

激光调频连续波测距的精度评定方法研究

潘浩 曲兴华 史春钊 李雅婷 张福民

Precision evaluation method of measuring frequency modulated continuous wave laser distance

Pan Hao Qu Xing-Hua Shi Chun-Zhao Li Ya-Ting Zhang Fu-Min

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 67, 090201 (2018) DOI: 10.7498/aps.67.20180142

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.67.20180142>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2018/V67/I9>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[二次偏振调制测距系统中调制频率与测距精度的关系](#)

Relationship between modulation frequency and range accuracy in the double polarization modulation range finding system

物理学报.2016, 65(10): 100601 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.100601>

[基于飞秒激光模间拍频法的大尺寸测距方法](#)

Large-scale absolute distance measurement using inter-mode beat of a femtosecond laser

物理学报.2016, 65(8): 080602 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.080602>

[论动态信息理论](#)

On dynamic information theory

物理学报.2014, 63(23): 230201 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.230201>

[带势估计的概率假设密度滤波的物理空间意义](#)

Derivation of cardinalized probability hypothesis density filter via the physical-space approach

物理学报.2014, 63(22): 220204 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.220204>

[概率假设密度滤波的物理空间意义](#)

Derivation of the probability hypothesis density filter via the physical-space approach

物理学报.2014, 63(20): 200204 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.200204>

激光调频连续波测距的精度评定方法研究*

潘浩 曲兴华 史春钊 李雅婷 张福民†

(天津大学, 精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072)

(2017年1月20日收到; 2018年2月14日收到修改稿)

基于双光纤光路等光频重采样原理, 提出了一种距离精度的评定方法. 通过推导噪声背景下等光频重采样信号中距离参量的克拉美-罗下边界, 得到了影响系统测距精度的两个重要因素: 信噪比和扫描带宽, 并进行了实验验证. 实验表明, 该评价方法并不会受到任何距离估算方法的影响, 根据此方法可以选择一个最优的距离估算方法. 通过对两个影响精度的因素进行仿真分析可知, 在扫描带宽为2.2 nm时, 若将测量光路的信噪比提升至70 dB以上, 系统可获得低于10 μm 的测距精度. 该精度评定方法可为后续改善调频连续波测距系统性能提供理论参考.

关键词: 调频连续波激光测距, 干涉测量, 频谱分析

PACS: 02.50.Ey, 06.30.Bp, 42.25.Hz, 42.62.Eh

DOI: 10.7498/aps.67.20180142

1 引言

工业制造快速发展的今天, 人们对可测量对象的测量速度、测量精度、表面质量的需求越来越高. 新一代工业测量的需求朝着快速、高精度、漫反射表面对象测量发展. 目前, 针对漫反射目标测量的方法主要有立体视觉成像技术^[1]、脉冲式激光成像技术^[2]、调频连续波(frequency modulated continuous wave, FMCW)测量技术^[3]. 其中, 立体视觉成像技术成本低, 技术成熟, 可拓展性强, 对近距离漫反射表面对象测量具有很好的成像效果. 但是, 该方法的成像效果依赖于照片的质量, 对于白色发光表面和光滑表面以及物体边缘, 其成像质量较差. 脉冲式激光成像技术, 也称时间飞行(time of flight, TOF)法测量技术, 常用于遥感监测、机载激光雷达、无人汽车等领域. TOF法测量技术测量原理简单, 系统简便. 但是, 其测量的精度主要取决于计数电路的精度, 故很难突破厘米级精度的限制. FMCW激光测量技术, 其测量原理是将包含距离信息的回波信号与本振信号进行

拍频, 通过解调拍频信号, 即可获取目标的距离信息. FMCW这种外差式探测的方式, 让微弱信号的探测成为可能, 进而也让漫反射目标的测量成为可能. 2014年, 美国国家标准与技术研究院 Baumann 等^[4]在实验室搭建了一套光频梳校正过的FMCW激光雷达测距系统, 在4 m范围内实现了对直径为75 μm 的仙人掌扫描测量, 测量精度达到了亚微米量级. 2015年, 美国蒙大拿大学 Mateo 和 Barber^[5]基于FMCW激光测距的原理, 采用三边测量法对距离为1.5 m的多个不同形状的加工铝板进行了扫描测量, 重复性精度为100—200 μm . 近些年来, FMCW测量技术还被应用到光频域反射计领域, 用于光纤网络的监测和测量^[6]; 应用到合成孔径雷达, 用于目标的三维成像^[7]; 以及应用到医学的光学相干层析, 用于病体组织的无损扫描^[8]等.

相比于其他测量技术, 激光调频干涉技术无需靶标或者标记点, 能够快速测量漫反射体的表面信息, 而且测量精度能达到微米量级. 然而, 受制于连续波光源稳定性的影响, 激光频率不能线性地进行变化, 导致回波信号与本振信号的拍频不稳定、分辨力下降, 从而无法正确解算出距离

* 国家自然科学基金(批准号: 51675380)和航空科学基金(批准号: 20160948001)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhangfumin@tju.edu.cn

