

基于载波相位调制的相位式激光测距外场实验

贺红雨^{1,2}, 孙建锋^{1*}, 卢智勇¹, 从海胜^{1,2}, 韩荣磊^{1,2}, 任伟杰^{1,2},
张龙坤^{1,2}, 李超洋¹, 姜玉鑫^{1,2}

¹中国科学院上海光学精密机械研究所空间激光传输与探测技术重点实验室, 上海 201800;

²中国科学院大学, 北京 100049

摘要 相比于传统的强度调制的相位式激光测距技术, 基于载波相位调制的相位式激光测距技术在之前的研究中展现出了很大的优势, 如调制和解调比较简单、能同时实现高精度的测距和测速等。为了使该测距系统能在外场条件下工作, 对系统进行了一些改进, 包括采用收发分离的光学系统、采取外差探测的方式, 提出了可行的提高灵敏度的算法。外场实验中, 改进系统实现了对 75.5 m 处的目标的测量, 测距和测速的精度分别为 0.93 m 和 5.48×10^{-4} m/s, 对应的测相精度为 0.22°。在正对太阳的情况下, 系统测量精度也几乎不受影响。

关键词 测量; 激光测距仪; 相位式测距仪; 相位调制; 外差探测; 测距测速

中图分类号 O439

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202148.2404001

1 引言

相位式激光测距作为一种能在中远距离实现毫米量级精度的测距方式, 在航天器交汇对接、地形测绘、机器人导航等航天和民用领域取得了广泛的应用^[1-4]。传统的相位式激光测距仪对发射激光的幅度进行调制, 采用直探的方式探测接收光信号的幅度, 通过测量发射的和接收到的正弦信号的相位差来得到时间延迟, 从而得到目标的距离^[5]。为了提高相位测距的精度, 传统相位测距仪往往采用提高调制频率的方式, 然而半导体激光器在高频调制下工作会发生畸变^[6-7], 另外由于传统相位测距仪采用直接探测的方式, 容易受环境光的影响。为了解决这些问题, 本课题组提出了基于载波相位调制的相位式激光测距技术, 并完成了原理性的验证, 在实验室实现了高精度的测距测速^[8]。相比于其他体制的激光测距测速技术, 如调频连续波体制的测距测速和基于伪随机码调制的测距测速技术^[9-11], 该体制主要的优势是调制解调简单, 只需要对发射激光的相位进行正弦调制, 并采用相干探测的方式对回波

信号进行解调, 加上后续的处理算法能以很高的精度求出目标的距离和速度^[12]。

本文对载波相位调制的相位式激光测距系统进行了进一步的改进, 主要目的是提高该测距系统在外场条件下的性能。首先, 采用外差探测的方式, 提高了系统对低频扰动的抗干扰能力, 使得系统也能对静止目标进行高精度的测量; 其次, 采用收发分离的方式, 避免收发同轴方式中发射信号光直接泄露到接收端中, 采用收发分离的方式也是增大发射信号光功率的前提; 最重要的是, 提出一种提取信号频谱信息来计算目标距离和速度的算法, 该算法将信号转换到频域进行分析, 使得信号的信噪比得到提升, 因而系统的灵敏度得到了提升。在这些改进的基础上进行了一系列的外场实验, 测试了系统的性能, 包括外场条件下对静止目标的测距测速、对运动目标的测距测速。提出了验证抗背景光干扰的方法和理论依据, 为了验证该系统的抗背景光干扰的能力, 测试了不同背景光条件下系统噪声的变化。

收稿日期: 2021-03-11; 修回日期: 2021-04-13; 录用日期: 2021-05-17

基金项目: 国家自然科学基金(91938302)、中国科学院战略性先导科技专项(XDB43000000)

通信作者: *sunjianfengs@163.com

2 基本原理

2.1 系统描述

基于激光载波调制的相位式激光测距测速系统框图如图 1 所示。激光器发出的激光被分束器分成两路,其中一路作为信号光,被信号发生器所驱动的电光相位调制器(PM)和声光调制器(AOM)调制,

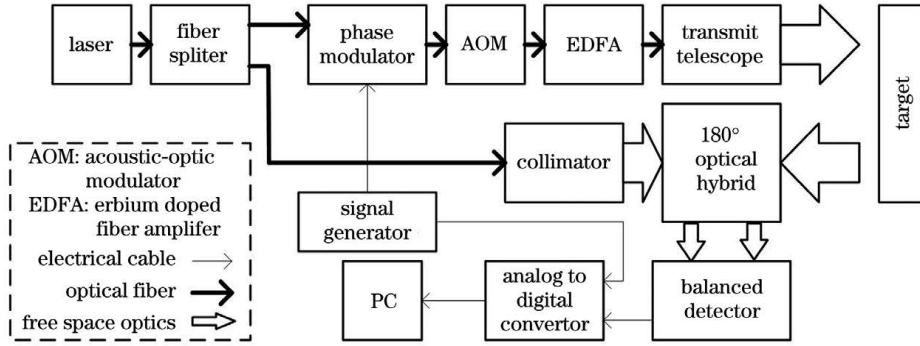


图 1 基于载波相位调制的相位式激光测距测速系统框图

Fig. 1 Block diagram of phase-shift laser range and velocity measurement finder based on optical carrier phase modulation

