

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615127

# 多频磁场耦合的单码道绝对式直线时栅位移传感器\*

杨继森<sup>1,2,3</sup>, 潘英庆<sup>1,2</sup>, 莫德维<sup>1,2</sup>, 王忠成<sup>1,2</sup>, 张 静<sup>4</sup>

(1. 重庆理工大学机械工程学院 重庆 400054; 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 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; 4. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

**摘要:**针对绝对式直线位移测量中双码道结构占用空间大、多感应通道幅相匹配误差易累积、以及紧凑安装条件下感应信号幅值低和信噪比不足等问题,提出了一种多频磁场耦合的单码道绝对式直线时栅位移传感器的设计方案。该传感器将粗、精测量单元集成于同一码道空间,采用双匝组合型激励线圈结构增强安装气隙内法向磁感应强度,并通过粗、精码道分时激励、非工作码道接地和外差降频处理实现绝对位移解算。首先,建立平面线圈瞬态磁场耦合模型,以平均法向磁感应强度、磁场标准差和归一化均匀性指标评价不同结构的线圈磁场分布特征;随后,基于对极数互质原理构建传感器模型,并对幅值不相等、空间正交偏差及磁场谐波等引起的周期误差进行分析;最后,通过有限元仿真和样机实验验证并测试传感器性能。仿真结果表明,双匝组合型激励线圈结构较传统时栅激励线圈结构平均法向磁感应强度提高 21.26%,有利于提高感应信号幅值和信噪比。实验结果表明,传感器在 206.4 mm 有效测量范围内能够实现绝对位移测量,分辨力约为 0.17  $\mu\text{m}$ ;在 0.5 mm 最佳安装气隙下,对极内误差峰峰值为 5.63  $\mu\text{m}$ ,满量程误差峰峰值为 6.42  $\mu\text{m}$ 。该传感器具有结构紧凑、感应通道少和工程实现性强等特点,可为小型化高精度绝对直线位移测量提供一种新的可行方案。

**关键词:** 直线时栅位移传感器;单码道绝对式测量;双匝组合型线圈;磁场性能评价;对极数互质;外差降频

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

## Single-code-track linear time-grating displacement sensor with multi-frequency magnetic-field coupling

Yang Jisen<sup>1,2,3</sup>, Pan Yingqing<sup>1,2</sup>, Mo Dewei<sup>1,2</sup>, Wang Zhongcheng<sup>1,2</sup>, Zhang Jing<sup>4</sup>

(1. School of Mechanical Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 2. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment of Ministry of Education, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 3. Chongqing Key Laboratory of Time-Grating Sensing and Advanced Testing Technology, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 4. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

**Abstract:** To address the issues in absolute linear displacement measurement where dual-track structures require a large installation space, amplitude-phase matching errors among multiple sensing channels tend to accumulate, and induced signal amplitude and signal-to-noise ratio are insufficient under compact installation conditions, a design scheme for a single-track absolute linear time-grating displacement sensor based on multi-frequency magnetic field coupling is proposed. The sensor integrates coarse and fine measurement units within the same track space, employs a dual-turn combined excitation coil structure to enhance the normal magnetic flux density within the installation air gap, and realizes absolute displacement calculation through time-division excitation of the coarse and fine code tracks, grounding of the non-working code track, and heterodyne frequency-downconversion processing. First, a transient magnetic field coupling model of planar coils is established, and the magnetic field distribution characteristics of different coil structures are evaluated using the average normal magnetic flux density, magnetic field standard deviation, and normalized uniformity index. Subsequently, a

收稿日期: 2026-04-10 Received Date: 2026-04-10

\* 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)资助

sensor model is constructed based on the principle of relatively prime pole-pair numbers, and periodic errors caused by unequal amplitudes, spatial quadrature deviations, and magnetic field harmonics are analyzed. Finally, finite element simulations and prototype experiments are conducted to verify and evaluate sensor performance. Simulation results show that, compared with the conventional time-grating excitation coil structure, the dual-turn combined excitation coil structure increases the average normal magnetic flux density by 21.26%, which is beneficial for increasing the signal amplitude and improving the signal-to-noise ratio. Experimental results demonstrate that the sensor can achieve absolute displacement measurement within an effective measuring range of 206.4 mm, with a resolution of approximately 0.17  $\mu\text{m}$ . Under the optimal installation air gap of 0.5 mm, the peak-to-peak error within one pole pair is 5.63  $\mu\text{m}$ , and the full-scale peak-to-peak error is 6.42  $\mu\text{m}$ . Featuring a compact structure, fewer sensing channels, and strong engineering practicality, the sensor provides a novel and practical solution for miniaturized high-precision absolute linear displacement measurement.

**Keywords:** linear time-grating displacement sensor; single-code-track absolute measurement; double-turn combined coil; magnetic field performance evaluation; coprime pole-pair numbers; heterodyne frequency down-conversion.

## 0 引言

随着高端数控机床、精密测量与装配、工业机器人等装备向高精度、小型化和高可靠方向发展,直线位移传感器不仅需要具备较高分辨力和测量精度,还需要满足绝对定位、断电位置保持以及狭小空间安装等工程需求<sup>[1-4]</sup>。与增量式测量相比,绝对式测量不依赖累积计数和上电回零过程,因而更适用于工业现场的高效率运行和高可靠测量场景<sup>[5-7]</sup>。近年来,精密位移测量技术中,激光干涉、光栅干涉和时栅传感等方法均得到持续发展,其中时栅传感器通过空间周期结构与时间基准之间的映射关系实现位移解算,在降低制造精度依赖和适应工程化部署方面具有一定优势<sup>[8]</sup>。

光栅精密位移测量技术在结构小型化和高精度解算方面持续发展<sup>[9-10]</sup>。时栅测量方法通过空间周期结构与交变激励场的耦合作用,将位移信息映射到时间/相位域,并以高稳定时钟作为测量基准,具有降低机械刻划精度依赖、适配数字解调电路和易于工程化集成等特点<sup>[11-13]</sup>。近年来,绝对式时栅传感器研究逐步由单一增量测量向绝对定位、多维测量、大量程扩展和多频解耦方向发展。Peng等<sup>[14]</sup>提出平面二维时栅位移传感器,利用一维时栅高精度测量基础实现二维位移解耦,验证了时栅原理由一维直线测量向二维平面测量扩展的可行性;杨继森等<sup>[15]</sup>将多频磁场耦合思想用于绝对式平面二维时栅位移传感器,通过对极数互质结构、查表式绝对解算实现了二维绝对位移测量。在大量程直线测量方面,Peng等<sup>[16]</sup>基于拼接技术提出绝对式时栅直线位移传感器,通过短尺段拼接实现测量范围扩展。上述研究表明,时栅位移传感器正由传统单维增量测量向绝对式、多维化、大量程和工程集成方向发展。

目前已有的磁场式绝对直线时栅传感器研究多采用双码道、双列或多层组合等结构实现粗精测量信息获取与绝对位置解算。文献[17]采用多频磁场耦合与外差

降频方法,在实现绝对位移解算的同时抑制粗、精码道间磁场串扰,为粗、精测量信息的解耦提取提供了有效手段;陈自然等<sup>[18]</sup>针对传统绝对式位移传感器复杂编码与严苛光刻加工带来的实现瓶颈,提出基于对极数相差1的双列差极结构的绝对式直线时栅位移测量方法,通过两路行波信号解耦实现绝对位移解算。Liu等<sup>[19]</sup>基于游标式结构实现了具有绝对定位能力的高精度时栅直线位移测量,为周期差异条件下的绝对位置判定提供了参考;Zhang等<sup>[20]</sup>提出一种磁栅式长量程直线绝对位移传感器,为长行程绝对位移检测提供了新的实现思路。上述研究为绝对式直线位移测量提供了重要基础,但受结构设计及制造装配条件限制,双码道、双列或多通道组合结构通常会增加传感器横向或纵向占用空间,并引入码道间耦合、通道幅相不一致和多通道装配匹配等误差来源。

为减小结构的占用空间并降低多通道匹配误差,相关研究开始向单列化、集成化及信号增强方向发展。文献[21]利用双频分时激励和外差降频方法,在小体积结构下实现绝对直线位移测量;Pu等<sup>[22]</sup>提出多层级联绝对式直线时栅位移传感器,通过二次耦合与级联结构增强感应信号并避免动尺引线,为紧凑型、大量程绝对位移测量提供了新的结构思路。此外,陈自然等<sup>[23]</sup>和高忠华等<sup>[24]</sup>分别围绕磁场式时栅组合测量、单相激励时栅结构开展研究,徐笠杰等<sup>[25]</sup>和Niu等<sup>[26]</sup>则从长位移检测和光栅编码信号重构角度为高精度位移测量提供了参考。然而,现有研究仍多集中于码道结构集成、级联耦合或频率解耦层面,对于如何在单码道空间内进一步增强有效工作磁场、减少感应通道数量,并降低由多通道合成带来的系统误差,仍有进一步研究空间。

基于上述研究需求,本研究提出一种多频磁场耦合的单码道绝对式时栅直线位移传感器的设计方案。该传感器将粗、精两码道所需激励线圈镜像叠加在定尺上,减小传感器体积,采用由正弦激励信号(sine excitation signal, SIN)和余弦激励信号(cosine excitation signal, COS)组成的正交激励信号与双匝回字形线圈阵列构建

等效磁极序列,通过同向磁通叠加的线圈覆盖关系实现有效磁场增强,从而提高感应信号幅值与信噪比;同时,仅使用两路感应信号即可完成绝对式直线位移信息读取,减少多通道匹配误差源并降低系统误差。通过采用对极数互质的绝对位置解算方案实现绝对位置测量,从而实现结构紧凑且易工程化的绝对直线位移测量方案。

## 1 磁场式直线时栅结构及传感机理

### 1.1 平面线圈瞬态磁场理论模型

磁场式时栅位移传感器的建模与分析基础在于对激励线圈产生的瞬态磁场分布进行描述,并进一步建立激励—感应线圈之间的磁场耦合关系,使感应线圈输出的电信号中所携带的空间位置信息能够被有效提取与解调,最终映射为位移量。

在实际应用中,交变磁场通常由平面线圈中通入激励电流来构建;由于线圈尺寸参数及走线形状等不同,其磁场强度、空间均匀性以及边缘效应表现存在显著差异,影响耦合效率与信号品质。为此,基于载流导线的电磁场理论建立平面线圈瞬态磁场模型,在给定激励电流  $I(t)$  的条件下对磁场分布进行分析,所采用的几何构型如图1所示。

