

文章编号 1004-924X(2015)04-1146-07

非均匀采样莫尔条纹信号的分析与处理

左 洋^{1,2}, 龙科慧^{1*}, 刘金国¹, 刘 兵^{1,2}, 周 磊¹, 乔 克¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要: 为了动态、实时地测量光电编码器在变速转动情况下的细分误差, 提出了一种莫尔条纹信号的非均匀采样分析与处理方法。利用傅里叶级数原理构造了实际情况下的莫尔条纹信号方程, 根据编码器在不同转速下的实时采样, 揭示了莫尔条纹信号的非均匀采样特征。鉴于信号采样的非均匀性, 采用曲线拟合的最小二乘法重构莫尔条纹信号, 利用离散傅里叶变换算法分析重构信号并求出波形参数。通过信号参数与细分误差的关系式, 测量了编码器动态细分误差。采用该方法对 21 位绝对式光电编码器莫尔条纹信号进行了分析和处理, 两次测试得到其动态细分极值误差为 +3.21"、-4.69" 和 +3.45"、-4.81"。实验结果表明, 该方法可以有效地分析和处理编码器在非匀速转动下产生的变频莫尔条纹信号, 精确地测量编码器的动态细分误差, 为工作现场编码器误差的实时检测与修正奠定了基础。

关键词: 光电编码器; 细分误差; 莫尔条纹; 非均匀采样; 离散傅里叶变换

中图分类号: TP212.12; TN762 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20152304.1146

Analysis and processing of Morie fringe signals based on non-uniform sampling

ZUO Yang^{1,2}, LONG Ke-hui^{1*}, LIU Jin-guo¹, LIU Bing^{1,2}, ZHOU Lei¹, QIAO Ke¹

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China,

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

* Corresponding author, E-mail: long_kh@163.com

Abstract: To measure the dynamic real-time interpolation error of an optical encoder in non-uniform rotation, a method for analysis and processing the Morie fringe signals based on non-uniform sampling was presented. The real Morie fringe signal equation was constructed by Fourier series principle. According to real-time sampling on the encoder at different speeds, the characteristics of non-uniform sampling for Moiré signals was revealed. On the basis of the non-uniformity of the signal sampling, the Morie fringe signals were reconstructed by using the least square curve fitting. Reconstructed signals were analysed by Discrete Fourier Transform algorithm and the waveform parameters were obtained. With the relationship between interpolation error and signal parameters, the measurement of encoder dynamic error was achieved. The Moiré fringe signal of a 21 bit absolute optical encoder

收稿日期: 2014-04-21; 修订日期: 2014-06-10.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61108066)

was analysed and processed and the twice extreme dynamic interpolation errors are $+3.21''$; $-4.69''$ and $+3.45''$; $-4.81''$, respectively. Experiment result shows that this method effectively processes Moiré fringe signal of variable frequency in the encoder with non-uniform rotation, and accurately measures the dynamic interpolation error of the encoder, which provides foundation for real-time detection and correction of encoder error at the actual work site.

Key words: optical encoder; interpolation error; Moiré fringe; non-uniform sample; Discrete Fourier Transform(DFT)

1 引言

目前,实时监测设备对目标精确跟踪和定位的需要对光电编码器的精度要求越来越高,而在编码器的制造与使用中诸多原因都会影响编码器的精度,其中有些不确定因素会使编码器输出的莫尔条纹信号为非理想的正弦信号,从而引入细分误差,而细分误差是影响编码器精度的主要因素之一。通过分析、求解莫尔条纹信号参数,可以有效评估信号质量,求取细分误差值^[1-5]。因此,动态、实时地分析莫尔条纹信号质量对编码器精度的测量具有重要意义。

