

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2412811

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*

杨继森^{1,2,3}, 修府^{1,3}, 张静⁴, 文杰^{1,3}, 刘嘉诚^{1,3}

(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. 重庆理工大学汽车零部件先进制造技术教育部重点实验室 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:针对小体积安装、高精度直线位移测量需求,基于双频磁场分时激励方案和外差降频原理,设计了一种新型单列绝对式直线时栅位移传感器结构,解决提高传感器激励信号频率来获得高信噪比与高分辨力之间的矛盾。首先,建立平面线圈瞬态磁场耦合模型,构建单列绝对式直线时栅测量模型及其传感机理,其对极数互质绝对位置解算方案避免实际使用中测量误差对解算结果的影响;通过电磁场仿真对比分析了不同形状感应线圈与气隙磁场之间的耦合特性,确定了传感器优化安装间隙为0.6 mm;采用500 kHz、1 MHz不同频率分时激励驱动方案,并提出一种外差降频的解耦新方法,保证传感器高分辨力的前提下,提高了传感器的信噪比;最后,制作传感器样机并进行性能测试。实验结果表明,采用外差降频解耦新方法相对于原直接解耦法在一个“精机”对极周期内的测量精度提高了36.4%,传感器在187.68 mm有效测量范围内,经误差补偿后的精度为 $\pm 4.9 \mu\text{m}$,分辨力为 $0.14 \mu\text{m}$ 。该时栅位移传感器与国外主流产品相比,降低了对超精密栅线的刻画和电子细分技术的依赖,具有高精度、高分辨力、体积小、成本低的特点。

关键词: 双频磁场;单列绝对式;对极数互质;外差降频;直线时栅位移传感器

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

A novel single-row absolute displacement sensor featuring dual-frequency magnetic field time-sharing excitation and linear time-grating displacement measurement

Yang Jisen^{1,2,3}, Xiu Fu^{1,3}, Zhang Jing⁴, Wen Jie^{1,3}, Liu Jiacheng^{1,3}

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

Abstract: To address the need for compact installation and high-precision linear displacement measurement, a novel single-row absolute linear time-grating displacement sensor structure is designed using a dual-frequency magnetic field time-sharing excitation scheme and outlier frequency reduction principle. This design resolves the conflict between increasing the frequency of sensor excitation signals for a higher signal-to-noise ratio and achieving high resolution. First, a transient magnetic field coupling model for a planar coil is established to create a single absolute linear time-grating measurement model and its sensing mechanism. The proposed solution for absolute position determination minimizes measurement error influence. Electromagnetic field simulations are used to analyze the coupling characteristics of various induction coil shapes and air gap magnetic fields, leading to an optimized sensor installation gap of 0.6 mm. The sensor

收稿日期: 2024-05-08 Received Date: 2024-05-08

* 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)、重庆市研究生科研创新项目(CYS240668)资助

employs 500 kHz and 1 MHz time-sharing excitation drive schemes and introduces a novel decoupling method for outlier frequency reduction, which ensures high resolution while enhancing the signal-to-noise ratio. The sensor prototype was fabricated and tested, with experimental results demonstrating a 36.4% increase in measurement accuracy using the outlier frequency reduction method compared to the original direct decoupling method. The sensor provides an effective measurement range of 187.68 mm, with an accuracy of $\pm 4.9 \mu\text{m}$ and a resolution of $0.14 \mu\text{m}$ after error compensation. Compared to mainstream international products, this time-grating displacement sensor offers high accuracy, high resolution, compact size, and low cost while reducing reliance on ultra-precise grating etching and electronic subdivision technologies.

Keywords: dual-frequency magnetic field; single-row absolute; opposite poles prime; outlier frequency reduction; linear time-grating displacement sensor

0 引 言

精密位移测量技术广泛应用于高档数控机床、超精密光刻机、精密检测仪器、国防武器装备、航空航天、医疗器械等各个需要精密运动控制的领域^[1-2]。高精度直线位移传感器可分为能提供相对参考零点位置信息的增量式和相对绝对零点位置信息的绝对式位移传感器^[3],相较于增量式测量技术,绝对式位移传感器具有减小累积误差、上电无需找零的优势,因此得到更加广泛的应用^[4]。

目前,市场上的主流产品是光栅直线位移传感器,具有高精度、高分辨力等优势,但核心技术掌握在外国公司手中,对我国形成专利壁垒^[5-7]。德国 Heidenhain 公司^[8]生产的直线光栅尺在市场上最具代表,其具有高精度、高信噪比的特点,在 1987 年研制的直线光栅尺分辨率可达 $0.02 \mu\text{m}$,如今生产的 LIP300 系列中的敞开式直线光栅 LIP382,精度达到了 $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 。英国 Renishaw 公司^[9]的直线光栅尺 RELM20 栅距为 $20 \mu\text{m}$,在 1 m 内的精度可达 $\pm 1 \mu\text{m}$ 。但是直线光栅尺严重依赖超精密刻画的栅线和电子细分技术来得到高精度和高分辨力,会给制造工艺带来一定挑战,也导致其制造成本昂贵^[10-11]。

时栅位移传感器是我国自主研发的一种以“时空转换”理论为核心的原创位移测量技术^[12],主要包括电场式、光场式、磁场式^[13],目前绝对式时栅位移传感器主要采用双列式组合测量,Liu 等^[14]设计了一种游标式绝对直线时栅(vernier absolute linear time grating, VALTG)传感器采用两排电容,每排电容具有等效的范围内测量值,传感器在 600 mm 测量范围内精度为 $\pm 1.25 \mu\text{m}$,在单个 4 mm 对极内精度为 $\pm 0.25 \mu\text{m}$;陈自然等^[15]提出了一种“精机定位+精机测量”的双列差极结构绝对式时栅位移测量新方法,传感器定尺分为两列对极数相差 1 的激励绕组,每列激励绕组由空间正交排布的正、余弦绕组构成,修正后传感器在量程 90 mm 的范围内,测量精度为 $\pm 1.2 \mu\text{m}$,分辨力为 $0.1 \mu\text{m}$ 。其中,磁场式时栅位移传感器具有精度高、成本低、抗干扰能力强的优点,但是其

双列绝对式传感器尺寸较大,不利于小体积安装、高精度测量的特定环境使用。

诸多学者对时栅位移传感器在磁场中的耦合特性进行了研究,武亮等^[16]设计了一种基于驻波磁场的平面螺旋线圈串联的定阵面,动阵面也采用 4 个螺旋线圈阵列进行磁场耦合;杨继森等^[17]根据电磁感应原理建立平面线圈磁场分布的数学模型,提出不同形状的感应线圈与不同高度的气隙磁场耦合存在一定的匹配关系,其中矩形线圈适合于基波磁场耦合,正弦型线圈适合匀强磁场耦合。但这两种常用的感应线圈最佳耦合间隙相对较大,势必会导致感应信号幅值衰减,因此又提出一种基于气隙磁场分层耦合^[18]的方式来提高传感器信噪比,但同时也会引入一些高次谐波误差,不利于得到高质量行波信号。

提高激励信号频率能够显著提高传感器感应信号的信噪比,但是高频激励信号也将会给传感器分辨力造成困难,形成相互制约的关系。卜敬^[19]研究采用两列不同节距的“几”字型定尺结构绕组和动尺正弦感应绕组通过电磁感应方式构造两列空间位移信号,建立两列空间位移信号相位差与绝对位移的线性映射关系,其采用 10 kHz 相同频率激励信号。武亮等^[20]提出一种基于正交双行波磁场的绝对式直线时栅位移传感器,设计并剖析由交变电信号驱动 2 个空间正交的激励线圈产生两组行进方向正交的行波磁场,并由磁场中的感应线圈产生电信号解耦为位移信息的过程,其采用 10 kHz 相同频率激励信号。总的来讲,前期研究通常采用相对较低频率的同频激励信号,虽然能够保证高分辨力,但是会降低传感器的信噪比。

针对以上问题,本研究中提出了一种基于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测量模型,并设计了一种交错绕线的 4 层正余弦激励线圈和余弦型花瓣感应线圈结构,能够在更小的最佳安装间隙下获得更大信号幅值的高质量行波,相对于双列式测量结构,体积减小了一半,便于传感器的小型化和实际安装测量。采用不同频率分时激励的驱动方案和对极数互质结构,其实际情况下的对极数互质绝对位置解算方案避免

使用过程中测量误差对解算结果的影响,更容易实现绝对位置定位与测量的同时,又能保证高精度。通过提高传感器激励信号频率来增强感应信号幅值,并提出一种外差降频的解耦新方法,能够获得更加纯净的高质量行波信号,在保证高分辨力的前提下,提高了传感器的信噪比及其测量精度。