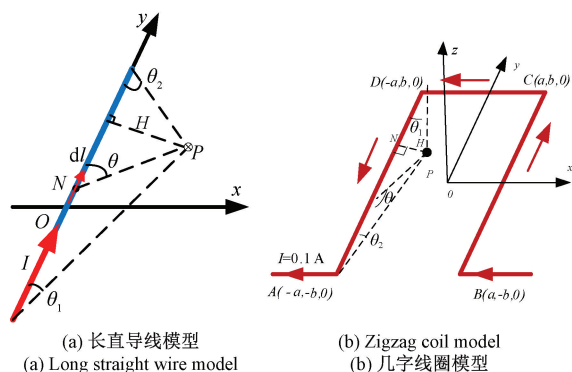


图1 单层几字形载流线圈模型

Fig. 1 Single-layer zigzag current-carrying coil model

根据毕奥—萨法尔定律,对图1(a)长直导线中电流元  $Idl$  在空间点  $P$  处产生的磁感应强度进行计算,可得到空间任意点  $P$  的磁场强度  $B_i$ ,如式(1)所示。

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

式中:  $\mu_0$  表示真空磁导率;  $\vec{NP}$  表示电流元到空间中任意点  $P$  的距离。

如图1(b)所示几字形线框由  $BC$ 、 $CD$ 、 $DA$  组成,对

$AD$  段导线沿电流路径积分,得到  $B_{AD}$ ,如式(2)所示。

$$B_{AD} = \frac{\mu_0 I}{4\pi H} (\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \quad (2)$$

传感器感应线圈正对激励线圈,两者正对平行,所需要研究的磁场只有竖直向上的分量  $B_{AD,z}$ ,同理求出  $BC$ 、 $CD$  线段磁场竖直分量  $B_{BC,z}$  和  $B_{CD,z}$ ,通过叠加定理得出总磁场  $B_z$ ,如式(3)所示。

$$B_z = \frac{\mu_0 I (a-x)}{4\pi [(a+x)^2 + z^2]} \times \left[ \frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} \right] + \frac{\mu_0 I (b-y)}{4\pi [(b-y)^2 + z^2]} \times \left[ \frac{a-x}{\sqrt{(a-x)^2 + (b-y)^2 + z^2}} + \frac{a+x}{\sqrt{(a+x)^2 + (b+y)^2 + z^2}} \right] + \frac{\mu_0 I (a+x)}{4\pi [(a+x)^2 + z^2]} \times \left[ \frac{b-y}{\sqrt{(b-y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} + \frac{b+y}{\sqrt{(b+y)^2 + (a+x)^2 + z^2}} \right] \quad (3)$$

利用数值仿真计算软件,可直观模拟并计算出不同激励线圈的磁场分布,为定量比较不同线圈结构在目标区域内的磁场输出能力和空间波动情况,本研究选取观测平面法向磁感应强度  $B_z$  作为分析对象,同时为避免该法向分量正、负磁场区域产生相互抵消,导致平均值不能准确反映工作区域内的有效磁场强弱情况,采用  $|B_z|$  表征目标区域内法向磁感应强度的总体幅值水平。设目标区域内共有  $N_s$  个离散观测点,第  $i$  个观测点处的法向磁感应强度为  $B_{z,i}$ ,则该区域内法向磁感应强度的平均值如式(4)所示。

$$\overline{|B_z|} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} |B_{z,i}| \quad (4)$$

式中:  $\overline{|B_z|}$  指标本质上是对观测区域内磁场空间分布的一阶统计量描述,可用于表征该区域磁场分量的总体强弱及正负分布趋势。

为描述目标区域内磁场分布相对于平均水平的波动程度,引入法向磁感应强度标准差  $\sigma_{B_z}$ ,如式(5)所示。

$$\sigma_{B_z} = \sqrt{\frac{1}{N_s - 1} \sum_{i=1}^{N_s} (B_{z,i} - \overline{|B_z|})^2} \quad (5)$$

标准差作为表征离散数据波动程度的典型统计量,将其用于磁场分布评价时,可反映各观测点处  $B_{z,i}$  相对于区域平均值  $\overline{|B_z|}$  的偏离程度。其值越小,表明磁场空间波动越弱,磁场分布相对越均匀。式中  $N_s - 1$  为有限离散采样条件下样本标准差计算中的自由度修正项。



需要指出的是,单独采用标准差只能反映磁场的绝对波动幅度,难以排除不同线圈结构磁场幅值差异对评价结果的影响。因此,进一步定义归一化磁场均匀性指标  $U$ ,如式(6)所示。

$$U = \frac{\sigma_{B_z}}{|\overline{B_z}|} \times 100\%$$

(6)

$U$  值本质上属于归一化离散度指标。该指标能够削弱不同线圈结构磁场幅值差异对评价结果的影响,使不同结构之间的磁场均匀性具有可比性。 $U$  值越小,表明目标区域内磁场相对波动越弱,磁场分布均匀性越好。

由此,  $|\overline{B_z}|$ 、 $\sigma_{B_z}$  和  $U$  分别从磁场强弱、绝对波动和相对均匀性 3 个方面评价激励线圈的磁场性能。同时,对数值仿真分析模拟参数设置如表 1 所示。

表 1 激励通电线圈模拟参数

Table 1 Simulation parameters of energized excitation coil

| 参数名                                        | 数值                   |
|--------------------------------------------|----------------------|
| 电流 $I/\text{A}$                            | 0.1                  |
| 真空磁导率 $\mu_0/(\text{H}\cdot\text{m}^{-1})$ | $4\pi\times 10^{-7}$ |
| 矩形半长 $a/\text{mm}$                         | 1.2                  |
| 矩形半宽 $b/\text{mm}$                         | 4.0                  |
| 观测平面 $Z/\text{mm}$                         | 0.6                  |

将线圈参数代入式(3),得到几字形线圈在距平面  $Z=0.6\text{ mm}$  处磁场分布如图 2 所示。

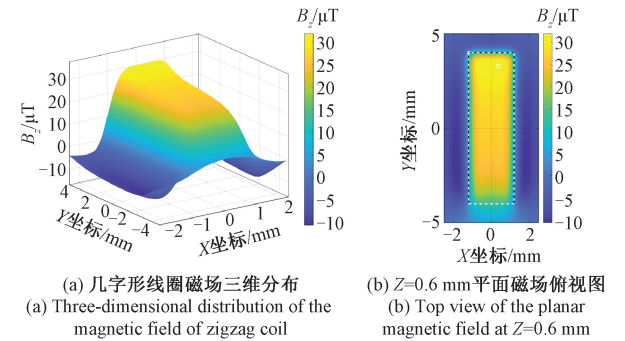


图 2 单层几字形线圈磁场分布

Fig. 2 Magnetic field distribution of single-layer zigzag coil

由其仿真结果可见,在  $Z=0.6\text{ mm}$  平面内,磁场主体区域呈现较明显的“滑梯”分布,在线圈上下端部附近出现了显著的畸变和突变,这表明该结构存在较强的端部效应。为解决此问题,可在其上方镜像布置相同的几字形线圈,通过双层反向绕线的方式实现磁场互补,如图 3 所示,其中虚线导线段  $ABCD$  为一层,实线导线段  $C'D'A'B'$  为另一层,两者反向串联形成一个完整激励回路。

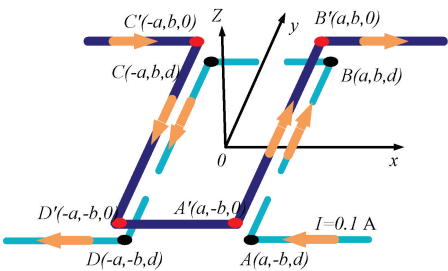


图 3 双层互补型线圈模型

Fig. 3 Double-layer complementary coil model

在同样的线圈几何参数情况下,取两线圈间隔  $d=0.1\text{ mm}$  的介质层厚度,对双层互补型线圈进行磁场仿真,观察  $Z=0.6\text{ mm}$  平面内结果如图 4 所示。

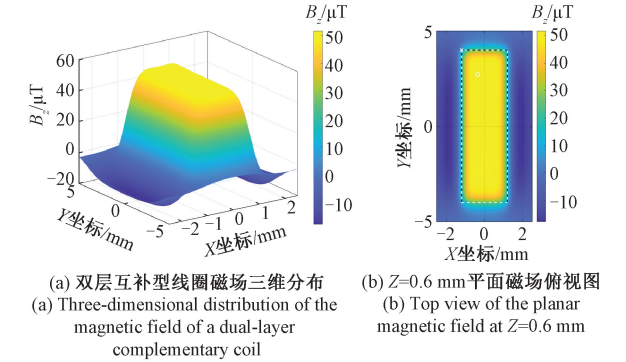


图 4 双层互补型线圈磁场分布

Fig. 4 Magnetic field distribution of double-layer complementary coil

通过双层反向绕线方式,双层互补型线圈的磁场明显更完整,端部区域的突变趋势也得到削弱,不过由于该结构同一工作区域内有效导体段处于不同平面,产生的磁场效果受层间介质层厚度  $d$  的影响, $d$  越大,两层导线的磁场叠加效果越差,磁场均匀性和磁感应强度也随之减弱。

为解决此问题并进一步提升激励线圈的磁场性能,提出一种双匝组合型线圈的结构设计思路。该结构并非仅仅停留在“补偿端部效应”这一层面,而是在原双层互补型线圈的尺寸内进一步将两匝矩形单元进行组合布置,使工作区域内的有效导体段共同参与磁场叠加,从而提高整个工作线圈的磁感应强度,并且有效导体段都处于同一平面,避免了因生产制造导致层间介质层厚度  $d$  不均匀带来的误差,双匝组合型线圈结构如图 5 所示。