目前,莫尔条纹信号的评估方法主要有:(1)通过示波器观察两路相位相差 90° 精码信号合成的 lissajou 图的形状变化来分析莫尔条纹信号幅值、直流分量、相位等参数^[6],该方法具有直观、不受编码器转速限制等特点,可以简单地评估信号的偏差,但无法定量分析莫尔条纹产生的细分误差;(2)对莫尔条纹信号进行等间隔多点采样,再利用傅里叶变换求出波形参数^[7],该方法能比较精确地求出固定频率的莫尔条纹信号各参数值,但要求编码器必需匀速转动;(3)将非等间隔采样转换为等间隔采样^[8],其采样点多,计算量大。

本文提出了莫尔条纹信号非均匀采样及分析与处理方法。对编码器变速转动时输出的变频莫尔条纹进行采样,通过最小二乘法对非均匀采样信号进行重构,得出真实的莫尔条纹信号,实现对精码信号参数的傅里叶变换分析。利用求解到的莫尔条纹信号参数计算出编码器动态细分误差。该方法可应用于工作现场不同转速状态下高精度编码器的实时误差测量,无需大量的采样数据,检测速度快,有利于编码器动态误差的分析与修正。

2 理论分析

由于光栅在制造、安装、调试、工作环境及电子学处理中存在着诸多不确定因素,使得提取到的莫尔条纹光电信号偏离理想状态。实际信号是一个存在直流分量、幅值误差、相位误差和高次谐波的近似正弦波^[9-10]。用傅里叶级数可表示为:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)] = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (1)$$

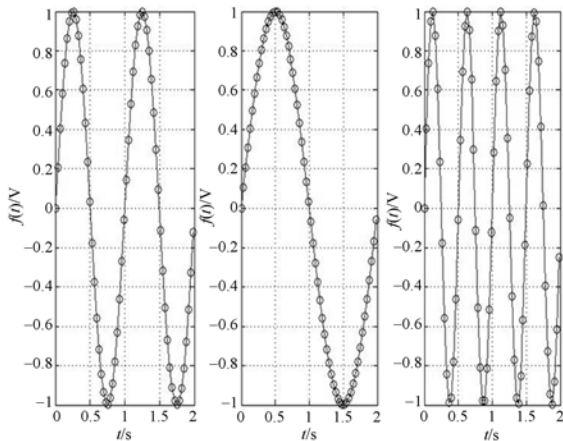
其中: A_0 为信号直流分量; C_n 为谐波幅值; φ_n 为谐波相位。通过采集的离散信号数据,恢复出真实莫尔条纹信号,获取式(1)中的各项参数 (A_0 、 C_n 、 φ_n),从而实现编码器细分误差的分析。

目前,编码器莫尔条纹信号的分析多是基于信号均匀采样原理,在信号的每个周期内以固定的采样频率进行采样,通常设定采样频率为莫尔条纹信号频率的 $60 \sim 100$ 倍。这种方法要求编码器匀速转动且转速不能太快。由于编码器所用的 CPU 系统处理能力有限,信号采样频率不可能无限大,当采样频率设定后,限定编码器必须以一定的转动速度匀速运转。

例:某 21 位绝对式光电编码器码盘光栅为 4096 pl/circle,最大转速为 $180^\circ/\text{s}$,微处理器采用 DSP 芯片,晶振频率为 20 MHz,12 位 A/D 最高转换速率为 500 kSPS,则 4 个通道同时进行采样的最大采样频率不高于 100 kHz。如果对 4 路精码信号每个周期默认采样 80 个点,则限定编码器转速不能高于 $109^\circ/\text{s}$ 。如果要取得更高的采样频率,对于系统中所使用的 A/D 模块和微处理器就需要更高的采样和更快的处理能力,如此会增加系统成本及后续数据处理的压力。

对于应用在经纬仪、各种转台等实时测量设备中的编码器,由于设计控制、驱动通常都在变速状态下转动,使得编码器转动速度不能保持恒定。当采样频率为定值时,根据转速的变化,每个信号周期内采样点个数不同,形成了莫尔条纹信号的非均匀采样^[11]。如图 1(a)中,当编码器以速度 v 转动时,每个莫尔条纹信号周期内采样 N 个点;当编码器转速降低至 $v/2$ 时,一个信号周期采样 $2N$ 个点,如图 1(b)所示;转速升至 $2v$ 时,一个信号周期内采样 $N/2$ 个点,如图 2(c)所示。如果编码器转速为 kv ,则一个信号周期采样为 N/k 个点。

