

# 调频连续波激光测距系统的振动补偿仿真研究

李雅婷, 张福民\*, 潘浩, 史春钊, 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** 在双光路调频连续波激光测距过程中, 振动将光程差变化转为拍频信号不需要的相位调制, 并在拍频信号中引入多普勒频移, 导致拍频信号的频谱发生严重展宽和频移, 无法根据拍频频率计算距离值。为解决该问题, 提出一种基于四波混频效应的振动补偿方法, 该方法利用四波混频技术产生与原频率扫描信号扫描方向相反的新频率扫描信号, 通过两个频率扫描信号的测量拍频信号计算距离值。结果表明: 当扫描带宽为 10 nm, 待测距离为 5 m, 待测目标以 2 Hz 的频率进行行程为 100  $\mu\text{m}$  的周期性位移时, 基于四波混频效应的振动补偿方法能有效消除振动对测距的影响, 测量标准差由补偿前的 1.062 mm 减小为 29  $\mu\text{m}$ ; 该方法无需测量振动位移便可直接获取消除振动影响的距离值, 极大地简化了系统的硬件部分。

**关键词** 测量; 四波混频; 调频连续波; 振动; 等光频间隔重采样

中图分类号 TN958.98

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.0104001

## Simulation of Vibration Compensation in Frequency-Modulated Continuous-Wave Laser Ranging System

Li Yating, Zhang Fumin\*, Pan Hao, Shi Chunzhao, Qu Xinghua

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

**Abstract** In the process of dual-path frequency-modulated continuous-wave laser ranging, the vibration converts the optical-path difference into an unnecessary phase modulation of a beat-frequency signal. In addition, the Doppler shift is introduced into this beat-frequency signal, which results in the serious broadening and frequency shift in the spectrum of beat-frequency signals. Thus the distance cannot be calculated according to the beat-frequency. To solve this problem, we propose a vibration compensation method based on the four-wave mixing effect, in which the four-wave mixing technology is utilized to generate a new frequency-sweeping signal opposite to the sweeping direction of the original frequency-sweeping signal, and the distance value can be calculated according to the measured beat-frequency signal of two frequency-sweeping signals. The results show that when the sweeping bandwidth is 10 nm, the measurement distance is 5 m and the target has a periodic displacement of 100  $\mu\text{m}$  at a frequency of 2 Hz, the influence of vibration on laser ranging can be effectively eliminated with the vibration-compensation method based on the four-wave mixing effect, and the measurement standard deviation is reduced from 1.062 mm before compensation to 29  $\mu\text{m}$ . In this method, the distance value after elimination of vibration influence can be directly obtained without the need of measuring vibration displacement, and the hardware part of the system is greatly simplified.

**Key words** measurement; four-wave mixing; frequency-modulated continuous-wave; vibration; equispaced-phase resampling

**OCIS codes** 040.0880; 030.1640; 300.2570

## 1 引 言

大尺寸空间的绝对距离精密测量技术在高附加值大型精密设备的制造加工和组装过程中起着关键

作用<sup>[1]</sup>。激光测距技术具有非接触式测量、抗干扰能力强、测量范围大、测距精度高等优点, 长期以来一直是尺寸、高精度测量领域的研究热点。调频连续波(FMCW)激光测距技术作为一种可对多目

收稿日期: 2018-07-04; 修回日期: 2018-08-17; 录用日期: 2018-08-24

基金项目: 国家自然科学基金(51675380, 51775379)

\* E-mail: zhangfumin@tju.edu.cn

标进行测量且不需要合作目标进行辅助测量的绝对测距方式,与传统的激光脉冲测距技术和激光相位差测距技术相比,具有更高的测距精度和测距分辨率<sup>[2-3]</sup>,因此非常适合用于大尺寸空间的测量。

FMCW 激光测距技术利用频率线性调制的发射信号与经目标点反射的回波信号形成稳定的拍频来计算距离值,然而,实际测量环境中的振动会在拍频信号中引入多普勒频移,特别是在工业环境中,无法保证测量在隔振条件下进行,这会导致很大的测量误差。为了减小振动对 FMCW 激光测距的影响,2012 年,Kakuma 等<sup>[4]</sup>采用两个扫频方向相反的垂直腔面发射激光器进行测距,通过对两个测量拍频信号的相移进行平均来消除目标的微小偏移;结果表明,消除振动前后的测量精度分别为 0.69 mm 和 0.018 mm。2014 年,陶龙等<sup>[5]</sup>采用单个激光器进行三角波扫频,根据漂移误差放大项符号与光频扫描方向有关这一特性,通过计算一正一反连续两次光频扫描测量结果的算术平均值来减小测量误差;结果表明,经该方法补偿后,测量标准差由 51.9  $\mu\text{m}$  减小为 8  $\mu\text{m}$ 。2016 年,Lu 等<sup>[6]</sup>在 FMCW 激光测距系统的基础上增加了一个激光多普勒测速仪,多普勒测速仪用来测量目标的偏移量,用偏移量对测距值进行补偿后可以获得真实的距离值;采用该系统对距离为 16 m 的目标进行测量,测量分辨率可以达到 65.5  $\mu\text{m}$ 。刘国栋等<sup>[7]</sup>采用一个调频范围为 1530~1551 nm 的宽带外腔激光器进行测距,他们先将单次扫频周期的测量信号进行分段,然后对测量信号进行交叠分时处理,利用 Chirp Z 变换计算不同时刻的目标距离,之后结合卡尔曼滤波方法对目标距离信息进行状态估计,使测量标准差由 185.4  $\mu\text{m}$  减小为 9  $\mu\text{m}$ 。