取内部矩形线圈长宽内缩量  $e=0.1\text{ mm}$ ,对双匝组合型线圈进行磁场仿真,结果如图 6 所示。

从磁场仿真结果可以看出,双匝组合型线圈在同一高度观测平面且同样尺寸内形成了更饱满的磁场平台,



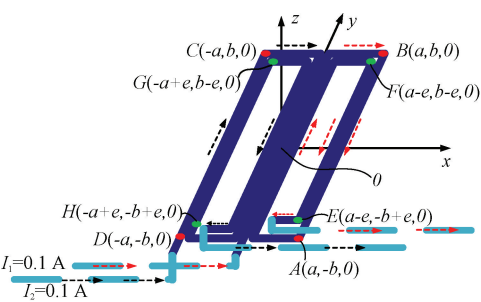


图 5 双匝组合型线圈  
Fig. 5 Double-turn combined coil model

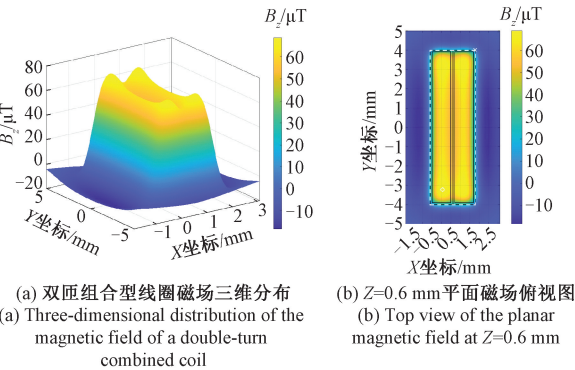


图 6 双匝组合型线圈磁场分布

Fig. 6 Magnetic field distribution of double-turn combined coil

整体  $B_z$  水平进一步提高。综上,对不同激励线圈结构在  $Z=0.6\text{ mm}$  工作平面内的磁场特性比较如表 2 所示。

表 2 激励线圈磁场特性参数对照表

| 线圈结构  | 平均法向磁感应                         | 磁场标准                         | 磁场均匀性     |
|-------|---------------------------------|------------------------------|-----------|
|       | 强度 $\overline{B_z}/\mu\text{T}$ | 差 $\sigma_{B_z}/\mu\text{T}$ | 指标 $U/\%$ |
| 几字形   | 23.065 6                        | 5.927 1                      | 25.70     |
| 双层互补型 | 43.570 8                        | 10.078 0                     | 23.13     |
| 双匝组合型 | 52.835 0                        | 13.001 0                     | 24.61     |

由表 2 可知,双匝组合型线圈平均法向磁感应强度为  $52.835\text{ 0 }\mu\text{T}$ ,较几字形线圈提高  $129.06\%$ ,较双层互补型线圈提高  $21.26\%$ ,虽然其均匀性指标略高于双层互补型线圈,但仍优于几字形线圈。表明双匝组合型线圈在兼顾磁场均匀性的基础上,能够获得更强的工作区磁场,更有利于提高感应信号幅值和传感器测量性能。

根据以上分析,以双匝组合型线圈作为传感器激励线圈,得到简化的传感器平面线圈三维结构,如图 7 所示,分别包括两组激励线圈和一组感应线圈,其中  $W$  为

传感器的一个节距,一个  $W/2$  的感应线圈对应两个激励线圈产生的磁场。

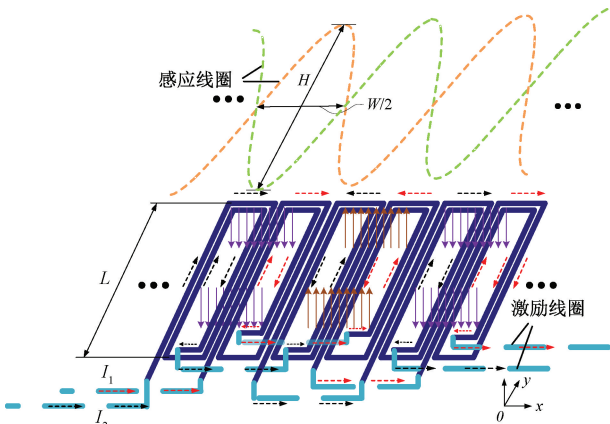


图 7 双匝组合型线圈电磁耦合模型  
Fig. 7 Electromagnetic coupling model of the double-turn composite coil

根据图 7 可知,该激励线圈结构利用过孔互连实现线圈的交替正绕与反绕,使相邻组合线圈所产生磁场在幅值上保持一致、方向上保持同向。

基于此,对感应线圈的传感机理进行理论推导。可建立如图 8 所示的磁场时栅行波解算模型。在单个节距  $W$  内,激励线圈由 4 个最小单元线圈构成,通过过孔绕线依次形成 S+、C+、S-、C- 这 4 个交替分布的磁场区域。各离散线圈的高度为  $L$ ,正弦型感应线圈的高度为  $2h$ ,节距为  $W$ 。此外,感应线圈 A、B 通过空间绕线方式实现反向串联,从而形成差动结构。

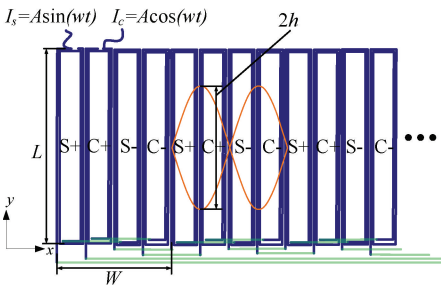


图 8 正弦型感应线圈在瞬态磁场中运动模型  
Fig. 8 Motion model of a sinusoidal induction coil in a transient magnetic field

两组激励线圈  $I_s$ 、 $I_c$  分别通入交变电流  $i_s = A\sin(\omega t)$  和  $i_c = A\cos(\omega t)$ ,由式(1)可得,在一个节距  $W$  内,各最小单元线圈对应的磁场强度分别如式(7)所示。

$$\begin{cases} B_{s+} = k_B \sin(\omega t) \\ B_{c+} = k_B \cos(\omega t) \\ B_{s-} = -k_B \sin(\omega t) \\ B_{c-} = -k_B \cos(\omega t) \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $k_B$  为比例常数,其大小与线圈匝数、电流幅值等参数有关。当动尺上的感应线圈处于定尺激励线圈所形成的时变磁场中,动尺相对定尺发生位移时,感应线圈中的磁通量可由式(8)表示。

$$\begin{cases} \phi_{s+}(t, x) = k_B \sin(\omega t) \int_x^{x+\frac{W}{4}} 2h \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \phi_{c+}(t, x) = k_B \cos(\omega t) \int_x^{x+\frac{W}{4}} 2h \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \phi_{s-}(t, x) = -k_B \sin(\omega t) \int_{x+\frac{3W}{4}}^{x+\frac{W}{2}} 2h \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \phi_{c-}(t, x) = -k_B \cos(\omega t) \int_{x+\frac{3W}{4}}^{x+\frac{W}{2}} 2h \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $x$  为感应线圈与激励线圈之间的相对位移;  $W$  为传感器节距。由此可见,磁通量是位移变量与时间变量共同作用的结果,可进一步作为感应信号和位移解算的理论基础。

## 1.2 增量式直线时栅位移结构与传感机理

基于前述提出的双匝组合型激励线圈,所设计的单码道增量式直线时栅位移传感器结构如图 9 所示。其中图 9(a) 为传感器结构正视图,图 9(b) 为激励线圈组合结构,图 9(c) 为传感器结构俯视图。传感器节距为  $W$ ,激励线圈高度幅值为  $\sqrt{2}h$ 。

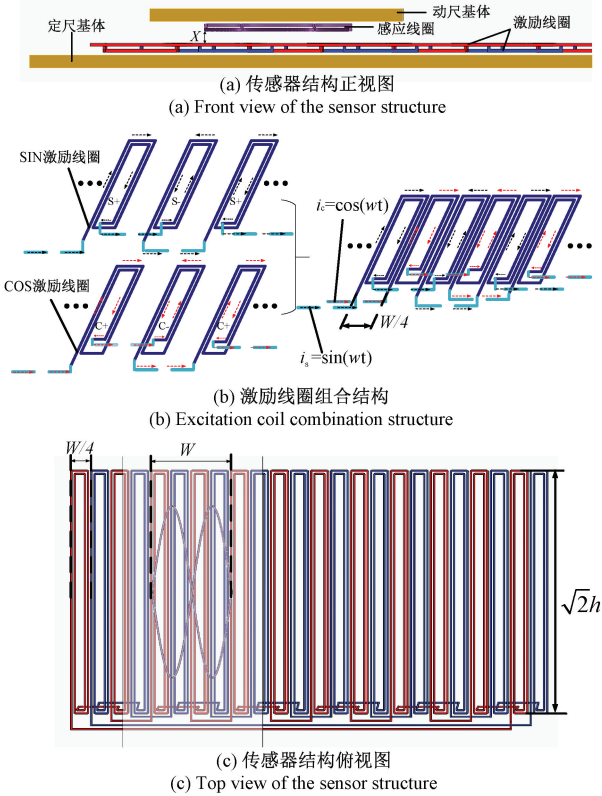


图 9 单码道增量式直线时栅传感器结构

Fig. 9 Single-code-track incremental linear time-grating sensor structure

定尺由定尺基体及沿测量方向周期排布的两路激励线圈构成,两路激励线圈分别为 SIN 激励线圈和 COS 激励线圈,二者均采用首尾相连的方式组合成为双匝组合型激励线圈结构,并在空间上相互错开  $W/4$ 。动尺包括动尺基体和按“ $\infty$ ”形反向串联的正弦型的感应线圈,二者之间保持一定安装间隙  $X$ 。

分别给 SIN 激励线圈和 COS 激励线圈通入激励电流  $i_s = A \sin(\omega t)$ ,  $i_c = A \cos(\omega t)$ ,由于两路激励在线圈空间排布上相差  $W/4$ 、在时间激励上相差  $90^\circ$  电角度,因此可在工作气隙中产生一组时间正交、空间正交的磁场分量。由法拉第电磁感应定律可得  $\phi_{s+}$  和  $\phi_{c+}$  两路激励共同作用下正弦感应线圈产生电动势,如式(9)所示。

$$\begin{cases} e_s = k_e \cos(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right) \\ e_c = k_e \sin(\omega t) \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $k_e$  为与线圈结构参数、激励幅值及电磁耦合强度有关的比例常数。基于时栅基本原理,将  $e_s$  和  $e_c$  两路感应分量叠加后,可得感应线圈 A 的输出  $U_a$ ,如式(10)所示。

$$U_a = e_s + e_c = k_e \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) \quad (10)$$

感应线圈采用反向串联的差动结构,A、B 两部分在空间位置上相差  $W/2$ ,因此可得感应线圈 B 的输出信号,如式(11)所示。

$$U_b = k_e \cos\left(\omega t - \left(\frac{2\pi x}{W} + \pi\right)\right) \quad (11)$$

进一步将 A、B 两部分信号差动叠加,可得传感器最终输出信号  $U$ ,如式(12)所示。

$$U = U_a - U_b = 2k_e \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) \quad (12)$$

