

基于光学锁相环的编码合成孔径激光雷达 系统设计与实验验证

方付平^{1,2,3}, 胡恒^{1,2}, 鄢朋朋^{1,2}, 李兆洋^{1,2}, 吕银环^{2,3}, 徐卫明^{1,2,3*}, 舒嵘^{1,2,3}

¹中国科学院上海技术物理研究所空间主动光电技术重点实验室, 上海 200080;

²中国科学院上海技术物理研究所, 上海 200080;

³中国科学院大学, 北京 100049

摘要 合成孔径激光雷达具有成像分辨率与探测距离无关的特点。与微波相比,激光波长至少小 3 个数量级,因此能实现更高分辨率的成像,但是波长更短时成像更容易受系统自身引入的相位误差的影响,从而导致成像模糊。为了消除该误差对成像的影响,提出采用光学锁相环(OPLL)技术抑制编码合成孔径激光雷达的系统随机相位噪声。在发射端,激光信号经编码信号驱动的电光调制器调制后用于探测目标;在接收端,对接收到的回波信号与本振光进行正交解调。所提出的基于 OPLL 的编码合成孔径激光雷达工作在 1550 nm 波段,调制带宽为 1.25 GHz,脉冲重复频率最高可达 1.2 MHz/s。实验结果表明,在没有 OPLL 时,系统随机相位波动大于 100 rad,采用 OPLL 后,系统内部相位稳定度优于 0.1 rad,大幅度提高了系统自身的相位稳定度和方位向合成成像精度。

关键词 相干光学; 合成孔径雷达; 光学锁相环; 误差传递函数; 相位稳定度

中图分类号 O436

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0603001

Design and Experimental Verification of Coded Synthetic Aperture Lidar System Based on Optical Phase-Locked Loop

Fang Fuping^{1,2,3}, Hu Heng^{1,2}, Yan Pengpeng^{1,2}, Li Zhaoyang^{1,2},
Lü Yinhan^{2,3}, Xu Weiming^{1,2,3*}, Shu Rong^{1,2,3}

¹Key Laboratory of Space Active Optical-Electro Technology, Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200080, China;

²Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200080, China;

³University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract Synthetic aperture lidar has the advantage that the imaging resolution is independent of the detection distance. Compared with microwave, laser has a wavelength at least 3 orders of magnitude smaller. Thus, synthetic aperture lidar can achieve imaging with a higher resolution. However, due to the shorter wavelength, it is also more vulnerable to the phase error introduced by the system itself, which results in imaging blur. To eliminate the influence of this error on imaging, the paper adopts an optical phase-locked loop (OPLL) technology to suppress the random phase noise of the coded synthetic aperture lidar system. At the transmitting end, the laser signal is modulated by an electro-optic modulator driven by the coded signal for detecting the target. At the receiving end, the received echo signal and the local oscillation light are subjected to orthogonal demodulation. The proposed coded synthetic aperture lidar based on OPLL works at the 1550 nm band. Its modulation bandwidth is 1.25 GHz, and the pulse repetition frequency is up to 1.2 MHz/s. The experimental results show that the random phase fluctuation of the system is greater than 100 rad without OPLL. In the presence of OPLL, the phase fluctuation of the internal

收稿日期: 2021-06-01; 修回日期: 2021-07-24; 录用日期: 2021-09-26

基金项目: 中科院国家重点实验室基金(CXJJ-20S019)

通信作者: *xuwmm@mail.sitp.ac.cn

system is smaller than 0.1 rad. To sum up, the OPLL technology greatly improves the phase stability of the system and the synthetic imaging accuracy in the azimuth direction.

Key words coherent optics; synthetic aperture radar; optical phase-locked loop; error transfer function; phase stability

1 引言

合成孔径激光雷达(SAL)是在合成孔径微波雷达的基础上发展而来的,利用信号处理技术而不是大口径天线来实现高分辨率成像^[1-2],采用宽频激光调制技术来获得距离向高分辨率,采用合成孔径技术来获得方位向高分辨率^[3-4]。激光波长比微波波长短 3~4 个数量级,这会带来更大的调制带宽、更短的成像时间等^[5-7]。SAL 可在超远探测距离下实现厘米级分辨率成像,具有极大的潜在应用价值^[8]。

文献[9]报道了 1 km 探测距离下基于线性调频技术的成像实验,实现了 2.5 cm 分辨率的二维像,但是扫频方案存在严重的多次谐波干扰。为了克服上述影响,文献[10-11]提出了一种微波光子雷达技术,该技术充分利用激光更容易实现宽频调制和微波相位受振动影响小的特性,采用扫频方案实现了 8 GHz 的调制带宽,采用电子学滤波技术滤除了扫频方案中的多次谐波;雷达最终工作在微波波段,微波的波长较长,牺牲了方位向高分辨率优势。文献[12]报道了基于相位编码的机载飞行实验,在 1.6 km 的探测距离下实现了 3.3 cm 分辨率的二维像。文献[13]报道了在 33.5 m 探测距离下基于连续 m 序列激光相位调制技术的二维成像实验。

