

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107371

# 一种光栅莫尔信号数字锁相细分方法\*

任雪玉<sup>1</sup>, 黄 焱<sup>2,3</sup>, 薛 梓<sup>2</sup>, 王 帆<sup>4</sup>, 朱维斌<sup>1</sup>

(1. 中国计量大学计量测试工程学院 杭州 310018; 2. 浙江大学光学科学与工程学院现代光学仪器国家重点实验室 杭州 310027; 3. 中国计量科学研究院 北京 100029; 4. 上海精密计量测试研究所 上海 201109)

**摘要:**为了保证和提高光栅传感器在动态测量过程中信号细分结果的准确性和实时性,本文提出一种新型的莫尔信号数字锁相细分方法。该方法采用开环结构,根据光栅莫尔信号的实时频率,利用小数分频方法完成对光栅莫尔信号的细分功能;开发了基于现场可编程门阵列(FPGA)的数字锁相细分电路,并对细分实现过程中的电路关键环节进行详细分析;使用自制的细分电路板分别验证了以信号发生器和实际信号为输入的细分算法有效性,并且将改进数字锁相细分方法与传统锁相细分方法进行细分效果对比,实验结果证明,本文设计的数字锁相细分算法能够在更高的莫尔信号频率和频率变化率情况下完成细分功能,因而能够更好的应用于动态测量场合。

**关键词:**数字细分;锁相环;莫尔信号;现场可编程门阵列

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

## A digital phase-locking subdivision method for grating Moiré signal

Ren Xueyu<sup>1</sup>, Huang Yao<sup>2,3</sup>, Xue Zi<sup>2</sup>, Wang Fan<sup>4</sup>, Zhu Weibin<sup>1</sup>

(1. School of Metrology and Measurement Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China;  
2. State Key Laboratory of Modern Optical Instrumentation, College of Optical Science and Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China; 3. National Institute of Metrology, Beijing 100029, China;  
4. Shanghai Precision Metrology & Test Research Institute, Shanghai 201109, China)

**Abstract:** In order to ensure and improve the accuracy and real-time performance of the signal subdivision results of grating sensor in dynamic measurement process, in this paper, a new digital phase-locking subdivision method for Moiré signal is proposed. This method adopts an open-loop structure, and according to the real-time frequency of the grating Moiré signal, subdivision function of the grating Moiré signal is completed adopting fractional frequency division method. An FPGA-based modified digital phase-locking subdivision circuit was developed, and the key links of the circuit in the process of subdivision were analyzed. The effectiveness of the subdivision algorithm was verified using the homemade subdivision circuit board with the signal generator and actual signal as input, and the modified digital phase-locking subdivision method was compared with the traditional phase-locking subdivision method in subdivision effect. The experiment results show that the digital phase-locking subdivision algorithm designed in this paper can complete the subdivision function in the case of higher Moiré signal frequency and frequency change rate, so it can be better applied to dynamic measurement occasions.

**Keywords:** digital subdivision; phase-locked loop; Moiré signal; field programmable gate array

## 0 引 言

光栅式传感器是测量直线位移和整圆角位移的测量传感器,广泛应用于精密工程、航天航空、三坐标测量、角

度测量标准器等精密测量领域<sup>[1-3]</sup>。

目前精密测量领域,对分辨率及测量精度的要求越来越高,但是光栅式传感器的分辨率取决于光栅器件上的栅线数,提高光栅栅线数的制作工艺成本和技术受到限制,因此,对光栅莫尔条纹信号进行细分是提高分辨率

收稿日期:2021-01-12 Received Date: 2021-01-12

\* 基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFF0204901)、国家质量监督检验检疫总局科技计划项目(2016QK189)资助

的主要途径<sup>[4-5]</sup>。

莫尔信号细分方法分为机械细分方法、光学细分方法和电子学细分方法三大类,其中电子学细分方法精度高,集成度高等优点,得到了广泛的应用。电子学细分方法主要有幅值分割细分、载波调制细分、锁相倍频细分等方法。幅值分割细分法和载波调制细分法对信号质量要求高、正交性要求严格,且实现过程中硬件电路复杂、需要对信号进行预处理,否则影响测量精度。锁相倍频细分法不仅对输入信号波形没有要求,而且电路结构比较简单,易于实现<sup>[6-8]</sup>。

国内外机构均开展了光栅莫尔信号细分的研究并获得相关成果。Tan 等<sup>[9]</sup>提出基于查找表技术(Look-up table, LUT)的高倍细分方案,是通过求解原始信号的高阶细分信号值,再通过 LUT 方法查表输出预先存储的高阶细分信号,实现实时高速 1 024 倍细分,但需要消耗大量的内存资源;冯英翹等<sup>[10-11]</sup>利用离散傅里叶变换分析信号中直流分量、幅值、相位和谐波分量的误差参数,通过误差补偿将原来非标准正弦/余弦信号修正成标准正弦/余弦信号,在对光栅莫尔信号 256 倍细分时,实现将小型光电编码器细分峰值误差由 160"减小到 48",从而提高其光栅信号细分误差,但是参数求解算法复杂且现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)资源占用量大。陈自然等<sup>[12]</sup>提出一种基于时空域变换和动态预测的光栅信号细分方法,实验结果表明细分倍数为 400 和 800 时的角位移细分误差均为 $\pm 1.2''$ ,但是光栅运动加速度及其变化率越大,细分误差越大。以上细分方法在测量过程中,对光栅莫尔信号的质量以及硬件电路采集能力以及内存资源要求极高。因此,郭雨梅等<sup>[13]</sup>提出新型数字锁相细分技术,通过确定输入信号的频率范围和细分倍频,计算出分频因子并建立查找表,压控振荡器根据地址查找到分频因子后输出倍频信号,实验结果表明该方法可对 9~11 kHz 内的信号实现 200 倍细分。但是该方法必须提前确定输入信号范围,而且当输入信号频率范围越大时,查找表越大,导致 FPGA 资源占用量大。