由式(12)可见,传感器输出信号的频率与激励信号保持一致,而其相位随感应线圈位移  $x$  的变化呈线性改变,因此输出信号本质上是一种同时携带时间信息与空间位置信息的行波信号。当感应线圈沿测量方向移动一个节距  $W$  时,输出信号恰好经历一个完整周期。由此可建立空间位移变化量  $\Delta x$  与相位变化对应的时间量  $\Delta t$  之间的关系,如式(13)所示。

$$\Delta x = W \frac{\omega}{2\pi} \Delta t \quad (13)$$

综上所述,单码道增量式直线时栅位移传感器通过两组空间正交排布的双匝组合型激励线圈与一组“ $\infty$ ”形差动感应线圈之间的电磁耦合作用,在测量方向上形成可反映位移变化的行波感应信号,从而实现将空间位移信息转换为时间相位信息的测量过程。与传统双通道感应结构相比,该方案仅采用一路感应通道即可完成增量式位移信息提取,有助于减小通道间幅相不一致带来

的系统误差。同时,双匝组合型激励线圈能够增强有效磁感应强度,提高感应信号幅值与信噪比,为后续高精度位移解调奠定基础。

### 1.3 误差机理与误差来源分析

由前述传感机理可知,理想情况下,传感器输出行波信号的时间相位与动尺相对位移之间具有确定对应关系,位移量可由时间量解算得到。当实际输出信号受到线圈加工误差、安装偏差、气隙变化、磁场分布非理想性及信号调理误差影响时,其时间相位会相对于理想状态产生偏移,并进一步映射为位移误差。设理想情况下某一位置  $x$  对应的时间量为  $\Delta t_0(x)$ , 实际测得的时间量为  $\Delta t_m(x)$ , 则时间量误差如式(14)所示。

$$\delta_t(x) = \Delta t_m(x) - \Delta t_0(x) \quad (14)$$

相应的直线位移误差如式(15)所示。

$$\delta_x(x) = W \frac{\omega}{2\pi} \delta_t(x) \quad (15)$$

式(15)表明,传感器的位移误差本质上是输出行波信号时间量误差在位移域中的映射结果。因此,误差机理分析的核心在于分析实际行波信号相对于理想行波信号的时间位置偏移来源。

由于激励线圈和感应线圈均沿测量方向周期排布,在忽略端部效应后,误差函数  $\delta_x(x)$  也具有空间周期特征。因此,可将一个节距内的位移误差展开为傅里叶级数,如式(16)所示。

$$\delta_x(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ a_k \cos\left(\frac{2\pi kx}{W}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi kx}{W}\right) \right] \quad (16)$$

式中:  $k$  为节距内误差频次,表示位移误差在一个直线节距  $W$  内的周期起伏次数;  $a_k$  和  $b_k$  分别为第  $k$  次误差分量的傅里叶系数。第  $k$  次误差分量的幅值如式(17)所示。

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (17)$$

当某一频次  $A_k$  明显大于其他频次时,表明该频次对应的周期性误差在当前结构和安装条件下占主导地位。

从误差来源看,式(16)中的不同频次与传感器结构和信号合成过程密切相关。常值项  $a_0/2$  主要反映零点标定偏差、固定延时和系统静态偏置;  $k=1$  误差通常与一个节距内的单周期耦合强度变化、安装倾斜、气隙缓慢变化有关;  $k=2$  误差则多与 SIN/COS 等效幅值不一致、空间正交偏差、反向行波分量以及空间磁场非理想分布有关;更高阶误差主要来源于线圈有限宽度、过孔互连、边缘效应、印刷电路板 (printed circuit board, PCB) 加工误差以及高阶空间磁场畸变。

记式(12)中  $2k_e = A$ , 当 SIN/COS 两个等效正交分量存在幅值不一致时,设其等效幅值分别为  $A(1+\alpha)$  和  $A(1-\alpha)$ , 其中  $\alpha$  为幅值不平衡系数。此时实际输出信号如式(18)所示。

$$U_m(x, t) = A \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{W}\right) + \alpha A \cos\left(\omega t + \frac{2\pi x}{W}\right) \quad (18)$$

式中:第2项为由幅值不平衡引入的反向行波扰动。经小量近似,其引起的位移误差如式(19)所示。

$$\delta_x^\alpha(x) \approx -\frac{W}{2\pi} \alpha \sin\left(\frac{4\pi x}{W}\right) \quad (19)$$

由式(19)可知,幅值不一致会使误差在一个节距内出现两次起伏,即主要表现为  $k=2$  误差分量。

类似地,当 SIN/COS 两路激励线圈的空间位置未能严格相差  $W/4$ , 或感应线圈相对于激励线圈存在安装偏斜时,实际合成行波信号会偏离理想正交关系。设该等效正交偏差为  $\beta$ , 则其引起的时间位置偏移经式(16)转换后,可近似表示为如式(20)所示。

$$\delta_x^\beta(x) \approx \frac{W}{2\pi} \left[ -\frac{\beta}{2} + \frac{\beta}{2} \cos\left(\frac{4\pi x}{W}\right) \right] \quad (20)$$

式中:第1项为常值偏移,主要影响零点位置,可通过零点校准或系统标定削弱;第2项为  $k=2$  的周期误差。因此,空间正交偏差、安装偏斜以及局部气隙不一致均可能使二次周期误差增强。

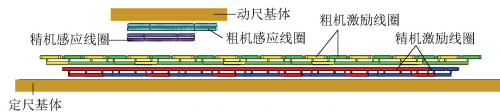
此外,实际工作气隙中的磁场沿测量方向并非理想正弦分布。可将实际法向磁感应强度沿测量方向表示为空间谐波叠加形式,如式(21)所示。

$$B_z(x) = \bar{B} + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos\left(\frac{2\pi n x}{W} + \varphi_n\right) \quad (21)$$

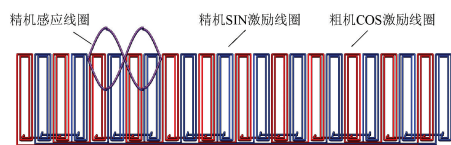
式中:  $\bar{B}$  为平均磁场分量;  $B_n$  为第  $n$  次空间磁场谐波分量;  $\varphi_n$  为对应初相位。空间磁场谐波经感应线圈耦合后会引进行波信号波形畸变,使实际时间量  $\Delta t_m(x)$  发生偏移,并进一步通过式(14)形成位移误差。

### 1.4 单码道绝对式直线时栅位移传感器测量机理

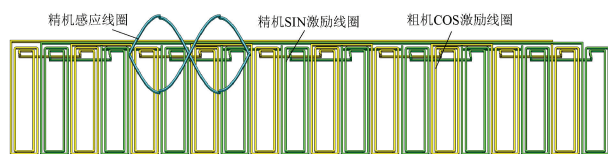
在增量式测量结构的基础上,进一步构建了单码道绝对式直线时栅位移传感器,其结构如图10所示。



(a) 传感器结构正视图  
(a) Front view of the sensor structure



(b) 精机测量码道  
(b) Precision machine measurement channel



(c) 粗机测量码道  
(c) Rough machine measurement channel



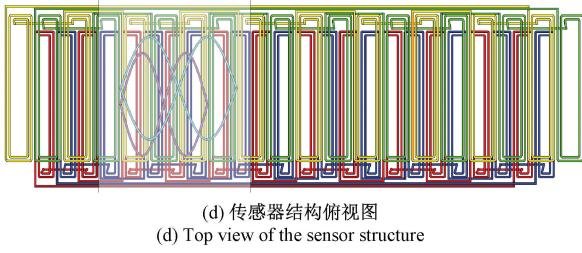


图10 单码道绝对式直线时栅传感器结构

Fig. 10 Single-code-track absolute linear time-grating sensor structure

该传感器定尺部分集成了节距分别为  $W_1$  和  $W_2$  的粗测码道和精测码道两套激励线圈,分别用于绝对位置粗定位和节距内精细定位;动尺部分则对应布置“粗机”感应线圈和“精机”感应线圈,用于提取两套通道的位移信息。与传统双列结构相比,该方案将粗、精两套测量单元整合在同一码道空间位置内,在保证绝对测量功能的同时减少了纵向占用尺寸,有利于传感器小型化和实际安装。

由于粗、精两套激励线圈在单码道空间内集成布置,二者之间理论上会通过互感耦合、寄生电容耦合等产生信号串扰。为降低该影响,本研究从时域、电气连接和信号处理3个层面进行抑制:1)在时域上采用粗、精码道分时激励,使两套码道不在同一时刻同时产生有效交变磁场;2)在电气连接上将非工作码道置于接地状态,降低其悬空感应和寄生耦合;3)在信号处理上结合对应激励频率的带通滤波、放大整形和外差降频处理,仅提取当前工作码道的有效行波信号。即在一个测量周期内,先激励

粗测码道并完成粗机位置信息采集,再切换至精测码道获取节距内精机位置信息。在任一时刻仅有一套通道处于激励状态,另一码道处于接地状态,由此可降低粗、精码道载波信号在感应端叠加导致的解调误差。

当粗测码道工作时,精机码道接地,分别向该码道 SIN、COS 激励线圈施加幅值相同、时间上相差  $90^\circ$  的激励电流  $I_{s1} = A \sin(\omega_1 t)$ ,  $I_{c1} = A \cos(\omega_1 t)$ ,其中,  $A$  为激励电流幅值,  $\omega_1$  为粗机通道的激励角频率。粗机感应线圈中可形成包含位移相位信息的行波感应信号。忽略高次谐波和边缘效应后,其输出如式(22)所示。

$$E_1 = K_1 \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x_1}{W_1}\right) \quad (22)$$

式中:  $K_1$  为粗测通道感应信号幅值系数;  $x_1$  为粗机感应线圈相对于定尺的增量位移值。

同理,当切换至精测码道后,粗机码道接地,分别向该码道 SIN、COS 激励线圈施加正交激励电流  $I_{s2} = A \sin(\omega_2 t)$ ,  $I_{c2} = A \cos(\omega_2 t)$ ,其中,  $\omega_2$  为精机通道的激励角频率,精机感应线圈输出的行波信号如式(23)所示。

$$E_2 = K_2 \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi x_2}{W_2}\right) \quad (23)$$

式中:  $K_2$  为精测通道感应信号幅值系数;  $x_2$  为精机感应线圈相对于定尺的增量位移值。绝对位移信号处理过程如图11所示。粗、精码道感应信号首先经外差降频、滤波、放大和整形处理得到方波信号,再由微控制器(microcontroller unit, MCU)完成高频时钟计数和增量位移解算,最终结合粗、精码道位移差判定精机节距序号并输出绝对位移。