本课题组在深入研究基于等光频间隔重采样 FMCW 激光测距技术的基础上,提出了一种基于四波混频(FWM)效应的振动补偿方法,该方法仅需要一个可调谐激光器和一个单频激光器,通过 FWM 技术产生两个扫频方向相反的频率扫描信号,且不需要测量振动漂移便可消除振动的影响。此外,为了消除调频非线性带来的误差,深入研究等光频间隔重采样消除调频非线性的原理<sup>[8-10]</sup>,本课题组在 FWM 技术的基础上增添辅助干涉仪,对等光频间隔重采样的快速傅里叶变换(FFT)频谱峰值频率公式以及消除振动影响的测距系统的距离求取公式进行推导,并通过仿真实验验证公式的正确性。

## 2 基本原理

### 2.1 振动对双光路 FMCW 激光测距的影响

双光路 FMCW 激光测距系统输出的激光频率按照三角波的形式输出,其发射出去的信号与经目标点反射回来的信号存在一定的时间延迟,将具有时间延迟的回波信号与发射信号进行混频处理,得到频率单一的拍频信号,根据该拍频信号的频率与待测距离成正比这一关系可以计算出待测距离值<sup>[11]</sup>。

光电探测器探测到的拍频信号<sup>[7]</sup>为

$$I = (A_r A_L \xi)^{\frac{1}{2}} \cos \left[ 2\pi \left( f_1 \tau - \frac{1}{2} \alpha_1 \tau^2 + \alpha_1 \tau t \right) \right], \quad 0 \leq t \leq T_m, \quad (1)$$

式中: $A_r$  为测量光的振幅; $A_L$  为本振光的振幅; $\xi$  为外差干涉效率; $f_1$  为初始频率; $\tau$  为待测距离对应的时间延迟; $\alpha_1$  为激光器的调制速率; $t$  为时间; $T_m$  为调频周期。拍频信号的瞬时频率为

$$f_{\text{beat}} = \alpha_1 \tau. \quad (2)$$

待测距离为

$$R = \frac{\tau c}{2} = \frac{f_{\text{beat}} c}{2\alpha_1}, \quad (3)$$

式中: $c$  为光速。当待测目标固定,即  $\tau$  为一定值时, $R$  也为定值。

实际上,可调谐激光器的频率调制均不能达到完全线性,因此调制过程中会存在波动,导致测量信号的拍频频谱展宽,无法获得正确的待测距离值<sup>[12-14]</sup>。对于该问题,常用的解决方法是采用双光路 FMCW 激光测距系统,该系统示意图如图 1 所示,即在原有测量干涉光路的基础上增添辅助干涉光路<sup>[8]</sup>,辅助干涉光路的光程差是已知的,用示波器对两个拍频信号进行采样,然后将辅助干涉光路的拍频信号的峰谷值点作为重采样时钟点,即以相同的相位间隔对测量拍频信号进行重采样,采样信号的时间依赖性将被相位依赖性取代。经等光频间隔重采样后,拍频信号的计算公式<sup>[7]</sup>为

$$I' = (A_r A_L \xi)^{\frac{1}{2}} \cos \left[ 2\pi \left( f_1 - \frac{1}{2} \alpha_1 \tau + \frac{1}{2\tau_r} k \right) \tau \right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (4)$$

式中: $I'$  为经过等光频间隔重采样后的测量拍频信号; $\tau_r$  为辅助干涉光路的光程差对应的时间延迟。由(4)式可知,可调谐激光器频率调制非线性的影响已经消除。