本文提出一种能够对运动中光栅传感器输出的莫尔信号进行细分的改进数字锁相细分方法;在 FPGA 平台设计完成数字细分算法的电路开发,对数字电路中的小数分频模块和控制字调节模块进行分析;实验证明改进数字锁相倍频细分方法能够在动态测量中对光栅莫尔信号实现细分。

## 1 光栅莫尔信号锁相细分原理

### 1.1 光栅莫尔信号原理

光栅测量系统如图 1 所示,主要由光源、光学系统、指示光栅、光栅码盘及光电接收器组成。光栅码盘和指

示光栅组成一对光栅副。两块光栅栅距相同且沿刻线方向以一定角度重叠<sup>[14]</sup>。

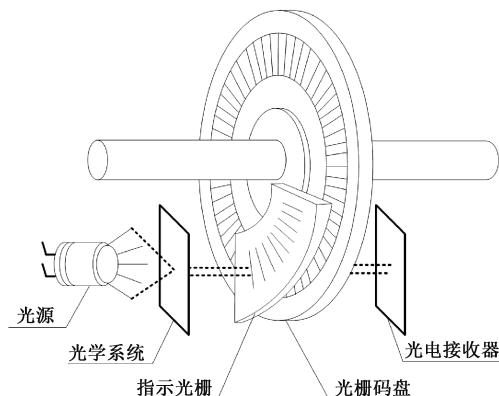


图 1 光栅测量系统结构

Fig. 1 Structure of the grating measurement system

在测量过程中,光栅码盘与指示光栅之间相对运动一个栅距  $W$ ,产生一个莫尔条纹,光电接收器将莫尔条纹光信号转换为电信号,得到正弦规律变化的光栅莫尔信号为:

$$u(x) = U \sin\theta(x) \quad (1)$$

式中:  $U$  为幅值;  $\theta$  是光栅莫尔信号的相位值;且  $\theta = 2\pi x/W$ ,  $x$  为光栅位移。因此,光栅莫尔信号变化周期数与光栅位移的栅距数同步,对单周期内的光栅莫尔信号进行数字细分,可以进一步提高光栅测量系统测量分辨率,从而提高空间角度测量精度<sup>[15]</sup>。

### 1.2 数字锁相细分原理

数字锁相细分原理如图 2 所示,主要由鉴相器、数字环路滤波器、数控振荡器和分频器组成<sup>[16]</sup>。

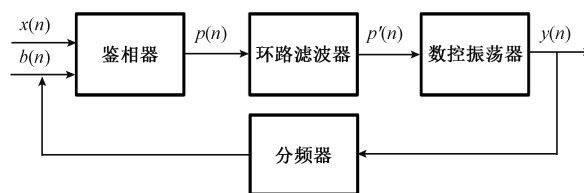


图 2 数字锁相细分原理

Fig. 2 Principle of digital phase-locked subdivision

由图 2 可知,若输入信号  $x(n)$  的频率为  $f_i$ ,根据细分要求,则系统输出信号  $y(n)$  的信号频率  $f_o$  为:

$$f_o = N f_i \quad (2)$$

式中:  $N$  为细分倍率。

鉴相器检测  $x(n)$  与反馈信号  $b(n)$  之间的相位差,输出方波脉冲信号  $p(n)$ ,脉冲宽度  $P$  与相位差大小成正比,即:

$$P = K_d \theta \quad (3)$$

式中: $\theta$ 表示反馈信号与输入信号的相位差; $K_d$ 为鉴相器增益,为常数。

为了消除信号中高频噪声的影响,方波脉冲信号 $p(n)$ 输入数字环路滤波器,输出信号 $p'(n)$ :

$$p'(n) = h(n) \otimes p(n) \quad (4)$$

式中: $h(n)$ 为数字环路滤波器的脉冲响应函数; $p'(n)$ 的脉冲宽度为 $P'$ 。

数字环路滤波器的输出信号 $p'(n)$ 输入数控振荡器,决定着数控振荡器输出信号 $y(n)$ 的频率 $f_o$ :

$$f_o = Nf_i + K_o P' = f_c + K_o P' \quad (5)$$

式中: $K_o$ 为数控振荡器增益; $f_c = Nf_i$ 为数控振荡器的中心频率。

系统输出信号 $y(n)$ 的频率经过 $N$ 分频器后,反馈到输入端,形成闭环控制结构。反馈信号 $b(n)$ 的频率为:

$$f_o = \frac{f_i}{N} \quad (6)$$

当输入信号频率稳定不变时,通过闭环调节,输入信号与反馈信号间的相位趋向于0,即 $P' = 0$ ,系统环路稳定时输出信号 $y(n)$ 的频率稳定在中心频率 $f_c$ 上,根据式(6)可知,系统完成 $N$ 倍细分功能。

闭环结构虽然能够在输入信号稳定不变情况下达到良好的细分效果,但是环路锁定需要较长的获取时间,并且环路滤波器设置的带宽会限制输入信号频率的带宽。因此,图2所示的传统数字锁相倍频细分方法将不能够对大量程光栅测量系统传感器输出的光栅莫尔信号实现高频响的锁相细分。

## 2 改进数字锁相细分原理

针对大量程光栅测量系统传感器输出信号的特点和细分需求,采用开环结构改进数字锁相倍频细分方法,利用对高频时钟信号频率 $f_{clk}$ 的分频来实现大带宽、高速率信号的细分功能。改进型数字锁相细分原理如图3所示。