激光器输出的光场可以表示为

$$E_s(t) = A_0 \exp [j(2\pi\nu t + \varphi_0)], \quad (1)$$

式中: A_0 、 ν 、 φ_0 分别表示激光的幅度、频率、初始相位。激光器输出的光经过一个 1 : γ 的分束器,其中分光比为 1 : ($\gamma+1$) 的一路激光作为本振光。本振光输出的光场可以表示为

$$E_{l_0}(t) = \frac{1}{\sqrt{\gamma+1}} A_0 \exp \left\{ j \left[2\pi\nu \left(t - \frac{l_0}{c} \right) + \varphi_0 \right] \right\}, \quad (2)$$

式中: l_0 为从分束器到 180°桥接器本振光输入的光学长度。信号发生器输出的射频(RF)信号为

$$V_{RF} = A_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF0}), \quad (3)$$

式中: A_{RF} 、 ω_{RF} 、 φ_{RF0} 分别为 RF 信号的幅度、角频率、初始相位。相位调制器(PM)产生的相位变化为

$$\varphi_{RF}(t) = \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0}}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right], \quad (4)$$

式中: l_{RF0} 为从信号发生器到 PM 的传输线长度; V_π 为 PM 的半波电压。PM 调制后的信号光可以表示为

$$E_{PM}(t) = \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} A_0 t_{PM} \exp \left\{ j \left[2\pi\nu \left(t - \frac{l_s}{c} \right) + \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0}}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right] + \varphi_0 \right] \right\}, \quad (5)$$

式中: t_{PM} 为 PM 的透过率; l_s 为从分束器到 PM 的光学长度。经过 PM 调制后然后被声光移频器移频,得到

$$E_{AOM}(t) = \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} A_0 t_{PM} t_{AOM} \exp \left\{ j \left[2\pi(\nu + f_A) t - 2\pi\nu \frac{l_s + l_{t1}}{c} + \varphi_0 \right] \right\} \times \exp \left\{ j \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0} + l_{t1}}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right] \right\}, \quad (6)$$

式中: t_{AOM} 为 AOM 的透过率; l_{t1} 为从 PM 到 AOM 的光程; f_A 为 AOM 的移频频率。该激光然后被 EDFA 放大,从发射望远镜发射,发射的激光光场^[13]可以表示为

$$E_t(t) = \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} A_0 \alpha_{EDFA} t_{PM} t_{AOM} \exp \left\{ j \left[2\pi(\nu + f_A) \left(t - \frac{l_{t2}}{c} \right) - 2\pi\nu \frac{l_s + l_{t1}}{c} + \varphi_0 \right] \right\} \times \exp \left\{ j \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0} + l_{t1} + l_{t2}}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right] \right\}, \quad (7)$$

式中: α_{EDFA} 为 EDFA 的增益; l_{t2} 为从 AOM 到发射望远镜的光程。望远镜发出的激光照射到目标面被目标面散射,后向散射的激光进入到 180°光学混频器中。

然后被掺铒光纤放大器(EDFA)放大,最后通过发射望远镜发射。发出的激光经过大气传输后被目标面散射,接收到的后向散射光和本振光被 180°光学桥接器混频,然后通过平衡探测器探测。模数转换器(ADC)对信号发生器产生的正弦信号和平衡探测器输出的信号进行采样,然后将采样后的数字信号输出给信号处理单元,计算目标的速度和距离。

$$E_r(t) = A_r \exp \left\{ j \left[2\pi(\nu + f_A) \left(t - \frac{l_{t2} + 2r(t)}{c} \right) - 2\pi\nu \frac{l_s + l_{t1}}{c} + \varphi_0 \right] \right\} \times \exp \left\{ j \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0} + l_{t1} + l_{t2} + 2r(t)}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right] \right\}, \quad (8)$$

式中: $E_r(t)$ 为接收信号光的光场; 接收到的信号光的幅度 $A_r = \sqrt{\gamma/(\gamma+1)} A_0 r_t (1-\alpha_t)^2 \alpha_{EDFA} t_{PM} t_{AOM}$; r_t 为目标面的反射率; α_t 为激光在大气中传输的损耗; $r(t)$ 为目标的距离。180° 光学混频器输出的两路光强^[14] 可以表示为

$$I_0(t) = \frac{1}{2} |E_{s2}|^2 + \frac{1}{2} |E_{lo}|^2 + |E_{s2} E_{lo}| \cos[\varphi_{IF}(t)], \quad (9)$$

$$I_{180}(t) = \frac{1}{2} |E_{s2}|^2 + \frac{1}{2} |E_{lo}|^2 + |E_{s2} E_{lo}| \cos[\varphi_{IF}(t) + \pi], \quad (10)$$

式中: $\varphi_{IF}(t)$ 为差频信号相位。

$$\varphi_{IF}(t) = 2\pi f_A t - 2\pi(\nu + f_A) \frac{l_{t2} + 2r(t)}{c} - 2\pi\nu \frac{l_s + l_{t1}}{c} + \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(t - \frac{l_{RF0} + l_{t1} + l_{t2} + 2r(t)}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right]. \quad (11)$$

两路探测器输出的光电流可以表示为

$$i_0(t) = \Re \left\{ \frac{1}{2} |E_{s2}|^2 + \frac{1}{2} |E_{lo}|^2 + |E_{s2} E_{lo}| \cos[\varphi_{IF}(t)] \right\}, \quad (12)$$

$$i_{180}(t) = \Re \left\{ \frac{1}{2} |E_{s2}|^2 + \frac{1}{2} |E_{lo}|^2 + |E_{s2} E_{lo}| \cos[\varphi_{IF}(t) + \pi] \right\}. \quad (13)$$

