

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514784

基于时域信号状态占空比的电容编码器误差补偿方法^{*}

王 强, 高 旭

(长春理工大学光电工程学院 长春 130022)

摘 要: 为了提高电容式角位移编码器的细分精度, 针对感知信号易受寄生电容、加工及安装误差干扰而产生的非线性畸变问题, 提出一种基于时域信号状态占空比的编码器正余弦信号细分误差补偿方法。该方法借鉴时序优化思想, 根据电容编码器时-空周期正余弦信号感知模型, 设计增益误差、零点位置偏移误差两个变量与时域信号时间点对应关系的偏导数模型; 不同于传统的复杂拟合算法, 该方法通过高频时钟实时采集记录事先设定的周期信号电压阈值交叉点的时间信息, 将正余弦单周期信号划分为 4 个时域状态区间, 并将各区间时长占整个周期的比例定义为状态占空比; 基于所记录的时间信息和电压阈值信息计算实际信号的时间点和零点偏移, 进一步实现增益误差和零点偏移误差引起细分误差的实时修正。此外, 采用印刷电路板 (PCB) 工艺制造的一款外径 $d=50\text{ mm}$ 的 16 位小型电容式编码器为实验对象, 应用本方法对补偿前后的细分误差进行测试分析, 结果表明: 该编码器测量误差可从 $\pm 30''$ 减少到 $\pm 10''$, 误差标准差由 $16.48''$ 下降至 $6.85''$ 。该方法突破了传统矩阵运算补偿框架, 易于在硬件层面实现, 其时间和空间复杂度更低, 响应时间更快, 可有效提高编码器的环境适应性、动态响应特性以及角度测量的可靠性和稳定性。

关键词: 电容式编码器; 正余弦信号; 误差补偿

中图分类号: TH7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40

An error compensation method of the capacitive angular displacement encoder based on the time domain signal state duty cycle

Wang Qiang, Gao Xu

(College of Optoelectronic Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: To improve the subdivision accuracy of the capacitive angular displacement encoder, and address the problem of nonlinear distortion caused by parasitic capacitance, processing and installation error interference of the sensing signal, this article proposes an encoder sine and cosine signal subdivision error compensation method based on the time domain signal, the state duty cycle. Based on the time-space periodic sine and cosine signal sensing model of the capacitive encoder, the partial derivative model of the corresponding relationship between the gain error, the zero position offset error, and the time point of the time-domain signal is designed. Different from the traditional complex fitting algorithm, this method uses the high-frequency clock to collect and record the time information of the voltage threshold intersection of the pre-set periodic signal in real time, divides the sine and cosine single periodic signal into four time-domain state intervals, and defines the proportion of the duration of each interval in the whole cycle as "state duty cycle". The time point and zero offset of the actual signal are calculated based on the recorded time information and voltage threshold information, and the real-time correction of subdivision error caused by gain error and zero offset error is further realized. In this paper, a 16-bit small capacitive encoder with an outer diameter of $d=50\text{ mm}$ manufactured by PCB process is used as the experimental object, and the subdivision error before and after compensation is tested and analyzed by using this method. The results show that the measurement error of the encoder can be reduced from $\pm 30''$ to $\pm 10''$, and the standard deviation of error can be reduced from $16.48''$ to $6.85''$. This method breaks through the traditional matrix operation compensation framework and is easy to implement at the hardware level. It has lower time and space complexity, faster response time, and can effectively improve the environmental adaptability, dynamic response characteristics of the encoder, and the reliability and stability of angle measurement

Keywords: capacitive encoder; sine cosine signal; error compensation

收稿日期: 2025-12-17 Received Date: 2025-12-17

^{*} 基金项目: 吉林省科技厅自然科学基金面上项目 (20230101217JC) 资助

0 引 言

精密角位移传感器是半导体、航天军工、机器人、数控机床等高端制造领域不可或缺的重要功能部件^[1-2]。近年来电容式角位移传感器在精密测量领域具有广泛市场,但其测角精度易受边缘效应、寄生电容、机械加工和安装过程等因素影响,导致输出的角度信号存在直流偏置、幅值不等和零点偏移等误差^[3-4]。这些误差的存在严重影响传感器的细分误差,导致测量结果的不准确性和限制传感器的性能。

本研究采用的电容式角位移传感器输出 4 组相位差依次为 $\pi/2$ 的正余弦函数信号,通过对模拟信号实施加减运算,能够获得一对幅度相等且相位差为 $\pi/2$ 的正余弦信号^[5]。对其中一路信号进行移相及加减处理后,可得到一路正余弦信号。将该信号与参考标准信号进行相位比较,并借助高频时钟信号对相位进行插补细分,进而求得位移角度值。该过程的实质是建立空间角位移与电信号时域相位之间的映射关系,将对空间角度的测量转化为对时间间隔的高精度测量。

电容式编码器的输出信号模型与光栅编码器及磁编码器的输出信号模型具有相似性。针对该正余弦信号模型,国内外开展了相关研究。传统解调方法采用细分技术来补偿非线性误差引起的位移测量误差。Zheng 等^[6]利用坐标旋转数字计算方法 (coordinate rotation digital computer, CORDIC) 在现场可编程门阵列 (field-programmable gate array, FPGA) 中实现电容式旋转编码器的信号解调,通过减少 CORDIC 算法中一些不必要的坐标系旋转提高了反正切计算精度,但是降低角度误差能力有限;Ye 等^[7]提出了一种通过构建模拟锯齿波信号并将其映射为实际相位的方法用于增量式编码器的高精度位移插补,在该方法中,完全不使用查表法和反正切运算,而是仅使用加、减、乘、除和取绝对值 5 种基本运算技术将正余弦信号转化为近似完美的三角波信号,有效降低非线性误差的影响。然而,该方案对输入信号的质量要求较高,仅在非线性误差较小时表现良好;当非线性误差显著增大时,其性能将受到明显限制。Lepplé^[8]提出了一种基于椭圆拟合技术修正增益和偏置测量误差的方法,并将其应用在无刷电机的编码器上。后续研究人员在此基础上引入了机器学习方法提高测量精度。Zhu 等^[9]提出了一种使用粒子群优化算法抑制高次谐波噪声的方法,该方法通过粒子群优化算法直接根据原始信号校正角度,无需确定非线性