1 传感器结构及传感机理

1.1 平面线圈在理论场中的瞬态磁场耦合模型

余弦型花瓣感应线圈在理论瞬态磁场中的运动模型如图1所示。

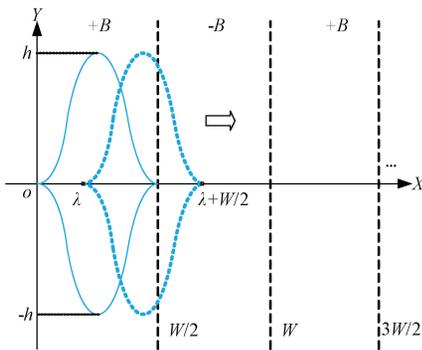


图1 余弦型感应线圈在瞬态理论场中运动模型

Fig. 1 Transient theoretical field motion model of a cosine induction coil

传感器的一个节距周期长度为 W , 其中平面线圈在 $[0, W/2]$ 区间的数学表达式为:

$$f(x) = \begin{cases} -\frac{h}{2} \cos\left(\frac{4\pi}{W}x\right) + \frac{h}{2}, & x > 0 \\ \frac{h}{2} \cos\left(\frac{4\pi}{W}x\right) - \frac{h}{2}, & x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

其中,线圈高度为 $2h$, 由交变电流 $I = A\sin(\omega t)$ 产生的理想匀强磁场强度的大小为 $B = k\sin(\omega t)$, 其中 A 为激励电流幅值, $\omega = 2\pi f$ (f 为激励电流频率), k 为比例系数与电流大小成正比。封闭的余弦型花瓣感应线圈在均匀的理想瞬态磁场中,沿 X 方向运动 λ ($0 < \lambda < W/2$) 个单位时,线圈拾取到的磁通量为:

$$\phi(t, x) = B \int_{\lambda}^{W/2} f(x - \lambda) dx - B \int_{W/2}^{\lambda+W/2} f(x - \lambda) dx \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)中并化简可得线圈此瞬态拾取到的磁通量为:

$$\phi(t, x) = k_{\phi} \sin(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi}{W}x\right) \quad (x \in [0, W]) \quad (3)$$

式中: k_{ϕ} 为耦合比例系数,大小与磁通密度、互感系数、阻抗等有关,此处仅作定性分析,不做具体确定。

1.2 双列增量式直线时栅位移传感机理

双列增量式直线时栅位移传感器结构如图2所示,定尺包括定尺基体和按“∞”字反向串联的“sin”、“cos”激励线圈,动尺包括动尺基体和按“∞”字反向串联的单节距余弦型花瓣感应线圈。其中,动尺与定尺存在一定的安装间隙 δ , 激励线圈高度为 $2\sqrt{2}h$, 传感器节距为 W , “sin”和“cos”两路激励线圈在 X 方向交错 $W/4$ 。

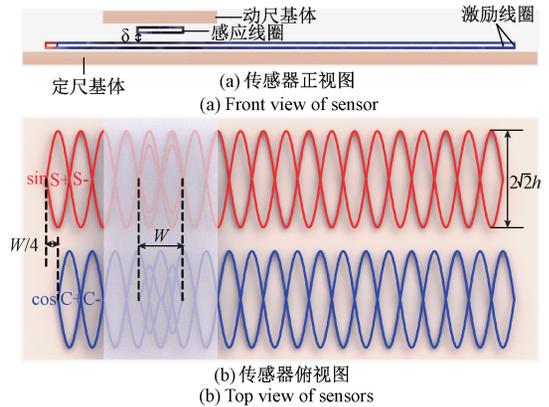


图2 双列增量式直线时栅位移传感器结构

Fig. 2 Double row incremental linear time-grating displacement sensor structure

当给“sin”激励线圈通入 $i_s = A\sin(\omega t)$ 的激励电流,给“cos”激励线圈通入 $i_c = A\cos(\omega t)$ 的激励电流,单节距余弦型花瓣感应线圈由左右2个花瓣按“∞”字反向串联构成差动结构,消除共模干扰的同时,使感应信号增强了一倍,根据法拉第电磁感应定律,两列感应线圈在时间和空间相差 90° 生成的驻波信号,叠加后最终输出的行波信号 e 为:

$$e = k'_{\phi} \cos(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right) - k'_{\phi} \sin(\omega t) \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) = k'_{\phi} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi x}{W}\right) \quad (4)$$

式中: $k'_{\phi} = \omega k_{\phi}$ 为比例系数,与激励电流频率成正比。由式(4)可知,感应输出信号 e 与激励信号 i_s 、 i_c 同频率,且相位随感应线圈的位移 x 发生周期性变化,因此 e 是一个可反映时间和空间信息的行波信号。将感应的行波信号 e 经处理器放大、滤波、整形为方波信号后,利用高频时钟与同频率的参考方波信号 e_r 进行插补比相,将相位差转化为时间差 Δt ,反求出增量位移变化量 Δx 为:

$$\Delta x = W \frac{\omega}{2\pi} \Delta t \quad (5)$$

1.3 单列绝对式直线时栅测量模型及传感机理

单列绝对式直线时栅位移测量模型如图3所示,同样由定尺和动尺组成,包括由最下面的“粗机”激励线圈和最上面的“粗机”感应线圈构成的“粗测通道”,用于定位传感器“精机”感应线圈相对于定尺所经过的对极数;

由中间的“精机”激励线圈和“精机”感应线圈构成的“精测通道”, 用于精确测量“精机”当前对极内位移值。与双列式直线位移传感器相比, 其只需要一列的空间位置, 使得传感器体积缩小了一半, 便于实际安装使用。

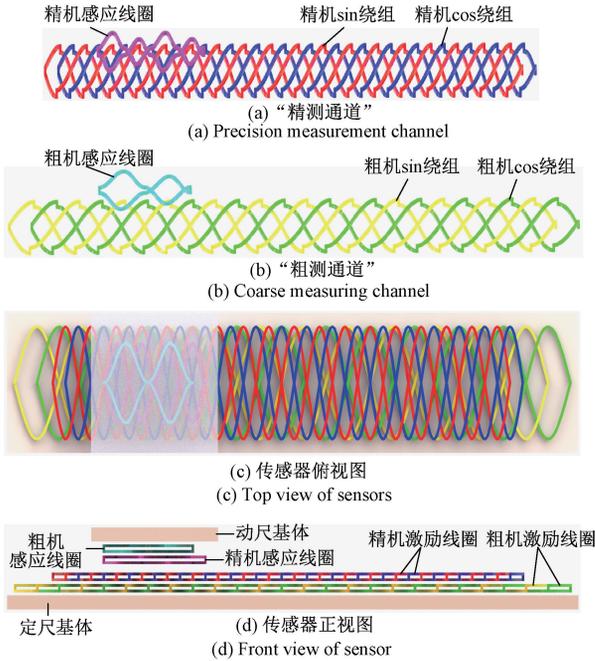


图3 单列绝对式直线时栅位移传感器结构

Fig. 3 Single-row absolute linear time-grating displacement sensor structure

如图4为单列绝对式直线时栅位移传感器线圈绕向、排布示意图, 单个通道的激励线圈通过交错绕线的方式将“sin”、“cos”激励线圈排在两层, 避免了交叉绕线短路的情况, 可适当增加感应线圈对极数来提高感应信号幅值, 以增强传感器信噪比便于得到高质量的行波信号。为减小两端布线带来的端部效应, 将激励线圈的第2个节距作为绝对零点, 传感器总量程为 L , “粗、精通道”的节距分别为 W_1 、 W_2 , 对极数分别为 $M = L/W_1$ 、 $N = L/W_2$, M 和 N 为正整数且互为质数($1 < M < N - 1$)。

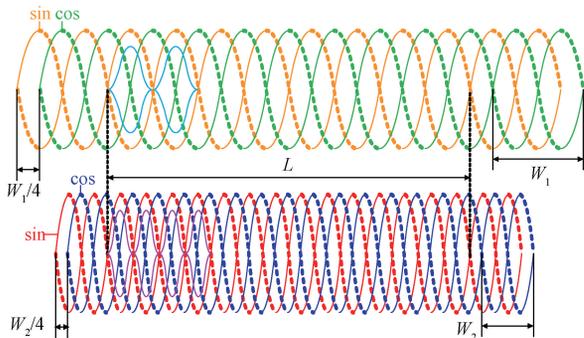


图4 单列绝对式时栅传感器线圈绕向、排布

Fig. 4 Schematic of the winding and arrangement for single-row absolute time-grating sensor coils

为降低传感器电路功耗, 因此采用不同频率分时激励的驱动方案, 如图5所示, 等待数据状态稳定后, 模拟开关接入“粗测通道”通入角频率为 $\omega_1 = 2\pi f_1$ 的激励电信号 I_{s1} 、 I_{c1} , 为避免磁场串扰, 此时将“精测通道”接地, 处理器记录并保存当前“粗机”感应线圈输出的携带位移信息的行波信号 E_1 ; 等待数据状态再次稳定后, 模拟开关切换到“精测通道”通入角频率为 $\omega_2 = 2\pi f_2$ 的激励电信号 I_{s2} 、 I_{c2} , 此时“粗测通道”不工作, “精机”感应线圈将输出携带位移信息的行波信号 E_2 。