通过采样得到信号的采样值后,为了对莫尔条纹信号进行更直观的分析并获得信号各参数值,就必须得到信号的更多细节,因此,需要从采集到的数据中重构出原始的莫尔条纹信号。



(a) 匀速转动 (b) 慢速转动 (c) 快速转动
(a) Uniform rotation (b) Slow rotation (c) Rapid rotation

图 1 编码器信号采样波形

Fig. 1 Sampling waveforms of encoder signals

3 关键算法实现

3.1 波形重构

设原始莫尔条纹信号 $y = f(x)$, $f(x) \in C[a, b]$ 。信号离散采样数据点为 $\{(x_i, y_i), i=0, 1, \dots, n\}$, 这里 $y_i = f(x_i)$, 要求重构函数 $z = g(x)$ 与所给的采样数据点拟合, 记重构误差 $\delta_i = g(x_i) - y_i$ ($i=0, 1, \dots, n$), $\delta = (\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_n)^T$, 则有

$$\|\delta\|_2^2 = \sum_{i=0}^n \delta_i^2 = \sum_{i=0}^n [g(x_i) - y_i]^2, \quad (2)$$

式中: $g(x) = a_0 \varphi_0(x) + a_1 \varphi_1(x) + \dots + a_m \varphi_m(x)$ ($m < n$)。设 $\varphi_0(x), \varphi_1(x), \dots, \varphi_m(x)$ 是 $C[a, b]$ 上线性无关函数族, 在 $\varphi = \text{span}\{\varphi_0(x), \varphi_1(x), \dots, \varphi_m(x)\}$ 中找到函数 $g(x)$, 使公式(2)的误差平方和最小。

通常在最小二乘法中都考虑为加权平方和的形式, 即:

$$\|\delta\|_2^2 = \sum_{i=0}^n \omega(x_i) [g(x_i) - f(x_i)]^2, \quad (3)$$

式中 $\omega(x) \geq 0$ 是 $[a, b]$ 上的权函数。

采用曲线拟合的最小二乘法求莫尔条纹信号的重构波形方程, 就是求函数 $g(x)$, 使式(3)取得最小。该方程可转化为求多元函数:

$$I(a_0, a_1, \dots, a_m) = \sum_{i=0}^n \omega(x_i) \left[\sum_{j=0}^m a_j \varphi_j(x_i) - f(x_i) \right]^2, \quad (4)$$

的极小点 $(a_0^*, a_1^*, \dots, a_m^*)$ 的问题。为求得函数极值, 对式(4)求导有:

$$\frac{\partial I}{\partial a_k} = 2 \sum_{i=0}^n \omega(x_i) \left[\sum_{j=0}^m a_j \varphi_j(x_i) - f(x_i) \right] \varphi_k(x_i) = 0, \quad (k = 0, 1, \dots, m), \quad (5)$$

由式(5)得:

$$\sum_{j=0}^m (\varphi_k, \varphi_j) a_j = d_k, \quad k = 0, 1, \dots, m, \quad (6)$$

式中 $(\varphi_k, \varphi_j) = \sum_{i=0}^n \omega(x_i) \varphi_j(x_i) \varphi_k(x_i)$, $d_k = (\varphi_k, f)$ 。

根据莫尔条纹信号为近似正弦波和给定的非均匀采样数据, 确定重构函数 $g(x)$ 中 $\varphi_k(x)$ 的形式。则有 $\varphi_k(x) = \sin(kx)$, ($k=0, 1, \dots, m$), 因此由式(6)可得到重构函数 $g(x)$ 的系数 (a_0, a_1, \dots, a_m) 。

为验证曲线拟合的最小二乘法对莫尔条纹信号方程重构的有效性, 使用 Matlab 对算法进行仿真。设仿真信号方程 $f(t) = \sin(\omega t) + 0.01 \sin(2\omega t) + 0.003 \sin(3\omega t)$ 。

