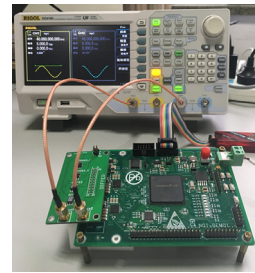




非正交光栅莫尔信号数字细分方法与实现

叶树亮*, 许莹琨, 朱维斌

中国计量大学工业与商贸计量技术研究所, 杭州 310018



摘要: 本文对非正交光栅莫尔信号细分方法展开研究, 提出了基于信号采集、预处理和细分架构的非正交光栅莫尔信号数字细分的方案, 在 FPGA 平台上完成 32~512 倍信号细分。针对电路系统中信号幅值比和采样率参数进行分析, 建立了莫尔信号幅值偏差的数学模型, 明确信号幅值比 k 与周期细分值 N 的量化关系, 实验证明, 信号幅值偏差补偿要求随细分值增加而逐渐增高。建立了信号频率/采样率的数学模型, 明确信号频率与采样率之比 ff_s 与周期细分值 N 的量化关系, 实验证明, 信号频率与采样率之比随细分值增加而逐渐降低。

关键词: 非正交偏差; 光栅莫尔信号; 数字细分; 幅值比; 采样率

中图分类号: TH822

文献标志码: A

Digital subdividing method and realization for non-orthogonal grating moiré signals

Shuliang Ye*, Yingkun Xu and Weibin Zhu

Institute of Industry and Trade Measurement Technique, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China

Abstract: A subdividing method for non-orthogonal grating moiré signals is studied, and a circuit scheme of the non-orthogonal grating moiré signal digital subdividing system is proposed based on signal sampling, pre-processing, and subdivision structure to complete 32~512 times signal subdivision on the FPGA platform. Analysis is made of signal amplitude ratio and sampling rate, and two factors in the circuitry. A model of signal amplitude deviance is constructed, and the quantitative relation is established between signal amplitude ratio k and subdivision value N . Test results suggest that required compensation for signal amplitude deviance becomes higher steadily when the subdivision value N grows. A model of signal frequency/sampling frequency is constructed, and the quantitative relation is established between the quotient of signal frequency and sampling frequency ff_s and subdivision value N . Test results suggest that required sampling frequency becomes lower steadily when the subdivision value N grows.

Keywords: non-orthogonal deviance; grating moiré signal; digital subdividing; amplitude ratio; sampling frequency

DOI: 10.3969/j.issn.1003-501X.2017.09.007

Citation: *Opto-Elec Eng*, 2017, **44**(9): 903-911

1 引言

光栅是一种广泛应用于国防科技、工业生产和社

会生活领域的光电传感器。为了提高测量分辨力, 常使用细分手段对光栅莫尔信号进行处理^[1]。传统的细分方法, 如移相电阻链法、锁相倍频法、载波调制法、幅值分割法等, 均要求光栅读数头输出的两路信号严格正交^[2-4]。在实际测量过程中, 由于光栅刻线精度及人工装调误差等因素的影响, 两路信号通常不能完全

收稿日期: 2017-05-04; 收到修改稿日期: 2017-07-24

*E-mail: itmt_paper@126.com

正交,且相位差具有一定的波动性^[5],影响光栅细分方法的实现精度。

光栅莫尔信号的非正交偏差补偿是业界长期关注的问题,国内外机构均开展了研究并获得相关成果。1981年,Heydemann首次提出基于最小二乘拟合法的莫尔信号自动补偿技术^[6],利用最小二乘法辨识实现非正交偏差补偿;2006年,日本冈崎敬使用预失真放大器实现对输入信号幅值、相位偏差的补偿,但该方法使用的硬件电路会引入新的信号误差^[7];2008年,美国天文台基于Heydemann补偿模型对莫尔条纹原始信号进行椭圆插补^[8],实现对光栅信号各项误差的补偿,但该算法需要计算高阶矩阵,导致系统运行缓慢。国内相关研究成果开始于上世纪八十年代末。2008年,中国科学院长春光学精密机械与物理研究所罗刚等提出相量校正方法^[9],使光栅信号的正交性偏差从1"降低到0.1",但该方法完全基于人工手动调试,难以应用于自动化领域;2014年,中国科学院长春光学精密机械与物理研究所高旭提出用Hilbert变换算法求解正交偏差^[10],使用软件提高编码器在恶劣环境下的测量精度,算法过程中包含卷积运算,难以计算系统延时,不适用于角度动态实时细分;2017年,中国计量大学张潜提出基于CORDIC算法的数字式正交偏差实时补偿方法^[11],解决了传统基于CORDIC算法的正交误差补偿的原理误差和信号区间角度解算不敏感问题,实现了正交偏差实时补偿,但补偿过程中多次使用CORDIC算法,大量占用硬件资源且存在较大的系统延时。

综上所述,研究工作集中在光栅莫尔信号的非正交偏差补偿方法,通过将信号补偿至正交态来保证细分精度。2005年,国防科技大学楚兴春等基于光栅信号幅值分割细分原理提出了一种无需正交补偿、直接对非正交光栅莫尔信号进行细分的方法^[12],理论上能实现任意相位差条纹信号细分功能。但论文仅对算法进行了原理仿真,未见限制因素分析及后续研究。本文在其思想基础上开展非正交光栅莫尔信号细分系统及电路实现,提供了一套完整的非正交光栅莫尔信号细分系统方案,针对电路实现环节中的关键参数进行数学建模和量化分析,通过实验证明了方案的有效性和模型的准确性。本论文扩展了光栅莫尔信号细分领域的研究内容,具有较好的实用价值和推广应用前景。