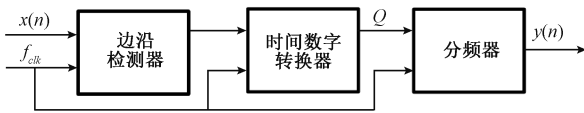


图3 改进数字锁相细分原理

Fig. 3 Principle of the modified digital phase locked subdivision

由图3可知,改进的锁相细分系统由边沿检测器、时间数字转换器和分频器构成。边沿检测器判断输入信号 $x(n)$ 的周期起始时刻,时间数字转换器利用系统高频时钟 $f_{clk}$ 对 $x(n)$ 的周期进行量化,量化值为:

$$Q = \text{int}\left(\frac{f_{clk}}{f_i}\right) \quad (7)$$

式中: $\text{int}(\cdot)$ 为向下取整函数。

根据输入的量化值 $Q$ ,计算出时钟分频因子为:

$$C = \frac{Q}{N} \quad (8)$$

分频器根据时钟分频因子对 $f_{clk}$ 进行直接分频,输出信号 $y(n)$ 的频率为:

$$f_o = \frac{f_{clk}}{C} \quad (9)$$

将式(7)和(8)带入式(9),由于 $f_{clk} \gg f_i$ ,可得 $f_o = Nf_i$ ,实现对输入信号的 $N$ 倍细分。

改进锁相细分方法根据输入信号周期检测和量化结果,直接对 $f_{clk}$ 进行分频,细分系统为开环结构,因此能够保证对输入信号快速变化的适用性。

在动态测量过程中,当输入信号 $x(n)$ 的频率 $f_i$ 是连续变化时,由于 $Q$ 和 $N$ 都为整数,由式(8)可知,时钟分频因子 $C$ 不能保证始终为整数。另一方面,分频器只能完成整数分频功能,因此图3所示的结构在实现环节存在困难。为了克服上述问题,将小数分频方法引入改进锁相细分方法,小数分频方法原理如图4所示。



图4 小数分频方法原理

Fig. 4 Principle of fractional frequency division method

小数分频方法利用整数频率控制字的相互组合实现小数分频功能。由图4可知,方法通过小数分频算法、频率控制字调节算法和分频器3个环节实现。小数分频算法根据量化值 $Q$ ,得出与输入信号相对应的整数频率控制字 $M$ 、 $M+1$ 以及对应频率的周期个数 $k_1$ 、 $k_2$ ;频率控制字调节算法通过比较周期个数 $k_1$ 、 $k_2$ 大小,调整频率控制字输出先后顺序;分频器对高频时钟信号 $F_{clk}$ 进行 $M$ 或者 $M+1$ 整数分频,得到倍频后的输出信号。

小数分频可以保证输出信号跟随输入信号频率 $f_i$ 变化而变化,其小数分频算法和频率控制字调节算法是核心和关键。

### 2.1 小数分频算法

小数分频算法根据输入信号频率确定对应的整数频率控制字,以及对应的频率周期个数。如图4中所示,小数分频方法根据整数频率控制字 $M$ 或 $M+1$ 对 $f_{clk}$ 进行分频实现细分。根据式(8)将整数频率控制字 $M$ 定义为:

$$\begin{cases} M = \text{int}\left(\frac{Q}{N}\right) \\ M \leq C = \frac{Q}{N} \leq M + 1 \end{cases} \quad (10)$$

根据输入信号频率量化值 $Q$ 和数字细分倍率 $N$ ,能够确定与输入信号频率相对应的整数频率控制字 $M$ 和

$M+1$ , 与之对应频率为:

$$\begin{cases} f_M = \frac{f_{clk}}{M} \\ f_{M+1} = \frac{f_{clk}}{M+1} \end{cases} \quad (11)$$

对于  $N$  倍细分任务, 在输入信号  $x(n)$  的一个周期  $T_i$  内, 有  $N$  个周期为  $T_o$  的输出信号  $y(n)$ , 即  $T_i = NT_o$ 。当输入信号  $x(n)$  的频率  $f_i$  连续变化时,  $T_i$  大小也随之变化, 分频器输出的单一频率难以保证其  $N$  个周期正好等于一个周期  $T_i$ , 因此采用在  $T_i$  时间内输出  $k_1$  个周期  $f_M$  信号和  $k_2$  个周期  $f_{M+1}$  信号, 且  $k_1+k_2=N$ , 达到小数分频效果。即:

$$T_i = NT_o = k_1 T_M + k_2 T_{M+1} \quad (12)$$

式中:  $T_M = 1/f_M, T_{M+1} = 1/f_{M+1}$ 。

把式(9)和(11)代入式(12), 化简得:

$$k_1 M + k_2 (M + 1) = Q \quad (13)$$

式(13)中, 所有变量均为整数, 因此选择合适的  $M$ 、 $M+1$ 、 $k_1$ 、 $k_2$  取值, 即可以完成任意频率输入信号的  $N$  倍细分, 实现任意输入信号的小数分频等价效果。

### 2.2 频率控制字调节算法

理想的  $N$  倍细分, 会在输入信号一个周期  $T_i$  时间内, 均匀输出  $N$  个周期为  $T_o$  信号, 但是小数分频算法形成了两个频率  $f_M$  和  $f_{M+1}$ , 因此不可避免会造成系统误差。

当  $f_i = 14$  kHz,  $f_{clk} = 100$  MHz,  $N = 8$  时,  $Q = \text{int}(100\,000/14)$ ,  $C$  不为整数, 需要小数分频, 根据式(10)和(13)得  $M = 892$ 、 $M+1 = 893$ 、 $k_1 = 2$ 、 $k_2 = 6$  则细分效果如图5所示。

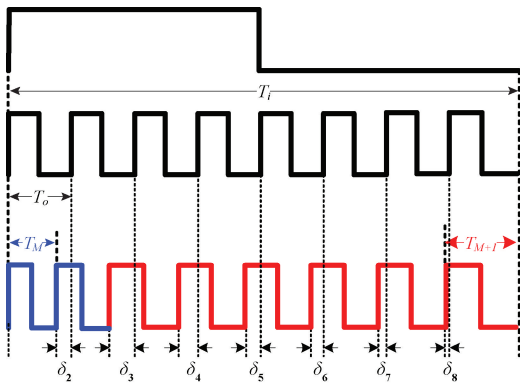


图5 小数分频算法细分效果

Fig. 5 The subdivision effect of fractional frequency division algorithm

由图5可知, 在  $T_i$  时间内, 小数分频细分输出了2个周期为  $T_M$  信号和6个周期为  $T_{M+1}$  信号, 虽然仍保证了8个细分输出, 但是由于8个细分输出信号周期不是均匀的, 因此每个输出周期时间均与理想输出之间存在差