为了重构出图 2(a)中的原始莫尔条纹信号, 信号采样频率必须适中。采样点过少, 所采集到的数据不能反应编码器真实的原始信号, 数据采集量过大, 则增加了系统运算时间。当编码器转速慢时, 一个周期内采样 80 个点; 编码器转速加快一倍时, 每个周期内采样 40 个点, 如图 2(b)所示。

码盘刻划与复制、机械加工与装调等工艺通

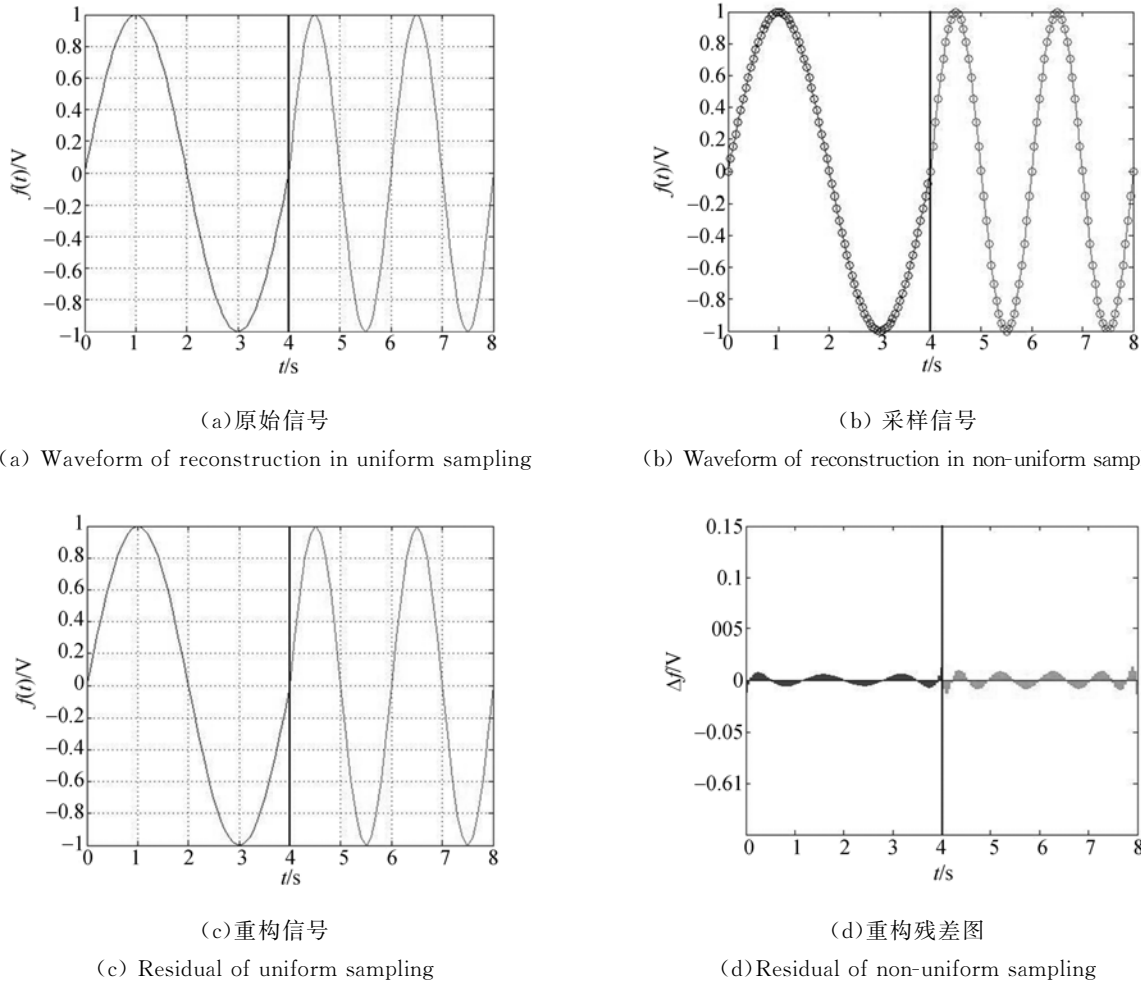


图 2 莫尔条纹信号处理
Fig. 2 Processing of Morie fringe signals

常不会使编码器输出的信号产生突跳。在此设相邻的莫尔条纹信号波形基本保持一致,当每个周期内信号采样点较少时,可以通过两个或多个周期内的采样数据重构得到信号。

根据曲线拟合的最小二乘法,利用采集的离散数据重构得到真实信号波形为图 2(c)。通过图 2(d)可看出,由非均匀采样信号数据重构出的波形与原始莫尔条纹信号波形进行对比所得到信号幅值误差 A 在 ± 0.01 V 内,可见采用曲线拟合的最小二乘法能够重构出非均匀采样的莫尔条纹信号原始波形。

3.2 参数分析

经 3.1 节算法重构后得到各路精码莫尔条纹信号,通过离散傅里叶变换(DFT)可以分析信号波形,导出各项参数方程。由于信号由基波和多次谐波线性组合而成,根据傅里叶变换的线性性

质,莫尔条纹信号的 DFT 等于各次谐波 DFT 的线性组合,因此仅对其中一路精码余弦信号的基波参量进行详述。

设基波信号为:

$$x(t) = A\cos(\omega_0 t + \theta), \quad (7)$$

经采样后将式(7)改写为指数形式:

$$x(t_n) = \frac{A}{2} [e^{j(2\pi f_0 t_n + \theta)} + e^{-j(2\pi f_0 t_n + \theta)}], \quad (8)$$

对上式取正频率部分进行傅里叶变换,则有

$$X(k) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi f_0 t_n + \theta)} \cdot e^{-j\frac{2\pi k}{N} t_n} = \frac{Ae^{j\theta}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi f_0 t_n)} \cdot e^{-j\frac{2\pi k}{N} t_n}. \quad (9)$$