平衡探测器输出的信号可以表示为

$$i_{BD}(t) = 2\alpha \Re |E_r E_{lo}| \cos[\varphi_{IF}(t)], \quad (14)$$

式中: α 为平衡探测器的增益; \Re 为探测器响应度。利用 ADC 对信号进行采样, 采样率为 F_s , 截取一段长度为 N_0 的信号分析, 采样后的信号可以表示为

$$i_{BD}(n) = 2\alpha \Re |E_r E_{lo}| \cos \left[j\varphi_{IF} \left(\frac{n}{F_s} \right) \right], n = 0, 1, 2, \dots, N_0. \quad (15)$$

由于测量的时间短, 在测量时间内可以认为目标在作匀速运动, 得到

$$r \left(\frac{n}{F_s} \right) = r_0 + v_0 \frac{n}{F_s}. \quad (16)$$

本文中考虑的目标不是高速运动的目标, 当测量周期足够短时, 射频信号的相位变化很小, 在这里可以忽略。因此 $\varphi_{IF}(n)$ 可以表示为

$$\varphi_{IF}(n) = 2\pi(f_d + f_A) \frac{n}{F_s} + \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left[2\pi f_{RF} \left(\frac{n}{F_s} - \frac{l_{RF} + 2r_0}{c} \right) + \varphi_{RF0} \right] + \varphi_{rem}, \quad (17)$$

式中: $l_{RF} = l_{RF0} + l_{t1} + l_{t2}$; 目标运动引起的多普勒频移 $f_d = 2\nu v_0 / c$, v_0 为目标沿光轴方向的运动速度。其中 φ_{rem} 为

$$\varphi_{rem} = 2\pi(\nu + f_A) \frac{l_{t2} + 2r_0}{c} - 2\pi\nu \frac{l_s - l_{lo} + l_{t1}}{c} + \varphi_0. \quad (18)$$

对平衡探测器的输出信号进行希尔伯特变换, 得到

$$I_{BD}(n) = 2\alpha \Re |E_r E_{lo}| \exp \left[j\varphi_{IF} \left(\frac{n}{F_s} \right) \right], n = 0, 1, 2, \dots, N_0. \quad (19)$$

2.2 测距测速算法

利用移相 γ 后的相位调制器调制信号, 生成的参考信号为

$$S_R(\gamma, n) = \exp \left[j \frac{\pi A_{RF}}{V_\pi} \cos \left(2\pi f_{RF} \frac{n}{F_s} + \gamma + \varphi_{RF0} \right) \right]. \quad (20)$$

将参考信号和复数化的平衡探测器输出信号相乘,

$$S_{\text{out}}(\gamma) = I_{\text{BD}}(n) \times S_{\text{RF}}(\gamma, n) = i_{s0} \exp \left[j2\pi(f_d + f_A) \frac{n}{F_s} \right] \exp(-j\varphi_{\text{rem}}) \times \exp \left\{ 2j \frac{\pi A_m}{V_\pi} \sin \left[\frac{\gamma - \varphi_r}{2} \right] \sin \left[2\pi f_{\text{RF}} \left(\frac{n}{F_s} + \frac{\gamma - l_{\text{RF}} - 2r_0}{2c} + 2\varphi_{\text{RF0}} \right) \right] \right\}, \quad (21)$$

式中: $\varphi_r = -2\pi f_{\text{RF}} \frac{l_{\text{RF}} + 2r_0}{c}$; $i_{s0} = 2\alpha \Re |E_r E_{\text{lo}}|$ 。对 $S_{\text{out}}(\gamma)$ 进行贝塞尔展开, 得到

$$S_{\text{out}}(\gamma) = i_{s0} \exp \left[j2\pi(f_d + f_A) \frac{n}{F_s} \right] \exp(-j\varphi_{\text{rem}}) \times \sum_{-\infty}^{\infty} j^k J_n \left[2 \frac{\pi A_m}{V_\pi} \sin \left(\frac{\gamma - \varphi_r}{2} \right) \right] \times \exp \left\{ j^k \left[2\pi f_{\text{RF}} \left(2 \frac{n}{F_s} + \frac{l_{\text{RF}} + 2r_0 + \gamma}{c} \right) \right] \right\}, \quad (22)$$

式中: $J_n(\cdot)$ 为贝塞尔函数。对 $S_{\text{out}}(\gamma)$ 进行快速傅里叶变换(FFT), 并求其峰值, 得到

$$P(\gamma) = \max \{ \text{FFT} [S_{\text{out}}(\gamma)] \}. \quad (23)$$

从(22)式可以看出, 当两者的相位一致时, $S_{\text{out}}(\gamma)$ 为一单频信号。 $P(\gamma)$ 为各阶贝塞尔函数中的最大值,

$$P(\gamma) = \max \left\{ i_{s0} J_n \left[2 \frac{\pi A_m}{V_\pi} \sin \left(\frac{\gamma - \varphi_r}{2} \right) \right] \right\}. \quad (24)$$