信息. 为了解决这个问题, 国内外学者主要从两个方向展开了大量的研究. 其一, 采用主动线性控制技术对光源进行反馈控制. 2010年, 美国蒙大拿大学的Roos等^[9]采用光纤自外差技术, 搭建了一套闭环锁相系统. 并根据带宽大小分别将误差信号反馈至不同的调频控制组件(如, 电机、压电陶瓷、注入电流端口等)进行频率控制, 实现了5 THz大带宽的频率稳定性控制, 线性度达到了34 ppb ($1 \text{ ppb} = 10^{-9}$). 实验表明, 经过线性化后, 系统的测距分辨力提高到了31 μm , 1.5 m测量范围内的重复性精度达到了86 nm. 2011年, 蒙大拿大学Barber等^[10]采用更高精度和稳定度(10^{-12})的光学频率梳作为校正尺子, 将啁啾线性度提高到了15 ppb. 2015年, 上海交通大学Qin等^[11]基于超短延迟Mach-Zehnder干涉仪, 搭建了一套大带宽锁相系统, 用于线性调频控制. 为了消除锁相后残余的相位误差, 采用了数字相位补偿技术, 在不牺牲分辨力的前提下, 将激光器的相干长度提高了60倍. 实验表明, 利用搭建的锁相环系统可以在8 μs 时间内实现DFB激光器80 GHz频率控制, 频率误差仅小于55 kHz. 其二, 采用后处理技术, 也称之为“等光频重采样技术”.

为了减小插值带来的误差影响, 2008年, 科罗拉多大学Moore和McLeod^[12]提出采用长延迟光纤重采样方法, 分析了等光频双路延迟不匹配带来的测距误差影响, 通过在测量信号端引入光学延迟线的办法, 将测量信号的相位误差降低至0.2 mrad. 2009年, 比利时蒙斯理工学院Yüksel等^[13]提出采用短光纤延迟进行重采样的方法, 将测得的“光频-时间”进行线性插值, 找到等频率间隔点以满足奈奎斯特采样定理, 然后, 根据这些等光频点对测量信号进行重采样, 得到了信噪比较高的距离谱. 实验表明, 经重采样之后的距离分辨力提高了30倍. 2017年, 哈尔滨工业大学的Liu等^[14]基于长光纤等光频采样技术, 分析了光纤色散对重采样测距的影响, 并采用光学自聚焦函数模型, 利用数据迭代的方法来寻找最佳的相位补偿值, 以此来修正色散引起的频谱畸变. 对距离为3.89 m的目标进行40 nm扫描测量, 经色散补偿后分辨力达到了32.2 μm . 本课题组自2012年开始了激光FMCW测距技术的研究, 主要对FMCW测距原理^[15]、重采样分析方法优化^[16,17]以及测距系统仪器化等方面进行了研究. 本文以此为基础, 针对目前出现较

多的FMCW测距改进方法, 提出了一种精度评定方法, 即引入统计信号估计理论的克拉美-罗不等式对不同测距方法进行精度评定. 该方法分析了影响测距精度的因素, 可为后续优化测量方案以及提高测量精度提供理论指导.

2 测量原理

2.1 三角波调制下的测距原理

FMCW激光器由于内部受到压电陶迟滞特性、光源相位噪声等影响, 其输出光频在理论上并非理想的线性变化. 外腔可调谐式激光器出射激光的频率可以表示为

$$f_{\text{ECDL}}(t) = f_0 + \gamma t + e_{\text{non}}(t), \quad (1)$$

其中, f_0 是初始频率, γ 是频率调制速度, $e_{\text{non}}(t)$ 是偏离理想线性扫频的频率非线性误差. 若忽略激光源的电场强度变化, 其出射光的电场可表示为

$$E_{\text{ECDL}}(t) = E_0 \exp\{-j[2\pi f_0 t + \pi \gamma t^2 + \phi_{\text{non}}(t) + \phi_0]\}, \quad (2)$$

式中, E_0 为出射电场的振幅, $\phi_{\text{non}}(t)$ 是偏离理想线性扫频的相位误差, ϕ_0 是初始相位. 出射光信号经过3 dB分束器后一路作为本振(local oscillator, LO)光, 另外一路作为测量光路, 经目标表面返回与LO光拍频, 在探测器表面干涉产生拍频信号, 因光电探测器只能响应光功率变化, 若考虑到探测器的噪声, 则光电探测器探测到的信号强度可表示为

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(t) &= \langle [E_{\text{ECDL}}(t) + E_{\text{ECDL}}(t - \tau_m)]^2 \rangle + I_s \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\{2\pi\tau_m[\gamma t + f_0 \\ &\quad + \varphi_{\text{non}}(t, \tau_m)/(2\pi)] - \pi\gamma\tau_m^2\} + I_s \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(2\pi\tau_m\nu - \pi\gamma\tau_m^2) + I_s, \quad (3) \end{aligned}$$

其中, $\langle \cdot \rangle$ 表示对电场关于时间求平均值, I_1 为测量光路的信号强度, I_2 为LO光路的信号强度, τ_m 为空间距离延迟, $\varphi_{\text{non}}(t, \tau_m)$ 为非线性扫频的相位差, ν 为扫频激光器的瞬时频率, I_s 为探测器自带的光功率响应噪声.

为了解决光源非线性扫频的问题, 常常采用双光路干涉FMCW测距. 其中的另外一路称为辅助干涉光路, 通常采用马赫-曾德尔干涉仪(Mach-Zehnder interferometer, MZI)结构设计, 因其具有

光滤波特性以及与测量光路具有相同的时频特性, 故其自由光谱范围 (free spectral range, FSR) 可用来对主光路信号进行重采样.

