

激光与光电子学进展

深空激光扩频通信测距一体化技术(特邀)

李超洋^{1,3}, 孙建锋^{2,4,5*}, 卢智勇³, 周煜², 张龙坤³, 姜玉鑫³, 许玲玲³, 潘含蕊³, 贾弘辉³,
袁浩铭³, 陈卫标^{2,3}, 贺辉²

¹中国科学技术大学光学与光学工程系, 安徽 合肥 230026;

²中国科学院上海光学精密机械研究所航天激光工程部, 上海 201800;

³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;

⁴上海卫星互联网研究院有限公司, 上海 200120;

⁵上海市卫星互联网重点实验室, 上海 200120

摘要 在深空探测中,以微波为载体的通信、测距载荷面临链路损耗大、频谱资源紧张等问题。相比微波,激光光束发散角小,能量更为集中,可达更远的传输距离,以激光为载体的通信、测距载荷具有体积小、质量轻等优势。搭建了一套激光相干外差扩频通信测距一体化深空探测系统,提出了一种基于曲线模型的插值重采样方法,并对该曲线模型进行了理论仿真和实验验证。该模型由系统先验信息构建,是伪随机码相位差的线性函数。实验结果表明,对于静态目标,测距偏差不超过 0.55 mm,测距精度不超过 0.42 mm。对于动态目标,测距偏差不超过 0.59 mm。静态和动态目标测距中实现了零误差通信。此外,扩频通信测距一体化设计应用于深空导航和深空时频同步,可以提高实时性。

关键词 扩频通信; 插值重采样; 通信测距一体化; 深空探测

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP240428

Integrated Technology of Laser Spread Spectrum Communication and Ranging for Deep Space (Invited)

Li Chaoyang^{1,3}, Sun Jianfeng^{2,4,5*}, Lu Zhiyong³, Zhou Yu², Zhang Longkun³, Jiang Yuxin³,
Xu Lingling³, Pan Hanrui³, Jia Honghui³, Yuan Haoming³, Chen Weibiao^{2,3}, He Hui²

¹Department of Optics and Optical Engineering, University of Science and Technology of China,
Hefei 230026, Anhui, China;

²Space Laser Engineering Department, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics,
Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

³Key Laboratory of Space Laser Communication and Detection Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine
Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

⁴Shanghai Satellite Network Research Institute Company Limited, Shanghai 200120, China;

⁵Shanghai Key Laboratory of Satellite Network, Shanghai 200120, China

Abstract In deep space exploration, microwave-based communication and ranging payloads face problems such as high link loss and tight spectrum resources. Compared with microwave, laser beam has a small divergence angle and more concentrated energy, which can reach a longer transmission distance, and the laser-based communication and ranging payloads have the advantages of small size and light weight. In this paper, an integrated deep space exploration system based on laser coherent heterodyne spread spectrum communication and ranging is constructed, an interpolation resampling method based on a curve model is proposed, and theoretical simulation and experimental verification of the curve model are carried out. The model is constructed from *a priori* information of the system and is a linear function of the pseudo-random code phase difference. The experimental results show that for static targets, the ranging deviation is no more than 0.55 mm and the ranging precision does not exceed 0.42 mm, and for dynamic targets, the ranging deviation is no more than 0.59 mm.

收稿日期: 2024-01-02; 修回日期: 2024-02-19; 录用日期: 2024-02-23; 网络首发日期: 2024-02-29

基金项目: 卫星互联网开放基金

通信作者: *sunjianfengs@163.com

Communication with zero bit rate is also realized in ranging for static and dynamic target. In addition, the integrated design of spread-spectrum communication and ranging is applied to deep space navigation and deep space time-frequency synchronization, which can improve the real-time performance.

Key words spread spectrum communication; interpolation resampling; ranging and communication integration; deep space exploration

1 引言

20 世纪 50 年代,人类拉开了深空探测的序幕。到目前为止,已发射的深空探测任务超过 250 次^[1-3]。深空探测对于人类探索宇宙起源、生命体起源等有重要科学价值,也彰显着国家科技与综合实力。2020 年日本“隼鸟 2 号”完成小行星“龙宫”土壤采样,返回地球^[4-5]。2022 年“詹姆斯·韦布空间望远镜”完成第一批科学研究照片的拍摄^[6]。伴随着探月工程的立项实施,我国的深空探测工作也逐渐展开并深入^[7],2021 年“天文一号”携带的“祝融号”火星车完成着陆并展开科学研究^[8]。

目前深空探测任务主要以微波链路为主,对于月球及以远的地外天体,可以通过提高天线的增益或者发射功率来弥补超长链路带来的空间损耗,但是面对卫星平台空间尺寸和功耗等限制,最有效的途径是提高载波频率,如今卫星载波频率已从 S、X 扩展到 Ka 频段。激光的频率比微波频率信号高 4~5 个数量级,这使得激光测距技术和激光通信具有测量精度高、通信容量大、抗干扰能力强等优点^[9]。2013 年美国航空航天局(NASA)进行了月球激光通信实验(LLCD),第一次利用激光实现了月地高清电视图像传输和测距,测距精度小于 1 cm^[10]。随后 NASA 又启动了 0.05~3.0 AU 级别的深空光通信项目(DSOC)^[11-12]。精确的导航定位是空间探测器安全、顺利执行任务的关键技术之一,为探测器提供位置、姿态等信息,是通信定向天线完成指向、跟踪的前提。导航定位技术可以通过星间测距自主完成,减少对地面深空探测系统的依赖^[13]。参考文献[14]分析评估了欧洲航天局(ESA)提出的两项低成本深空探测器时频同步技术。NASA 针对深空导航定位,提出了类似于全球定位系统(GPS)的单向导航定位新技术,通过深空探测器上搭载的高精度时钟进行导航定位^[15-16]。