与微波相比,激光波长至少小 3 个数量级,因此能实现更高分辨率的成像,但是激光波长更短,更容易受平台振动、大气以及系统自身这 3 种因素的影响,产生合成孔径的相位误差,从而导致成像模糊。为解决相位误差对成像的影响,文献[14]基于优化窗函数改进型相位梯度自聚焦算法来消除该相位误差,文献[15]提出一种基于 Nelder-Mead 单纯形法和拟合牛顿法联合补偿算法,通过对运动参数进行优化搜索,利用拟合牛顿法来补偿该随机相位,文献[16-17]提出最小图像熵自聚焦成像算法,通过梯度下降快速迭代消除随机相位,文献[18]提出采用参考光路来补偿雷达系统自身引入的随机相位的方案,但该方案不适用于远距离和大斜视角成像场景。本文提出一种光学锁相方案,以减小系统自身产生的随机相位误差,提高成像的质量。

2 系统原理

2.1 系统设计

基于光学锁相相位编码的 SAL 原理图如图 1 所示,该系统主要由图 1 所标记的 3 部分组成,即(a)信号调制模块、(b)光学锁相环(OPLL)和(c)接收模块。在信号调制模块中,激光由编码信号驱动的电光调制器(EOM)来完成宽频调制,其中相位编

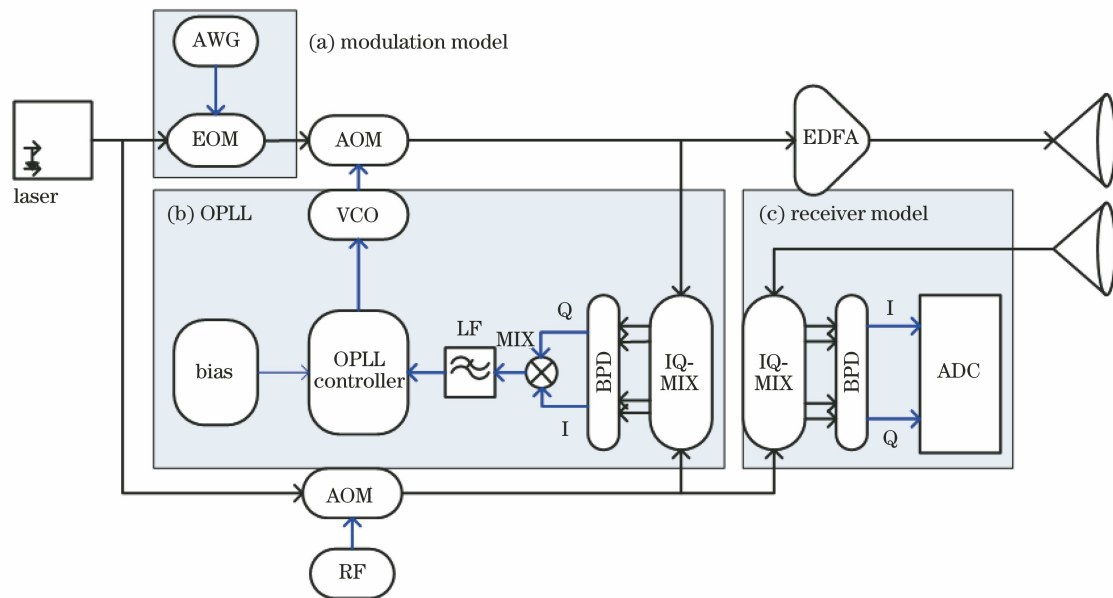


图 1 光学锁相-相位编码 SAL 系统

Fig. 1 Optical phase-locked phase coded SAL system

码信号由任意波形发生器(AWG)产生。光学锁相模块的主要目的是消除系统自身引入的随机相位。OPLL 主要由 3 部分组成:光鉴相器(OPD)、低通滤波器(LF)和光压控振荡器(OVCO)。其中,OPD 由 I/Q 混频器(IQ-MIX)、平衡探测器(BPD)和乘法器(MIX)构成。OVCO 由压控振荡器(VCO)和声光移频器(AOM)组成。用于锁相的信号光和本振光经正交平衡探测后,I、Q 两路信号经 MIX 实现鉴相处理,得到误差信号;通过控制 OVCO 来控制滤波后的误差信号,使其频率和相位跟踪本振光,在闭环状态下,信号光与本振光的相位同步并锁定。RF 为射频信号源,用于提供参考信号。在发射端,信号光由经过掺铒光纤放大器(EDFA)放大并由发射镜头发射出去用于探测。在接收端,对本振信号与接收的回波信号进行 I/Q 混频和平衡探测后,包含目标信息的 I/Q 信号由一个模数转换器(ADC)完成数据采集。

