

# 基于硬件的等光频间隔采样及频谱分析方法

姚艳南 张福民 曲兴华

天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072

**摘要** 提出一种基于硬件的等光频间隔采样消除调频连续波(FMCW)激光测距系统调频非线性的改进措施。改进后的等光频间隔采样通过硬件数据采集即可一步实现,无需再进行后续繁杂的软件处理过程,极大地节省了内存空间和数据处理时间,并且较之基于软件的等光频间隔重采样方法采样位置更准确。研究了调频非线性对调频连续波激光测距系统测距精度的影响以及等光频间隔采样消除调频非线性的原理。在此基础上,针对等光频间隔采样方法在时域上为非均匀采样,传统频谱分析方法不再适用的问题,对其进行新的频谱分析,并推导出了重采样之后频谱峰值频率计算公式以及测距系统的距离求取公式,通过仿真验证了新的频谱分析公式的正确性。实验结果表明,基于硬件的等光频间隔采样方法比基于软件的等光频间隔重采样方法更简单并且具有更好的非线性消除效果、更高的测距分辨力和稳定性。

**关键词** 测量; 激光测距; 非线性修正; 等光频间隔采样; 调频连续波

**中图分类号** TN247; TH744.3 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201636.1212003

## Hardware-Based Equispaced-Phase Resampling Nonlinearity Correction Algorithm and Spectral Analysis Method

Yao Yannan Zhang Fumin Qu Xinghua

State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China

**Abstract** An improved nonlinearity correction algorithm by hardware-based equispaced-phase resampling for frequency modulated continuous wave (FMCW) ranging system was proposed. After improvement, equispaced-phase resampling method could be realized in one step by hardware data acquisition. No subsequent complex data processing is needed any more, which will save much memory space and data processing time. Moreover, compared with software-based equispaced-phase resampling method, the improved method had higher sampling accuracy. The effect of nonlinear frequency modulation on ranging precision of FMCW ranging system and the principle of equispaced-phase resampling for nonlinearity correction were explored. On this basis, a new spectral analysis method was presented for the reason that the equispaced-phase resampled data was not equally spaced in time domain and the traditional spectral analysis method is no longer applicable. The computational formulas of peak spectral frequency and object distance were deduced. Their correctness was verified by simulation. Experimental results show that equispaced-phase resampling based on hardware has higher ranging precision and resolution than equispaced-phase resampling based on software, and the former is simpler.

**Key words** measurement; laser ranging; nonlinearity correction; equispaced-phase resampling; frequency modulated continuous wave

**OCIS codes** 120.6085; 190.1900

## 1 引言

调频连续波(FMCW)激光测距因其在大尺寸绝对测距上的高精度和准确性而得到广泛的关注<sup>[1]</sup>。这是一种非接触测量方法,与传统的激光相位法和激光脉冲法相比,具有更高的测距精度和测距分辨率,因此

**收稿日期:** 2016-07-12; **收到修改稿日期:** 2016-07-25

**基金项目:** 国家自然科学基金(51327006,51275350)、天津市应用基础与前沿技术研究计划(15JCZDJC39300)、天津科技兴海项目(KJXH201408)

**作者简介:** 姚艳南(1991—),女,硕士研究生,主要从事大尺寸激光测量技术方面的研究。E-mail: yaoyannan@tju.edu.cn

**导师简介:** 曲兴华(1956—),男,博士,教授,主要从事测试计量技术及仪器方面的研究。E-mail: quxinghua@tju.edu.cn

在 10~100 m 的大尺寸高精度测量应用中具有更广阔的应用前景<sup>[2-3]</sup>。

FMCW 激光测距利用频率线性调制的发射信号与回波信号形成稳定的拍频来计算待测目标点距离,因此测距系统对频率调制的线性度有非常严格的要求<sup>[4]</sup>。实际应用中,激光频率的变化不是完全线性的,频率调制会存在微小的波动。调频非线性造成拍频信号频谱的严重展宽,是限制系统测距精度的一个主要因素<sup>[5-6]</sup>。

为了解决这一问题,许多学者提出了不同的解决方法。扫频预校正补偿算法<sup>[7]</sup>以及负反馈调频技术<sup>[8-9]</sup>曾是研究热点,但是此类方法系统复杂,调试困难,并且需要根据外部条件的变化进行修正。相位信息抽取<sup>[10]</sup>和亚波段峰值提取<sup>[11]</sup>等软件修正算法也相继被提出,但是这些算法都存在运算误差大或运算复杂等不足。Anghel 等<sup>[6]</sup>提出一种基于高阶模糊函数(HAF)和重采样的非线性修正算法,但是该算法运算量较大,并且存在传递误差,只适用于拍频信号为低阶多项式相位信号的情况,因此应用范围具有局限性。近来,时光等<sup>[12-14]</sup>提出利用基于软件的等光频间隔重采样方法消除调频非线性,该方法操作简单,非线性消除效果好,但同时受到采样频率的约束。采样频率越高,非线性消除效果越好,采样频率较低时会存在重采样点拟合误差,使得非线性消除效果变差,测距精度降低。但一味地增加采样频率会占用系统大量内存空间,并且导致运算量增大,数据处理时间延长,对于实时测距系统而言以增加采样频率来换取测距精度的提高是不可行的。