从传统发展模式来看,测距与通信有着不同的功能和工作频段,以及各自独立的发展轨迹和模式。要同时实现测距和通信,通常需要两种设备来完成。对于航空航天领域,经常要面临可用频谱、功耗、空间、质量等的限制。面对这些限制,测距与通信一体化技术具有诸多优势,可以实现频谱共享、缓解频谱资源紧张的局面,降低功耗,减小体积,减轻质量。因此,通信测距一体化技术也将成为未来发展的趋势。在深空探测中,NASA 的月球激光通信实验实现了通信与测距一体化,但其采用脉冲位置调制(PPM)的方式,带宽利

用率低。参考文献[17]提出了一种基于 X 射线的通信和测距方法,将测距信息嵌入通信信号中,利用精细的信息符号结构来同时实现数据传输和距离测量。X 射线通信被 NASA 视为新型深空通信方案^[18],但是该技术目前主要受限于大功率与带宽较宽的 X 射线源^[19]。

综上所述,本文搭建了一套激光相干外差扩频通信测距一体化深空探测系统,可以降低 1/f 等低频噪声带来的影响,提高带宽利用率和信噪比(SNR),并提出了一种基于曲线模型的插值重采样方法,根据系统先验信息构建曲线模型,曲线模型是伪随机码相位差的线性函数。该方法消除了其他文献中因插值模型与实际系统不匹配造成的误差^[20-21],也消除了文献[22]中所提的问题:系统在高信噪比情况下,在某些测距范围内测距偏差受限于系统中模数转换器(ADC)采样率。此外,曲线模型对所接收的数据进行归一化,消除了由所接收数据的总振幅波动引起的影响。最后系统实现了亚毫米的测距精度、准确度和零误码通信。

2 通信测距一体化原理

2.1 系统概述与信号收集解调

激光扩频通信测距一体化系统原理图如图 1 所示。使用示波器的参考输出时钟(reference clock)来同步任意波形发生器(AWG),使整个系统的收发处于同步状态,伪随机码同步脉冲(PCSP)用于标识任意波形发生器输出的每个伪随机码周期的起始。光源采用光纤激光器,出射光经过一分二的光纤耦合器(FOC1),一路作为信号 E_s ,另一路作为本振 E_L 。信号光经过光电相位调制器(EOPM)被调制上信息,再经过声光调制器(AOM)移频 f_1 ,移频后的信号光 E_{s1} 依次经过可调衰减器和准直头发射出去。角锥棱镜(retro-reflector)的后向散射光与本振光在 2×2 光纤耦合器(FOC2)中进行相干,相干光进入平衡探测器转换成电信号被示波器采集。对采集的数据进行目标距离的求解和信息的解扩。

光纤激光器出射光经过分光比 $r_1 = 0.5$ 的光纤耦合器后的光场^[23]表达式为

$$E_s(t) = \sqrt{r_1} E_0 \exp[j(2\pi f_0 t + \theta_0)], \quad (1)$$

$$E_L(t) = \sqrt{1-r_1} E_0 \exp\left[j\left(2\pi f_0 t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)\right], \quad (2)$$

式中: f_0 是光载波的频率; E_0 为振幅; θ_0 为载波的初相位。

AWG 输出的伪随机信息表示为

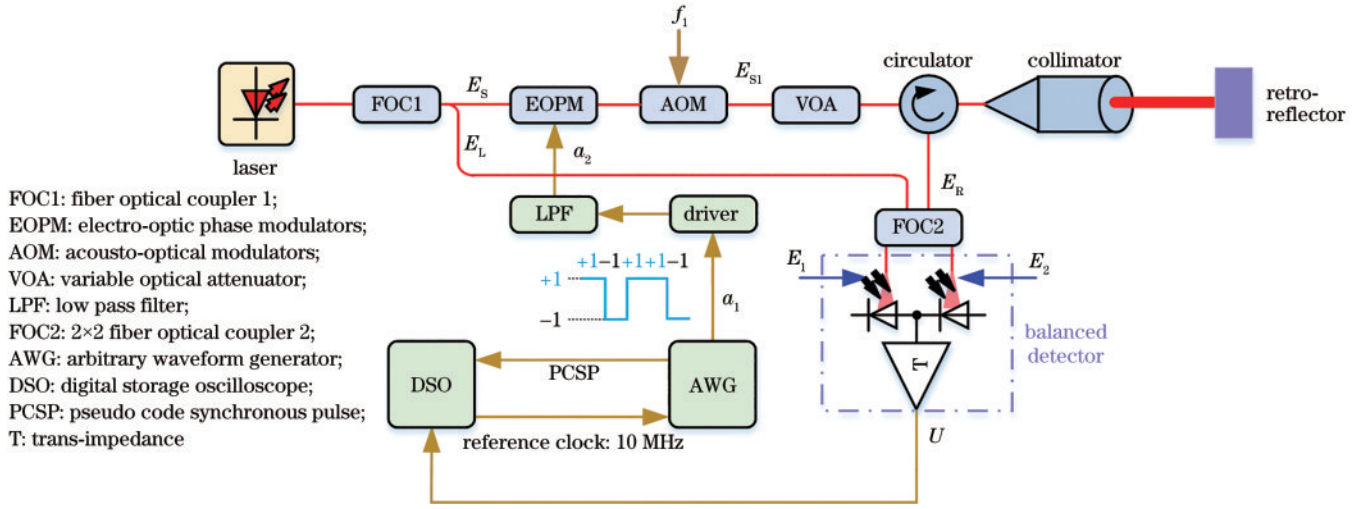


图 1 激光扩频通信测距一体化系统

Fig. 1 Laser spread spectrum communication and ranging integration system

$$a_1(t) = \sum_{i=0}^{N_1-1} b(t) a_i g(t - iT_C), i(\text{modulo } N_1), \quad (3)$$

式中： a_i 为 -1 和 1 组成的伪随机码序列； $b(t)$ 为信息数据，由 -1 (代表数据 0) 和 1 (代表数据 1) 组成； $g(t)$ 为门函数； T_C 为码元时间宽度； N_1 为伪随机码序列的长度； $a_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} a_1(t) h_1(t - \tau_1) d\tau_1$ ， $h_1(t)$ 为低通滤波器 (LPF) 的冲激响应。

