31″~47″)之间,粗机码道和精机码道源对极内最大误差差值为 343″小于最大误差限 720″,符合传感器绝对角位移测量要求。

5 结 论

(1)为了解决磁场式传感器双码道结构体积大和同频激励导致的码道串扰问题,本文提出了一种基于多频磁场耦合的绝对式时栅角位移传感器,首先,通过对不同形状激励线圈磁场分布特性分析构建绝对式单码道角位移传感器模型。传感器激励线圈和感应线圈分别叠加设计在定尺基体和动尺集体上,相比较与内外双码道模式大大缩小了传感器体积。

(2)在增量式测量原理的基础上,建立对极数互质绝对式时栅位移解算方案。采用多频实时激励方案并结合高频转低频技术有效抑制两列码道间的磁场串扰,增强了传感器的信噪比。利用变压器电磁耦合的方法将感应信号耦合到定尺进行同步位移解算,避免了接线缠绕。

(3)最后对传感器进行了仿真分析并确定了

其最佳耦合间隙为 1 mm,研制原理样机进行实验验证,实验结果表明,传感器在单对极内精机误差峰峰值为 $\pm 67''$,粗机误差峰峰值为 $\pm 241''$;在整周误差测试中粗机误差峰峰值为 $\pm 265''$,精机误差峰峰值为 $\pm 78''$;传感器稳定性测试中最大波动值不超过 $\pm 3.5''$ 。

综上所述,基于多频磁场耦合的绝对式时栅角位移传感器为后续研究绝对式传感器有一定指导意义。

参考文献:

- [1] 谈宜东,徐欣,张书练.激光干涉精密测量与应用[J].中国激光,2021,48(15):228-249.
TAN Y D, XU X, ZHANG S L. Precision measurement and applications of laser interferometry [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(15): 228-249. (in Chinese)
- [2] ZHAO J Q, HE W, MENG F Y, *et al.* Wide-range displacement sensor based on variable line-spacing grating and Y-type twin-core fibre[J]. *Journal of Modern Optics*, 2020, 67(21): 1555-1562.
- [3] 秦毅,王阳阳,彭东林,等.电感式角位移传感器技术综述[J].仪器仪表学报,2022,43(11):1-14.
QIN Y, WANG Y Y, PENG D L, *et al.* Inductive angular displacement sensors technologies: a review [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2022, 43(11): 1-14. (in Chinese)
- [4] SUN B, ZHENG G, ZHANG X X, *et al.* Development of contact displacement sensor based on frequency-modulated continuous-wave [J]. *Journal of Modern Optics*, 2020, 67(19): 1492-1498.
- [5] LIU X K, ZHAN B N, YU Z C, *et al.* A miniaturized capacitive absolute angular positioning sensor based on a dual two-stage secondary re-modulation Scheme with time-division multiplexing [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2020, 310: 112043.
- [6] 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 C 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. (in Chinese)

作者贡献声明:

杨继森:传感器模型想法的提出,论文构思和论文撰写;

刘邦全:3D模型搭建,模型仿真、实验验证以及论文撰写;

易靖松:实验设计和元器件采购;

曹峻杰:硬件电路的设计搭建及调试;

罗云沛:实验数据的收集及整理;

张静:误差分析和论文审核。

- [7] BONOPERA M. Fiber-Bragg-grating-based displacement sensors: review of recent advances [J]. *Materials*, 2022, 15(16): 5561.
- [8] 魏正杰,张迪,吴冠豪.用于精密位移测量的微型光栅传感器开发[J].光子学报,2021,50(9):9-19.
WEI Z J, ZHANG D, WU G H. Development of miniature optical encoder for precise displacement measurement [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2021, 50(9): 9-19. (in Chinese)
- [9] TSAREV A. Design of the bimodal grating sensor with a built-In mode demultiplexer [J]. *Sensors*, 2023, 23(9): 4327.
- [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 S. High-precision long-displacement sensor based on axial eddy current effect [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(6): 131-136. (in Chinese)
- [11] 张天恒,彭东林,王阳阳,等.绝对式角位移传感器的研究综述[J].仪器仪表学报,2025,46(06):1-16.
ZHANG T H, PENG D L, WANG Y Y, *et al.* A review of absolute angular displacement sensors [J]. *Journal of Instrumentation and Measurement*, 2025, 46(06): 1-16. (in Chinese)
- [12] 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. (in Chinese)
- [13] 杨继森,秦小东,桂强,等.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[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(2): 314-324.
- YANG J S, QIN X D, GUI Q, *et al.* High-resolution absolute time grating angular displacement sensor based on dual-channel synchronization of secondary modulation[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2025, 46(2): 314-324. (in Chinese)
- [14] 陈自然, 卜敬, 赵有祥, 等. 基于平面磁场的双列结构绝对式时栅传感器研究[J]. 传感技术学报, 2021, 34(4): 463-469.
- CHEN Z R, BU J, ZHAO Y X, *et al.* An absolute time-grating sensor with two-column structure based on planar magnetic field[J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2021, 34(4): 463-469. (in Chinese)
- [15] 刘小康, 康成蓉, 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 C Y, YU Z C, *et al.* Multilayer absolute angular displacement sensor based on the re-modulation method[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2023, 44(5): 214-222. (in Chinese)
- [16] 陈鸿友, 张析潇, 余海游, 等. 多场耦合绝对式时栅角位移传感器误差分析及优化[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(7): 120-128.
- CHEN H Y, ZHANG H X, YU H Y, *et al.* Error analysis and optimization of multi-field coupling absolute time-grating angular displacement sensors[J]. *Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science)*, 2023, 37(7): 120-128. (in Chinese)
- [17] 冷从阳. 差极单码道绝对式时栅角位移传感器硬件系统设计[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2022.
- LENG C Y. *Hardware System Design of Absolute Time Grating Angular Displacement Sensor with Differential Pole and Single Track*[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2022. (in Chinese)
- [18] 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 Grating Angular Displacement Sensor*[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2024. (in Chinese)
- [19] 邓志钊, 蒲红吉, 于治成, 等. 一种分时复用的绝对式纳米时栅位移传感器设计[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(12): 122-129.
- DENG Z Z, PU H J, YU Z C, *et al.* Design of absolute nanometer time grating displacement sensor with time division multiplexing[J]. *Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science)*, 2023, 37(12): 122-129. (in Chinese)
- [20] 杨继森, 修府, 张静, 等. 双频磁场分时激励的新型单列绝对式直线时栅位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(9): 308-322.
- YANG J S, XIU F, ZHANG J, *et al.* A novel single-row absolute displacement sensor featuring dual-frequency magnetic field time-sharing excitation and linear time-grating displacement measurement[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2024, 45(9): 308-322. (in Chinese)

作者简介:



杨继森(1977—),男,四川人,博士,教授,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,主要研究方向为精密测量与智能传感器。E-mail: yangjs@cqut.edu.cn

通讯作者:



刘邦全(1997—),男,重庆奉节人,硕士研究生,2021年于重庆理工大学获得学士学位,现就读于重庆理工大学,主要研究方向为智能仪器与嵌入式系统。E-mail: Liubq@stu.cqut.edu.cn