采样时刻 $t_n = nT$, $T = 1/f_s$ 为采样时间间隔。设信号频率 f_0 是频率分辨率 Δf 的整数倍,即 $f_0/\Delta f = M, \Delta f = f_s/N$ 。

$$X(k) = \frac{Ae^{j\theta}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi f_0 nT)} \cdot e^{-j\frac{2\pi k}{N}nT} = \frac{Ae^{j\theta}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi nT(\frac{k-M}{N})}, \quad (10)$$

当 $k=M$ 时,

$$X(k) = X(M) = \frac{Ae^{j\theta}}{2} \cdot N. \quad (11)$$

式(11)取极大值时,检测出基波信号的频率为:

$$f_0 = M \cdot \Delta f = \frac{M}{N} f_s, \quad (12)$$

从而计算出基波幅值为:

$$A = \frac{2}{N} |X(M)|, \quad (13)$$

基波的初相位为:

$$\Theta = \arctan \left[\frac{\text{Im}(X(M))}{\text{Re}(X(M))} \right], \quad (14)$$

莫尔条纹各次谐波参数的分析跟上述基波信号分析过程相同,根据式(13)~(14)可求解出谐波信号的幅值与相位。

为验证信号参数方程的正确性,通过傅里叶变换分析信号波形,设信号方程为:

$$y = A_0 + A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) + A_3 \sin(2\pi f_3 t + \varphi_3), \quad (15)$$

式中:直流电平 $A_0=0.2$ V,基波幅值 $A_1=2.5$ V,频率 $f_1=10$ Hz,相位 $\varphi_1=\pi/3$;二次谐波幅值 $A_2=0.6$ V,频率 $f_2=20$ Hz,相位 $\varphi_2=0$;三次谐波幅值 $A_3=0.1$ V,频率 $f_3=30$ Hz,相位 $\varphi_3=\pi/6$ 。