激光经过电光相位调制器和声光调制器后的出射信号光 E_{S1} 可表示为

$$E_{S1}(t) = \sqrt{r_1} \cdot E_0 \exp\{j[2\pi(f_0 + f_1)t + \theta_0]\} \exp\left[j\alpha \frac{\pi}{2} a_2(t)\right], \quad (4)$$

式中： α 是相位调制深度系数； $\omega_1 = 2\pi f_1$ 为 AOM 在光波上附加的角频率量。假设在测距过程中目标的距离和速度没有显著变化，信号光 E_{S1} 到达目标后产生的后向散射光 E_R 表示为

$$E_R(t) = \sqrt{r_1} \beta E_0 \exp\{j[2\pi(f_0 + f_1)(t - \tau_0) + \theta_0]\} \exp(j2\pi f_d t) \exp\left[j\alpha \frac{\pi}{2} a_2(t - \tau_0)\right], \quad (5)$$

式中： f_d 为目标速度产生的多普勒频移； τ_0 为光往返目标的时延； β 为光振幅衰减系数。目标后向散射光 E_R 与本振光 E_L 在分光比 $r_2 = 0.5$ 的 2×2 光纤耦合器中进行混频，耦合器输出两束光场分别为 E_1 和 E_2

$$E_1(t) = E_0 \exp(-j\pi/2) \left\{ \sqrt{r_2(1-r_1)} \exp[j(2\pi f_0 t + \theta_0)] + \sqrt{(1-r_2)r_1} \beta \exp\{j[2\pi(f_0 + f_1)(t - \tau_0) + \theta_0]\} \exp\left[j\alpha \frac{\pi}{2} a_2(t - \tau_0)\right] \exp(2j\pi f_d t) \right\}, \quad (6)$$

$$E_2(t) = E_0 \left\{ -\sqrt{(1-r_2)(1-r_1)} \exp[j(2\pi f_0 t + \theta_0)] + \sqrt{r_2 r_1} \beta \exp\{j[2\pi(f_0 + f_1)(t - \tau_0) + \theta_0]\} \exp\left[j\alpha \frac{\pi}{2} a_2(t - \tau_0)\right] \exp(2j\pi f_d t) \right\}. \quad (7)$$

考虑到各种噪声的总和 $n_1(t)$ ，平衡探测器输出电压 $U^{[23]}$ 表示为

$$U(t) = 0.5T\epsilon c [R_1 A_1 E_1(t) E_1^*(t) - R_2 A_2 E_2(t) E_2^*(t)] / n + n_1(t), \quad (8)$$

式中： $*$ 为复共轭符号； T 为平衡探测器跨阻； ϵ 为介电常数； c 为光速； n 为介质的折射率； R_1, R_2 分别为光电二极管的响应度； A_1, A_2 分别为光电二极管的有效光接收面积。通常情况下，假定平衡探测器为理想器件， $R_1 A_1 = R_2 A_2 = RA$ 。把式 (6)、(7) 代入式 (8)，可得

$$U(t) = p \cos\left[2\pi f_1(t - \tau_0) - 2\pi f_0 \tau_0 + \alpha \frac{\pi}{2} a_2(t - \tau_0) + 2\pi f_d t\right] + n_1(t), \quad (9)$$

式中： $p = 0.5T\epsilon c R A E_0^2 \beta / n$ 。ADC 的采样率为 f_s ($f_s = 1/T_s$, T_s 为采样周期)。对 $U(t)$ 进行离散采样，

$$U(m) = p \cos[2\pi f_1(mT_s - \tau_0) - 2\pi f_0 \tau_0 + \alpha \frac{\pi}{2} a_2(mT_s - \tau_0) + 2\pi f_d mT_s] + n_1(mT_s). \quad (10)$$

对 $U(m)$ 进行数字解调，得到基带数据 $D(m)$ 。

2.2 插值重采样求解距离与信息数据的解扩

1) 利用测距系统先验信息构建伪码相差曲线模型 $(r_E - r_L) / (r_E + r_L)$

对伪随机信息 $a_1(t)$ 进行超前和滞后 $T_C/2$ ，构造 $a_E(t) = a_1(t + T_C/2)$ 和 $a_L(t) = a_1(t - T_C/2)$ 伪随机信息。使用同样的采样率 f_s 对 $a_E(t), a_L(t)$ 进行数字

采样得到 $Y_E(m) = a_1(mT_s + 1/2 T_C)$ 、 $Y_L(m) = a_1(mT_s - 1/2 T_C)$ 。对 $U(t)$ 进行 $30f_s$ 数字采样、解调、30 倍抽取, 获得 30 组数据 $D(m+n)$, 其中 n 是 $1/30$ 的整数倍, 并且 $0 < n \leq 1$ 。30 组 $X_2(n) = \{D(m+n),$

$D(m+n+1), \dots, D(m+N_2+n-1) | n = 1/30, 2/30, \dots, 30/30\}$ 与 $Y_P(m)$ 对齐。 $X_2(i)$, $Y_E(m)$ 和 $Y_L(m)$ 按照式 (11), 在 $(0, T_s)$ 范围内进行计算构建目标回波数据对应的 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线。

$$Z(\pm nT_s) = \frac{r_E - r_L}{r_E + r_L} = \frac{\sum_{m=0}^{N_2-1} D[(m \pm n)T_s] a_1(mT_s + \frac{1}{2} T_C) - \sum_{m=0}^{N_2-1} D[(m \pm n)T_s] a_1(mT_s - \frac{1}{2} T_C)}{\sum_{m=0}^{N_2-1} D[(m \pm n)T_s] a_1(mT_s + \frac{1}{2} T_C) + \sum_{m=0}^{N_2-1} D[(m \pm n)T_s] a_1(mT_s - \frac{1}{2} T_C)} \quad (11)$$