调频光源的出射光经过 MZI 的两臂: 一路接延迟单模光纤, 另外一路用作本振, 两束光分别经 3 dB 耦合器耦合再送入平衡探测器 (balanced photodetector, BPD) 的两端, 将两光路信号相减, 去除直流, 消除共模噪声, 得到的拍频信号可表示为^[18]

$$\begin{aligned} I_{\text{BPD}}(t) &= \eta \sqrt{I_{\text{LO}} I_{\text{SO}}} \cos\{2\pi\tau_d[\gamma t + f_0 \\ &\quad + \varphi_{\text{non}}(t, \tau_d)/(2\pi)] - \pi\gamma\tau_d^2\} + I_{\text{Bs}} \\ &= \eta \sqrt{I_{\text{LO}} I_{\text{SO}}} \cos(2\pi\tau_d v - \pi\gamma\tau_d^2) + I_{\text{Bs}}, \end{aligned} \quad (4)$$

(4) 式中, η 为平衡光电探测器的量子效率, I_{SO} 为 MZI 延迟端的信号强度, I_{LO} 为本振端的信号强度, τ_d 为光纤延迟, I_{Bs} 为 BPD 自带的光功率响应噪声. 由 (3) 和 (4) 式可知, 主测量光路与辅助测量光路的拍频有着相同的时频特性. 若选取 MZI 拍频信号的峰谷值点为重采样时钟点, 即相邻两时钟点的频率间隔为 $\delta v = 0.5\text{FSR} \approx 0.5/\tau_d$, 则采用时钟信号可表示为

$$T_{\text{cl}}(k) = \sum(v - k \cdot \delta v) = \sum(v - k/(2\tau_d)). \quad (5)$$

若不考虑光纤色散, (3) 式经过 (5) 式重采样之后, 其表达式为

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(k) &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \\ &\quad \times \cos[2\pi\tau_m k/(2\tau_d) - \pi\gamma\tau_m^2] + I_s. \end{aligned} \quad (6)$$

由 (6) 式可以看出, 重采样之后的信号是一个单频信号, 对其进行快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT), 得其距离频谱. 其测量距离可表示为

$$R_m = \frac{c\tau_d}{n_{\text{air}}} \frac{k-1}{N} = \frac{n_d R_d}{n_{\text{air}}} \frac{k-1}{N}, \quad (7)$$

其中, k 为 FFT 之后峰值对应的位置, N 为重采样之后的数据点数, c 为真空光速, R_d 为 MZI 的延迟光纤长度, n_d 为延迟光纤的有效折射率, n_{air} 为空气折射率, 在计算中忽略.

2.2 正弦调制下的测距原理

如果激光源的光频受到正弦调制驱动, 则其瞬时光频可表示为

$$f_{\text{ECDL-s}}(t) = f_0 + \frac{\Delta B}{2} \sin(2\pi f_{\text{mod}} t), \quad (8)$$

其中, ΔB 为光频调制范围, f_{mod} 为光频的调制频率.

忽略激光源的电场强度变化, 其出射光的电场可表示为

$$\begin{aligned} E(t) &= E_0 \exp \left\{ j \left[2\pi f_0 t \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\Delta B}{2f_{\text{mod}}} \cos(2\pi f_{\text{mod}} t) + \phi_0 \right] \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

出射光经目标表面反射回来之后与 LO 光路拍频, 被探测器接收, 考虑探测器的噪声, 则拍频的信号强度可表示为

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(t) &= \langle [E(t) + E(t - \tau_m)]^2 \rangle + I_s \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \left(\frac{\Delta B}{f_{\text{mod}}} \left\{ \sin \left(\frac{2\pi f_{\text{mod}} \tau_m}{2} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \sin \left[2\pi f_{\text{mod}} \left(t - \frac{\tau_m}{2} \right) \right] \right\} + 2\pi f_0 \tau_m \right) + I_s. \end{aligned} \quad (10)$$

通常, 测量范围小于 20 m, 所以 $\tau_m < 7 \times 10^{-8}$ s, 并且调制频率 $f_{\text{mod}} < 10^5$ Hz, 则 $f_{\text{mod}} \tau_m \ll 1$, $\sin(\pi f_{\text{mod}} \tau_m) \approx \pi f_{\text{mod}} \tau_m$, $\sin[2\pi f_{\text{mod}}(t - \tau_m/2)] \approx \sin(2\pi f_{\text{mod}} t)$.

这样, (10) 式可近似表示为

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(t) &\approx I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos[\pi \Delta B \tau_m \sin(2\pi f_{\text{mod}} t) \\ &\quad + 2\pi f_0 \tau_m] + I_s \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \left\{ 2\pi \tau_m \left[f_0 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\Delta B}{2} \sin(2\pi f_{\text{mod}} t) \right] \right\} + I_s \\ &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\{2\pi \tau_m [f_{\text{ECDL-s}}(t)]\} + I_s. \end{aligned} \quad (11)$$

这里, 光频变化速率为: $\gamma = \pi \Delta B f_{\text{mod}} \sin(2\pi f_{\text{mod}} t) \leq \pi \Delta B f_{\text{mod}}$.