编码信号可以表示为

$$e = V_p p_c, \quad (1)$$

式中: p_c 为 m 序列; V_p 为 m 序列信号幅值。信号光可以表示为

$$s = \cos\left(\omega_c t + \frac{V_p}{V_{pi}} \pi p_c + \varphi_{error} + \varphi_0\right), \quad (2)$$

式中: ω_c 为激光中心角频率; V_{pi} 为电光调制器的半波电压; φ_{error} 为系统自身引入的随机相位; φ_0 为激光初始相位。当 V_p 近似等于 V_{pi} 时,信号可以表示为

$$s = \cos(\omega_c t + \pi p_c + \varphi_{error} + \varphi_0). \quad (3)$$

锁相之后,信号光可以表示为

$$s = \cos(\omega_c t + \pi p_c + \varphi_0), \quad (4)$$

在接收端,回波信号与本振信号经 I/Q 平衡探测后,可以表示为

$$I = \sum_i A_i \cos(\pi p_c + \varphi_i), \quad (5)$$

$$Q = \sum_i A_i \sin(\pi p_c + \varphi_i), \quad (6)$$

$$s_i = I + jQ = \sum_i A_i \exp[j(\pi p_c + \varphi_i)], \quad (7)$$

式中: A_i 为目标 i 的相对反射系数; φ_i 为目标 i 的相位值; s_i 为接收到的回波信号。

由于 m 序列具有良好的自相关特性,可以采用相干运算实现距离压缩:

$$s_{xcorr}(n) = \sum_{m=0}^{2N-1} s_i(m) s_r(n-m), \quad (8)$$

$$S_{xcorr} = \sum_i A_i s_{xcorr}(i), \quad (9)$$

式中: s_r 为由编码信号构建的匹配滤波器函数, $s_r = \exp(jp_c)$; S_{xcorr} 是完成距离压缩后的信号,通过(8)、(9)式即可完成距离压缩; i 表示距离向上第 i 个目标。

2.2 OPLL 数学模型

OPLL 原理如下:入射的信号光与本振光在 IQ-MIX 中完成正交混频,混频后的 I/Q 信号分别经过一个 BPD 完成光电转换。将光电转换后的电信号相乘完成鉴相,OPD 的输出即为两信号的相位误差;由 LF 滤除高频干扰,只保留 OPD 输出的低频误差信号,利用该误差信号控制 OVCO,直到相位差恢复,从而达到锁相的目的。OPLL 模型如图 2 所示,其中 l_o 为本振光, F_{if} 为低通滤波器响应函数, φ_e 为误差信号, K_{opd} 为 OPD 系数, φ_{opd} 是 OPD 噪声, K_{ovco} 是 OVCO 系数。

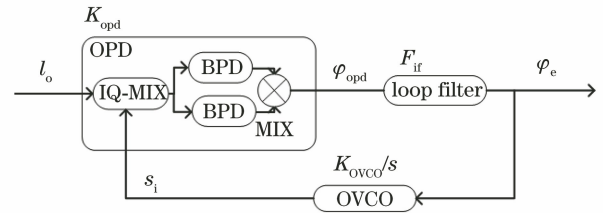


图 2 OPLL 稳态下线性小信号模型

Fig. 2 Linear small signal model under steady state of OPLL

系统中的信号光可以表示为

$$s_i = U_s \cos(\omega_c t + \pi p_c + \varphi_{error} + \omega_s t), \quad (10)$$

式中: U_s 为信号光的幅值; ω_s 是信号光用来跟踪本振光的角频率。本振光可以表示为

$$l_o = U_1 \cos(\omega_c t + \omega_{lo} t), \quad (11)$$

式中: U_1 为本振光幅值; ω_{lo} 为本振光引入的参考角频率。

经 I/Q 平衡探测后,I 路信号可以表示为

$$I = U_s U_1 \cos(\omega_c t + \pi p_c + \varphi_{error} + \omega_s t) \cos(\omega_c t + \omega_{lo} t), \quad (12)$$

$$I = \frac{1}{2} U_s U_1 \cos[\pi p_c + \varphi_{error} + (\omega_s - \omega_{lo}) t]; \quad (13)$$

Q 路信号可以表示为

$$Q = U_s U_1 \cos(\omega_c t + \pi p_c + \varphi_{error} + \omega_s t) \sin(\omega_c t + \omega_{lo} t), \quad (14)$$

$$Q = \frac{1}{2} U_s U_1 \sin[\pi p_c + \varphi_{error} + (\omega_s - \omega_{lo}) t]. \quad (15)$$

I/Q 两路信号通过 MIX 实现鉴相处理:

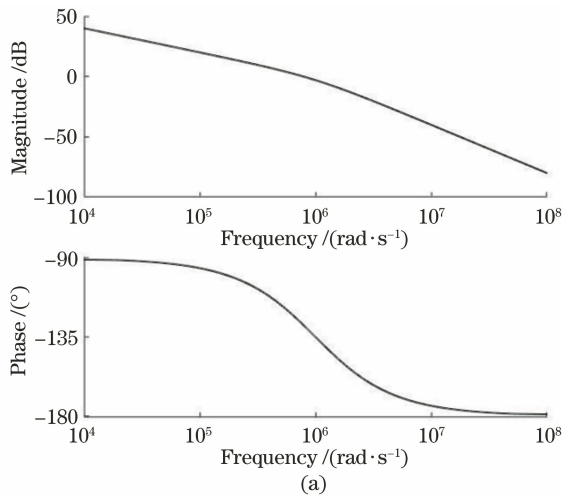
$$\varphi_{\text{opd}}(t) = \frac{1}{4}(U_s U_1)^2 \cos[\pi p_c + \varphi_{\text{error}} + (\omega_s - \omega_{\text{lo}})t] \times \sin[\pi p_c + \varphi_{\text{error}} + (\omega_s - \omega_{\text{lo}})t], \quad (16)$$

$$\varphi_{\text{opd}}(t) = \frac{1}{8}(U_s U_1)^2 \sin[2\pi p_c + 2\varphi_{\text{error}} + 2(\omega_s - \omega_{\text{lo}})t]. \quad (17)$$

由于 p_c 为 m 序列, 其中每个码元对应于 0、1 码, 所以(17)式可以记作

$$\varphi_{\text{opd}}(t) = \frac{1}{8}(U_s U_1)^2 \sin(2\varphi_{\text{error}} + 2\Delta\omega t), \quad (18)$$

式中: $\Delta\omega$ 为信号光相对于本振光的频差, $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{\text{lo}}$, 由于采用零差光学锁相技术, 鉴相器工作在线



性区间, 此时误差信号可以线性近似为

$$\varphi_{\text{opd}}(t) = \frac{1}{4}(U_s U_1)^2 (\varphi_{\text{error}} + \Delta\omega t). \quad (19)$$

环路锁定后, 环路闭环传递函数可以表示为

$$H(s) = \frac{G_{\text{op}}(s)}{1 + G_{\text{op}}(s)} = \frac{KF(s)s^{-1}}{1 + KF(s)s^{-1}}, \quad (20)$$

式中: $G_{\text{op}}(s)$ 为光学锁相环开环传递函数; $F(s)$ 为低通滤波器的响应函数; K 为环路系数, $K = K_{\text{opd}} K_{\text{ovco}} (U_s U_1)^2 / 4$. 误差传递函数为

$$e(s) = 1 - H(s) = \frac{1}{1 + KF(s)s^{-1}}. \quad (21)$$

因此开环传递函数的波特图和闭环传递函数的波特图分别如图 3(a)、(b)所示。

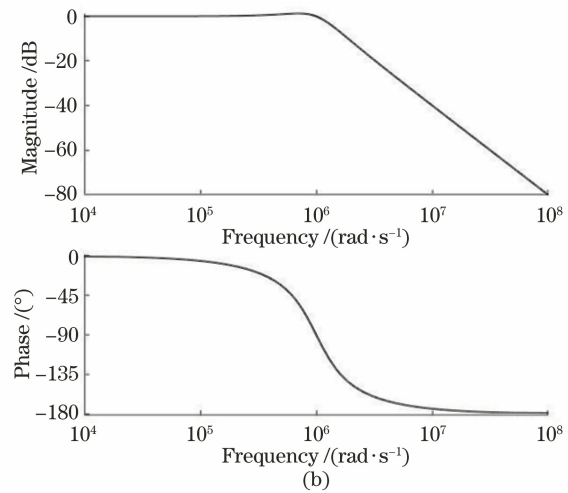


图 3 OPLL 传递函数。(a)开环传递函数波特图;(b)闭环传递函数波特图

Fig. 3 Transfer functions of OPLL. (a) Bode plot of open-loop transfer function; (b) bode plot of closed-loop transfer function

2.3 OPLL 相位噪声分析

相位噪声传递模型如图 4 所示, 相比于相干光通信^[19], 在 SAL 中采用同一窄线宽 (<1 kHz) 光源作为相干探测光源, 环路延时误差较小, 信号光与本

振光的相位噪声相抵消, 因此其主要噪声包括 OVCO 噪声 $\varphi_{\text{ovco}}(s)$ 、OPD 噪声 $\varphi_{\text{opd}}(s)$ 、LF 噪声 $\varphi_{\text{lf}}(s)$ 以及 BPD 的散弹噪声 $\varphi_{\text{shot}}(s)$ 。