本文在深入研究基于软件的等光频间隔重采样消除调频非线性方法原理的基础上,提出一种改进的基于硬件的等光频间隔采样方法,该方法通过硬件数据采集即可一步实现,无需再进行后续繁杂的软件处理过程,极大地节省了内存空间和数据处理时间,能够保证系统的实时性,并且较之基于软件的等光频间隔重采样采样位置更加准确。与此同时,本文深入研究了等光频间隔采样的频谱分析方法。由于等光频采样在时域上是非均匀采样,因此传统的频谱分析公式不再适用,本文对等光频采样的快速傅里叶变换(FFT)频谱峰值频率公式以及测距系统距离求取公式进行了重新推导并通过仿真验证了公式的正确性。

## 2 调频连续波激光测距原理及调频非线性的影响

调频激光器对其所发出的激光进行线性调制,当 FMCW 激光测距系统的频率调制完全线性时,如图 1 中虚线所示,发射信号可以表示为<sup>[15]</sup>

$$s_{t, \text{lin}}(t) = A \exp [j2\pi(f_0 t + \alpha_0 t^2/2)], 0 \leq t \leq T_m, \quad (1)$$

式中  $A$  为发射信号的振幅, $f_0$  为调制频率的初始值, $\alpha_0$  为频率调制的斜率, $T_m$  为调制周期。发射信号的瞬时频率为

$$f_{t, \text{lin}}(t) = f_0 + \alpha_0 t, \quad (2)$$

经过时间  $\tau$  返回的回波信号的表达式为

$$s_{r, \text{lin}}(t) = \lambda A \exp \{j2\pi [f_0(t - \tau) + \alpha_0(t - \tau)^2/2]\}, \tau \leq t \leq T_m + \tau, \quad (3)$$

回波信号的瞬时频率为

$$f_{r, \text{lin}}(t) = f_0 + \alpha_0(t - \tau), \quad (4)$$

发射信号与回波信号相遇后发生干涉形成拍频信号,混合而成的拍频信号表达式为

$$s_{b, \text{lin}}(t) = \lambda A^2 \exp [j2\pi(f_0 \tau - \alpha_0 \tau^2/2 + \alpha_0 \tau t)] / 2, \tau \leq t \leq T_m, \quad (5)$$

其瞬时频率为

$$f_{b, \text{lin}}(t) = \alpha_0 \tau. \quad (6)$$

由此得到当频率调制完全线性时,发射信号与回波信号形成的拍频信号频率是单一且稳定的。通过求取拍频信号的频率值即可求出待测目标点的距离。

实际应用中,调频激光器的频率调制不能达到完全线性,调制过程中会存在波动,如图 1 中实线所示。

当频率调制存在波动时,拍频信号不再是单一频率的信号,经过傅里叶变换后的频谱会出现严重的展宽现象,真实的拍频信号将被拍频信号频率误差淹没,频谱不能提供有用的信息,因此无法转化得到准确的距离值,从而严重影响测距精度和分辨率。

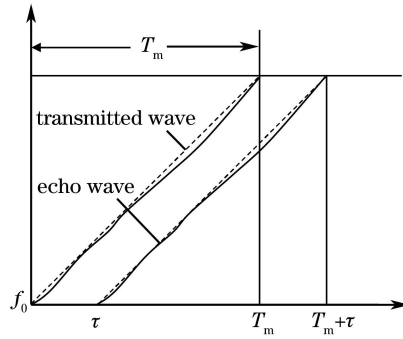


图 1 调制频率与时间的变化曲线

Fig. 1 Curves of modulated frequency versus time

### 3 等光频间隔重采样消除调频非线性原理

等光频间隔重采样原理是在原有测量干涉光路的基础上添加一辅助干涉光路<sup>[14]</sup>。两路激光受到的激光光源的频率调制波动影响是相同的,激光光源的频率调制波动是属于两路激光的共模信号,可以利用辅助干涉光路的拍频信号对测量干涉光路的拍频信号进行重采样以消除调频非线性的影响。系统整体结构示意图如图 2 所示,其中 FM 表示调频,DAQ 表示数据采集卡,CLK IN 为外部时钟信号的连接端口,TRIG IN 为触发信号连接端口,CH1 和 CH2 为通道 1 和通道 2。

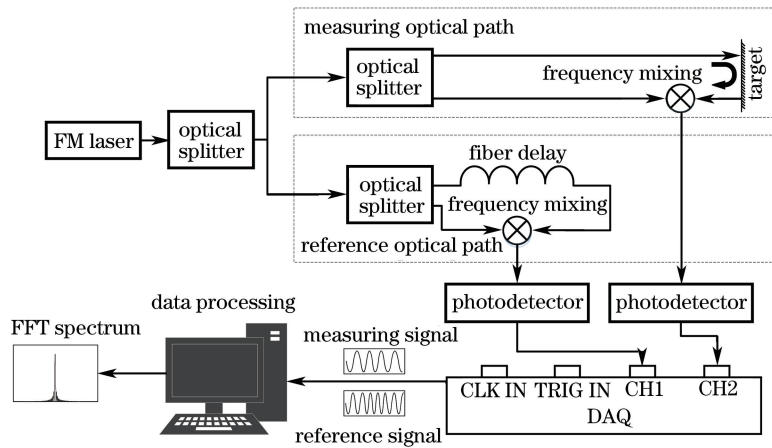


图 2 调频连续波激光测距系统整体结构示意图

Fig. 2 Schematic of FMCW ranging system

辅助干涉光路的光程差为测量干涉光路光程差的 2 倍以上。

根据 Weierstrass 逼近定理<sup>[16]</sup>,任意定义在有界闭区间 $[a, b]$ 的连续函数  $f$ ,总是可以用多项式  $P_n$  来逼近,而且两者之误差