同理, 若选取 MZI 的峰谷值作为时钟信号点, 忽略光纤色散影响, 则 (11) 式可表示为

$$\begin{aligned} I_{\text{PD}}(k) &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos[2\pi \tau_m k/(2\tau_d)] \\ &\quad + I_s. \end{aligned} \quad (12)$$

由 (12) 式可知, 不管是三角波调制还是正弦调制, 重采样之后的信号都是一个单频信号. 因此, 正弦调制下的待测距离也可用 (7) 式表示.

3 距离估计的克拉美-罗边界

在对FMCW测距信号进行处理时,常常采用FFT对拍频信号进行频谱分析.然而,如何判断评估频率参量的好坏?怎样得到具有最小方差的无偏估计?在统计学中常用克拉美-罗下界(Cramer-Rao lower bound, CRLB)来获取期望的方差下界.CRLB由罗(Rao)1945年提出,并由克拉美(Cramer)加以完善,其指出:任何无偏估计量的方差必定大于等于CRLB,可表示为^[19]

$$\text{var}\{\hat{u}_i\} \geq (\mathbf{J}^{-1})_{ii} = - \left(E \left\{ \left[\frac{\partial^2}{\partial u_i^2} \ln p(\mathbf{u}, u_i) \right] \right\} \right)^{-1} \quad (i = 1, 2, \dots, M), \quad (13)$$

其中, \mathbf{J} 为费希尔(Fisher)信息矩阵, $(\mathbf{J}^{-1})_{ii}$ 表示 $M \times M$ 维矩阵的第 i 行第 i 列元素, \mathbf{u} 为未知参量的矢量, p 为似然函数, 待估计参量 u_i 的无偏估计为 \hat{u}_i , $E\{\cdot\}$ 表示求期望.

由上一节推导公式可知, 待测距离信息可由(6)和(12)式确定. 为了方便计算, 去除直流, 则双光路FMCW测距系统的干涉信号可简化表示为

$$I_{\text{PD}}(k) = P_b \cos(2\pi f_{\text{res}} k + \theta_0) + I_s \quad (k = 0, 1, \dots, N), \quad (14)$$

其中, P_b 为拍频交流项的信号强度, $f_{\text{res}} (f_{\text{res}} < 1/2)$ 为重采样之后的信号频率, θ_0 为初始相位; 这里假设探测器的噪声 I_s 属于高斯白噪声, 满足分布 $I_s \sim N(0, \sigma_s^2)$. 忽略空气色散, 空间待测的距离可表示为

$$R_m = g(f_{\text{res}}) = (n_d R_d) f_{\text{res}}. \quad (15)$$

构建未知参量 f_{res} 的似然函数方程:

$$p(\mathbf{u}, f_{\text{res}}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_s^2)^{N/2}} \exp \left\{ - \frac{1}{2\sigma_s^2} \sum_{k=0}^{N-1} [I_{\text{PD}}(k) - P_b \cos(2\pi f_{\text{res}} k + \theta_0)]^2 \right\}. \quad (16)$$

为了方便计算, 令 $s(k) = P_b \cos(2\pi f_{\text{res}} k + \theta_0)$, 并将似然函数取对数, 则其关于未知参量 f_{res} 的二阶偏导数可表示为

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{u}, f_{\text{res}})}{\partial f_{\text{res}}^2} = - \frac{1}{\sigma_s^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ [I_{\text{PD}}(k) - s(k)] \frac{\partial^2 s(k)}{\partial f_{\text{res}}^2} + \left[\frac{\partial s(k)}{\partial f_{\text{res}}} \right]^2 \right\}.$$

$$= - \frac{1}{\sigma_s^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ I_s \frac{\partial^2 s(k)}{\partial f_{\text{res}}^2} + \left[\frac{\partial s(k)}{\partial f_{\text{res}}} \right]^2 \right\}. \quad (17)$$

对(17)式求数学期望可得

$$E \left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{u}, f_{\text{res}})}{\partial f_{\text{res}}^2} \right] = - \frac{1}{\sigma_s^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{\partial s(k)}{\partial f_{\text{res}}} \right]^2, \quad (18)$$

代入 $s(k)$, 根据(13)式可知, 关于 f_{res} 的CRLB可表示为

$$\text{var}\{\hat{f}_{\text{res}}\} \geq \frac{\sigma_s^2}{P_b^2 \sum_{k=0}^{N-1} [2\pi k \sin(2\pi f_{\text{res}} k + \theta_0)]^2}. \quad (19)$$

假设 \hat{a} 是 a 的有效估计, 要求估计 $g(a) = ma$, 现在选择 $g(\hat{a}) = m\hat{a}$, 则 $E(g(\hat{a})) = mE(\hat{a}) = ma = g(a)$, 因此 $g(\hat{a})$ 是无偏估计. 根据(15)式, 关于待测距离 R_m 的CRLB可表示为

$$\begin{aligned} \text{var}\{\hat{R}_m\} &\geq \frac{[\partial g(f_{\text{res}})/\partial f_{\text{res}}]^2 \cdot \sigma_s^2}{P_b^2 \sum_{k=0}^{N-1} [2\pi k \sin(2\pi f_{\text{res}} k + \theta_0)]^2} \\ &= \frac{(n_d R_d)^2 \cdot \sigma_s^2}{(2\pi)^2 P_b^2 \sum_{k=0}^{N-1} \{0.5 \cdot k^2 [1 - \cos(4\pi f_{\text{res}} k + 2\theta_0)]\}} \\ &\approx \frac{(n_d R_d)^2 \cdot \sigma_s^2}{(2\pi)^2 P_b^2 \sum_{k=0}^{N-1} (0.5 \cdot k^2)} \\ &= \frac{12 \cdot (n_d R_d)^2 \cdot \sigma_s^2}{(2\pi)^2 P_b^2 \cdot N(N-1)(2N-1)}. \end{aligned} \quad (20)$$