根据图 1 对式 (11) 进行理论仿真, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameter

Parameter	Specification
Bandwidth of the low pass filter /MHz	250
PN code rate / (Mbit/s)	250
Communication rate / (bit/s)	$10^6/6.24$
PN code length / (bit/s)	1560
Phase modulation depth coefficient	0.5
Frequency-shifts of light by AOM /MHz	400
Sampling rate of DSO / (GSa/s)	2.5

在 $(0, T_s)$ 范围内, $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线与伪码相差 nT_s 呈线性关系。对 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线进行线性拟合, $Z(nT_s) = d_1 nT_s + d_2$, $d_1 = -0.24815$, $d_2 = 0.11994$, 其中 $R^2 = 1$, 残差平方和 $R_{ss} = 1.2939 \times 10^{-7}$, 如图 2 所示。

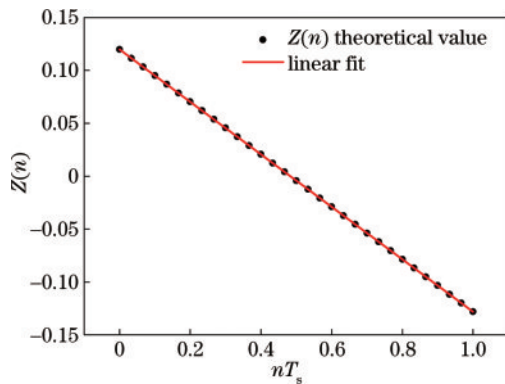


图 2 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 与伪码相差 nT_s 的关系以及线性拟合
Fig. 2 Relationship between $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ and pseudo code phase difference nT_s and linear fitting

2) 目标距离求解

对序列 $Y_P(m)$ 后边补 N_2 个零构造长度为 $2N_2$ 的序列 $Y_{P1}(m)$ 。以伪随机码同步脉冲为触发信号, 在数据 $D(m)$ 中截取长度为 $2N_2$ 的序列 $X_3(i) = \{D(i), D(i+1), \dots, D(i+N_2-2), D(i+2N_2-1)\}$ 。序列 $X_3(i)$ 和序列 $Y_{P1}(m)$ 按照下式进行匹配滤波运算, 结果中第 1 个相关峰对应位置 m_R 为目标的粗距

离 $L_{\text{coar}} = (m_R - 1)T_s c/2$ 。

$$r_{X,Y}(m) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \mathcal{F}[X(m)]^* \cdot \mathcal{F}[Y(m)] \right\}, \quad (12)$$

式中: $\mathcal{F}(\cdot)$ 为傅里叶变换; $\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$ 为傅里叶逆变化。以 $X_3(i)$ 中的 $D(m_R)$ 作为第一个数据, 在数据 $D(m)$ 中沿时间轴向后取 N_2 个数据, 构造 $X_4(i) = \{D(m_R), D(m_R+1), \dots, D(m_R+N_2-2), D(m_R+N_2-1)\}$ 。 $X_4(i)$, $Y_E(m)$ 和 $Y_L(m)$ 按照式 (11) 进行计算, 根据 $Z(nT_s) = anT_s + b$ 曲线反推出精细伪码相差 (时间) Δt , 精细距离 $L_{\text{fine}} = \Delta t c/2$ 。目标最终距离 $L_r = L_{\text{coar}} + L_{\text{fine}}$ 。

3) 调制数据解扩

从式 (3) 可以看出, 发送的信息 $b(t)$ 具有随机性, 相邻两段完整的伪随机码序 $\{a_0, a_1, \dots, a_{(N_1-1)}\}$ 具有极性相同或者相反的情况, 采用长度 N_2 的序列 $Y_P(m)$ 与相同长度的 $\{D(i), D(i+1), \dots, D(i+N_2-2), D(i+N_2-1)\}$ 按照式 (12) 在频域进行循环相关时, 会因 $b(t)$ 正负极性的边界问题无法得到正确的相关峰, 通过补零构造长度为 $2N_2$ 的本地序列 $Y_{P1}(m)$, $X_3(i)$ 中便会包含一个完整长度的 $\{a_0, a_1, \dots, a_{(N_1-1)}\}$, 然后 $Y_{P1}(m)$ 与 $X_3(i)$ 按照式 (12) 在频域进行循环相关求解正确的相关峰。最后根据相关峰的正负来判决信息数据 $b(t)$ 。

3 实验与结果分析

3.1 实验装置

图 3 为搭建的实验装置, 角锥棱镜固定在电动导轨的滑块上, 调整角锥棱镜和准直头的姿态使准直头的出射光束与导轨平行, 同时, 角锥棱镜始终处在准直头的出射光束上。电动导轨使用 Newport 公司的 IMS 系列高性能位移平台, 行程为 1 m, 精度为 $\pm 9 \mu\text{m}$ 。AWG 为 Keysight 的 M8195A。示波器为 Teledyne LeCroy 的 LabMaster 10-36Zi-A。平衡探测器和准直头分别是 Thorlabs 的 PDB780CAC 和 F810APC-1550。LPF 为 Mini-Circuits 的 SLP-250+。角锥棱镜直径为 10 mm, 它与准直头的最远距离约 3.6 m。发射光源采用波长为 1550 nm 的光纤激光器, 其他的主要系统参数采用表 1。

