

文章编号 1004-924X(2024)20-3026-21

多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器

杨继森^{1,2,3*}, 修 府^{1,3}, 张 静⁴, 袁俊松^{1,3}, 张小龙^{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:针对增量式平面二维时栅位移传感器上电需找零的问题,设计了一种基于多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器,其采用不同频率分时驱动激励电信号,降低传感器电路功耗的同时,使X,Y方向的信号解耦合二维绝对位置解算更加简单可靠。首先,建立激励线圈磁场分布数学模型,根据空间磁场分布特性分析激励线圈宽度与耦和气隙高度的关系;基于差动结构的增量式二维时栅位移传感器结构,建立对极数互质结构的绝对式平面二维时栅测量模型,并提出一种基于查表方式的二维绝对位置解算新方案,避免了实际应用中测量误差对解算结果的影响;通过电磁场仿真验证了此解算方案的可行性并确定了传感器最佳安装间隙为0.8 mm;最后,制作了传感器样机并搭建二维精密实验平台进行性能测试。实验结果表明,传感器样机在147 mm×147 mm有效测量范围内,X,Y方向的原始测量误差分别为±20.4 μm和±21.1 μm,其具有上电无需找零的优势,实现了一体式二维绝对位移测量与定位。

关键词:多频磁场;对极数互质;绝对式二维;时栅位移传感器

中图分类号:TH7 **文献标识码:**A **doi:**10.37188/OPE.20243220.3026

Absolute planar two-dimensional time-grating displacement sensor with multi-frequency magnetic field coupling

YANG Jisen^{1,2,3*}, XIU Fu^{1,3}, ZHANG Jing⁴, YUAN Junsong^{1,3}, ZHANG Xiaolong^{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)

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

Abstract: Aiming at the problem that incremental planar two-dimensional (2-D) time-grating displacement

收稿日期:2024-07-22;修订日期:2024-08-27.

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-MSX0382);重庆市教委科学技术研究计划重点项目(No. KJZD-K202301106);重庆市研究生科研创新项目(No. CYS240668)

ment sensors need to be zeroed when they are powered up, an absolute planar 2-D time-grating displacement sensor based on multi-frequency magnetic field coupling was designed, which adopts time-driven excitation signals of different frequencies to reduce the power consumption of the sensor circuit and at the same time make the decoupling of signals in the X and Y directions and the 2-D absolute position solving simpler and more reliable. Firstly, a mathematical model of magnetic field distribution of the excitation coil was established, and the relationship between the width of the excitation coil and the height of the coupled air gap was analyzed according to the characteristics of the spatial magnetic field distribution; based on the incremental 2-D time-grating displacement sensor structure of the differential structure, an absolute planar 2-D time-grating measurement model of the opposite poles reciprocal structure was established, and a new scheme for the 2-D absolute position solution based on the look-up table method was proposed, which avoided the influence of the measurement error on the solution result in the practical application; the feasibility of this solution was verified by electromagnetic field simulation, and the optimal installation gap of the sensor was determined to be 0.8 mm; finally, the sensor prototype was fabricated, and the 2-D precision experimental platform was constructed for performance testing. The experimental results show that the sensor prototype in the effective measuring range of 147 mm $\times$ 147 mm, the original measurement errors in the X and Y directions are $\pm 20.4 \mu\text{m}$ and $\pm 21.1 \mu\text{m}$, respectively, and it has the advantages of no need to find the zero point on power-on, which realizes the all-in-one 2-D absolute displacement measurement and positioning.

Key words: multifrequency magnetic field; antipolar prime; absolute two-dimensional; time-grating displacement sensor

1 引 言

精密位移测量技术广泛应用于数控机床、芯片制造、计量检测、航空航天和国防军工等各个精密运动控制领域^[1-3]。现代精密测量系统大多都需要在二维方向进行精确测量与定位^[4-5],面对日益增长的二维位移检测需求^[6-7],二维位移测量技术亟待发展。高精度平面二维位移传感器包括增量式测量和绝对式测量,相较于增量式二维测量技术,绝对式传感器具有上电无需找零、能提供相对于绝对零点位置信息的优势^[8],但目前仍以增量式二维传感器的研制为主,主要包括平面二维光栅、二维磁栅、二维时栅等,因此研究绝对式平面二维测量技术具有重大意义。

平面二维光栅位移传感器主要是利用光学的衍射效应,利用对称光束的干涉作用进行二维位移测量^[9]。Zhu等^[10]设计了一种能够实现单点二维位移测量的系统,在 0.5 mm 的测量范围内实现了 5 nm 的测量分辨率。周成刚^[11]采用栅格常数为 5 μm 的二维零位光栅为核心器件,提出了一种绝对式二维零位光栅编码新方法,该测量系统能够达到优于 20 nm 的定位精度。总之,二

维光栅测量技术具有精度高、量程大、动态性能好的优点,但是其精度主要依赖于精密刻画的栅线,成本高、制造工艺复杂且趋于极限^[12]。

平面二维磁栅位移传感器相较于二维光栅式位移传感器的优势在于制造成本低,非接触式测量,便于安装,抗污染能力强,可以在一些恶劣的环境下使用^[13]。Luc Janssenune等^[14]设计了一种基于磁感应的二维位移测量结构包括磁铁和线圈,线圈的电感与磁铁覆盖线圈的面积成反比,通过检测线圈的电感值进而可以得到磁铁相对于线圈的位置。曾浩轩^[15]设计了一种平面二维磁栅位移测量系统,采用绝对位置加相对位置的形式,绝对位置由二维磁栅覆盖的霍尔元件阵列所在的区域提供,相对位置由位于阵列中心处的霍尔元件测量得到。该测量系统在 X 、 Y 方向的线性测量的分辨力均优于 10 μm ,其精度相对于二维光栅式位移传感器偏低。

平面二维时栅位移传感器以“时空转换理论”为核心,在相对匀速运动的两个坐标系上双方互相观察对方,则一方的空间位置之差表现为另一方观察的时间差,因此根据时间差可以得到位移值^[16]。杨继森等^[17]提出了一种基于差动结

构的平面二维直接解耦测量方法,传感器样机在 $79.2 \text{ mm} \times 79.2 \text{ mm}$ 测量范围内, X, Y 方向误差峰峰值分别为 $91 \text{ } \mu\text{m}$ 和 $74 \text{ } \mu\text{m}$, 可实现二维位移同步检测和直接解耦测量且测量系统结构简单、体积小。刘小康等^[18]采用一种离散化的电极编码阵列,实现了二维平面上的编码,样机在 $300 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$ 测量范围内, X 方向大量程误差为 $\pm 8 \text{ } \mu\text{m}$, Y 方向大量程误差为 $\pm 8.4 \text{ } \mu\text{m}$, 但是其 X, Y 两个方向的信号解耦和位移解码比较复杂。总之,平面二维时栅位移传感器具有成本低、精度高等优点,但是目前平面二维时栅的研制以增量式为主,其存在上电需重新找零的问题。

针对以上问题,在增量式二维时栅位移传感器的基础上,设计了一种基于多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器,包括由 M 个对极构成的“粗测通道”和 N 个对极构成的“精测通道”, M 和 N 为正整数且互为质数 ($1 < M < N - 1$), 通过分时激励驱动方式在不同时刻分别给两个通道的 X, Y 方向通入频率为 500 kHz 和 1 MHz 的交流激励电信号,其采用不同频率激励电信号使感应信号在 X, Y 方向的信号解耦和二维绝对位置解算更加简单可靠,并提出一种对极数互质的二维绝对位置解算新方案,避免实际应用中测量误差对解算结果的影响,更容易实现绝对位置定位的同时,又能够保证高精度,相比于增量式二维测量,具有上电无需找零的优势,在有效量程范围内可实现二维绝对位移测量与定位。

2 增量式平面二维时栅传感机理

2.1 单节距矩形激励线圈磁场分布特性

如图 1 为单节距矩形线圈磁场分布数学模型,从左至右依次在导线中通入幅值相等、频率相同、相位相差 90° 的激励电流 I , 由于平面二维传感器空间磁场分布与矩形线圈的短边 $A_i D_i$, $B_i C_i$ ($i = 1, 2, 3, 4$) 影响较小,可忽略不计。因此根据电磁场基础理论,平面矩形线圈上方任意一点 $E(x, y, z)$ 沿 Z 轴方向的磁感应强度为矩形线圈的长边 $A_i B_i$, $C_i D_i$ ($i = 1, 2, 3, 4$) 在 E 点产生的磁场叠加而成。

以导线 $A_1 B_1$ 为例,根据毕奥-萨伐尔定律,在 $A_1 B_1$ 段截取电流元 Idl , 其在空间任意一点

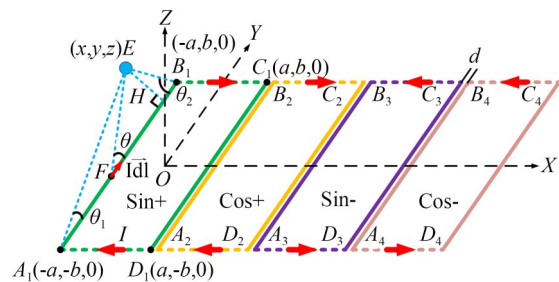


图 1 单节距矩形线圈磁场分布数学模型

Fig. 1 Mathematical model of magnetic field distribution of single pitch rectangular coil

$E(x, y, z)$ 产生的微元磁感应强度 dB 为:

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl \times FE}{|FE|^3} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl \sin \theta}{|FE|^2}, \quad (1)$$

其中: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$ 为真空磁导率; θ 为电流方向与 FE 之间的夹角; $|FE|$ 为电流元 Idl 到空间 E 点的距离。由图 1 可知:

$$\begin{cases} l = \frac{H}{\tan \theta} \\ |FE| = \frac{H}{\sin \theta} \\ \cos \theta_1 = \frac{(b+y)}{\sqrt{(x+a)^2 + z^2 + (b+y)^2}}, \\ \cos \theta_2 = \frac{(b-y)}{\sqrt{(x+a)^2 + z^2 + (b-y)^2}} \\ H = \sqrt{(x+a)^2 + z^2} \end{cases} \quad (2)$$

其中: H 为点 E 到导线 $A_1 B_1$ 的最短距离。导线 $A_1 B_1$ 段在 E 点产生的磁感应强度 $B_{A_1 B_1}$ 是电流元 Idl 在 E 点沿路径 $A_1 B_1$ 积分的结果,方向由矢量叉乘法确定,其大小为:

$$\begin{aligned} B_{A_1 B_1} &= \int dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi |FE|^2} \int_{A_1}^{B_1} \sin \theta dl = \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi H} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_2} \sin \theta d\theta = \frac{\mu_0 I}{4\pi H} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2), \end{aligned} \quad (3)$$

其中: θ_1 为电流方向与 $A_1 E$ 之间的夹角; θ_2 为电流反方向与 $B_1 E$ 之间的夹角。

传感器激励线圈和感应线圈正对平行,则通电导线 $A_1 B_1$ 只有在 Z 轴方向产生的磁感应强度分量作用于感应线圈,将式(2)代入式(3)中求得通电导线 $A_1 B_1$ 在 E 点沿 Z 轴方向的磁感应强度分量 $B_{A_1 B_1 Z}$ 为:

$$B_{A_1B_1Z} = B_{A_1B_1} \cos \alpha = \frac{\mu_0 I(a+x)}{4\pi[(a+x)^2 + z^2]} \times \left[\frac{(b+y)}{\sqrt{(a+x)^2 + z^2 + (b+y)^2}} + \frac{(b-y)}{\sqrt{(a+x)^2 + z^2 + (b-y)^2}} \right], \quad (4)$$

其中, α 为磁感应强度 $B_{A_1B_1}$ 的方向与 Z 轴之间的夹角。同理可求得通电直导线 C_1D_1

在 E 点沿 Z 轴方向产生的磁感应强度分量为:

$$B_{C_1D_1Z} = B_{C_1D_1} \cos \beta = \frac{\mu_0 I(a-x)}{4\pi[(a-x)^2 + z^2]} \times \left[\frac{(b-y)}{\sqrt{(a-x)^2 + z^2 + (b-y)^2}} + \frac{(b+y)}{\sqrt{(a-x)^2 + z^2 + (b+y)^2}} \right], \quad (5)$$