根据图 4 可以推出相位噪声传递函数为

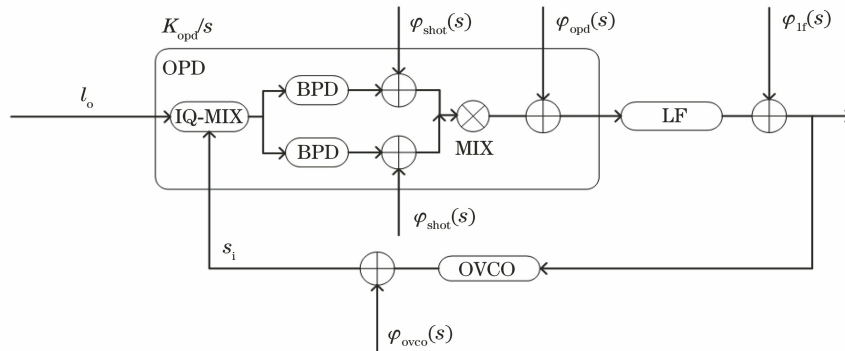


图 4 OPLL 噪声传递模型

Fig. 4 OPLL noise transfer model

$$\varphi_e(s) = \frac{G_{op}(s)}{1+G_{op}(s)} \left[\frac{\varphi_{opd}(s)}{K_{opd}} + \frac{\varphi_{lf}(s)}{F(s)} + \frac{2\varphi_{shot}(s)}{K_{opd}} \right] + \frac{\varphi_{ovco}(s)}{1+G_{op}(s)} \quad (22)$$

从(22)式中可以看出, $\varphi_{opd}(s)$ 、 $\varphi_{lf}(s)$ 和 $\varphi_{shot}(s)$ 等呈低通特性,为了尽可能减少以上噪声,应尽量减小环路带宽;而 $\varphi_{ovco}(s)$ 噪声呈高通特性,为了尽可能减小该噪声的影响,需要尽可能地增大环路带宽,所以需要根据低频噪声和低频噪声的实际影响来设计环路带宽。

噪声的功率谱密度可以表示为

$$S_e(f) = |H(f)|^2 \left[\frac{S_{opd}(f)}{K_{opd}} + \frac{S_{lf}(f)}{|F(f)|^2} + \frac{2S_{shot}(f)}{K_{opd}} \right] + \frac{S_{ovco}(f)}{K_{ovco}} |H_e(f)|^2, \quad (23)$$

式中: $S_{opd}(f)$ 为 OPD 噪声功率谱密度; $S_{lf}(f)$ 为低通滤波器的噪声功率谱密度; $S_{shot}(f)$ 为 BPD 噪声功率谱密度; $S_{ovco}(f)$ 为 OVCO 噪声功率谱密度。

3 分析与讨论

基于光学锁相编码的 SAL 按照图 1 搭建,在发射端,波长为 1550 nm、线宽为 1 kHz 和功率为 13 dBm 的半导体激光器(ASE, NP photonics, 美国)输出的激光信号经过一个光纤分束器分成两路,下臂信号经过一个 AOM(IPF-400, CETC, 中国)后作为本振光,上臂信号经过由编码信号驱动的相位调制器(MPZ-LN-10, iXblue, 法国)和另一个 AOM(IPF-400, CETC, 中国)后作为信号光。其中,激光由 AWG(AWG7122C, Tektronix, 美国)产生的相位编码信号驱动的电光调制器完成编码调制。编码信号是带宽为 1.25 GHz 的 m 序列,码元长度为 511 bit,相位调制器的 3 dB 带宽为 12 GHz。在光学锁相模块中,OPLL 的主要目的是消除系统自身随机相位。用于光学锁相的信号光和本振光完成正交平衡探测后, I/Q 两路信号经 MIX 实现鉴相处理,得到误差信号。经低通滤波后的误差信号通过控制 OVCO 来控制信号光,使其频率和相位跟踪本振光,在闭环状态下,最终信号光与本振光的相位同步并锁定。在接收端,回波信号与本振光在 IQ-MIX(COH24, Kylaia, 法国)中完成正交混频,再由 BPD(APD480, Throlabs, 美国)完成光电转换,其中探测器带宽为 1.6 GHz。包含目标信息的 I/Q 信号由双通道 ADC(1.25 GSa/s)完成数据采集。

3.1 锁相结果

通过第 2.2、2.3 节的分析可知,当设置 OPLL 环路带宽为 1 MHz 时,频谱仪测试得到的环路相位噪声残差如图 5 所示,从图 5 可以看出,相位噪声残差的峰值点在 1.2 MHz 附近,残余相位噪声为 -65 dBm。因此当环路锁定时,相位噪声得到极大抑制。OPLL 带宽进一步增大,可以更好地抑制低频噪声,但是对压控振荡器引入的高频噪声的抑制能力变弱,所以应该设环路带宽为 1.2 MHz,此时具有最好的噪声抑制效果。

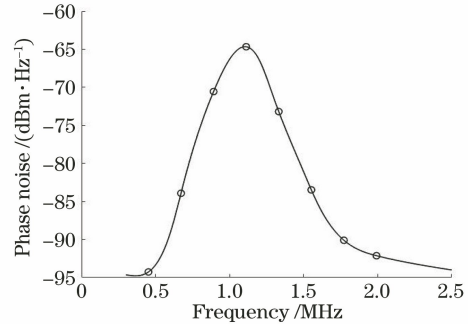


图 5 环路相位噪声残差曲线

Fig. 5 Loop phase noise residual curve

相干光通信中多采用误码率作为衡量环路性能好坏的指标^[19],但在相干光雷达中,误码率不作为关注的重点,而是采用相位稳定度作为衡量 OPLL 性能好坏的指标。目标与雷达都静止时,不会引入其他相位,该种状态可以用来测试系统误差相位。1 s 内测试的相位值如图 6 所示,横轴表示测试时长,纵轴表示测试相位值。从图 6 可以看出,在环路未锁定时,系统产生了较大的相位误差,该误差大于 100 rad。环路锁定后,相位波动小于 0.1 rad,此时相位稳定度极高,基本可以认为对成像不产生任何影响。