性误差的系数。Bulutsuz 等^[10]借助人工智能技术,构建了基于模糊逻辑的动态误差补偿模型,在三坐标测量机的应用中取得了比传统非线性回归方法更好的补偿效果。赵若菲^[11]提出基于隧道磁阻效应 (tunneling magneto resistance, TMR) 的高位高精度磁编码器的设计与实现方案,通过对测量时的偏置误差进行补偿,将动态测量输出信号进行卡尔曼滤波处理,使动态误差减小到 $\pm 0.1^\circ$ 。彭凯等^[12]采用基于卡尔曼滤波器动态误差补偿方法,调节误差补偿系数进而提高角度值观测误差的收敛速度,使时栅编码器在 100 r/min 的转速下测量误差降低约 80%。上述基于机器学习的补偿方案通常伴随着较高的计算复杂度和存储需求,在资源受限的嵌入式硬件中难以实现高效的实时处理,限制了其在高速工业场景中的应用。

为在提升细分精度的同时,进一步降低细分过程中非线性误差的影响,本文提出一种基于时域信号状态占空比的方法细分误差补偿方法,单周期正余弦信号是通过事先设定的电压阈值被划分为 4 个时域状态区间的,这 4 个状态区间的时间长度占比即为“状态占空比”,通过采集阈值电压信息及其对应的时间点信息求得增益误差和零点偏移并进行误差补偿。为验证算法的有效性,搭建了电容式角位移传感器系统。将经本文算法处理后的实验数据与未经误差校正的实验数据进行对比,结果显示,本文提出的误差补偿方法可将系统误差从 $\pm 30''$ 降至 $\pm 10''$,相较于引言中提到的 CORDIC 算法、卡尔曼滤波及最小二乘拟合等传统方法,本文采用的方法跳出了复杂的矩阵运算和大数据存储的框架,通过利用单周期内的 4 段“状态占空比”时间点进行简单的加减运算,极大降低了底层嵌入式硬件的时间和空间复杂度,响应更为敏捷。有效提升了角度测量精度,为正余弦信号系统的误差校正提供了新的优化路径。

1 理论分析

1.1 角位移测量原理

电容式角位移传感器输出信号的测量归根结底是对电容变化的测量,利用数学公式将电容变化量转换为直观的被测量。当调制转子旋转运动时,作为介电材料的调制转子与空气交替变化,引发介电常数改变,与此同时,调制转子与接收电极间正对面积也发生周期性变化,二者使耦合的电容值呈周期性波动,空间角度信息由此映射于电容变换之中,电容值随角度变动而变化,结构示意如图 1 所示。

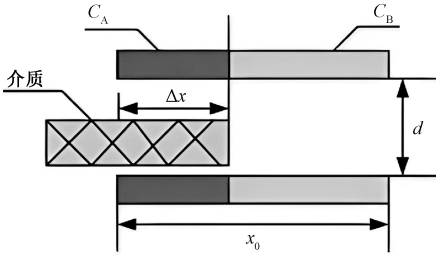


图1 电容位移传感器示意图

Fig. 1 Diagram of the capacitive displacement sensor

设两平行极板间充满空气时的相对介电常数为 ε , 插入介质的相对介电常数为 ε_1 , 当介质沿极板方向移动的位移量为 Δx 时, 两极板间的电容量 C 可表示为:

$$C = C_A + C_B = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 l}{d - \sigma} \Delta x + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon l}{d} (x_0 - \Delta x) \quad (1)$$

其中, ε_0 为真空介质的介电常数, 单位为 F/m; ε 为空气的相对介电常数, 数值约为 1, 单位为 F/m; C_A 为有介质极板间电容; C_B 为无介质极板间电容; l 为两极板间的宽度; σ 为介质厚度; d 为两极板间距。

当两平行极板间没有介质插入时, 其电容量为:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{d} l x_0 = \frac{\varepsilon_0}{d} S \quad (2)$$

忽略介质的厚度影响, 代入得:

$$C = \frac{\varepsilon_0}{d} S + \frac{\varepsilon_0}{d} S_1 (\varepsilon_1 - \varepsilon) \quad (3)$$

其中, ε_0 为真空介质的介电常数, ε 为两平行平板之间空气的相对介电常数, ε_1 为转子的介电常数, S 为一个电极的面积, S_1 为此介质所对应的耦合电极面积。当 ε 和 d 保持恒定时, 输出信号表现为重叠面积 S_1 的线性响应形式。即转子若发生相对转动, 其角位移量与平板电容器插入介质的有效重叠面积之间呈线性关系。

1.2 透射式电容传感器旋转电场的测量机理

旋转电场原理类似于旋转磁场的行波构造方法, 行波信号是由两路满足时空正交条件的驻波信号融合而成。为了获取所需的驻波分量, 通常采用空间合成策略, 即利用磁场、光场或电场等不同物理场强的空间分布特性进行合成。因此, 在电场测量领域构建一个空间和时间周期性的旋转电场, 对电容进行时间和空间的调制^[13]。为构造出一个匀速变化的旋转电信号, 设计传感器为3层透射式结构, 包括接收极、发射极、调制转子和电路处理模块部分, 接收极上覆有单列的环扇形电极, 和调制转子——对应, 将相邻4片接收电极称为一个对极, 在圆周上均布 N 个对极, 则每个对极空间角度为 $2\pi/N$ 。

对应的调制转子上覆有 N 个正弦型耦合介质, 接收极、发射极和调制转子三者正对平行安装, 转子可绕轴心相对转动, 如图2所示。

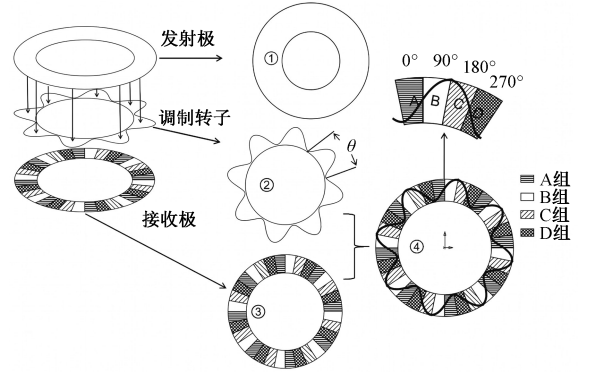


图2 传感器基本结构

Fig. 2 Basic structure of the sensor

调制转子起到调制电容变化的作用, 当调制转子初始位置开始转动一定的角位移时, 转子上每个极片与接收级上极片正对面积呈现周期性变化, 一个周期内的4组耦合电容面积计算如式(4)所示。