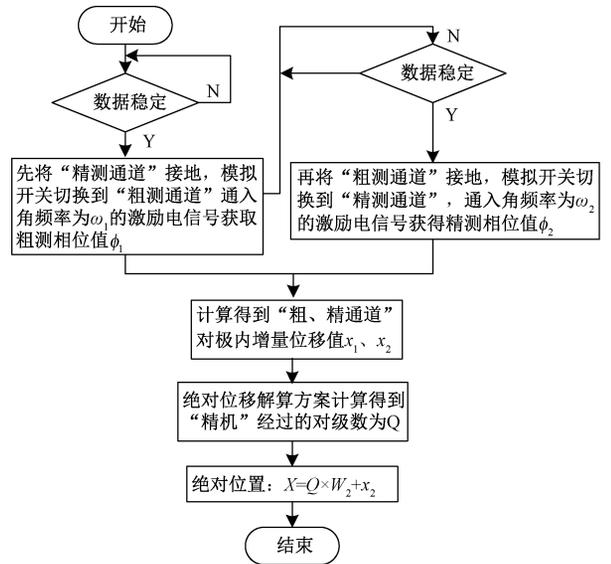


图5 分时激励驱动方案流程

Fig. 5 Flow chart of time-sharing incentive drive scheme

$$\begin{cases} I_{s1} = A \sin(\omega_1 t) \\ I_{c1} = A \cos(\omega_1 t) \\ I_{s2} = A \sin(\omega_2 t) \\ I_{c2} = A \cos(\omega_2 t) \\ E_1 = k_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi x_1}{W_1}\right) \\ E_2 = k_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{2\pi x_2}{W_2}\right) \end{cases} \quad (6)$$

式中: k_1 、 k_2 为比例系数; x_1 为“粗测通道”动尺感应线圈相对于定尺的增量位移值; x_2 为“精测通道”动尺感应线圈相对于定尺的增量位移值。绝对位置解算原理框图如图6所示, 通过外差降频将高频感应行波信号转换为低频行波信号, 经滤波、放大、过零比较器整形为方波信号后, 利用高频时钟 P_i 分别与同频率的标准方波信号 U_{r1} 、 U_{r2} 进行插补比相, 将相位差转化为时间差 Δt_1 、 Δt_2 , 计算得到“粗、精通道”当前对极内的增量位移值 x_1 、 x_2 , 再根

据绝对位移解算方案计算得到“精机”相对定尺所经过的对极数为 Q , 则动尺当前的绝对位置 X 为:

$$X = Q \times W_2 + x_2 \quad (7)$$

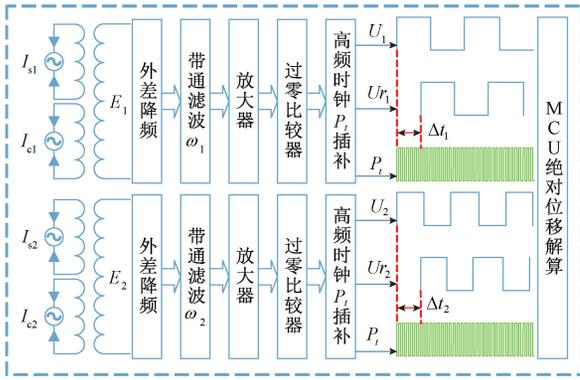


图6 绝对位移解算原理

Fig. 6 Schematic of the absolute displacement calculation

传感器的测量分辨率 R_{es} 可表示为:

$$R_{es} = W \times \frac{f_c}{f_r} \quad (8)$$

式中: W 表示传感器节距; f_c 表示激励信号频率; f_r 表示高频时钟插补频率。

1.4 外差降频实现原理

由式(4)可知,提高激励电信号频率可以增强感应信号幅值来提高传感器信噪比,但是由式(8)可知,提高激励电信号频率会降低传感器分辨率,因此提出了一种外差降频的方式来解决传感器激励信号频率与分辨率之间的矛盾问题,以便实现提高传感器信噪比的同时,又能保证高分辨力,外差降频实现原理框图如图7所示。

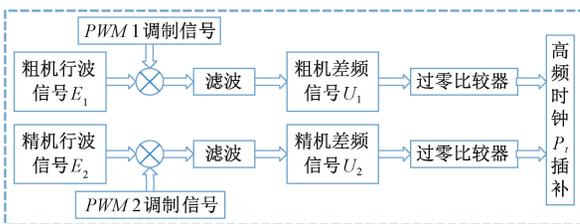


图7 外差降频原理

Fig. 7 Outlier frequency reduction block diagram

如图7所示,由处理器内部产生两路与“粗、精”感应信号频率分别相差 $\Delta\omega_1$ 、 $\Delta\omega_2$ 的调制信号 PWM_1 、 PWM_2 , 此信号可根据傅里叶变换展开为三角函数的形式,若仅考虑基波的情况下,将其分别与感应行波信号 E_1 、 E_2 相乘,可得到混频信号 U_{mix1} 、 U_{mix2} 。

$$\begin{cases} U_{mix1} = k_1 \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{W_1} x_1\right) \cos((\omega_1 - \Delta\omega_1)t) = \\ \frac{1}{2} \left[\cos\left((2\omega_1 - \Delta\omega_1)t + \frac{2\pi}{W_1} x_1\right) \right] + \\ \frac{1}{2} \left[\cos\left(\Delta\omega_1 t + \frac{2\pi}{W_1} x_1\right) \right] \\ U_{mix2} = k_2 \cos\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{W_2} x_2\right) \cos((\omega_2 - \Delta\omega_2)t) = \\ \frac{1}{2} \left[\cos\left((2\omega_2 - \Delta\omega_2)t + \frac{2\pi}{W_2} x_2\right) \right] + \\ \frac{1}{2} \left[\cos\left(\Delta\omega_2 t + \frac{2\pi}{W_2} x_2\right) \right] \end{cases} \quad (9)$$

通过低通滤波过滤掉其他无关的高次谐波信号,此时传感器“粗、精通道”的输出信号分别为:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{1}{2} \left[\cos\left(\Delta\omega_1 t + \frac{2\pi}{W_1} x_1\right) \right] \\ U_2 = \frac{1}{2} \left[\cos\left(\Delta\omega_2 t + \frac{2\pi}{W_2} x_2\right) \right] \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\Delta\omega_1$ 、 $\Delta\omega_2$ 固定为激励频率与混频参考信号之间差值,通过调整参考信号频率来调整 $\Delta\omega_1$ 、 $\Delta\omega_2$ 的值。此公式将高频感应信号降低为一个低频信号,不仅能有效解耦多频磁场中的位移信息,还成功解决了传感器激励频率与分辨率之间相互制约的关系,解决了高频信号以降低分辨力为代价来提升传感器信噪比的问题。

高频时钟插补主要在处理器内部完成, F 为微处理器高频插补脉冲频率,一般为其定时器工作主频,将 F 做 P 分频作为传感器激励信号频率,再将 F 做 $P+2$ 分频作为外差降频的参考信号频率,激励信号与参考信号相减设置为外差降频的差频信号频率 Δf 可表示为:

$$\Delta f = \frac{F}{P} - \frac{F}{P+2} = \frac{2F}{P(P+2)} \quad (11)$$

综上,传感器的理论测量分辨率 R_{es} 为:

$$R_{es} = W \times \frac{\Delta f}{F} = \frac{2W}{P(P+2)} \quad (12)$$

2 对极数互质的绝对位置解算方案

对极数互质的时栅传感器结构可灵活调节传感器节距和激励线圈对极数来获得更加均匀的匀强磁场,相对于“单对极+多对极”^[21]的绝对定位测量方案,“粗测通道”的定位精度更高,相对于“ N 对极+ $N-1$ 对极”^[22]的差极式绝对定位测量方法,其误差限更大,更容易实现绝对位置定位与测量的同时,又能够保证高精度。以“粗测通道”对极数为 M 、“精测通道”对极数为 N , M 和 N 为正整数且互为质数($1 < M < N - 1$)、传感器长周期量程为 L 为例,则传感器的定位误差限 E_w 可表示为:

$$E_{or} = \frac{L}{2 \times M \times N} \quad (13)$$

采用对极数互质的绝对位置定位方法,控制“精机”对极数 N 保持不变,就可以适当减小“粗机”的对极数以增大误差限,使得传感器保持高精度的同时,也更容易实现绝对位置定位与测量。

根据图3单列绝对式直线时栅测量模型和图5分时激励驱动方案即可得到传感器“粗测通道”和“精测通道”的对极内的增量位移值分别为 x_1, x_2 。理想条件下对极数互质的绝对位置解算方案流程图如图8所示,根据“粗、精通道”移动同步原理计算“精机”对极内位置为0时对应“粗机”对极内位置 $\Delta X = x_1 - x_2$,通过循环递减的方式直到“粗机”对极内位置 ΔX 为0时得到“精机”动尺感应线圈相对于定尺经过的对极数为 Q ,实现“粗测通道”定位,由式(7)即可求得绝对位移值 X 。