为了方便计算CRLB, 定义信号功率谱(power spectrum density, PSD)的信噪比 R_{SN} 为单边谱主峰信号平均值与噪声的期望方差之比, 即

$$R_{\text{SN}} = \frac{(P_b^2/2)/2}{\sigma_s^2/(N/2)} = \frac{NP_b^2}{8\sigma_s^2}, \quad (21)$$

这里信号长度 $N \gg 1$, 代入(21)式, 则(20)式可简化为

$$\begin{aligned} \text{var}\{\hat{R}_m\} &\geq CRLB_{R_m} \approx \frac{12 \cdot (n_d R_d)^2}{(2\pi)^2 \cdot \frac{NP_b^2}{8\sigma_s^2} \cdot 2N^2 \cdot 8} \\ &= \frac{0.75 \cdot (n_d R_d)^2}{(2\pi)^2 \cdot R_{\text{SN}} \cdot N^2}. \end{aligned} \quad (22)$$

重采样的等光频间隔是 $\delta\nu$, 则扫频范围 B 可表示为

$$B = N \cdot \delta\nu = 0.5N/\tau_d = c/(2 \cdot \delta R), \quad (23)$$

其中, δR 为傅里叶极限距离分辨力, $\delta R = c/2B$.

将 (23) 式代入 (22) 式可得到 CRLB 边界值为

$$\text{var}\{\hat{R}_m\} \geq CRLB_{R_m} \approx \frac{0.75 \cdot (\delta R)^2}{(2\pi)^2 \cdot R_{SN}}. \quad (24)$$

因此, 无论是正弦调制、还是三角波调制的双光路激光 FMCW 测距, 其测距精度评定均有一个极限边界, 该边界可由 (24) 式表示. 式中, CRLB 的边界大小由扫描带宽 B 以及系统的信噪比 R_{SN} 决定. 需要注意的是, CRLB 只是双光路 FMCW 测距精度的极限, 我们无法达到这个边界值, 只能无限地接近这个值. 因此, 可以根据测量精度与 CRLB 的差值来判断测量的可靠性. 根据这个边界, 原则上可以通过无限增大扫描带宽和系统的信噪比, 来不断提高测距精度. 而现实中, 受制于系统有源器件噪声, 如散粒噪声的限制, 信噪比有一个极限值, 从而精度也会出现一个极限值. 根据以上分析, 适当地增加扫描带宽, 选择噪声较小的探测器等方法, 可以提高测距精度.

4 实验

由前面的讨论分析可知, 无论是三角波调制还是正弦波调制的等光频重采样测距系统, 其测距精度都可以用一个统一的公式 (24) 式来表示. 为了验证本评定方法, 采用正弦调制等光频测距方案, 搭建的测距系统如图 1 所示. 实验所选用的光源是 New Focus 公司的外腔式可调谐光源 TLB-6728, 受到激光器内部压电陶瓷响应带宽的限制, 设置正弦调制带宽为 6 GHz, 外部驱动信号的调制频率为 1 kHz, 辅助干涉光路的光纤延迟长度为 80.3 m,

因而等光频重采样的间隔为 1.27 MHz. 测量目标为角锥棱镜. 实验装置主要分为三部分: 绝对距离测量光路、时钟触发光路和波长监测光路. 其中的波长监测光路使用经溯源过的 Wavelength References 公司的标准气体吸收腔 (HCN-13-H(16.5)-25-FC/APC), 目的是用于波长监测 [20]. 三路信号分别被探测器 (Thorlabs PDA10CS-EC) 和 BPD (Thorlabs PDB450C-AC) 接收, 并送入示波器 (LeCroyWaveRunner 640zi) 中采集. 为了确定 CRLB 的参数, 首先要确定实际中扫过的带宽, 可以先通过对辅助拍频信号进行希尔伯特变换, 然后对两正交信号求相位, 继而进行相位解卷裹即可获得光频曲线, 如图 2 所示. 从图 2 可以看出, 时频曲线是一条近似正弦的调频曲线, 根据曲线可求出实际扫频的有效带宽 B 为 6.139 GHz. 因而可求得 $\delta R = c/(2B) = 24.417$ mm.

根据 (24) 式可知, 信噪比是判断测距精度的关键因素. 信噪比越高, 表明回波接收效率越高, 从而拍频效率也就越高, 因此解算出的距离谱峰离噪声水平带的距离也就越远, 如图 3 所示. 这里信噪比的估算是通过计算信号 PSD 主峰的平均功率与噪声方差之比得到的. 图 3 所示为信噪比为 36 dB 时实测信号和模拟信号的 PSD, 可以看出, 实际信号在主峰附近出现幅度较小的伪峰, 其中靠近左侧部分主要是由于激光器内部调频部件的低频噪声以及准直器端面反射的回光与 LO 光拍频导致. 右侧出现了矮峰可能是激光器内部的高频噪声以及外部正弦输入信号源的谐波噪声引起的.

