

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1905502

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*

刘小康, 李昌伟, 彭 凯, 于治成, 冯济琴

(重庆理工大学 机械检测技术与教育部工程研究中心 重庆 400054)

摘要:提出了一种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。以增量式时栅传感器为基础,将单对极与多对极相结合,整周多对极作为精确测量部分实现高精度,整周单对极作为粗略测量部分实现绝对定位。提出了一种分时复用反射电极结构,粗测部分和精测部分共用一组反射电极和接收电极,因此结构更加紧凑,便于小型化,同时转子无需引线,应用环境更广。通过分时间段对粗测部分和精测部分施加激励信号,并把不工作的电极接地,可以有效消除粗测部分和精测部分之间的串扰,保证测量精度。采用PCB技术制造了外径 $\Phi=60$ mm,内径 $\Phi=26$ mm的传感器样机。通过理论分析和结构优化,最终实验结果表明传感器的测量精度达到了 $\pm 12''$ 。

关键词: 分时复用结构;反射式;绝对式;时栅;角位移传感器

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

High precision absolute time-grating angular displacement sensor using time division multiplex access scheme with reflective electrode structure

Liu Xiaokang, Li Changwei, Peng Kai, Yu Zhicheng, Feng Jiqin

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

Abstract: In this paper, a high precision absolute time-grating angular displacement sensor using division multiplex access scheme with reflective electrode structure is designed. Based on the incremental time-grating sensor, the single-pole and multi-pole are combined. The multi-pole is used as the precise measurement component for high precision, and the single-pole is used as the rough measurement component that achieves absolute positioning. The time-division multiplex access scheme with reflective electrode structure is proposed. The rough measurement component and the precise measurement component share a set of reflective electrodes and receiving electrodes. In this way, the structure is more compact and better miniaturization. Meanwhile, the rotor does not need lead wires and has more application scenarios. To eliminate the crosstalk between the rough and the precise measurement components, the excitation signal is added to the precise measurement component and the rough measurement component in different time, and grounding the non-working electrode. A sensor prototype with the 60 mm outer diameter and the 26 mm inner diameter is designed using PCB technology. Through theoretical analysis and structural optimization, experimental results show that the measurement accuracy can achieve $\pm 12''$.

Keywords: time division multiplexing structure; reflective-type; absolute-type; time grating; angular displacement sensor

0 引言

精密角位移测量技术广泛应用于机器人、半导体器

件制造、航空和军事等各个精密运动控制领域^[1-3],其发展直接影响一个国家的重大科学研究的进程。而绝对式角位移测量技术由于无需零点查找,可随时读取传感器的位置,且每个位置由机械位置唯一确定,所以绝对式角

位移传感器抗干扰性强、可靠性高^[4]；同时，绝对式传感器的测量结果之间不会相互影响，导致累计误差^[5]。因此，绝对式角位移传感器的研究就成为了当前角位移测量技术的主流发展方向。目前，最常用的绝对式角位移传感器是光栅编码器和电容编码器。

光栅编码器因其分辨率高、精度高和寿命长而被广泛应用于精密角度测量和传动控制^[6]，它既可以提供增量式位移测量，也可以提供绝对式位移测量^[7-8]。增量式光栅角位移编码器采用成像和干涉扫描原理来获取相对于起始位置的角度位置，但当其独立确定编码器的绝对位置时，电源复位会导致绝对位置信息丢失，所以需要设置一个固定的零点。而绝对式光栅角位移编码器设计了一个复杂的编码盘，由多个分布有亮段和暗段的同心轨道组成，每个轨道相互独立，且有属于自己的专用光电探测器，所以可以同时读取每个角度的唯一编码位置^[9-10]。但是，绝对式光栅角位移编码器要获得更高的精度和分辨率就必须增加轨道的数量，这就增加了编码器的尺寸，也限制了可实现的分辨率^[11]。

电容式编码器因为灵敏度高、易于制造、功耗低，使得其广泛应用于工业现场^[12-13]。与光栅角位移编码器相比，它采用电极平面而不是超精细光栅线传感单元，调制电场的强度由电极平面的重叠面积决定；而且重叠面积覆盖电容式编码器的整个电极平面，更有助于信号输出，从而提供更强、更大的输出信号。因此与采用光束只集中在码盘的紧密约束位置的光栅角位移编码器相比，采用电容式编码器的测量机制大大减小了易受机械震动和机械安装的影响^[14]。这些特征使得电容式编码器能实现高精度位移测量，并且降低制造精度要求。但是，由于电容式编码器会产生寄生电容和边缘效应，特别是在体积减小时，寄生电容和边缘效应影响越大，传感器的非线性误差越大；此外，由于电场的空间分布特性，传感器粗测部分电极和精测部分电极会产生相互干扰，两者都会直接影响传感器测量精度^[15-16]，导致达不到光栅同等精度水平。

为了解决这些问题，本文提出了一种新颖的高精度绝对式角位移传感器，它以增量式电场时栅^[17]为基础，将单对极粗测结合多对极精测实现绝对位置测量。精测部分和粗测部分的信号通过反射电极反射到接收电极，因此不再需要使用滑环^[18]，只需在定子上引线，应用环境更广。并采取不同时间段对粗测电极和精测电极施加激励，把不工作的电极接地来消除两者之间的串扰，保证测量精度。而且粗测部分和精测部分共用同一组反射电极和接收电极，使得传感器整体结构上减少了一组反射电极和接收电极，结构更加紧凑，有利于传感器小型化。此外，采用印刷电路板技术（printed circuit board, PCB）制造传感片，电气硬件集成后都可以很容易安装到