采用 Matlab 对信号进行仿真分析,设采样频率为 1 kHz,每个信号周期取 80 个采样点,其横

坐标为数据对应的时间序列,纵坐标为时间域信号,如图 3(a)所示。

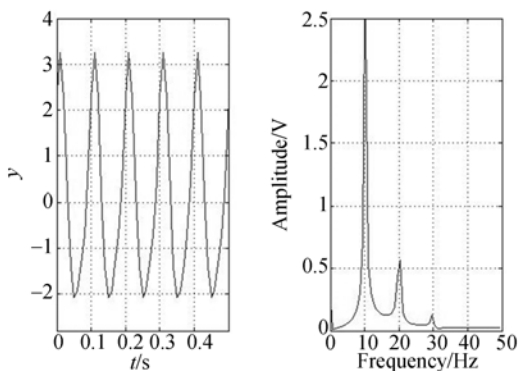
图 3(b)是信号经离散傅里叶变换后所得频谱,从图中可以看出,该方法检测出了信号各次谐波的频率分量,消除了混叠信号,并且信号直流分量和各次谐波分量的幅值都非常接近已给出的参数值。

4 实验验证

对某 21 位绝对式光电轴角编码器进行测量,其码盘光栅为 4096 pl/circle,精码信号每个周期为 316.4''(对应 512 个分辨率)。采用双读数头对径相加,输出 u_{s1} 、 u_{c1} 、 u_{s2} 、 u_{c2} 4 路精码信号。信号采集与处理系统以 DSP 为核心,每路信号采样频率为 80 kHz。

采用 17 面光学多面体和 CSZ-1 型 CCD 双轴自准直仪在编码器绝对 0°位置每隔 4 个分辨率的数据进位转换沿(即 21 位 LED 二进制显示灯排的最后一位处于闪烁状态)处进行一次测量,在一个周期内共测得 128 点静态细分误差值,如图 4 中的圆形标记线,静态误差的极值为 +2.62''和 -4.24''。

同样在编码器绝对 0°位置变速转动检测机构,对双读数头四路正余弦精码信号进行采样处



(a)原始信号波形 (b)离散傅里叶变换频谱
(a)Original signal waveform (b)Spectrum of discrete Fourier transform

图 3 傅里叶变换

Fig. 3 Fourier transform

表 1 精码信号各次谐波参量

Tab. 1 Each harmonic parameters of precise code

			Direct current	Funda-mental	Second harmonic	Third harmonic
1st	Amplitude/V	u_{s1}	0.021 1	2.514	0.013 5	0.002 18
		u_{c1}	0.010 7	2.508	0.034 7	0.001 63
		u_{s2}	0.033 4	2.511	0.025 8	0.003 36
	Phase/rad	u_{s1}		0.103	2.238	2.271
		u_{c1}		-0.102	-0.745	1.587
		u_{s2}		0.115	2.175	1.998
	Amplitude/V	u_{c2}		-0.099	-0.663	1.465
		u_{s1}	0.026 5	2.507	0.031 2	0.004 12
		u_{c1}	0.018 8	2.491	0.022 5	0.002 82
	2nd	Amplitude/V	u_{s2}	0.029 3	2.512	0.025 5
u_{c2}			0.012 2	2.488	0.042 1	0.001 64
Phase/rad		u_{s1}		0.134	2.256	1.984
		u_{c1}		-0.086	0.572	1.653
	Amplitude/V	u_{s2}		0.117	1.938	2.088
		u_{c2}		-0.105	0.564	1.632

理。转动速度较慢时,在一个周期内采样了 78 个点,根据采样数据重构出真实信号。当转动速度加快时,每个周期内采样了 49 个点,取连续的两个采样周期,通过两个周期的采样数据进行波形重构。利用重构得到的原始精码信号波形,分析信号方程获得各次谐波参数。如表 1 所示,列出两次采样的 4 路正余弦信号参数值。