异, 该差异即为小数分频算法引入的误差, 记为  $\delta_i$ 。

为降低小数分频算法引入的系统误差, 频率控制字调节算法通过分组方式调整各个周期信号的输出顺序, 以提高动态测量细分精度。频率控制字调节算法流程如图6所示。

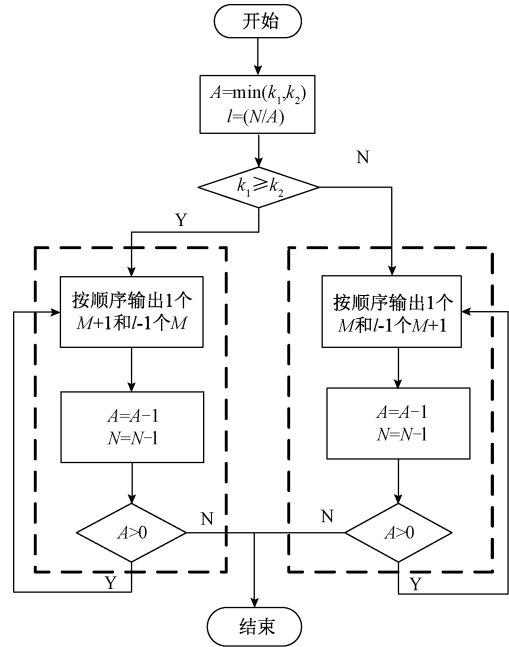


图6 频率控制字调节算法流程

Fig. 6 Flow of frequency control word regulation algorithm

首先通过比较  $k_1$ 、 $k_2$  的大小, 确定在一个  $T_i$  周期内, 输出的频率控制字分为几组输出, 输出组数  $A$  为:

$$A = \min(k_1, k_2) \quad (14)$$

每组输出的控制字数  $l$  为:

$$l = \frac{N}{A} \quad (15)$$

以  $k_1 < k_2$  为例, 频率控制字调节算法将频率控制字分为了  $A = k_1$  组, 每组按顺序输出1个  $M$  和  $l-1$  个  $M+1$ , 保证  $T_i$  时间内输出  $N$  个整数频率控制字。

以图5对应工况进行说明, 已知  $N = 8$ 、 $k_1 = 2$ 、 $k_2 = 6$ , 在频率控制字调节算法中, 根据式(14)和(15)得,  $A = 2$ 、 $l = 4$ , 即将8个频率控制字分为  $A = 2$  组, 每组按顺序输出1个  $M$  和3个  $M+1$ 。频率控制字调节算法使用后的细分效果如图7所示。

由图7可见, 在一个输入信号周期时间内, 2个周期为  $T_M$  信号和6个周期为  $T_{M+1}$  信号的输出顺序被改变, 每个输出周期时间与理想输出之间误差, 记做  $\varepsilon_i$ , 随着改变。调整前后的误差如图8所示。

由图8可知, 频率控制字调节算法使用后系统误差  $\varepsilon_i$  明显减小。因此采用了小数分频和频率控制字调节算



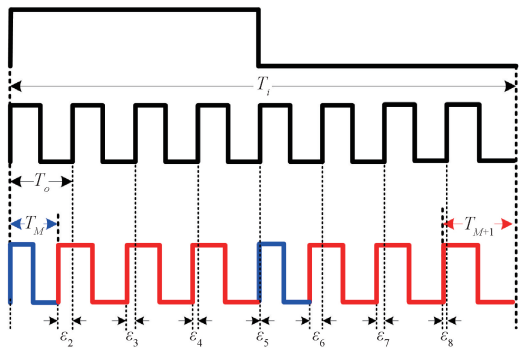


图 7 使用频率控制字调节算法后细分效果

Fig. 7 Subdivision effect after using frequency control word adjustment algorithm

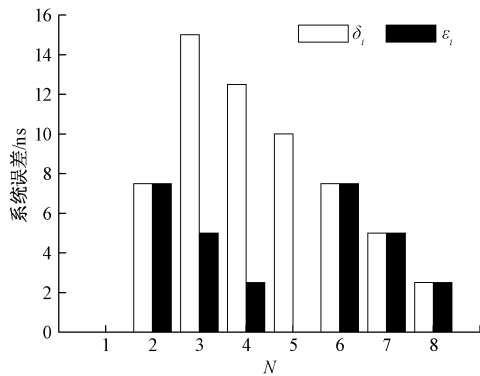


图 8 使用频率控制字调节前后系统误差对比图

Fig. 8 Comparison diagram of the system errors before and after using frequency control word adjustment algorithm

法的改进数字锁相倍频细分方法,不仅可以适应频率变化范围广泛的输入信号,而且能够保证细分精度。

### 3 锁相细分方法的 FPGA 电路

为保证数字细分电路的实时性和快速性,在 FPGA 平台上实现改进数字锁相细分电路的设计。基于改进数字锁相细分方法的莫尔信号细分处理整体电路框图如图 9 所示。

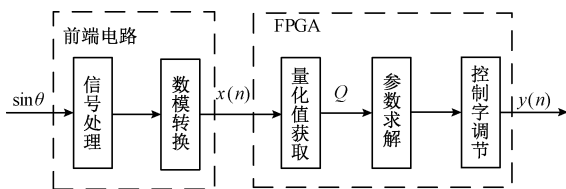


图 9 数字细分系统电路框图

Fig. 9 Circuit block diagram of the digital subdivision system

如图 9 所示,改进数字锁相细分系统主要由信号处

理、数模转换、量化值获取、参数求解和控制字调节 5 个部分组成。前端电路中的信号处理和数模转换是放大微弱莫尔信号和采集信号的常用手段,本文不予详细讨论。数字电路中的量化值获取模块利用边沿检测器和计数器对输入信号进行量化得到量化值  $Q$ , 数字电路设计简单,因此,本文仅对参数求解和控制字调节模块功能的实现进行分析。