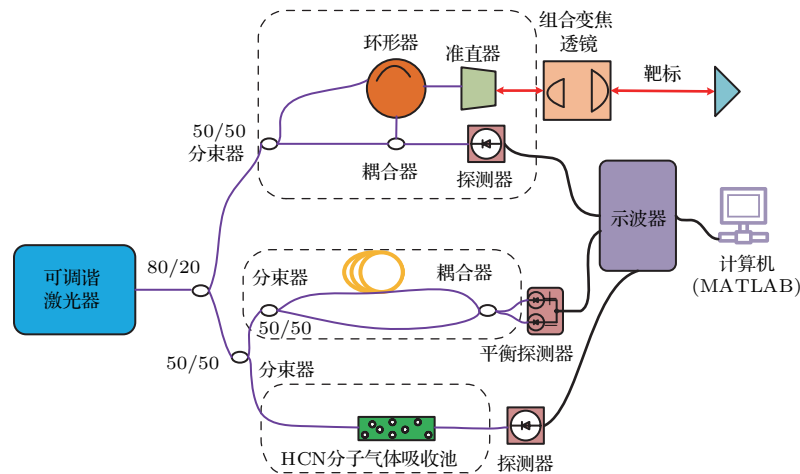


图 1 实验装置图

Fig. 1. Experimental setup.

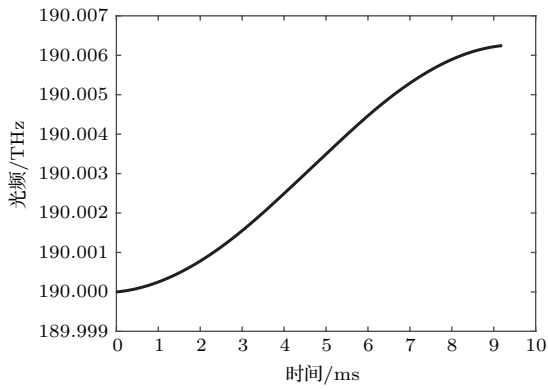


图2 时频曲线
Fig. 2. Chirp curve.

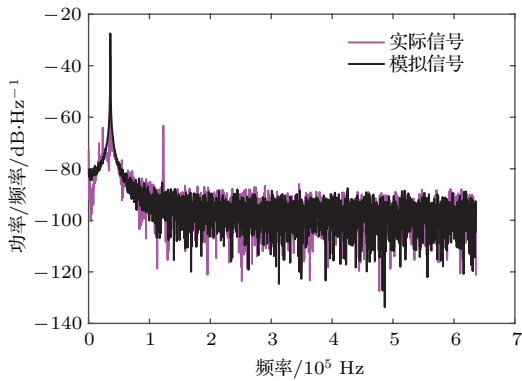


图3 模拟信号(黑色)和实验信号(粉色)的PSD
Fig. 3. PSD of simulated data (black) and experimental data (pink).

为了验证多个位置的重复性精度边界, 将目标角锥棱镜放置在电学导轨位移台(GCD-302004M)上, 每隔50 mm测量一个位置, 一共测量9个位置. 然后分别用直接FFT、样条插值、补零的方法进行距离估算. 9个不同的位置测得的信噪比如图4所示. 从图4可以看出, 在相对距离为100和400 mm的位置, 有较大的信噪比, 分别为37.7和38.2 dB.

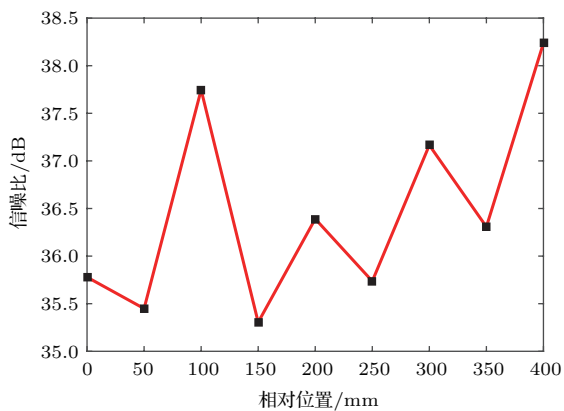


图4 不同位置处估算的信噪比
Fig. 4. Signal-to-noise ratios of range peaks in different places.

根据(24)式的预测, 在这两个位置处会有较高的测距精度. 而三种方法实验估算得到的距离均方差如图5所示. 从图5可见, 这两处的位置有较小的距离均方差, 分别为573和557 μm , 这两个位置对应算出的CRLB的平方根为546和544 μm , 从而印证了之前的预测.

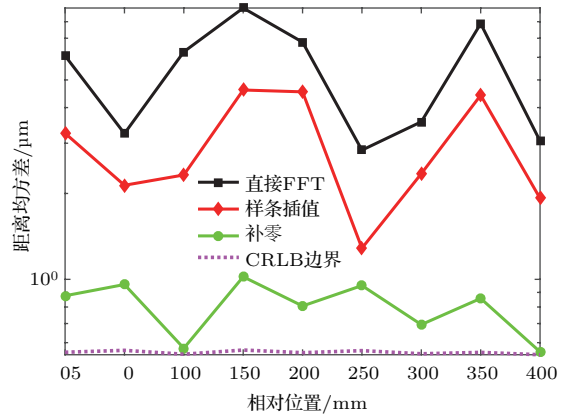


图5 不同方法的均方根误差比较
Fig. 5. Comparison of root mean square errors obtained by different methods.