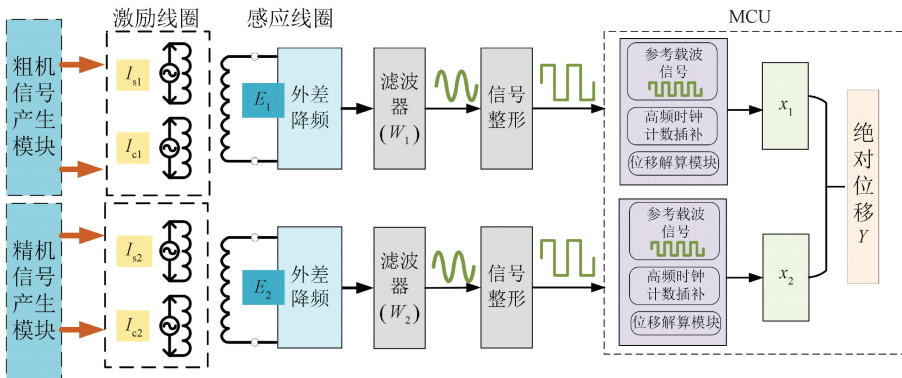


图11 绝对位移信号处理

Fig. 11 Absolute displacement signal processing

将感应信号  $E_1$ 、 $E_2$  进行外差降频后,再经滤波、放大和整形处理得到方波信号,利用高频时钟插补原理得到两码道的增量位移值  $x_1$ 、 $x_2$ ,设精机感应线圈相对于定尺已经跨越的精测码道节距数为  $Q$ ,则传感器的绝对位置  $Y$  如式(24)所示。

$$Y = Q \times W_2 + x_2 \quad (24)$$

为提高传感器输出信号的信噪比,通常需要适当提高激励信号频率。然而,在基于时间测量的位移解算过程中,若直接采用高频行波信号与高频时钟基准进行同步计数,则系统分辨力与高频时钟频率密切相关。设传

传感器节距为  $W$ , 传感器输出信号频率为  $f_1$ , 高频时钟插补频率为  $f_2$ , 则对应的理论位移分辨率如式 (25) 所示。

$$R = \frac{f_1}{f_2} W \quad (25)$$

在  $f_2$  受限的条件下, 传感器输出频率越高, 单位时间内对应的位移分辨能力反而越难进一步提高。若一味提高时间基准频率, 将对微处理器或现场可编程门阵列 (field-programmable gate array, FPGA) 的计数能力提出更高要求, 系统实现难度和硬件成本也会明显增加。为兼顾高频激励条件下的信噪比优势与低频测量条件下的高分辨率需求, 引入外差降频处理方法, 其基本思想是不改变传感器空间位移信息的前提下, 将高频行波感应信号下变频为保留原位相信息的低频差频信号, 再完成后续比相与计数解算。该处理过程如图 12 所示。

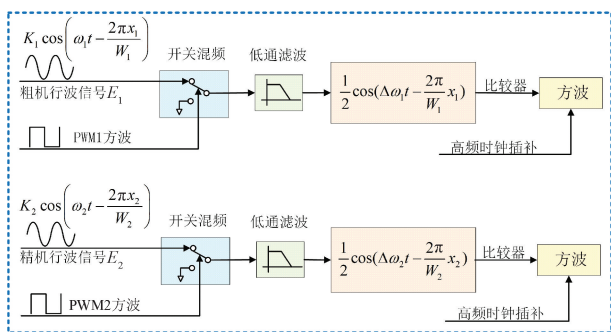


图 12 外差降频原理

Fig. 12 Principle of heterodyne down-conversion

根据法拉第电磁感应定律, 感应电动势与磁通变化率有关, 适当提高激励频率有利于增大感应信号幅值, 提高信噪比。但若激励频率过高, 则会提高线圈寄生参数、驱动电路带宽和后续计数处理的实现难度, 同时, 所选频率应便于由系统主时钟整数分频产生, 并便于构造稳定的低频差频信号。基于上述原则, 本研究采用 240 MHz 时钟分频产生两路激励信号: 粗测通道分频系数为 480, 对应激励频率为 500 kHz; 精测通道分频系数为 240, 对应激励频率为 1 MHz。随后分别选取与激励频率相邻的参考分频信号作为比较基准, 即粗测通道采用 482 分频参考, 精测通道采用 242 分频参考, 使激励信号与参考信号经外差处理后得到较低频率的差频信号。由此可兼顾高频激励带来的信噪比优势与低频差频测量带来的高分辨力优势。可得粗精机码道的理论分辨力  $R_1$ 、 $R_2$ , 如式 (26) 所示。

$$\begin{cases} R_1 = W_1 \left( \frac{1}{480} - \frac{1}{482} \right) \\ R_2 = W_2 \left( \frac{1}{240} - \frac{1}{242} \right) \end{cases} \quad (26)$$

### 1.5 传感器零点设计与绝对位移解算方法

为保证绝对位置解算过程中零点定义明确、量程划分合理, 并降低端部非理想磁场对测量结果的影响, 有必要对传感器的零点位置及粗、精通道参数进行统一设计。如图 13 所示, 传感器的绝对零点设置在激励线圈沿测量方向的第 2 个节距位置。该设计可有效避开线圈两端引线区域及边缘磁场畸变对测量的影响, 从而减弱端部效应, 提高行波信号质量。

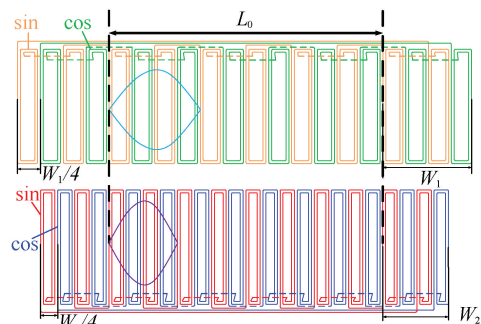


图 13 传感器零点位置设计示意图

Fig. 13 Schematic diagram of the sensor zero-position design

传感器有效量程为  $L_0$ , 粗测通道和精测通道的节距分别为  $W_1$  和  $W_2$  (其中  $W_1 > W_2$ ), 则对应量程内的节距数分别为  $M = L_0/W_1$  和  $N = L_0/W_2$ 。为保证全量程范围内位置编码的唯一性, 设计  $M$  与  $N$  互质。由此, 粗测通道用于确定当前位置所在的大范围区间, 精测通道用于给出节距内的精细位移信息, 二者结合可实现绝对位置唯一解算。

若当前位置位于第  $Q_i$  个精机节距内, 则绝对位移  $Y$  可表示为  $Y = Q_i W_2 + x_2$  ( $Q_i = 0, 1, \dots, N-1$ ), 同一位置在粗机通道中的节距内位移满足  $x_1 = (Q_i \times W_2 + x_2) \bmod W_1$ 。在测得粗、精两码道节距内增量位移  $x_1$  和  $x_2$  后, 两码道对极内误差  $\Delta x$  如式 (27) 所示。

$$\Delta x = \begin{cases} x_1 - x_2, & x_1 \geq x_2 \\ W_1 + x_1 - x_2, & x_1 < x_2 \end{cases} \quad (27)$$

则有  $\Delta x_i = (Q_i \times W_2) \bmod W_1$ , 即位移差  $\Delta x$  仅与精机节距序号  $Q_i$  有关。由于  $M$  与  $N$  互质, 因此当  $Q_i = 0, 1, \dots, N-1$  时,  $\Delta x$  在一个测量周期内具有  $N$  个互不相同的理论值, 从而能够建立精机节距序号与位移差之间的一一对应关系。以  $M=4, N=7$  为例, 根据上述分析, 量程内粗、精码道增量位移与对极内位移差  $\Delta x$  规律如图 14 所示。

将上述理论值按大小排序后可知, 相邻理论位移差中心之间的间距  $\Delta s$  如式 (28) 所示。

$$\Delta s = \frac{W_1}{N} = \frac{W_2}{M} \quad (28)$$

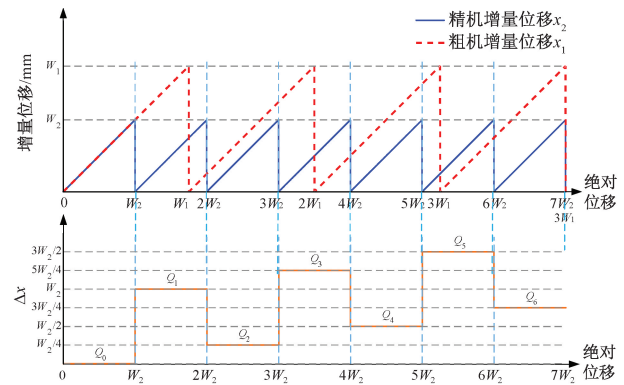


图 14 绝对位置解算

Fig. 14 Absolute position calculation

考虑到实际测量中存在相位提取误差、安装误差以及噪声干扰,为提高判定鲁棒性,可将每个理论值两侧设置判定容差半宽  $\delta$ , 即如式(29)所示。

$$\delta = \frac{\Delta s}{2} = \frac{W_1}{2N} = \frac{W_2}{2M}$$

(29)

据此即可建立精机节距序号与位移差之间的判定关系。如表 3 所示,当测得的  $\Delta x$  落入某一理论位移差对应的误差区间内时,即可判定当前所在的精机节距序号  $Q_i$ 。

表 3 节距序号与位移差对应关系

Table 3 Correspondence between pitch index and displacement difference

| $Q_i$ | 位移差 $\Delta x_i$ | 误差区间                |
|-------|------------------|---------------------|
| $Q_0$ | 0                | $\pm\delta$         |
| $Q_2$ | $W_2/4$          | $W_2/4 \pm \delta$  |
| $Q_4$ | $W_2/2$          | $W_2/2 \pm \delta$  |
| $Q_6$ | $3W_2/4$         | $3W_2/4 \pm \delta$ |
| $Q_1$ | $W_2$            | $W_2 \pm \delta$    |
| $Q_3$ | $5W_2/4$         | $5W_2/4 \pm \delta$ |
| $Q_5$ | $3W_2/2$         | $3W_2/2 \pm \delta$ |

2 传感器建模仿真与误差特性分析

2.1 传感器建模仿真

为验证所提出单码道绝对式直线时栅位移传感器结构设计的合理性及其测量机理的正确性,根据图 10 所示的传感器结构和原理,使用有限元电磁分析软件进行瞬态仿真计算。传感器精机码道与粗机码道的节距分别为 4.8 和 8.6 mm,对应耦合线圈总对极数分别为 45 和 26,其余主要仿真参数如表 4 所示。