在定子背面。所以本文设计的传感器具有很好的应用前景。

1 测量原理

1.1 电容式时栅的测量原理

进行时栅位移测量的关键在于在空间位移和时间标准之间建立一个稳定的参考调制，作为运动参考系统。本文以空间正交的方式在定子上安装4组矩形激励极片，并且施加4路相位依次相差 $\pi/2$ 的正弦交流激励信号来构造匀速稳定的运动参考系统。然后通过与动子上感应极片之间的电场耦合来获取信号。基于分时复用反射结构的高精度绝对式时栅角位移传感器如图1(a)所示，传感器由定子和动子组成，主要包括外圈反射电极和接收电极、中间圈多对极精确测量部分和内圈单对极粗略测量部分。

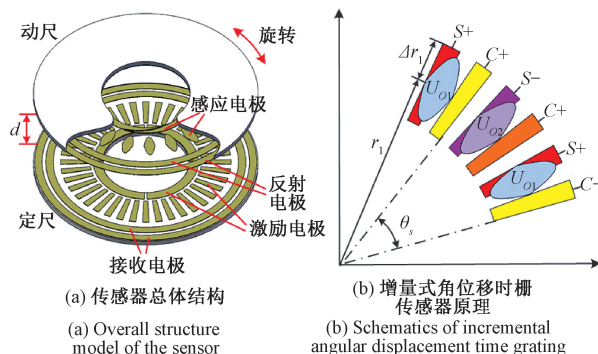


图1 传感器

Fig.1 Sensor

为了定量分析传感器的传感机理，先对增量式时栅角位移传感器进行分析，如图1(b)所示。分别将由 $S+$ 、 $C+$ 、 $S-$ 和 $C-$ 标记的4个矩形激励电极组成一个对极（周期），然后依次将 N 个对极布置在圆的整周上，因此传感器的单个周期可以表示为 $\theta_s = 2\pi/N$ 。

电极组 $S+$ 、 $C+$ 、 $S-$ 和 $C-$ 极片分别连接到相位依次相差 $\pi/2$ 的4路正弦交流激励信号上，可以表示为：

$$\begin{cases} U_{IS+} = A_m \sin \omega t \\ U_{IC+} = A_m \sin(\omega t + \pi/2) = A_m \cos \omega t \\ U_{IS-} = A_m \sin(\omega t + \pi) = -A_m \sin \omega t \\ U_{IC-} = A_m \sin(\omega t + 3\pi/2) = -A_m \cos \omega t \end{cases} \quad (1)$$

式中： ω 是激励信号的频率； A_m 是幅值； t 是时间。

同时，转子感应电极采用一个对极内布置两片空间位置相差 180° 的双正弦极片，其形状是由两个类似半正弦函数曲线尾端相连而成，然后通过动定子之间的电场耦合来拾取行波信号。为了便于理解，首先分析单个双正弦形状感应电极的传感机理。单个双正弦形状的感应

电极与相互对应的激励电极在间隙为 d 时形成平板电容器, 对于理想的平板电容器 (忽略电极的边缘效应) $C = \varepsilon S/d$, 其中 ε 是介入材料的介电系数, 当 d 和 ε 的值保持恒定时, 输出信号是感应电极和激励电极之间重叠面积的变化量 S 的线性响应。因此, 当感应电极相对于激励电极旋转时, 激励电极与感应电极之间的角位移与电容器的有效面积成正比, 当只考虑 $S+$ 组形成的平板电容时, 输出信号可表示为^[19]:

$$U_{OS+} = K_e \Delta S_{S+} U_{IS+} \quad (2)$$

式中: K_e 是电场的耦合系数, 由间隙 d 决定; ΔS_{S+} 是面积的有效变化值。因此, 当再次只考虑 $S+$ 组形成的平板电容时, 用面积积分法对动子在一个时间内移动的角位移 θ 进行积分可以得到 $\Delta S_{S+}(\theta)$, 可以表示为:

$$\Delta S_{S+}(\theta) = \begin{cases} \left(N \int_0^\theta \frac{1}{2} [r_1 + \Delta r_1 \sin(N\theta)]^2 - N \int_0^\theta \frac{1}{2} [r_1 - \Delta r_1 \sin(N\theta)]^2 \right) d\theta = 2r_1 \Delta r_1 [1 - \cos(N\theta)] & \theta \in [0, \pi/N] \\ \left(N \int_{\theta-\pi/N}^{\pi/N} \frac{1}{2} [r_1 + \Delta r_1 \sin(N\theta)]^2 - N \int_{\theta-\pi/N}^{\pi/N} \frac{1}{2} [r_1 - \Delta r_1 \sin(N\theta)]^2 \right) d\theta = 2r_1 \Delta r_1 [1 - \cos(N\theta)] & \theta \in (\pi/N, 2\pi/N] \end{cases} \quad (3)$$

在这里, r_1 是双正弦形感应电极的半径, Δr_1 是正弦形电极的幅值形式。由此等式(3)可以简化为:

$$\Delta S_{S+}(\theta) = 2r_1 \Delta r_1 [1 - \cos(N\theta)] \quad \theta \in [0, 2\pi/N] \quad (4)$$