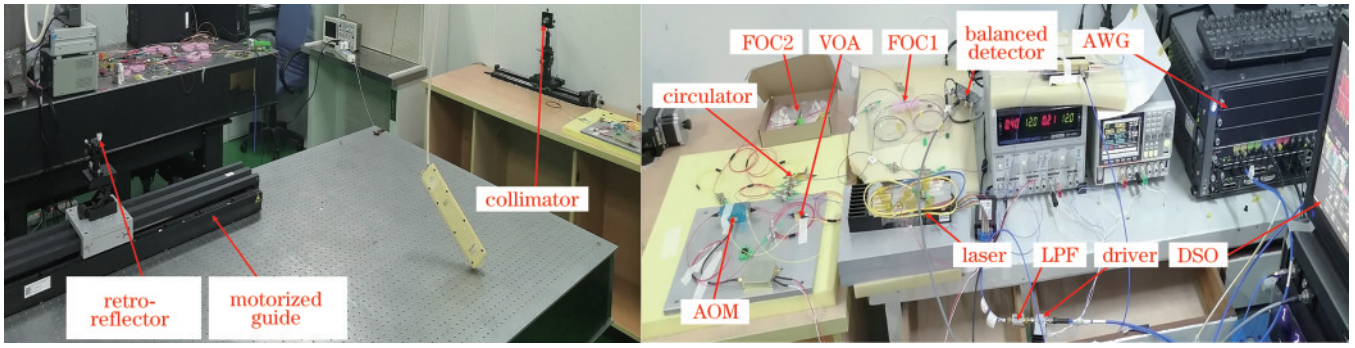


图 3 实验装置
Fig. 3 Experimental setup

3.2 结果与分析

1) 构建 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线模型

把角锥棱镜置于导轨的某一位置,然后朝着准直头的方向每次步进 2 mm,在每个位置对伪随机码同步脉冲和目标回波进行同时采样,采样 150 个周期的数据,然后按照 2.1 节中的步骤 1 构建 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线。示波器采样周期 $T_s = 0.4 \text{ ns}$, 对应的距离分辨率为 60 mm, $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 在 60 mm 内与角锥棱镜步进距离 (伪码相差) 呈线性关系。对 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线数据进行线性拟合, $Z(L_{\text{fine}}) = d_3 L_{\text{fine}} + d_4$, $d_3 = -3.8835 \times 10^{-3}$, $d_4 = 9.4321 \times 10^{-2}$, 其中 $R^2 = 0.99986$, 残差平方和 $R_{\text{SS}} = 1.9141 \times 10^{-5}$, 如图 4 所示。

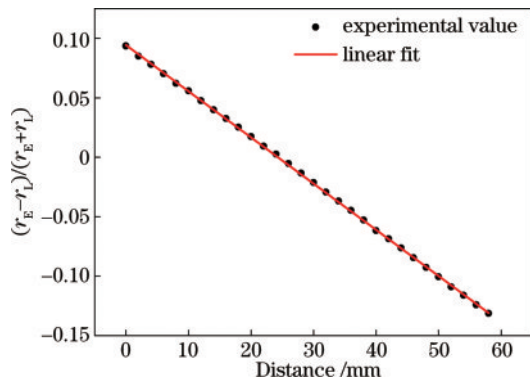


图 4 目标回波数据构建的 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ 曲线
Fig. 4 Curve $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$ corresponding to the target echo data

对比图 2 与图 4 中的曲线模型 $(r_E - r_L)/(r_E + r_L)$, 两者都是关于伪随机码相差的线性函数。图 2 中横坐标以 T_s 为单位,图 4 中横坐标以距离毫米为单位。对图 4 中的横坐标进行缩放, T_s 对应的距离分辨率是 60 mm, 采用 T_s 为单位,斜率系数变成 $60 \times d_3 = -0.23301$, 与斜率系数 $d_1 = -0.24815$ 有较小的差异, 主要是因为实际器件特性不能达到理想型, 造成实际相关峰与仿真相关峰轮廓微小差异。图 2 中截距 $d_2 = 0.11994$ 与图 4 中截距 $d_4 = 0.094321$ 之间的差

异,是由于在仿真与实际构造曲线模型过程中,伪随机码序列中第一个采样点的初始相位不一样。

2) 静态目标测距

角锥棱镜置于离准直头最远处,向着准直头依次步进 25 mm,一共步进 37 次,对应 38 个位置。在每个位置上对伪随机码同步脉冲和目标回波进行同时采样,采集两组,每组 300 个周期的伪随机码数据。对每个位置采集的数据按照 2.1 节中的步骤 2 求解目标距离。

选取角锥棱镜距离准直头最近处作为参考位置,图 5 是静态目标相对移动距离测量的结果。图 5(a) 是导轨控制端设置的理论移动距离和插值重采样法测量的移动距离的均值。图 5(b) 是每个位置上插值重采样算法测距的均值与理论移动距离的偏差。插值重采样法在整个移动区域内呈上升趋势,最大偏差为 2.03 mm,这与导轨以及角锥上光斑位置的移动等因素有关,图 6 将进行说明。图 5(c) 是每个位置上的测距标准差,最大为 0.42 mm。图 5(d) 是对 37 次步进的测量,每次步进 25 mm,插值重采样算法的最大偏差值小于等于 0.53 mm,大部分测量值都在 25 mm 附近波动。

为消除导轨以及光斑在角锥上位置的变动等因素的影响,对静态目标进行了复测,如图 6 所示。从图 6(a) 可以看出,3 次测量具有相同的趋势,图 6(b) 为第 2 次测量值减去 3 次测量值的均值,可以看出在去除导轨等影响后,最大偏差为 0.55 mm。

3) 动态目标测距

让角锥棱镜以 500 mm/s 匀速运动,在运动当中对目标进行测距。图 7 是运动目标相对移动距离测量的结果。图 7(a) 中红色曲线是插值重采样算法对运动目标的测距结果,黑色曲线是目标理论运动的距离。图 7(b) 是测量值与理论运动距离的偏差,从图中可以看出,最大偏差为 0.59 mm。对图 7(b) 求解标准差,运动目标的测距精度为 0.20 mm。