2 非正交莫尔信号细分系统与原理

2.1 数字式光栅莫尔信号细分系统

数字式幅值分割细分是最常用的光栅莫尔信号细分实现方法,其实现流程如图1所示。

由图1可见,细分系统由信号采集、预处理和细分三个单元组成。由于机械安装等因素,光栅读数头的输出信号总是存在直流漂移、等幅偏差和非正交偏差等短周期误差,影响细分结果的准确性^[13]。预处理单元对信号依次进行直流漂移补偿、等幅偏差补偿和正交偏差补偿,为细分单元提供标准信号以保证其结果的准确性。

本文拟直接对非正交光栅莫尔信号进行细分,省去了正交补偿实现单元,其原理如图2所示。

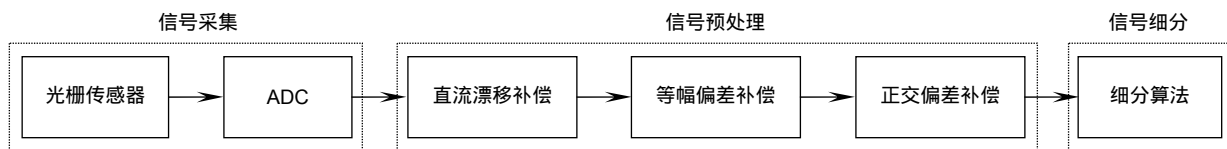


图1 数字式光栅莫尔信号细分系统流程图。

Fig. 1 Subdividing system flowchart of digital grating moiré signal.

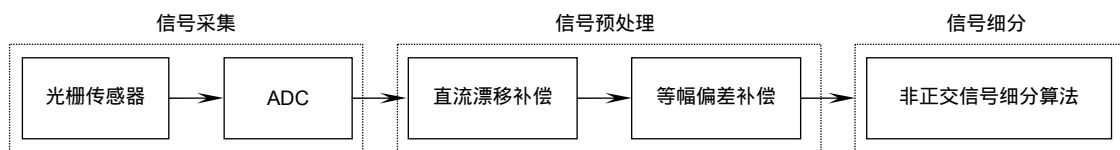


图2 非正交光栅莫尔信号细分系统流程图。

Fig. 2 Subdividing system flowchart of non-orthogonal grating moiré signal.

由图 2 可见,非正交光栅莫尔信号细分系统仍使用信号采集、预处理和细分的系统架构。不同之处在于采用了非正交莫尔信号的细分算法,从功能上合并了正交偏差补偿和细分算法模块。该方法规避了需要进行多次角度计算和查表的正交偏差补偿模块,从而减少了硬件资源占用和系统延时。

2.2 非正交光栅莫尔信号细分原理

在图 2 所示非正交光栅莫尔信号细分系统中,光栅输入信号经过预处理单元后仅存在非正交偏差,信号表达为

$$\begin{cases} y_1 = \sin \theta \\ y_2 = \cos(\theta + \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

图 3 为两路信号的绝对值波形,单周期内两路信号共有 4 个交点。由于相位差 φ 的存在,4 个交点的幅值不完全相等,其中 P_1 与 P_3 的幅值相等, P_2 与 P_4 的幅值相等。

以交点和过零点为界,整周期信号被分成 8 个区间。其中 1、2、5、6 区间的相位相同,设为 α ; 3、4、

7、8 区间的相位相同,设为 β 。根据正弦信号的性质,不论相位差 φ 如何变化,恒有:

$$\alpha + \beta = \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

非正交信号细分算法的细分输出值 n 由测量过程中信号相位变化量 θ 决定,相位变化量 θ 由测量起点、终点、交点的对应相位以及起点、终点所处区间共同决定,表示为

$$\theta = f(\alpha, \beta, \theta_s, \theta_t, i, j) \quad (3)$$

式中: θ_s 、 θ_t 分别表示起点与终点对应的相位, i 、 j 为信号起点、终点所对应区间。

细分过程中,通过采集两路光栅信号的幅值,判断信号采样点所处的区间是否发生跳变,实现对信号幅值交点的动态跟踪;根据测量信号起点与终点的幅值,解算出对应的相位点并记录其所在区间;结合两路信号的交点,可计算出相位变化量 θ 。例如:起点在第 1 区间、终点在第 4 区间时,被测过程覆盖相位为 $\theta = |\theta_s - \alpha| + \alpha + \beta + |\theta_t - \beta|$ 。

由 θ 和细分倍数 N 即可求出终点时刻细分数 n :

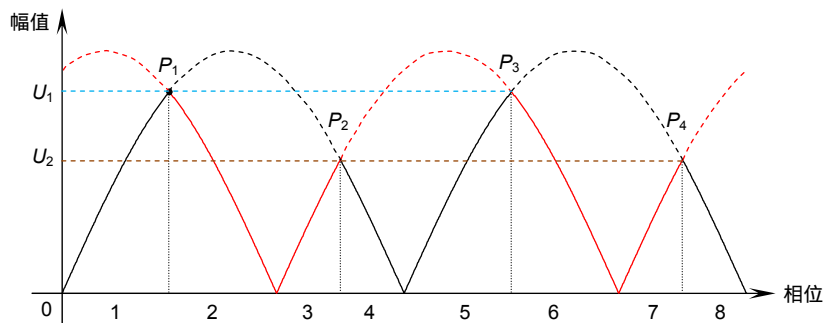


图 3 非正交莫尔信号绝对值波形示意图。

Fig. 3 Absolute value waveform diagram of Non-orthogonal moiré signal.