将式(1)和(4)代入式(2), 可得:

$$U_{OS+} = 2K_e A r_1 \Delta r_1 [1 - \cos(N\theta)] \sin(\omega t) \quad (5)$$

其他电极的输出信号组 U_{OC+} , U_{OS-} 和 U_{OC-} 也可以类似获得。

当传感器处于正常工作状态时, 4 路激励信号 U_{IS+} , U_{IC+} , U_{IS-} 和 U_{IC-} 同时输入到 4 组激励极片上, 可以得到其中一个感应电极的输出信号 U_{O1} , 它是由 4 路输出信号 U_{OS+} , U_{OC+} , U_{OS-} 和 U_{OC-} 矢量叠加而来。可以表示为:

$$U_{O1} = U_{OS+} + U_{OC+} + U_{OS-} + U_{OC-} = 2K_e A r_1 r_1 \{ [1 - \cos(N\theta)] \sin(\omega t) + [1 + \sin(N\theta)] \cos(\omega t) - [1 + \cos(N\theta)] \sin(\omega t) - [1 - \sin(N\theta)] \cos(\omega t) \} = -4K_e A r_1 \Delta r_1 \sin(\omega t - N\theta) = K_1 \sin(\omega t - N\theta) \quad (6)$$

这里, $K_1 = -4K_e A r_1 \Delta r_1$ 是 U_{O1} 的幅值。在式(6)的行波信号中, 其相位关于角位移 θ 成比例变化, 且比例常数为 N 。

由于动子在一个对极内的感应电极在空间位置上相差 180° , 由此空间正交关系可以轻易写出另一个感应电

极的行波公式 U_{O2} , 则传感器的最终行波公式 U_o 可以表示为:

$$U_o = U_{O1} - U_{O2} = K_1 \sin(\omega t - N\theta) - K_1 \sin[(\omega t + \pi) - N\theta] = 2K_1 \sin(\omega t - N\theta) \quad (7)$$

另外, 一个角频率与激励信号相同的信号用来作为参考信号 U_r 实现相位检测。因此角位移 θ 也就可以表示为 U_r 和 U_o 之间的相位差, 实际上代表了一个测量值沿时间轴的时间差 Δt , θ 和 Δt 的关系可以表示为:

$$\theta = \left(M + \frac{\Delta t}{T} \right) \frac{\pi}{N} \quad (8)$$

式中: M 是周期数; T 是行波信号的周期; Δt 可以由高频时钟脉冲插补技术获得。因此角度位置 θ 可以通过检测一个周期内信号的时间差得到, 最终表现为计数时间脉冲和计数周期数。

1.2 绝对式测量方法

因为增量式结构的激励电极和感应电极之间的位移随着空间周期 N 呈现周期性变化, 所以当前传感器不能独立的确定开机启动时的初始位置。因此, 本文提出了将两个增量式时栅角位移传感器组合起来来实现绝对位置定位的方法, 利用单对极粗略测量部分来检测启动时的初始位置, 多对极精密测量部分来保证传感器的高精度。

绝对式传感器的精测部分对极数为 64 对极, 粗测部分为单对极结构, 分别如图 2(a) 和 2(b) 所示。

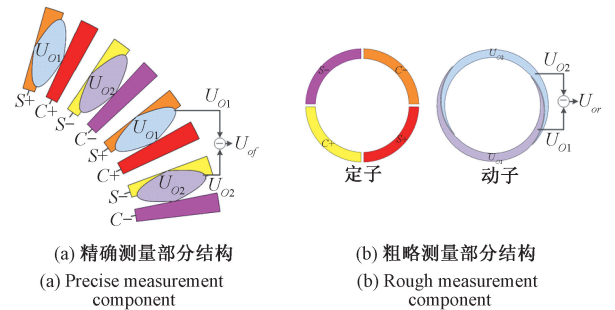


图 2 传感器结构

Fig.2 Sensor structure

因为传感器精测部分和粗测部分单独来看都是增量式时栅传感器, 只是对极数有不同, 所以精确测量部分的感应行波信号 U_{of} 可以表示为:

$$U_{of} = 2K_1 \sin(\omega t - 64\theta) \quad (9)$$

从上式可知, 精确测量值是每一个对极, 即周期为 $0 \sim 360^\circ/N$ 的增量值。粗略测量部分的感应行波信号 U_{or} 可以表示为:

$$U_{or} = 2K_1 \sin(\omega t - \theta) \quad (10)$$

可以看出, 粗略测量部分的对极数为 $N=1$, 表示为 $0 \sim 360^\circ$ 范围内的增量数据。

通过粗略测量部分和精确测量部分相配合来实现绝

对定位功能就必须使得粗测部分的测量值在整周内的任何位置与精测部分的 N 个对极形成唯一对应关系,即粗测部分的误差值 θ_{or} 必须严格小于精测部分每个对极对应角度值,所以粗测部分误差 E_{or} 必须满足条件 $E_{or} < 360^\circ/N$ 才能实现绝对位置的测量,并且误差 E_{or} 越小,实现绝对位置测量的可靠性就越高,对传感器制造,加工和安装的要求就越低。

所以,由精确测量值 θ_{of} 以及粗略测量值 θ_{or} 可以计算得到包含有绝对位置信息的角位移测得值 θ_p 。

$$\theta_p = \theta_{of} + n \frac{2\pi}{N} = \theta_{of} + \text{int}\left(\frac{N\theta_{or}}{2\pi}\right) \frac{2\pi}{N} \quad (11)$$

其中, $n = \text{int}(N\theta_{or}/2\pi)$, 表示为周期 $2\pi/N$ 的整数倍,由粗测部分测得的粗略角位移值 θ_{or} 来决定。