$$E_n(f) = \max |f(x) - P_n(x)| = \|f - P_n\|_\infty, \quad (7)$$

当  $n \rightarrow \infty$  时趋近于零。即闭区间的连续函数均可以由一个多项式函数来一直逼近。

当频率调制为非线性时,测量干涉光路与辅助干涉光路的拍频信号均可视为多项式相位信号(PPS),即两路拍频信号的相位可表示为多项式的形式<sup>[6]</sup>:

$$s_{b, \text{mea}}(t, \tau_{\text{mea}}) = A \exp \left[ j2\pi \left( f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{mea}} / 2 + \alpha_0 t + \sum_{k=2}^M \alpha_k t^k \right) \tau_{\text{mea}} \right], k = 0, \dots, M, \quad (8)$$

$$s_{b, \text{ref}}(t, \tau_{\text{ref}}) = A \exp \left[ j2\pi \left( f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{ref}} / 2 + \alpha_0 t + \sum_{k=2}^M \alpha_k t^k \right) \tau_{\text{ref}} \right], k = 0, \dots, M, \quad (9)$$

式中  $s_{b, \text{mea}}(t, \tau_{\text{mea}})$ ,  $s_{b, \text{ref}}(t, \tau_{\text{ref}})$  分别代表测量干涉光路拍频信号与辅助干涉光路拍频信号,  $\alpha_k$  为调频非线性系数,  $\tau_{\text{ref}}$  为辅助干涉光路的回波延时,  $\tau_{\text{mea}}$  为测量干涉光路的回波延时。

因辅助干涉光路的光路光程差是设定好的一个固定值,故辅助干涉光路的回波延时  $\tau_{\text{ref}}$  为一已知值。将(8)式与(9)式改写为

$$s_{\text{b, mea}}(\varphi, \tau_{\text{mea}}) = A \exp\{j2\pi [f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{mea}}/2 + \alpha_0 \varphi(t)] \tau_{\text{mea}}\}, \quad (10)$$

$$s_{\text{b, ref}}(\varphi, \tau_{\text{ref}}) = A \exp\{j2\pi [f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{ref}}/2 + \alpha_0 \varphi(t)] \tau_{\text{ref}}\}, \quad (11)$$

式中

$$\varphi(t) = t + \sum_{k=2}^M \frac{\alpha_k}{\alpha_0} t^k. \quad (12)$$

当将(10)、(11)式的坐标轴由时间轴  $t$  转换为  $\varphi$  时,  $s_{\text{b, mea}}(t, \tau_{\text{mea}})$ ,  $s_{\text{b, ref}}(t, \tau_{\text{ref}})$  均变为关于  $\varphi$  的频率单一的复三角函数,复三角函数的频率分别  $\alpha_0 \tau_{\text{mea}}$  和  $\alpha_0 \tau_{\text{ref}}$ ,可以通过对  $\varphi$  均匀采样后进行傅里叶变换求取频率值,而待测目标点的距离  $R$  的计算公式为

$$R = f_{\text{b}} c / 2\alpha_0, \quad (13)$$

式中

$$f_{\text{b}} = \alpha_0 \tau_{\text{mea}}. \quad (14)$$

对于辅助干涉光路,所有参数均为已知值,根据数据采集卡采集得到的辅助干涉光路的拍频信号,取其峰谷值位置对数据采集卡采集得到的测量干涉光路的拍频信号进行重采样,便可消除非线性项的影响。即令(11)式中的相位

$$2\pi [f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{ref}}/2 + \alpha_0 \varphi(t_k)] \tau_{\text{ref}} = \pi k, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (15)$$

得到

$$\varphi(t_k) = \frac{K/\tau_{\text{ref}} - f_0 + \alpha_0 \tau_{\text{ref}}/2}{2\alpha_0}, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (16)$$

$$\Delta\varphi = \varphi(t_{k+1}) - \varphi(t_k) = 1/(2\alpha_0 \tau_{\text{ref}}). \quad (17)$$

因  $\alpha_0$  与  $\tau_{\text{ref}}$  均为已知常数值,故可实现对  $\varphi$  的等间隔采样,即寻找到辅助干涉光路拍频信号峰谷值所在位置,在这些位置点处对测量干涉光路拍频信号进行重新采样。