表 1 非正交莫尔信号相位变化量计算公式。

Table 1 Non-orthogonal moiré signals phase variation calculating formula.

	$i=1$ or 5	$i=3$ or 7	$i=2$ or 6	$i=4$ or 8
$j=i+0$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 - \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + \theta_t$	$\theta = \theta_s + \theta_t$
$j=i+1$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_2 - \theta_t$
$j=i+2$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_2 + \theta_t$
$j=i+3$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$
$j=i+4$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_t$
$j=i+5$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 2\theta_1 + 4\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 4\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$
$j=i+6$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 2\theta_1 + 4\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 4\theta_1 + 2\theta_2 - \theta_t$
$j=i+7$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 + \theta_t$	$\theta = -\theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 + \theta_t$	$\theta = \theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$	$\theta = \theta_s + 4\theta_1 + 4\theta_2 - \theta_t$

$$n = \frac{\theta}{2\pi} \cdot N. \quad (4)$$

方案中用于解算反三角函数的CORDIC算法在90°附近存在较大的解算误差^[14-16],为了避免该项误差,选取两路信号中线性度较好(即幅值较小)的一路作为角度解算信号,如图3中实线所示。根据信号起点、终点所处区间的差异,相位变化量计算公式存在一定差异,计算公式见表1。

3 莫尔信号幅值偏差对细分的量化影响

非正交光栅信号细分算法虽然对信号的正交性没有严格的要求,但对输入信号的幅值要求较高,因此需要对采集的信号进行预处理,在图2所示的系统中对采集的信号进行了直流漂移补偿和等幅偏差补偿。由于ADC采样的精度限制,预处理单元输出信号的幅值仍与理论值存在小幅偏差,其大小受ADC分辨力的影响。在幅值分割细分法中,信号幅值决定了角度的解算值,其偏差大小将会影响角度的解算精度,并进一步影响细分输出值和系统测量准确性,因此有必要量化信号幅值偏差对细分结果的影响,在理论上求出满足项目要求的等幅偏差补偿精度,从而指导实际工况中的补偿参数设计。

图4为非正交莫尔信号理论幅值和实际幅值的对比图。其中sig 1为理想的标准信号,其幅值被设定为理论值;sig 2为经过预处理后的信号,其幅值在实际工况中略小于标准信号。

设理论标准信号某一交点P处的幅值为U,对应相位为α;实际信号在此处的交点为P',幅值为U'。

使用实际信号幅值与理论值的比值描述幅值偏差,表达为

$$k = \frac{U'}{U}. \quad (5)$$

由于解算角度时应使用标准幅值作为解算基准,因此实际交点P'对应的相位为sig 1中与P'幅值相等的E点所对应的相位α' :

$$\alpha' = \arcsin(k \cdot \sin \alpha). \quad (6)$$

该交点处相位角计算偏差:

$$\Delta \alpha = \alpha - \alpha', \quad (7)$$

即:

$$\Delta \alpha = \alpha - \arcsin(k \cdot \sin \alpha). \quad (8)$$

同理,另一组交点的相位偏差为

$$\Delta \beta = \beta - \arcsin(k \cdot \sin \beta), \quad (9)$$

因为α和β互余,且大小关系仅决定于正交误差相位角的超前或滞后,以α>β为例进行分析,有:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} \\ \beta = \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} \end{cases}. \quad (10)$$

代入式(8)、式(9),则有:

$$\begin{cases} \Delta \alpha = \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} - \arcsin \left[k \cdot \sin \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} \right) \right] \\ \Delta \beta = \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} - \arcsin \left[k \cdot \sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} \right) \right] \end{cases}. \quad (11)$$

由表1可知,被测过程的相位由起点、终点及两组交点的相位计算得来,因此单周期内累计的角度误差Δθ为这4个特征点相位误差的函数,即:

$$\Delta \theta = f(\Delta \alpha, \Delta \beta, \Delta \theta_s, \Delta \theta_i, i, j), \quad (12)$$

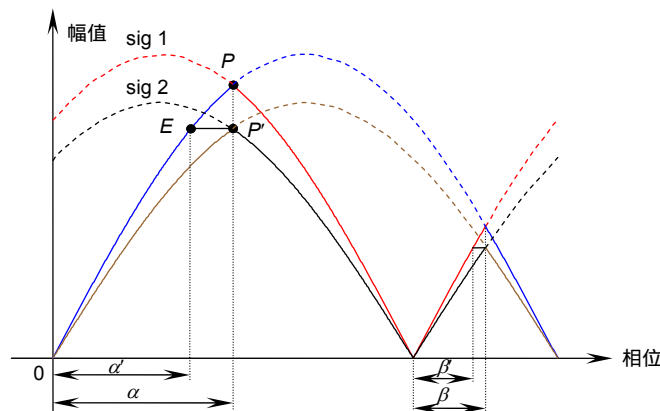


图4 非正交莫尔信号理论幅值和实际幅值示意图。

Fig. 4 Theoretical amplitude and actual amplitude of Non-orthogonal moiré signal diagram.