1.3 分时复用反射电极原理

为了减小粗测部分和精测部分之间的串扰,保证测量精度,同时达到小型化的目的,适应市场需求,提出了分时复用反射电极结构。

传感器分时复用反射电极结构如图3所示。传感器动定子的最外圈结构为两个面积相等的电极,功能是实现信号的接收。定子上的精测部分感应电极和粗测部分感应电极在传感器内部都通过引线连到了这两个信号接收电极上,实现精测部分和粗测部分共用两个接收电极。首先,当激励信号加载到粗测部分激励电极上后,由于电场耦合定子粗测部分感应电极上会有感应信号生成,然后通过引线将信号 U_{o1} 、 U_{o2} 传到两个圆环反射电极上,最后接收电极耦合到反射电极上的信号。同理,当激励信号切换到精测部分激励电极上时,定子精测部分感应电极上也会耦合到感应信号,然后接收电极通过反射电极耦合到信号,这样就实现了分时复用。即分时是通过分时间段将激励信号加载到粗测部分和精测部分的激励电极,复用是粗测部分和精测部分的感应信号共用同一组反射电极接收电极来接收信号。这样在结构上就少了一组反射电极和接收电极,更有利于传感器的布局和小型化。

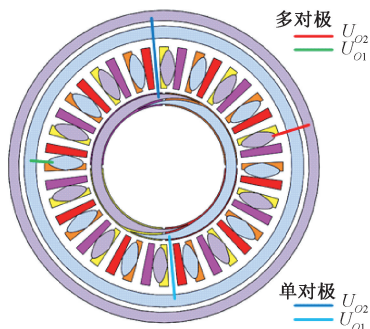


图3 分时复用

Fig.3 Time-division multiplex access

不同时间段对粗测部分和精测部分施加激励在硬件上是通过继电器的切换来实现,而且不用的电极也会通过继电器切换连接到地,这样精测部分和粗测部分也不会产生相互干扰。软件上通过图4所示流程来做具体描述,首先判断数据状态是否稳定,通过等待16个时钟周期来判定,等待数据稳定后将激励信号切换到粗测部分,得到粗测部分的测量值 θ_{or} ,然后再次等待16个时钟周期数据稳定,就切换到精测部分,得到精测部分的测得值 θ_{of} ,最后通过算法计算可得绝对式角位移值 θ_p 。

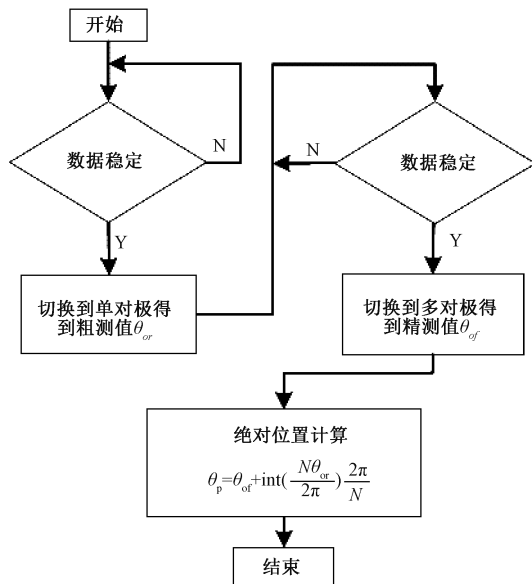


图4 分时复用软件流程

Fig.4 Flowchart of time-division multiplex access software

2 实验平台和测量系统

2.1 超精密实验平台搭建

为了验证本文设计的传感器的可行性,整个验证性实验都在作者所在实验室的千级超精密实验室进行,实验室的恒定温度保持在 24°C ,相对湿度保持在40%。如图5(c)所示,在超精密实验室搭建了一个大理石防震平台,用英国RPI公司的A1200型精密气浮装台来精确控制转子和定子之间的相对空间位置,系统精度为 $\pm 0.5''$ 。

本文设计的传感器采用印制电路板(PCB)多层工艺制造,其样机如图5(a)所示。这种加工工艺简单易行,成熟稳定,同时也比较经济实惠,非常适合当前的研究。传感器样机的主要参数为外径 $\Phi = 60\text{ mm}$,内径 $\Phi = 26\text{ mm}$,厚度 $h = 2\text{ mm}$ 。定子精测部分选择为64对极,粗测部分采用单对极,精测部分与粗测部分电极径向间隙为2 mm,精测部分与接收电极和反射电极径向间隙为5 mm。在严格的制造流程控制下,传感器的制造误差波

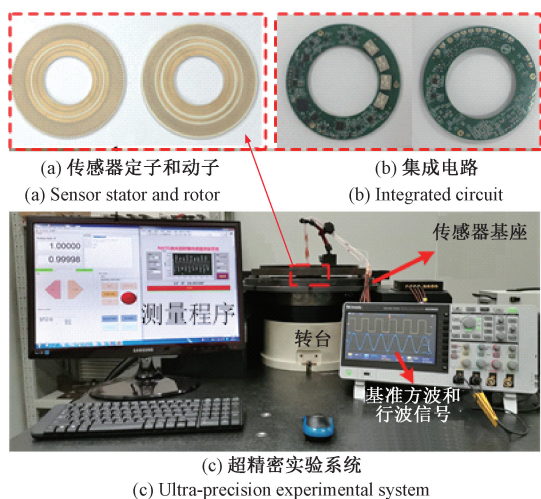


图 5 实验平台

Fig.5 Experimental platform

动范围控制在 10% 左右。为了更具有实用性,减小安装空间,可以直接把信号处理电路集成后安装在定子的背面,做成一体式结构的传感器。最后只需要将传感器经过处理后得到的位置信息通过双向/串行/同步串口 (BiSS) 发送给电脑。

传感原理要求动子和定子尽可能保证同心,所以在安装时,必须要保证动子、定子和转轴三轴同心。首先借用圆度仪将动子和定子分别贴合到各自金属基座上,再配合光学显微镜将定子安装在转台上,然后通过基准量块的组合达到实验要求的安装间隙 $d = 0.3 \text{ mm}$,最后使用千分表来对动定子同心进行粗调。