表 4 仿真模型参数

Table 4 Simulation model parameters

| 参数名         | 参数值                     |
|-------------|-------------------------|
| 激励电流幅值/A    | 0.1                     |
| 激励电流频率/MHz  | 1、0.5                   |
| 线圈匝数/匝      | 1                       |
| 气隙间距/mm     | 0.2、0.4、0.5、0.6、0.8、1.0 |
| 线圈宽度/mm     | 0.1                     |
| 激励线圈高度/mm   | 8                       |
| 感应线圈高度/mm   | $4\sqrt{2}$             |
| 感应线圈阻抗/MΩ   | 1                       |
| 导磁体材料       | 1008 钢                  |
| 线圈材料        | 铜                       |
| 精机码道仿真距离/mm | 4.8                     |
| 粗机码道仿真距离/mm | 8.6                     |
| 仿真步长/mm     | 0.1                     |
| 精机仿真时长/ns   | 1 000                   |
| 精机时间步长/ns   | 20                      |
| 粗机仿真时长/ns   | 2 000                   |
| 粗机时间步长/ns   | 40                      |

传感器安装间隙对电磁耦合特性及感应信号质量的影响是电磁式时栅传感器的关键参数。仿真气隙参数分别选取 0.2、0.4、0.5、0.6、0.8 和 1.0 mm 进行了分析,并选取其中 0.2 和 0.5 mm 两种典型工况进行结果展示粗、精码道感应信号输出波形,如图 15 所示。

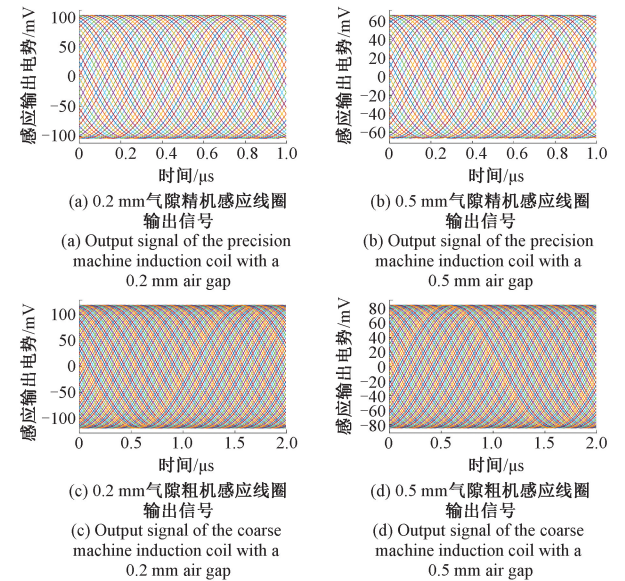


图 15 不同气隙下粗、精码道感应信号输出波形

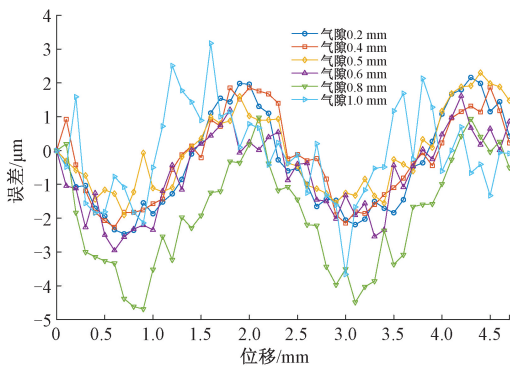
Fig. 15 Output waveforms of induced signals for coarse and fine code tracks under different air gaps



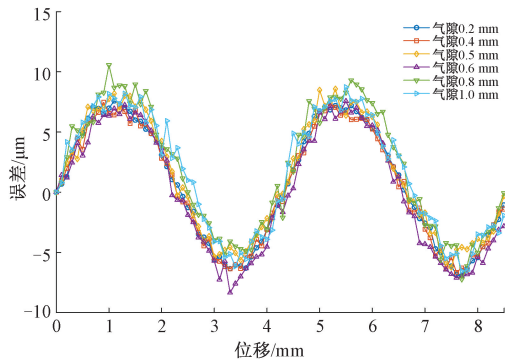
可以看出,在 0.2 和 0.5 mm 气隙下,精机通道和粗机通道的感应线圈输出均呈现出明显的周期性正弦或近似正弦变化规律。当安装间隙由 0.2 mm 增大至 0.5 mm 时,粗、精通道感应信号的整体波形规律保持不变,仍具有较好的正弦特性和连续的相位演化关系,仅信号幅值出现一定程度衰减。这表明该传感器所设计结构在气隙变化条件下依然能够较好地保持相位信息的连续性和可解调性。由此表明,该结构设计合理,理论分析可行。

2.2 传感器仿真结果误差分析

将仿真结果与理论值做差进行误差分析,得到不同气隙下节距内位移误差曲线如图 16 所示。



(a) 精机误差曲线  
(a) Precision machine error curve



(b) 粗机误差曲线  
(b) Coarse machine error curve

图 16 不同气隙下粗、精码道误差曲线  
Fig. 16 Error curves of coarse and fine code tracks under different air gaps

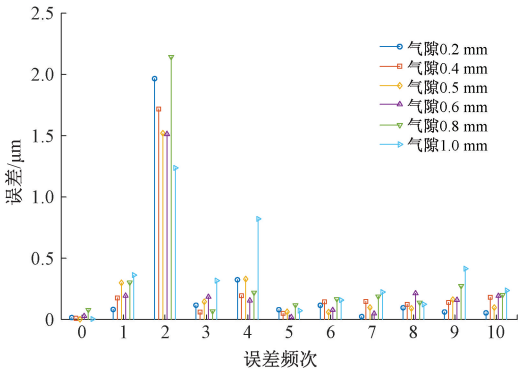
其中,精机码道在不同气隙条件下的误差峰峰值为 4.14~6.83  $\mu\text{m}$ ,其中 0.4 mm 气隙下最小,为 4.14  $\mu\text{m}$ 。随着气隙增大,精机误差总体呈上升趋势,尤其在 0.8 和 1.0 mm 条件下增幅较为明显,表明过大气隙会削弱电磁耦合强度,并加剧感应信号波形畸变。粗机码道在不同气隙下的误差峰峰值为 14.13~17.79  $\mu\text{m}$ ,同样在 0.4 mm 气隙下取得最小值 14.13  $\mu\text{m}$ 。与精机码道相比,粗机码道误差整体更大,但误差曲线同样呈现稳定的周期性起伏。结果表明,两码道在不同气隙下均表现出明显的周期性误差特征,表明误差主要来源于线圈结构

耦合和磁场分布的系统性非理想因素。同时,粗机码道在相同结构扰动条件下更容易表现出较大的位移误差,这与其粗机主要承担绝对区间判定功能的工作特点相一致。故本研究优先对精机码道的误差进行详细分析,得到不同安装气隙下精机码道的误差峰峰值、主导周期误差阶次及其对应幅值如表 5 所示。

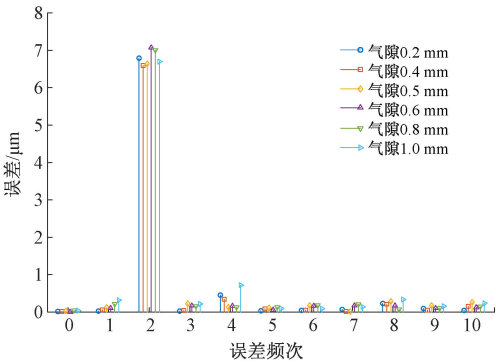
表 5 不同气隙下精机码道误差汇总  
Table 5 Summary of code track errors of the fine code track under different air gaps

| 气隙/mm | 误差峰峰值/ $\mu\text{m}$ | 主导误差阶次 $k$ | 对应误差分量幅值/ $\mu\text{m}$ |
|-------|----------------------|------------|-------------------------|
| 0.2   | 4.63                 | 2          | 1.97                    |
| 0.4   | 4.14                 | 2          | 1.72                    |
| 0.5   | 4.21                 | 2          | 1.52                    |
| 0.6   | 4.57                 | 2          | 1.51                    |
| 0.8   | 5.67                 | 2          | 2.14                    |
| 1.0   | 6.83                 | 2          | 1.24                    |

为进一步分析误差的周期组成,对不同气隙下的位移误差数据进行傅里叶变换,得到如图 17 所示的空间误差频谱分布。其中,误差阶次  $k$  表示误差在一个直线节距内的周期起伏次数。



(a) 精机误差频谱  
(a) Precision machine error spectrum



(b) 粗机误差频谱  
(b) Coarse machine error spectrum

图 17 不同气隙下粗、精码道误差频谱分布  
Fig. 17 Error spectrum distribution of coarse and fine code tracks under different air gaps

由表 5 可知,精机码道在不同安装气隙下均表现出明显的周期性误差特征,表明该误差主要不是随机噪声引起,而是与线圈周期结构、磁场空间分布及安装气隙条件有关的系统性误差。由图 17 可进一步看出,粗、精码道的低阶误差分量在频谱中均占主要部分,而高阶频率分量幅值相对较小,说明有限宽度导线、过孔互连及边缘效应所引入的高阶畸变在工作气隙和感应线圈空间平均作用下得到一定衰减。其中,两码道在各气隙条件下的主导周期误差阶次均集中在  $k=2$ 。从气隙影响规律来看,粗、精码道均在  $0.4\text{ mm}$  气隙条件下取得最小误差峰峰值,表明该气隙下激励线圈与感应线圈之间的电磁耦合强度、场分布均匀性以及输出信号质量之间达到了较优平衡,因此该间隙为传感器的仿真推荐安装间隙。

综合粗、精码道的误差分析结果可以看出,两者在不同气隙下均呈现出显著的周期性误差特征,对于本研究所提出的单码道结构而言,由于感应端可直接输出行波信号,不需要传统结构中由两路驻波再进行合成,因此避免了双通道幅值不一致、相位失配等附加误差源。其中二次周期误差分量占主导,表明当前误差主要表现为与线圈空间周期结构相关的系统性误差。结合前述误差机理可知,该分量可能与 SIN/COS 两路正交磁场幅值不一致、空间正交偏差、局部气隙变化以及空间磁场非理想分布有关。

综上,仿真频谱结果进一步表明,在本研究结构和气隙条件下,主要误差分量集中在  $k=2$ 。因此,当前结构的主要误差表现为二次周期误差,但其来源并不是单一的空间磁场二阶谐波分量,而是正交幅值偏差、空间正交偏差、气隙局部不均匀以及空间磁场高阶谐波耦合共同作用的结果。

### 3 实验验证

#### 3.1 实验系统搭建

根据上述单码道绝对式直线时栅位移传感器电磁仿真模型,采用 PCB 技术制作传感器样机,如图 18 所示,传感器“精、粗机码道”节距分别为  $4.8\text{ mm}$  和  $8.6\text{ mm}$ ,精机激励线圈共 45 个对极,感应线圈 11 个对极;粗机激励线圈共 26 个对极,感应线圈 6 个对极,考虑端部效应后,粗、精码道内激励线圈有效对极数分别为 43 和 24,则传感器有效测量范围为  $206.4\text{ mm}$ 。