其中, β 为磁感应强度 $B_{C_1D_1}$ 的方向与 Z 轴之间的夹角。因此, 在单个节距矩形激励线圈空间任意一点沿 Z 轴方向产生的磁感应强度分量为通电导线 A_iB_i 、 C_iD_i ($i=1, 2, 3, 4$) 在 E 点沿 Z 轴产生的磁场分量叠加。

$$B_z = \sum_{i=1}^4 B_{A_iB_iZ} + \sum_{i=1}^4 B_{C_iD_iZ}. \quad (6)$$

如图 1 所示, 不考虑线圈直径的影响, 取激励电流 $I=0.1$ A, 相邻矩形线圈间隙 $d=0.1$ mm, $a=0.95$ mm (矩形线圈宽度为 1.9 mm) 也即一个节距 $W=4 \times (2a+d)=8$ mm, $b=30$ (矩形线圈高度为 60 mm)。以耦合气隙高度 $z=1.4$ mm 为例, 对单节距矩形激励线圈空间磁场分布进行数值仿真, 结果如图 2 所示。由图 2(a) 可得, 在矩形激励线圈中间的磁场分布相较于线圈边缘更加均匀, 这与相邻矩形线圈之间存在间隙有关。但是由图 2(b) 磁场分布俯视图可知, 相邻两组矩形线圈内 (如 $[-1, 3]$ 和 $[3, 7]$) 磁感应强度近似相等且方向相反, 沿 Y 方向磁感应强度不变, 可视为匀强磁场, 单个节距内磁场方向为“++--”和激励电流极性“sin+, cos+, sin-, cos-”相同。

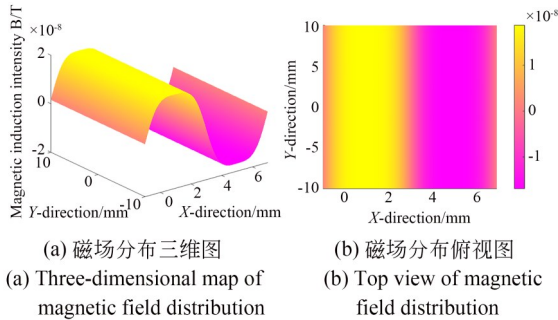


图 2 单节距矩形线圈磁场分布数值仿真图

Fig. 2 Numerical simulation of magnetic field distribution of a single pitch rectangular coil

为探究矩形激励线圈宽度对磁场分布的影响, 分别取 $a=0.75, 0.95, 1.2375, 1.5$ mm (线圈宽度分别为 1.5, 1.9, 2.475, 3 mm), 相邻线圈间隙 d 均为 0.1 mm, 其他参数保持不变, 截取图 2 中 $y=0$ 平面的磁场数值仿真数据, 得到不同线圈宽度下对应不同耦合气隙高度 z 值的磁场分布曲线如图 3 所示。

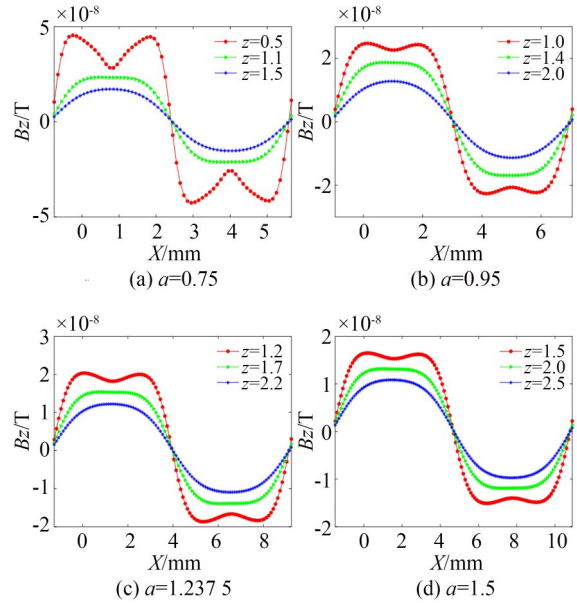


图 3 不同线圈宽度的磁场分布图

Fig. 3 Magnetic field distribution of different coil widths

由图 3 可知, 线圈宽度 ($2a$) 为 1.5, 1.9, 2.475, 3 mm 分别对应的最佳耦合气隙 z 为 1.1, 1.4, 1.7, 2 mm 时, 磁感应强度近似匀强磁场, 即随着线圈宽度的增加, 最佳耦合气隙高度 z 也不断增大。此外, 当线圈宽度一定时, 随着耦合气隙高度 z 的增加, 磁感应强度呈现“先凹后凸”的变化趋势且幅值越来越小。综上可知, 矩形激励

线圈的宽度不宜过宽,线圈越宽则最佳耦合气隙高度越大,将导致感应线圈拾取到的磁感应强度幅值越小,降低传感器的信噪比,不利于得到高质量的行波信号。

2.2 差动结构的增量式二维时栅传感机理

增量式二维时栅位移传感器的结构如图 4 所示,包括定尺和动尺,定尺由定尺基体和激励线圈组成,动尺由动尺基体和感应线圈组成。其中,矩形激励线圈由交替排布的正、余弦激励线圈正反串联绕制,相邻两个矩形线圈间隙为 d 、中心距为 $W/4$,传感器单个节距为 W 。感应线圈由单节距正弦型线圈按“ ∞ ”字反向串联绕制,正弦型感应线圈的结构周期为 W ,相邻线圈中心距为 $W/2$,其幅值高度为 $(W-d)/2$, X 方向与 Y 方向感应线圈间隙也为 d 。

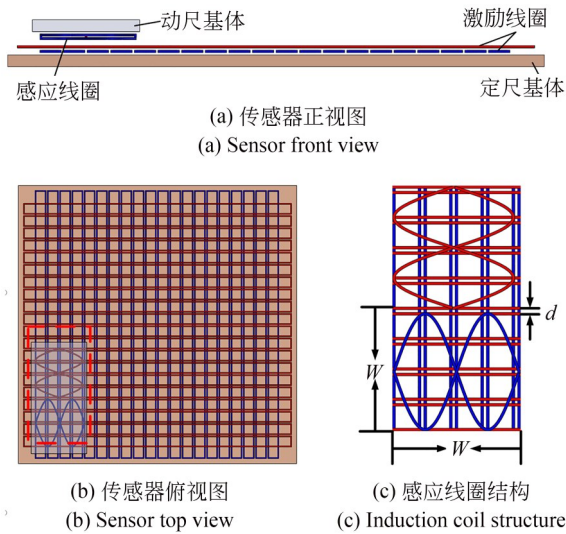


图 4 增量式二维时栅传感器结构示意图

Fig. 4 Schematic diagram of incremental two-dimensional time-grating sensor

如图 5 为增量式二维时栅线圈绕向、排布示意图,同组矩形激励线圈的第一、第三正弦矩形激励线圈反向串联相间绕制,第二、第四余弦矩形激励线圈反向串联相间绕制,依次通入 I_{sx} , I_{cx} , I_{sy} , I_{cy} 共 4 路幅值均为 A ,角频率为 ω_1, ω_2 ,同频激励信号相位相差 90° 的交流激励电信号,电流流向如图 5 中箭头所示,在单个节距内激励电信号电流极性满足“ $\sin+$, $\cos+$, $\sin-$, $\cos-$ ”的关系,其表达式如式(7):

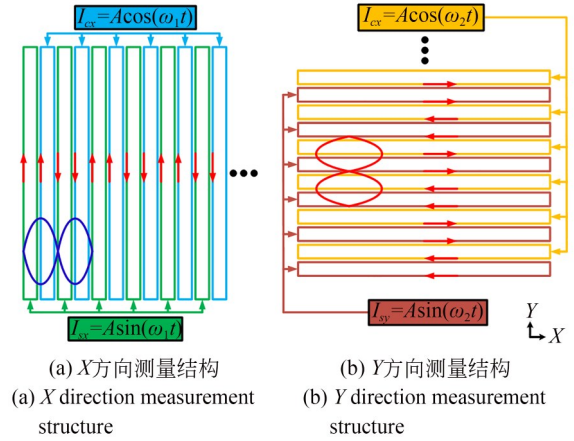


图 5 增量式二维时栅线圈绕向、排布示意图

Fig. 5 Schematic diagram of winding and arrangement of incremental two-dimensional time-grating coils

$$\begin{cases} I_{sx} = A \sin(\omega_1 t) \\ I_{cx} = A \cos(\omega_1 t) \\ I_{sy} = A \sin(\omega_2 t) \\ I_{cy} = A \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (7)$$

在 X, Y 两个方向的双频激励同时作用下,根据毕奥-萨伐尔定律,由于磁通具有连续性,则 X, Y 方向的正弦型感应线圈拾取到的磁通量可分别表示为:

$$\begin{cases} \Phi_{sx+}(t, x) = 2B_{sx+} \int_x^{x+\frac{W}{4}-\frac{d}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \Phi_{cx+}(t, x) = 2B_{cx+} \int_{x+\frac{W}{4}+\frac{d}{2}}^{x+\frac{W}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \Phi_{sx-}(t, x) = 2B_{sx-} \int_{x+\frac{W}{2}+d}^{x+\frac{3W}{4}+\frac{d}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \\ \Phi_{cx-}(t, x) = 2B_{cx-} \int_{x+\frac{3W}{4}+\frac{3d}{2}}^{x+W+d} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right) dx \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \Phi_{sy+}(t, y) = 2B_{sy+} \int_y^{y+\frac{W}{4}-\frac{d}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi y}{W}\right) dy \\ \Phi_{cy+}(t, y) = 2B_{cy+} \int_{y+\frac{W}{4}+\frac{d}{2}}^{y+\frac{W}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi y}{W}\right) dy \\ \Phi_{sy-}(t, y) = 2B_{sy-} \int_{y+\frac{W}{2}+d}^{y+\frac{3W}{4}+\frac{d}{2}} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi y}{W}\right) dy \\ \Phi_{cy-}(t, y) = 2B_{cy-} \int_{y+\frac{3W}{4}+\frac{3d}{2}}^{y+W+d} \frac{(W-d)}{2} \sin\left(\frac{2\pi y}{W}\right) dy \end{cases} \quad (9)$$

其中: $B_{sx+}, B_{cx+}, B_{sx-}, B_{cx-}, B_{sy+}, B_{cy+}, B_{sy-}, B_{cy-}$ 表示矩形激励线圈的磁通密度, 此处只做定性分析, 不做具体确定; d 表示相邻矩形激励线圈之间的间隙。其中, Φ_{sx+} 和 Φ_{sx-} 由激励电信号 I_{sx} 产生, Φ_{cx+} 和 Φ_{cx-} 由 I_{cx} 产生, Φ_{sy+} 和 Φ_{sy-} 由 I_{sy} 产生, Φ_{cy+} 和 Φ_{cy-} 由 I_{cy} 产生。

不考虑线圈直径的影响, 取激励电流幅值为 0.1 A, 相邻矩形线圈间隙 $d=0.1$ mm, 传感器节距 $W=8$ mm, 激励线圈高度为 60 mm, 以耦合气隙高度 $z=1.4$ mm 为例, 对双节距双激励矩形激励线圈空间磁场分布进行数值仿真, 结果如图 6 所示。对比图 2 一维磁场分布图可知, 在二维双频磁场激励作用下, 其空间磁场分布由 X, Y 两个方向激励磁场耦合而成, 如图 6(b) 呈排布规律的方格网状分布, 也验证了二维磁场分布的空间正交关系。

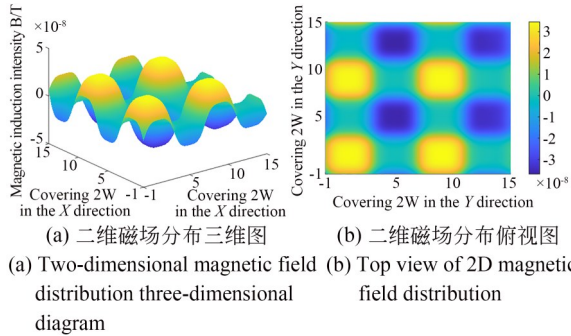


图 6 双节距双激励线圈磁场分布数值仿真图

Fig. 6 Numerical simulation diagram of magnetic field distribution of double pitch double excitation coil