2.2 时栅测量系统实现

本文设计的时栅角位移传感器机械结构上由定子和动子组成,动定子传感片上都分布有三圈电极,分别为接收电极、精测部分电极和粗测部分电极。其中定子上激励电极扇形,动子上感应电极双正弦形,接收电极为两圈面积相等的圆环。最后将动定子以间隙 d 来进行安装,如图 1(a) 所示。

绝对式时栅角位移传感器的激励信号产生和信号处理过程的系统设计如图 6 所示,前置信号处理电路板上的数字信号产生模块上产生 4 路激励信号和 1 路参考信号。将激励信号分别加载到定子激励极片上,就形成匀速运动的交变电场,通过电场耦合分别得到精测部分和粗测部分的行波信号 U_{of} 和 U_{or} 。行波信号经过前置电路的做差、滤波、放大和整形处理后,输出相位随角度值变化的方波信号,再将方波信号与同频参考信号在现场可编程门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 里做相比相处理,用高频时钟脉冲对比相得到的相位差进行插补计数,就可以得到当前位置的周期和相位数据。再经过软件程序处理可以计算出精测部分和粗测部分的增量角

位移值 θ_{of} 和 θ_{or} ,最后经过计算得到含有绝对位置信息的绝对角位移值 θ_p 。

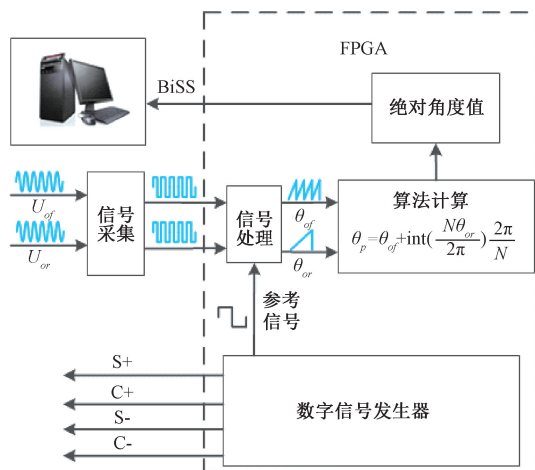


图 6 信号处理

Fig.6 Signal processing

3 实验结果和优化分析

3.1 实验结果

通过对传感器采集程序的设置,分别对传感器精测部分对极内、整周以及粗测部分对极内进行数据采样,得到这 3 个部分含有位置信息的数据,然后与光栅数据做差,得到各个部分的误差值,最后对误差值做频谱分析,就可以很清晰的看出数据所包含的误差谐波成分,从而对结果进行分析。

1) 精测部分实验

精测部分实验分为整周误差实验和对极内误差实验,严格来说,对极内误差和整周误差理论上大小是一致的,但是考虑到传感器的加工误差和安装带来的偏心会导致整周误差一般会比对极内误差大,所以可以用整周误差和对极内误差的差值的大小来评判加工极片的一致性和安装的准确性。传感器精测部分整周和对极内的误差曲线如图 7 所示。

由图 7(a) 可以看出,传感器精测部分整周测量误差的峰峰值在 48" 左右,经过反复精调,从图 7(b) 得到由偏心和制造导致的一次谐波误差为 0.4" 左右,此时可以认为整周误差主要为对极内误差组成。且从图 7(c) 和 (d) 可以看出传感器精测部分对极内误差的峰峰值为 42" 左右,误差成分也主要为四次谐波误差和一次谐波误差,且一次谐波误差为 15"。

2) 粗测部分实验

由于内圈只有一个对极,所以内圈的整周误差也就是对极内误差。图 8(a) 所示为传感器粗测部分的误差

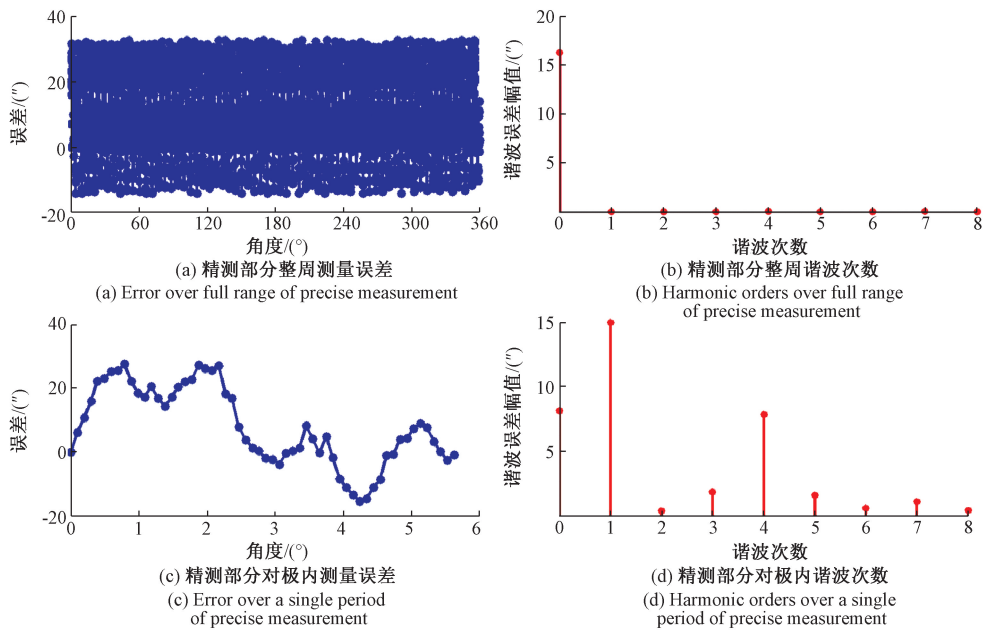


图7 精测部分误差曲线
Fig.7 Error curves of precise measurement

曲线,图中粗测部分误差的峰峰值 6 061",小于精测部分的空间周期 5. 625°(即 20 250"),所以粗测部分可以很容易的区分精测部分 N 的值,实现对极数的精确查找,为传感器提供绝对位置测量能力。