#### 4 等光频间隔重采样频谱分析方法及距离公式推导

对于时域均匀采样,当采样频率为  $F_s$ ,采样点数为  $N$  时,FFT 频谱峰值位置为  $k$  时,对应峰值点频率计算公式为<sup>[17]</sup>

$$f = \frac{F_s}{N} \cdot k. \quad (18)$$

由(13)式便可以计算出待测目标点距离。

对于受调频非线性影响的信号,由于需要在时域均匀采样数据的基础上进行等频率间隔重采样,因此 FFT 频率峰点频率的计算方法及待测目标点距离计算公式要进行重新推导。

将拍频信号进行坐标轴转换即由  $t$  轴转换为  $\varphi$  轴后,拍频信号可以改写为

$$s_{\text{b, mea}}(\varphi, \tau_{\text{mea}}) = A \exp [j2\pi (f_0 \tau_{\text{mea}} - \alpha_0 \tau_{\text{mea}}^2/2 + \alpha_0 \tau_{\text{mea}} \varphi)], \quad (19)$$

$$s_{\text{b, ref}}(\varphi, \tau_{\text{ref}}) = A \exp [j2\pi (f_0 \tau_{\text{ref}} - \alpha_0 \tau_{\text{ref}}^2/2 + \alpha_0 \tau_{\text{ref}} \varphi)], \quad (20)$$

从  $\varphi$  轴来看,  $s_{\text{b, mea}}(\varphi, \tau_{\text{mea}})$ ,  $s_{\text{b, ref}}(\varphi, \tau_{\text{ref}})$  频率分别  $\alpha_0 \tau_{\text{mea}}$  和  $\alpha_0 \tau_{\text{ref}}$ 。等频率间隔重采样相当于对  $\varphi$  轴进行均匀采样,由(17)式得到重采样频率为

$$F'_s = \frac{1}{\Delta\varphi} = 2\alpha_0 \tau_{\text{ref}}. \quad (21)$$

设重采样后的测量信号点数为  $N'$ ,经过 FFT 后其频谱峰值位置为  $k'$ ,则峰值位置频率为

$$f = \frac{F'_s}{N'} \cdot k' = \frac{2\alpha_0 \tau_{\text{ref}}}{N'} \cdot k', \quad (22)$$

由

$$f = \alpha_0 \tau_{\text{mea}}, \quad (23)$$

结合(22)、(23)式得

$$\tau_{\text{mea}} = \frac{2\tau_{\text{ref}}}{N'} \cdot k', \quad (24)$$

由此求得待测目标点距离值为

$$R = \frac{c\tau_{\text{mea}}}{2} = \frac{c\tau_{\text{ref}}}{N'} \cdot k'. \quad (25)$$

(25)式即为经过等频率间隔重采样后根据 FFT 频谱值求取距离值的计算公式。

### 5 基于软件的等光频间隔重采样方法的缺陷及改进措施

等频率间隔重采样整体流程如图(3)所示,软件程序中利用拟合函数对采集到的辅助干涉光路拍频信号的峰谷值位置进行拟合寻找,然后在这些位置处对测量干涉光路的拍频信号进行重采样,对重采样结果进行 FFT 求取拍频信号的频率值,并最终求取待测目标点距离值。

利用软件程序进行等频率间隔重采样存在峰谷值位置拟合误差,如图 4 所示:

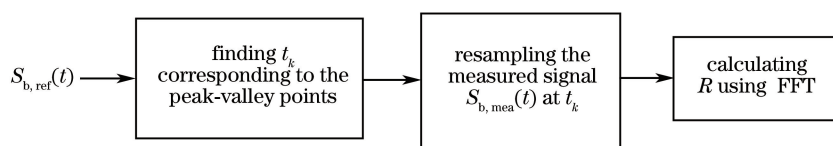


图 3 等频率间隔重采样流程图

Fig. 3 Flow chart of equispaced-phase resampling

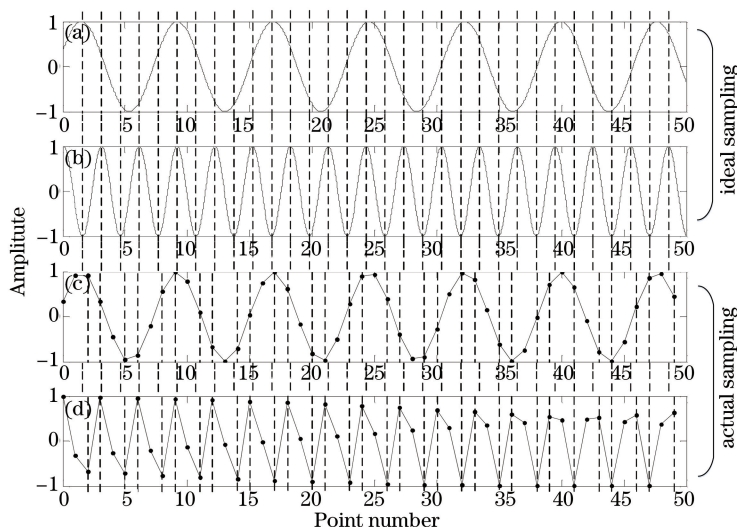


图 4 理想重采样与实际重采样对比图。(a)测量信号实际波形图;(b)时钟信号实际波形图;(c)测量信号经过数据采集卡采集到的数据;(d)时钟信号经过数据采集卡采集到的数据

Fig. 4 Comparison between ideal resampling and actual resampling. (a) Actual oscillography of measured signal; (b) actual oscillography of reference signal; (c) sampling oscillography of measured signal; (d) sampling oscillography of reference signal