以 X 方向测量原理为例, 首先, 只考虑 Y 方向激励线圈对 X 感应线圈的作用, X 感应线圈由两个单节距正弦型线圈按“ ∞ ”字反向串联构成差动结构, 其在 Y 方向覆盖四个矩形激励线圈, 在 X 方向覆盖一个节距 W , 当只向 Y 方向移动时其磁通量始终不变, 输出信号不携带任何位移信息, 以此来抵消沿 Y 方向运动的行波磁场。其次, 只考虑 X 方向激励线圈对 X 感应线圈的作用, 由叠加定理可知, X 方向感应线圈最终输出的信号是两个正弦型线圈反向串联后的输出信号, 且 X 方向感应线圈在双频激励磁场作用下仅输出反映 X 方向位移信息的行波信号, 根据电磁感应定律可得:

$$e_x = C_x \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{W}\right) -$$

$$C_x \cos\left(\omega_1 t - \left(\frac{2\pi x}{W} + \pi\right)\right) = 2C_x \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x}{W}\right), \quad (10)$$

其中: 参数 C_x 为常数, 此处仅做定性分析, 不做具体确定; x 表示动尺相对定尺沿 X 轴向运动的位移。同理, Y 方向感应线圈最终输出的信号是两个单节距正弦型线圈按“ ∞ ”字反向串联后的输出信号, 且 Y 方向感应线圈在双频激励磁场作用下仅输出反映 Y 方向位移信息的行波信号, 可表示为:

$$e_y = C_y \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi y}{W}\right) -$$

$$C_y \cos\left(\omega_2 t - \left(\frac{2\pi y}{W} + \pi\right)\right) = 2C_y \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi y}{W}\right), \quad (11)$$

其中: 参数 C_y 为常数, 此处仅做定性分析, 不做具体确定; y 表示动尺相对定尺沿 Y 轴向运动的位移。由公式 (10) 和公式 (11) 可知, 差动结构在消除共模干扰的同时增强感应信号输出幅值, X (Y) 方向感应线圈的输出信号 e_x (e_y) 与 X (Y) 方向激励电信号的角频率 ω_1 (ω_2) 相同, 其相位随动尺的位移发生周期性变化, 因此可通过感应线圈输出信号的不同频率来区分反映 X, Y 方向位移信息的行波信号。

如图 7 为增量式二维时栅位移传感器信号处理框图, 将传感器输出的两路行波信号 e_x, e_y 经过放大、滤波、过零比较整形成方波信号后, 分别将 X, Y 方向的方波信号 u_x, u_y 与同频率的参考方波信号 u_{rx}, u_{ry} 进行比相, 通过高频时钟脉冲 P_i 插补将相位差转化为时间差 Δt_x 和 Δt_y , 根据式 (12) 即可求出二维增量位移 ΔX 和 ΔY 。

$$\begin{cases} \Delta X = V\Delta t_x = W\left(N_x + \frac{\Delta t_x}{T_x}\right) = W\left(N_x + \frac{\omega_1 \Delta t_x}{2\pi}\right) \\ \Delta Y = V\Delta t_y = W\left(N_y + \frac{\Delta t_y}{T_y}\right) = W\left(N_y + \frac{\omega_2 \Delta t_y}{2\pi}\right) \end{cases}, \quad (12)$$

其中: N_x, N_y 分别表示动尺感应线圈相对定尺在 X, Y 方向所走过的节距数, 需先确定绝对零点后才能确定; T_x, T_y 分别表示 X, Y 方向激励电信号的周期; $\omega_1 = 2\pi f_1, \omega_2 = 2\pi f_2$ 分别表示 X, Y 方向激励电信号的角频率。

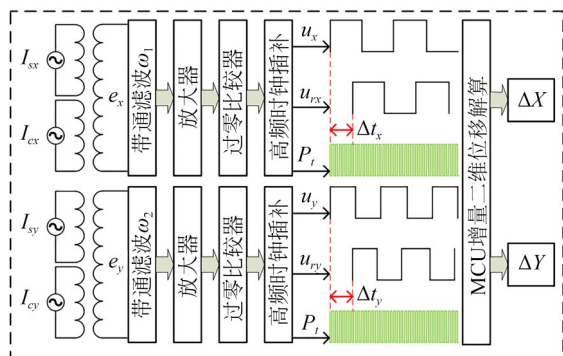


图 7 增量式二维时栅信号处理框图

Fig. 7 Incremental two-dimensional time-grating signal processing block diagram

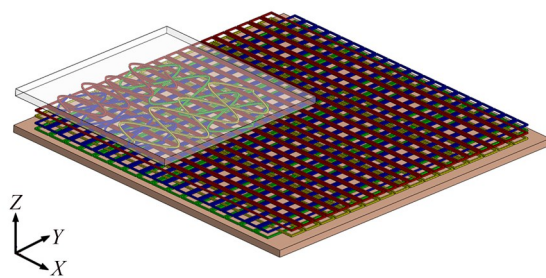
3 绝对式二维时栅测量模型及其原理

3.1 绝对式二维时栅位移传感器测量模型

在增量式二维时栅结构基础上,提出了一种基于多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器测量模型,传感器整体结构如图 8(a)所示,主要包括由定尺基体和四层矩形激励线圈组成的定尺,以及由动尺基体和四个双节距正弦型线圈按“ ∞ ”字反向串联绕制的感应线圈组成的动尺。

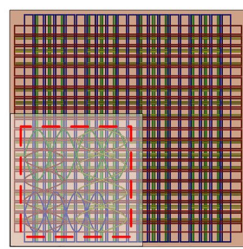
其中,分别按 X, Y 方向排布的 M 个对极的下面第一、二层矩形激励线圈和结构周期为 W_1 的双节距正弦型感应线圈构成“粗测通道”,用于定位“精测通道”所经过的对极数;分别按 X, Y 方向排布的 N 个对极的上面第三、四层矩形激励线圈和结构周期为 W_2 的双节距正弦型感应线圈构成“精测通道”,用于精确测量, M 和 N 为正整数且互为质数 ($1 < M < N - 1$)。“粗测通道”的激励线圈和感应线圈的节距为 W_1 ,其相邻矩形激励线圈间隙为 d 、中心距为 $W_1/4$,感应线圈幅值高度为 $(W_1 - d)/2$ 可覆盖四个“粗机”矩形激励线圈。“精测通道”的节距为 W_2 ,其相邻矩形激励线圈间隙为 d 、中心距为 $W_2/4$,感应线圈幅值高度为 $(W_2 - d)/2$ 可覆盖四个“精机”矩形激励线圈。

由图 3 可知,激励线圈宽度越大磁场最佳耦合气隙高度越大,由于 $W_1 > W_2$,也即“粗测通道”激励线圈宽度大于“精测通道”激励线圈宽度,因此将“粗测通道”激励线圈放置于下面



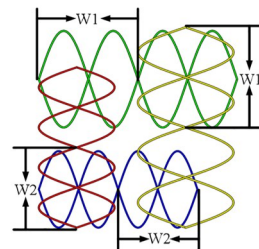
(a) 传感器整体结构

(a) Overall structure of the sensor



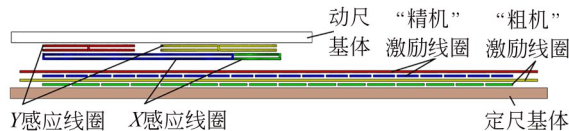
(b) 传感器俯视图

(b) Top view of sensors



(c) 感应线圈结构

(c) Induction coil structure



(d) 传感器正视图

(d) Front view of sensors

图 8 绝对式二维时栅位移传感器测量模型

Fig. 8 Absolute two-dimensional time-grating displacement sensor measurement model

第一、第二层,将“精测通道”激励线圈放置于上面第三、第四层,以确保两个通道的磁场耦合气隙高度更佳,便于得到更加均匀的二维耦合磁场。

如图 9 所示为绝对式二维时栅线圈绕向、排布示意图,单个“精测通道”或“粗测通道”的矩形激励线圈的绕向与增量式二维时栅测量结构相同,在不同时刻分别给两个通道通入 I_{sx} , I_{cx} , I_{sy} , I_{cy} 共 4 路幅值均为 A ,角频率为 $\omega_1 = \omega_3$, $\omega_2 = \omega_4$,同频率激励信号相位相差 90° 的交流激励电信号,电流流向如图中箭头所示,在单个节距内激励信号电流极性满足“ $\sin+$, $\cos+$, $\sin-$, $\cos-$ ”的关系,激励电信号具体表达式可由式(7)确定。

为了降低传感器电路功耗、缩减电路空间,本绝对式二维时栅传感器将采用分时复用激励驱动方式,如图 10 所示,首先,为了避免磁场串扰

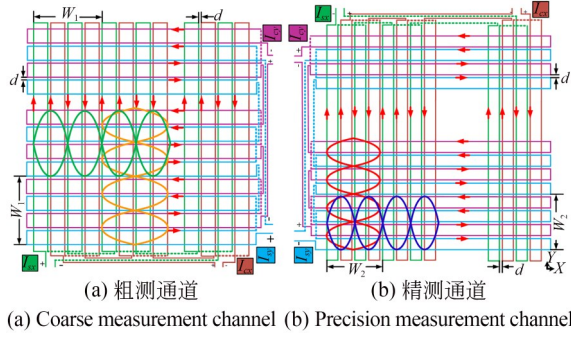


图 9 绝对式二维时栅线圈绕向、排布示意图

Fig. 9 Schematic diagram of winding and arrangement of absolute two-dimensional time-grating coils

问题,先将“精测通道”激励线圈接地,模拟开关切换到“粗测通道”分别通入幅值相同、角频率为 ω_1, ω_2 的交流激励电信号,处理器记录并保存此时“粗测通道”感应线圈输出携带 X, Y 位移信息的行波数据;同理,再将“粗测通道”激励线圈接地,模拟开关切换到“精测通道”分别通入幅值相同、角频率为 $\omega_3 = \omega_1, \omega_4 = \omega_2$ 的交流激励电信号,对应的“精测通道”感应线圈将输出携带 X, Y 位移信息的行波数据。

其中,“粗测通道”用于定位传感器“精机”感应线圈所经过的对极数,“精测通道”用来精确测量当前对极内的位移值,这样利用“粗测通道”中保存的位移信息与此时“精测通道”中测得的位移信息进行二维绝对位置解算。因此,通过分时驱动激励电信号可以避免因“粗测通道”和“精测通道”实时施加激励引起的电路功耗大的问题,同时将未施加激励信号的通道通过接地的方式来避免磁场串扰问题。

$$\begin{cases} U_1 = 4D_x \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi x_1}{W_1} + \varphi_1\right) = K_1 \cos\left(\omega_1 t - M \frac{2\pi x_1}{L} + \varphi_1\right) \\ U_2 = 4D_y \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi y_1}{W_1} + \varphi_2\right) = K_2 \cos\left(\omega_2 t - M \frac{2\pi y_1}{L} + \varphi_2\right) \\ U_3 = 4E_x \cos\left(\omega_3 t - \frac{2\pi x_2}{W_2} + \varphi_3\right) = K_3 \cos\left(\omega_3 t - N \frac{2\pi x_2}{L} + \varphi_3\right) \\ U_4 = 4E_y \cos\left(\omega_4 t - \frac{2\pi y_2}{W_2} + \varphi_4\right) = K_4 \cos\left(\omega_4 t - N \frac{2\pi y_2}{L} + \varphi_4\right) \end{cases}, \quad (13)$$

其中:参数 $D_x, D_y, E_x, E_y, K_1, K_2, K_3, K_4$ 为常数,此处仅做定性分析,不做具体确定; $\omega_1 = \omega_3 = 2\pi f_1 = 2\pi f_3, \omega_2 = \omega_4 = 2\pi f_2 = 2\pi f_4$ 为激励信号角频率; W_1, W_2 为传感器“粗测通道”和“精测通