$$\left\{ \begin{aligned} S(\delta)_{0^\circ} &= \int_{0+\delta}^{\alpha+\delta} \frac{1}{2} \times [R + A \sin(N\theta)]^2 d\theta - \frac{1}{2} \times \theta \times R^2 \\ S(\delta)_{90^\circ} &= \int_{\alpha+\delta}^{2\alpha+\delta} \frac{1}{2} \times [R + A \sin(N\theta)]^2 d\theta - \frac{1}{2} \times \theta \times R^2 \\ S(\delta)_{180^\circ} &= \int_{2\alpha+\delta}^{3\alpha+\delta} \frac{1}{2} \times [R + A \sin(N\theta)]^2 d\theta - \frac{1}{2} \times \theta \times R^2 \\ S(\delta)_{270^\circ} &= \int_{3\alpha+\delta}^{4\alpha+\delta} \frac{1}{2} \times [R + A \sin(N\theta)]^2 d\theta - \frac{1}{2} \times \theta \times R^2 \end{aligned} \right. \quad (4)$$

其中, θ 为调制转子一个周期对应圆心角; α 为一个接收电极所对应的圆心角, $\alpha = \theta/4$; δ 为电极转过的角度 ($0 \leq \delta \leq \alpha$)。

发射极施加单相激励信号 $V = V_0 \cos(\omega t)$, 通过调制转子, 接收极获得4路幅值相同、相位依次相差 $\pi/2$ 的正余弦信号, 经过C-V转换得到4路输出信号 U_{0° 、 U_{90° 、 U_{180° 和 U_{270° , 空间上矢量叠加4路电极产生的电场来构成一个匀速运动的电场信号, 其表达式为:

$$\begin{cases} U_{0^\circ} = K[\cos(\omega t) + \cos(\omega t) \sin(N\delta)] \\ U_{90^\circ} = K[\cos(\omega t) + \cos(\omega t) \cos(N\delta)] \\ U_{180^\circ} = K[\cos(\omega t) - \cos(\omega t) \sin(N\delta)] \\ U_{270^\circ} = K[\cos(\omega t) - \cos(\omega t) \cos(N\delta)] \end{cases} \quad (5)$$

将 U_{0° 与 U_{180° 、 U_{90° 与 U_{270° 分别求差,得到反映角度信息的两路信号:

$$\begin{cases} U_{0^\circ} - U_{180^\circ} = 2K[\cos(\omega t) \sin(N\delta)] \\ U_{90^\circ} - U_{270^\circ} = 2K[\cos(\omega t) \cos(N\delta)] \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)中一路时间信号进行移相处理后得到的两路时间相位上相差 90° 的驻波信号。两路驻波求差获得行波信号,其表达式为:

$$\begin{aligned} U &= (U_{0^\circ} - U_{180^\circ}) - (U_{90^\circ} - U_{270^\circ})' = \\ &2K[\cos(\omega t) \sin(N\delta) + \sin(\omega t) \cos(N\delta)] = \\ &2K\sin(\omega t + N\delta) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $(U_{90^\circ} - U_{270^\circ})'$ 为 $(U_{0^\circ} - U_{180^\circ})$ 移相 90° 处理后的信号。通过差动结构,系统能够有效抑制电极间耦合的共模噪声分量,优化传感器的测量精度和运行稳定性。当转子相对发射极和接收极发生相对转动时,空间上角位移发生 $\Delta\delta$ 变化,其表达式变化为:

$$U = 2K\sin(\omega t + N(\delta + \Delta\delta)) \quad (8)$$

其中, δ 为初始角度, $\Delta\theta = N\Delta\delta$ 为反映空间角位移的时间差。因此,空间的角度变化求解可转化为时间的变化求解。

通过上述原理可将空间位移测量转换为时间相位差的测量,当电压信号经过波形转化后的输出信号转换为数字信号,通过与输入信号相位相同的标准信号与输出信号进行比相,再利用高频方波对相位差进行插补,从而获得相位差信息。利用相位差信息进行角度计算解调。相位插补程序是在微处理器上实现的,采用 50 MHz 的时钟,设计两个计数器,分别实现参考方波的生成和对相位差进行插补,具体的时序图如图 3 所示。

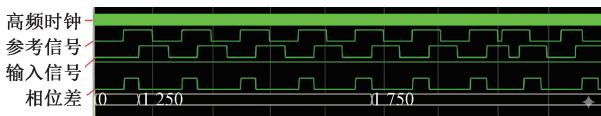


图3 相位插补程序时序图

Fig. 3 Phase interpolation program timing diagram

参考方波的生成,要确保参考信号与输入信号的相位一致。接入输入信号时相位差信号根据参考信号的上升沿开始提高电平,以接入的输入信号的上升沿为低电平。为了确保相位插补程序第1个数据位的正确性,相位差信号在输入信号的第1个上升沿开始生成和计算,程序框图如图4所示。

为确保系统的测量精度,需获取具有良好质量的原始信号。将该原始信号与参考信号进行比相处理后,借

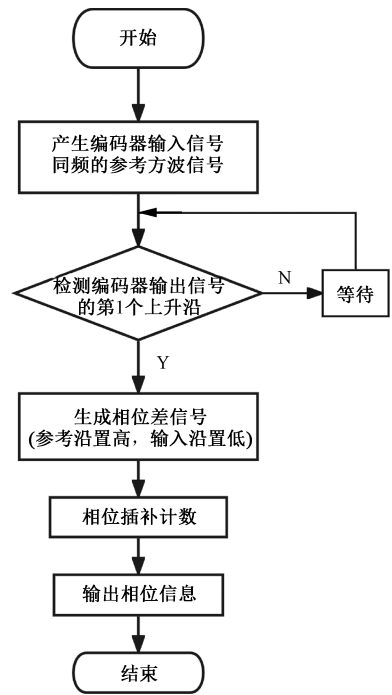


图4 相位插补细分程序

Fig. 4 Phase interpolation subdivision program block diagram

助高频时钟信号插补计数,以获取传感器对极内的角位移信息。其中,细分精度受零位信号采集精度以及沿采集精度的影响。

1.3 基于状态占空比测量的非线性误差判定

上述理想模型建立在极板绝对平行、环境无干扰的假设上。然而,在实际运行中,受边缘效应、寄生电容以及加工装配误差的影响,空间信号会发生畸变,具体表现为输出正余弦信号的幅值改变和直流分量发生漂移。本文正是基于这一物理底层机理,针对非理想状态下的 A 与 B 漂移,提出一种时域状态占空比的提取与补偿方法。