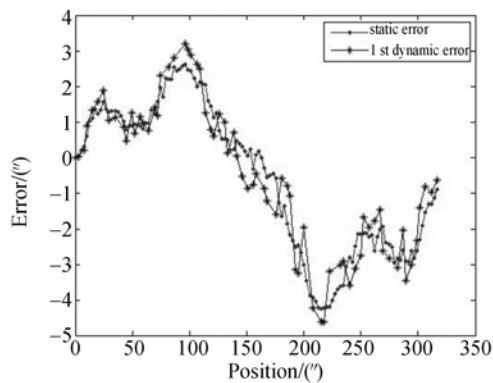
根据莫尔条纹信号方程得到光电编码器动态细分误差为:

$$\Delta\theta = \arctan\left[\frac{U'_s}{U'_c}\right] - \arctan\left[\frac{U_s}{U_c}\right], \quad (16)$$

式中: $U_s = A\sin(\theta)$, $U_c = B\cos(\theta)$ 为理想状态的莫尔条纹精码信号; $U'_s = A_0 + A_1\sin(\theta + \varphi_1) + A_2\sin(2\theta + \varphi_2) + A_3\sin(3\theta + \varphi_3)$, $U'_c = B_0 + B_1\cos(\theta + \omega_1) + B_2\sin(2\theta + \omega_2) + B_3\sin(3\theta + \omega_3)$ 为实际情况的莫尔条纹信号。

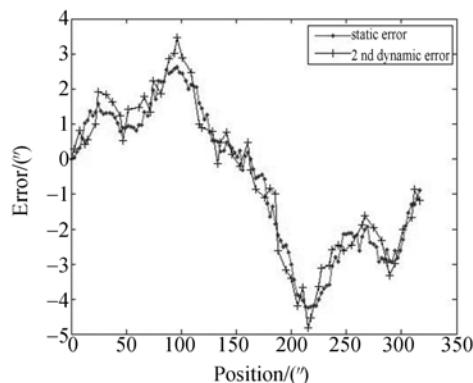
通过获得的信号参数值和式(16)给出的动态细分误差公式,计算出被测编码器两次转动得到的动态细分误差值,同时与之前测得的静态细分误差结果进行对比,如图 4(a)和(b)所示。

图 4(a)中的动态误差极值分别为 +3.21" 和 -4.69", 图 4(b)中的动态误差极值分别为 +3.45" 和 -4.81"。由于编码器转动时,主轴晃



(a)第一次动态误差对比曲线

(a) Comparison graph of the first dynamic error



(b)第二次动态误差对比曲线

(b) Comparison graph of the second dynamic error

图 4 细分误差对比曲线图

Fig. 4 Comparison graphs of static and dynamic interpolation errors

动引起的偏心、分辨率读取以及放大器相移和 A/D 采样时引入的误差,会造成动态与静态细分误差的差异。

5 结 论

针对高精度光电编码器变速转动时细分误差的实时测量,提出了莫尔条纹信号的非均匀采样分析与处理方法,采用曲线拟合的最小二乘法实现莫尔条纹信号的重构,以离散傅里叶分析方法为理论基础推导出信号各参数的计算表达式,根据精码信号的各项参数值计算出细分误差。利用所提方法检测某 21 位绝对式光电编码器动态细分误差,两次误差极值分别为 +3.21"、-4.69" 和 +3.45"、-4.81"。实验结果表明,该方法可对非匀速转动的光电编码器进行细分误差测量,对编码器误差的实时检测具有重要意义。

在本文中如果系统采样频率 F 为莫尔条纹信号频率 f 的整数倍时(即 $F = Nf$),会对多个信号周期的采样重构造成影响,下一步将对信号的变频采样速率 $(F + \Delta F)$ 展开研究。

参考文献:

[1] 熊文卓,孔智勇,张炜. 光电轴角编码器光电信号正交性偏差的相量校正方法[J]. 光学精密工程, 2007,15(11):1745-1748.
XIONG W ZH, KONG ZH Y, ZHANG W. Phase

correction of quartering deviation of photoelectric rotary encoder[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15 (11):1745-1748. (in Chinese)

[2] 孙莹,万秋华,王树洁. 小型光电编码器细分误差补偿系统[J]. 电子测量与仪器学报, 2012, 26(8): 699-704.