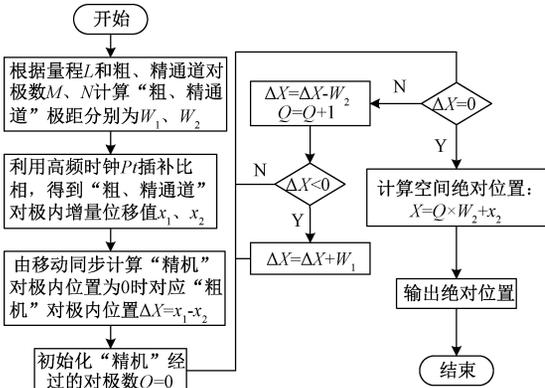


图8 理论情况下对极数互质绝对位置解算方案

Fig. 8 Theoretical solution scheme for the absolute position of the relative prime of the polar number

以上通过循环递减求取“精测通道”所经过的对极数 Q 的方案仅适用于理论推导和仿真测试,在实际情况下,传感器在测量过程中会存在测量误差,由高性能处理器解算出的对极内位置会出现细微的偏差。若用以上的方式进行对极数解算,将导致解算对极数时陷入死循环,无法正确解算出“精机”所经过的对极数 Q 。

根据以上存在的问题,将“粗测通道”对极周期平均分为“精机”对极数个位置区间,以位置区间替代“精机”对极内位置为0时对应“粗机”的位置刻度。实际情况下对极数互质的绝对位置解算方案流程图如图9所示。采用循环判断“精机”对极内位置为0时对应“粗机”对极内位置与哪个位置区间对应,若不在任何一个位置范围区间则进行出错处理,并检查无误后重新安装测量。根据“粗机”位置范围编号与“精机”所经过的对极数具有一一映射的关系,通过查表确定“精测通道”所经过的对极数 Q ,由式(7)计算得到动尺相对于定尺

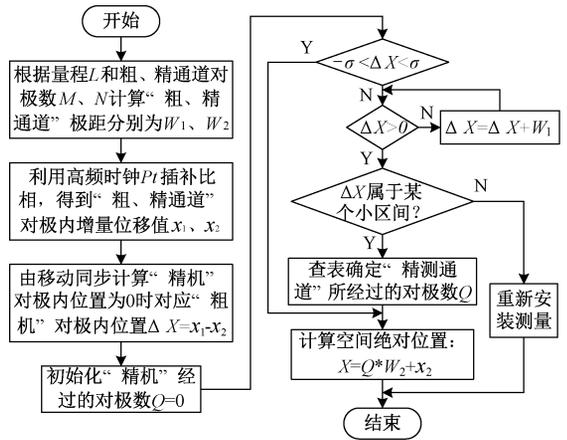


图9 实际情况下对极数互质绝对位置解算方案

Fig. 9 Practical solution scheme for determining the absolute position of the polar number's prime

动的绝对位移值,从而实现实际情况下的绝对位置定位与测量。

为了便于论述实际情况下对极数互质的绝对位置解算原理,设传感器整周期量程为 L ,取 $M = 4, N = 7$,实际情况下感应行波信号及绝对位置编号计数示意图如图10所示,在整个测量范围内,传感器“精机”信号将 L 分为了7个区域,每个区域“精机”对极内最大值为 L/N ,绘制“精机”对极内位置曲线 $F_1(x) = x - i \times L/N$, $x \in [i \times L/N, (i + 1) \times L/N]$,得到“精机”对极内位置为0时的位置 $x = i \times L/N (i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6)$ 。同理,“粗机”信号将 L 分为了4个区域,每个区域“粗机”对极内最大值为 L/M ,绘制“粗机”对极内位置曲线 $F_2(x) = x - j \times L/M (j = 0, 1, 2, 3), x \in [j \times L/M, (j + 1) \times L/M]$,将点 $(i \times L/N, 0)$ 分别代入 $F_2(x)$ 中,得到“精机”对极内位置

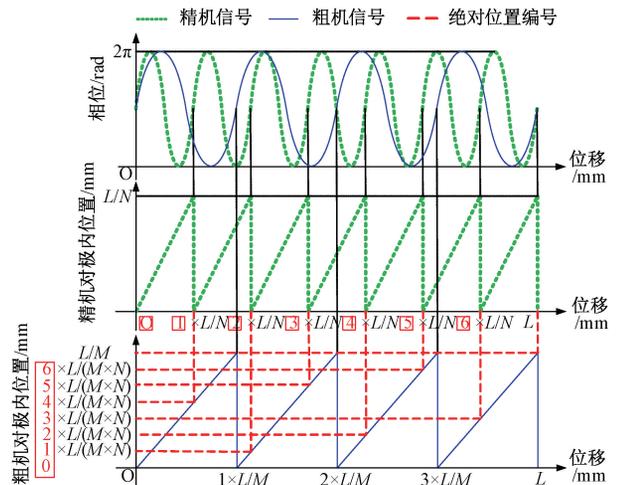


图10 感应行波信号及绝对位置编号计数

Fig. 10 Induction traveling wave signal and absolute position number counting diagram

为0时“粗机”对极内位置为：

$$\Delta X = i \times \frac{L}{N} - j \times \frac{L}{M} \quad (0 \leq j \leq i \leq 6) \quad (14)$$

最后，将 i 作为“精机”经过的对极数编号，将 $[\Delta X - \sigma, \Delta X + \sigma]$ 作为“精机”对极内位置为0时对应“粗机”对极内位置区间，其与“精机”经过的对极数编号 i 形成一一映射的关系。形成如表1所示的“精机”对极数表， x_2 表示“精机”对极内位置， ΔX 表示“精机”对极内位置为0时对应“粗机”对极内位置范围， Q 表示“精机”的动尺感应线圈相对定尺所经过的对极数， σ 表示一个微小量，可根据经验由传感器“粗、精测通道”对极内实际误差确定。通过查表判断“精机”对极内位置为0时对应“粗机”对极内的位置与哪个位置范围区间对应，由对应位置范围区间查表确定“精机”所经过的对极数 Q ，若 ΔX 不属于任何一个小区间时，说明对极内位置误差太大，应进行出错处理并检查无误后重新安装测量。

表1 精机对极数表

Table 1 Precision counter polar meter

Q	ΔX
0	$[0 \times L / (M \times N) - \delta, 0 \times L / (M \times N) + \delta]$
1	$[4 \times L / (M \times N) - \delta, 4 \times L / (M \times N) + \delta]$
2	$[1 \times L / (M \times N) - \delta, 1 \times L / (M \times N) + \delta]$
3	$[5 \times L / (M \times N) - \delta, 5 \times L / (M \times N) + \delta]$
4	$[2 \times L / (M \times N) - \delta, 2 \times L / (M \times N) + \delta]$
5	$[6 \times L / (M \times N) - \delta, 6 \times L / (M \times N) + \delta]$
6	$[3 \times L / (M \times N) - \delta, 3 \times L / (M \times N) + \delta]$

该方案避免了实际应用中测量误差对解算结果的影响，同理将 $M=4, N=7$ 的组合方式变换为本对极数互质的绝对式直线时栅传感器“粗机”的25个对极数和“精机”的51个对极数，传感器量程 $L=204$ mm，根据上述原理，以此形成适用于实际情况下其他任意对极数互质的绝对位置解算方案。

3 传感器电磁场仿真与误差分析

3.1 低频激励下不同形状感应线圈仿真分析

由于传感器“粗测通道”只用于定位阶段，“精测通道”用于精确测量，本研究先优化传感器“精测通道”的安装间隙参数，让传感器能够较好地工作，因此，仅对“精机”在不同形状感应线圈下的磁场耦合情况进行电磁场仿真分析。利用三维建模软件构建如图11所示“精测通道”的余弦型花瓣、矩形、正弦型感应线圈的仿真模型，仿

真参数设置如表2所示，先对低频激励下不同感应线圈进行电磁仿真，“精机”激励线圈通入幅值为0.1 A、频率为10 kHz的激励电信号，动尺沿 X 方向以0.1 mm步长运动一个节距4 mm，仿真时长100 μs ，时间步长2 μs ，各有40条行波曲线如图12所示。

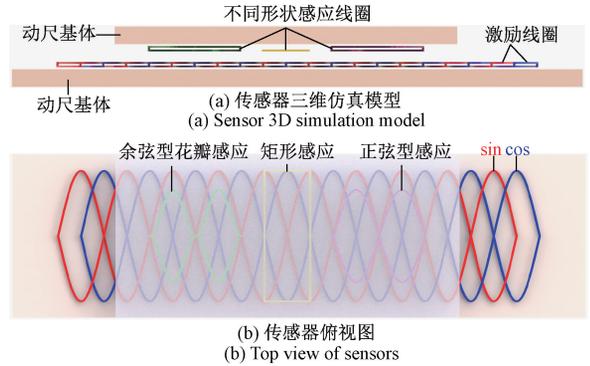


图11 精机不同形状感应线圈对比仿真模型
Fig. 11 Fine machine different shape induction coil comparison simulation model