从(24)式可以看出, 当 $\gamma = \varphi_r$ 时, $P(\gamma)$ 最大。图 2 为当 $A_m = V_\pi/2, \varphi_r = 0$ 时, $P(\gamma)$ 随 γ 的变化曲线。当 γ 在零附近时, $P(\gamma)$ 为(22)式中的零阶贝塞尔函数, 随着 γ 增加, 频谱的峰值依次变为一阶、二阶贝塞尔函数。其中零阶贝塞尔函数部分用一阶傅里叶级数近似, 图 2 中实线为一阶傅里叶级数近似。该一阶傅里叶级数可以表示为

$$f_{\text{FIT}}(\gamma) = a + b \cos(\omega_F \gamma) + c \sin(\omega_F \gamma), \quad (25)$$

其中近似模型的参数为 $a = 0.5371, b = 0.4629, c = 4.352 \times 10^{-7}, \omega_F = 1.629$ 。

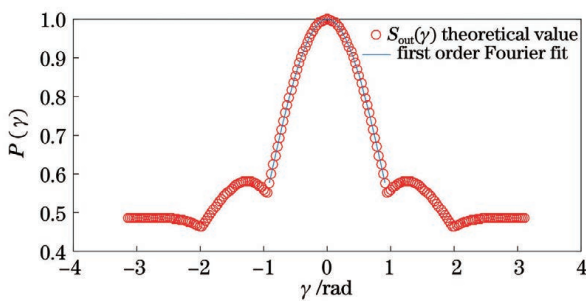


图 2 当 $A_m = V_\pi/2, \varphi_r = 0$ 时, $S_{\text{out}}(\gamma)$ 的频谱峰值随 γ 的变化及其一阶傅里叶近似

Fig. 2 Spectral peak of $S_{\text{out}}(\gamma)$ varying with γ and its first order Fourier approximate when $A_m = V_\pi/2, \varphi_r = 0$

可以利用最大值附近的频谱峰值来估计模型的参数, 并利用该模型求出峰值的位置, 从而得到 φ_r 。然后再利用参考信号 $S_{\text{R}}(\varphi_r, n)$ 和信号相乘, 并进行

FFT, 求其峰值频率 f_v , 从而得到目标速度。

$$r_m = \frac{\varphi_r c}{4\pi f_{\text{RF}}} - \frac{l_{\text{RF}}}{2}, \quad (26)$$

$$v_m = \frac{c(f_d - f_A)}{2\nu}. \quad (27)$$

所提算法利用具有不同相移射频信号的预期信号, 其本质可以认为是没有频移的不同距离的理想回波信号, 和探测器的回波信号相乘, 并对乘积信号的频谱信号进行分析, 提取频谱中的峰值的幅度信息; 然后再通过相移和提取的峰值幅度的关系来寻找预期信号和回波信号匹配时的预期信号对应的距离; 最后再将该预期信号与回波信号相乘并提取其频谱中的峰值, 计算目标产生的多普勒频移, 从而得到目标的速度。所提算法能提高系统灵敏度的根本原因是将信号转换到了频域进行分析, 信噪比得到了提升。

2.3 背景光干扰对系统信噪比的影响

在该系统中, 噪声的主要来源为探测器的散粒噪声和热噪声, 由于系统中的本振光功率很高, 探测器的散粒噪声远大于热噪声, 因此在该系统中热噪声可以忽略。在考虑噪声的情况下平衡探测器输出的光电流可以表示为

$$i_{\text{BD}}(t) = \alpha \Re |E_r E_{\text{lo}}| \cos[\varphi_{\text{IF}}(t)] + i_{\text{N}}(t). \quad (28)$$

由于本振光功率远大于信号光功率, 系统的噪声的均方电流值^[15]可以表示为

$$\overline{i_{\text{N}}^2} = 2eB_d \Re(|E_{\text{lo}}|^2 + P_b), \quad (29)$$

式中: P_b 为进入到探测器的背景光功率; e 为电荷常数; B_d 为探测器带宽。系统的信噪比可以表示为

$$R_{\text{SN}} = \frac{|i_s(t)|^2}{|i_{\text{N}}(t)|^2} = \frac{\alpha^2 \Re^2 |E_r E_{\text{lo}}|^2 / 2}{2\alpha^2 e B_d \Re(P_b + |E_{\text{lo}}|^2)} = \frac{\Re P_s}{4eB_d} \cdot \frac{1}{1 + P_b/|E_{\text{lo}}|^2}. \quad (30)$$

从(30)式可以看出, 当本振光功率远大于背景

光功率时,背景光对系统的信噪比几乎没有影响。背景光有很多种,包括天空的背景辐射、人造照明光源、来自其他设备的激光和太阳光等。在这里分析功率最强、最常见的太阳光的影响。查得在 1550 nm 波段,太阳光在大气层上方的功率密度为 $N=0.267 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{nm}^{-1}$,在 1550 nm 波段大气的透过率很高,忽略大气引起的衰减。经过起偏器后,一半的背景光被衰减,进入到探测器的功率可以表示为

$$P_b = \frac{NA}{2} \times b, \quad (31)$$

式中: A 为接收光学口径面积; b 为滤光片带宽。当接收光学系统的口径为 8 mm,滤光片的半峰全宽为 10 nm,接收机正对太阳时,进入探测器的太阳光功率 $P_b=67.1 \mu\text{W}$ 。如果要避免太阳光直射对系统的影响,则需要的本振光功率要比该功率大很多,而这个条件通常容易满足。