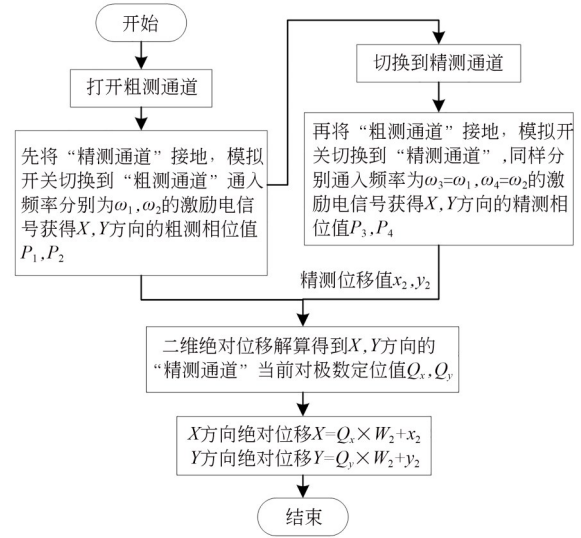


图 10 二维分时激励驱动方案流程图

Fig. 10 Two-dimensional time-sharing incentive drive scheme flow chart

3.2 对极数互质的二维时栅绝对位置解算原理

对极数互质的二维时栅传感器结构可灵活调节传感器对极数和激励线圈宽度来获得更高质量的匀强磁场,相较于“单对极+多对极”^[19]的组合绝对定位方案粗测部分定位精度更高,相较于“ N 对极+ $N-1$ 对极”^[20]的差极式绝对定位方法误差限更大,更容易实现二维绝对位置定位的同时,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 、传感器长周期量程为 L 为例,对绝对式二维时栅位移解算原理进行详细论述,根据上述绝对式二维时栅测量模型和二维分时激励驱动方案即可得到传感器“粗测通道”和“精测通道”的实际输出行波信号为:

道”节距; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ 为基波分量初相位; x_1, x_2 为动尺相对定尺沿 X 方向位移值, y_1, y_2 为动尺相对定尺沿 Y 方向位移值。

由公式(13)可知,双节距差动结构的正弦型

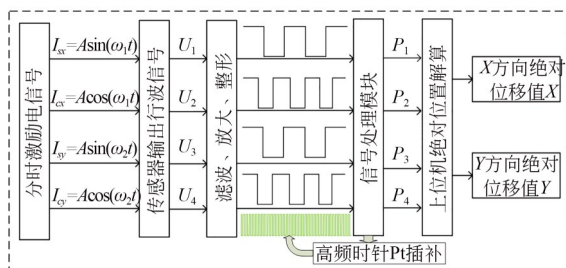


图 11 二维绝对位置解算框图

Fig. 11 Two-dimensional absolute position solution block diagram

感应线圈在消除共模干扰的同时,使传感器输出信号又增强了一倍,提高传感器信噪比。如图 11 所示,将携带位移信息的四路行波信号 U_1, U_2, U_3, U_4 经过前置信号处理电路放大、滤波、过零比较后,得到随位移值变化的信号,将处理过后的“粗测通道” M 对极行波信号 U_1, U_2 分别与频率为 ω_1, ω_2 的参考信号 u_{rx}, u_{ry} 在处理器中进行比相,将处理过后的“精测通道” N 对极行波信号 U_3, U_4 分别与频率为 $\omega_3 = \omega_1, \omega_4 = \omega_2$ 的参考信号 u_{rx}, u_{ry} 在处理器中进行比相,采用高频时钟 P_i 插补,得到感应信号对极内相位 P_1, P_2, P_3, P_4 ,由式 (14) 求取出当前对极内的位移 x_1, y_1, x_2, y_2 ,实现“精测通道”测量。

$$\begin{cases} P_1 = \frac{2\pi\Delta T_1}{T} = M \times \frac{2\pi x_1}{L} \\ P_2 = \frac{2\pi\Delta T_2}{T} = M \times \frac{2\pi y_1}{L} \\ P_3 = \frac{2\pi\Delta T_3}{T} = N \times \frac{2\pi x_2}{L} \\ P_4 = \frac{2\pi\Delta T_4}{T} = N \times \frac{2\pi y_2}{L} \end{cases} \quad (14)$$

如图 12 为实际情况下对极数互质的绝对二维位置解算方案流程图,根据“粗、精通道”感应线圈移动同步原理计算“X 精测通道”对极内位置为 0 时对应“X 粗测通道”对极内位置 $\Delta X = x_1 - x_2$,若 $\Delta X < 0$,则 $\Delta X = \Delta X + W_1$;同理得到“Y 精测通道”对极内位置为 0 时对应“Y 粗测通道”对极内位置 $\Delta Y = y_1 - y_2$,若 $\Delta Y < 0$,则 $\Delta Y = \Delta Y + W_1$ 。通过循环判断“精测通道”对极内位置为 0 时对应“粗测通道”对极内位置与哪个位置范围区间对应,若不在任何一个位置范围小区间则进行出错处理,并检查无误后重新安装测量。根据“粗测通道”的位置范围编号与“精测

通道”所经过的对极数具有一一映射的关系,通过查表确定“精机”所经过的对极数为 Q_x, Q_y ,实现“粗测通道”定位。

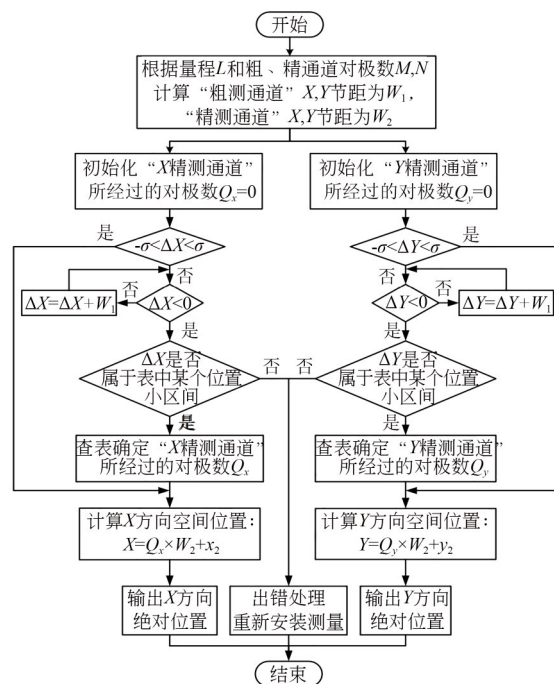


图 12 对极数互质的二维时栅绝对位置解算流程图

Fig. 12 Flow chart of solving the absolute position of the two dimensional time-grating for the polar prime

综上所述,即可解算得到动尺相对于定尺在 x, y 方向运动的绝对位移值分别为:

$$\begin{cases} X = Q_x \times W_2 + x_2 = \left(Q_x + \frac{P_3}{2\pi} \right) \times \frac{L}{N} \\ Y = Q_y \times W_2 + y_2 = \left(Q_y + \frac{P_4}{2\pi} \right) \times \frac{L}{N} \end{cases} \quad (15)$$

为了便于论述实际情况下对极数互质的二维绝对位移解算原理,设传感器整周期量程为 L ,取 $M=5, N=7$,如图 13 所示为实际情况下感应行波信号及绝对位置编号计数示意图,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 ,“粗机信号”将 L 分为了 5 个区域,每个区域“粗机”对极内最大值为 L/M 。由前所述通过高频时钟 P_i 插补得到感应信号对极内相位 P_1, P_2, P_3, P_4 ,计算得到“粗、精通道”当前所在对极内的位移值分别为 x_1, y_1, x_2, y_2 ,实现“精测通道”精确测量。当“精测通道”对极内位置 x_2 或 y_2 为 0 时,分别计算

得到对应“粗测通道”对极内位置范围,通过查表 1 得到“X,Y 精测通道”的动尺感应线圈相对定尺所经过的对极数分别为 Q_x, Q_y , 其与“粗测通道”位置范围编号呈一一映射关系。

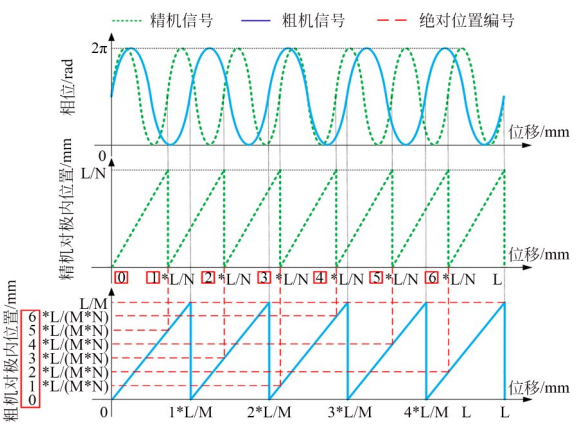


图 13 感应行波信号及计数示意图

Fig. 13 Induced traveling wave signal and counting diagram

如表 1 所示, X/Y 表示二维平面位移值, x_2/y_2 表示“精测通道”对极内位置, $\Delta X/\Delta Y$ 表示“精测通道”对极内位置为 0 时对应“粗测通道”对极内位置范围, Q_x/Q_y 表示“精测通道”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“精测通道”对极内位置为 0 时对应“粗测通道”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“精测通道”所经过的对极数 Q_x 和 Q_y , 若 $\Delta X/\Delta Y$ 不属于任何一个小区间时, 说明感应信号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。

该方案避免了实际应用中测量误差对解算

表 1 精机对极数表

Tab. 1 Precision counter polar meter

X/Y	x_2/y_2	$\Delta X/\Delta Y$	Q_x/Q_y
$0*L/N$	0	$[0*L/(M*N) - \delta, 0*L/(M*N) + \delta]$	0
$1*L/N$	0	$[5*L/(M*N) - \delta, 5*L/(M*N) + \delta]$	1
$2*L/N$	0	$[3*L/(M*N) - \delta, 3*L/(M*N) + \delta]$	2
$3*L/N$	0	$[1*L/(M*N) - \delta, 1*L/(M*N) + \delta]$	3
$4*L/N$	0	$[6*L/(M*N) - \delta, 6*L/(M*N) + \delta]$	4
$5*L/N$	0	$[4*L/(M*N) - \delta, 4*L/(M*N) + \delta]$	5
$6*L/N$	0	$[2*L/(M*N) - \delta, 2*L/(M*N) + \delta]$	6

结果的影响, 同理将 $M=5, N=7$ 的组合方式变换为本对极数互质的绝对式平面二维时栅传感器“粗测通道”的 16 个对极数和“精测通道”的 21 个对极数, $L=168\text{ mm}$, 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二维绝对位移解算方案。

4 传感器电磁场仿真与误差分析

4.1 传感器不同安装间隙的影响

利用三维建模软件构建如图 8 绝对式二维时栅传感器模型, 再将其导入有限元分析软件进行电磁场仿真, 仿真参数如表 2 所示。根据图 10 二

表 2 传感器仿真参数设置

Tab. 2 Sensor simulation parameter setting

仿真参数	参数值
激励电流幅值/A	0.1
X 激励电流频率/kHz	500
Y 激励电流频率/MHz	1
粗机激励线圈节距 W_1 /mm	10.5
精机激励线圈节距 W_2 /mm	8
激励线圈高度/mm	60
激励线圈直径/mm	0.1
激励线圈阻抗/ $M\Omega$	1
激励线圈匝数/匝	1
粗机感应线圈宽度/mm	21
粗机感应线圈高度/mm	10.4
精机感应线圈宽度/mm	16
精机感应线圈高度/mm	7.9
感应线圈直径/mm	0.1
感应线圈阻抗/ $M\Omega$	1
感应线圈匝数/匝	1
基体材料	Steel_1008
线圈材料	Copper
安装间隙/mm	0.8
粗测通道仿真距离/mm	10.5
粗测通道仿真步长/mm	0.25
精测通道仿真距离/mm	8
精测通道仿真步长/mm	0.2
X 方向仿真时长/ μs	2
X 方向仿真时间步长/ μs	0.05
Y 方向仿真时长/ μs	1
Y 方向仿真时间步长/ μs	0.025
运动方向	$y=x$

维分时激励驱动方案,以 $y=x$ 方向运动为例,先只给“粗测通道” X, Y 激励线圈分别通入 500 kHz, 1 MHz 的激励电信号,仿真距离为一个“粗机”节距 $W_1=10.5$ mm, X 方向仿真时长 $2\text{ }\mu\text{s}$, 时间步长 $0.05\text{ }\mu\text{s}$, 对应 X 方向一个周期内有 40 条行波信号曲线如图 14(a) 所示, Y 方向仿真时长

$1\text{ }\mu\text{s}$, 时间步长 $0.025\text{ }\mu\text{s}$, 对应 Y 方向一个周期内有 40 条行波信号曲线如图 14(b) 所示。同理,再只给“精测通道” X, Y 激励线圈分别通入 500 kHz, 1 MHz 的激励电信号,仿真距离为一个“精机”节距 $W_2=8$ mm, 其余参数不变,得到如图 14(c) 和图 14(d) 所示行波信号曲线图。