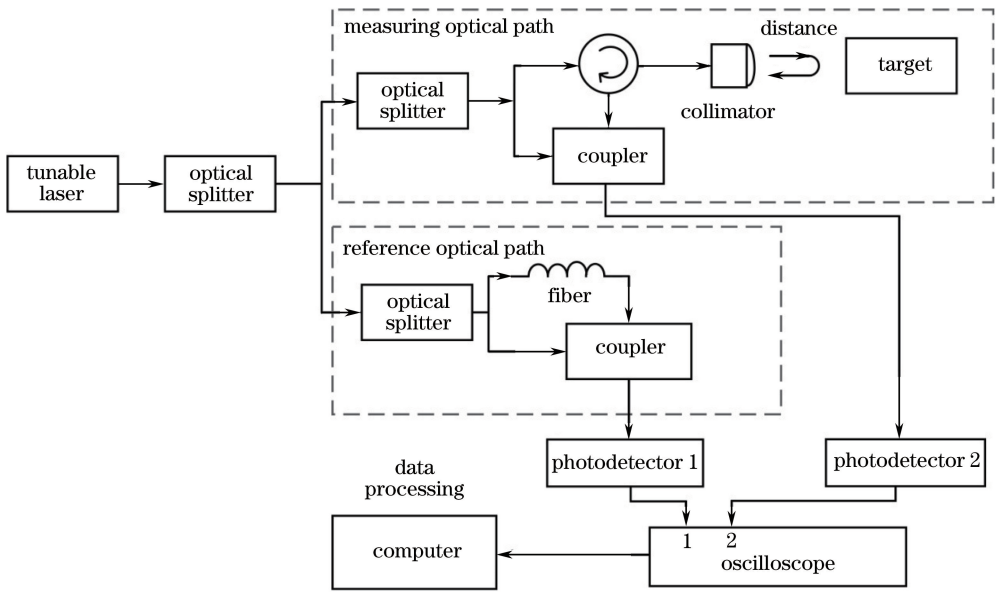


图 1 双光路 FMCW 激光测距系统整体结构示意图

Fig. 1 Structure diagram of dual-path FMCW laser ranging system

然而,测量环境中的振动难以避免,这会对双光路 FMCW 激光测距产生影响<sup>[15]</sup>。测量到的拍频信号如(1)式所示,由于  $\tau^2$  项极小,可以忽略不计,因此(1)式可以简化为

$$I = (A_r A_L \xi)^{\frac{1}{2}} \cos[2\pi(f_1 \tau + \alpha_1 \tau t)]. \quad (5)$$

由(5)式可知,对于理想的待测目标,测量光程差是固定不变的,即在任何时刻  $\tau$  对拍频信号的测量影响都可以作为初始相位来忽略。当测量环境中存在振动时,即测量光程差随时间变化时, $\tau$  与时间有关, $f_1 \tau$  项将光程差变化转为拍频信号不需要的相位调制,从而显著影响拍频信号的稳定性,且振动会在拍频信号中引入多普勒频移,拍 frequencies 为

$$f'_{\text{beat}} = f_{\text{beat}} \pm f_D = \alpha_1 \tau \pm 2 \frac{v}{\lambda} = \alpha_1 \tau \pm 2 \frac{v}{c} f_1, \quad (6)$$

式中: $f_D$  为多普勒频移; $f'_{\text{beat}}$  为引入  $f_D$  的拍频频率; $\lambda$  为光的中心波长; $v$  为测量目标的运动速率。 $v$  的正负号与  $v$  相对于双光路 FMCW 测距系统的方向有关,则待测距离值为

$$R' = \frac{f'_{\text{beat}} c}{2\alpha_1} = \frac{\alpha_1 \tau \pm 2 \frac{v}{c} f_1}{2\alpha_1} c = \frac{f_{\text{beat}} c}{2\alpha_1} \pm \frac{2vf_1}{2\alpha_1} = R \pm \frac{2f_1 v (T_m/2)}{2\alpha_1 (T_m/2)} = R \pm \frac{f_1}{B} \Delta R, \quad (7)$$

式中: $\Delta R$  为待测目标的振动位移; $B$  为扫描带宽。由(7)式可知,振动位移被放大了  $f_1/B$  倍。对于初

始频率为 1550 nm、扫描带宽为 10 nm 的激光器,振动位移将被放大 155 倍,测量精度大幅降低。

## 2.2 FMCW 激光测距系统的振动补偿原理

为了减小振动对双光路 FMCW 激光测距的影响,利用一个单频激光器和一个可调谐激光器,通过 FWM 技术产生两个扫频方向相反的频率扫描信号,利用两个频率扫描信号的测距信息计算消除振动影响后的待测距离值。

由于半导体光放大器(SOA)具有较高的三阶非线性极化率,以及较小的光波导色散和较短的弛豫时间,因此非常有利于产生 FWM 效应<sup>[16]</sup>。FWM 效应是一种超快的非线性过程,其在 SOA 中发生的典型过程如下:在 SOA 的输入端同时输入光频率为  $f_a$  的连续抽运光和光频率为  $f_b$  且载有调制信息的信号光,一般情况下抽运光功率大于信号光功率,且在单抽运光源的情况下,信号光与抽运光的偏振态应基本一致,以使 FWM 效应最大化。在半导体有源区内,这两种光因受快速非线性效应的影响而产生频率为  $2f_a - f_b$  和  $2f_b - f_a$  的新信号<sup>[17]</sup>。频率为  $2f_a - f_b$  的光(即转换光)准确地复制了信号光的信息,而频率为  $2f_b - f_a$  的光功率极小,通过合适的滤光片即可保留转换光信号。

基于 FWM 效应的 FMCW 激光测距系统示意图如图 2 所示。该系统以可调谐激光器作为信号光源,单频激光器作为抽运光源。单频激光器输出频率为  $f_0$  的连续光信号,可调谐激光器输出的频率为  $f_1 \sim f_2$  的三角波频率调制信号被光学分束器分

为两束,其中一束与单频激光器发出的光在 3 dB 耦合器中耦合,之后被送入偏振控制器,调节偏振控制器至输出光的偏振态基本一致,再将输出光送入 SOA,在 SOA 中产生 FWM 效应的时频图,如图 3 所示。由图 3 可知,SOA 中新生成的转换光信号的频率  $f_3 \sim f_4$  与信号光源的频率关于  $f_0$  镜像对称,且本系统采用波长下转换的方式(目的是提高波长转换效率),即  $f_1, f_2$  均小于  $f_0$ 。SOA 的输出连接到光滤波器,用于保留所需要的转换光,后面放置一个掺铒光纤放大器(EDFA)用于对转换光进行放大,转换光与可调谐激光器发出的另一束激光在