等光频间隔重采样即分别找到图 4(b)、4(d)中峰谷值点的位置,然后在这些位置处对测量信号进行重采样。对比理想重采样与实际重采样,发现数据采集离散化后的实际重采样与理想重采样采样位置点相差较大,原因为:1) 采样会导致连续数据离散化,必然会有很多点采集不到,其中包括真实的峰值,即存在时域上的栅栏效应;2) 峰谷位置拟合函数在拟合峰谷值位置时会存在拟合误差,如图 4(d)中所示峰谷检测函数检测出来的峰谷值位置与图 4(b)中实际的峰谷值位置相差较大。峰谷值位置的偏差会使重采样实际上并不是等频率间隔的,如此进行重采样后的测量信号也并不是单一频率的拍频信号,故 FFT 后频谱并不是很好。

对于峰谷值位置的拟合误差只能通过增大采样率来减小,从这个角度来说采样率越大越好,采样率越大拟合位置越准确,但采样率过大会增加内存负担和数据处理负担,使程序运行缓慢甚至无法运行。

对于采样离散化造成的拟合误差,无限大增加采样频率并不是一个很好的方法。为此,对基于软件的等光频间隔重采样方法进行了改进,提出了基于硬件直接实现等光频间隔采样的改进措施:即对辅助干涉光路的拍频信号进行整形后作为数据采集卡的外部时钟信号去采集测量信号,这样在辅助干涉光路时钟信号的每个上升沿去采集测量信号,即令(11)式中的相位

$$2\pi [f_0 - \alpha_0 \tau_{\text{ref}}/2 + \alpha_0 \varphi(t_k)] \tau_{\text{ref}} = 2\pi k + \frac{\pi}{2}, \quad (26)$$

将以前在峰谷值位置进行重采样改为在上升沿处直接采样,原理相同,依旧是等光频间隔采样。硬件实现等频率间隔重采样具有可行性,因为目前市场上的数据采集卡允许将采样时钟设置为外部采样时钟。硬件实现等光频采样的系统结构示意图如图 5 所示。

硬件实现等光频间隔采样具有以下优势:1) 辅助干涉光路的拍频信号作为测量信号的采样时钟信号使得数据采集卡少采集了一路信号,极大地节省了内存空间,减轻了硬件负担;2) 硬件实现等光频间隔采样使得测量信号采样点数大大降低,原软件重采样需以高采样率分别采样测量信号和时钟信号,根据时钟信号进行重采样后测量信号数据量将大大减少,以一段 600000 点的测量信号为例,基于软件的等光频间隔重采样需要同时对测量信号和辅助信号采集 600000 个点,根据辅助信号对测量信号重采样后数据量减少为 146167 点,不足原数据量的 1/4,而直接用硬件重采样后只需要直接采集 146167 点即可,繁杂程度大大降低并且进一步节省了内存空间;3) 硬件实现等光频间隔采样简单易行,不需要再进行采样、峰谷检测和重采样等步骤,而是所有步骤一步完成,简化了后续数据处理程序,能够极大地节省程序运行时间;4) 硬件实现等光频间隔采样降低了系统对数据采集卡的要求,基于软件的等光频间隔重采样方法要求数据采集卡有较高的采集速度和较小的时钟抖动以保证重采样达到较好的消除调频非线性的效果,而硬件实现等光频间隔采样使用辅助干涉光路的拍频信号作为外部时钟,对数据采集卡的采样速度要求较低,低速数据采集卡即可满足要求,因此成本更低。

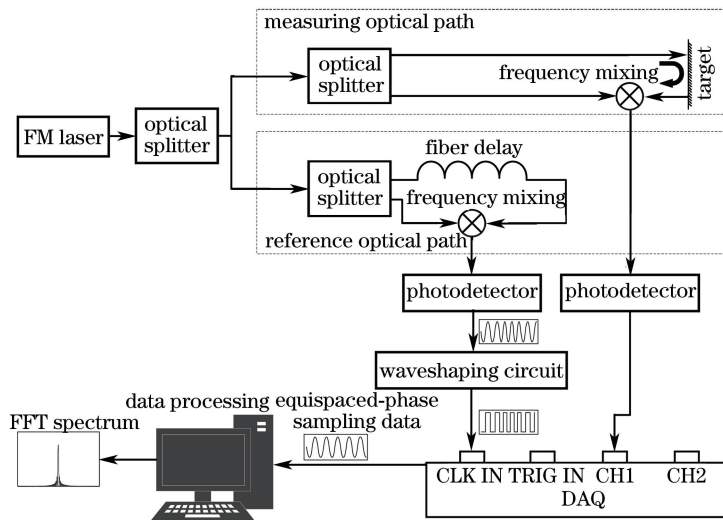


图 5 硬件实现等光频间隔采样示意图

Fig. 5 Schematic of equispaced-phase resampling based on hardware

## 6 实验及结果

### 6.1 等光频间隔采样频谱分析公式的验证

为验证推导得出的等光频间隔采样频谱分析公式的正确性,以二阶多项式相位信号作为调频非线性拍频信号的主要形式进行仿真验证。

设辅助干涉光路的拍频信号为

$$s_{b, \text{mea}}(t) = 0.5 \sin [2\pi(400000t + 400t^2 + 400t^3)], \quad (27)$$