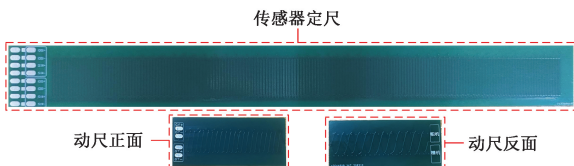


图 18 传感器样机

Fig. 18 Sensor prototype

为验证传感器的实际测量性能,搭建如图 19 所示的一维直线位移测试平台,对传感器样机开展安装气隙对比、对极内误差、稳定性及满量程精度测试。实验过程中,以海德汉公司(HEIDENHAIN)的直线光栅尺 LF481 搭配光栅细分盒作为基准,将传感器解算位移与参考位移进行比较,获得误差曲线及误差频谱,并据此评价传感器的测量精度与工作稳定性。

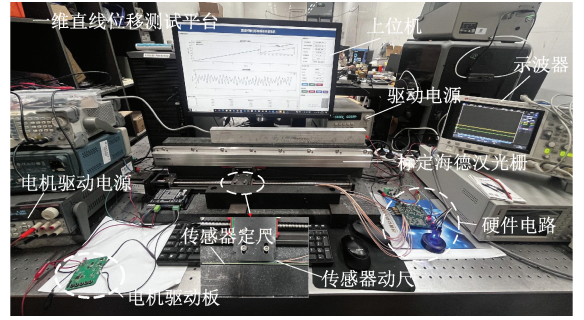
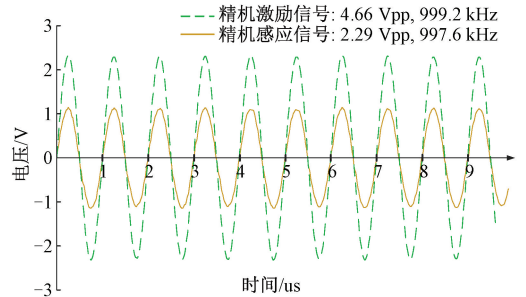


图 19 一维直线位移测试平台

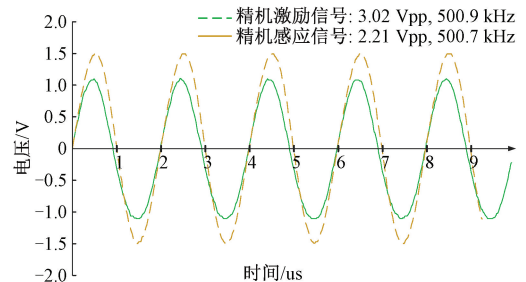
Fig. 19 One-dimensional linear displacement testing platform

#### 3.2 传感器样机实验与误差分析

首先将原始频率为  $1\text{ MHz}$  和  $500\text{ kHz}$  的方波激励信号经带通滤波器转换为纯净的正弦波信号。动尺上的“精、粗机”感应线圈输出的原始行波感应信号经 50 倍仪表放大后示波器测量两者波形如图 20 所示。



(a) 精机码道激励信号及感应信号  
(a) Encoder track excitation signal and sensing signal



(b) 粗机码道激励信号及感应信号  
(b) Coarse encoder track excitation signal and sensing signal

图 20 传感器感应行波信号

Fig. 20 Sensor-detected traveling wave signal

随着传感器动尺移动,感应信号相位值发生变化,输出感应信号为行波,与理论推导一致。与仿真分析相对应,实验部分同样围绕安装气隙这一关键参数展开。分别在 0.2、0.4、0.5、0.6、0.8 和 1.0 mm 安装气隙条件下开展误差测试,并对误差峰峰值、主导周期误差阶次及其对应幅值进行统计,结果如表 6 所示。

表 6 不同安装气隙下误差统计结果

| Table 6 Statistical results of errors for different installation air gaps |                          |                |                             |
|---------------------------------------------------------------------------|--------------------------|----------------|-----------------------------|
| 安装气隙/<br>mm                                                               | 误差峰峰<br>值/ $\mu\text{m}$ | 主导误差<br>阶次 $k$ | 对应误差<br>分量幅值/ $\mu\text{m}$ |
| 0.2                                                                       | 6.10                     | 2              | 1.40                        |
| 0.4                                                                       | 5.81                     | 2              | 1.54                        |
| 0.5                                                                       | 5.63                     | 2              | 1.29                        |
| 0.6                                                                       | 6.20                     | 2              | 1.21                        |
| 0.8                                                                       | 7.17                     | 2              | 2.86                        |
| 1.0                                                                       | 7.21                     | 2              | 0.75                        |

由表 6 可知,0.5 mm 安装气隙对应的误差峰峰值最小,仅为 5.63  $\mu\text{m}$ ,表明该气隙条件下激励线圈与感应线圈之间的耦合状态较为理想,输出信号质量和位移解算精度均较优。随着气隙由 0.5 mm 继续增大至 0.8 和 1.0 mm,误差峰峰值明显增大,表明气隙过大会削弱电磁耦合强度,并加剧输出波形畸变,从而影响位移测量精度。同时,不同气隙条件下传感器的主导周期误差阶次均稳定集中在  $k=2$ ,主导周期误差阶次与仿真结果一致;实验最佳气隙为 0.5 mm,与仿真推荐气隙 0.4 mm 存在小幅偏差。综合误差峰峰值、输出信号质量及气隙工程可实现性,选取 0.5 mm 作为最佳安装气隙。此条件下,进一步对粗、精机码道的对极内误差进行分析,结果如图 21 所示。

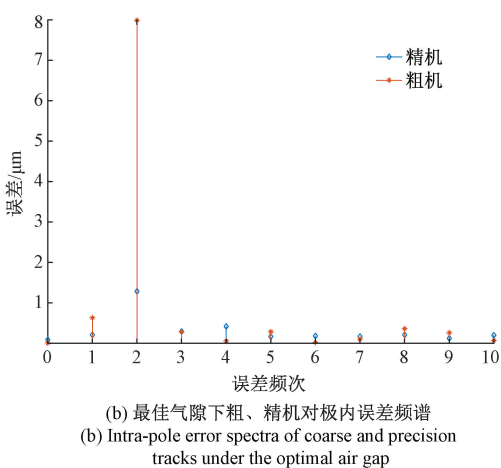
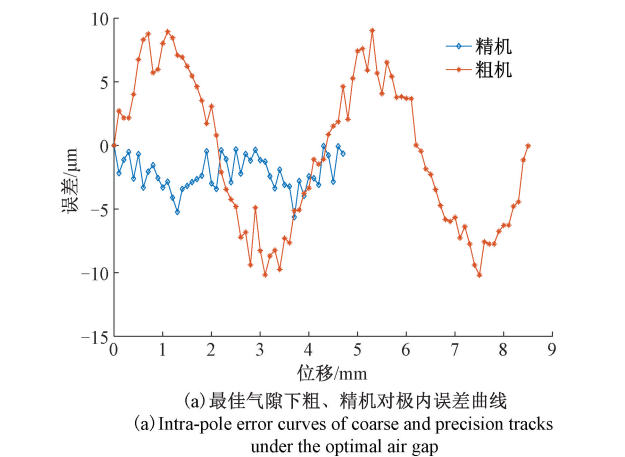


图 21 最佳气隙下粗、精机道对极内误差及频谱  
Fig. 21 Intra-pole errors and spectra of coarse and precision tracks under the optimal air gap

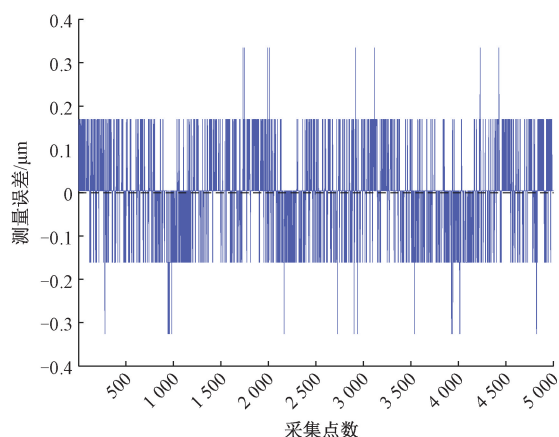
由图 21 可知,在最佳安装气隙 0.5 mm 条件下,粗、精机码道对极内误差均呈现周期性变化特征。与仿真分析类似,实验误差频谱中高阶分量幅值整体较小,表明样机误差主要集中在低阶周期项。进一步比较各频次幅值可知,粗、精机码道的主导误差频次均集中在  $k=2$ ,其中粗机码道的  $k=2$  分量幅值明显高于精机码道。该结果与仿真频谱分析一致,表明本研究样机在实际加工和安装条件下的主要误差仍然表现为二次周期误差。

从误差机理看,该二次周期误差主要来源于实际行波信号的时间量偏移。对于本研究结构,SIN/COS 两路激励磁场幅值不一致、空间正交关系偏差、感应线圈安装偏斜以及局部气隙不均匀等因素,均会使实际时间量  $\Delta t_m(x)$  相对于理想时间量  $\Delta t_0(x)$  产生周期性偏移,并转化为位移误差。由于这些误差因素在一个节距内往往具有半节距对称或两次起伏特征,因此最终在频谱中表现为  $k=2$  分量占优。

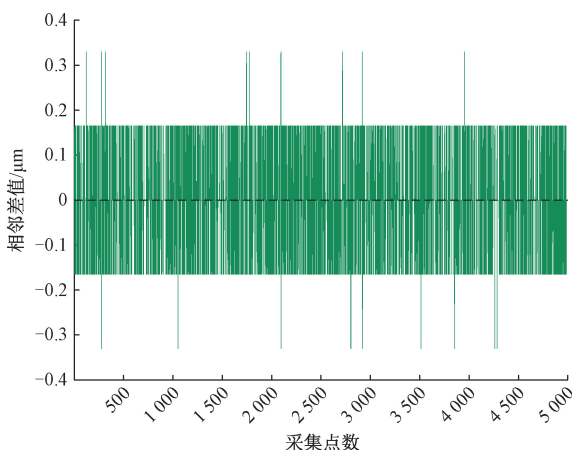
同时,粗机码道  $k=2$  分量幅值高于精机码道,表明粗机码道对安装偏差和磁场分布不均匀更加敏感。这与粗机节距较大、感应区域覆盖范围更广、局部气隙变化对其耦合状态影响更明显有关。相比之下,精机码道主要承担节距内细分测量任务,在最佳气隙条件下误差幅值较小,表现出更好的局部测量精度。