3 实验及实验结果的分析与讨论

为了测试系统在外场条件下的测距测速性能,进行了一系列的外场实验,包括静止目标和运动目标的测距测速,以及在有太阳光干扰情况下的实验。实验装置按图 1 所示的系统图搭建。激光器线宽小于 100 kHz;AOM 的移频量为 1 MHz;PM 的半波电压为 4 V,带宽为 300 MHz;探测器带宽为 26 MHz;受到探测器前方透镜口径的限制,接收光学系统的口径为 8 mm;在接收光路前有中心波长为 1550 nm,半峰全宽为 10 nm 的滤光片。

实验中,EDFA 输出的光功率为 500 mW,PM 输入的信号是频率为 200 kHz、幅值为 2 V 的正弦信号,示波器的采样率为 10 MHz,采集了 0.1 s 内的数据,以 1 ms 作为测量周期,每次截取 1 ms 的数据计算速度和距离。首先对一静止目标进行测距测速,用手持式激光测距仪测得该目标的距离为 75.5 m。图 3 为采集到的平衡探测器(BD)的输出信号和 AOM 的驱动信号,矩形框中为这两个信号在 1 ms 内的波形。将具有不同相移的参考信号和探测器信号相乘,得到 $P(\gamma)$ 。图 4 为 $P(\gamma)$ 的一阶傅里叶级数拟合,可以看出拟合的效果很好,其中 $R^2=1$,均方根误差 $E_{\text{RMS}}=0.0216$ 。

将 PM 的驱动信号依次移相 $\pi/5, 2\pi/5, \dots, 2\pi$,得到一系列具有不同相移的参考信号。根据 2.2 节中的算法,可以得到一系列 FFT 的峰值 $P(k\pi/5)$,其中 $k=1,2,\dots,10$,如图 5 所示。然后

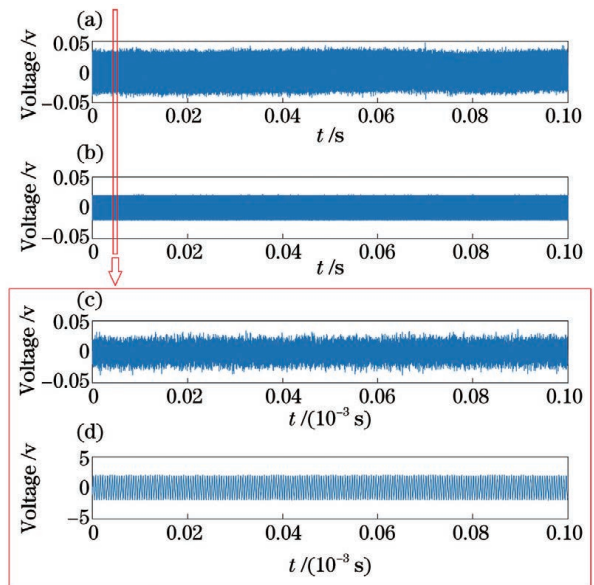


图 3 采集到的 BD 的输出信号和 PM 的驱动信号。(a)BD 的输出信号;(b)PM 的驱动信号;(c)(d)对应的放大图

Fig. 3 Acquired output signal of BD and driven signal of PM. (a) Output signal of BD; (b) driven signal of PM; (c)(d) corresponding enlarged views

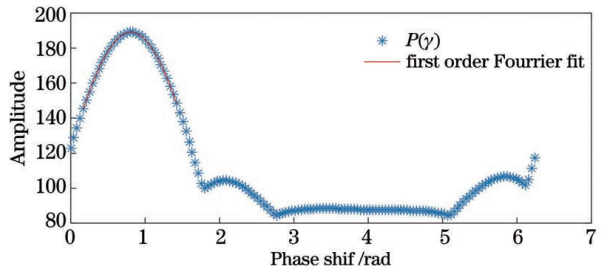


图 4 $P(\gamma)$ 的一阶傅里叶级数拟合

Fig. 4 First order Fourier fit of $P(\gamma)$

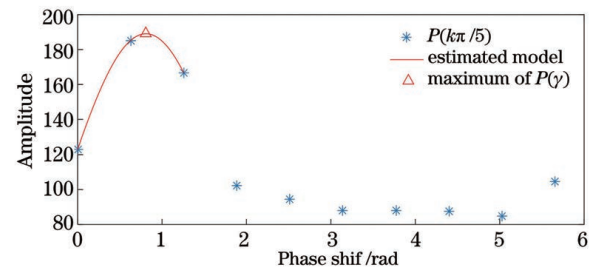


图 5 计算得到 $P(k\pi/5)$,利用最小二乘法估计出的模型曲线和根据该模型计算得到的最大值

Fig. 5 Calculated $P(k\pi/5)$, the model curve estimated by least square method and the calculated maximum obtained by the model

利用 $P(k\pi/5)$ 中最大值和最大值左侧和右侧的值估计 $f_{\text{FIT}}(\gamma)$,然后通过得到的参数估计 $P(\gamma)$ 最大时的 γ_{max} 。图 6 (a) 为探测器输出信号的频谱,

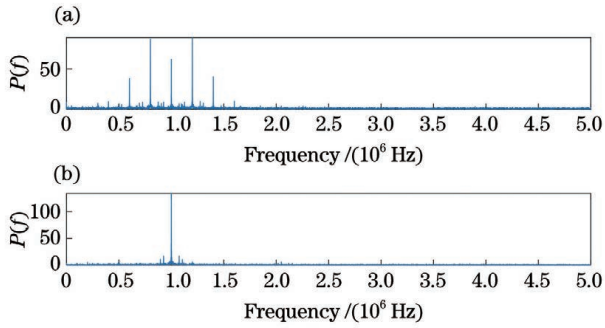


图 6 输出信号和乘积信号的频谱。(a)BD 输出信号的频谱;(b)当 $\gamma = \gamma_{\max}$ 时, $S_{\text{out}}(\gamma)$ 的频谱

Fig. 6 Spectrum of output signal and the product signal.