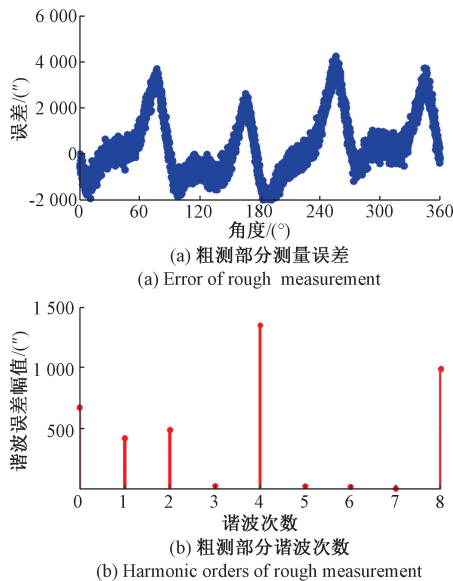


图8 粗测部分误差曲线

Fig.8 Error curves of rough measurement

3.2 实验分析和优化

1) 误差分析

从图7和8误差的频谱分析可知,精测部分对极内误

差谐波成分主要由四次和一次谐波成分组成,但是一次谐波误差占比例较大。粗测部分误差谐波也主要由四次和一次谐波误差组成,但所占比例较小。从测量原理分析,猜测精测部分一次谐波所占比例较大的原因可能是精测部分靠近接收电极,接收电极引入了精测部分激励电极的串扰信号,导致一次谐波误差成分偏大,而粗测部分由于远离接收电极,所以误差成分中一次谐波成分较小。

为了验证分析是否正确,在没有相对放置动子时对定子精测部分和粗测部分分别加载激励信号,然后用示波器测量两接收电极信号幅值,即串扰信号。如表1所示。

表1 优化前串扰实验
Table 1 Pre-optimized interference experiment

对极数/ N	串扰幅值/mv	
	外环	内环
多对极(64)	3.48	4.12
单对极	0.64	0.72

从表1可以看出,精测部分串扰幅值明显大于粗测部分。假设串扰信号为 $\Delta U_o = a \sin(\omega t)$, 叠加有串扰信号的行波公式为:

$$U'_{of} = U_{of} + \Delta U_o = 2K_1 \sin(\omega t - N\theta) + a \sin(\omega t) = \sqrt{(2K_1 \cos(N\theta) + a)^2 + (K_1 \sin(N\theta))^2} \cdot \sin\left(\omega t - \arctan \frac{K_1 \sin(N\theta)}{2K_1 \cos(N\theta) + a}\right) \quad (12)$$

根据时栅的误差原理,测量误差可以表示为:

$$E = \frac{1}{N} \arctan \frac{K_1 \sin(N\theta)}{K_1 \cos(N\theta) + a} - \theta \tag{13}$$

式中: E 是空间范围为 $2\pi/N$ 的一次谐波误差,其大小直接由干扰信号的幅值 a 决定。所以可以得出确实是精测部分对接收电极的串扰导致了精测部分一次谐波误差较大。

2) 优化

在不改变传感器原有机械尺寸的情况下,为了减小精测部分对接收电极的串扰、保证精测部分测量精度,采用改进传感器电极径向空间布局来解决这个问题。(1) 把传感器的接收电极放到最里面,从外到内依次放置精测部分、粗测部分和接收电极;(2) 保留接收电极在最外面的结构,精测部分和粗测部分调换位置。总的来说,这两种方法都是通过让精测部分远离接收电极,减少串扰,保证精测部分精度。同时考虑到精测部分调到最里面后,半径会变小,假设此时双正弦感应极片的半径为 r'_2 ,可以得到此时的行波公式 U'_{of} 。

$$U'_{of} = 2K'_1 \sin(\omega t - N\theta) \tag{14}$$

因为 $K'_1 = -4K_e Ar'_2 \Delta r'_2$,所以 r'_2 的减小会使得 K'_1 减小,然后信号的幅值也会减小,从而减小信噪比,影响测量精度。所以最终决定采用方法(1) 来进行结构优化。

优化后的传感器 PCB 结构如图 9 所示,然后制造传感器样机进行实验,实验测得优化后的传感器两接收电极感应到的串扰信号的幅值如表 2 所示。

通过表 1 和 2 的比较,可以发现接收电极移到最里面后,对精测部分电极的串扰明显减少,基本为 0,对粗测部分电极的串扰也无较大影响。

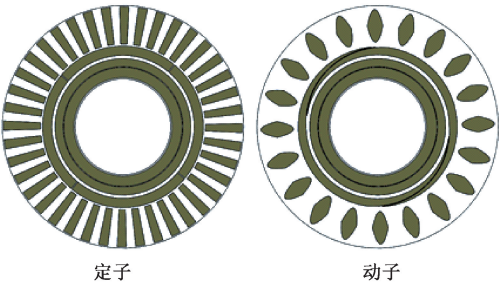


图 9 优化后传感器
Fig.9 Optimized sensor

表 2 优化后串扰实验

对极数/ N	串扰幅值/mv	
	外环	内环
多对极(64)	无	无
单对极	1.02	1.28

传感器优化后的精测部分整周误差曲线和谐波成分频谱图如图 10(a) 和(b) 所示,整周误差的峰峰值为 $24''$,比优化前的峰峰值明显减小。而精测部分对极内误差和谐波次数如图 10(c) 和(d) 所示,可知峰峰值为 $18''$,比优化前对极内的误差减小 2 倍多,一次谐波误差已经降到 $1.97''$,误差成分主要表现为 4 次误差。实验结果表明采取让接收电极远离精测部分这种优化方法是行之有效的,且对误差成分中一次谐波误差的分析也是合理的。