3 dB 耦合器中耦合,作为两个频率扫描信号。由于 FWM 效应的波长转换速率可达 100 Gbit/s<sup>[18]</sup>,因此可视为同步产生了两个频率扫描信号。将上述扫描光信号同时送入测量干涉光路和辅助干涉光路,两个光路的组成与图 1 所示的双光路 FMCW 激光测距系统中的对应光路基本一致,不同的是基于 FWM 效应的 FMCW 激光测距系统具有两个频率扫描信号,因此在测量干涉光路和辅助干涉光路的光电探测器前均增加了粗波分复用器(CWDM),用于分开两个频率段的信号。本系统采用 4 个光电探测器分别探测拍频信号。

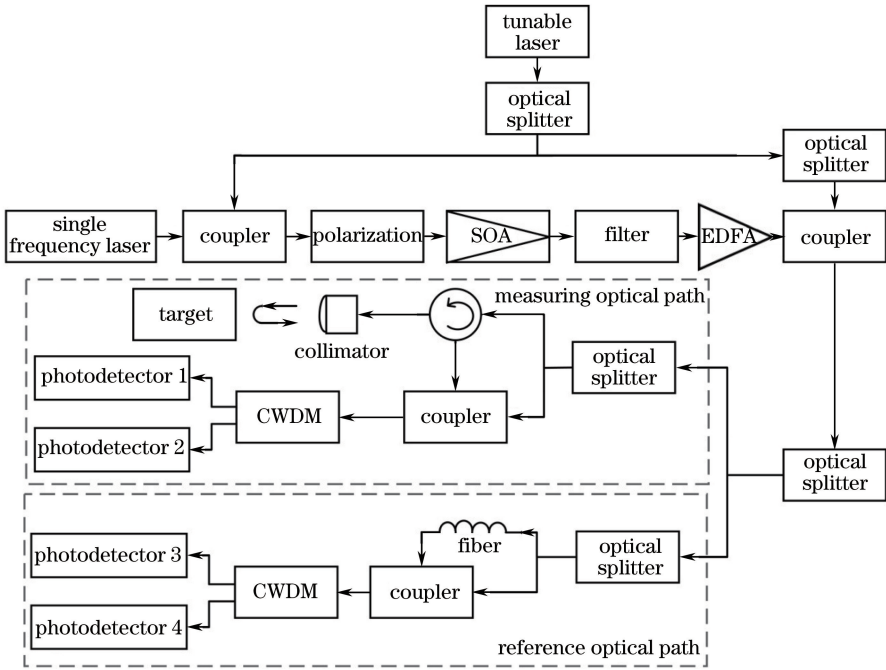


图 2 基于 FWM 效应的 FMCW 激光测距系统整体结构示意图

Fig. 2 Structural diagram of FMCW laser ranging system based on FWM effect

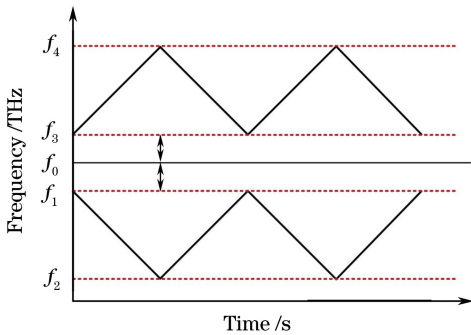


图 3 产生 FWM 效应的时频图

Fig. 3 Time-frequency diagram for generation of FWM effect

当可调谐激光器的频率调制并非完全线性,且测量环境中存在振动时,测量干涉光路的两个拍频信号分别为

$$I_{m1}(t, \tau) = A_1 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_1 \tau + (\alpha_1 \tau \pm f_D) t + \int_{t-\tau}^t \varepsilon_1(t) dt \right] \right\}, \quad (8)$$

$$I_{m2}(t, \tau) = A_2 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_3 \tau + (-\alpha_1 \tau \pm f_D) t - \int_{t-\tau}^t \varepsilon_1(t) dt \right] \right\}, \quad (9)$$

式中:  $I_{m1}$ 、 $I_{m2}$  分别为频率扫描信号和镜像频率扫描信号的拍频信号;  $A_1$ 、 $A_2$  分别为合并后的信号幅度;  $\varepsilon_1(t)$  为偏离理想线性扫频的频率非线性误差。由于  $f_1$  与  $f_3$  相差很小,因此两个测量拍频信号中的多普勒频移可视为近似相等。辅助干涉光路中的两个辅助拍频信号分别为

$$I_{rl} = A_3 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_1 \tau_r + \alpha_1 \tau_r t + \int_{t-\tau_r}^t \epsilon_1(t) dt \right] \right\}, \quad (10)$$

$$I_{rc} = A_4 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_3 \tau_r - \alpha_1 t \tau_r - \int_{t-\tau_r}^t \epsilon_1(t) dt \right] \right\}, \quad (11)$$