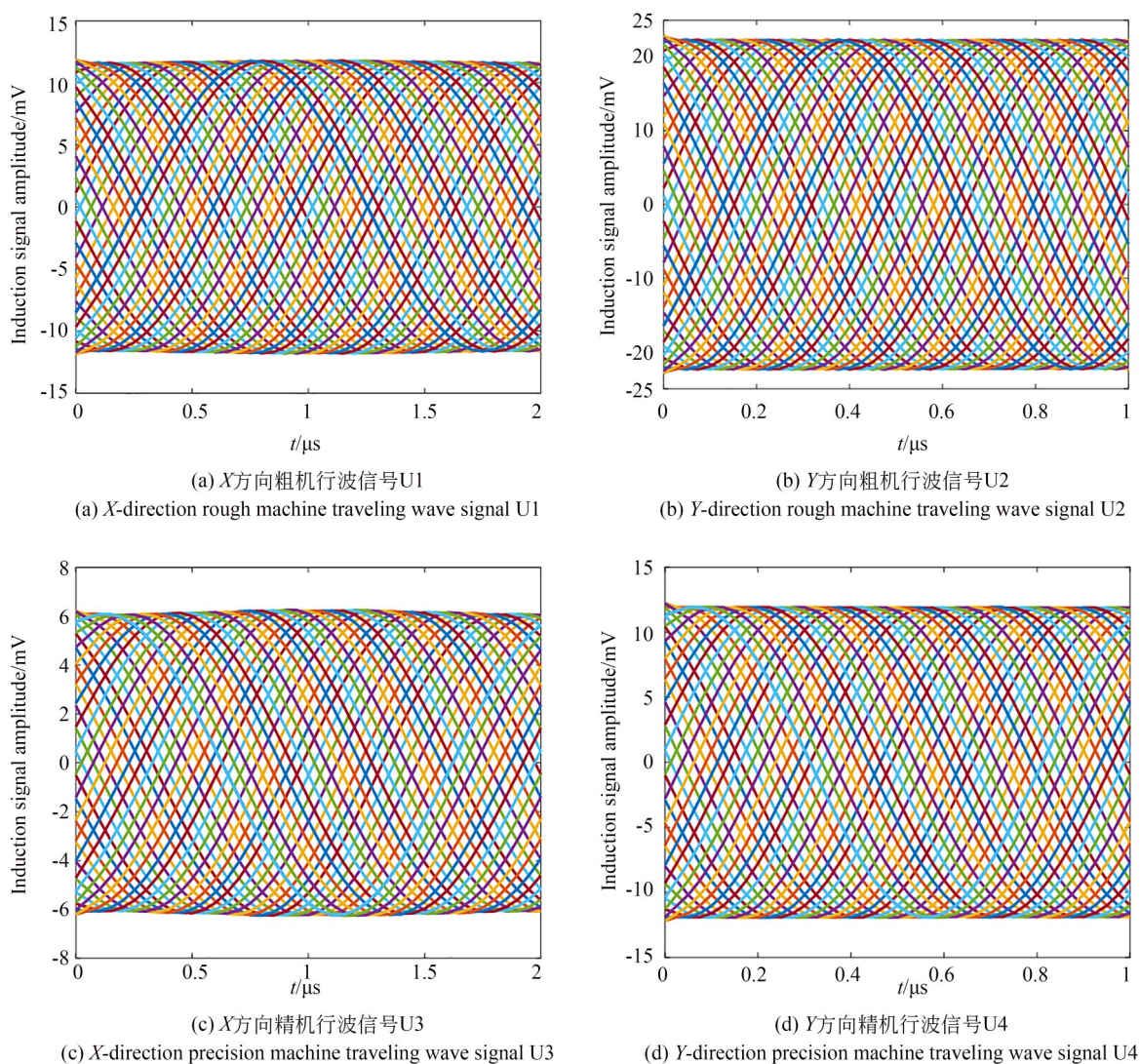


图 14 感应行波信号曲线图

Fig. 14 Induction travelling wave signal graph

如图 14 是安装间隙为 0.8 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。由于 Y 方向激励信号频率是 X 方向的两倍, 由图 14 可知 Y 方向感应行波信号幅值是 X 方

向的两倍, 表明提高激励信号频率可以提高感应行波信号幅值, 相较于传统的 10 kHz, 20 kHz 激励信号频率, 本激励方案将感应行波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, 有利于得到更高质量的行波信号以提高传感

器精度。

由图 3 可知,传感器耦合气隙高度对磁场均匀度有影响,因此分别取安装间隙为 0.1, 0.8, 1.5, 2 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 15 所示,并对其进行 FFT 快速傅里叶变换得到如图 16 的误差频谱图。由图 16 可知,“粗测通道”在 0.1, 0.8, 1.5, 2 mm 安装间隙下的误差曲线和误差频次基本一样,而“精测通道”在安装间隙为 0.8 mm 时的误差相对更小,主要存在 2 次误差,且随着安装间隙的增加其误差曲线高次谐波也逐渐凸显。因此为进一步确定传感器最佳安装间隙,只考虑“精测通道”在不同安装间隙为

0.1~1 mm 和 1.5, 2 mm 时的误差峰峰值及主要误差频次幅值如表 3 所示。

从表 3 可以看出,传感器主要存在 2 次误差,这与相邻矩形激励线圈之间存在微小间隙造成空间磁场分布并非完全均匀有关系,采用双节距正弦型感应线圈增强感应信号幅值的同时,大幅减小了 4 次谐波误差。在 0.1~1.5 mm 安装间隙范围内传感器误差峰峰值变化不大,表明在此安装间隙范围内传感器测量精度对间隙敏感度不高,这有利于传感器的实际安装使用。考虑到安装间隙越大其感应信号幅值越小且实际安装时会存在细微偏差,因此选取中间值 0.8 mm 作为传感器最佳安装间隙,其“精测通道”X, Y 方向仿

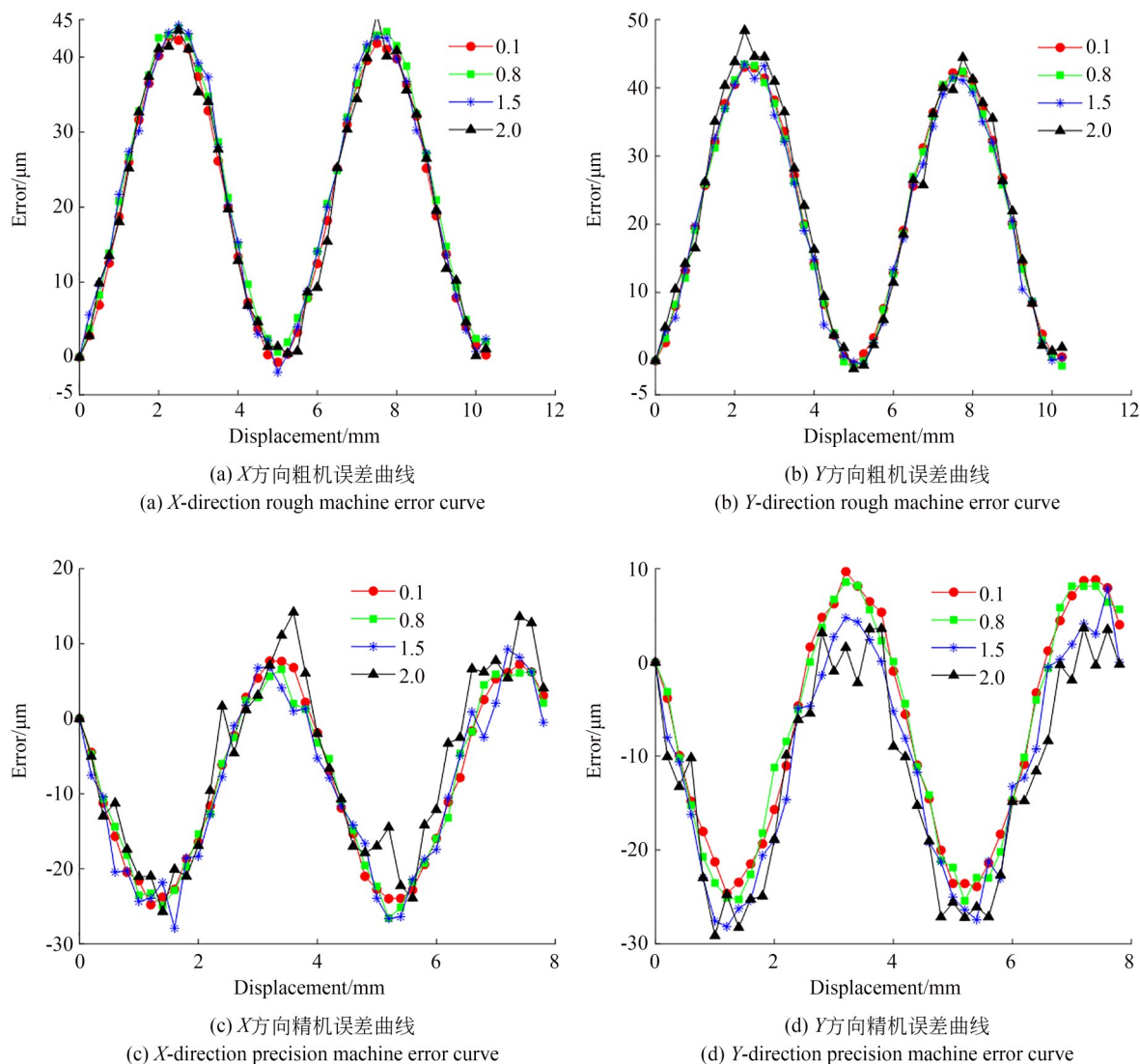


图 15 不同安装间隙仿真误差曲线图

Fig. 15 Simulation error curves for different installation gaps

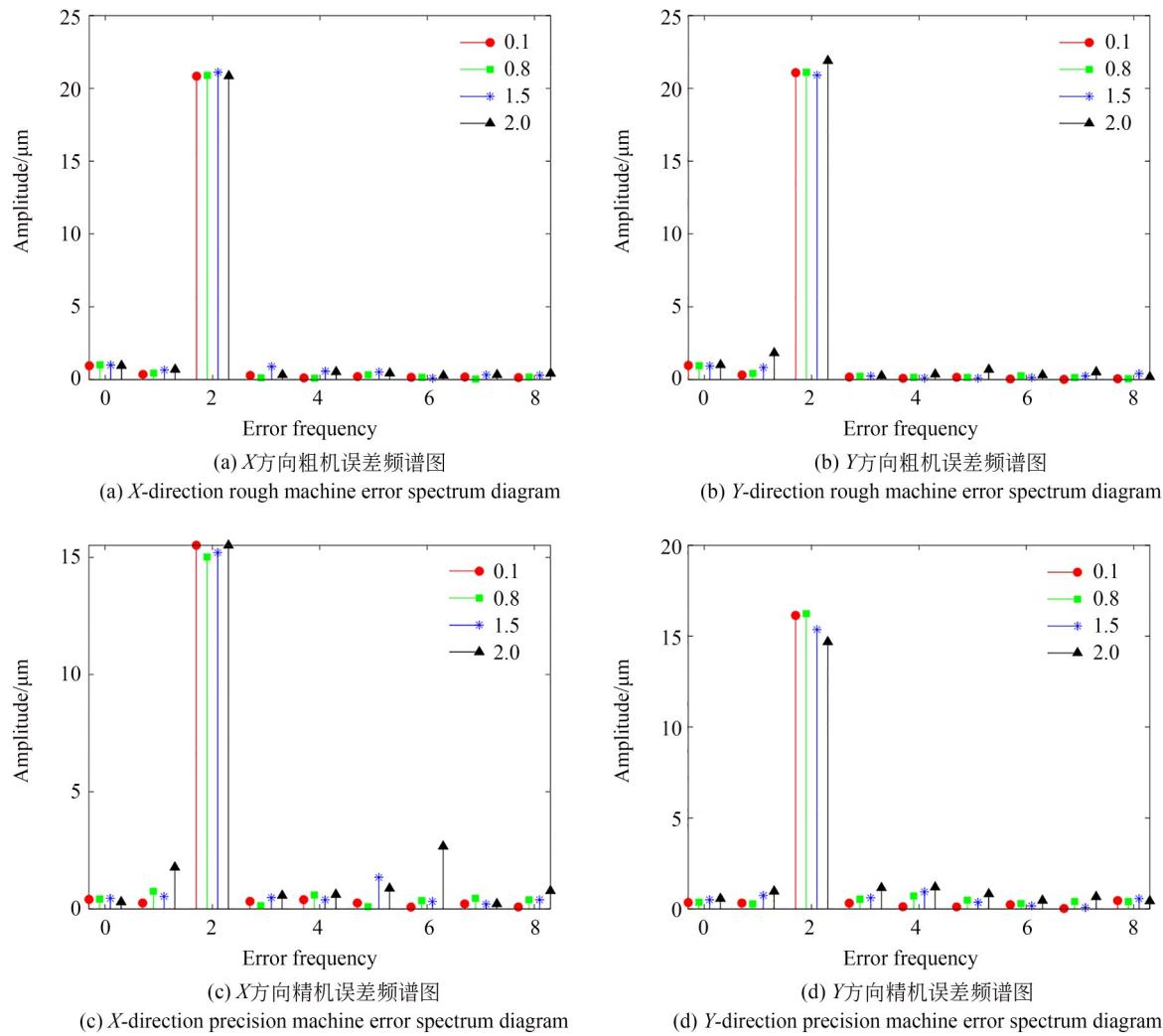


图 16 不同安装间隙仿真误差频谱图
Fig. 16 Simulation error spectra of different installation gaps