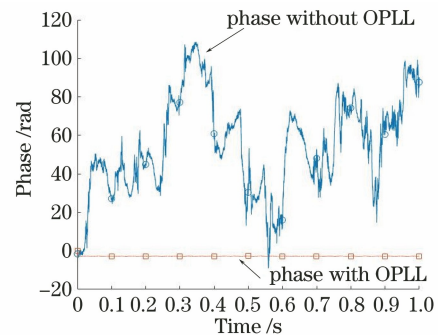


图 6 有、无 OPLL 下测试的相位

Fig. 6 Tested phases with or without OPLL

3.2 实验结果

当激光雷达工作在条带模式下,目标与雷达之

间的最近斜距 $R_0 = 11$ m, 目标固定在一个电动平移台(DDS300, Throlabs, 美国)上, 如图 7(a)所示。其中, 目标向上匀速运动的速率 $v = 0.2$ m/s, 两个点目标的中心间距为 0.04 m, ADC 采样率为 1.25 GSa/s。

在成像中, 目标与雷达的实时距离可以表示为

$$R = \sqrt{R_0^2 + (vt)^2} \approx R_0 + \frac{(vt)^2}{2R_0}, \quad (24)$$

则回波信号可以表示为

$$s_{\text{echo}} = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{t_r}\right) \times \exp\left\{j\left[\omega_c(t-t_0) + p_c(t-t_0) + 2\pi\frac{2R}{\lambda}\right]\right\}, \quad (25)$$

式中: $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数; t_0 为目标与雷达的往返时间, $t_0 = \frac{2R}{c}$, c 为光速; t_r 为一次调制信号持续时间; λ 为激光波长。对 s_{echo} 分别进行距离向和方位向匹配滤波处理, 即可完成距离向和方位向压缩成像。

方位向重复频率可以表示为

$$P_{\text{RF}} = \frac{1}{P_{\text{RT}}} = 1 / \left(\frac{511}{6.25 \times 10^6}\right) \text{ Hz} \approx 1.2 \times 10^6 \text{ Hz} = 1.2 \text{ MHz}, \quad (26)$$

式中: P_{RF} 为脉冲重复频率; P_{RT} 为脉冲周期。

根据文献[20], 方位向带宽为

$$\Delta f = \frac{d\varphi}{dt} \leq \frac{v^2}{\lambda R_0} t_r = 667 \text{ Hz}, \quad (27)$$

式中: φ 为方位向相位值。

当环路锁定时, 两点目标成像结果如图 7 所示。

图 7(a)为两点目标的真实场景图, 两个点目标在距离向的间距为 0.14 m, 在方位向的间距为 0.04 m。图 7(b)为二维成像结果, 可以看出两个点目标清晰可分。图 7(c)为两个点目标的距离向成像结果, 距离上出现两个峰值, 对应的距离分辨率为 0.12 m, 该测量结果与实际目标距离向分辨率基本一致; 当采用更高采样率的 ADC, 即可实现更高的距离向分辨率。图 7(d)为两个点目标方位向的成像结果, 可以看出, 方位向的间距大致为 0.04 m, 这与实测值相符。