为评价传感器在固定位置下的重复性与零点保持能力,对样机进行固定点稳定性测试,结果如图 22 所示。设置采样间隔为 2 s,连续采集 5 000 个数据点。由图 22(a)固定点长时间测量误差可知,固定点测量误差整体控制在 1  $\mu\text{m}$  以内,表明传感器具有较好的长时间稳定性;由图 22(b)相邻采样差值统计结果可知,相邻采样差值主要集中在 0 和  $\pm 0.17 \mu\text{m}$  之间,说明传感器输出具有清晰的量化分辨力特征。





(a) 传感器固定位置下稳定性分析  
(a) Stability analysis of sensors at fixed positions



(b) 相邻采样差值分布  
(b) Distribution of differences between adjacent samples

图 22 传感器稳定性分析

Fig. 22 Sensor stability analysis

最后对传感器进行了满量程等效精度测试,总量程为 206.4 mm,测试步长为 0.2 mm,共采集 1 033 个测量点,结果如图 23 所示。

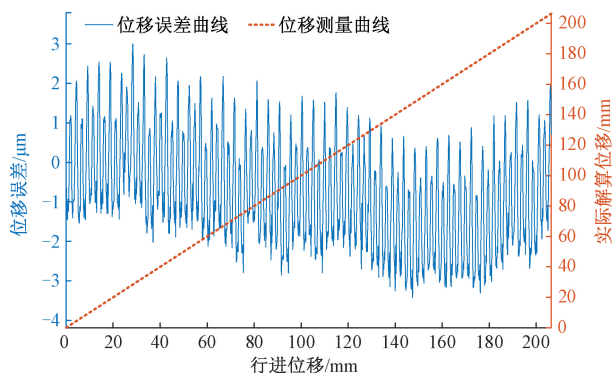


图 23 传感器满量程测试结果

Fig. 23 Sensor full-scale test results

值为  $-3.42 \mu\text{m}$ ,误差峰峰值约为  $6.42 \mu\text{m}$ 。满量程误差曲线整体呈现低频变化趋势上叠加周期性波动,且未出现明显突变,表明传感器在长行程测量过程中具有较好的连续性与稳定性。上述结果表明,该传感器在 206.4 mm 满量程范围内能够实现微米级精度测量。

## 4 结 论

本研究提出了一种多频磁场耦合的单码道绝对式直线时栅位移传感器。与已有双码道或多通道多频时栅方案不同,本研究将粗、精测量单元集成于同一码道内,通过粗、精码道分时激励和外差降频实现绝对位移解算,并采用双匝组合型激励线圈增强工作气隙内的有效法向磁感应强度。该结构在减小传感器空间占用和感应通道数量的同时,可降低多通道幅相匹配误差和码道串扰对解算结果的影响。

理论建模与仿真结果表明,所提出的双匝组合型线圈能够在保持较好磁场均匀性的基础上增强工作区磁场强度,其平均法向磁感应强度较双层互补型线圈提高 21.26%。不同气隙条件下,传感器粗、精码道均能保持较好的相位连续性和可解调性,误差主要表现为周期性误差,主导周期误差阶次集中在  $k=2$ ,结合误差机理分析可知,该类误差主要与空间磁场分布非理想、SIN/COS 正交分量幅相偏差及安装气隙变化等系统性因素有关。

样机实验结果表明在最佳安装气隙 0.5 mm 条件下,传感器对极内误差峰峰值为  $5.63 \mu\text{m}$ ,分辨力达到  $0.17 \mu\text{m}$ ;具有较好的零点保持能力和长时间稳定性;在 206.4 mm 满量程范围内,满量程误差峰峰值为  $6.42 \mu\text{m}$ ,表明该传感器具备微米级长行程绝对位移测量能力。

综上,本研究提出的单码道绝对式直线时栅位移传感器在结构紧凑性、测量分辨力、满量程精度及工程实现性方面均表现出较好优势,可为复杂工况下高精度、小型化直线位移绝对测量提供一种新的技术途径。

## 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 Yidong, Xu Xin, Zhang Shulian. Precision measurement and applications of laser interferometry[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(15): 228-249.
- [2] Liu C H, Jywe W Y, Jeng Y R, et al. Design and control of a long-traveling nano-positioning stage[J]. Precision Engineering, 2010, 34(3): 497-506.
- [3] 高亮,李明明,王千,等. 磁电耦合式小盲区磁致伸缩位移传感器设计与输出特性[J]. 仪器仪表学报,

测试结果表明,满量程误差最大值为  $2.99 \mu\text{m}$ ,最小

- 2024, 45(10): 305-313.
- Gao Liang, Li Mingming, Wang Qian, et al. Design and output characteristics of magnetostrictive displacement sensor with magnetoelectric coupling and small blind area[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(10): 305-313.
- [4] Fleming A J. A review of nanometer resolution position sensors: Operation and performance[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2013, 190: 106-126.
- [5] Bonopera M. Fiber-Bragg-grating-based displacement sensors: Review of recent advances[J]. Materials, 2022, 15(16): 5561.
- [6] Jain V, Luthra N, Chaudhary G. Temperature invariant and high precision absolute rotary encoder using photocells on visible light spectrum[J]. International Journal of Information Technology, 2020, 12(4): 1403-1409.
- [7] Shi Y P, Zhou Q, Li X H, et al. Design and testing of a linear encoder capable of measuring absolute distance[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2020, 308: 111935.
- [8] Cui C, Li X H. Precision nanometrology: Laser interferometer, grating interferometer and time grating sensor[J]. Sensors, 2025, 25(21): 6791.
- [9] 高旭, 李舒航, 马庆林, 等. 光栅精密位移测量技术发展综述[J]. 中国光学, 2019, 12(4): 741-752.
- Gao Xu, Li Shuhang, Ma Qinglin, et al. Development of grating-based precise displacement measurement technology[J]. Chinese Optics, 2019, 12(4): 741-752.
- [10] 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 Zhengjie, Zhang Di, Wu Guanhao. Development of miniature optical encoder for precise displacement measurement[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(9): 9-19.
- [11] Chen Z R, Pu H J, Liu X K, et al. A time-grating sensor for displacement measurement with long range and nanometer accuracy[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(11): 3105-3115.
- [12] 彭东林, 刘小康, 张兴红, 等. 时栅位移传感器原理与发展历程[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版), 2010, 24(10): 40-45.
- Peng Donglin, Liu Xiaokang, Zhang Xinghong, et al. The principle and development process of time grating sensor[J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science), 2010, 24(10): 40-45.
- [13] Pu H J, Liu H Z, Liu X K, et al. A novel capacitive absolute positioning sensor based on time grating with nanometer resolution[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 104: 705-715.
- [14] Peng K, Deng Z Z, Liu X K, et al. Planar two-dimensional capacitive displacement sensor based on time grating[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 4262-4272.
- [15] 杨继森, 修府, 张静, 等. 多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器[J]. 光学精密工程, 2024, 32(20): 3026-3046.
- Yang Jisen, Xiu Fu, Zhang Jing, et al. Absolute planar two-dimensional time-grating displacement sensor with multi-frequency magnetic field coupling[J]. Optics and Precision Engineering, 2024, 32(20): 3026-3046.
- [16] Peng K, Wang Z X, Fan X C, et al. Design and optimization of large-range absolute linear displacement sensors based on splicing technology[J]. Measurement, 2025, 242: 115943.
- [17] 杨继森, 袁俊松, 修府, 等. 多频磁场耦合的绝对式直线时栅位移传感器研究[J]. 中国机械工程, 2025, 36(5): 889-897.
- Yang Jisen, Yuan Junsong, Xiu Fu, et al. Study on absolute linear time-grid displacement sensors with multi-frequency magnetic field coupling[J]. China Mechanical Engineering, 2025, 36(5): 889-897.
- [18] 陈自然, 黎锡, 冯曦颀, 等. 基于差极结构的绝对式直线时栅位移传感器研究及测量误差特性分析[J]. 光学精密工程, 2022, 30(6): 667-677.
- Chen Ziran, Li Xi, Feng Xijie, et al. Research on absolute linear time-grating displacement sensor with one-pole-difference structure and analysis of measurement error characteristics[J]. Optics and Precision Engineering, 2022, 30(6): 667-677.
- [19] Liu X K, Zhang H, Peng K, et al. A high precision capacitive linear displacement sensor with time-grating that provides absolute positioning capability based on a vernier-type structure[J]. Applied Sciences, 2018, 8(12): 2419.
- [20] Zhang Z, Wang L, Cao B Z, et al. A moving magnetic grid-type long-range linear absolute displacement sensor[J]. Sensors, 2023, 23(2): 700.
- [21] 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 Jisen, Xiu Fu, Zhang Jing, 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.

- [22] Pu H J, Chen L, Fan X C, et al. An absolute time-grating linear displacement sensor with a multilayer cascade structure[J]. IEEE Sensors Journal, 2025, 25(10): 16684-16692.

- [23] 陈自然, 张桁潇, 刘小康, 等. 基于组合测量方式的新型磁场式时栅位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(6): 107-115.

Chen Ziran, Zhang Hengxiao, Liu Xiaokang, et al. Novel magnetic-field type time-gating displacement sensors based on a combined measurement method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(6): 107-115.

- [24] 高忠华, 胡帅, 汪强, 等. 单相激励电容式时栅角位移传感器研究[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(1): 130-137.

Gao Zhonghua, Hu Shuai, Wang Qiang, et al. Study on capacitive type time-grating angular position sensor with single-phase excitation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(1): 130-137.

- [25] 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 Lijie, Wang Yanlin, Chen Qingshan. High-precision long displacement sensor based on axial eddy current effect[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(6): 131-136.

- [26] Niu Q F, Li R Z, Lin S X, et al. Reflective grating linear encoder based on Moiré signals reconstruction and arctangent subdivision method[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2025, 74: 1-10.

## 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 intelligent sensors.



**潘英庆**, 2024 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, 主要研究方向为嵌入式系统与智能仪器。

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

**Pan Yingqing** received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2024 and is currently a master's student at Chongqing University of Technology. His main research interests include embedded systems and intelligent instrumentation.



**张静**, 2005 年于重庆理工大学获得学士学位, 2012 年于重庆大学获得硕士学位, 现为重庆理工大学讲师, 主要研究方向为电子信息技术与智能传感器。

E-mail: zjing@cqut.edu.cn

**Zhang Jing** received her B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2005, her M.Sc. degree from Chongqing University in 2012. She is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. Her main research interests include electronic information technology and intelligent sensors.