式中 $\Delta\theta_s$ 和 $\Delta\theta_t$ 分别表示起、终点角度计算误差。

根据表 1, 当起点和终点都位于第 8 区间时, 累计误差达到最大值:

$$\Delta\theta = 4\Delta\alpha + 4\Delta\beta + \Delta\theta_s - \Delta\theta_t, \quad (13)$$

所以有:

$$(\Delta\theta)_{\max} = 4\Delta\alpha + 4\Delta\beta + (\Delta\theta_s)_{\max} - (\Delta\theta_t)_{\min}, \quad (14)$$

式中 $(\Delta\theta)_{\max}$ 为单周期累计角度误差的最大值, $(\Delta\theta_s)_{\max}$ 为起点角度计算误差的最大值, $(\Delta\theta_t)_{\min}$ 为终点角度计算误差的最小值。

由图 4 可知, 幅值误差在交点位置时造成的相位解算偏差最大, 在过零点位置时的相位解算偏差最小。因为 $\Delta\alpha < \Delta\beta$ 因此任意采样点的相位偏差均不大于 $\Delta\alpha$ 且不小于 0, 即:

$$(\Delta\theta_s)_{\max} = \Delta\alpha, \quad (15)$$

$$(\Delta\theta_t)_{\min} = 0. \quad (16)$$

结合式(13)可得:

$$(\Delta\theta)_{\max} = 5\Delta\alpha + 4\Delta\beta, \quad (17)$$

为了不产生计数遗漏, 一个周期内累积的角度偏差必须小于一个细分值对应的相位当量, 即:

$$(\Delta\theta)_{\max} < \frac{2\pi}{N}, \quad (18)$$

联立式(11)、式(17)与式(18), 可得:

$$\frac{9}{4}\pi + \frac{\varphi}{2} - 5 \cdot \arcsin\left[k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}\right)\right] - 4 \cdot \arcsin\left[k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}\right)\right] < \frac{2\pi}{N}. \quad (19)$$

4 采样频率对于细分的量化影响

在非正交光栅信号细分系统电路中, 通过判断信

号区间的跳变来实现信号交点幅值的动态跟踪。系统对两路信号进行同步采样, 记录每一个采样点的区间号, 并与相邻采样点进行比较, 一旦判断区间跳变, 则认为信号刚经过某一交点, 将此时两路采样数据的平均值近似为该交点的幅值。算法引入了交点幅值的计算误差, 单周期内采样点数越多, 即采样频率越高, 计算误差越小。但实际工况中 ADC 的采样率不可能无限高, 因此有必要建立采样率对于细分结果的量化模型, 用于指导 ADC 采样频率的选择。

采样率与信号交点幅值关系如图 5 所示。图 5 中以 $\alpha < \beta$ 为例进行分析, 根据正余弦的性质, 有:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} \\ \beta = \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} \\ \varphi + 2\alpha = \frac{\pi}{2} \end{cases}. \quad (20)$$

设 A 、 B 为相邻采样发生时刻, 时间间隔为 T_s 。若信号区间跳变发生于 A 、 B 之间, 使用 B 时刻采样的两路信号 Q_1 和 Q_2 的幅值计算跳变点 P_1 的幅值, 即:

$$\frac{U_{Q_1} + U_{Q_2}}{2} = U_Q \approx U_{P_1}, \quad (21)$$

式中: U_Q 为算数平均值, U_{P_1} 为交点 P_1 幅值。

由于正余弦信号的非线性, U_Q 不等于 U_{P_1} , 根据图 5 可知, 当 A 时刻超前且无限接近于 P_1 发生时刻时, 引入的计算误差最大。

幅值分割细分的相位解算基于信号幅值, 算数平均值 U_Q 对应的信号 Q' 点 ($U_{Q'} = U_Q$) 相位, 因此由采样频率引起的交点 P_1 的相位解算误差最大值 $\Delta\alpha$ 为

$$\Delta\alpha = \alpha - \arcsin U_Q. \quad (22)$$

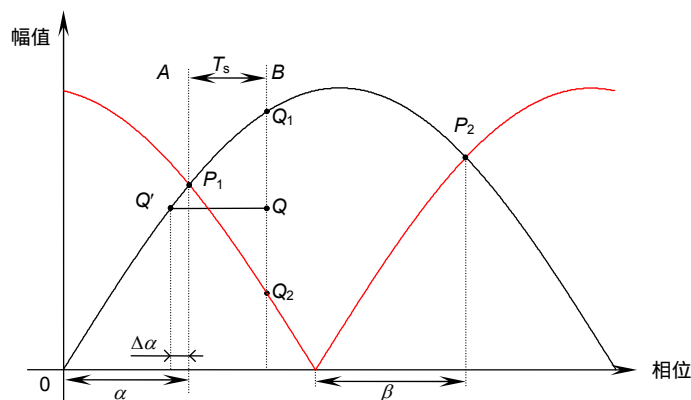


图 5 采样率与信号交点幅值关系示意图。

Fig. 5 Sampling rate and signal intersection point amplitude relationship diagram.