4) 信息数据解扩

按照 2.1 节中的步骤 3 对调制的信息数据进行解扩,分析误码情况。对静态和动态两种类型的目标分

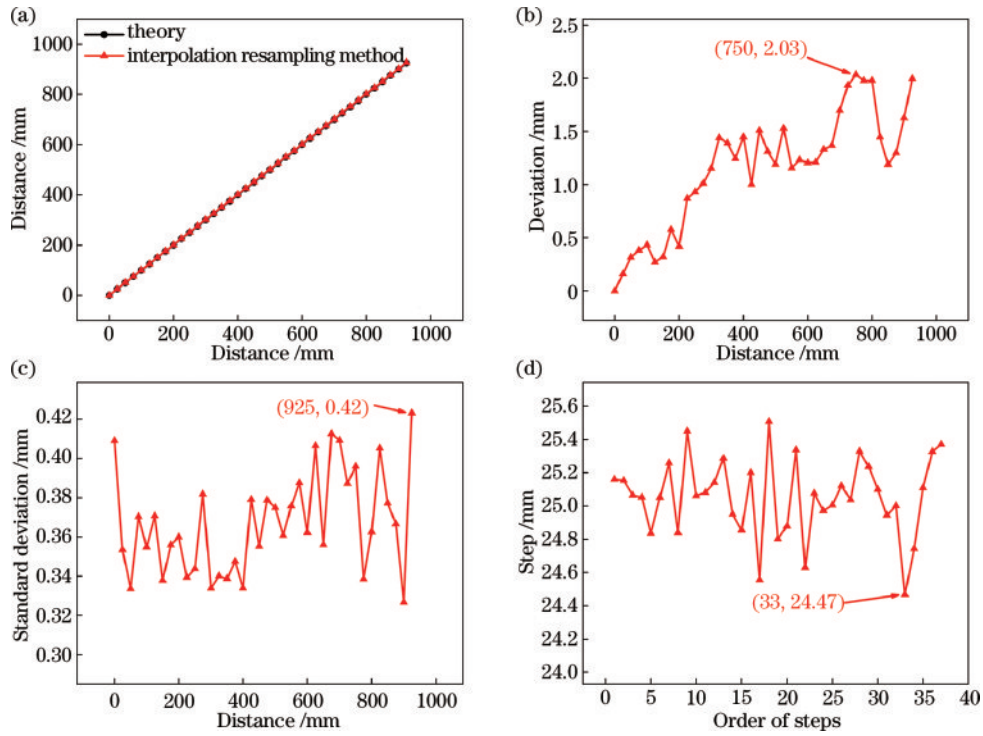


图 5 静态目标相对移动距离测量结果。(a)测距的均值;(b)测距的偏差;(c)测距的标准差;(d)单次步进测距值

Fig. 5 Measurement results of relative moving distance of static target. (a) Mean of ranging; (b) deviation of ranging; (c) standard deviation of ranging; (d) ranging for a single step

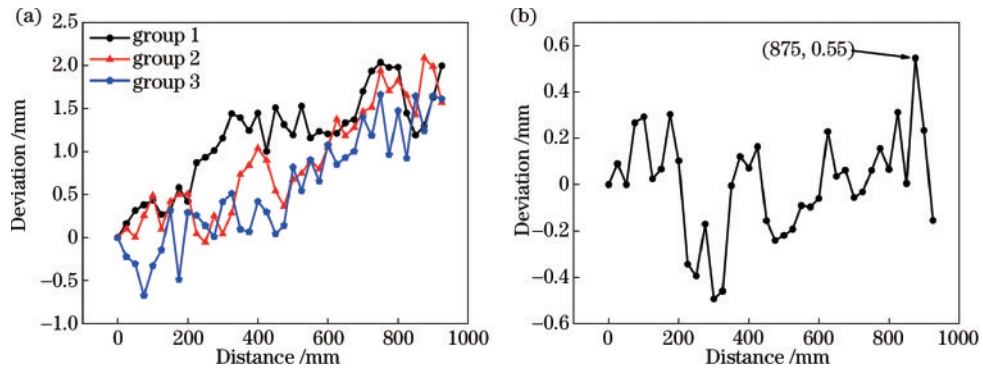


图 6 静态目标相对移动距离的三组测量值。(a) 三组测量值;(b) 消除影响后的偏差

Fig. 6 Three groups of measurements of relative moving distance of static target. (a) Three groups of measurements; (b) deviation after removing the influence

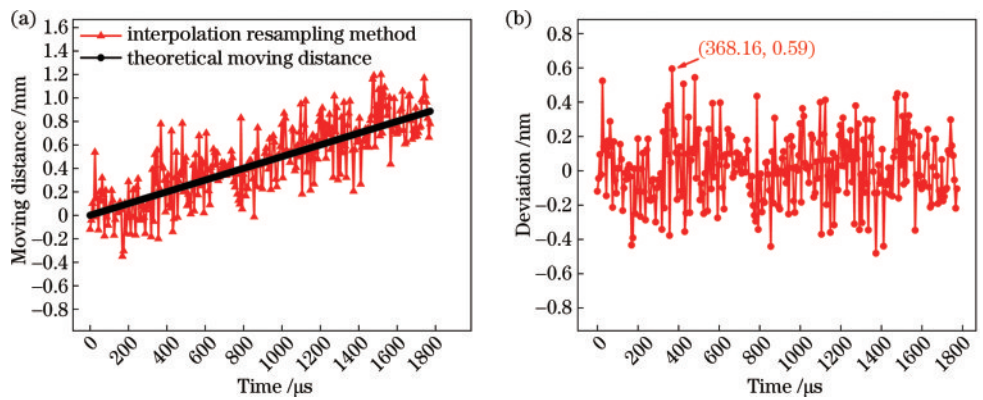


图 7 动态目标相对移动距离测量结果。(a)测距结果;(b)测量值与实际运动距离偏差

Fig. 7 Measurement results of relative moving distance of dynamic target. (a) Ranging result; (b) deviation between the measured value and the actual moving distance

别进行数据解扩。两种目标的误码统计情况如表 2 所示。图 8 是静态和动态目标数据解调的部分结果。

表 2 通信结果

Table 2 Result for communication

Target type	Number of tests	Number of error data
Static target	1425	0
Dynamic target	1425	0

目前我国已经开展了月球和火星的深空探测,对于空间距离约 40 万千米的嫦娥系列探测器,轨道测量精度从“嫦娥一号”的 5 m,提高到“嫦娥五号”的 1 m^[24-25]。激光的自由空间链路方程^[26]可以简述为

