

# 基于本振数字延时的合成孔径激光雷达信号相干性保持方法

胡烜<sup>1,2</sup>, 李道京<sup>1</sup>, 赵绪锋<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>中国科学院电子学研究所微波成像技术重点实验室, 北京 100190;

<sup>2</sup>中国科学院大学, 北京 100049

**摘要** 本振信号较差的相干性限制了合成孔径激光雷达(SAL)对远距离目标成像的方位/横向分辨率。研究了 SAL 信号相干性保持问题,提出了一种基于本振数字延时的 SAL 信号相干性保持方法。通过设置本振信号参考通道,采用自外差探测的方式,在数字域提取本振信号频率不稳引入的相位,并将其在数字域延时后对目标回波信号实施相位补偿。建立了激光信号模型,对所提出的 SAL 信号相干性保持方法进行了误差分析,给出了自外差探测中光纤延时长度的选取原则。理论分析和仿真实验表明,该方法能有效保持 SAL 信号的相干性。

**关键词** 遥感; 合成孔径激光雷达; 信号相干性; 本振数字延时; 相位估计; 自外差探测

中图分类号 TN958.98

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.0510003

## Maintaining Method of Signal Coherence in Synthetic Aperture Ladar Based on Local Oscillator Digital Delay

Hu Xuan<sup>1,2</sup>, Li Daojing<sup>1</sup>, Zhao Xufeng<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Key Laboratory of Science and Technology on Microwave Imaging, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

<sup>2</sup>University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

**Abstract** Poor coherence of local oscillator signal restricts the azimuth/lateral resolution of long-range target imaging with synthetic aperture ladar (SAL). Coherence maintenance problem of SAL signal is studied, and a method for maintaining the coherence of SAL signal based on local oscillator digital delay is proposed. By setting the local oscillator signal reference channel and using the self-heterodyne detection method, the phase introduced by the frequency instability of the local oscillator signal is extracted in the digital domain, which is used to compensate the phase in target echo signal after the delay in the digital domain. The laser signal model is established, and the error analysis of the proposed SAL signal coherence maintenance method is given. The selection principle of the fiber delay length from the self-heterodyne detection is given. Theoretical analysis and simulation experiment show that the proposed method can effectively maintain the coherence of SAL signal.

**Key words** remote sensing; synthetic aperture ladar; signal coherence; local oscillator digital delay; phase estimation; self-heterodyne detection

**OCIS codes** 280.6730; 040.1240

## 1 引 言

合成孔径激光雷达(SAL)是合成孔径雷

(SAR)在激光频段的应用形式,其通过对宽带激光信号进行脉冲压缩获取距离维高分辨率,通过合成孔径技术获取方位维高分辨率<sup>[1]</sup>。

收稿日期: 2017-09-22; 收到修改稿日期: 2017-11-09

基金项目: 国家自然科学基金(61771449)

作者简介: 胡烜(1992—),男,博士研究生,主要从事雷达信号处理方面的研究。E-mail: m18700476546@163.com

导师简介: 李道京(1964—),男,研究员,博士生导师,主要从事雷达系统和雷达信号处理等方面的研究。

E-mail: lidj@mail.ie.ac.cn(通信联系人)

作为一种相干体制雷达,当对发射信号实施定标校正后,SAL 能够实现的方位/横向分辨率主要取决于本振信号的相干性<sup>[2-3]</sup>,本振信号的相干性主要包括频率稳定性和相位噪声等参数,激光信号目前主要用线宽来表征其频率稳定性。SAL 的本振信号在激光波段,其频率比微波信号频率高三个数量级以上,相对微波信号,其频率稳定性和相干性从原理上就较差<sup>[4]</sup>,这在很大程度上限制了 SAL 的方位/横向高分辨率成像能力。

在观测几何关系不变的条件下,SAL 可采用本振光纤延时的方法以保持信号的相干性<sup>[5]</sup>,该方法将本振信号经过延时光纤后与回波信号混频,若光纤延时长度与目标距离的误差较小,可大幅度减小本振信号频率稳定性差引入的相位误差。使用该方法时,延时光纤的长度难以时变,因此该方法只适用于目标距离较近且合成孔径时间内目标距离变化量较小的情况,难以应用在针对远距离运动目标成像的 SAL 中。以针对高轨道卫星(GEO)等轨道空间目标成像的逆 SAR(ISAR)为例,其合成孔径时间在 10 s 量级,回波延时在 0.2 s 量级,这对本振信号相干性的要求较高,由于目标与雷达的距离约为 36000 km,将本振信号通过光纤延时后与目标回波信号混频难以实施,需要研究新的 SAL 信号相干性保持方法。