电容式角位移传感器的核心误差源于空间信号的畸变,两路信号具有连续周期特性,利用傅里叶级数对其进行分解展开:

$$\begin{aligned} U &= 2K\sin\theta(\omega t + N\delta) = \\ &2K\sin(\omega t) \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(nN\delta + \varphi_n) \right] + \\ &2K\cos(\omega t) \left[b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nN\delta + \lambda_n) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

其中, a_n 、 b_n 为空间信号幅值比例因子; φ_n 、 λ_n 为空间信号谐波相位; n 为空间信号谐波次数; a_0 、 b_0 为空间信号直流分量。

由于激励信号的波动、电源电压的漂移、温度变化等影响,不可避免地会引入误差^[14-15]。理想情况下 $a_1 = b_1 = 1$,且其余参数都为0。为了方便分析,将两路空间信号定义为 $a(\theta)$ 和 $b(\theta)$:

$$\begin{cases} a(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(nN\delta + \lambda_n) \\ b(\theta) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nN\delta + \eta_n) \end{cases} \quad (10)$$

U 进一步改写为:

$$U = 2Ka(\theta) \sin(\omega t) + 2Kb(\theta) \cos(\omega t) = 2K\sqrt{a(\theta)^2 + b(\theta)^2} \sin\left[\omega t + \arctan \frac{b(\theta)}{a(\theta)}\right] \quad (11)$$

输出的实际电压信号 $y = A \sin(\omega t + \varphi) + B$ 设定两个电压阈值 p_1 和 p_2 , 满足 $0 \leq p_1 < p_2$ 。当经过阈值时, 记录该时间点, 以 1 Hz 电压信号为例, 如图 5 所示。

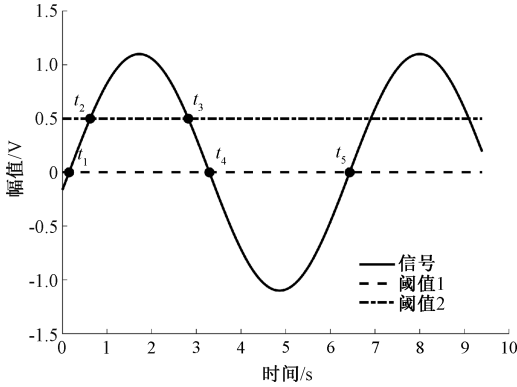


图 5 信号时间点定义

Fig. 5 Signal time point definition

本文将上述各区间持续时间占信号总周期的比值定义为“状态占空比”。在理想情况下, 标准信号的各状态占空比为固定常数。然而, 对于实际的电容式角位移传感器, 受边缘效应及安装偏差影响, 输出信号不可避免地带有增益误差和零点偏移。当单一信号存在增益误差 A 放大或零点偏移 B 漂移时, 实际电压波形与阈值电压线的交叉点时刻会沿着时间轴发生随动位移。这种时间节点的平移, 直接打破了理想状态下的区间比例, 导致 4 个区间的“状态占空比”发生具有明确解析关系的非线性改变。这些时间点将信号划分为 4 种状态, 详见表 1。

表 1 状态和持续时间的定义

Table 1 Definitions of status and duration

状态区间	信号幅值	信号区间
区间 1	$p_1 < p < p_2$	$T_1 = t_2 - t_1$
区间 2	$p > p_2$	$T_2 = t_3 - t_2$
区间 3	$p_1 < p < p_2$	$T_3 = t_4 - t_3$
区间 4	$p < p_1$	$T_4 = t_5 - t_4$

根据表 1 所示, 信号周期可表述为:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \quad (12)$$

对于具有随机增益和零点偏移的单一信号, 信号幅值达到阈值的时刻可以用增益值 A 和零点偏移 B 来描述。

当信号 $y = A \sin \omega t + B = p_1$ 时:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \quad (13)$$

$$t_4 = \frac{1}{\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \right) \quad (14)$$

$$t_5 = \frac{1}{\omega} \left(2\pi + \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \right) \quad (15)$$

持续时间可通过减法计算得出:

$$t_4 - t_1 = T_1 + T_2 + T_3 = \frac{1}{\omega} \left(\pi - 2 \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \right) \quad (16)$$

$$t_5 - t_4 = T_4 = \frac{1}{\omega} \left(\pi + \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \right) \quad (17)$$

从式 (17) 中减去式 (16), 可得:

$$T_4 - (T_1 + T_2 + T_3) = \frac{4}{\omega} \sin^{-1} \frac{p_1 - B}{A} \quad (18)$$

当信号 $y = A \sin \omega t + B = p_2$ 时, 同样地:

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{p_2 - B}{A} \quad (19)$$

$$t_3 = \frac{1}{\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \frac{p_2 - B}{A} \right) \quad (20)$$

同样地:

$$T_1 + T_3 + T_4 - T_2 = \frac{4}{\omega} \sin^{-1} \frac{p_2 - B}{A} \quad (21)$$

令:

$$m = \sin \left(\frac{\pi}{2} \times \frac{T_4 - (T_1 + T_2 + T_3)}{T} \right) \quad (22)$$

$$n = \sin \left(\frac{\pi}{2} \times \frac{T_1 + T_3 + T_4 - T_2}{T} \right) \quad (23)$$

根据式 (18) 和式 (21) ~ (23) 可得:

$$A = \frac{p_2 - p_1}{n - m} \quad (24)$$

$$B = \frac{np_1 - mp_2}{n - m} \quad (25)$$

即通过测定阈值电压 p_1 和 p_2 及持续的时间 T 得到增益误差和偏移误差。

1.4 误差影响分析

在实施所提出的方法时, 准确度会受到两个因素的影响。首先是阈值设置的精确度, 其次是持续时间测量的精确度。

1) 阈值误差

阈值误差可能源于理想情况与实际比较器特性之间的差异。为分析阈值误差的影响, 令 $p_1 + e_{p_1}$ 取理想阈

值 $p_1, p_2 + e_{p_2}$ 取代理想阈值 p_2 , 随后使用含误差的阈值重新描述时间节点。

通过重新排列式 (24) 和 (25), 可得出带阈值误差的增益误差与零点偏移量表达式如式 (26) 和 (27) 所示。

$$A_{ep} = \frac{p_2 - p_1}{(p_2 + e_{p_2}) - (p_1 + e_{p_1})} A \quad (26)$$

$$B_{ep} = \frac{p_1 e_{p_2} - p_2 e_{p_1} + B(p_2 - p_1)}{(p_2 + e_{p_2}) - (p_1 + e_{p_1})} \quad (27)$$