式中:  $I_{rl}$ 、 $I_{rc}$  分别为频率扫描信号和镜像频率扫描信号的辅助拍频信号;  $A_3$ 、 $A_4$  分别为合并后的信号幅度。将(10)式与(11)式相乘, 并将相乘后的信号进行高通滤波, 将滤波后的结果作为重采样信号, 则重采样信号为

$$I_{rlc}(t, \tau_r) = \frac{A_3 A_4}{2} \times \cos \left\{ 2\pi \left[ (f_1 - f_3) \tau_r + 2\alpha_1 t \tau_r + 2 \int_{t-\tau_r}^t \epsilon_1(t) dt \right] \right\}. \quad (12)$$

辅助干涉光路的光程差是设定的一个固定值, 即  $\tau_r$  为已知值。令

$$F(t) = t + \frac{\int_{t-\tau_r}^t \epsilon_1(t) dt}{\alpha_1 \tau_r}, \quad (13)$$

将(12)式、(8)式和(9)式分别改写为

$$I_{rlc}(F, \tau_r) =$$

$$\frac{A_3 A_4}{2} \cos \left\{ 2\pi \left[ (f_1 - f_3) \tau_r + 2\alpha_1 F(t) \tau_r \right] \right\}, \quad (14)$$

$$I_{ml}(F, \tau) = A_1 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_1 \tau + (\alpha_1 \tau \pm f_D) F(t) \right] \right\}, \quad (15)$$

$$I_{mc}(F, \tau) = A_2 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_3 \tau + (-\alpha_1 \tau \pm f_D) F(t) \right] \right\}. \quad (16)$$

为了消除调频非线性的影响, 取重采样信号的峰谷值位置点对两个测量拍频信号分别进行重采样, 即令(14)式中的相位

$$2\pi \left[ (f_1 - f_3) \tau_r + 2\alpha_1 F(t_k) \tau_r \right] = k\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (17)$$

则可以得到

$$F(t_k) = \frac{k/\tau_r - 2(f_1 - f_3)}{4\alpha_1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (18)$$

$$\Delta F = F(t_{k+1}) - F(t_k) = \frac{1}{4\alpha_1 \tau_r}, \quad (19)$$

式中:  $t_k$  为重采样点序列对应的时间;  $k$  为重采样点的序列。由(19)式可知  $\Delta F$  为常数。对两个测量拍频信号同时进行等间隔  $\Delta F$  采样, 则(15)式、(16)式分别变为

$$I'_{ml}(F, \tau) = A_1 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_1 \tau + (\alpha_1 \tau \pm f_D) k \Delta F \right] \right\} = A_1 \cos \left[ 2\pi \left( f_1 \tau + \frac{\alpha_1 \tau \pm f_D}{4\alpha_1 \tau_r} k \right) \right], \quad (20)$$

$$I'_{mc}(F, \tau) = A_2 \cos \left\{ 2\pi \left[ f_3 \tau + (-\alpha_1 \tau \pm f_D) k \Delta F \right] \right\} = A_2 \cos \left[ 2\pi \left( f_3 \tau + \frac{-\alpha_1 \tau \pm f_D}{4\alpha_1 \tau_r} k \right) \right]. \quad (21)$$

由(20)式和(21)式可知, 调频非线性已经消除, 然而振动使得两个测量拍频信号的中心频率发生偏移, 且在拍频信号中引入了不必要的相位调制, 从而无法由(3)式计算得到正确的距离值。

为了减小振动对 FMCW 激光测距的影响, 将重采样后的测量拍频信号相乘可得

$$I'_{mlc}(F, \tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \left\{ \cos \left[ 2\pi \left[ \frac{k\tau}{2\tau_r} + (f_1 - f_3) \tau \right] \right] + \cos \left[ 2\pi \left( f_1 + f_3 \right) \tau + 2\pi \frac{\pm f_D}{2\alpha_1 \tau_r} k \right] \right\}, \quad (22)$$

可以看出, (22)式中的第 1 个余弦项只包含了待测距离信息, 第 2 个余弦项为干扰项。由于  $f_1$  与  $f_3$  相差很小, 故而第 1 个余弦项中不需要的相位调制将大幅减小, 且第 1 个余弦项是关于  $k$  的单频函数, 因此第 1 个余弦项中的振动影响可基本消除。第 2 个余弦项是频率极小的项, 通过高通滤波即可去除。

设重采样后的测量拍频信号点数为  $N'$ , 对高通滤波后的  $I'_{mlc}(F, \tau)$  进行快速傅立叶变换, 其频谱峰值位置为  $k'$ , 则峰值点频率为

$$f_{\text{peak}} = \frac{k' - 1}{N'}. \quad (23)$$

因为

$$f_{\text{peak}} = \frac{\tau}{2\tau_r}, \quad (24)$$

故而, 结合(23)式和(24)式可得

$$\tau = \frac{2\tau_r(k' - 1)}{N'}. \quad (25)$$

将(25)式代入(3)式, 即可得到消除振动影响后的待测目标距离值:

$$R_{\text{dis}} = \frac{\tau c}{2} = \frac{\tau_r c(k' - 1)}{N'}. \quad (26)$$

### 3 仿真结果

为了验证本系统的可行性, 使用 MATLAB 对

振动与非振动环境下的距离测量进行数值模拟。设定可调谐激光器的扫描范围为 1545.7~1555.7 nm, 带宽为 10 nm, 扫描速率为 100 nm/s, 单频激光器发射的固定激光频率为 1543.7 nm, 由 FWM 效应可知, 新生成的另一频率扫描信号的扫描范围为 1541.7~1531.7 nm。辅助干涉光路的延迟光纤长度为 80.3 m, 因此等光频重采样的间隔为 19.6 MHz, CWDM 的反射波长范围为 1543~1557 nm, 将其置于光电探测器前, 能够很好地将两个频率扫描信号分开。