#### 3.1 参数求解

参数求解模块利用并行结构对系统参数  $M$ 、 $M+1$ 、 $k_1$ 、 $k_2$ 、 $A$ 、 $l$  进行计算,其在 FPGA 数字电路中包含取余器、除法器、加法器、减法器、比较器等多个部分组成,结构框图如图 10 所示。

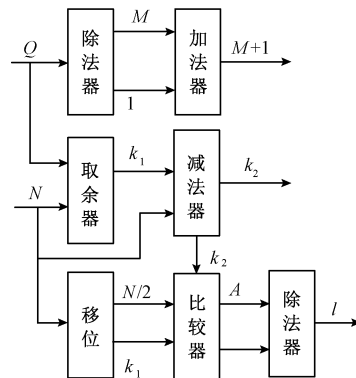


图 10 参数求解电路框图

Fig. 10 Circuit block diagram of parameter solving

为提高动态实时性,降低输出信号系统时钟延时,参数求解过程中,在保证计算精度的前提下,使用并行结构,优化参数计算流程,完成系统参数的求解。

根据量化值获取模块得到的量化值  $Q$ ,按照式(10),利用除法和加法器完成对参数  $M$  和  $M+1$  的计算。在求解参数  $k_2$  时,将  $k_1+k_2=N$  代入式(13)化简得:

$$k_2 = Q - NM \quad (16)$$

将式(10)代入式(16)化简得:

$$k_2 = \text{mod}(Q, N) \quad (17)$$

式中:  $\text{mod}$ (被除数,除数)为取余函数。

由于  $N$  为 2 的次幂函数,若按照式(16)计算  $k_2$  时,需要用到乘法器和减法器,但是按照式(17)计算  $k_2$  时,仅需要取余器。

由式(14)可知,在求解参数  $A$  之前需要得到参数  $k_1$ 、 $k_2$  的值,才能比较  $k_1$  和  $k_2$  的大小,得到参数  $A$  值。

为减少参数求解过程中的系统延时,如图 10 所示,在求解  $k_1$  和  $k_2$  的同时,通过移位得到  $N/2$  的值,然后通过比较器,比较  $N/2$  与  $k_1$  的大小,若  $N/2 > k_1$  的,则  $A = k_2$ ,若  $N/2 < k_1$  的,则  $A = k_1$ 。

虽然优化过程中,增加移位模块,但是移位模块几乎不占用 FPGA 资源,优化后的并行结构减少系统时钟的

延时,因此,得到参数求解模块优化前后 FPGA 资源使用情况以及系统延时情况,如表 1 所示。

表 1 优化前后电路使用的 FPGA 资源

Table 1 FPGA resources used in the circuit before and after optimization

参数求解	求解 $k_2$ 系统时钟延时	求解 $A$ 系统时钟延时	LE
优化前	3	3	425
优化后	1	1	425

由表 1 可知,优化后 FPGA 资源没有增加,且参数计算过程中系统时钟延时明显减少,从而保证动态测量过程中细分后输出信号的实时性。

### 3.2 控制字调节

控制字调节模块根据参数求解模块输出的计算结果,调节  $M$  和  $M+1$  的输出顺序,其在 FPGA 数字电路中包含多路选择器、状态机、计数器 3 个部分组成,结构框图如图 11 所示。

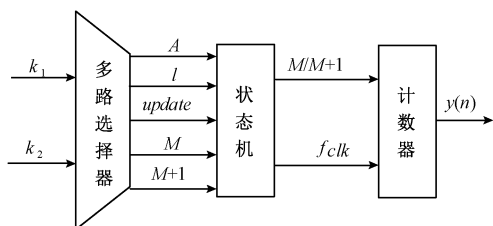


图 11 控制字调节模块电路框图

Fig. 11 Circuit block diagram of the control word adjustment module

状态机输出给计数器  $M$  或  $M+1$  顺序的准确性,直接影响细分结果的精度,因此,为消除组合逻辑输出的不稳定和毛刺隐患,使用同步寄存器输出,选择三段式状态机,状态机工作模拟图如图 12 所示。

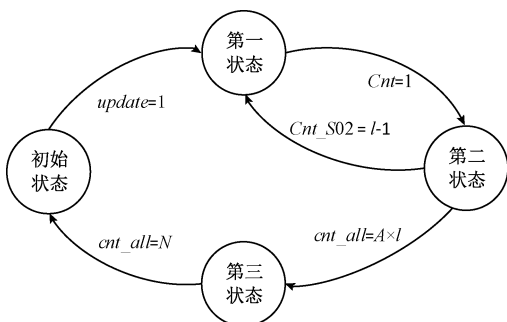


图 12 状态机工作模拟图

Fig. 12 The working simulation diagram of the state machine

如图 12 所示,状态机由初始状态 ( $initial\_state$ )、第一状态 ( $S01$ )、第二状态 ( $S02$ ) 和第三状态 ( $S11$ ) 4 种状

态组成。以  $k_1 > k_2$  为例,  $initial\_state$  为初始状态,当  $update$  为高电平时,状态机跳转到  $S01$  状态,此时输出一个  $M+1$ ,变量  $Cnt$  和  $cnt\_all$  开始同步计数;当  $Cnt=1$  时,更新变量  $Cnt=0$ ,同时状态从  $S01$  跳转到  $S02$ ,此时输出  $l-1$  个频率控制字  $M$ ,每输出一个频率控制字,变量  $Cnt\_S02$  和  $cnt\_all$  同步累加计数;当  $Cnt\_S02=l-1$  时,更新变量  $Cnt\_S02=0$ ,同时状态从  $S02$  跳转到  $S01$ ,此时一组频率控制字输出完成,如此循环。当  $cnt\_all=A \times l$  时,输出  $A$  组频率控制字,状态从  $S02$  跳转到  $S11$ ,当  $cnt\_all=N$  时,状态从  $S11$  跳转到  $initial\_state$ 。