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot \eta_{OT} \cdot L_S \cdot \eta_S \cdot L_{APT} \cdot G_R \cdot \eta_{OR}, \quad (13)$$

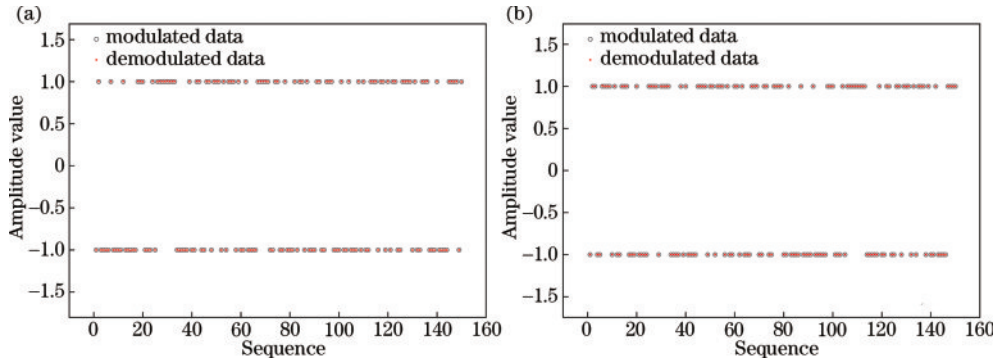


图 8 两种目标解调的数据。(a)静态目标;(b)动态目标

Fig. 8 Demodulated data for two targets. (a) Static target; (b) dynamic target

使用直径 1000 mm 的光学天线对月球探测器进行双向测距,发射光功率 P_T 取值 5 W,链路安全裕量取值 3 dB,在到达月球探测器的光功率全返回情况下,接收到的光功率约为 0.4 μ W。

相干接收机使用合适的本地振荡器来提高信噪比,其中散粒噪声起主要影响^[27]。散粒噪声被建模为零均值高斯随机过程。在散粒噪声限制中,SNR^[28]表示为

$$R_{SNR} = \gamma R P_{IN} / (2qB), \quad (14)$$

式中: γ 为外差效率; R 为响应度; P_{IN} 为接收机收到的光功率; q 是电子电荷; B 是接收机带宽。结合本文提出的方法,利用式(14)对相干接收机的测距精度与输入光功率之间的关系进行蒙特卡罗仿真。结果如图 9 所示。

根据以上分析,在接收光功率为 0.4 μ W 时测距偏差为 0.04 mm。考虑到复杂环境,接收光功率降为 13 nW 时,理论分析的测距精度为 0.46 mm。满足嫦娥探测器 1 m 的定轨精度。对于 4 亿千米的火星探测器进行双向测距时,链路空间距离带来的损耗 $L_S \approx -376$ dB,可以通过提高发射功率或者增大天线增益等方法来提高接收机接收到的光功率,进而满足定轨精度。

式中: P_R 为接收的信号功率; P_T 为发射单元的发射功率; G_T 为发射光学天线增益, $G_T = (\pi D_1 / \lambda)^2$, D_1 为光学天线直径, λ 为波长; η_{OT} 为发射光学单元的(透过率),对于激光通信系统,该损耗通常约为 0.67; L_S 为自由空间引起的链路衰减, $L_S = (\lambda / 4\pi R_1)^2$, R_1 为空间距离; η_S 为信道引起的功率损失,对于自由空间激光通信,其值近似为 1,此处取值为 1; L_{APT} 为 APT 对准失配引起的功率损耗,根据通信束散角与瞄准误差最佳匹配关系 5 倍, $L_{APT} = -0.56$ dB; G_R 为接收光学天线增益, $G_R = (\pi D_2 / \lambda)^2$, D_2 为接收光学天线的直径; η_{OR} 为接收光学系统效率(透过率),此处简化取与 η_{OT} 相同的值^[26]。

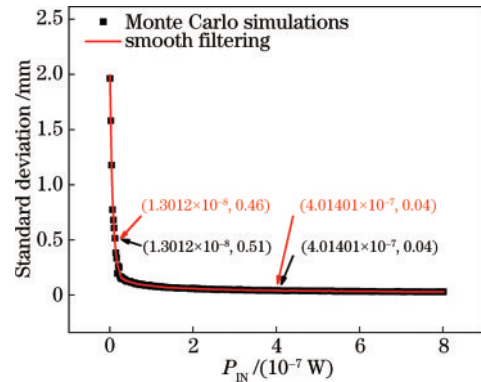


图 9 测距精度与接收光功率的关系

Fig. 9 Relationship between ranging precision and received optical power

4 结 论

由实验结果可知,静态目标测距偏差 ≤ 0.55 mm,测距精度 ≤ 0.42 mm,动态目标测距偏差 ≤ 0.59 mm,数据零误码解扩。所提方法使用系统先验信息构建曲线模型 $(r_E - r_L) / (r_E + r_L)$,与系统真实特性相匹配,消除了其他方法中因插值模型与实际系统不匹配造成的误差,在高信噪比下,使系统测距偏差不再受系统中 ADC 采样率的限制。该方法既满足了测距的高精度、高准确度,又实现了零误码通信。此外,测距与通信一

体化技术提高了系统的实时性,实现了频谱的共享,缓解了频谱紧张局势,实现了双功能的集成,包括设备的小型化和轻量化。对于深空探测器的自主定轨以及时频同步具有指导意义。