表 3 不同安装间隙下精测通道仿真误差分析总结

Tab. 3 Analysis and summary of simulation error of precision measurement channel under different installation gap

安装间隙/mm	精测通道	误差峰峰值	主要误差频次	
			2	4
0.1	X方向幅值/ μm	32.47	15.91	0.40
	Y方向幅值/ μm	34.30	16.54	0.12
0.2	X方向幅值/ μm	33.07	15.87	0.12
	Y方向幅值/ μm	33.92	16.91	0.07
0.3	X方向幅值/ μm	34.41	15.26	0.68
	Y方向幅值/ μm	32.90	16.62	0.08
0.4	X方向幅值/ μm	32.97	16.08	0.10
	Y方向幅值/ μm	35.53	16.54	0.46
0.5	X方向幅值/ μm	35.03	16.09	0.34
	Y方向幅值/ μm	34.01	16.80	0.07

续表 3 不同安装间隙下精测通道仿真误差分析总结

Tab. 3 Analysis and summary of simulation error of precision measurement channel under different installation gap

安装间隙/mm	精测通道	误差峰峰值	主要误差频次	
			2	4
0.6	X方向幅值/ μm	34.54	16.23	0.62
	Y方向幅值/ μm	35.12	16.54	0.40
0.7	X方向幅值/ μm	35.72	16.49	0.73
	Y方向幅值/ μm	35.00	16.70	0.51
0.8	X方向幅值/ μm	33.12	15.39	0.61
	Y方向幅值/ μm	33.97	16.64	0.72
0.9	X方向幅值/ μm	33.08	16.18	0.55
	Y方向幅值/ μm	35.00	16.33	0.90
1.0	X方向幅值/ μm	36.65	17.82	0.47
	Y方向幅值/ μm	34.48	16.71	0.41
1.5	X方向幅值/ μm	37.18	15.59	0.39
	Y方向幅值/ μm	36.01	15.74	0.96
2.0	X方向幅值/ μm	39.87	15.90	0.63
	Y方向幅值/ μm	32.78	15.06	1.22

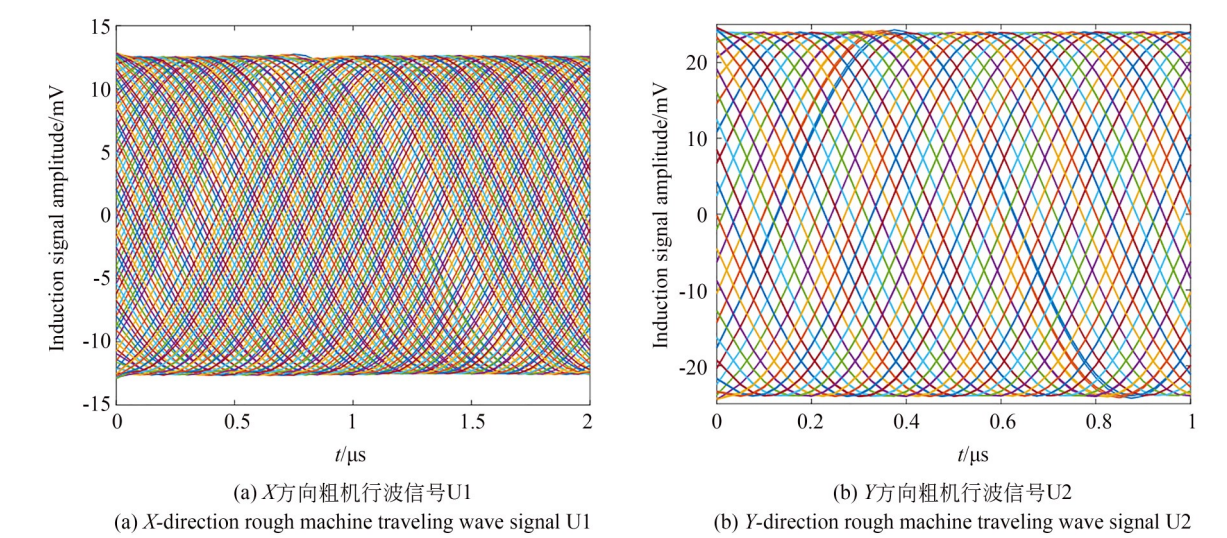
真误差曲线峰峰值分别为 33.12 μm , 33.97 μm , “粗测通道”X, Y 方向仿真误差峰峰值分别为 43.94 μm , 44.32 μm , 都远远小于“精测通道”对极节距 8 mm, 所以在有效量程范围内可实现二维绝对位置定位与测量。

4.2 二维绝对位置解算方案仿真验证

以传感器总量程为 168 mm $\times$ 168 mm、“粗机”节距 10.5 mm、“精机”节距 8 mm、最佳安装间隙为 0.8 mm, 仿真步长 0.2 mm, 以 $y=1.5x$ 为运动路径在 X 方向运动 20 mm, 则 Y 方向将运

动 30 mm, 其余参数参照表 2 保持不变, 则每个信号图各有 100 条仿真行波曲线, 其仿真结果如图 17 所示。

根据二维绝对位置解算方案, 将以上仿真数据导入分析软件中进行二维绝对位移解算, X 方向绝对位移解算结果如图 18(a), 在 0~20 mm 范围内 X 方向精机感应线圈经过 2 个对极, 粗机感应线圈经过 1 个对极, 以 X 方向理论仿真步长 0.2 mm 为真实值与解算位移值作差得到 X 方向误差曲线如图 18(b)。同理, Y 方向绝对位移解



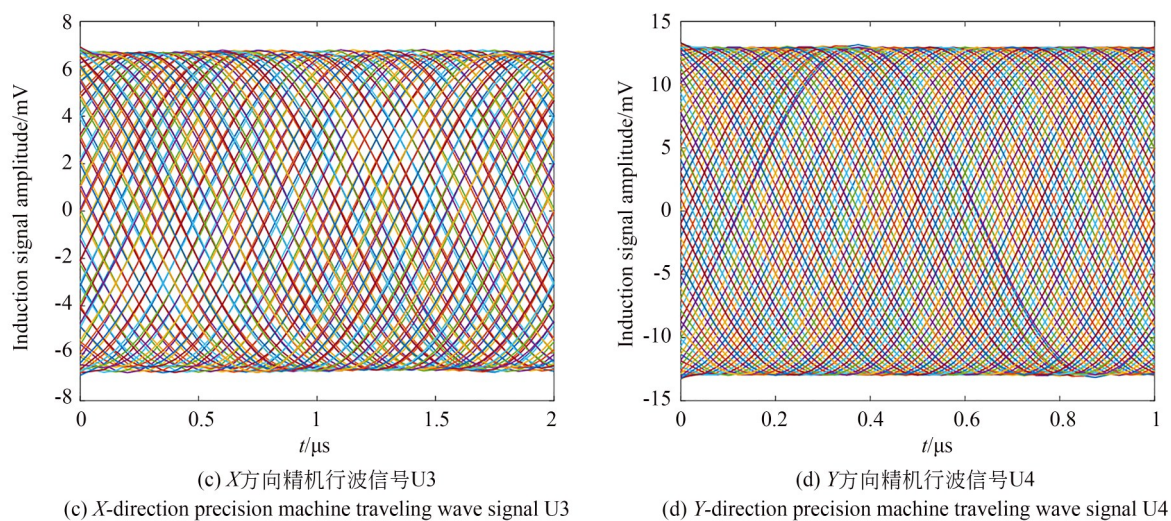


图 17 绝对位置解算仿真行波信号图

Fig. 17 Absolute position solution simulation traveling wave signal diagram

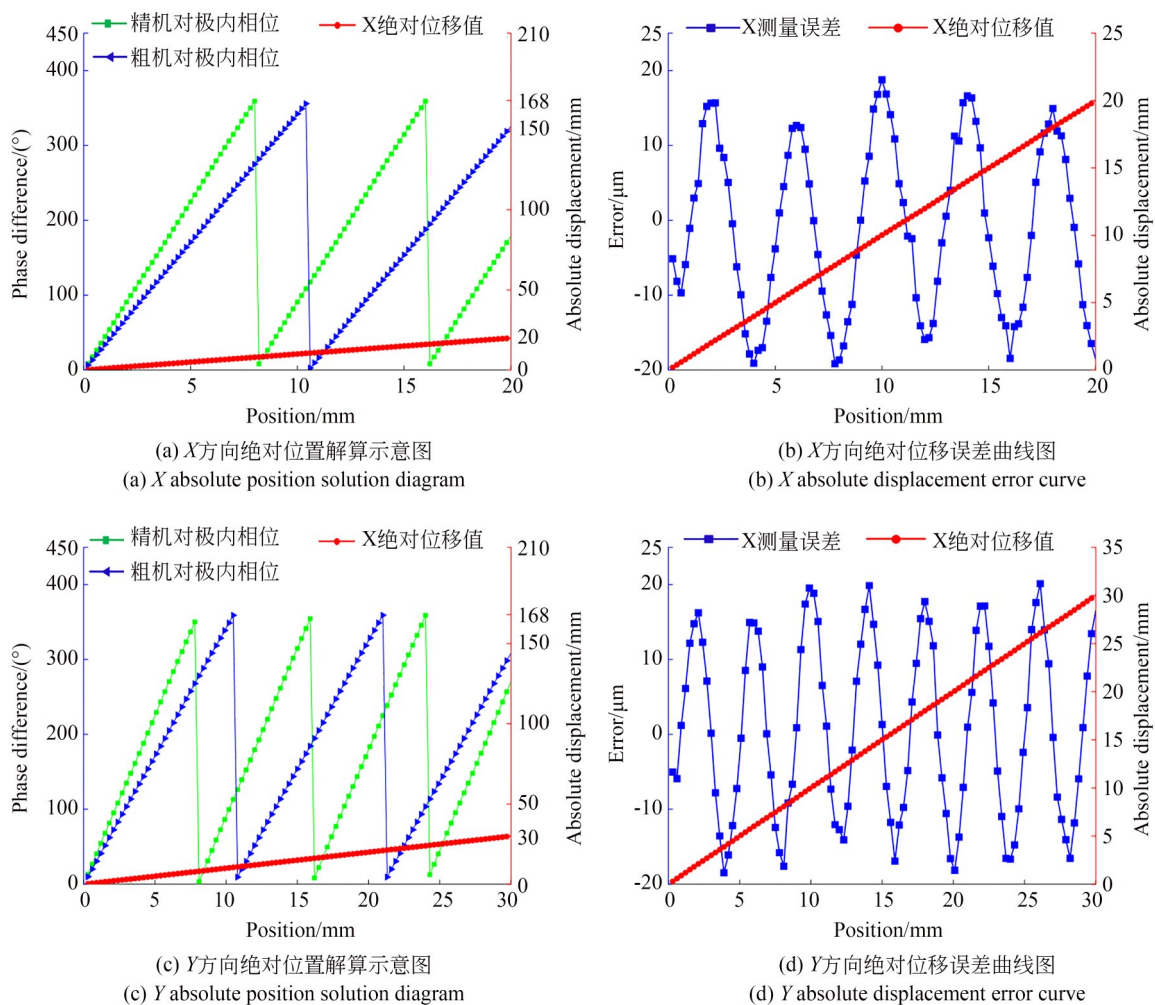


图 18 二维绝对位置解算方案仿真验证

Fig. 18 Simulation validation of two-dimensional absolute position solving scheme