本文提出基于本振数字延时的 SAL 信号相干性保持方法,其基本思想在于将本振信号记录下来,并在数字域延时后对回波信号实施相位补偿。由于 SAL 激光本振信号难以直接记录,实验通过自外差探测的方式对其进行记录,并间接估计其频率不稳引入的相位,再将该相位在数字域延时后对目标回波信号实施补偿。相对于本振光纤延时的方法,本振数字延时具备可以任意调整延时长度的优点,尤

其适用于针对远距离目标成像的 SAL。

## 2 激光信号模型

理想的激光信号为频率稳定的单频信号,真实激光信号的频率在其标称的中心频率附近时变,由于随机频率和随机相位的影响,其时变的瞬时谱较宽。本研究假定激光信号的频率变化形式为正弦,容易表征其中心频率的时变特征,这也是微波信号描述频率稳定度的常用模型,中心频率正弦变化的幅度和频率受信号产生机理、功率大小、工作环境等因素的影响<sup>[6]</sup>。

对激光信号建立如下模型:

$$s(t) = \exp[j2\pi f_c t] \cdot \exp[j\phi_{\sin}(t)] \cdot \exp[j\phi_f(t)] \cdot \exp[j\phi_r(t)], \quad (1)$$

式中  $f_c$  为激光信号标称的中心频率; $\phi_{\sin}(t) = 2\pi \int_{\tau=0}^t A_F \sin(2\pi f_F \tau) d\tau$  为激光信号频率正弦变化引入的相位; $\phi_f(t) = 2\pi \int_{\tau=0}^t f_r(\tau) d\tau$  为激光信号频率随机变化引入的相位, $f_r(t) \sim N(0, \sigma_{f_r}^2)$  为高斯分布的随机频率; $\phi_r(t) \sim N(0, \sigma_{\phi_r}^2)$  为高斯分布的随机相位噪声。上述信号模型的参数为:信号频率正弦变化的幅度  $A_F$ 、信号频率正弦变化的频率  $f_F$ 、随机频率的标准差  $\sigma_{f_r}$ 、随机相位噪声的标准差  $\sigma_{\phi_r}$ 。

上述信号模型已通过激光信号自外差<sup>[7]</sup>实验结果与激光信号自外差仿真结果对比验证,对于 4 mW 激光种子源信号,信号模型的参数为  $A_F = 20$  kHz,  $f_F = 20$  Hz,  $\sigma_{f_r} = 25$  kHz,  $\sigma_{\phi_r} = 0.1$  rad。该参数下激光信号的频谱特性如图 1 所示,相位特性如图 2 所示,其中图 2(a)为信号频率正弦变化引入的相位  $\phi_{\sin}(t)$ ,其幅度较大,频率较低;图 2(b)为信号频率随机变化引入的相位  $\phi_f(t)$ ,其幅度较小,频率较高;图 2(c)为随机相位噪声  $\phi_r(t)$ 。

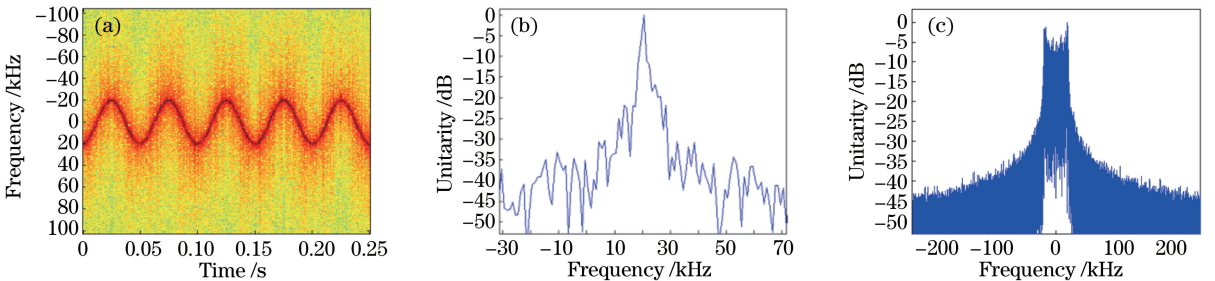


图 1 激光信号频谱特性。(a)时频分析结果;(b)时频分析剖面图;(c)频谱

Fig. 1 Frequency spectrum characteristics of laser signal. (a) Result of time-frequency analysis; (b) profile of time-frequency analysis; (c) frequency spectrum