(a) Spectrum of the output signal of BD;
(b) spectrum of $S_{\text{out}}(\gamma)$ when $\gamma = \gamma_{\max}$

图 6(b)为 $\gamma = \gamma_{\max}$ 时,参考信号和探测器信号的乘积信号的频谱。从图 6(b)可以看出,乘积信号的频谱为单峰,这说明参考信号的 RF 相位和平衡探测器输出信号的 RF 相位已经匹配,该峰值的频率是目标相对运动引起的多普勒频移和 AOM 产生的移频的叠加。直接计算得到相位差对应的距离

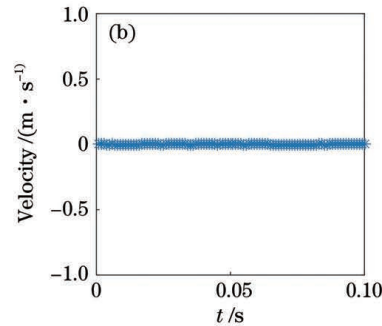
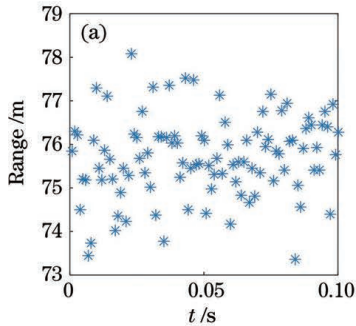


图 7 75.5 m 处静止目标的测量结果。(a)测得的距离;(b)测得的速度

Fig. 7 Results of measuring static target at the distance of 75.5 m. (a) Measured distance; (b) measured velocity

为了检验该系统对运动目标的测距测速能力,也对运动目标进行测试。在这里截取 1 ms 的信号计算速度和距离,显然也满足运动目标测距的要求,即使目标运动速度为 10 m/s,在测量周期内目标的

距离变化为 0.01 m,远小于射频信号的波长 1500 m。实验中将该系统对准 71.5 m 处的行人,采集了 0.1 s 的数据。图 8 为测得的行人的距离和运动速度。其中距离的均值为 71.83 m,测距的距离 RMSE

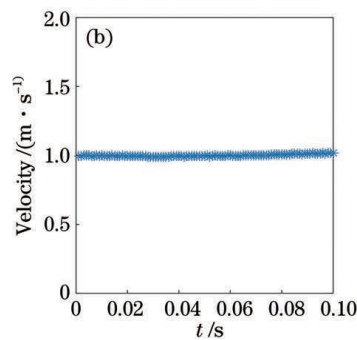
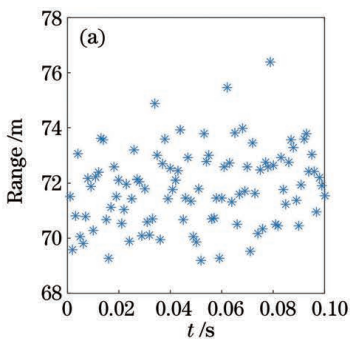


图 8 71.5 m 处运动目标(行人)的测量结果。(a)测得的距离;(b)测得的速度

Fig. 8 Results of measuring moving target (a pedestrian) at the distance of 71.5 m. (a) Measured distance; (b) measured velocity

均值 (AVG) 为 96.18 m,均方跟误差 (RMSE) 为 0.93 m。测得的速度 AVG 为 1.18×10^{-4} m/s, RMSE 为 5.48×10^{-4} m/s。系统测得的结果和测距机测得的结果之差为 20.68 m,这是因为调制后的信号光在测距机内部传输了一定距离,即 l_{RF} 。为了验证该结论,对不同距离的目标进行了测距,表 1 为系统测得的距离和目标实际距离的对比。目标距离和测得的距离满足正比例关系,截距为 20.478 m,即 $l_{\text{RF}} = 20.478$ m。图 7 为对静止目标的测距测速的结果,目标的实际距离为 75.5 m,可以看到系统测得的结果和目标距离符合,测距的均值为 75.7 m。

表 1 不同距离目标的测距结果

Table 1 Measured distance of different targets unit: m		
Distance of target	AVG of measured distance	RMSE of measured distance
48.5	69.57	0.68
70	90.42	0.93
132	152.95	2.47

为 1.39 m, 测得速度约为 1 m/s, 和行人运动的速度吻合。

为了验证系统抗背景光干扰的能力, 测试了不同背景光条件下系统的噪声均方根值(RMS)变化, 两路探测器的本振光功率之和为 4.9 mW。图 9 为系统直视太阳时的照片。在不开启 EDFA 的情况下, 分别采集了系统在直视太阳、有阳光照射的目标面和遮挡接收孔径情况下平衡探测器的噪声, 然后根据采集到的信号计算噪声的 RMS。表 2 为不同背景光下测得的系统噪声的 RMS 变化, 可以看出系统的噪声几乎没有变化, 表明该体制雷达具有抗太阳光干扰的能力。