5 讨论

前文主要验证了距离分辨力和信噪比共同作用下, 测距精度出现了一个极限边界. 以这个边界作为系统可达到的测距精度评判标准, 通过改善测距估算方法, 可以使得测距精度曲线无限接近这个边界值. 以上实验的验证只是验证了极限分辨力在24 mm, 信噪比范围在35—38 dB的情形, 下面主要讨论不同信噪比和分辨力下, 测距系统可达到的测量精度估计. 如图6所示, 分别设置不同的信噪比18, 38, 68, 108 dB, 仿真求得分辨力从20 μm 到1.6 mm变化下测距精度的变化曲线. 随着信噪比

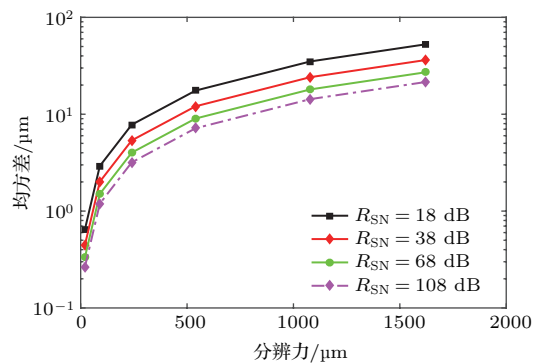


图6 不同信噪比下的“分辨力-距离均方差”仿真图
Fig. 6. Simulations of range standard deviation versus resolution under different signal-to-noise ratios.

的提升,测距均方差逐渐减小.在分辨力为 $540\ \mu\text{m}$,即扫描带宽在 $2.2\ \text{nm}$,当测量光路的信噪比增加至 $70\ \text{dB}$ 以上时,FMCW测距系统即可获得低于 $10\ \mu\text{m}$ 的测距精度.而提高测量光路信噪比的方法主要有增加光源的发射功率、优化光纤耦合装置的设计、选用噪声小的光电探测器等.

测量仪器的测量速度可以定义为: $v_{\text{mea}} = 1/T_{\text{update}}$,这里 T_{update} 为数据更新时间.对应在FMCW双光路测距系统当中,这个更新时间可以表示为: $T_{\text{update}} = B/v_{\text{scan}} = c/(2 \cdot \delta R \cdot v_{\text{scan}})$,其中 v_{scan} 代表激光器的扫描速度.根据(24)式的关系,测定本实验测量系统的信噪比在 $38\ \text{dB}$ 左右波动,在不同扫频速度下,对不同测量速度可达到的测距精度进行仿真,结果如图7所示.从图7可以看出,随着测量速度的提高,对应的测距均方差开始变大.虽然通过提高激光器扫描速度的方法可以进而提高测距精度,但是根据图7所示的关系,测量速度在 $1\ \text{pts/s}$,激光器扫描速度在 $1000\ \text{nm/s}$ 情况下,要想实现 $10\ \text{nm}$ 的测距精度,就需要扫描 $1000\ \text{nm}$ 的频率带宽.如此大的带宽,光纤色散和空气色散的影响将会十分严重,补偿起来也将十分困难.不仅如此,若选取采集卡的采样率为 $500\ \text{MS/s}$,单次测量则需要存储 500M 个点,这势必也会增加后处理系统的计算负担.因此,后续可以根据图7中的关系曲线,选择合适的扫描带宽、扫描速度,有效地提高系统测距精度.还有一种办法是采用现场可编程门阵列技术手段对信号进行实时处理.

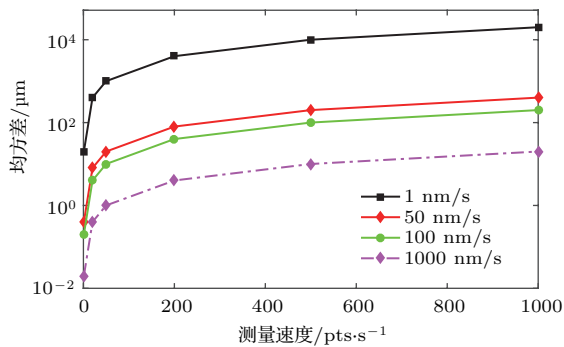


图7 不同调谐速度下的“测量速度-距离均方差”仿真图
Fig. 7. Simulations of range standard deviation versus measuring speed under different chirp rates.

6 结 论

本文基于双光路重采样技术的调频测距原理,详细推导了在考虑噪声的前提下,不同调制方式下的重采样后的测距公式,以及其距离估算的CRLB.

以此为基础,分析了影响测量精度的两个因素,即扫描带宽和信噪比,并得到了实验验证.实验表明,该距离估算边界不会受到距离估算方法的影响,通过该边界可以确定不同距离估算方法的性能.不仅如此,还对不同扫描带宽和信噪比下的测量场景的测距精度做了仿真预测,并提出了参考解决方法.该精度评定方法可以为改善FMCW测距系统性能提供理论参考.