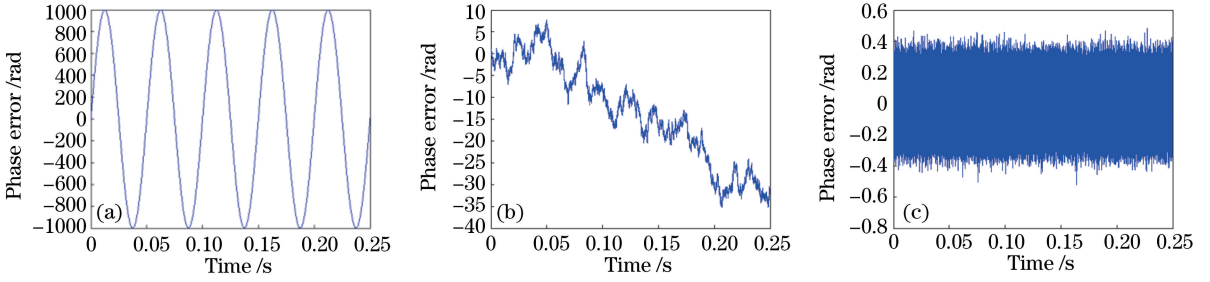


图 2 激光信号相位特性。(a)频率正弦变化引入的相位;(b)频率随机变化引入的相位;(c)随机相位噪声  
Fig. 2 Phase characteristics of laser signal. (a) Phase introduced by frequency with sinusoidal variation;  
(b) phase introduced by frequency with random variation; (c) random phase noise

### 3 本振信号相位估计方法

#### 3.1 相位估计原理

相位估计方法原理如图 3 所示,本研究设置本振信号参考通道,使用自外差探测的方式估计本振信号相位。本振信号被分束器分为两路信号,一路信号通过延时光纤,另一路信号通过移频器(AOM),两路信号耦合到光电探测器上混频,对两

路光信号混频经光电转换形成的电信号实施模数(AD)采样。该电信号中含有本振信号相位的差分信息,基于该信息估计本振信号的瞬时频率,再对瞬时频率积分处理估计本振信号的相位。整个相位估计过程由相位差分实现瞬时频率估计和由瞬时频率积分实现相位估计两个环节组成,相位差分间隔为延时光纤的时延,频率积分间隔为 AD 采样间隔。

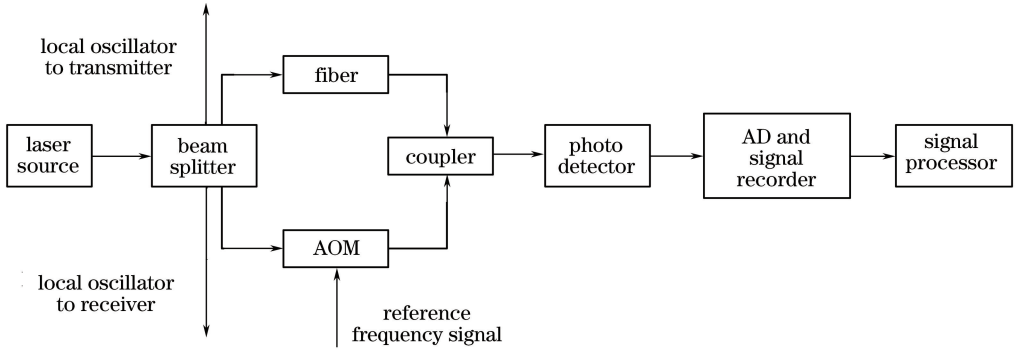


图 3 相位估计方法原理框图

Fig. 3 Diagram of phase estimation method

参考通道中使用移频器的目的是使光电探测器的输出被调制到中频,以避免本振信号相位的差分信息被隔直电路滤除。移频器输入的基准频率信号来自电子学系统的频率源,和 AD 时钟的相位严格同步,该信号被用来实现电子学信号相位和激光信号相位的同步。AD 采样率必须大于移频器的基准频率。