## 4 实验与数据分析

### 4.1 细分方法的功能验证及误差分析

为证明改进数字锁相倍频细分方法的有效性,使用实验室自制基于 FPGA 芯片的动态细分电路展开实验,电路板如图 13 所示,其中选用采样率为  $40 \text{ MSa/s}$ 、12 位的 ADC 芯片获取光栅莫尔条纹光电信号电路中,选用 Altera 公司 EP4CE115F29C7 作为处理算法加载芯片,ISSIs 公司 IS42S16320B 为动态采集存储芯片。

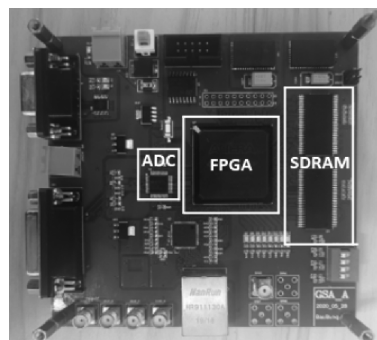


图 13 实验室自制电路板

Fig. 13 The homemade electronic board in the laboratory

选用 RIGOL DG4162 信号发生器模拟传感器输出光栅莫尔信号,信号频率变化规律分为 3 个阶段,第①阶段为恒频,频率为  $100 \text{ kHz}$ ,第②阶段为线性变频,频率范围为  $100 \text{ kHz} \sim 1 \text{ MHz}$ ,频率变化率为  $90 \text{ MHz/s}$ ,第③阶段为恒频,频率为  $1 \text{ MHz}$ 。

在电路中设定  $f_{clk} = 200 \text{ MHz}$ ,  $N = 8$ ,同时对  $f_i$  和  $f_o$  进行数据采集并上传至上位机,在 Matlab 中分析得到输入信号周期个数  $Cnt_i$  和输出信号周期个数  $Cnt_o$  与时间对应关系,如图 14 所示。

1) 当  $f_i$  为恒频时,随着时间的增加,  $Cnt_i$  和  $Cnt_o$  线性增加;当  $f_i$  为线性变频时,随着时间的增加,  $Cnt_i$  和  $Cnt_o$  呈现二次函数趋势增加。因此,改进数字锁相倍频细分方法可以实现对频率变化范围广泛的莫尔信号进行细分。

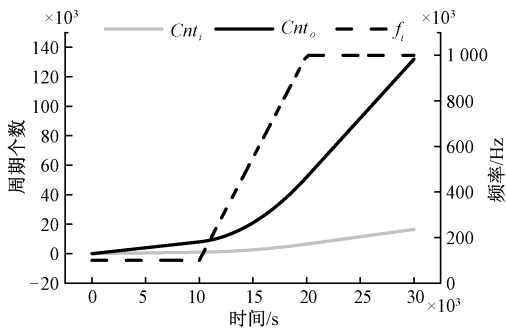


图 14  $Cnt_i$  和  $Cnt_o$  的关系

Fig. 14 The relationship between  $Cnt_i$  and  $Cnt_o$ .

2) 在 3 个频率变化时刻进行验证,  $t = 10.0 \text{ ms}$  时,  $Cnt_i = 1\ 000$ ,  $Cnt_o = 8\ 000$ ;  $t = 20.0 \text{ ms}$  时,  $Cnt_i = 6\ 487$ ,  $Cnt_o = 51\ 896$ ;  $t = 30.0 \text{ ms}$  时,  $Cnt_i = 16\ 487$ ,  $Cnt_o = 131\ 896$ ; 均满足  $f_o = 8f_i$ , 改进数字锁相倍频细分方法可实现对莫尔信号的  $N$  倍细分功能。

为更加准确分析改进数字锁相细分方法的细分误差, 利用 MATLAB 产生不同转速下光栅莫尔信号, 第 1 阶段为匀速, 转速为  $21.9^\circ/\text{s}$ , 对应信号频率为  $1 \text{ kHz}$ ; 第 2 阶段为匀加速阶段, 加速度为  $17.6^\circ/\text{s}^2$ , 对应信号频率范围为  $1 \sim 1.8 \text{ kHz}$ , 频率变化率为  $8 \text{ kHz}/\text{s}^2$ , 第 3 阶段为匀速, 转速为  $39.5^\circ/\text{s}$ , 对应信号频率为  $1.8 \text{ kHz}$ 。

在数字电路中设置  $f_{clk} = 200 \text{ MHz}$ ,  $N = 128$ , 获取 3 种不同转速情况下的细分结果绘制的细分误差曲线如图 15 所示。

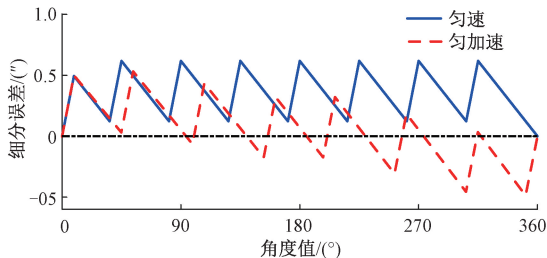


图 15 不同转速下的细分误差

Fig. 15 Subdivision errors under different rotation speeds

由图 15 可知, 匀速运动情况下, 细分误差在  $0'' \sim 0.61''$  以内。在匀加速的情况下, 随着光栅转速的增加, 光栅莫尔信号经过处理后的方波占空比不为  $50\%$ , 因此单周期内细分值会超前或者滞后, 进而细分误差在  $\pm 0.52''$  以内。

综上所述, 细分倍率  $N = 128$  时, 改进数字锁相细分方法的细分误差小于  $\pm 0.61''$ , 细分误差先增加后减小的变化规律与图 7 整数频率控制字调节算法结论一致。

#### 4.2 与传统数字锁相细分方法对比

选择传统数字锁相倍频细分法作为比对对象。选取  $N = 16$ ,  $f_i = 0.5 \text{ MHz}$ ,  $f_{clk} = 200 \text{ MHz}$  的实验工况。在动态