表2 传感器仿真参数设置

Table 2 Sensor simulation parameter settings

仿真参数	参数值
激励电流幅值/A	0.1
激励电流频率/kHz	10/500/1 000
粗机激励线圈节距 W_1 /mm	8.16
精机激励线圈节距 W_2 /mm	4
激励线圈高度/mm	8
感应线圈高度/mm	$4\sqrt{2}$
余弦型花瓣感应线圈宽度/mm	4
矩形感应线圈宽度/mm	2
正弦型感应线圈宽度/mm	4
线圈直径/mm	0.1
感应线圈阻抗/ $M\Omega$	1
线圈匝数/匝	1
基体材料	Steel_1 008
线圈材料	Copper
安装间隙/mm	0.6
精测通道仿真距离/mm	4
精测通道仿真步长/mm	0.1
X 方向仿真时长/ μs	100
X 方向仿真时间步长/ μs	2

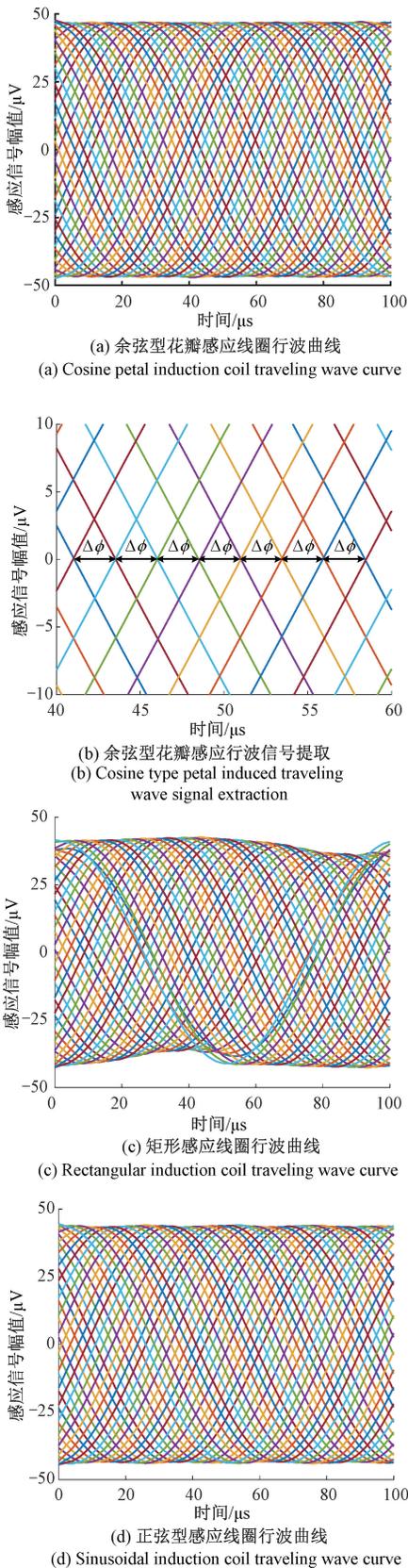


图 12 低频激励下不同形状感应线圈行波曲线
Fig. 12 Traveling wave curves of induction coils of different shapes under low-frequency excitation

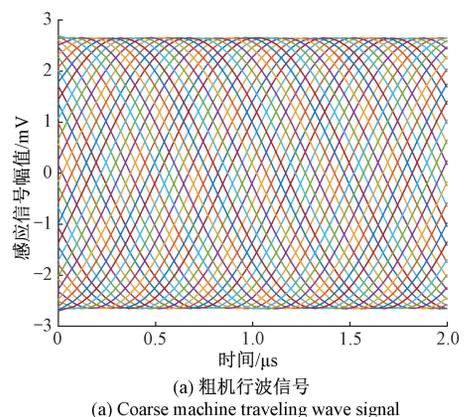
在安装间隙为 0.6 mm 的情况下,余弦型花瓣感应线圈的行波曲线相位 $\Delta\phi$ 变化更加均匀,其误差峰峰值为 15.69 μm ,且 2、4 次误差幅值也是最小仅为 5.75 μm 和 1.28 μm ,有效抑制了传感器的 4 次误差,不同形状感应线圈误差分析对比总结如表 3 所示。作者曾在文献[18]中指出不同高度的气隙磁场耦合与不同形状的感应线圈存在一定的匹配关系,其中矩形线圈适合于基波磁场耦合,正弦型线圈适合均匀强磁场耦合,但是其最佳耦合间隙相对更大,势必会导致感应信号幅值衰减,因此本余弦型花瓣感应线圈能够在更小的最佳安装间隙下获得更大信号幅值的高质量行波,一定程度上提高了传感器的信噪比。

表 3 低频激励下不同形状感应线圈误差分析对比
Table 3 Comparison of error analysis of induction coils of different shapes under low-frequency excitation

线圈类型	误差峰峰值/ μm	主要误差频次幅值/ μm	
		2	4
余弦型花瓣	15.69	5.75	1.28
矩形	139.53	24.38	7.57
正弦型	17.54	6.10	3.25

3.2 高频激励下传感器安装间隙对比分析

部分相同仿真参数参照表 2,将图 3 单列绝对式直线时栅测量模型导入有限元分析软件,以 0.6 mm 安装间隙的仿真行波曲线为例,先只给“粗测通道”激励线圈通入 500 kHz 的激励电信号,以 0.204 mm 的步长运动一个“粗机”节距 8.16 mm,仿真时长 2 μs ,时间步长 0.04 μs ,则一个周期内共有 40 条行波曲线如图 13(a) 所示。同理,只给“精测通道”通入 1 MHz 的激励电信号,以 0.1 mm 的步长运动一个“精机”节距 4 mm,仿真时长 1 μs ,时间步长 0.02 μs ,则一个周期内共有 40 条行波曲线如图 13(b) 所示。



(a) 粗机行波信号
(a) Coarse machine traveling wave signal

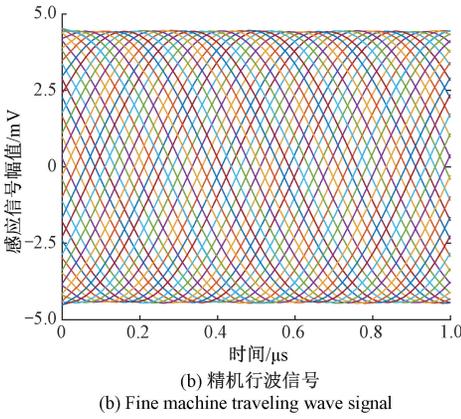


图 13 0.6 mm 安装间隙下的感应行波信号曲线
Fig. 13 Induced traveling wave signal curve at 0.6 mm installation gap

如图 13 所示为安装间隙为 0.6 mm 时的感应行波信号曲线图,相邻曲线之间相位差近似相等,表明行波信号相位与动尺空间位移呈线性映射关系。因为“精机”激励信号频率是“粗机”激励信号的 2 倍,由图 13 可知“精机”感应行波信号幅值大约也是“粗机”感应信号的两倍,与“粗、精通道”感应线圈和激励线圈的间隙有一定关系,但主要原因还是提高了激励的信号频率使得感应行波信号幅值增加。

对比图 12 中 10 kHz 的低频激励方案,本激励方案将感应行波信号幅值从微伏级别提高到了毫伏级别,增强了传感器信噪比,有利于得到更高质量的行波信号以提高传感器精度。同理,分别对安装间隙为 0.5 mm 和 0.7 mm 进行电磁场仿真,将仿真结果的行波信号相位与理论值作差得到误差曲线如图 14(a)、(c) 所示,并对其进行 FFT 快速傅里叶变换得到如图 14(b)、(d) 的误差频谱图。