由图5可知,对于非正交的两路正余弦信号,有:

$$U_{P_1} = \sin \alpha = \cos(\alpha + \varphi). \quad (23)$$

结合式(20), Q_1 和 Q_2 的幅值表示为

$$U_{Q_1} = \sin(\alpha + \omega \cdot T_s), \quad (24)$$

$$U_{Q_2} = \cos(\alpha + \omega \cdot T_s + \varphi) = \sin(\alpha - \omega \cdot T_s), \quad (25)$$

根据式(21)、式(24)和式(25),可得:

$$U_Q = \sin \alpha \cdot \cos(\omega \cdot T_s). \quad (26)$$

联立式(22)、式(26),由采样频率引起的交点 P_1 的相位解算误差最大值 $\Delta\alpha$ 表示为

$$\Delta\alpha = \alpha - \arcsin[\sin \alpha \cdot \cos(\omega \cdot T_s)]. \quad (27)$$

与 P_1 附近采样情况相同,设交点 P_2 处相位计算误差最大值为 $\Delta\beta$:

$$\Delta\beta = \frac{\pi}{2} - \alpha - \arcsin[\cos \alpha \cdot \cos(\omega \cdot T_s)], \quad (28)$$

联立式(20)、式(27)、式(28),可得:

$$\begin{cases} \Delta\alpha = \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} - \arcsin\left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos(\omega \cdot T_s)\right] \\ \Delta\beta = \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} - \arcsin\left[\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos(\omega \cdot T_s)\right] \end{cases}, \quad (29)$$

令:

$$\omega \cdot T_s = \phi, \quad (30)$$

则有:

$$\phi = 2\pi \cdot \frac{f}{f_s}, \quad (31)$$

式中: f 为信号频率, f_s 为采样频率。

由于光栅信号的周期性,计算误差不会形成周期累计,又由于细分后的输出为离散计数值,各项误差和必须小于1个计数值对应角度,为保证细分精度,本文使用低于单计数值对应角度的一个数量级作为收敛因子,控制由采样频率引起相位解算误差的最大值:

$$\begin{cases} \Delta\alpha < \frac{1}{10} \cdot \frac{\alpha}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{N}, \\ \Delta\beta < \frac{1}{10} \cdot \frac{\beta}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{N} \end{cases} \quad (32)$$

结合式(29)、式(30)和式(31),可得:

$$\begin{cases} \left| \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2} - \arcsin\left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f}{f_s}\right)\right] \right| < \frac{2\pi - \varphi}{40N} \\ \left| \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} - \arcsin\left[\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f}{f_s}\right)\right] \right| < \frac{2\pi + \varphi}{40N} \end{cases} \quad (33)$$

5 实验与数据分析

如图6,基于FPGA搭建非正交光栅莫尔信号细分系统平台,使用数模转换芯片AD9653完成信号采集。在平台实现对非正交光栅莫尔信号的高倍细分,对文中建立的幅值偏差模型和采样率模型进行仿真和电路验证。实验中使用信号发生器RIGOLDG4162模拟光栅读数头产生正弦信号,以排除实际光栅信号中

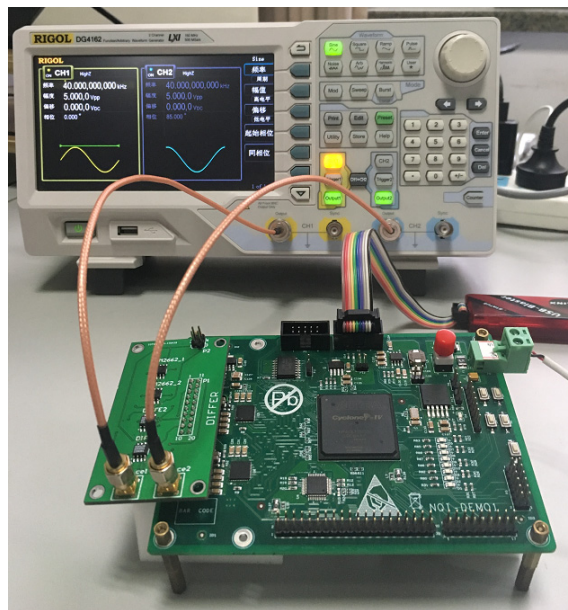


图6 非正交光栅莫尔信号细分系统平台。

Fig. 6 Subdividing system platform of non-orthogonal grating moiré signal.

白噪声等干扰。使用的芯片和设备参数见表 2。

5.1 幅值偏差-细分关系模型实验

实验验证式(19)中非正交偏差 φ 、周期细分倍数 N 和信号幅值比 k 之间的关系模型。由于光栅信号的非正交性偏差可以通过机械调整控制在 5° 以内^[17]，因此设定非正交偏差分别为 0° 、 1° 、 3° 和 5° ，开展实验。实验在单周期信号的 N 倍细分电路基础上，以整周期内细分数不丢失作为判断标准，通过检测有无跳码现象来评价细分电路的精度水平是否达到预设^[18]。记录能完成 N 倍细分时幅值比 k 的最小值。设定 N 为 32、64、128、256 和 512，对应实验结果如图 7 所示。

由实验图与数据可见：

1) 幅值比 k 的理论值、仿真值与实验值的趋势一致，电路输出与理论值差异优于 0.21%(最大误差出现于 $N=32$ ， $\varphi=5^\circ$ 时)。

2) 非正交光栅莫尔信号细分算法对幅值偏差补偿有较高要求， $N=512$ 、 $\varphi=5^\circ$ 时，理论要求 $k > 99.87\%$ ，并且图中幅值比 k 随着周期细分数 N 的增加而增加，即信号幅值偏差要求随细分值增加逐渐增高。

3) 在不同的非正交偏差角度工况下，相同 N 值对应的 k 值差异不大于 0.12%(最大偏差出现在 $N=32$ 时)，说明非正交偏差大小对细分算法影响程度低。

表 2 实验平台参数.