算结果如图 18(c),在 0~30 mm 范围内 Y 方向精机感应线圈经过 3 个对极,粗机感应线圈经过 2 个对极,以 Y 方向理论仿真步长 0.3 mm 为真实值与解算位移值作差得到 Y 方向误差曲线如图 18(d)。

由以上二维绝对位置解算结果可知,X 方向绝对位移仿真误差为 $(-19.15 \mu\text{m}, 18.76 \mu\text{m})$, Y 方向绝对位移仿真误差为 $(-18.48 \mu\text{m}, 20.13 \mu\text{m})$ 。由公式(16)可得传感器的误差限 E_{or} 为 $250 \mu\text{m}$,可知“精、粗通道”的误差峰峰值都要小于误差限,满足二维绝对位置解算方案的要求,解算结果与仿真实验值基本一致,测量误差呈周期性变化,误差峰峰值与“精测通道”对极内测量精度紧密相关,进一步验证了二维绝对位置解算方案的可行性。

$$E_{or} = \frac{L}{2M \times N} = \frac{168000}{2 \times 16 \times 21} = 250 \mu\text{m}. \quad (16)$$

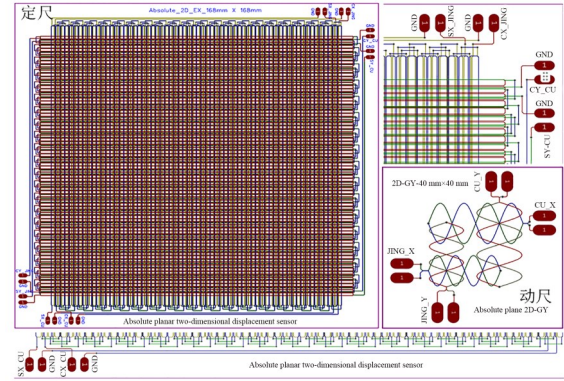
5 实验验证

5.1 实验平台搭建

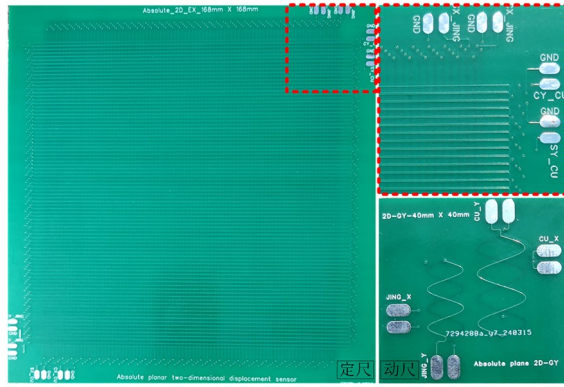
根据以上绝对式二维时栅传感器模型及其测量原理,为验证传感器精度性能,采用四层 PCB(printed circuit board)印刷电路板加工工艺制作了如图 19 所示传感器样机,样机参数设计参照表 2,传感器尺寸为 $168 \text{ mm} \times 168 \text{ mm}$ ，“粗机”对极内节距为 10.5 mm ,共 16 个对极数,“精机”对极内节距为 8 mm ,共 21 个对极数。搭建如图 20 所示二维精密实验平台,将传感器样机定尺固定在系统精度为 $\pm 0.75 \mu\text{m}$,分辨率为 1 nm 的 Planer-300XY(美国 Areotech)二维精密实验平台上,动尺安装在 H-825 六自由度微动平台(德国 Physik Instrumente)上,重复精度为 $\pm 0.1 \mu\text{m}$,将安装间隙调整为 0.8 mm 。通过信号处理模块和上位机采集并处理时栅数据,以时栅数据为测量值,二维移动平台上获得的位移值为真实值,两者作差即可得到传感器的测量误差。

5.2 误差分析

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 21 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幅值,考虑到越高频率激励信号对硬件电路要求也越高,因此本传感器采用



(a) 传感器样机PCB绕线
(a) Sensor prototype PCB winding



(b) 传感器样机PCB实物图
(b) Sensor prototype PCB physical picture

图 19 传感器样机制作

Fig. 19 Sensor prototyping

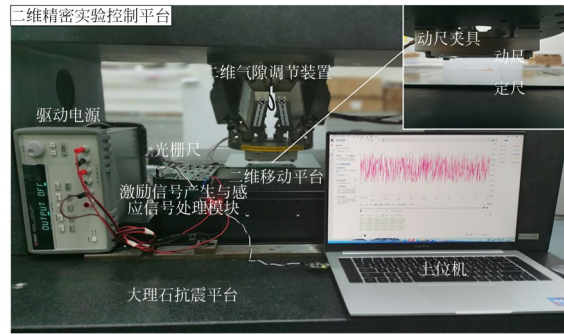


图 20 二维精密实验平台

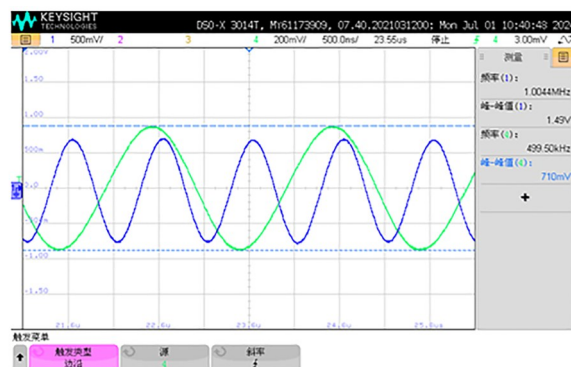
Fig. 20 Two-dimensional precision experimental platform

500 kHz , 1 MHz 的分时激励驱动方案。由图 21 可知,传感器“粗测通道”X, Y 方向峰峰值分别为 1.17 V , 2.49 V ，“精测通道”X, Y 方向峰峰值分别为 0.71 V , 1.49 V , Y 方向感应信号峰峰值约为 X 方向的 2 倍,这与仿真实验部分的结论一致,也增强了传感器的信噪比。但是其中还混杂了



(a) 粗测通道原始放大信号

(a) Raw amplified signal of rough measurement channel



(b) 精测通道原始放大信号

(b) Raw amplified signal of the fine measurement channel

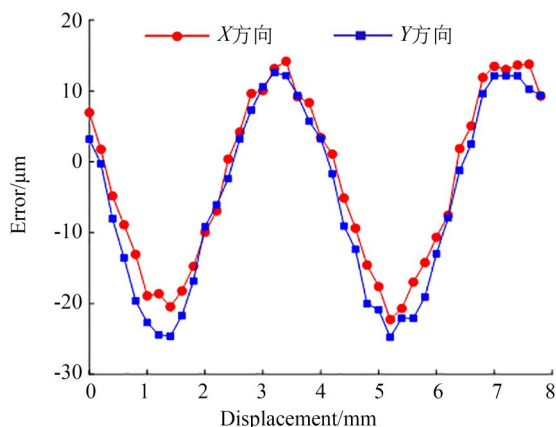
图 21 传感器原始放大感应信号

Fig. 21 Sensor raw amplified sensing signal

一些干扰信号,需进一步滤波、放大、整形为方波信号后进行高频时钟插补,通过信号处理模块和上位机解算得到 X, Y 方向的绝对位置。

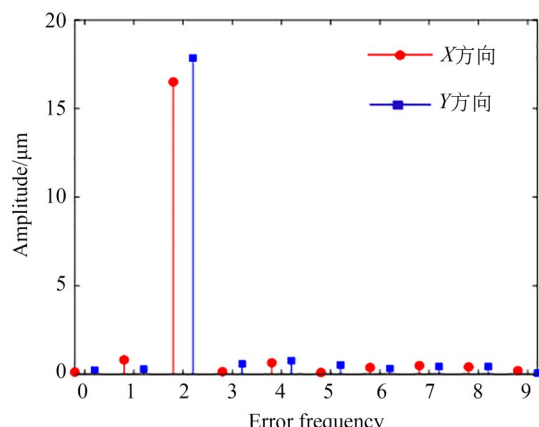
本研究先优化传感器“精测通道”的安装间隙为 0.8 mm,让传感器能够较好地工作,平台控制动尺以 0.2 mm 步长运动一个“精机”节距 8

mm,其误差曲线及误差频谱图如图 22 所示。该传感器一个“精机”节距内 x, y 方向误差峰峰值分别为 36.4 μm , 37.4 μm ,传感器 4 次误差得到了有效抑制,主要存在 2 次误差,这与传感器的制造安装误差有关,包括激励信号幅值不相等、相位非正交都会引起 2 次误差^[21-22]。



(a) 位移误差曲线图

(a) Displacement error curve



(b) 位移误差频次图

(b) Displacement error frequency chart

图 22 对极内精度实验

Fig. 22 Experimental accuracy in polar

传感器的安装误差是不可避免的,如图 23 所示,它显示了两种可能带来测量误差的安装状态。以“精测通道”的 x 方向测量误差为例,如图

23(a) 所示,如果动尺沿 Y 轴偏转了一个角度 α ,就会导致两个感应驻波的幅值不相等,因此叠加的行波信号可表示为:

$$E_{r1} = \sqrt{\frac{A_1 + A_2}{2} + \frac{A_2 - A_1}{2} \cos\left(\frac{4\pi x}{W}\right)} \sin\left[\omega t + \arctan \frac{A_1 \sin\left(\frac{2\pi x}{W}\right)}{-A_2 \cos\left(\frac{2\pi x}{W}\right)}\right], \quad (17)$$

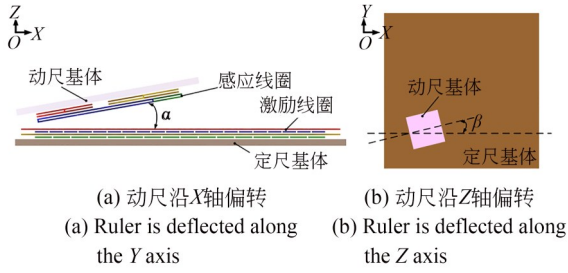


图 23 两种不同安装状态

Fig. 23 Two different installation states

其中 A_1 和 A_2 是两个驻波的幅值 ($A_1 \neq A_2$), 标准行波信号可表示为 ($A = A_1 = A_2$):

$$E_m = A \sin \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \left(\frac{2\pi x}{W} \right)}{-\cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} \right]. \quad (18)$$

因此,传感器的理论误差就是两者之间的相位差,可表示为:

$$\epsilon(x) = \frac{W}{2\pi} \left[\arctan \frac{A_1 \sin \left(\frac{2\pi x}{W} \right)}{-A_2 \cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} - \arctan \frac{\sin \left(\frac{2\pi x}{W} \right)}{-\cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} \right] = \frac{W}{2\pi} \frac{A_1 - A_2}{A_2} \sin \left(2 \frac{2\pi x}{W} \right). \quad (19)$$

如图 23(b) 所示,如果动尺沿 Z 轴偏转 β 角度,会导致两个感应驻波的相位不正交,驻波的

其中一列存在相位偏差 φ , 叠加后的行波信号可表示为:

$$E_{r2} = \sqrt{A^2 \cos^2 \left(\frac{2\pi x}{W} \right) + A^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi x}{W} + \varphi \right)} \sin \left[\omega t + \arctan \frac{A_1 \sin \left(\frac{2\pi x}{W} + \varphi \right)}{-A_2 \cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} \right]. \quad (20)$$

根据(18)和(20)可以得出传感器的理论误差为:

$$\epsilon'(x) = \frac{W}{2\pi} \left[\arctan \frac{\sin \left(\frac{2\pi x}{W} + \varphi \right)}{-\cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} - \arctan \frac{\sin \left(\frac{2\pi x}{W} \right)}{-\cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right)} \right] = -\frac{1}{2} \sin^2 \left(\frac{\varphi}{2} \right) \frac{W}{2\pi} \sin \left(2 \frac{2\pi x}{W} \right). \quad (21)$$

由上述理论分析可知,传感器的2次测量误差是由于安装过程中不能完全保证相对垂直或水平,从而造成感应信号的幅值不相等和相位非正交,后续可采用幅值补偿或空间移相的方式来抑制其2次误差^[23]。