参考文献

- [1] Scharstein D, Szeliski R 2003 *Proceedings of the 2003 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition* Madison, USA, June 18–20, 2003 p195
- [2] Miller M E, Lefsky M, Pang Y 2011 *Remote Sens. Environ.* **115** 298
- [3] Cabral A, Rebordao J 2007 *Opt. Engin.* **46** 073602
- [4] Baumann E, Giorgetta F R, Deschênes J D, Swann W C, Coddington I, Newbury N R 2014 *Opt. Express* **22** 24914
- [5] Mateo A B, Barber Z W 2015 *Appl. Opt.* **54** 6019
- [6] Weid J P, Passy R, Mussi G, Gisin N 1997 *J. Lightw. Technol.* **15** 1131
- [7] Li G, Wang R, Song Z, Zhang K, Wu Y, Pan J 2017 *Appl. Opt.* **56** 3257
- [8] Chen Y, Aguirre A D, Hsiung P L, Huang S W, Mashimo H, Schmitt J M, Fujimoto J G 2008 *Opt. Express* **16** 2469
- [9] Roos P A, Reibel R R, Berg T, Kaylor B, Barber Z W, Babbitt W R 2009 *Opt. Lett.* **34** 3692
- [10] Barber Z W, Giorgetta F R, Roos P A, Coddington I, Dahl J R, Reibel R R, Greenfield N, Newbury N R 2011 *Opt. Lett.* **36** 1152
- [11] Qin J, Zhou Q, Xie W, Xu Y, Yu S, Liu Z, Tong Y, Dong Y, Hu W 2015 *Opt. Lett.* **40** 4500
- [12] Moore E D, Mcleod R R 2008 *Opt. Express* **16** 13139
- [13] Yüksel K, Wuilpart M, Mégret P 2009 *Opt. Express* **17** 5845
- [14] Liu G, Xu X, Liu B, Chen F, Hu T, Lu C, Gan Y 2017 *Opt. Commun.* **386** 57
- [15] Shi G, Zhang F, Qu X, Meng X 2014 *Opt. Eng.* **53** 122402
- [16] Meng X S, Zhang F M, Qu X H 2015 *Acta Phys. Sin.* **23** 230601 (in Chinese) [孟祥松, 张福民, 曲兴华 2015 物理学报 **23** 230601]
- [17] Pan H, Zhang F, Shi C, Qu X 2017 *Appl. Opt.* **56** 6956
- [18] Zheng J 2004 *Appl. Opt.* **43** 4189
- [19] Ye Z F 2009 *Statistical Signal Processing* (Hefei: University of Science and Technology of China Press) p255 (in Chinese) [叶中付 2009 统计信号处理(合肥: 中国科学技术大学出版社) 第255页]
- [20] Swann W C, Gilbert S L 2005 *J. Opt. Soc. Am. B* **22** 1749

Precision evaluation method of measuring frequency modulated continuous wave laser distance*

Pan Hao Qu Xing-Hua Shi Chun-Zhao Li Ya-Ting Zhang Fu-Min[†]

(*State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China*)

(Received 20 January 2017; revised manuscript received 14 February 2018)

Abstract

With the rapid development of industrial manufacturing, people are stricter and stricter for measuring accuracy and demanding for measurable objects. The demand for a new generation of industrial measurement has evolved from the cooperative target toward the diffuse surface object with faster measurement speed and higher precision. Frequency modulated continuous wave (FMCW) laser ranging technology has proved to be an efficient method in the high-precision ranging fields for absolute distance measurement of a diffuse reflecting target.

However, its accuracy is subjected to the stability of continuous-wave light source which cannot scan frequency linearly, which further leads to the instability of beat frequency and poor spectrum resolution. Generally, this problem could be solved by the active linearization technique and the post-processing technique. The most popular method is the non-uniform interval resampling technique, which belongs to the post-processing scheme and uses the zero-crossings or peaks of a long delay Mach-Zehnder interferometer signal as triggers for acquiring the measurement signal data. This technique is low cost, easy to be integrated into FMCW lidar system, and especially suitable for short-range small-band scanning measurements. However, in the large-bandwidth long-distance measurement cases, due to the jitter and dispersion of a long fiber, the spectrum obtained by this method is deteriorated such as the spectral broadening and distance shifting, so the range position cannot be determined precisely. To improve the precision, the fast Fourier transform, chirp Z transform and the multiple signal classification methods are used to obtain the distance spectral information. There are also other methods to solve this problem, but there is no common precision evaluation method to test the validities of these methods.

In this paper, a precision evaluation method of measuring the FMCW absolute distance based on two-fiber interferometer is presented. A lower Cramer-Rao lower bound on the variance of distance parameter of the resampled signal in the presence of noise is derived. It shows that the precision of absolute distance is affected by the signal-to-noise ratio of the system and chirp bandwidth. This result is verified experimentally.

Besides, the proposed method is not restricted to any distance estimation algorithm. According to this boundary, an optimal distance estimation method could be chosen. Moreover, a simulation of range precision versus signal-to-noise ratio and bandwidth is also demonstrated. When the chirped bandwidth is equal to 20 nm and the signal-to-noise ratio of absolute distance measurement interferometer is raised to more than 70 dB, the obtained precision is below 1 μm . This method can provide a theoretical reference for improving the precision of FMCW distance measurement and it could be widely used in the future.

Keywords: frequency modulated continuous wave laser ranging, interferometry, spectrum analysis

PACS: 02.50.Ey, 06.30.Bp, 42.25.Hz, 42.62.Eh

DOI: [10.7498/aps.67.20180142](https://doi.org/10.7498/aps.67.20180142)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51675380) and the Aeronautical Science Foundation, China (Grant No. 20160948001).

[†] Corresponding author. E-mail: zhangfumin@tju.edu.cn