根据(1)式,  $\phi_{\sin}(t) + \phi_f(t) + \phi_r(t)$  为激光信号源频率不稳引入的相位,由于  $\phi_r(t)$  瞬时变化,原理上不能通过图 3 中的参考通道进行估计,能够估计的本振信号相位为:

$$\phi(t) = \phi_{\sin}(t) + \phi_f(t). \quad (2)$$

经过延时光纤的信号为:

$$s_1(t) = s(t - T) =$$

$$\exp[j2\pi f_c(t - T)] \cdot \exp[j\phi_{\sin}(t - T)] \cdot \exp[j\phi_f(t - T)] \cdot \exp[j\phi_r(t - T)], \quad (3)$$

式中  $T$  为延时光纤的时延。

经过移频器的信号为:

$$s_2(t) = s(t) \cdot \exp(j2\pi f_m t) = \exp(j2\pi f_c t) \cdot \exp[j\phi_{\sin}(t)] \cdot \exp[j\phi_f(t)] \cdot \exp[j\phi_r(t)] \cdot \exp(j2\pi f_m t), \quad (4)$$

式中  $f_m$  为移频器的基准频率。

在光电探测器上混频后输出的电信号为:

$$s_3(t) = s_2(t) \cdot s_1(t)^* = \exp(j2\pi f_c T) \cdot \exp\{j[\phi(t) - \phi(t - T)]\} \cdot \exp\{j[\phi_r(t) - \phi_r(t - T)]\} \cdot \exp(j2\pi f_m t). \quad (5)$$

对  $s_3(t)$  AD 采样后提取相位,并在数字域实施

相位解缠:

$$\begin{aligned} \phi_3(t) = & 2\pi f_c T + [\phi(t) - \phi(t-T)] + \\ & [\phi_r(t) - \phi_r(t-T)] + 2\pi f_m t. \end{aligned} \quad (6)$$

在数字域消除  $\varphi_3(t)$  中标称频率引入的相位  $2\pi f_c T$  和移频器引入的相位  $2\pi f_m t$ , 假定在延时光纤的时延  $T$  内,  $\phi(t)$  对应的信号瞬时频率恒定, 其估计值为:

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{\varphi_3(t) - 2\pi f_c T - 2\pi f_m t}{2\pi T} = \\ & \frac{\phi(t) - \phi(t-T)}{2\pi T} + \frac{\phi_r(t) - \phi_r(t-T)}{2\pi T}, \end{aligned} \quad (7)$$

式中以  $\phi(t) - \phi(t-T)/2\pi T$  表征  $\phi(t)$  对应的信号在  $t$  时刻的瞬时频率, 主要包括正弦变化的频率  $A_F \sin(2\pi f_F \tau)$  和随机变化的频率  $f_r(t)$ 。(7) 式中的  $\phi_r(t) - \phi_r(t-T)/2\pi T$  表明, 随机相位噪声将会使  $\phi(t)$  对应的信号瞬时频率估计出现误差。

获得  $\phi(t)$  对应的信号瞬时频率估计值后, 通过对其积分获取相位。

假定  $F_s$  为 AD 的采样率,  $t_m$  为第  $m$  个采样时刻, 通过  $f(t)$  估计  $\phi(t)$  在第  $m$  个采样间隔上的增量为:

$$\Delta \hat{\phi}(t_m) = \frac{2\pi f(t_m)}{F_s}. \quad (8)$$

将各采样间隔上相位增量后向累加, 即可获得本振信号离散的相位估计值:

$$\hat{\phi}(t_M) = \sum_{m=1}^M \Delta \hat{\phi}(t_m), \quad (9)$$

式中  $M = F_s \cdot T_s$  为采样点的个数,  $T_s$  为本振信号的时长。

### 3.2 相位估计误差分析

(7) 式中  $T$ 、 $f_m$ 、 $\varphi_3(t)$  的误差分别导致的瞬时频率估计误差为:

$$\begin{aligned} \delta_{f1}(t) = & -\frac{\varphi_3(t) - 2\pi f_m t}{2\pi T^2} \cdot \delta_T, \\ \delta_{f2}(t) = & \frac{t}{T} \cdot \delta_{f_m}, \\ \delta_{f3}(t) = & \frac{1}{2\pi T} \cdot \delta_{\varphi_3}, \end{aligned} \quad (10)$$