2) 时间点误差

时间点误差的影响被描述为增益误差、零点偏置偏移误差对每个时间点的偏导数。设:

$$M = \sin^{-1} m = \frac{\pi}{2} \times \frac{T_4 - (T_1 + T_2 + T_3)}{T} \quad (28)$$

$$N = \sin^{-1} n = \frac{\pi}{2} \times \frac{T_1 + T_3 + T_4 - T_2}{T} \quad (29)$$

增益误差相对于每个时间点的偏导数可表述为:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial A}{\partial t_1} &= (p_2 - p_1) \pi \frac{\cos N - \cos M}{(\sin N - \sin M)^2} \times \\ &\quad \frac{T_4 \cos M + T_2 \cos N}{T^2} \\ \frac{\partial A}{\partial t_2} &= (p_1 - p_2) \pi \frac{(\cos N - \cos M) \cos N}{T(\sin N - \sin M)^2} \\ \frac{\partial A}{\partial t_3} &= -(p_1 - p_2) \pi \frac{(\cos N - \cos M) \cos N}{T(\sin N - \sin M)^2} \\ \frac{\partial A}{\partial t_4} &= (p_1 - p_2) \pi \frac{(\cos N - \cos M) \cos M}{T(\sin N - \sin M)^2} \\ \frac{\partial A}{\partial t_5} &= (p_1 - p_2) \pi \frac{\cos N - \cos M}{(\sin N - \sin M)^2} \times \\ &\quad \frac{(T - T_4) \cos M + T_2 \cos N}{T^2} \end{aligned} \right. \quad (30)$$

零偏置相对于每个时间点的偏导数可表述为:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial B}{\partial t_1} &= \frac{(p_1 - p_2) \pi (T_2 \sin N \cos M + T_4 \sin M \cos N)}{(\sin N - \sin M)^2 T^2} \\ \frac{\partial B}{\partial t_2} &= \frac{(p_1 - p_2) \pi \sin M \cos N}{(\sin N - \sin M)^2 T} \\ \frac{\partial B}{\partial t_3} &= -\frac{(p_1 - p_2) \pi \sin M \cos N}{(\sin N - \sin M)^2 T} \\ \frac{\partial B}{\partial t_4} &= \frac{(p_2 - p_1) \pi \sin N \cos M}{(\sin N - \sin M)^2 T} \\ \frac{\partial B}{\partial t_5} &= \frac{(p_1 - p_2) \pi ((T - T_4) \sin N \cos M - T_2 \sin M \cos N)}{(\sin N - \sin M)^2 T^2} \end{aligned} \right. \quad (31)$$

根据上述计算, 当 p_1 接近 p_2 时, 阈值误差与时间点误差均可降低。然而当两个阈值过于接近时, 该方法会对噪声敏感。因此最终确定 $p_1 = 0$ 且 $p_2 = 0.5$ 。由于信号必须与阈值存在交叉点, 需满足的条件为:

$$A + B > 0.5 \quad (32)$$

$$-A + B < 0 \quad (33)$$

根据实际输出的正余弦信号, 对其参数进行辨识, 利用时间信息和电压阈值信息计算实际信号的增益和零点偏移, 进而补偿细分误差。在进行鉴相(过零点检测)之前, 对信号进行预处理, 能有效提高后续鉴相插补的精度, 补偿后的信号为:

$$y' = \frac{y - B}{A} \quad (34)$$

传统最小二乘法或神经网络需要存储整周期的连续离散采样点, 并进行矩阵求逆或迭代运算, 对微控制单元的乘法器和内存资源消耗极大, 而该基于时域信号状态占空比误差求解模型无需进行复杂的矩阵运算和大量的数据存储, 仅通过时域内的脉冲计数即可实现误差参数的实时提取, 极大地降低了硬件实现的时间和空间复杂度。

2 实验验证

2.1 仿真验证

为验证所提出的方法, 研究展示了相关仿真, 信号模拟利用 MATLAB 搭建角位移传感器控制系统测量模型进行仿真分析。在仿真中分别包含不同误差的噪声, 物理测试则使用真实的电容式角位移传感器。实验采用控制变量法, 在包含判定、校准和位移计算的全流程中, 仅改变非线性误差的判定方法。通过比较计算位移与真实位移的差值, 评估不同判定方法的效果。

由于实际输出的信号不可能是理想的正余弦信号, 信号中会同时存在直流电平漂移 b_1 、基波等幅性偏差 A_1 、基波正交性偏差 A_0 及正弦性偏差 $A_i \sin(i\theta + b_i)$, 经差分后的实际信号表示为: $U = A_0 + A_1 \sin(\theta + b_1) + \dots + A_i \sin(i\theta + b_i)$, 需对接收的实际信号进行校准, 以修正初始正余弦信号的增益和偏移不匹配问题。将含有影响噪声的信号作用到理想信号 $y = \sin(2\pi ft)$ 中, 其中 $f = 1\,000\text{ Hz}$, 高精度时钟信号采样频率为 50 MHz , 选取两个电压阈值 $p_1 = 0\text{ V}$ 和 $p_2 = 0.5\text{ V}$, 通过上述方法计算时间点 $t_1 = 3.204\,7 \times 10^{-5}\text{ s}$; $t_2 = 6.549\,5 \times 10^{-5}\text{ s}$; $t_3 = 4.345\,1 \times 10^{-4}\text{ s}$; $t_4 = 4.679\,5 \times 10^{-4}\text{ s}$; $t_5 = 0.001\,0\text{ s}$, 如表 2 所示, 求得的增益误差 $A = 2.5$, 零点偏差 $B = -0.5$, 补偿前后如图 6 所示。