式中  $400t^2 + 400t^3$  为非线性带来的干扰项,真实拍频频率为 400000 Hz。

测量干涉光路的拍频信号为

$$s_{b, \text{ref}}(t) = 0.5 \sin [2\pi(100000t + 100t^2 + 100t^3)], \quad (28)$$

式中  $100t^2 + 100t^3$  为非线性带来的干扰项, 真实拍频频率为 100000 Hz。

利用辅助拍频信号  $s_{b, \text{mea}}(t)$  对测量拍频信号  $s_{b, \text{ref}}(t)$  进行等光频间隔采样后得到重采样点数为 8000, 其 FFT 频谱如图 6 所示, 频谱峰值位置为第 1000 个采样点。

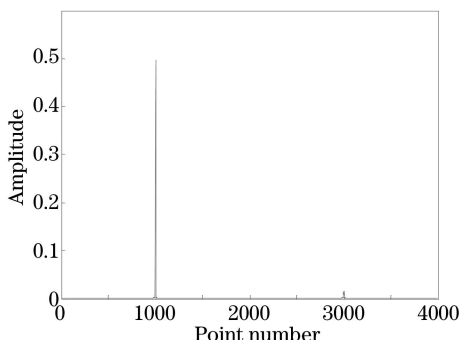


图 6 仿真信号等光频间隔重采样后频谱图

Fig. 6 FFT spectrum of equispaced-phase resampling data of simulation signal

由(24)式,

$$f_{\text{mea}} = \alpha_0 \tau_{\text{mea}} = \frac{2\alpha_0 \tau_{\text{ref}}}{N'} \cdot k' = \frac{2f_{\text{ref}}}{N'} \cdot k' = \frac{2 \times 400000}{8000} \times 1000 = 100000, \quad (29)$$

求出的测量干涉拍频信号的频率为 100000 Hz, 与预期相符, 由此证明了等光频间隔采样频谱分析公式的正确性。

## 6.2 基于硬件的等光频间隔采样与基于软件的等光频间隔重采样方法对比

为了验证基于硬件的等光频间隔采样方法的有效性, 利用现有 FMCW 激光测距系统分别进行了直接采样 FFT, 软件等光频间隔重采样后 FFT 与硬件等光频间隔采样 FFT。其中光源为线宽 200 kHz 的可调谐激光器, 辅助干涉系统的光程差为 40 m, 测量目标为角锥棱角, 距离测距系统约为 10 m。激光器的调制速率和调制范围分别为 10 nm/s 和 50 nm。

图 7 为对测量拍频采样后直接进行 FFT 后的频谱图, 由该频谱图可以看出调频非线性的存在导致拍频信号不再是单一频率信号, 因此频谱扩散十分严重, 真实的拍频信号无法从中辨别出来, 因而无法求出待测目标点距离值。在软件等光频间隔重采样中使用 1 MHz 采样频率对测量拍频信号和辅助拍频信号各采样 100000 个点, 经过软件重采样后得到测量信号点数为 80000 点。在硬件等光频间隔采样中直接利用辅助拍频信号作为数据采集卡外部时钟源对测量拍频信号采样 80000 个点, 在两种情况下分别对采样后数据进行 FFT, 二者的频谱及其局部放大图分别如图 8 和图 9 所示。

由图 8 可以看出, 基于软件的等光频间隔重采样方法在 FFT 频谱图中出现较小的干扰谱峰, 如图 8(a) 中红色圆圈内所示, 而基于硬件直接进行等光频间隔采样的 FFT 频谱则具有单一的频谱峰值, 说明软件重采样中峰谷值位置点拟合误差会引入频率误差项, 不能完全消除调频非线性的影响。

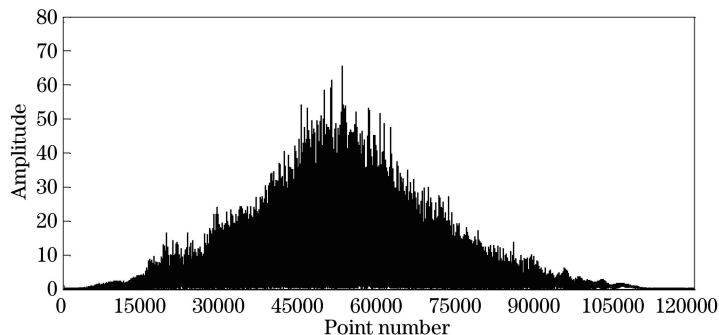


图 7 对测量拍频信号直接进行 FFT 后的频谱图

Fig. 7 FFT spectrum of measurement data with equispaced-phase sampling method not used