不同安装间隙下误差分析总结如表 4 所示,“粗测通道”在 0.5 mm、0.6 mm、0.7 mm 安装间隙下的误差峰峰

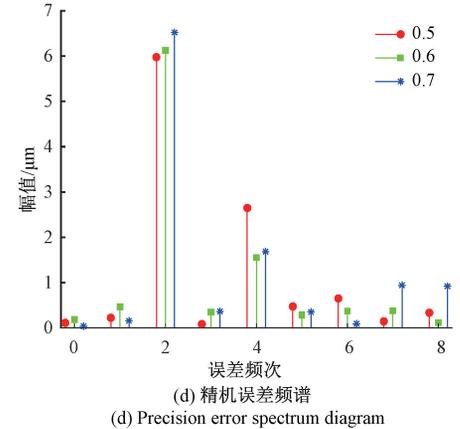
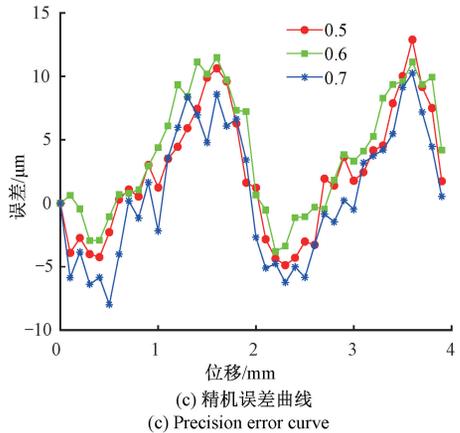
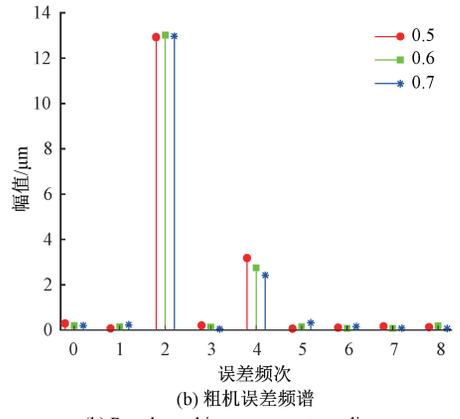
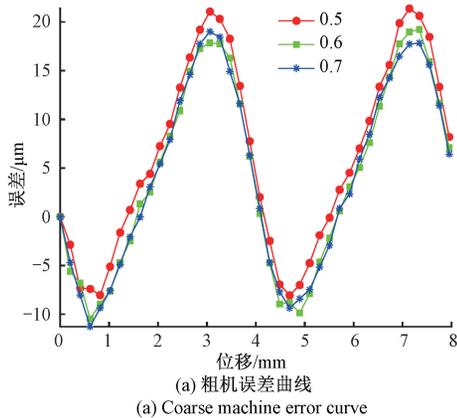


图 14 不同安装间隙的感应行波信号误差分析
Fig. 14 Error analysis of induced traveling wave signals with varying installation gaps

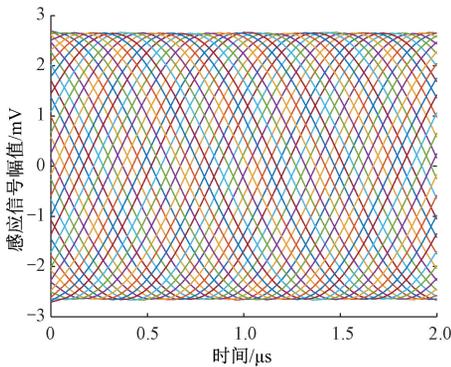
值大致相同约为 30 μm,远小于误差限 $E_{or} = 0.08 \text{ mm}$,因此能够很容易实现绝对位置定位与测量。而“精测通道”在间隙为 0.6 mm 时误差峰峰值更小为 15.28 μm,主要存在 2 次误差,与激励线圈两端存在过孔电流造成磁场分布不完全均匀有关,其中 4 次误差幅值为 1.59 μm,采用双节距余弦型花瓣“精机”感应线圈增强感应信号的同时,有效抑制了 4 次谐波误差,因此传感器的推荐安装间隙为 0.6 mm。

表 4 不同安装间隙下精测通道仿真误差分析总结
Table 4 Analysis and summary of simulation errors in precision measurement channels with varying installation gaps

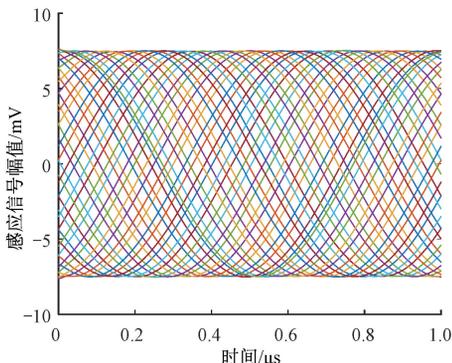
安装间隙 /mm	通道/ μm	误差峰峰值	主要误差频次	
			2	4
0.5	粗机幅值	29.44	13.26	3.26
	精机幅值	17.78	6.13	2.71
0.6	粗机幅值	29.71	13.34	2.82
	精机幅值	15.28	6.28	1.59
0.7	粗机幅值	30.25	13.29	2.48
	精机幅值	18.24	6.68	1.73

3.3 对极数互质绝对位置解算方案仿真验证

以传感器量程 $L=204\text{ mm}$ ，“粗机”节距 $W_1=8.16\text{ mm}$ ，共 25 个对极数，“精机”节距 $W_2=4\text{ mm}$ ，共 51 个对极数，推荐安装间隙 0.6 mm 进行仿真验证，沿 X 方向以 0.204 mm 的仿真步长运动一个“粗机”节距 8.16 mm ，其余参数与表 2 相同，则“粗、精通道”各有 40 条行波曲线如图 15 所示。



(a) 粗机感应行波信号
(a) Coarse machine sensing traveling wave signal

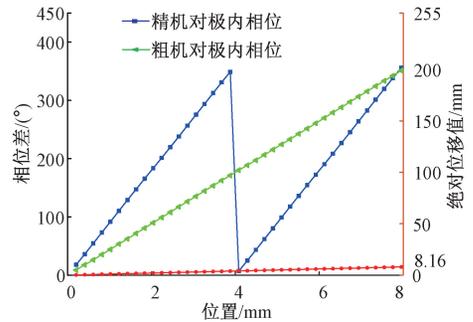


(b) 精机感应行波信号
(b) The fine machine senses the traveling wave signal

图 15 绝对位置解算仿真行波信号曲线

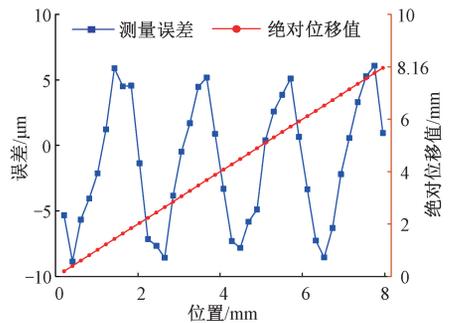
Fig. 15 Absolute position solution simulation traveling wave signal curve

根据实际情况下的对极数互质绝对位置解算方案，将仿真行波数据导入 MATLAB 中进行求解，解算结果如图 16(a) 所示，在 $0\sim 8.16\text{ mm}$ 运动范围内“精机”感应线圈走过了 2 个对极，“粗机”感应线圈在第 1 个对极，将解算位移值与理论仿真步长 0.204 mm 作差得到误差曲线如图 16(b) 所示。



(a) 绝对位置解算

(a) Schematic diagram of absolute position solution



(b) 绝对位移误差曲线

(b) Absolute displacement error curve

图 16 绝对位置解算方案仿真验证

Fig. 16 Simulation verification of absolute position solution scheme

由以上对极数互质的绝对位置解算结果可知，绝对位置解算结果误差为 $(-8.86\ \mu\text{m}, 6.08\ \mu\text{m})$ ，且“粗、精通道”对极内误差满足绝对定位的要求，解算结果与仿真理论值基本一致，测量误差呈周期性变化，误差峰峰值与“精测通道”对极内测量精度密切相关，进一步验证了此对极数互质的绝对位置解算方案的可行性。

4 实验验证

4.1 实验平台搭建

根据上述单列绝对式直线时栅测量模型和仿真研究的基础上，采用成本相对较低、加工工艺成熟而又简单的 PCB (printed circuit board) 印刷电路板技术制作传感器样机，如图 17 所示，传感器量程 $L=204\text{ mm}$ ，“精机”节距 4 mm ，激励线圈共 51 个对极数，感应线圈共 4 个对极数，

“粗机”节距 8.16 mm,激励线圈共 25 个对极数,感应线圈共 2 个对极数,则传感器有效测量范围为 187.68 mm。



图 17 传感器样机
Fig. 17 Sensor prototype

为测试传感器性能,搭建如图 18 所示一维精密实验平台,通过电机控制直线位移平台带动传感器动尺运动,光栅与时栅实时测量、采集并处理位移数据后发送至上位机,以光栅测量数据为真实值,与时栅测量数据作差得到原始误差曲线,上位机以文档的形式保存位移数据,后续可将其导入 MATLAB 中进行误差分析与补偿。