表 2 状态和持续时间
Table 2 Status and duration

状态区间	信号幅值	信号区间
区间 1	$0 < p < 0.5$	$3.344\ 8 \times 10^{-5}$
区间 2	$p > 0.5$	$3.690\ 2 \times 10^{-4}$
区间 3	$0 < p < 0.5$	$3.344\ 0 \times 10^{-5}$
区间 4	$p < 0$	$5.320\ 5 \times 10^{-4}$

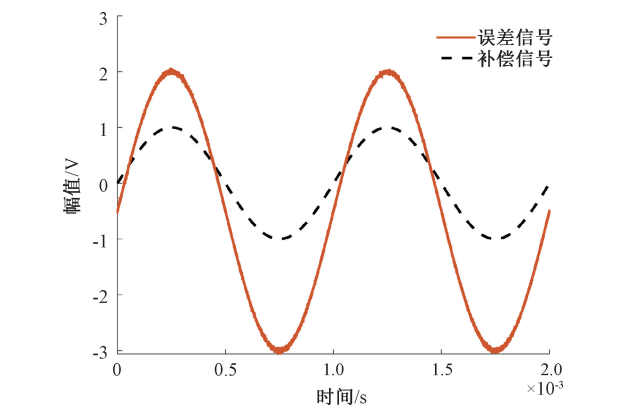


图 6 模拟增益和偏移的信号
Fig. 6 Simulated gain and offset signal

由于传感器行波信号是仅含空间一次谐波的基波,其余谐波都被认为是误差,根据传感器实际工作情况,引入高次谐波误差信号:

$$y = \sin \omega t + k_1 \sin (2 \omega t) + k_2 \sin (4 \omega t)$$

(35)

对补偿效果进行仿真分析。设定谐波幅值分别为基波的 20% 和 50%,频率为基波整数倍,如图 7 所示,结果依旧求得的增益误差 $A=2.5$,零点偏差 $B=-0.5$,表明所提方法不受谐波干扰,对增益误差 A 和偏移误差 B 保持较好的误差评估效果。

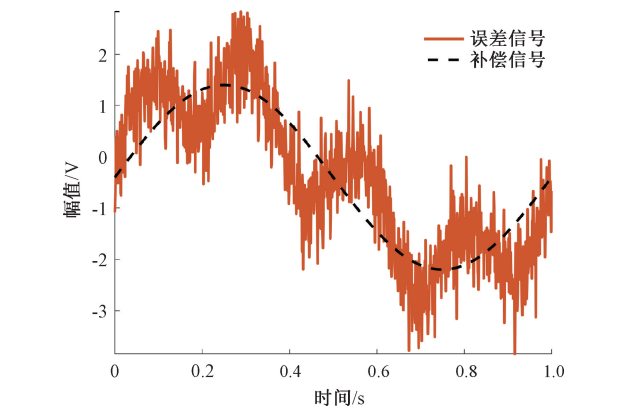


图 7 谐波噪声下的误差比较
Fig. 7 Error comparison under harmonic noise

2.2 实验平台搭建

为验证本文提出的方法有效性,搭建了如图 8 所示的测试系统。该测试系统采用同轴联结结构,将被测电容式编码器与驱动步进电机及作为参考基准的 23 位光电轴角编码器(分辨率为 0.154",精度优于 0.3")同轴相连,使用多面体棱镜检测法对被测编码器误差进行检测。整个实验平台置于恒温恒湿的超洁净实验室环境中,以最大限度地隔绝外部环境噪声与干扰,确保测试数据的可靠性。

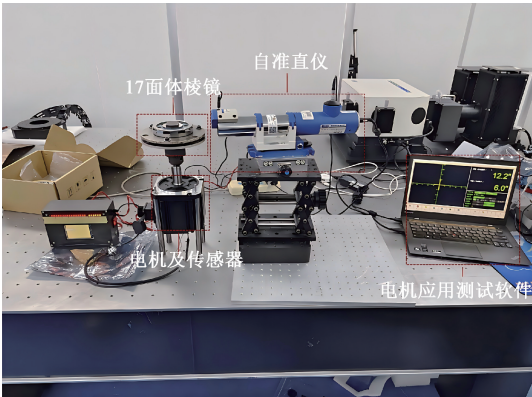


图 8 实验平台
Fig. 8 Experimental platform

传感器样机基于多层标准印刷电路板(PCB)工艺研制,实现了微控制器与外围电路的板级集成,完成了从激励信号生成、感应信号处理到角度解算的全流程小型化设计。为保证优异的导电性能,电极材料选用黄铜。样机由发射级、转子和接收级组成,几何尺寸设计为外径 50 mm、内径 25 mm 及厚度 5 mm,参数如表 3 所示。接收级采用内外码道布局,外圈与内圈分别对应精测与粗测电极;转子表面则分布有与之匹配的双列单正弦型耦合结构。系统基于电场耦合原理,通过转子与接收级发射极间的相对位移信号,经底层硬件实时处理后输出绝对角位移数据。

表 3 电容式传感器敏感元件具体参数设计
Table 3 Design of specific parameters of sensitive elements

参数	发射极参数	接收极参数	调制转子参数
内径/mm	24	24	23
栅极内圈内径/mm	27	27	27
栅极内圈外径/mm	35	35	35
栅极外圈内径/mm	35.2	35.2	35.2
栅极外圈外径/mm	48	48	48
外径/mm	50	50	/
内圈周期数	1	12	3
外圈周期数	1	128	32

电容式传感器的角位移信息借助行波信号的相位偏移予以表征。为精准提取该相位差,本系统运用高频脉冲插值法,系统选取频率为 50 MHz 的高稳定性时钟作为量化基准,其对应的时间分辨率为 20 ns,传感器所产生的 1 kHz 低频输入信号作为被测载波。在一个完整的信号周期内,传感器的理论分辨率 θ_{res} 可表示为:

$$\theta_{\text{res}} = \frac{f_c}{Nf_s} \times 1\,296\,000' \quad (36)$$

其中, f_s 为高频脉冲信号频率; f_c 为感应信号频率,其频率数值与激励信号频率数值一致; N 为传感器对极数。通过表达式可知,在 f_s 与 f_c 一定时,对极数 N 越大,对应传感器分辨率越高。本测量系统中 f_s 为 50 MHz, f_c 为 1 kHz,传感器外圈为 32 对极,由此可得到传感器的理论分辨率为 8.1"。