为了模拟待测目标的振动, 参照精密压电位移台的性能参数, 对待测目标的正弦振动(频率为 2 Hz, 振幅为 100  $\mu\text{m}$ )进行仿真。用一次多项式相位信号作为等光频重采样后测量拍频信号的主要形式进行仿真, 即采用(20)式和(21)式的形式进行仿真。其中,  $f_1$  为 1545.7 nm,  $f_3$  为 1541.7 nm, 由延迟光纤长度计算可得  $\tau_r$  为  $3.93 \times 10^{-7}$  s, 调频激光器的调制速率  $\alpha_1$  取 100 nm/s, 单程待测距离设定为 5 m。模拟振动环境时, 在待测距离上添加频率为 2 Hz、幅值为 100  $\mu\text{m}$  的正弦函数作为振动位移, 则待测距离对应的时间延迟  $\tau$  可由两倍实际单程待测距离与光速  $c$  相除得到, 多普勒频移由(6)式得到。考虑到偏振控制器和 SOA 引入的噪声, 设置镜像频率扫描信号的拍频信号中的相位噪声大于另

一拍频信号的相位噪声。

图 4 所示为非振动和振动环境下分别对两个等光频间隔重采样后的测量拍频信号进行补零快速傅立叶变换得到的频谱。图 4(a)和图 4(b)所示分别为非振动环境下原频率扫描信号产生的测量拍频信号  $S_1$  和镜像频率扫描信号产生的测量拍频信号  $S_2$  的拍频频谱, 峰值频率对应的单程待测距离均为 4.999996 m, 频谱分辨率均为 128  $\mu\text{m}$ 。图 4(c)和图 4(d)所示分别为振动环境下  $S_1$  和  $S_2$  的拍频频谱, 可以看出, 频谱严重展宽, 且相对于非振动环境下的频谱发生了频率偏移, 这是由多普勒效应引起的。由图 4(c)与图 4(d)的频率偏移方向相反可知, 这是由两个频率扫描信号的扫描方向相反导致的。将等光频间隔重采样后的两个测量拍频信号相乘, 然后进行高通滤波可得到新信号  $S_3$ 。在非振动环境和振动环境下分别对  $S_3$  进行补零快速傅立叶变换, 得到的频谱如图 5(a)、(b)所示, 峰值频率分别对应单程待测距离 4.999996 m 和 5.000032 m, 频谱分辨率分别为 131  $\mu\text{m}$  和 134  $\mu\text{m}$ 。以同样的参数, 在拍频信号的相位中加入不同的随机噪声, 得到 20 组测量数据, 结果如图 6 所示。图 6(a)所示为补偿前单个激光器进行 20 组测量后的测量绝对误差, 其测量标准差为 1.062 mm, 由于激光器是单方向扫频, 因此测量误差均为正值。同理, 如果激光器沿相反方

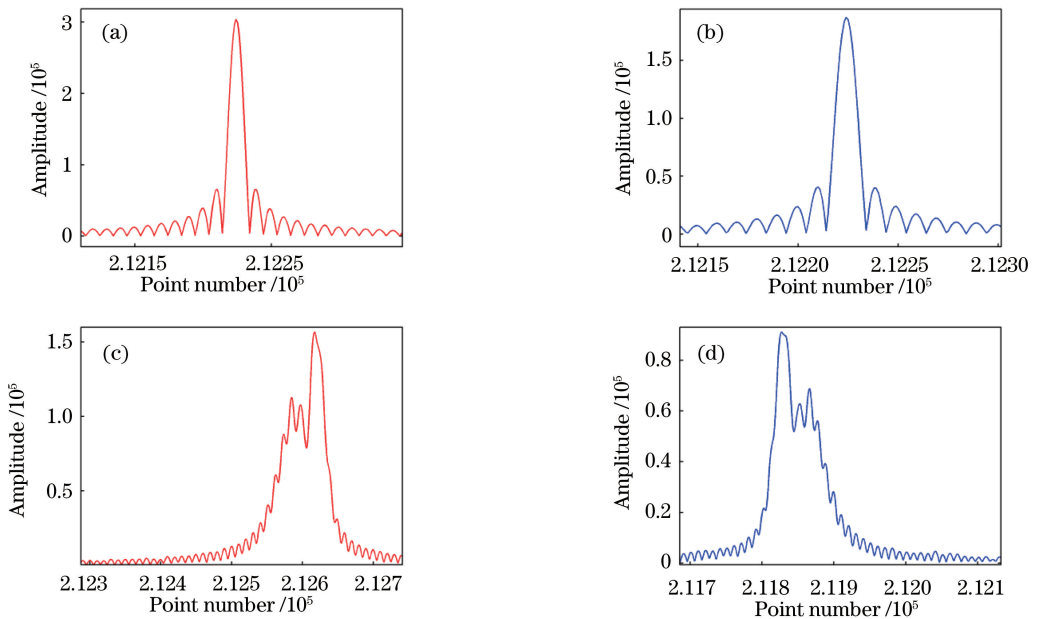


图 4 振动频率为 2 Hz 时, 对等光频重采样后的测量拍频信号进行补零快速傅立叶变换后得到的频谱。(a)非振动环境,  $S_1$ ; (b)非振动环境,  $S_2$ ; (c)振动环境,  $S_1$ ; (d)振动环境,  $S_2$