Table 2 Parameters of the experiment platform.

FPGA	AD9653	RIGOL DG4162
Series : ALTERA cyclone IV	Width : 16 bit	Accuracy : $\pm 2 \times 10^{-6}$
Sampling frequency : 80 MHz		

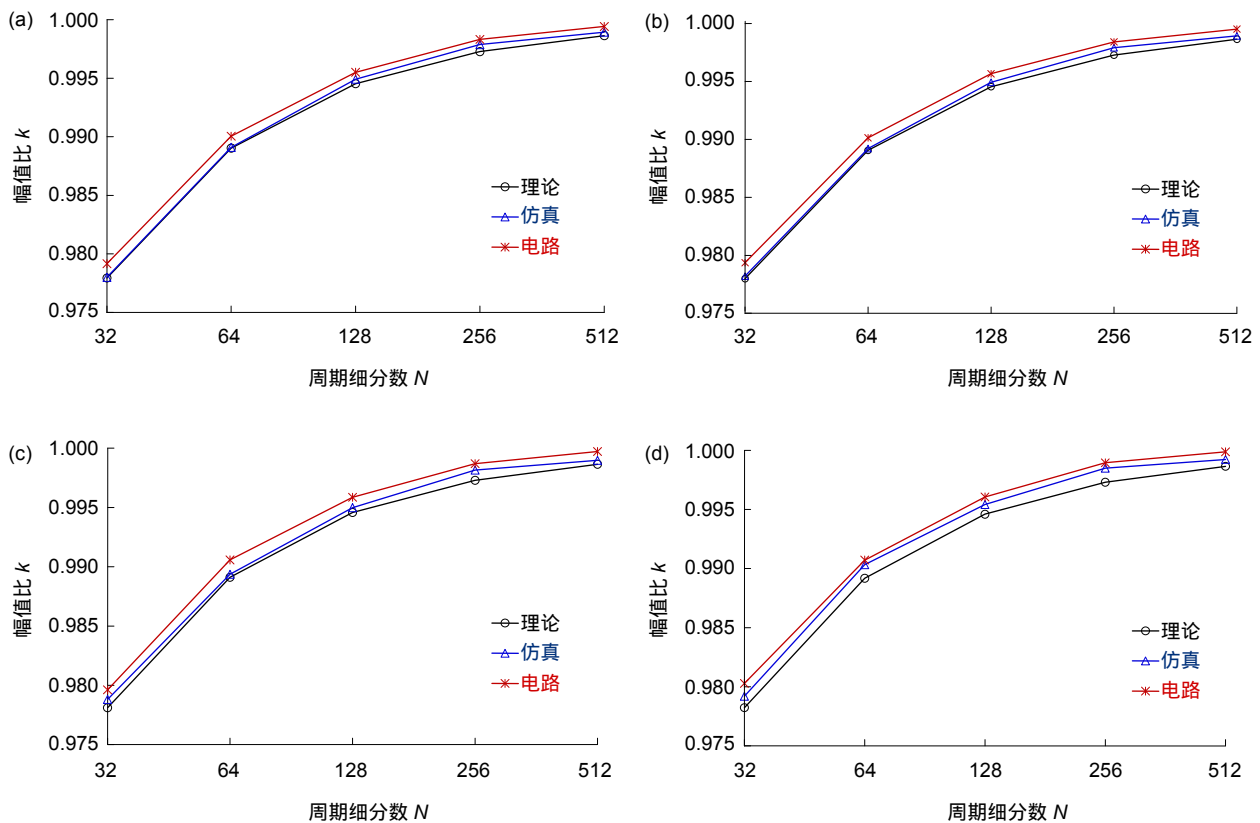


图 7 不同 φ 工况下 N 与 k 的关系. (a) $\varphi=0^\circ$. (b) $\varphi=1^\circ$. (c) $\varphi=3^\circ$. (d) $\varphi=5^\circ$.

Fig. 7 The relationship between N and k under different φ conditions. (a) $\varphi=0^\circ$. (b) $\varphi=1^\circ$. (c) $\varphi=3^\circ$. (d) $\varphi=5^\circ$.

5.2 采样率-细分关系模型实验

实验验证式(33)中非正交偏差 φ 、周期细分数 N 和信号频率与采样率比值 f/f_s 之间的关系模型。设置非正交偏差为 0° 、 1° 、 3° 和 5° 开展实验,在单周期信号的 N 倍细分电路基础上,以整周期内细分不丢失作为判断标准,通过检测有无跳码现象来评价细分电路的精度水平是否达到预设。记录能完成 N 倍细分时 f/f_s 的最大值。设定 N 为 32、64、128、256 和 512,对应实验结果如图 8 所示。

由实验图与数据可见:

- 1) f/f_s 的理论值、仿真值与实验值的趋势一致,且随着 N 的增加 f/f_s 相应减小。在非正交光栅莫尔信号细分系统中,细分倍数越高,信号频率与采样率比值越低。
- 2) 在不同的非正交偏差角度工况下, f/f_s 与 N 的对应关系曲线无显著差异,说明非正交偏差大小对细分算法影响程度低。实验发现,在相同 N 值情况下