2.3 初始实验数据和结果

非线性误差可通过传感器样机的采样点与高精度编码器标定基准的差值计算得出,整周误差结果如图 9 所示,误差曲线峰值体现非线性误差的波动程度,其中最大非线性误差为 23"。电容式编码器在一个周期内的误差呈现周期性正弦波形态,从整周误差中截取的传感器对极内误差,其误差大小为 4.8",误差曲线如图 10 所示,其中标记点为实测数据点。

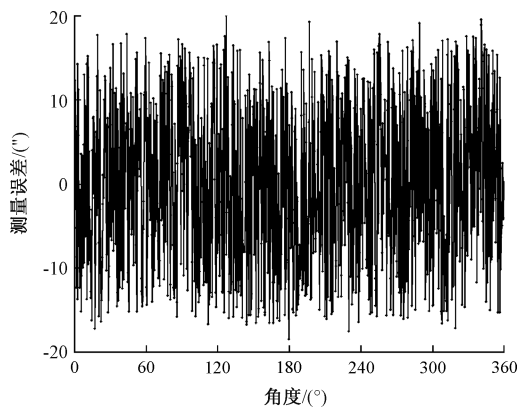


图9 传感器整周误差

Fig. 9 Integral error of sensor

2.4 补偿实验数据和结果

为了验证本文提出的基于时域信号状态占空比的细分误差补偿方法在实际物理系统中的有效性,在主轴匀速旋转状态下,系统在一个控制周期内等间隔截取了 64 个离散采样点,采集两个周期共 128 个点,以此作为算法验证的数据基础。

如图 11 展示了在细分误差补偿前后的离散点波形对比,补偿前的原始采集信号存在明显的波形畸变。受限于电容极板的机械安装误差以及前置调理电路的零点漂移,原始离散信号存在约 0.1 V 的直流偏置;同时,受系统寄生电容的影响,实际信号幅值也发生了约 15% 的衰减。

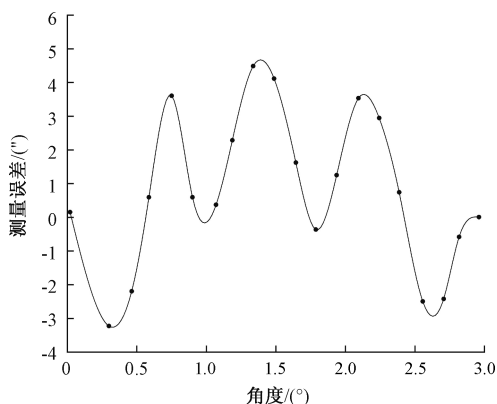


图10 对极内误差

Fig. 10 Internal error of the pole

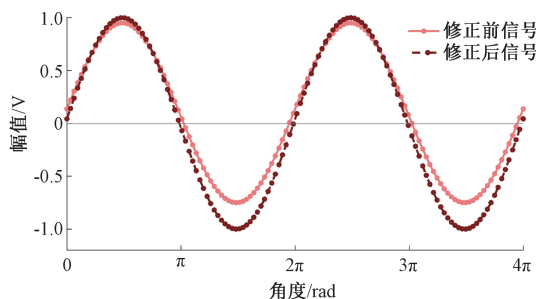


图11 128个采样点细分误差补偿前后对比

Fig. 11 Comparison of subdivision error compensation before and after for 128 sampling points

若将此类包含零点漂移和幅值误差的非理想信号直接输入解算模块,将会不可避免地引入周期性的细分误差。将上述采集到的 128 个离散数据点,根据基于时域信号状态占空比的细分误差修正算法计算求得增益误差 $A=0.85\text{ V}$ 和零点偏移误差 $B=0.1\text{ V}$ 。

进行参数提取与补偿后,信号质量得到了显著改善。修正后的离散点阵整体平移,关于 X 轴对称,基本消除了直流偏置和幅值偏置。

传感器采用基于鉴相原理的信号处理方法,激励信号的频率为 1 kHz,在软件中对编码器误差进行参数补偿,补偿前后的误差曲线如图 12 所示,在未经初步补偿校准的情况下,受环境寄生电容与装配误差的综合影响,原始输出信号表现出一定的零位偏移与大幅的非线性周期波动。其峰值误差达到了 $[-31.37'', +30.04'']$,补偿前的标准差为 16.48"。

经过本文提出的基于时域状态占空比算法补偿后,系统的整周误差被有效收敛在 $[-10.27'', +10.03'']$ 的区间,标准差减至 6.85",基本实现了高精度测角,反映系统动态波动的误差均值由 9.23"减小到 0.16"。数据表明,该算法通过精确计算几乎完全消除了直流偏置 B 带来的

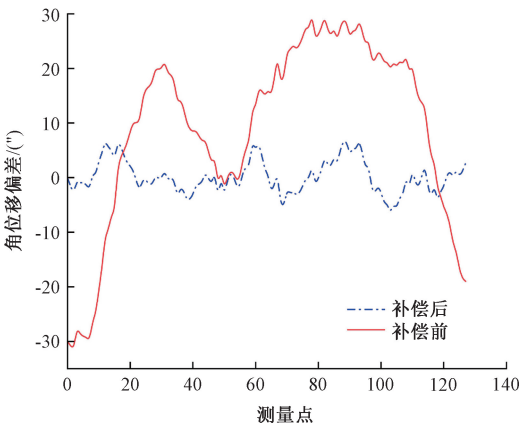


图 12 补偿前和补偿后误差曲线

Fig. 12 Error curves before and after compensation

静态漂移,同时有效校准了增益误差 A 引起的基波动态波动,大幅提升了电容编码器在低速转动下的绝对测角精度与运行平稳性。

2.5 性能参数对比

为进一步明确本文所设计电容式角位移编码器的整体性能定位,表 4 列出了当前市面常见的高精度商品型角位移编码器的主要尺寸与分辨力参数。

表 4 角位移编码器参数对比

Table 4 Comparison of parameters for angular displacement encoders

角位移传感器	尺寸/mm		分辨力	类型
	直径	厚度		
Heidenhain ECN 1325	65	40	0.038″(25 bit)	光栅式
Renishaw RESOLUTE	52	10	0.000 3″(32 bit)	光栅式
Netzer DS-58	58	10	0.309″(22 bit)	电容式
RLS AksIM-2 (MRA049)	50	8	1.23″(20 bit)	电磁式
锐鹰 KIH128	100	15	0.019 3″(26 bit)	电感式
本文提出编码器	50	5	8.1″(16 bit)	电容式