表 2 不同环境光条件下系统噪声的 RMS 变化

Table 2 RMS of noise of the system under different background light

Background light	Direct look at the sun	Sunlight illuminates the target	No sunlight
RMS of noise /mV	26.7977	26.5154	26.7838

4 结 论

改进了基于载波相位调制的相位式激光测距测速系统, 并推导了该系统的基本工作原理。提出一种提取频谱信息计算目标距离和速度的算法, 搭建了收发分离光学系统和基于外差探测方式的系统, 进行了外场的测距测速实验。在 PM 的调制频率为 200 kHz、信号光发射功率为 500 mW、光学系统接收口径为 8 mm 的情况下, 对 75.5 m 处的目标进行了测距测速, 测距和测速的精度分别达 0.93 m 和 5.48×10^{-4} m/s。值得注意的是, 该系统的测程为 750 m, 系统测相的精度为 0.22° , 测量的频率为 1 kHz。在相同的条件下也对运动目标进行了测量, 在目标运动的情况下该系统依然可以保持较高的测距精度, 测得的速度和目标实际运动情况基本相符。另外, 也测试了不同背景光条件下系统的噪声, 结果表明系统的噪声几乎没有变化, 这说明该体制抗背景光干扰的能力很强。从外场实验结果看, 通过一系列的改进, 该系统的抗干扰能力和灵敏度有了很大的提升, 能够适应外场工作条件, 未来将有很大应用前景。在相位测距体制中, 测距精度和测程之间存在矛盾, 本文为保证测程采用了比较低的调制频率, 因此测距精度只能达到米级。为了解决测距精度和测程的矛盾, 在提高测程的同时保证测距精度, 需要提高调制频率, 并采用双频调制的方式来消除距离模糊, 这也是下一步的研究计划。



图 9 系统直视太阳时的照片

Fig. 9 Photograph of the system looking at the sun directly

参 考 文 献

- [1] Yang R, Zhang G F, Zhang Z C, et al. Design and experiment of a laser ranging scheme for aerospace applications [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(3): 700-706.
杨冉, 张高飞, 张紫辰, 等. 一种面向空间应用的激光测距方案设计与实验 [J]. *红外与激光工程*, 2014, 43(3): 700-706.
- [2] Song H, Zhang Y F, Wu C P, et al. Calibration method of underwater phase laser ranging [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(4): 0406008.
宋宏, 张云菲, 吴超鹏, 等. 水下相位式激光测距定标方法 [J]. *红外与激光工程*, 2019, 48(4): 0406008.
- [3] Yoon H, Park K. Development of a laser range finder using a phase difference method [J]. *Proceedings of SPIE*, 2005, 6049: 60490R.
- [4] Zhao X, Yang H M, Qiang J, et al. High-precision coherent laser ranging method based on Kalman filtering [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(14): 1412001.
赵潇, 杨海马, 强佳, 等. 基于卡尔曼滤波的高精度相干激光测距方法 [J]. *光学学报*, 2020, 40(14): 1412001.
- [5] Jia F X, Ding Z L, Yuan F. Phase-shift laser range finder receiver system [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2009, 17(10): 2377-2384.
贾方秀, 丁振良, 袁锋. 相位法激光测距接收系统 [J]. *光学精密工程*, 2009, 17(10): 2377-2384.

- [6] Jiang C H, Yang J H, Zhang L J, et al. High-precision phase-shift laser range finder system based on laser beat-frequency [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, 43(9): 0912006.
姜成昊, 杨进华, 张丽娟, 等. 基于激光拍频高精度相位式测距方法 [J]. *光子学报*, 2014, 43(9): 0912006.
- [7] Fu Q Y, Zhou Z M, Jin D F, et al. Triangular-wave modulation in a laser ranging system [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(3): 0304006.
傅勤毅, 周遵梅, 金鼎沸, 等. 三角波调制在激光测距中的应用研究 [J]. *中国激光*, 2020, 47(3): 0304006.
- [8] He H Y, Sun J F, Lu Z Y, et al. Phase-shift laser range finder technique based on optical carrier phase modulation [J]. *Applied Optics*, 2020, 59 (17): 5079-5085.
- [9] Karlsson C J, Olsson F A A, Letalick D, et al. All-fiber multifunction continuous-wave coherent laser radar at 1.55 μm for range, speed, vibration, and wind measurements [J]. *Applied Optics*, 2000, 39 (21): 3716-3726.
- [10] Mao X S, Inoue D, Matsubara H, et al. Demonstration of in-car Doppler laser radar at 1.55 μm for range and speed measurement [J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2013, 14(2): 599-607.
- [11] Jing L Q, Zheng G, Sun B, et al. Measurement of distance to moving target using frequency-modulated continuous-wave interference technique [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2019, 46(12): 1204001.
井李强, 郑刚, 孙彬, 等. 基于调频连续波干涉技术的运动目标距离测量 [J]. *中国激光*, 2019, 46(12): 1204001.
- [12] He H Y, Sun J F, Lu Z Y. Methods to improve sensitivity of phase-shift laser range finder based on optical carrier phase modulation [J]. *Proceedings of SPIE*, 2020, 11501: 115011L.
- [13] Yang F, He Y, Shang J H, et al. Development of an all-fiber heterodyne lidar for range and velocity measurements [J]. *Chinese Optics Letters*, 2010, 8 (7): 713-716.
- [14] Garreis R B. 90 degree optical hybrid for coherent receivers [J]. *Proceedings of SPIE*, 1991, 1522: 210-219.
- [15] Leeb W R. Degradation of signal to noise ratio in optical free space data links due to background illumination [J]. *Applied Optics*, 1989, 28 (16): 3443-3449.