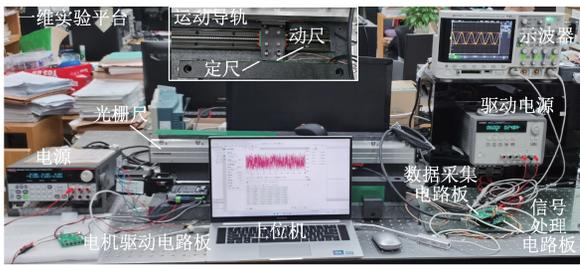


图 18 一维精密实验平台

Fig. 18 Precision one-dimensional experimental platform

4.2 外差降频解耦前后对比实验

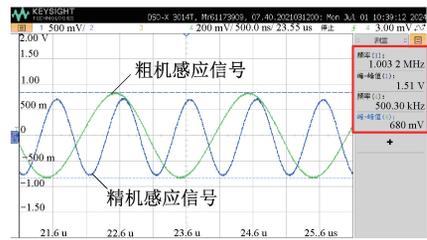
为验证传感器实际最佳安装间隙,调整安装间隙分别为 0.5、0.6、0.7 mm,让动尺以 0.1 mm 步距移动 1 个“精机”节距 4 mm,对时栅和光栅进行同步采样,二者作差得其误差曲线并作 FFT 快速傅里叶变换,得到如表 5 所示不同安装间隙下主要误差频次。由表 5 可知,传感器在 0.6 mm 安装间隙下误差峰峰值最小为 32.64 μm,主要存在 2、4 次误差分别为 6.15 μm 和 1.89 μm,与仿真实验部分的 0.6 mm 最优安装间隙一致。

表 5 不同安装间隙下误差分析对比

Table 5 Error analysis and comparison under different installation gaps

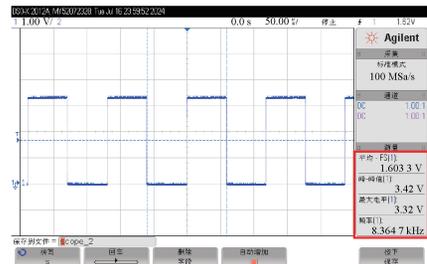
安装间隙 /mm	误差峰峰值 /μm	主要误差频次幅值/μm	
		2	4
0.5	36.28	6.87	3.04
0.6	32.64	6.15	1.89
0.7	36.63	7.16	2.28

传感器动尺感应线圈输出的原始信号经过 100 倍放大后如图 19(a) 所示,与传统的 10 kHz、20 kHz 低频激励信号相比,采用高频激励信号有效提高了原始感应信号的幅值,同时考虑到频率越高的激励信号对硬件电路的要求也越高,因此本传感器采用了 500 kHz、1 MHz 分时激励驱动方案。从图 19(a) 可以看出,传感器“粗、精通道”感应信号峰峰值分别为 0.68 V 和 1.51 V,“精机”感应信号约为“粗机”的 2 倍,这与仿真部分的结论一致。但其中混杂了一些干扰信号,需要进一步滤波、放大整形为方波信号,如图 19(b) 所示为“精机”感应信号经外差降频整形后的低频方波信号,其频率约为 8.36 kHz,与理论计算值一致。



(a) 原始放大感应信号

(a) The original amplified inductive signal



(b) 精机外差降频方波信号

(b) Precision outlier frequency reduction square wave signal

图 19 传感器感应行波信号

Fig. 19 The sensor senses the traveling wave signal

传感器“粗测通道”和“精测通道”激励信号频率可由处理器内部 240 MHz 的高频时钟定时器经 480、240 分频后得到,再将其作 484、242 分频作为外差降频的参考信号频率,激励信号与参考信号相减作为外差降频的差频信号频率,根据高频时钟插补原理,可计算得到“粗测通道”500 kHz 激励下的理论分辨率 R_{es1} 为:

$$R_{es1} = 8\ 160 \times \left(\frac{240}{480} - \frac{240}{482} \right) \div 240 \approx 0.07\ \mu\text{m} \quad (15)$$

同理,计算得到“精测通道”1 MHz 激励下的理论分辨率 R_{es2} :

$$R_{es2} = 4\ 000 \times \left(\frac{240}{240} - \frac{240}{242} \right) \div 240 \approx 0.14\ \mu\text{m} \quad (16)$$

根据式 (15) 和 (16) 可以看出,虽然“粗测通道”500 kHz 的激励频率为“精测通道”1 MHz 激励频率的

1/2, 但是其分辨力却提高了 2 倍, 但动态性能也随之下降, 在一些对动态性能要求较低的测量环境下, 传感器的分辨力还可以根据外差降频的原理大幅提升。

与传统 10 kHz 激励信号频率相比, 本高频激励方案将传感器感应信号幅值从微伏级别提高到毫伏级别, 增强了传感器信噪比。本研究先优化传感器“精测通道”的安装间隙参数, 让传感器能够较好地工作, 下面对高频和低频两种不同工作状态下的“精机”进行误差测试实验验证, 分别采用 10 kHz、20 kHz 和 500 kHz、1 MHz 两种激励方案, 平台控制动尺以 0.1 mm 步长运动一个“精机”节距 4 mm, 其误差测试结果如图 20 所示, 采用的高频激励和外差降频的测量方法, 传感器在一个“精机”对极周期内的二次误差幅值从 8.9 μm 下降至 6.1 μm , 误差峰峰值从 49.5 μm 下降至 31.5 μm , 传感器的测量精度在原有的基础上提高了 36.4%。主要原因在于外差降频的解耦方法能够获得更为纯净的行波信号, 提高传感器激励频率的同时, 提高传感器感应信号信噪比和分辨力。

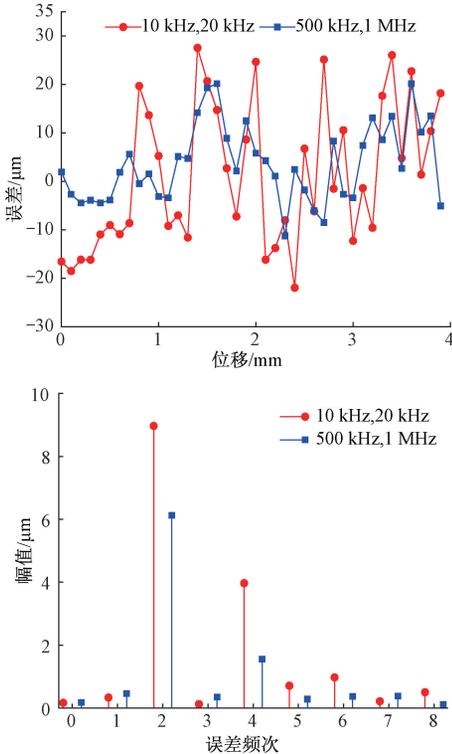


图 20 高频和低频激励对比实验

Fig. 20 Comparative experiment of high-frequency versus low-frequency excitation

4.3 传感器性能测试

传感器的稳定性是判断传感器性能的重要参数, 因此开展长时稳定性实验, 通过位移平台控制动尺运动至任意位置保持静止, 每隔 2 s 采集一次数据, 共采集

5 000 个数据点, 如图 21 所示, 可见时栅其测得数据的波动基本在 1 μm 之内, 稳定性较好, 基本呈对称分布, 取多次测量值的平均值在一定程度上能有效减小数据的误差。由后一测得值减去前一个数据的差值为 0.14 μm , 极个别数据为 0.28 μm , 也是 0.14 的整数倍, 因此也验证了传感器的分辨力与“精机”的理论分辨力 0.14 μm 一致, 因为“精机”的测量精度在一定程度上直接影响传感器的测量精度, “粗机”的测量结果主要用于配合“精机”完成绝对位置解算。

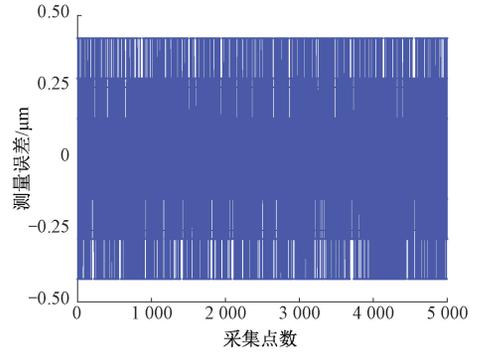


图 21 传感器长时稳定性实验

Fig. 21 Long-term stability testing of sensors

传感器的测量精度对其性能也至关重要, 因此进行满量程精度测试实验, 传感器的有效测量范围为 187.68 mm, 控制动尺在 0~187.68 mm 范围平行移动, 测试结果如图 22 所示, 其大量程线性累计误差是由于制造工艺存在系统加工误差, 进而导致每个对极的长度与理论设计值存在偏移量, 传感器的原始测量误差为 $\pm 21.6 \mu\text{m}$, 利用误差分析算法将原始误差曲线分解为线性误差和周期封闭误差^[23], 通过线性补偿和谐波修正算法^[24-25]进行误差补偿后的精度为 $\pm 4.9 \mu\text{m}$ 。