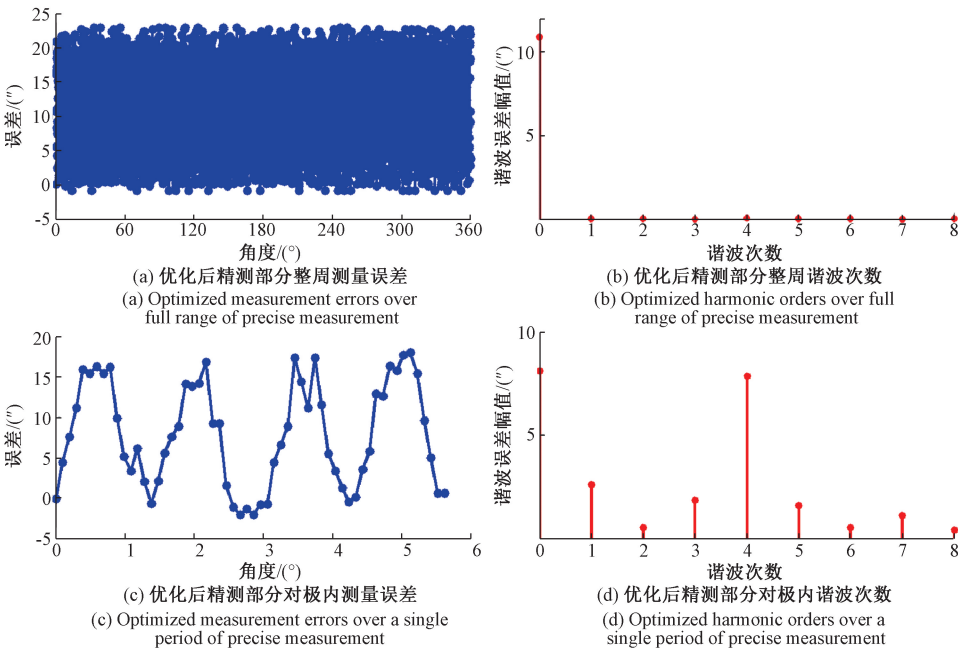


图 10 优化后精测部分误差曲线

Fig.10 Optimized measurement error curves of precise measurement

传感器优化后粗测部分的误差曲线和谐波成分频谱图分别如图 11(a) 和(b) 所示,误差峰峰值为 $6\,521''$,对比于优化前大了接近 $500''$ 左右。这是因为当前结构接收电极较靠近粗测部分,所以对粗测部分的串扰加大,导致一次谐波误差变大,最后使得整体误差变大。但是 $6\,521''$ 还是要小于精测部分的空间周期 5.625° ($20\,250''$),能轻易实现绝对位置定位。

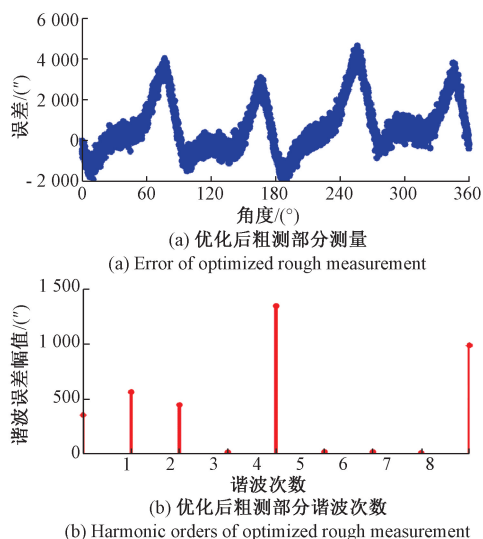


图 11 优化后粗测部分误差曲线

Fig.11 Error curves of optimized rough measurement

4 结 论

本文提出了一种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,以增量式时栅角位移传感器为基础,将单对极粗测结合多对极精测来实现传感器绝对定位功能。并提出了一种新型分时复用反射电极结构,通过共用一组反射电极和接收电极来实现复用功能,电路上通过继电器的切换来实现分时间段对粗测部分和精测部分施加激励以及把不工作的电极接地。采用 PCB 工艺制造了外径 $\Phi=60\text{ mm}$,内径 $\Phi=26\text{ mm}$ 的传感器样机,实验发现精测部分对极内一次误差偏大,通过分析以及理论推导发现是精测部分激励电极对接收电极的串扰导致了精测部分对极内一次误差偏大,而粗测部分由于结构上远离接收电极对极内一次误差不大。采用调整接收电极、精测部分电极以及粗测部分电极径向空间位置的优化方法进行优化后实验发现精测部分对极内一次误差得到有效消除,最终测量精度达到 $\pm 12''$ 。这种新型结构的绝对式时栅角位移传感器结构上少了一组反射电极和接收电极,更加紧凑,更有利于传感器小型化;同时反射电极结构使得只需要在定子上引线,更加便于安装,因