5.3 传感器性能测试

传感器的稳定性对其整体性能也至关重要,因此对传感器进行稳定性测试,通过精密二维控制平台使传感器动尺相对定尺运动到一定位置后保持静止不动,每隔 2 s 进行一次信号采集以及绝对位置解算,一共采样 1 000 个数据,通过分析位移测量值的波动情况进行稳定性判断。 X 、 Y 方向的稳定性曲线如图 24 所示, X 方向波动幅值在 779.6~780.6 μm 之间约为 1 μm , Y 方向波动幅值在 1 363.5~1 365.5 μm 之间约为 2 μm ,可见传感器的稳定性较好。

为减小“端部效应”对传感器测量精度的影

响,传感器实际有效测量范围为 147 mm×147 mm(共 14 个粗机节距),为测试传感器有效量程内精度,将安装间隙设定为 0.8 mm,控制二维实验平台使动尺感应线圈沿 $y = x$ 方向以 0.2 mm 步长在 X 轴向运动 147 mm,则 Y 方向也将运动 147 mm,将时栅测量值与二维移动平台真实值作差得到其 X 、 Y 方向位移误差曲线如图 25 所示。由图可知,传感器 X 方向原始测量误差为 $\pm 20.4 \mu\text{m}$, Y 方向原始测量误差为 $\pm 21.1 \mu\text{m}$,与前期研制的增量式二维时栅^[17]相比,其 X 、 Y 方向的精度分别提升了 123% 和 75%。计算得到 X 、 Y 方向的线性度均为 0.028%,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,进而从实验层面验证了本绝对式平面二维时栅位移传感器测量模型和二维绝对位置解算方案的正确性。

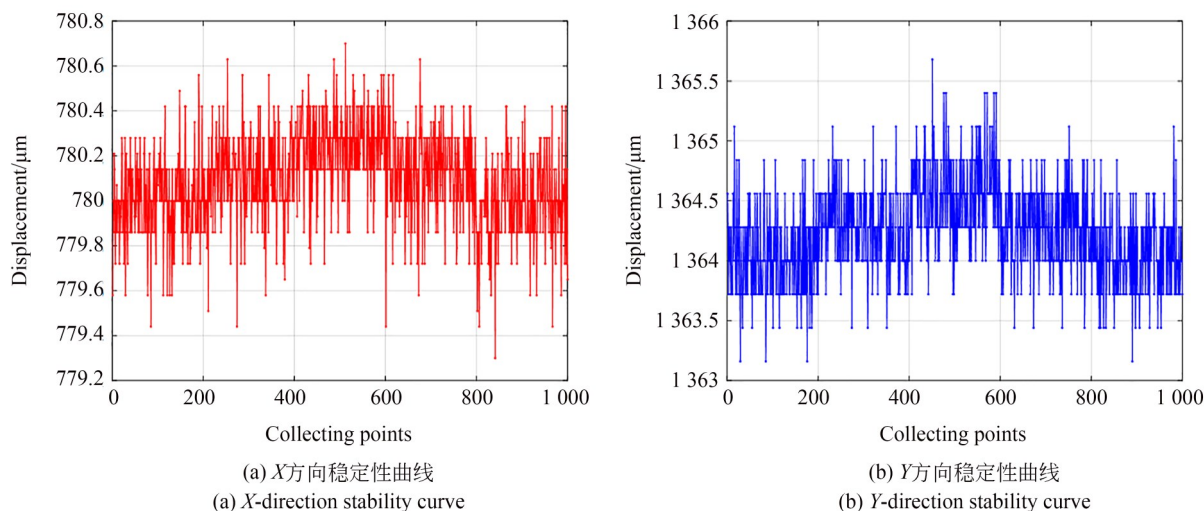


图 24 传感器稳定性测试

Fig. 24 Sensor stability testing

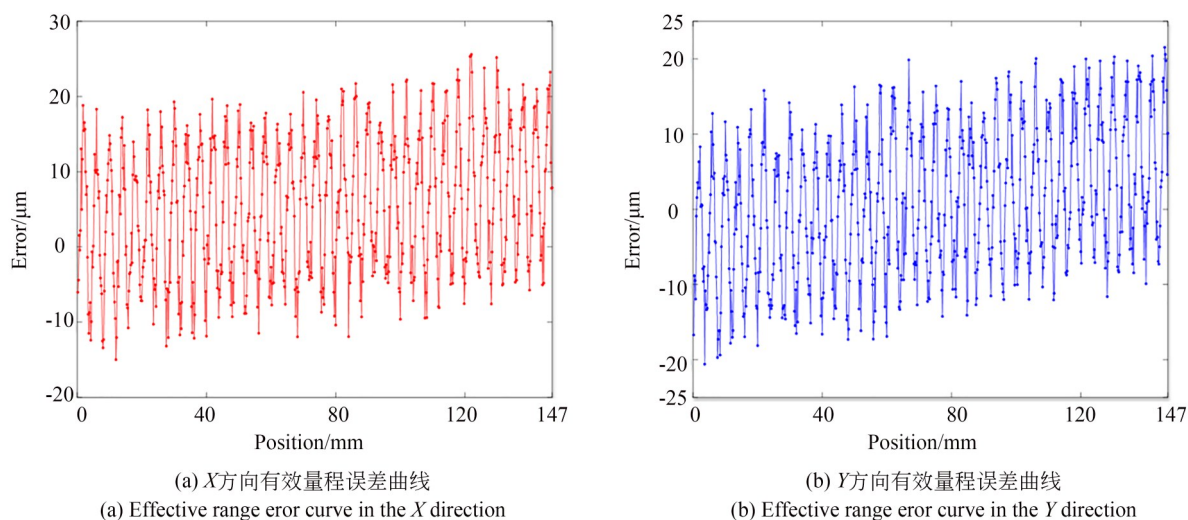


图 25 有效测量范围内原始误差曲线

Fig. 25 Raw error curve in the effective measuring range

6 结 论

(1)我国自主研发的平面二维时栅位移传感器凭借其低成本、易制造等优点可应用于精密二维位移测量领域,但目前仍以增量式二维测量为主,其存在上电需先找零的问题。因此,设计了一种基于多频磁场耦合的绝对式平面二维时栅位移传感器,其采用不同频率分时驱动激励电信号,使X、Y两个方向的信号解耦和二维绝对位置解算更加简单可靠。

(2)传感器激励线圈采用对极数互质的结

构,并提出一种基于查表方式的对极数互质二维绝对位置解算新方案,避免了实际应用中测量误差对解算结果的影响,既能够较容易实现二维绝对位移测量与定位,又能够保证高精度。感应线圈由双节距正弦型线圈按“ ∞ ”字反向串联构成差动结构,大幅减小了4次谐波误差对传感器精度的影响,并将X、Y激励电信号的频率从10 kHz、20 kHz分别提高到500 kHz和1 MHz,使得感应信号幅值从微伏级别提高到了毫伏级别,增强了传感器的信噪比。

(3)最后,在保证传感器稳定性的前提下,实

现了一体式平面二维绝对位置测量与定位,实验结果表明,传感器在 $147\text{ mm}\times 147\text{ mm}$ 有效测量范围内, X,Y 方向的原始测量误差分别为 $\pm 20.4\text{ }\mu\text{m}$ 和 $\pm 21.1\text{ }\mu\text{m}$,与前期研制的增量式二维时栅^[17]相比, X,Y 方向的精度分别提升了123%和75%,线性度均为0.028%,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,后续研究可通过误差补偿算法进一步提高传感器测量精度,相比于增量式二维测量,其具有上电无需找零的优势,在有效量程范围内实现了一体式二维绝对位移测量与定位。

参考文献:

- [1] ANANDAN N, GEORGE B. A wide-range capacitive sensor for linear and angular displacement measurement[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(7): 5728-5737.
- [2] KIM Y K, KIM K S, KIM S. A portable and remote 6-DOF pose sensor system with a long measurement range based on 1-D laser sensors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5722-5729.
- [3] 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.
- [4] GAO X, DENG J, ZHANG S J, *et al.* A compact 2-DOF micro/nano manipulator using single miniature piezoelectric tube actuator[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(4): 3928-3937.
- [5] ZANG H F, ZHANG Z Y, HUANG Z T, *et al.* High-precision two-dimensional displacement metrology based on matrix metasurface [J]. *Science Advances*, 2024, 10(2): eadk2265.
- [6] KISHOR BHASKARRAO N, SREEKANTAN A C, DUTTA P K. Analysis of a linearizing direct digitizer with phase-error compensation for TMR angular position sensor[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2018, 67(8): 1795-1803.
- [7] WU L, XU S, ZHONG Z Q, *et al.* An inductive sensor for two-dimensional displacement measurement[J]. *Sensors*, 2020, 20(7): 1819.
- [8] 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.
- [9] 夏豪杰, 费业泰, 王中宇. 二维光栅平面精密位移测量系统研究[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2007, 30(5): 529-532.
- [10] XIA H J, FEI Y T, WANG Z Y. Research on the planar nanoscale displacement measurement system of 2-D grating [J]. *Journal of Hefei University of Technology (Natural Science)*, 2007, 30(5): 529-532. (in Chinese)
- [11] ZHU K Y, GUO B, LU Y Y, *et al.* Single-spot two-dimensional displacement measurement based on self-mixing interferometry[J]. *Optica*, 2017, 4(7): 729.
- [12] 周成刚. 二维零位光栅原理及其实验系统研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2007.
- [13] ZHOU C G. *Study on The Principle and Experimental System Of Two-Dimensional Zero Grating* [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2007. (in Chinese)
- [14] 彭东林, 刘小康. 时栅传感技术与超精密蜗轮副[M]. 北京: 科学出版社, 2020.
- [15] PENG D L, LIU X K. *Time Grating Sensing Technology and Ultra-Precision Worm Gear Pair* [M]. Beijing: Science Press, 2020. (in Chinese)
- [16] 李春燕. 精密位移传感技术[J]. 计量与测试技术, 2015, 42(12): 36-38.
- [17] LI C Y. Precision displacement sensing technology [J]. *Metrology & Measurement Technique*, 2015, 42(12): 36-38. (in Chinese)
- [18] JANSSEUNE L, GENOT B, DORDET Y, *et al.* Inductive magnetic saturation displacement sensor: US6605939[P]. 2003-08-12.
- [19] 曾浩轩. 二维平面磁栅位移测量系统设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- [20] ZENG H X. *Design Of Two-Dimensional Planar Magnetic Grid Displacement Measurement System* [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022. (in Chinese)
- [21] 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), 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 (Natural Science)*, 2010, 24 (10): 40-45. (in Chinese)
- [17] 杨继森, 牟智铭, 李路建, 等. 差动结构的平面二维时栅位移传感器[J]. *中国机械工程*, 2020, 31 (12): 1444-1451, 1460.
- YANG J S, (MOU/MU) Z M, LI L J, *et al.* A planar two-dimensional time-grating displacement sensor with differential structure[J]. *China Mechanical Engineering*, 2020, 31 (12): 1444-1451, 1460. (in Chinese)
- [18] 刘小康, 李佳豪, 彭凯, 等. 平面二维时栅位移传感器的理论模型与误差分析[J]. *仪器仪表学报*, 2020, 41(12): 111-121.
- LIU X K, LI J H, PENG K, *et al.* Theoretical model and error analysis of the planar two-dimensional time-grating displacement sensor [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2020, 41 (12): 111-121. (in Chinese)
- [19] 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)
- [20] 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, 41(9): 97-105.
- LIU X K, MEI X F, PU H J, *et al.* Design of high-precision reflective absolute nanometer time-grating displacement sensor based on time-division method [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2021, 41(9): 97-105. (in Chinese)
- [21] 陈自然, 张衍潇, 何智颖, 等. 基于离散绕组的磁场式时栅位移传感器及误差特性[J]. *光学精密工程*, 2023, 31(19): 2836-2849.
- CHEN Z R, ZHANG H X, HE Z Y, *et al.* Magnetic field time-gate displacement sensor based on discrete winding and its error characteristics [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2023, 31(19): 2836-2849. (in Chinese)
- [22] 陈自然, 黎锡, 冯曦颖, 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 with one-pole-difference structure and analysis of measurement error characteristics [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2022, 30(6): 667-677. (in Chinese)
- [23] TONG P, WU L, YANCHEN A, *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:



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



修 府(2000—),男,重庆人,硕士研究生,2021年于重庆工商大学获得学士学位,主要研究方向为智能仪器与嵌入式系统。E-mail: 1409925776@stu.cqut.edu.cn