式中  $\delta_T \in N(0, \sigma_T^2)$  为延时光纤的时延误差,  $\sigma_T$  为时延误差的标准差, 假定  $\sigma_T = 10^{-11}$  s (对应光纤延时长误差的标准差 3 mm);  $\delta_{f_m} \in N(0, \sigma_{f_m}^2)$  为移频器的基准频率误差,  $\sigma_{f_m}$  为基准频率误差的标准差, 假定  $\sigma_{f_m} = 10^{-4}$  Hz;  $\varphi_3(t)$  的误差主要来自于随机相位噪声的差分值  $\phi_r(t) - \phi_r(t-T)$ , 由于  $\phi_r(t) \sim N(0, \sigma_{\phi_r}^2)$ , 假定不同时刻的随机相位噪声独立同分布,  $\delta_{\varphi_3} \in N(0, \sigma_{\varphi_3}^2)$ ,  $\sigma_{\varphi_3} = \sqrt{2} \sigma_{\phi_r}$ 。

(7) 式中各参量误差共同导致的瞬时频率估计误差为:

$$\delta_f(t) = \sqrt{[\delta_{f1}(t)]^2 + [\delta_{f2}(t)]^2 + [\delta_{f3}(t)]^2} = \sqrt{\left[\frac{\varphi_3(t) - 2\pi f_m t}{2\pi T^2} \cdot \delta_T\right]^2 + \left(\frac{t}{T} \cdot \delta_{f_m}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi T} \cdot \delta_{\varphi_3}\right)^2}. \quad (11)$$

假定  $T = 20 \mu\text{s}$ ,  $\delta_T = 10^{-11}$  s,  $\delta_{f_m} = 10^{-4}$  Hz,  $t = 0.25$  s,  $\delta_{\varphi_3} = 0.14$  rad, 由于相位折叠,  $\max\{|\varphi_3(t) - 2\pi f_m t|\} = \pi$  rad, 假定  $\varphi_3(t) - 2\pi f_m t = \pi$  rad, 由 (10) 式可计算各参量误差导致的瞬时频率估计误差为:

$$\begin{aligned} \delta_{f1}(t) \approx & -0.013 \text{ Hz}, \\ \delta_{f2}(t) \approx & 1.25 \text{ Hz}, \\ \delta_{f3}(t) \approx & 1114 \text{ Hz}. \end{aligned} \quad (12)$$

(12) 式表明, 瞬时频率估计误差主要来自  $\varphi_3(t)$  的误差:

$$\delta_f(t) \approx \delta_{f3}(t) = \frac{\delta_{\varphi_3}}{2\pi T}, \quad (13)$$

由于  $\delta_{\varphi_3} \in N(0, \sigma_{\varphi_3}^2)$ ,  $\sigma_{\varphi_3} = \sqrt{2} \sigma_{\phi_r}$ , 所以  $\delta_f(t) \in N(0, \sigma_f^2)$ ,  $\sigma_f = \sqrt{2} \sigma_{\phi_r} / 2\pi T$ 。

根据 (8) 式, 瞬时频率估计误差和 AD 采样率误

差分别导致的第  $m$  个采样间隔上的相位增量的估计误差为:

$$\begin{aligned} \Delta \delta_1(m) = & \frac{2\pi}{F_s} \cdot \delta_f(t_m), \\ \Delta \delta_2(m) = & -\frac{2\pi f(t_m)}{F_s^2} \cdot \delta_{F_s}, \end{aligned} \quad (14)$$

式中  $\delta_{F_s} \in N(0, \sigma_{F_s}^2)$  为 AD 采样率误差, 假定  $\sigma_{F_s} = 10^{-4}$  Hz。

(8) 式中各参量误差共同导致的第  $m$  个采样间隔上的相位增量的估计误差为:

$$\begin{aligned} \Delta \delta(m) = & \sqrt{[\Delta \delta_1(m)]^2 + [\Delta \delta_2(m)]^2} = \\ & \sqrt{\left[\frac{2\pi}{F_s} \cdot \delta_f(t_m)\right]^2 + \left[-\frac{2\pi f(t_m)}{F_s^2} \cdot \delta_{F_s}(t_m)\right]^2}. \end{aligned} \quad (15)$$