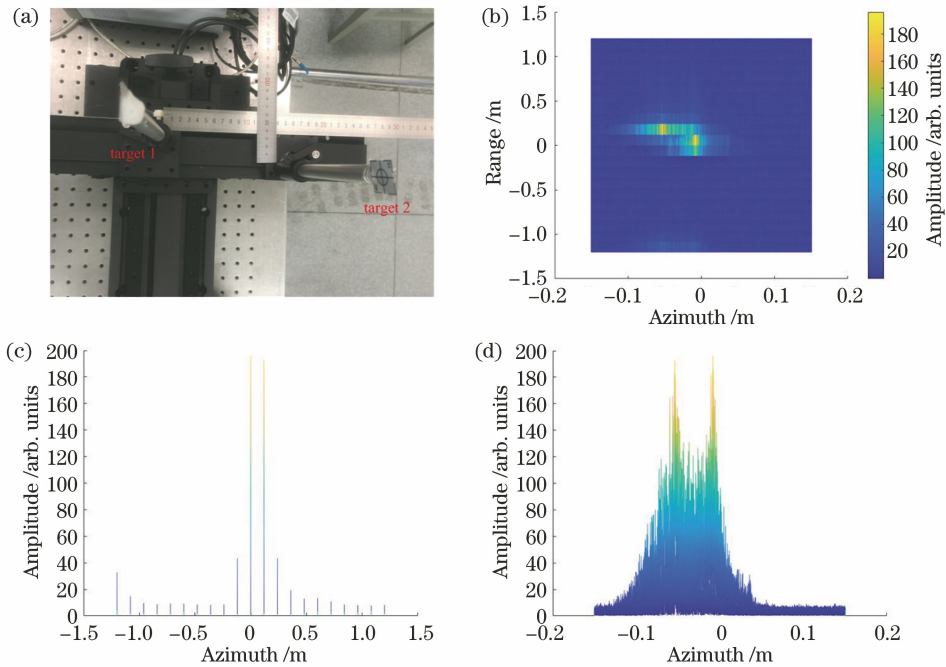


图 7 锁相状态下成像结果。(a)真实场景中的两个点目标;(b)二维成像结果;
(c)距离向成像结果;(d)方位向成像结果

Fig. 7 Imaging results under phase locked state. (a) Two-point targets in real scene; (b) two dimensional imaging result;
(c) range imaging result; (d) azimuth imaging result

当环路未锁定时, 两点目标的成像结果如图 8 所示, 图 8(a)为两点目标的二维成像结果, 图 8(b)为两点目标的方位向成像结果, 可以看出图像散焦较为严重。

对比图 7(b)和图 8(a)可知, 在环路锁定时两点目标清晰可分; 在环路未锁定时, 由于随机相位的存在, 方位向上信号能量泄漏到整个区间, 造成图像散焦严重, 目标 2 的主峰能量损失尤其严重。对比图

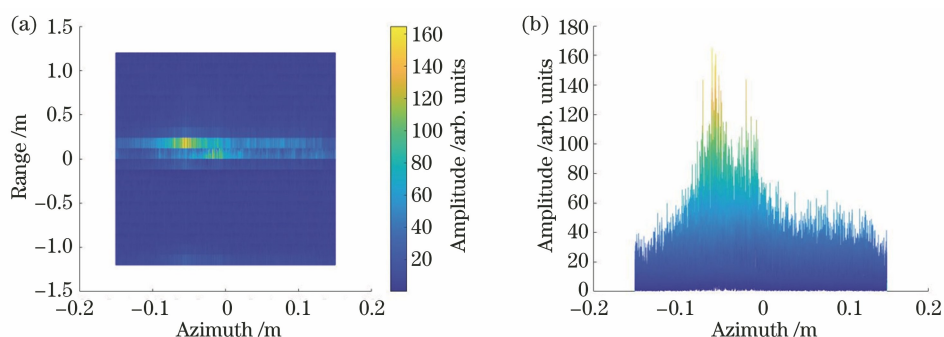


图 8 未锁相状态下的成像结果。(a)两点目标二维成像结果;(b)两点目标方位向成像结果

Fig. 8 Imaging results without phase locked state. (a) Two dimensional imaging result of two-point target;
(b) azimuth imaging result of two-point target

7(d)和图 8(b)可知,方位向上,在环路未锁定时,随机相位的存在造成信号主峰能量降低,噪声能量提高,图像信杂比从 26 dB 降低到 6 dB,降低了 20 dB。因此锁相可以很好地消除系统自身引入的随机相位,使系统具有更强的鲁棒性。与微波相比,激光波长至少小 3 个数量级,因此能实现更高分辨率的成像,但是波长更短时,系统更容易受平台振动、大气以及系统自身这 3 种因素的影响,产生合成孔径的相位误差,从而导致成像模糊。通过与文献[14-17]对比可知,由于上述误差的存在,原始 SAL 图像的散焦严重,因此本文提出一种基于 OPLL 的相位编码 SAL 成像系统,该系统消除了系统自身引入的随机相位,优化了图像质量,给后续迭代算法提供了更优质的原始图像。

4 结 论

设计了基于 OPLL 的编码 SAL 系统并开展了系统自身随机相位噪声抑制实验。实验系统采用电光调制来实现宽带脉冲编码连续波,其中电光调制器的驱动信号为码元宽度为 511 bit、带宽为 1.25 GHz、重复频率为 1.2 MHz/s 的 m 序列。与微波相比,激光波长至少小 3 个数量级,用于实现更高分辨率的成像,但是同时由于波长更短,系统也更容易受自身引入的相位误差的影响,导致成像模糊。为了减小系统自身引入的随机相位、优化成像质量,设计了基于 OPLL 的编码 SAL。从锁相结果来看,在未锁相时,系统自身的随机相位大于 100 rad,采用 OPLL 后,系统的相位稳定度优于 0.1 rad,这大幅改善了成像质量。在 11 m 探测距离下,脉冲编码合成孔径雷达的方位分辨率优于 0.04 m。