此更具应用前景。

参考文献

- [1] 邹添,倪风雷,李斐然,等. 一种新型大中心孔绝对式磁编码器[J]. 仪器仪表学报,2016,37(7):1532-1538. ZOU T, NI F L, LI F R, et al. A new absolute magnetic encoder with big hallow[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(7): 1532-1538.
- [2] GAO W, KIM S W, BOSSE H, et al. Measurement technologies for precision positioning[J]. CIRP Annals, 2015, 64(2): 773-796.
- [3] 张金龙,刘京南,钱俊波,等. 超精密角位移测量与控制技术研究[J]. 仪器仪表学报,2006,27(12):1738-1741. ZHANG J L, LIU J N, QIAN J B, et al. Study on ultra-precision angular displacement measurement and control technique[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(12): 1738-1741.
- [4] 马琳,付志远,操亚华. 增量式光栅传感器和绝对式光栅传感器发展现状及趋势[J]. 硅谷,2013,9(1):11-12. MA L, FU ZH Y, CAO Y H. Development status and trend of incremental grating sensor and absolute grating sensor[J]. Silicon Valley, 2013, 9(1): 11-12.
- [5] KIM J A, KIM J W, KANG C S, et al. Absolute angle measurement using a phase-encoded binary graduated disk[J]. Measurement, 2016, 80: 288-293.
- [6] 赵长海,万秋华,梁立辉,等. 小型高精度航天级光电编码器[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(8):1224-1230. ZHAO CH H, WANG Q H, LIANG L H, et al. The small high-precision spaceborne photoelectric encoder[J]. Journal of Electronic Engineering and Instrumentation, 2015, 29(8): 1224-1230.
- [7] WANG H, WANG J, CHEN B, et al. Absolute optical imaging position encoder[J]. Measurement, 2015, 67: 42-50.
- [8] CAI N, XIE W, PENG H, et al. A novel error compensation method for an absolute optical encoder based on empirical mode decomposition[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 88: 81-88.
- [9] 陈赞,李秀茹,张红胜,等. 高速高冲击性小型增量式光电编码器的研制[J]. 电子测量与仪器学报,2013,27(10):916-921. CHEN Y, LI X R, ZHANG H SH, et al. Development of miniature incremental photoelectric encoder with high-speed and high-impact property[J]. Journal of Electronic Engineering and Instrumentation, 2013, 27(10): 916-921.

- [10] MATSUZOE Y, TSUJI N, NAKAYAMA T, et al. High-performance absolute rotary encoder using multitrack and M-code [J]. *Optical Engineering*, 2003, 42 (1): 124-132.
- [11] PAUL S, CHANG J H. Design of absolute encoder disk coding based on affine n digit N-ary gray code[C]. 2016 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2016: 1-6.
- [12] 张德福,李显凌,葛川,等. 面向电容式传感器线性度标定的柔性微动机构设计[J]. *仪器仪表学报*, 2016, 37(6): 1210-1217.
ZHANG D F, LI X L, GE CH, et al. Design of compliant micro-motion mechanism for linearity calibration of capacitive displacement sensors [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2016, 37(6): 1210-1217.
- [13] HU P, GUO J, TAN J. An annular planar-capacitive tilt sensor with a 360 measurement range [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 63 (4): 2469-2476.
- [14] 张宇鹏,徐钰蕾,王昱棠. 高精度电容式角位移传感器测量方法[J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(Z1): 147-150.
ZHANG Y P, XU X L, WANG Y T. Measurement method of high precision capacitive angular displacement sensor [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(Z1): 147-150.
- [15] ZHENG D, ZHANG S, WANG S, et al. A capacitive rotary encoder based on quadrature modulation and demodulation[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2014, 64(1): 143-153.
- [16] BAI Y, LU Y, HU P, et al. Absolute position sensing based on a robust differential capacitive sensor with a grounded shield window [J]. *Sensors*, 2016, 16 (5): 680.
- [17] PENG K, LIU X K, CHEN Z R, et al. Sensing mechanism and error analysis of a capacitive long-range displacement nanometer sensor based on time grating[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2017, 17(6): 1596-1607.
- [18] YU ZH, PENG K, LIU X, et al. A High-Precision Absolute Angular-Displacement Capacitive Sensor Using Three-Stage Time-Grating in Conjunction With a Remodulation Scheme [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(9): 7376-7385.

- [19] 彭凯,于治成,刘小康,等. 单排差动结构的新型纳米时栅位移传感器[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(3): 734-740.

PENG K, YU ZH CH, LIU X K, et al. Novel nanometer time-grating displacement sensor with single row differential structure [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38 (3): 734-740.

作者简介



刘小康, 1999 年于重庆大学获得学士学位, 2002 年于重庆大学获得硕士学位, 2005 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学教授、北京理工大学博士生导师, 主要研究方向为智能仪器与传感器。

E-mail: lxx@cqut.edu.cn

Liu Xiaokang received his B. Sc. degree, M. Sc. degree and Ph.D. degree all from Chongqing University in 1999, 2002 and 2005, respectively. He is currently a professor at Chongqing University of Technology and a Ph.D. advisor at Beijing Institute of Technology. His main research interests include intelligent instruments and sensor.



李昌伟, 2017 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为智能仪器与传感器。

E-mail: 1608955370@qq.com

Li Changwei received his B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2017. He is currently a M. Sc. candidate at Chongqing University of Technology. His main research interests include intelligent instruments and sensor.



彭凯 (通信作者), 2010 年于重庆大学获得学士学位, 2013 年于重庆理工大学获得硕士学位, 2017 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副研究员, 主要研究方向为机电一体化和智能仪器。

E-mail: pkgogo1987@163.com

Peng Kai (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Chongqing University in 2010, M. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2013, and his Ph.D. degree from Chongqing University in 2017. He is currently an associate research fellow at Chongqing University of Technology. His main research interests include mechatronic system intelligent instruments.