Fig. 4 Spectra obtained by zero-padded FFT of equispaced-phase resampling data at vibration frequency of 2 Hz. (a) Non-vibration environment,  $S_1$ ; (b) non-vibration environment,  $S_2$ ; (c) vibration environment,  $S_1$ ; (d) vibration environment,  $S_2$

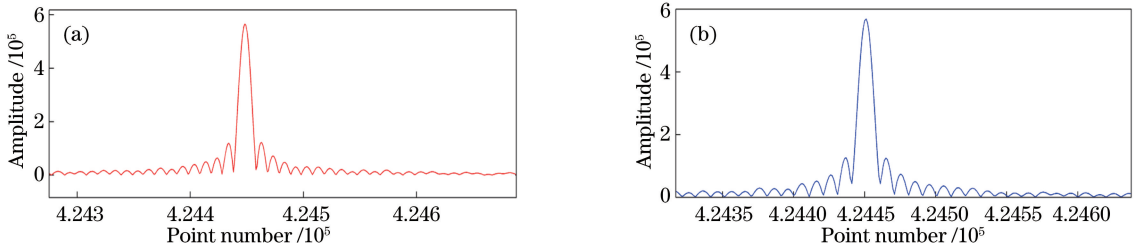


图 5 对  $S_3$  进行补零快速傅立叶变换后得到的频谱。(a)非振动环境;(b)振动环境

Fig. 5 Spectra obtained by zero-padded FFT of  $S_3$ . (a) Non-vibration environment; (b) vibration environment

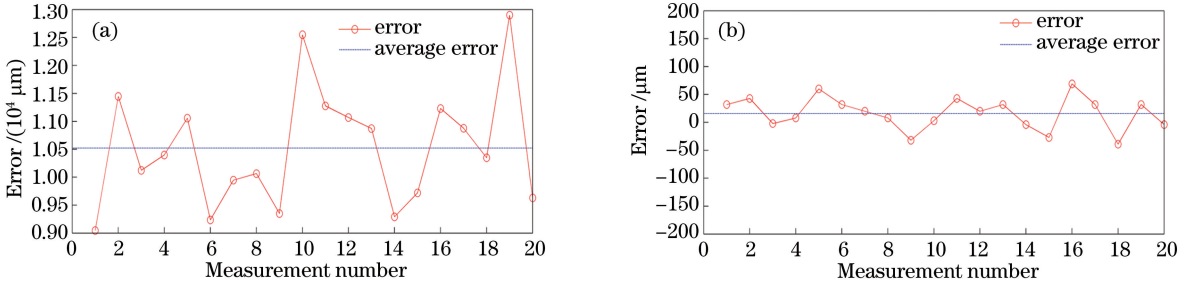


图 6 补偿前后的测量绝对误差。(a)补偿前;(b)补偿后

Fig. 6 Absolute errors of measurement before and after compensation. (a) Before compensation; (b) after compensation

向扫频,则测量误差均为负值。图 6(b)所示为补偿后的测量绝对误差,其测量标准差减小为  $29 \mu\text{m}$ 。

## 4 分析与讨论

当测量环境中存在振动时,测量拍频信号的中心频率将由  $\alpha_1\tau$  偏移  $\pm f_D$ ,正负号由待测目标的速度相对于测距系统的方向决定,且由于  $\tau$  在变化,因此测量拍频信号的频谱发生展宽,无法利用传统的双光路 FMCW 测距方法计算待测距离值;而基于 FWM 效应的振动补偿方法将两个等光频间隔重采样后的测量拍频信号相乘并进行高通滤波,从而大幅减小了振动对测距造成的影响。

由(20)式和(21)式可知,  $f_D$  的绝对值必须远小于  $\alpha_1\tau$ 。若  $f_D$  的绝对值与  $\alpha_1\tau$  相近,在测量过程中,测量拍频信号的中心频率就会发生非常大的偏移,频谱也将发生严重展宽,从而无法进行测量。当扫描带宽为  $10 \text{ nm}$ 、待测距离为  $5 \text{ m}$ 、光的中心波长为  $1545.7 \text{ nm}$  时,根据  $f_D \ll \alpha_1\tau$ ,取  $\alpha_1\tau$  为  $f_D$  的 100 倍,计算得到目标的振动速率小于  $3.2 \text{ mm/s}$ ,即基于 FWM 效应的振动补偿通常适用于低速振动目标的补偿。

仿真结果表明:在待测距离为  $5 \text{ m}$  且待测目标以  $2 \text{ Hz}$  的频率进行行程为  $100 \mu\text{m}$  的周期性位移时,传统 FMCW 测距技术的测量标准差为  $1.062 \text{ mm}$ ,而使用本方法进行振动补偿得到的测量

标准差仅为  $29 \mu\text{m}$ ;频谱分辨率非常接近于非振动环境下的频谱分辨率,且与扫描带宽为  $10 \text{ nm}$  时的理论距离分辨率也比较接近(理论距离分辨率可由  $\delta = c/2B$  计算得到)。仿真结果表明,所提方法具有比传统 FMCW 激光测距方法更广的适用范围和更好的稳定性,能有效消除振动对测距产生的影响。