细分电路中分别施加传统数字锁相倍频细分算法和改进数字锁相倍频细分算法, 实验得到参数如表 2 所示。

表 2 传统数字锁相环细分系统与改进锁相环细分系统参数对比

Table 2 Parameter comparison between traditional DPLL subdivision system and modified DPLL subdivision system

参数	传统数字锁相细分方法	改进数字锁相细分方法
输入信号最大频率 $f_{\max}/\text{MHz}$	0.58	0.893 3
输入信号最大频率变化率 $df_{\max}/(\text{MHz}\cdot\text{s}^{-1})$	0	3 029.755 8
环路锁定时间/ns	28 446	10
LE 资源	71	425

由表 2 中的数据可知:

1) 传统数字锁相倍频细分方法由于闭环结构的限制, 当  $f_i = 0.5 \text{ MHz}$  时, 仅能对  $f_i \in (0.441 7 \sim 0.58 \text{ MHz})$  内的信号实现细分功能, 输入信号频率变化率  $df_{\max}$  近似为 0。因此传统数字锁相倍频细分方法仅能对中心频率上下波动范围内的信号进行细分, 不能对频率变化范围广泛的信号进行细分, 且需要经过  $28\ 446 \text{ ns}$  后才能稳定输出信号  $y(n)$ , 存在较大时间延时。

2) 改进数字锁相倍频细分方法中, 当  $f_i = 0.5 \text{ MHz}$  时,  $df_{\max} = 3\ 029.755 8 \text{ MHz}/\text{s}$ , 且输出延迟仅需  $10 \text{ ns}$ 。因此, 改进后该方法不仅适用于频率变化带宽大、速率快的信号, 而且能够保证测量结果的实时输出。

3) 在硬件资源占用方面, 改进细分方法 LE 资源数虽然会增加, 但是, 与 FPGA 芯片的整体 LE 资源相比 (EP4CE115F29C7 中的 LE 资源数量为  $114\ 480$ ), 芯片整体 LE 资源百分比并没有很大改变, 因此 LE 资源增加不会对硬件电路构成很大的影响。

#### 4.3 光栅数字细分实验

为验证动态测量过程中, 改进数字锁相细分算法的整圆周细分功能的有效性, 以中国计量科学研究院研制的自校准角度编码器为实验转台进行测试, 其中使用的主要仪器规格如表 3 所示。

表 3 主要仪器的规格

Table 3 Specifications of the main instruments

仪器	型号(厂家)	规格
光栅码盘	R10851-HD (MicroE system)	16384CPR 栅距: $20 \mu\text{m}$
光电编码器	Mercury™ 1 000's sensor (MicroE system)	Rotary: $\text{Up to } \pm 2.1'' (\text{arcsec})$
	Mercury™ 3 000's sensor (MicroE system)	Rotary: $\text{Up to } \pm 2.1'' (\text{arcsec})$

当转台转动时, M3000 光电编码器作为基准装置, 该编码器可以实现光栅莫尔信号的 1 024 倍细分, 计数电路板中对 M3000 光电编码器输出方波脉冲进行计数, 在动态细分电路板中施加改进锁相细分算法, 对 M1000 光电编码器输出的光栅莫尔信号进行 128 倍细分, 整体实验装置图, 如图 16 所示。

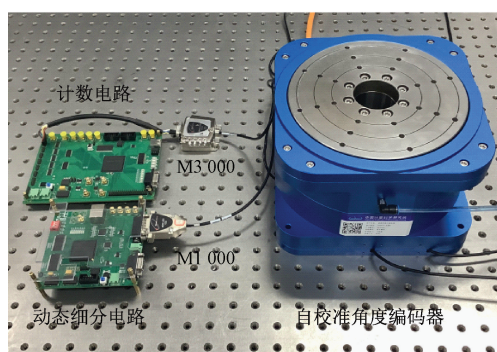


图 16 实验装置

Fig. 16 The experiment setup

以 R10851-HD 圆光栅自带的 Z 信号作为整圆周结束的标志位, 记录不同转速下转台整圆周的细分度, 如表 4 所示。

表 4 不同转速下转台整圆周细分结果

Table 4 Subdivision results of the turntable for the whole circle under different speeds

转速	整圆周数	M3000	锁相细分
33°/s	1	16 777 216	2 097 152
	3	50 331 648	6 291 456
	5	83 886 080	10 485 760
66°/s	1	16 777 216	2 097 152
	3	50 331 648	6 291 456
	5	83 886 080	10 485 760
100°/s	1	16 777 216	2 097 152
	3	50 331 648	6 291 456
	5	83 886 080	10 485 760

由表 3 可知, 不同转速下, 转台每旋转一周, 改进数字锁相细分电路输出 2 097 152 个细分脉冲, 与 M3000 编码器的 1 024 细分结果比值恒为 8, 实现不同转速下光栅莫尔信号的 128 倍细分。

## 5 结 论

本文提出一种改进数字锁相细分方法并详细分析其中小数分频算法以及频率控制字调节算法能够实现小数分频降低系统误差的原因。开发了基于 FPGA 的数字锁相细分电路, 优化参数求解模块的电路设计, 重点分析控制字调节模块状态机的设置。实验证明改进数字锁相倍频细分方法能够对不同转速下的光栅莫尔信号实现 128 倍细分, 细分误差为  $\pm 0.61''$ 。相比传统数字锁相倍频细分方法, 改进数字锁相倍频细分方法能够对频率范围更加广泛的信号实现细分功能, 具有实际良好的应用价值。