参 考 文 献

- [1] 叶培建, 邹乐洋, 王大轶, 等. 中国深空探测领域发展及展望[J]. 国际太空, 2018(10): 4-10.
Ye P J, Zou L Y, Wang D Y, et al. Development and prospect of Chinese deep space exploration[J]. Space International, 2018(10): 4-10.
- [2] 曹鸿谦, 张正峰, 马继楠, 等. ESA 木星冰卫星探测器 (JUICE) 探测任务工程问题浅析[J]. 宇航学报, 2023, 44(6): 966-976.
Cao H Q, Zhang Z F, Ma J N, et al. A brief review of engineering aspects of ESA's Jupiter icy-moon explorer (JUICE) mission[J]. Journal of Astronautics, 2023, 44(6): 966-976.
- [3] 于国斌. 深空探测任务协同的系统工程方法应用及趋势[J]. 深空探测学报, 2021, 8(4): 407-415.
Yu G B. Application and trend of model-based systems engineering methods for deep space exploration mission[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2021, 8(4): 407-415.
- [4] Hamm M, Hamilton V E, Goodrich C A. Evidence for the presence of thin and heterogenous dust deposits on Ryugu boulders from Hayabusa2 MARA and sample data[J]. Geophysical Research Letters, 2023, 50(21): GL104795.
- [5] Yoshikawa K, Sawada H, Kikuchi S, et al. Modeling and analysis of Hayabusa2 touchdown[J]. Astrodynamic, 2020, 4(2): 119-135.
- [6] McElwain M W, Feinberg L D, Kimble R A, et al. The James Webb Space Telescope mission status[J]. Proceedings of SPIE, 2022, 12180: 121800P.
- [7] 李海涛. 中国深空测控网光通信技术途径分析与展望(特约)[J]. 红外与激光工程, 2020, 49(5): 20201003.
Li H T. Technical approach analysis and development prospects of optical communication technology in China Deep Space TT & C Network(Invited)[J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(5): 20201003.
- [8] 刘洋, 吴兴, 武雨纯, 等. 天问一号着陆区的古环境演化[J]. 矿物岩石地球化学通报, 2023, 42(3): 429-441.
Liu Y, Wu X, Wu Y C, et al. Paleoenvironmental evolution of the Tianwen-1 landing site[J]. Bulletin of Mineralogy, Petrology and Geochemistry, 2023, 42(3): 429-441.
- [9] Marshalek R G, Mecherle G S, Jordan P. System-level comparison of optical and rf technologies for space-to-space and space-to-ground communication links circa 2000[J]. Proceedings of SPIE, 1996, 2699: 134-146.
- [10] Stevens M L, Parenti R R, Willis M M, et al. The lunar laser communication demonstration time-of-flight measurement system: overview, on-orbit performance, and ranging analysis[J]. Proceedings of SPIE, 2016, 9739: 973908.
- [11] Srinivasan M, Alerstam E, Wollman E, et al. The deep space optical communications project ground laser receiver[J]. Proceedings of SPIE, 2023, 12413: 124130R.
- [12] Srinivasan M, Velasco A, Wright M, et al. The deep space optical communications project ground laser transmitter[J]. Proceedings of SPIE, 2023, 12413: 124130Q.
- [13] Leonard J M, Parker J S, Anderson R L, et al. Supporting crewed lunar exploration with liaison navigation[C]//36th Annual American-Astronautical-Society Rocky Mountain Section Guidance and Control Conference, February 1-6 2013, Rocky Mt Sect, Breckenridge, CO, United States. Springfield: American Astronautical Society, 2013: 7244.
- [14] Re E, Di Cintio A, Busca G, et al. Novel time synchronization techniques for deep space probes[C]//2009 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 22nd European Frequency and Time forum, April 20-24, 2009, Besancon, France. New York: IEEE Press, 2009: 205-210.
- [15] Seubert J, Ely T, Prestage J, et al. The Deep Space Atomic Clock: ushering in a new paradigm for radio navigation and science[J]. Advances in the Astronautical Sciences, 2013, 148: 1851-1865.
- [16] Seubert J, Ely T A, Stuart J. Results of the deep space atomic clock deep space navigation analog experiment[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2022, 59(6): 1914-1925.
- [17] Song S B, Xu L P, Zhang H, et al. X-ray communication based simultaneous communication and ranging[J]. Chinese Physics B, 2015, 24(9): 094215.
- [18] NASA Space technology roadmaps and priorities: restoring NASA's technological edge and paving the way for a new era in space[M]. Washington, DC: National Academies Press, 2012.
- [19] 方进勇. 空间粒子束技术应用概论[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2020: 411-412.
Fang J Y. Introduction to space particle beam technology [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2020: 411-412.
- [20] 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.
- [21] Benedetto F, Giunta G. A fast time-delay estimator of PN signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(8): 2057-2062.
- [22] Céspedes I, Huang Y, Ophir J, et al. Methods for estimation of subsample time delays of digitized echo signals[J]. Ultrasonic Imaging, 1995, 17(2): 142-171.
- [23] Banzhaf S, Waldschmidt C. Phase-code-based modulation for coherent lidar[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 9886-9897.
- [24] 董光亮, 李海涛, 郝万宏, 等. 中国深空测控系统建设与技术发展[J]. 深空探测学报, 2018, 5(2): 99-114.
Dong G L, Li H T, Hao W H, et al. Development and future of China's deep space TT & C system[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2018, 5(2): 99-114.
- [25] 孔静, 张宇, 陈明, 等. 动量轮卸载对“天问一号”环火轨道影响分析[J/OL]. 深空探测学报: 1-7[2024-01-23].

- <https://doi.org/10.15982/j.issn.2096-9287.2024.20230010>.
Kong J, Zhang Y, Chen M, et al. The effect of wheel off-loading on the orbit of Tianwen-1[J/OL]. Journal of Deep Space Exploration: 1-7[2024-01-23]. <https://doi.org/10.15982/j.issn.2096-9287.2024.20230010>.
- [26] 姜会林, 佟首峰, 张立中, 等. 空间激光通信技术与系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010: 82-88.
Jiang H L, Tong S F, Zhang L Z, et al. The technologies and systems of space laser communication [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 82-88.
- [27] Sambridge C S, Spollard J T, Sutton A J, et al. Detection statistics for coherent RMCW LiDAR[J]. Optics Express, 2021, 29(16): 25945-25959.
- [28] Gatt P, Henderson S W. Laser radar detection statistics: a comparison of coherent and direct-detection receivers [J]. Proceedings of SPIE, 2001, 4377: 251-262.