参 考 文 献

- [1] Zhao Z L, Huang J Y, Wu S D, et al. Experimental demonstration of tri-aperture differential synthetic aperture lidar [J]. Optics Communications, 2017, 389: 181-188.
- [2] Mo D, Wang R, Wang N, et al. Experiment of inverse synthetic aperture LADAR on real target[C] // 2017 7th IEEE International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC), July 21-23, 2017, Macao, China. New York: IEEE Press, 2017: 319-321.
- [3] Zhao Z L, Wu J, Su Y Y, et al. Three-dimensional imaging interferometric synthetic aperture lidar[J]. Chinese Optics Letters, 2014, 12(9): 091101.
- [4] Crouch S, Barber Z W. Laboratory demonstrations of interferometric and spotlight synthetic aperture lidar techniques [J]. Optics Express, 2012, 20(22): 24237-24246.
- [5] Beck S M, Buck J R, Buell W F, et al. Synthetic-aperture imaging laser radar: laboratory demonstration and signal processing [J]. Applied Optics, 2005, 44(35): 7621-7629.
- [6] Guo L, Xing M D, Zhang L, et al. Research on indoor experimentation of range SAL imaging system [J]. Science in China Series E: Technological Sciences, 2009, 52(10): 3098-3104.
- [7] Bashkansky M, Lucke R L, Funk E, et al. Two-dimensional synthetic aperture imaging in the optical domain[J]. Optics Letters, 2002, 27(22): 1983-1985.
- [8] Wei F, Lu B, Wang J, et al. Precision and broadband frequency swept laser source based on high-order modulation-sideband injection-locking[J]. Optics Express, 2015, 23(4): 4970-4980.
- [9] Wang N, Wang R, Mo D, et al. Inverse synthetic aperture LADAR demonstration: system structure, imaging processing, and experiment result [J]. Applied Optics, 2018, 57(2): 230-236.
- [10] Li R M, Li W Z, Ding M L, et al. Demonstration of a microwave photonic synthetic aperture radar based

- on photonic-assisted signal generation and stretch processing [J]. *Optics Express*, 2017, 25 (13): 14334-14340.
- [11] Zhang F, Guo Q, Wang Z, et al. Photonics-based broadband radar for high-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging [J]. *Optics Express*, 2017, 25(14): 16274-16281.
- [12] Krause B, Buck J, Ryan C, et al. Synthetic aperture lidar flight demonstration [C] // *CLEO: 2011-Laser Applications to Photonic Applications*, May 1-6, 2011, Baltimore, Maryland. Washington, D. C.: OSA, 2011: PDPB7.
- [13] Huang Y X, Song S, Xu W M, et al. Real-time inverse synthetic aperture lidar system based on continuous m-sequence phase modulation [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2017, 54 (7): 072801.
黄宇翔, 宋盛, 徐卫明, 等. 连续 m 序列相位调制的实时逆合成孔径激光雷达系统[J]. *激光与光电子学进展*, 2017, 54(7): 072801.
- [14] Zhang J, Wang R, Zhang K S. Application and improvement of phase gradient autofocus algorithm in synthetic aperture lidar[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2016, 53(6): 062801.
张洁, 王然, 张珂殊. 相位梯度自聚焦算法在合成孔径激光雷达中的应用与改进[J]. *激光与光电子学进展*, 2016, 53(6): 062801.
- [15] Liu S J, Fu H C, Wei K, et al. Jointly compensated imaging algorithm of inverse synthetic aperture lidar based on Nelder-Mead simplex method [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(7): 0711002.
刘盛捷, 付翰初, 魏凯, 等. 基于 Nelder-Mead 单纯形法的逆合成孔径激光雷达联合补偿成像算法[J]. *光学学报*, 2018, 38(7): 0711002.
- [16] Yin H F, Guo L, Yang L C, et al. Full aperture imaging algorithm of airborne synthetic aperture lidar [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(9): 0928002.
尹红飞, 郭亮, 杨利超, 等. 机载合成孔径激光雷达全孔径成像算法[J]. *光学学报*, 2019, 39(9): 0928002.
- [17] Yakun L, Wu Y H, Wang H Y, et al. Phase errors compensation algorithm of inverse synthetic aperture lidar based on CS-Fmea [C] // *2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, December 13-16, 2017, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2017: 1313-1317.
- [18] Krause B, Gatt P, Embry C, et al. High-resolution 3D coherent laser radar imaging [J]. *Proceedings of SPIE*, 2006, 6214: 277-287.
- [19] Chang S, Tong S F, Jiang H L, et al. Optical phase-locked loop technology in inter-satellite high-speed coherent laser communication system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(2): 0206004.
常帅, 佟首峰, 姜会林, 等. 星间高速相干激光通信系统中的光学锁相环技术[J]. *光学学报*, 2017, 37(2): 0206004.
- [20] Wu J, Zhao Z L, Wu S D, et al. High resolution synthetic aperture lidar imaging at 12.9 m distance [J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(12): 1228002.
吴谨, 赵志龙, 吴曙东, 等. 12.9 m 高分辨率合成孔径激光雷达成像[J]. *光学学报*, 2015, 35(12): 1228002.