Outdoor Experiments of Phase-Shift Laser Range Finder Technique Based on Optical Carrier Phase Modulation

He Hongyu^{1,2}, Sun Jianfeng^{1*}, Lu Zhiyong¹, Cong Haisheng^{1,2}, Han Ronglei^{1,2},
Ren Weijie^{1,2}, Zhang Longkun^{1,2}, Li Chaoyang^{1,2}, Jiang Yuxin^{1,2}

¹ *Key Laboratory of Space Laser Communication and Detection Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;*

² *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*

Abstract

Objective The phase-shift laser ranging technique, which can achieve millimeter accuracy over medium and long distances, is widely used in the aerospace field, such as docking of spacecraft and landing on extraterrestrial planets, as well as civil fields such as three-dimensional mapping and vehicle-mounted lidar. In a previous study, we proposed a phase-shift laser range finder based on optical carrier phase modulation. Comparing with the traditional intensity-modulated phase-shift laser range finder, the technique shows excellent advantages such as simplification of modulation and demodulation, ability to measure range and velocity precisely at the same time. The technique combined the advantage of traditional intensity-modulated phase-type laser ranging technology and coherent laser ranging technology. This paper aims to conduct additional research on the technique to make it usable in the field. The system has been improved in several ways, including using a separate transmitting-receiving (T-R) optical system, using a heterodyne detection method, and the proposal of a feasible algorithm to improve system sensitivity.

Methods First, the experimental system of phase-shift laser range finder based on carrier phase modulation using heterodyne detection is described (Fig. 1). The balanced detector's output signal equation is deduced. Second, the

algorithm's thoughts are presented, and the algorithm's steps are demonstrated. Finally, the effect of background light on the system signal-to-noise ratio is discussed. The condition of ignoring background light is discussed. An experimental setup using heterodyne detection is built. The parameter of the experiment equipment are as follows, the linewidth of the laser is less than 100 kHz, the frequency shift of the acoustic-optical modulator is 1 MHz, the half-wave voltage of the phase modulator is 4 V and its bandwidth is 300 MHz, the bandwidth of balanced detector is 26 MHz, receiving aperture of an optical system is 8 mm, the center wavelength and full width of half maximum are 1550 nm and 10 nm respectively. In the experiment, the light power of the erbium-doped optical fiber amplifier (EDFA) is 500 mW, the frequency and amplitude of the input signal of the phase modulator is 200 kHz and 2 V. The oscilloscope's sample rate is 10 MHz, and every 10000 sample point is cut to process and calculate, which makes the measurement period is 1 ms. A series of the experiment is conducted. A different distance from the target is measured, and the linearity of the distance measurement is discussed. The precision of range and velocity measurements is estimated after multiple measurements. Furthermore, the range and velocity of the moving target (a pedestrian) are measured to test the system's ability to move targets. Finally, the ability of the proposed system to resist background light interference was tested by measuring the noise's root mean square value (RMS) under various background light conditions.

Results and Discussions A linear model can fit the relationship between measured and actual distance (Table 1), and its intercept is 20.478 m. The intercept shows the transmission length of the RF signal inside the system unit. A target at a distance of 75.7 m is measured (Fig. 7), the average (AVG) of the measured distance is 96.18 m, the root mean square error (RMSE) is 0.93 m. The AVG and RMSE of measured velocity, respectively, are 1.18×10^{-4} m/s and 5.48×10^{-4} m/s. A moving target (a pedestrian) at a distance of 71.5 m is measured (Fig. 8). AVG of the measured distance is 71.83 m, and the RMSE of the distance measurement is 1.39 m. The measured speed is approximately 1 m/s, which corresponds to the speed of pedestrian movement. When the system is looking directly at the sun, the noise of the balanced detector is acquired, with the target surface illuminated by the sun and blocking the receiving aperture. The RMS of noise hardly changed in different conditions, indicating that the proposed system can withstand interference from sunlight (Table 1).

Conclusions This paper improves the phase-shift laser range finder based on carrier phase modulation. The basic principle of the system is deduced, an algorithm can calculate range and velocity by analyzing frequency spectrum is proposed, experiment setup uses transmit-receive separate optical system and heterodyne detection methods. The range and velocity measurement in the field was carried out when the modulation frequency of phase modulator is 200 kHz, power of the emitted signal is 500 mW. The distance of the target is 75.5 m. The precision of range and velocity is 0.93 m and 5.48×10^{-4} m/s. Notably, the measurement range of the system is 750 m, and the accuracy of the phase measurement of the system is 0.22° . The measuring frequency is 1 kHz. A moving target is measured in the same conditions. The precision of the moving target is also high. Besides, the system's noise in different background light conditions hardly changed, which shows that the proposed system has a strong ability to resist background light interference. The anti-interference ability and sensitivity of the system have been greatly improved as a result of the field experiment results, and it can adapt to the working conditions of the field. As a result, it will have a wide range of applications in the future.

Key words measurement; laser range finder; phase-shift range finder; phase modulation; heterodyne detection; range and velocity measurement

OCIS codes 280.3400; 280.3640; 280.3340