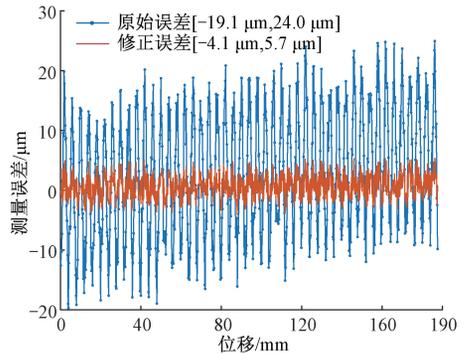


图 22 有效量程误差曲线

Fig. 22 Effective range error curve

主流传感器技术指标对比如表 6 所示, 此时栅位移传感器与国外主流产品相比, 降低了对超精密的栅线刻画和电子细分技术的依赖, 具有高精度、高分辨力、体积

小、成本低、制作工艺简单等系列优势。

表6 主流传感器技术指标对比

Table 6 Comparison of mainstream sensor technical indicators

传感器类型	测量范围/mm	精度/ μm	分辨力
Renishaw RORTiO-N 系列	70~2 040	± 3 ± 5	12.5 nm (1 600 细分)
Heidenhain LIDA400 系列	240~3 040	± 3 ± 5	0.2 μm (100 细分)
本传感器	0~187.68	± 4.9	0.14 μm (无需细分)

5 结 论

针对小体积安装、高精度直线位移测量的需求,提出了一种基于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结构设计方案,以求解决提高传感器激励信号频率来获得高信噪比与高分辨力相互制约的矛盾,并设计了一种交错绕线的4层正余弦激励和余弦型花瓣感应线圈结构,能够在更小的最佳安装间隙下获得更大信号幅值的高质量行波,相对于双列式测量结构,体积减小了一半,便于传感器的小型化和实际安装测量。采用不同频率分时激励的驱动方案和对极数互质结构激励线圈,其实际情况下对极数互质的绝对位置解算新方案,避免实际使用中测量误差对解算结果的影响,更容易实现绝对定位与测量的同时,又能保证高精度。通过提高传感器激励信号频率来增强感应信号幅值,并提出一种外差降频的解耦新方法能够获得更加纯净的行波信号,保证高分辨力的前提下,提高了传感器信噪比及其测量精度。

实验结果表明,采用外差降频解耦新方法相对于原直接解耦法在一个“精机”对极周期内的误差峰峰值从49.5 μm 下降至31.5 μm ,传感器的测量精度在原有的基础上提高了36.4%,在187.68 mm有效测量范围内,传感器原始误差为 $\pm 21.6 \mu\text{m}$,经谐波修正算法进行误差补偿后的精度为 $\pm 4.9 \mu\text{m}$,测量分辨力为0.14 μm 。该时栅位移传感器与国外主流产品相比,降低了对超精密的栅线刻画和电子细分技术的依赖,具有高精度、高分辨力、体积小、成本低等系列优势。本研究将对时栅位移传感器的小型化设计和解耦、解算方式提供参考,后续可进一步优化传感器结构及其线圈绕线方式,深入探析传感器误差来源,通过幅值补偿或空间移相等方式^[26]来抑制其2、4次误差,进一步提高传感器测量精度。

参考文献

- [1] LIU Q, WANG M, TAO Y F, et al. Implementation of real-time displacement precision measurement technology for the sinusoidal phase-shifting laser self-mixing interferometer [J]. Ninth International Symposium on Precision Engineering Measurements and Instrumentation, 2015:44607.
- [2] 谈宜东,徐欣,张书练,等. 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 SH L, et al. Precision measurement and application of laser interference [J]. Chinese Journal of Lasers, 2021,48(15):228-249.
- [3] 刘小康,柳康,蒲红吉,等. 基于二次调制的高精度多圈绝对式时栅角位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2021,42(5):90-98.
LIU X K, LIU K, PU H J, et al. High precision multi-turn absolute time-gate angular displacement sensor based on secondary modulation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021,42(5):90-98.
- [4] LIU X K, ZHAN B N, YU ZH CH, 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.
- [5] LIU X K, PENG K, CHEN Z R, et al. A new capacitive displacement sensor with nanometer accuracy and long range[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(8):2306-2316.
- [6] BONOPERA M. Fiber-bragg-grating-based displacement sensors: Review of recent advances [J]. Materials, 2022, 15(16):15165561.
- [7] FU M, LI CH L, ZHU G, et al. A high precision time-grating displacement sensor based on temporal and spatial modulation of light-field [J]. Sensors, 2020, 20(3):20030921.
- [8] HEIDENHAIN. Exposed linear encoders [EB/OL]. 1-7 [2023-12-26].
- [9] RENISHAW. Graster bar series [EB/OL]. 1-5 [2023-12-26].
- [10] BENDIGERI H H, KULKARNI V, JADHAV M S, et al. Biosynthesized CuO nanoparticles-coated grating sensors for temperature measurement [J]. Measurement Science

- and Technology, 2024, 35(4):045122.
- [11] TSAREV A. Design of the bimodal grating sensor with a built-in mode demultiplexer[J]. Sensors, 2023, 23(9): 23094327.
- [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,2010,24(10): 40-45.
PENG D L, LIU X K, ZHANG X H, et al. Principle and development history of time-grating displacement sensor[J]. Journal of Chongqing University of Technology, 2010,24(10):40-45.
- [13] 彭东林,刘小康. 时栅传感器技术与超精密蜗轮副[M]. 北京, 科学出版社,2020,12:12-13.
PENG D L, LIU X K. Time-grating sensor technology and ultra-precision worm gear vice[M]. Beijing, Science Press, 2020,12:12-13.
- [14] LIU X K, HUANG R, YU ZH CH, et al. A high-accuracy capacitive absolute time-grating linear displacement sensor based on a multi-stage composite method[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(7):8969-8978.
- [15] 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 Z R, LI X, FENG X J, et al. Research on absolute linear time-grating displacement sensor based on difference structure and analysis of measurement error characteristics [J]. Optics and Precision Engineering, 2022,30(6):667-677.
- [16] 武亮,王鑫达,童鹏,等. 基于平面驻波磁场的二维位移传感器测量原理与结构优化[J]. 仪器仪表学报, 2021,42(9):225-235.
WU L, WANG X D, TONG P, et al. Measurement principle and structure optimization of two-dimensional displacement sensor based on planar standing wave magnetic field [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021,42(9):225-235.
- [17] 杨继森,熊浩,庾万章,等. 时栅位移传感器在构造场中的耦合特性研究[J]. 仪器仪表学报,2023,44(5): 249-259.
YANG J S, XIONG H, TUO W ZH, et al. Research on coupling characteristics of time-grating displacement sensor in tectonic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023,44(5):249-259.
- [18] 杨继森,熊浩,文杰,等. 基于气隙磁场分层耦合的直线时栅位移传感器研究[J]. 仪器仪表学报,2023, 44(6):116-125.
YANG J S, XIONG H, WEN J, et al. Based on the air-gap magnetic field layered coupling of linear grating displacement sensor research [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023,44(6):116-125.
- [19] 卜敬. 基于平面磁感应线圈的绝对式直线时栅位移传感器研究[D]. 重庆理工大学, 2021.
BU J. Research on absolute linear time-grating displacement sensor based on planar magnetic induction coil[D]. Chongqing University of Technology, 2021.
- [20] 武亮,彭东林,鲁进,等. 基于平面线圈线阵的直线时栅位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(1): 83-90.
WU L, PENG D L, LU J, et al. Linear time-grating displacement sensor based on planar coil line array[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017,38(1): 83-90.
- [21] 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 based on time-sharing multiplexing reflector electrode structure[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(11):23-31.
- [22] 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 reflection absolute nano time-grating displacement sensor based on time-sharing method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021,42(9): 97-105.
- [23] 杨继森,陈锡侯,张静,等. 一种直线位移传感器的误差测量方法及测量装置:201910573567.0[P]. 2019-08-23.
YANG J S, CHEN X H, ZHANG J, et al. An error measurement method and measurement device of a linear

displacement sensor; 201910573567.0 [P]. 2019-08-23.

- [24] 彭东林,刘小康,张兴红,等. 基于谐波修正法的高精度时栅位移传感器[J]. 仪器仪表学报,2006,27(1): 31-33.

PENG D L, LIU X K, ZHANG X H, et al. High precision time-grating displacement sensor based on harmonic correction method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006,27(1):31-33.

- [25] 孙世政,张俊明,韩宇,等. 基于单测头误差相位偏移法的嵌入式角位移传感器自校准研究[J]. 仪器仪表学报,2022,43(12):96-103.

SUN SH ZH, ZHANG J M, HAN Y, et al. Research on self-calibration of embedded angular displacement sensor based on single-probe error phase migration method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022,43(12): 96-103.

- [26] TONG P, WU L, A Y CH, et al. A novel eddy current sensor for displacement measurement with high accuracy and long range [J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(11):12066-12075.

作者简介



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.



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

修府,2021年于重庆工商大学获得学士学位,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:1409925776@stu.cqut.edu.cn

Xiu Fu received his B. Sc. degree from Chongqing Technology and Business University in 2021. He is currently a master student at Chongqing University of Technology. His main research interests include embedded systems and intelligent instruments.