如表 4 所示,传统光学编码器虽具备极高的理论分辨力,但其体积庞大,且对工作环境的粉尘、油污极为敏感,难以满足极端紧凑空间下的应用需求。而在同类主打恶劣环境适应性的电容式、电感式或电磁式编码器中,本文研制的样机实现了极致的轻薄化设计,其外径仅为 50 mm,厚度被极度压缩至 5 mm,体积远小于同类市售产品。

在这种极限的超薄物理空间中,极板间的寄生电容干扰以及机械装配所引发的非线性空间畸变会显著增强。商用编码器通常需借助庞大且昂贵的外部解算电路来校正这些误差,并且其实际精度在很大程度上依赖于

理想的安装条件。而本文方法的核心优势在于:在硬件资源极度受限以及物理尺寸超薄的情况下,无需复杂的外部拟合电路,仅通过底层时域脉冲的“状态占空比”算法,便能实时、高效地补偿严重的零位偏移与增益误差。

3 结 论

针对电容式角位移编码器在细分过程中面临的非线性误差问题,本文提出了一种基于时域信号状态占空比测量的实时误差补偿方法。该方法建立了增益误差与零点偏移在时域维度的感知模型,通过对信号状态区间的划分与测量,实现了对误差参数的快速计算与修正。仿真与实验结果证实了该方法的有效性与鲁棒性。实验数据显示,经补偿后,16 位电容式编码器的整周测量误差从 $\pm 30''$ 减少至 $\pm 10''$,测量精度与信号平滑度均得到大幅提升。

参考文献

[1] 周亮,王振环,孙东辰,等. 现代精密测量技术现状及发展[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(8): 1869-1878. ZHOU L, WANG ZH H, SUN D CH, et al. Present situation and development of modern precision measurement technology[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(8): 1869-1878.

[2] 刘小康,康成莹,于治成,等. 基于二次调制原理的多层结构绝对式角位移传感器[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(5): 214-222. LIU X K, KANG CH Y, YU ZH CH, et al. Multilayer absolute angular displacement sensor based on the re-modulation method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(5): 214-222.

[3] 左宗旺. MEMS 电容式编码器研制[D]. 成都:电子科技大学, 2023. ZUO Z W. Development of MEMS capacitive encoder[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China, 2023.

[4] 罗石宝,吕勇,王艳林. PCB 型电感式编码器信号误差补偿方法[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2025, 40(3): 83-88. LUO SH B, LYU Y, WANG Y L. A compensation method of signal error for PCB-type inductive encoder[J]. Journal of Beijing Information Science & Technology University (Science and Technology Edition), 2025, 40(3): 83-88.

[5] 张学彬. 小型电容式角位移编码器原理研究[D]. 长春:长春理工大学, 2023. ZHANG X B. Study on the principle of small capacitive angular displacement encoder [D]. Changchun:

- Changchun University of Science and Technology, 2023.
- [6] ZHENG D ZH, ZHANG SH B, ZHANG Y M, et al. Application of CORDIC in capacitive rotary encoder signal demodulation[C]. 2012 8th IEEE International Symposium on Instrumentation and Control Technology, 2012: 61-65.
- [7] YE G Y, LIU H ZH, FAN SH J, et al. Precise and robust position estimation for optical incremental encoders using a linearization technique[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2015, 232: 30-38.
- [8] LEPPLE C. Implementation of a high-speed sinusoidal encoder interpolation system [D]. Commonwealth of Virginia: Virginia Tech, 2004.
- [9] ZHU W B, LIN Y, HUANG Y, et al. Research on sinusoidal error compensation of moiré signal using particle swarm optimization[J] IEEE Access, 2020, 8: 14820-14831.
- [10] BULUTSUZ A G, YETILMEZSOY K, DURAKBASA N. Application of fuzzy logic methodology for predicting dynamic measurement errors related to process parameters of coordinate measuring machines [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2015, 29(4): 1619-1633.
- [11] 赵若菲. 基于 TMR 的高位高精度磁编码器的设计与实现[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2021.
- ZHAO R F. Design and realization of high-resolution and high-accuracy magnetic encoder based on TMR [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2021.
- [12] 彭凯, 许小虎, 王合文, 等. 基于 AKF 滤波器的时栅角位移动态误差抑制方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(4): 259-270.
- PENG K, XU X H, WANG H W, et al. Time-grating angular displacement dynamic error suppression method based on AKF filter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(4): 259-270.
- [13] GAO X, ZHANG X B. A multivector variable area type capacitive angular displacement encoder based on a rotating electric field and improvement of its demodulation method[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(19): 18631-18638.
- [14] 杨继森, 张迪, 卢渝, 等. 时栅位移传感器误差动态采样与补偿模型研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 9-18.
- YANG J S, ZHANG D, LU Y, et al. Study on error dynamic sampling and compensation model of the time grating displacement sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(6): 9-18.
- [15] 孙世政, 周清松, 何泽银. 嵌入式时栅角位移传感器短周期误差分析与补偿[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(4): 27-34.
- SUN SH ZH, ZHOU Q S, HE Z Y. Short period error analysis and compensation of embedded time grating angular displacement sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(4): 27-34.

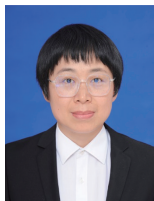
作者简介



王强, 2023 年于长春理工大学获得学士学位, 现为长春理工大学硕士研究生, 主要研究方向为光电精密位移测量。

E-mail: andywang0103@163.com

Wang Qiang received his B.Sc. degree from Changchun University of Science and Technology in 2023. He is currently a master's candidate at Changchun University of Science and Technology. His main research interest includes precision photoelectric displacement measurement.



高旭 (通信作者), 2009 年于吉林大学获得学士学位, 2014 年于中科院长春光机所获得博士学位, 现为长春理工大学副教授, 主要研究方向为光电精密位移测量技术和光电传感器。

E-mail: gaoux19870513@163.com

Gao Xu (Corresponding author) received her B.Sc. degree from Jilin University in 2009, and her Ph.D. degree from Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences in 2014. She is currently an associate professor at Changchun University of Science and Technology. Her main research interests include precision photoelectric displacement measurement technology and photoelectric sensors.