## 参考文献

- [1] HUANG Y, XUE Z, QIAO D. Study on the performance of self-calibration angle encoder[C]. Proceedings of the SPIE, 2016, 9684: 96840.
- [2] CHEN G. Improving the angle measurement accuracy of circular grating[J]. Review of Scientific Instruments, 2020, 91(6):065108.
- [3] 郭瑞, 罗福源, 游有鹏. 鉴频式莫尔条纹信号细分方法研究[J]. 现代电子技术, 2013, 36(1): 99-101+104.  
GUO R, LUO F Y, YOU Y P. Interpolation method of frequency-discrimination Moiré fringe [J]. Modern Electronics Technique, 2013, 36(1): 99-101+104.
- [4] ZHU W B, YE S J, HUANG Y, et al. Design of a precise subdivision system for gratings using a modified CORDIC algorithm [J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2019, 13(8): 1284-1291.
- [5] KOKUYAMA W, WATANABE T, NOZATO H, et al. Angular velocity calibration system with a self-calibratable rotary encoder[J]. Measurement, 2016, 82:246-253.
- [6] ZHU W B, XU Y K, HUANG Y, et al. Subdivision method for nonorthogonal moiré signals [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70:1-10.
- [7] 刘小康, 陈自然, 王先全, 等. 空间精密位移信号软细分方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(3): 540-545.  
LIU X K, CHEN Z R, WANG X Q, et al. Soft interpolating method of precision spatial displacement signals[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,



- 2016,37(3):540-545.
- [8] 宋玉龙,楚广生,马天翔,等.一种基于软件倍频的编码器细分方法[J].仪器仪表学报,2014,35(增刊1):142-146.  
SONG Y L, CHU G SH, MA T X, et al. Encoder subdivision method based on the software frequency doubling[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014,35(Suppl.1):142-146.
- [9] TAN K K, ZHOU H X, LEE T H. New interpolation method for quadrature encoder signals [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(5):1073-1079.
- [10] 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,2013,34(6):175-180.  
FENG Y Q, WAN Q H. Interpolation error calibration method of small photoelectric encoders [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2013,34(6):175-180.
- [11] 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):114-118.  
FENG Y Q, WAN Q H, SUN Y, et al. Interpolation error calibration of Moiré fringe photoelectric signals in the approximate form of triangle wave [J]. Acta Optica Sinica,2013,33(8):114-118.
- [12] 陈自然,刘小康,郑永,等.精密位移动态测量信号特征辨识及细分新方法研究[J].仪器仪表学报,2015,36(10):2224-2230.  
CHEN Z R, LIU X K, ZHENG Y, et al. Subdivision method for grating signal based on time series analysis and dynamic prediction[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015,36(10):2224-2230.
- [13] 郭雨梅,周晓章,陈曦.基于FPGA的新型数字锁相倍频方法[J].仪表技术与传感器,2010(5):60-62.  
GUO Y M, ZHOU X ZH, CHEN X. New method of digital phase-locked frequency based on FPGA [J]. Instrument Technique and Sensor,2010(5):60-62.
- [14] JUST A, KRAUSE M, PROBSTA R, et al. Comparison of angle standards with the aid of a high-resolution angle encoder [J]. Precision Engineering, 2009,33(4):530-533.
- [15] 赵国博,叶国永,史永胜,等.基于比值线性化的高适应性光栅细分方法研究[J].计量学报,2020,41(7):

781-788.

ZHAO G B, YE G Y, SHI Y SH, et al. Research on ratiometric linearization based high adaptive grating signal subdivision method[J]. Acta Metrologica Sinica, 2020, 41(7):781-788.

- [16] EMURA T, WANG L. A high-precision positioning servo controller based on phase/frequency detecting technique of two-phase-type PLL [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(6):1298-1306.

## 作者简介



**任雪玉**,2017年于中国计量大学获得学士学位,现为中国计量大学硕士研究生,主要研究方向为光栅信号处理和动态角度测量。

E-mail:1159203966@qq.com

**Ren Xueyu** received bachelor degree from China Jiliang University, in 2017, now, she is studying for master degree in China Jiliang University. Her research interest includes grating signal processing and dynamic angle measurement.



**黄焱**,2004年和2007年于北京工业大学分别获得学士学位和硕士学位。2007~2013年在中国计量科学研究院几何实验室工作,2013年至今在中国计量科学研究院长度与精密工程计量分部担任高级工程师。目前在浙江大学攻读博士学位,主要研究方向为角度计量。

E-mail:huangyao@nim.ac.cn

**Huang Yao** received B.Sc. and M.Sc. degrees both from Beijing University of Technology in 2004 and 2007, respectively. He worked in Geometric Laboratory, National Institute of Metrology from 2007 to 2013. He has been working in Division of Metrology in Length and Precision Engineering, National Institute of Metrology as a senior engineer since 2013. He is currently pursuing Ph. D degree in Zhejiang University, Hangzhou, China. The main research direction is angle measurement.



**薛梓**,2006年于哈尔滨工业大学获得博士学位。1991年起开始在中国计量科学研究院工作,目前为亚太计量规划组织长度技术委员会主席、国际计量技术委员会长度咨询委员会委员,主要研究方向为几何量计量。

E-mail:xuez@nim.ac.cn

**Xue Zi** received Ph. D. degree from Harbin Institute of Technology, in 2006. She worked in National Institute of Metrology starting from 1991. Now, she is the chairman of the Technical Committee of Length (TCL), Asia Pacific Metrology Programme (APMP) and a member of Consultative Committee for Length (CCL), International Committee for Weights and Measures (CIPM). Her main research direction is geometric measurement.



**王帆**, 2020 年取得中国计量大学工程硕士学位, 现为上海精密计量测试研究所助理工程师, 主要从事无线电参数计量等工作。

E-mail: 15957164240@163.com

**Wang Fan** received M. S. degree from

China Jiliang University, in 2020. Now, he is an assistant engineer in Shanghai Precision Metrology & Test Research Institute. He is mainly engaged in radio parameter metrology.



**朱维斌** (通信作者), 2014 年获得浙江大学博士学位。现为中国计量大学副教授, 主要研究方向为光栅信号处理和角度精密测量。

E-mail: zhuweibin@cjl. edu. cn

**Zhu Weibin** (Corresponding author) received Ph. D degree in 2014 from Zhejiang University, now, he is an associate professor in China Jiliang University. His current interest includes grating signal processing and precision angle measurement.