不同正交偏差对应的 f/f_s 最大差异为 3.78%,为 $N=512$, $\varphi=5^\circ$ 与 $\varphi=0^\circ$ 的对应偏差量。

3) 由于数字式系统在计算时存在舍入误差,实际电路中 ADC 有效位数低于设定值,因此有:实验值 < 仿真值 < 理论值。

6 总结

本文针对非正交光栅莫尔信号细分方法开展研究,提出系统的电路实现方案,在 FPGA 平台上完成信号的高倍细分。针对电路实现过程中两项关键参数进行数学建模和量化分析,通过实验证明了模型的有效性。研究结果如下:

- 1) 提出了基于信号采集、预处理和细分架构的非正交光栅莫尔信号数字细分的电路实现方案,给出了非正交莫尔信号相位变化量计算公式。
- 2) 建立了莫尔信号幅值偏差与非正交信号细分算法的模型,明确信号幅值比 k 与周期细分数 N 的

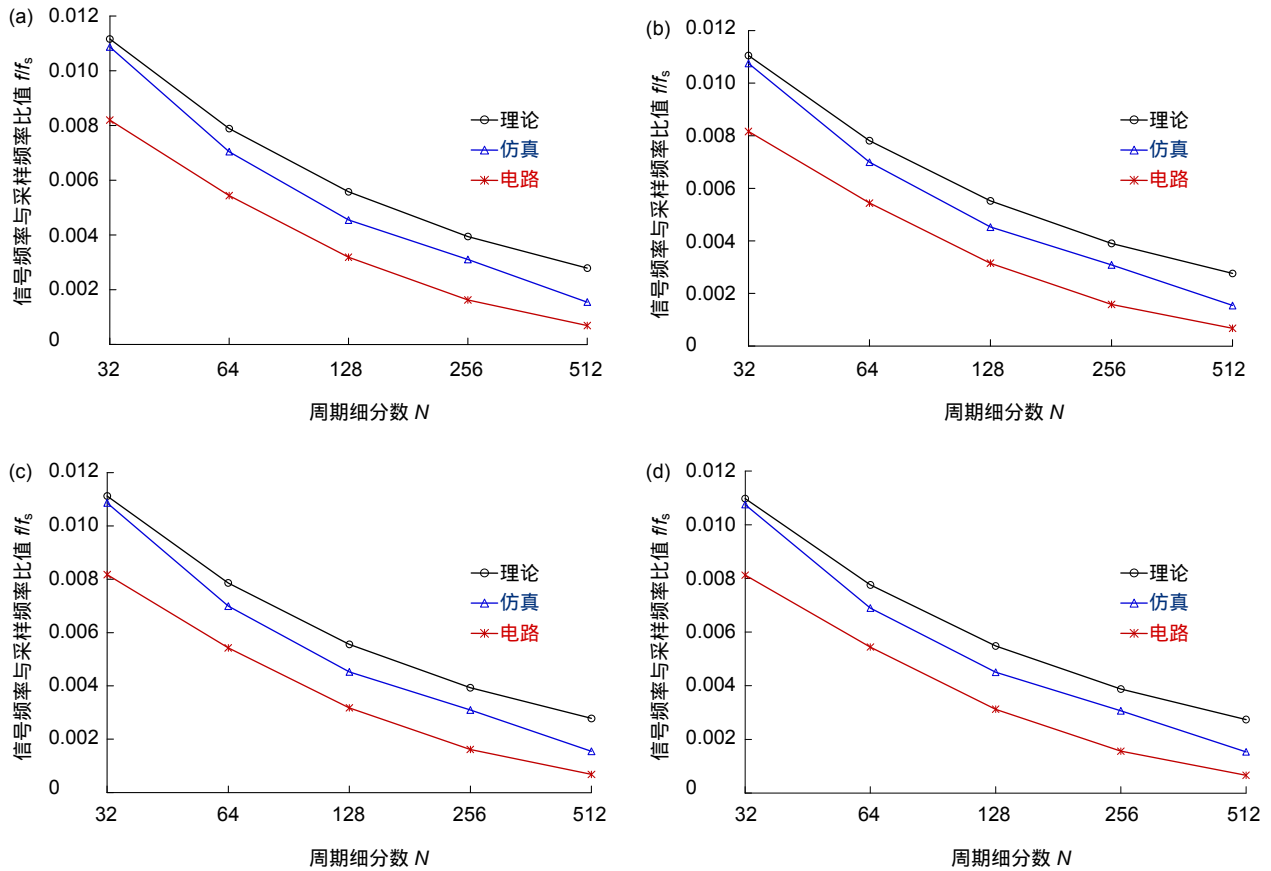


图 8 不同 φ 工况下 N 与 f/f_s 的关系. (a) $\varphi=0^\circ$. (b) $\varphi=1^\circ$. (c) $\varphi=3^\circ$. (d) $\varphi=5^\circ$.
 Fig. 8 The relationship between N and f/f_s under different φ conditions. (a) $\varphi=0^\circ$. (b) $\varphi=1^\circ$. (c) $\varphi=3^\circ$. (d) $\varphi=5^\circ$.