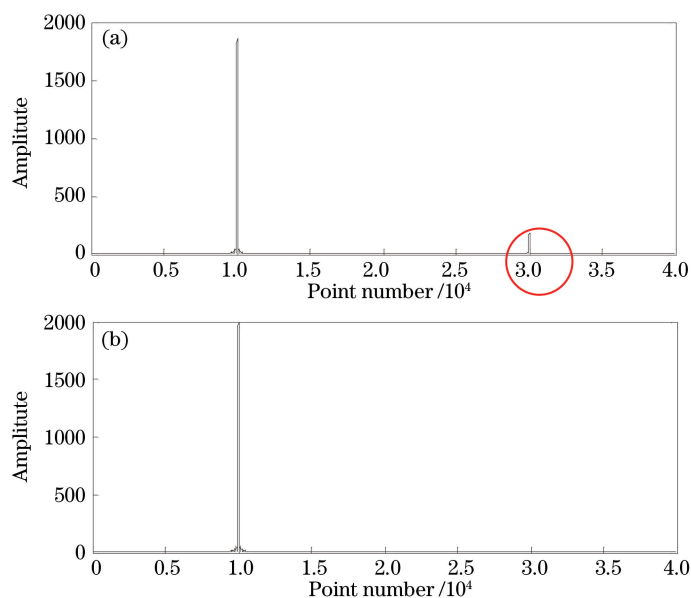


图 8 等光频间隔采样后 FFT 频谱图。(a)基于软件的等光频间隔重采样 FFT 频谱图;(b)基于硬件的等光频间隔采样 FFT 频谱图

Fig. 8 FFT spectrum of equispaced-phase resampling data. (a) FFT spectrum of equispaced-phase resampling data based on software; (b) FFT spectrum of equispaced-phase resampling data based on hardware

利用高斯函数对信号谱峰进行拟合,

$$f(x) = a \exp\left[-\frac{(x-b)^2}{2c^2}\right], \quad (30)$$

式中  $a$  表示得到曲线的高度,  $b$  是指曲线在  $x$  轴的中心,  $c$  指谱峰宽度, 并利用高斯函数求取半峰全宽 (FWHM) 为

$$W = 2\sqrt{2\ln 2}c. \quad (31)$$

通过计算得出硬件等光频间隔采样频谱的 FWHM 为 19.21, 软件等光频间隔重采样频谱的 FWHM 为 19.68。图 9 对比了基于软件的等光频间隔重采样与基于硬件的等光频间隔采样 FFT 频谱图, 由图 9 以及计算结果均可以看出硬件等光频间隔采样频谱的 FWHM 小于软件等光频间隔采样频谱, 因此相比于基于软件的等光频间隔重采样, 使用硬件等光频间隔采样将提高调频连续波激光测距系统的分辨率。

重复进行 12 次基于软件的等光频间隔重采样和基于硬件的等光频间隔采样, 测得距离值如图 10 所示, 由该图可看出基于硬件的等光频间隔采样测距稳定性优于基于软件的等光频间隔重采样。基于软件的等光频间隔重采样方法因重采样位置不准确会导致测距的不稳定性增大, 从而导致测距准确度降低。

以上实验结果表明在测量固定目标时基于硬件的等光频间隔采样方法相比于基于软件的等光频间隔重采样方法具有更高的测距分辨率和测距稳定性。

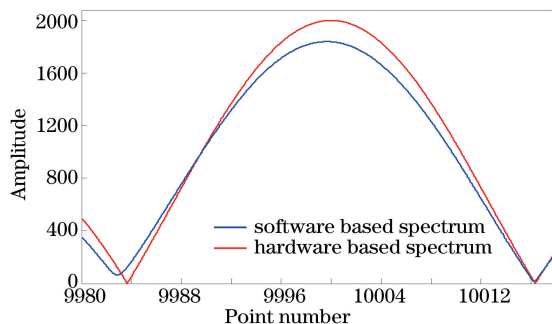


图 9 基于软件的等光频间隔重采样与基于硬件的等光频间隔采样 FFT 频谱图对比

Fig. 9 FFT spectrum comparison between equispaced-phase resampling based on software and equispaced-phase resampling based on hardware



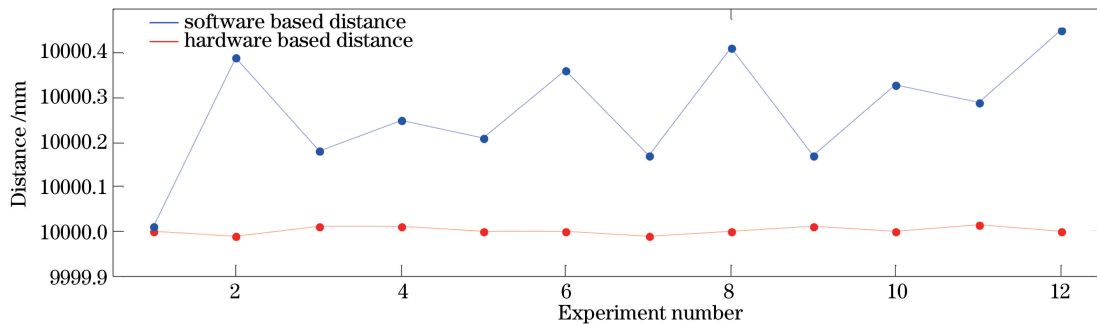


图 10 基于软件的等光频间隔重采样与基于硬件的等光频间隔采样测距稳定性对比

Fig. 10 Ranging stability comparison between equispaced-phase resampling based on software and equispaced-phase resampling based on hardware