## 5 结 论

本研究分析了双光路 FMCW 激光测距的原理,并在此基础上重点讨论了振动对 FMCW 激光测距的影响,提出了一种基于 FWM 效应的振动补偿方法,该方法无须测量漂移误差即可获取消除振动影响后的测距值,简化了系统的硬件部分,并降低了成本。同时,针对调频非线性问题,提出了适用于本系统的等光频间隔重采样方法,并重新推导了等光频间隔重采样公式。仿真结果表明:当存在振动时,测量拍频信号的频谱会发生严重的展宽和频移,导致测量精度大幅降低,未补偿振动影响前的测量标准差为  $1.062 \text{ mm}$ ,补偿后的测量标准差减小为  $29 \mu\text{m}$ ,且频谱分辨率非常接近于非振动环境下的频谱分辨率,证明了本方法能够有效提高 FMCW 激光测距系统的测距稳定性,从而为后续测量提供了理论依据。

## 参 考 文 献

[1] Sun D, Wang Y P, Lin H Y. Dual-frequency

- absolute distance measurements by tunable diode laser [J]. Journal of Xiamen University of Technology, 2017, 25(5): 34-38.
- 孙栋, 王逸平, 林洪沂. 双路调频激光绝对距离测量系统的设计[J]. 厦门理工学院学报, 2017, 25(5): 34-38.
- [2] Yao Y N, Zhang F M, Qu X H. Hardware-based equispaced-phase resampling nonlinearity correction algorithm and spectral analysis method [J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(12): 1212003.
- 姚艳南, 张福民, 曲兴华. 基于硬件的等光频间隔采样及频谱分析方法[J]. 光学学报, 2016, 36(12): 1212003.
- [3] 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): 112402.
- [4] Kakuma S, Katase Y. Frequency scanning interferometry immune to length drift using a pair of vertical-cavity surface-emitting laser diodes [J]. Optical Review, 2012, 19(6): 376-380.
- [5] Tao L, Liu Z G, Lü T, *et al.* Drift error compensation method of frequency sweeping interferometer by consecutive forward and reverse optical frequency scanning [J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(2): 0212002.
- 陶龙, 刘志刚, 吕涛, 等. 频率扫描干涉仪漂移误差正反向扫描补偿法[J]. 光学学报, 2014, 34(2): 0212002.
- [6] Lu C, Liu G D, Liu B G, *et al.* Absolute distance measurement system with micron-grade measurement uncertainty and 24 m range using frequency scanning interferometry with compensation of environmental vibration[J]. Optics Express, 2016, 24(26): 30215-30224.
- [7] Liu G D, Xu X K, Liu B G, *et al.* A method of suppressing vibration for high precision broadband laser frequency scanning interferometry [J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(20): 209501.
- 刘国栋, 许新科, 刘炳国, 等. 基于振动抑制高精度宽带激光扫描干涉测量方法[J]. 物理学报, 2016, 65(20): 209501.
- [8] Meng X S, Zhang F M, Qu X H. 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.
- [9] Shi G, Zhang F M, Qu X H, *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.
- [10] Meng X S, Zhang F M, Qu X H. Optimization of the signal processing in frequency modulated continuous wave laser ranging system[J]. Proceedings of SPIE, 2015, 9446: 94461Q.
- [11] Schneider R, Thuermel P, Stockmann M. Distance measurement of moving objects by frequency modulated laser radar [J]. Optical Engineering, 2001, 40(1): 33-37.
- [12] Ahn T J, Kim D Y. Analysis of nonlinear frequency sweep in high-speed tunable laser sources using a self-homodyne measurement and Hilbert transformation [J]. Applied Optics, 2007, 46(13): 2394-2400.
- [13] Deng Z W, Liu Z G, Li B, *et al.* Precision improvement in frequency-scanning interferometry based on suppressing nonlinear optical frequency sweeping[J]. Optical Review, 2015, 22(5): 724-730.
- [14] Liu Z, Liu Z G, Deng Z W, *et al.* Suppression of nonlinear frequency sweep in frequency sweeping interferometer based on order tracking technique[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(1): 0112003.
- 刘哲, 刘志刚, 邓忠文, 等. 扫频干涉测距光频率非线性阶次跟踪抑制方法[J]. 光学学报, 2016, 36(1): 0112003.
- [15] Zheng J. Analysis of optical frequency-modulated continuous-wave interference [J]. Applied Optics, 2004, 43(21): 4189-4198.
- [16] Zhang Q Y. Study on application of SOA-FWM effect in RoF system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014: 3-5.
- 张巧燕. SOA-FWM效应在RoF系统中的应用研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2014: 3-5.
- [17] Zheng Z Z. Research on four-wave mixing wavelength conversion based on semiconductor optical amplifiers [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2003: 24-26.
- 郑泽洲. 基于半导体光放大器四波混频型波长转换的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2003: 24-26.
- [18] Bava G P, Osella G, Debernardi P. Highly nondegenerate four-wave mixing in semiconductor laser oscillators[J]. Optics Letters, 1995, 20(15): 1643-1645.