SUN Y, WAN Q H, WANG SH J. Interpolation

- error compensation system of mini-type photoelectrical encoder [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2012, 26 (8): 699-704. (in Chinese)
- [3] 高旭, 万秋华, 赵长海, 等. 莫尔条纹光电信号正交性偏差的实时补偿[J]. *光学精密工程*, 2014, 22 (1): 213-219.
- GAO X, WAN Q H, ZHAO CH H, *et al.*. Real-time compensation of orthogonality deviation for Moire fringe photoelectric signal [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(1): 213-219. (in Chinese)
- [4] 徐从裕. 单变量递推法莫尔条纹信号误差分离算法[J]. *仪器仪表学报*, 2012, 33(8): 1708-1713.
- XU C Y. Separation algorithm for Moire fringe signal errors based on single-variable recursive method [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2012, 33(8): 1708-1713. (in Chinese)
- [5] 万秋华. 莫尔条纹动态细分误差的傅里叶分析评估方法[J]. *电子测量与仪器学报*, 2012, 24(6): 548-552.
- WAN Q H. Fourier analysis assessment method for dynamic interpolation error of Moiré fringe [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2012, 24(6): 548-552. (in Chinese)
- [6] 刘汉平, 冯长有, 丁林辉. Lissajous 曲线拟合法评估编码器细分误差[J]. *传感器与微系统*, 2006, 25(2): 70-72.
- LIU H P, FENG CH Y, DING L H. Evaluation of interpolation errors of optoelectric encoders based on the fitted curves of lissajous [J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2006, 25 (2): 70-72. (in Chinese)
- [7] 冯英翘, 万秋华. 小型光电编码器细分误差校正方法[J]. *仪器仪表学报*, 2013, 31(6): 1374-1379.
- FENG Y Q, WAN Q H. Interpolation error calibration method of small photoelectric encoders [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2013, 31(6): 1374-1379. (in Chinese)
- [8] 李洪, 冯长有, 丁林辉. 光电轴角编码器细分误差动态评估方法[J]. *传感技术学报*, 2005, 18(4): 927-930.
- LI H, FENG CH Y, DING L H. Dynamic evaluation method for interpolation errors in photoelectric encoder [J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2005, 18 (4): 927-930. (in Chinese)
- [9] 王显军. 光电轴角编码器细分信号误差及精度分析[J]. *光学精密工程*, 2012, 20(2): 379-386.
- WANG X J. Errors and precision analysis of subdivision signals for photoelectric angle encoders [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20 (2): 379-386. (in Chinese)
- [10] 冯英翘, 万秋华, 孙莹, 等. 近似三角波莫尔条纹光电信号的细分误差修正[J]. *光学学报*, 2013, 33 (8): 0812001-1-0812001-5.
- FENG Y Q, WAN Q H, SUN Y, *et al.*. Interpolation error correction of Moiré fringe photoelectric signals in the approximate form of triangle wave [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33 (8): 0812001-1-0812001-5. (in Chinese)
- [11] 赵长海, 万秋华, 龙科慧, 等. 莫尔条纹信号采集的自适应采样系统[J]. *武汉理工大学学报*, 2008, 30 (6): 143-149.
- ZHAO CH H, WAN Q H, LONG K H, *et al.*. Self-adaptive sampling system for Moiré fringe signal [J]. *Journal of Wuhan University of Technology*, 2008, 30(6): 143-149. (in Chinese)

作者简介:



左洋 (1987-) 男, 吉林长春人, 博士研究生, 2010 年于西安理工大学获得学士学位, 主要研究方向为光电角位移传感器应用技术。E-mail: zuoyang_1987@163.com

导师简介:



龙科慧 (1958-) 女, 吉林长春人, 研究员, 博士生导师, 主要从事航天相机调焦系统方面的研究。Email: long_kh@163.com