## 7 结 论

提出一种基于硬件的等光频间隔采样消除 FMCW 激光测距系统调频非线性的方法。该方法在原有基于软件的等光频间隔重采样方法原理的基础上针对软件方法存在的固有拟合误差缺陷进行了改进,改进后的等光频间隔采样通过硬件数据采集即可一步实现,不需要复杂的软件处理过程,极大地节省了内存空间 and 数据处理时间,并且与基于软件的等光频间隔重采样相比采样位置更准确,采样精度更高。与此同时,针对等光频间隔重采样方法在时域上为非均匀采样,传统频谱分析方法不再适用的问题,对其频谱峰值位置频率转换公式进行了重新推导并通过仿真验证了公式的正确性。实验结果表明,基于硬件的等光频间隔采样方法相比于基于软件的等光频间隔重采样方法具有更好的非线性消除效果,能够提高 FMCW 激光测距系统的测距稳定性和测距分辨率,在精密制造、大尺寸测量等领域具有重要的应用价值。

## 参 考 文 献

- Shi G, Zhang F M, Qu X H, *et al.* High-resolution frequency-modulated continuous-wave laser ranging for precision distance metrology applications[J]. *Optical Engineering*, 2014, 53(12): 122402.
- Tan Shuo, Guo Wei. Research of short-distance target range detection system[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2007, 27(4): 95-99.  
谭 朔, 郭 伟. 调频连续波近程测距系统研究[J]. *舰船电子工程*, 2007, 27(4): 95-99.
- Qu Xinghua, Zhi Guangtao, Zhang Fumin, *et al.* Improvement of resolution of frequency modulated continuous wave laser ranging system by signal splicing[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(1): 40-47.  
曲兴华, 职广涛, 张福民, 等. 利用信号拼接提高调频连续波激光测距系统的分辨力[J]. *光学 精密工程*, 2015, 23(1): 40-47.
- Brennan P V, Huang Y, Ash M, *et al.* Determination of sweep linearity requirements in FMCW radar systems based on simple voltage-controlled oscillator sources[J]. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, 2011, 47(3): 1594-1604.
- Meta A, Hoogeboom P, Ligthart L P. Signal processing for FMCW SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2007, 45(11): 3519-3532.
- Anghel A, Vasile G, Cacoveanu R, *et al.* Nonlinearity correction algorithm for wideband FMCW radars[C]. *European Signal Processing Conference*, 2013.
- Scheibelhofer S, Schuster S, Stelzer A. High-speed FMCW radar frequency synthesizer with DDS based linearization[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, 17(5): 397-399.
- Liu Kangkang, Liu Hongli, Zhao Ruchen, *et al.* Enhancement of tenability and stability of a continuous wave deep ultraviolet laser by feed-forward control method[J]. *Chinese J Lasers*, 2014, 41(12): 1202004.  
刘亢亢, 刘洪力, 赵儒臣, 等. 用前馈控制方法提高连续紫外激光器的调谐性和稳定性[J]. *中国激光*, 2014, 41(12): 1202004.
- Wu Ying, Chen Dijun, Sun Yanguang, *et al.* Research on optical chirp linearization technique of semiconductor lasers by

- an optoelectronic feedback loop[J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(9): 0902001.
- 吴 映, 陈迪俊, 孙延光, 等. 半导体激光器光电负反馈线性调频技术研究[J]. 中国激光, 2013, 40(9): 0902001.
- 10 Vossiek M, Heide P, Nalezinski M, *et al.* Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors [C]. 26<sup>th</sup> European Microwave Conference, 1996: 135-139.
- 11 Wang Y, Li Q S, Gan D Y, *et al.* Research on nonlinearity correction imaging algorithm of FMCW SAR [C]. 2<sup>nd</sup> International Conference on Signal Processing Systems, 2010: 425-429.
- 12 Shi Guang, Zhang Fumin, Qu Xinghua, *et al.* Absolute distance measurement by high resolution frequency modulated continuous wave laser[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(18): 184209.
- 时光, 张福民, 曲兴华, 等. 高分辨率调频连续波激光绝对测距研究[J]. 物理学报, 2014, 63(18): 184209.
- 13 Meng Xiangsong, Zhang Fumin, Qu Xinghua, *et al.* High precision and fast method for absolute distance measurement based on resampling technique used in FM continuous wave laser ranging[J]. Acta Physica Sinica, 2015, 64(23): 230601.
- 孟祥松, 张福民, 曲兴华. 基于重采样技术的调频连续波激光绝对测距高精度及快速测量方法研究[J]. 物理学报, 2015, 64(23): 230601.
- 14 Meng X S, Zhang F M, Qu X H. Optimization of the signal processing in frequency modulated continuous wave laser ranging system[C]. SPIE, 2015, 9446: 94461Q.
- 15 Meta A, Hoogeboom P, Ligthart L P. Range non-linearities correction in FMCW SAR [C]. IEEE International Conference on Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2006: 403-406.
- 16 Yan Qingxu, Chen Zhaodou, Liu Huifang. On the applications of Weierstrass approximation theorem[J]. Mathematics in Practice and Theory, 2004, 34(8): 174-176.
- 阎庆旭, 陈兆斗, 刘慧芳. Weierstrass 逼近定理的应用[J]. 数学的实践与认识, 2004, 34(8): 174-176.
- 17 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.