化关系, 实验证明信号幅值偏差补偿要求随细分值增加而逐渐增高的变化规律。

3) 建立了信号频率/采样率与非正交信号细分算法的模型, 明确信号频率与采样率之比 f/f_s 与周期分数 N 的量化关系, 实验证明信号频率与采样率之比随细分值增加而逐渐降低的变化规律。

实验证明, 该方法对实际工况中存在的非正交偏差均具有良好的适应性。研究结果丰富了光栅莫尔信号细分领域的研究内容, 对非正交光栅莫尔信号细分系统的设计与实现具有一定的指导意义和参考价值。

基金项目

2017 年国家质量基础的共性技术研究与应用重点专项(2017YFF0204900)。

参考文献

- He Anguo, Yu Honglin, Zhu Chuanxin, et al. Subdivision and direction judgment of grating Moiré fringes[J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2007, **34**(10): 45–49.
何安国, 喻洪麟, 朱传新, 等. 光栅莫尔条纹细分及辨向方法研究[J]. *光电工程*, 2007, **34**(10): 45–49.
- Guo Yumei, Cui Jinling, Liu Xueyan, et al. Interpolation method of phase-locking Moire fringe[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2007, **39**(9): 1496–1498, 1512.
郭雨梅, 崔晋玲, 刘雪艳, 等. 锁相式莫尔条纹信号细分方法[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2007, **39**(9): 1496–1498, 1512.
- Li Huaiqiong, Chen Qian, Zhuang Xiaodong. A new digital subdividing technique for grating signal and its error analysis[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2001, **15**(3): 71–75.
李怀琼, 陈钱, 庄小栋. 新型光栅信号数字细分技术及其误差分析[J]. *电子测量与仪器学报*, 2001, **15**(3): 71–75.
- Li Hong, Feng Changyou, Ding Linhui. Dynamic evaluation method for interpolation errors in photoelectric encoder[J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2005, **18**(4): 927–930.
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.
- Wang Xianjun. Errors and precision analysis of subdivision signals for photoelectric angle encoders[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2012, **20**(2): 379–386.
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.
- Heydemann P L M. Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers[J]. *Applied Optics*, 1981, **20**(19): 3382–3384.
- Okazaki T. Predistortion amplifier for compensation distortion: 7414470[P]. 2008-08-19.
- Warner M, Krabbendam V, Schumacher G. Adaptive periodic error correction for Heidenhain tape encoders[J]. *Proceedings of SPIE*, 2008, **7012**: 70123N.
- Luo Gang, Xiong Wenzhuo. A method to measure and offset quartering deviation of encoder[J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2008, **21**(11): 1853–1857.
罗刚, 熊文卓. 光电轴角编码器光电信号正交偏差的测量和补偿方法[J]. *传感技术学报*, 2008, **21**(11): 1853–1857.
- Gao Xu, Wan Qiuhua, Zhao Changhai, et al. Real-time compensation of orthogonality deviation for Moire fringe photoelectric signal[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, **22**(1): 213–219.
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.
- Ye Shuliang, Zhang Qian, Zhu Weibin. Study on quadrature error real-time compensation for grating Moiré signal[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, **38**(1): 57–64.
叶树亮, 张潜, 朱维斌. 光栅莫尔信号正交误差实时补偿研究[J]. *仪器仪表学报*, 2017, **38**(1): 57–64.
- Chu Xingchun, Lv Haibao, Du Liebo, et al. Research on subdividing method for random phase difference fringe signals[J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(4): 497–500.
楚兴春, 吕海宝, 杜列波, 等. 任意相位差条纹信号细分方法的研究[J]. *光学学报*, 2005, **25**(4): 497–500.
- Lv Mengjun. Study on electronic subdivision of grating Moiré Fringe[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2008: 24–32.
吕孟军. 光栅莫尔条纹电子学细分技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008: 24–32.
- Lu Shaowu, Tang Xiaoqi, Ma Zelong, et al. Application of CORDIC algorithm in subdivision of grating Moiré fringe[J]. *Process Automation Instrumentation*, 2010, **31**(5): 23–25.
卢少武, 唐小琦, 马泽龙, 等. ORDIC 算法在光栅莫尔条纹细分中的应用[J]. *自动化仪表*, 2010, **31**(5): 23–25.
- Vandenbussche J J, Lee P, Peuteman J. On the accuracy of digital phase sensitive detectors implemented in FPGA technology[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2014, **63**(8): 1926–1936.
- Wang Xiaona, Zhong Yulong, Zhu Weibin, et al. Analysis of the overall quantization error for CORDIC algorithm in grating digital subdivision[J]. *Acta Metrologica Sinica*, 2016, **37**(1): 10–14.
王晓娜, 钟玉龙, 朱维斌, 等. 光栅数字细分的 CORDIC 算法总量化误差分析[J]. *计量学报*, 2016, **37**(1): 10–14.
- Li Jiangguo, Xuan Ming, Wang Yifan. Software compensation method of phase error in Moiré strip division[J]. *Optics and Precision Engineering*, 1995, **3**(1): 69–73.
李江国, 宣明, 王一凡. 莫尔条纹细分中相位误差的软件补偿方法[J]. *光学精密工程*, 1995, **3**(1): 69–73.
- Yu Wenxin, Hu Xiaotang, Zou Ziqiang. A subdivision method with high resolution and high response speed in grating-based nanometrology[J]. *Journal of Tianjin University*, 2002, **35**(1): 1–4.
余文新, 胡小唐, 邹自强. 一种高分辨率和高频响的光栅纳米测量细分方法[J]. *天津大学学报*, 2002, **35**(1): 1–4.