假定  $F_s = 100$  MHz,  $\delta_{F_s}(t_m) = 10^{-4}$  Hz,  $f(t_m) =$

20 kHz,  $\delta_f(t_m) = 1$  kHz, 由(15)式可计算各参量误差导致的相位增量的估计误差为:

$$\begin{aligned} \Delta\delta_1(m) &\approx 6.3 \times 10^{-5} \text{ rad}, \\ \Delta\delta_2(m) &\approx -1.3 \times 10^{-15} \text{ rad}. \end{aligned} \quad (16)$$

(16)式表明, 相位增量的估计误差主要来自瞬时频率的估计误差:

$$\Delta\delta(m) \approx \Delta\delta_1(m) = \frac{2\pi}{F_s} \cdot \delta_f(t_m), \quad (17)$$

由于  $\delta_f(t) \in N(0, \sigma_f^2)$ ,  $\sigma_f = \sqrt{2} \sigma_{\phi_r} / (2\pi T)$ , 所以  $\Delta\delta(m) \sim N(0, \sigma_{\Delta\delta}^2)$ ,  $\sigma_{\Delta\delta} = \sqrt{2} \sigma_{\phi_r} / (F_s T)$ .

由于相位估计误差后向累积, 相位估计结果中第  $M$  个采样点的相位估计误差  $\delta(M)$  为前  $M$  个采样间隔上的相位估计误差增量之和:

$$\delta(M) = \sum_{m=1}^M \Delta\delta(m), \quad (18)$$

假定  $\Delta\delta(m)$  独立同分布, 所以  $\delta(M) \sim N(0, \sigma_\delta^2)$ ,  $\sigma_\delta = \sqrt{M} \cdot \sigma_{\Delta\delta} = \sqrt{2T_s/F_s} \cdot \sigma_{\phi_r} / T$ ,  $T_s$  为本振信号时长.

根据(18)式, 相位估计误差的标准差与本振信号时长  $T_s$ 、AD 采样率  $F_s$ 、随机相位噪声的标准差  $\sigma_{\phi_r}$  以及延时光纤的时延  $T$  有关. 提高 AD 采样率  $F_s$ , 等效缩短了积分时间间隔, 将会降低相位估计误差的标准差.

### 3.3 光纤延时长度的选取原则

3.2 节的分析表明, 相位估计误差的标准差与延时光纤的时延成反比例关系, 这说明延时光纤的时延不能过小. 要求相位估计误差的标准差小于  $\phi_0$ :

$$\sigma_\delta = \sqrt{\frac{2T_s}{F_s}} \cdot \frac{\sigma_{\phi_r}}{T} < \phi_0, \quad (19)$$

由(19)式解得:

$$\frac{\sigma_{\phi_r}}{\phi_0} \cdot \sqrt{\frac{T_s \cdot 2}{F_s}} < T. \quad (20)$$

(20)式表明, AD 采样率越高, 延时光纤的时延  $T$  的下限越小.

根据(7)式估计  $\phi(t)$  对应的信号瞬时频率要求

$\phi(t) - \phi(t-T)$  不缠绕, 则:

$$|\phi(t) - \phi(t-T)| < \pi. \quad (21)$$

将(2)式代入(21)式可得:

$$|\phi_{\sin}(t) - \phi_{\sin}(t-T) + \phi_f(t) - \phi_f(t-T)| < \pi. \quad (22)$$

根据不等式放缩原理  $|a+b| \leq |a| + |b|$ , (22)

式的充分条件为:

$$|\phi_{\sin}(t) - \phi_{\sin}(t-T)| + |\phi_f(t) - \phi_f(t-T)| < \pi. \quad (23)$$

假定随机频率在单个采样间隔内为恒定值, 延时光纤的时延  $T$  大于单个采样间隔,  $\phi_f(t) - \phi_f(t-T) = \sum_{m=1}^{M'} 2\pi f_r(t_m) / F_s$ ,  $M' = TF_s$ , 由于  $f_r(t) \sim N(0, \sigma_{f_r}^2)$ ,  $[\phi_f(t) - \phi_f(t-T)] \sim N[0, T/F_s \cdot (2\pi\sigma_{f_r})^2]$ . 可以假定  $|\phi_f(t) - \phi_f(t-T)| < 5\sqrt{T/F_s} \cdot 2\pi\sigma_{f_r}$ , 所以(23)式的充分条件为:

$$|\phi_{\sin}(t) - \phi_{\sin}(t-T)| + 5\sqrt{\frac{T}{F_s}} \cdot 2\pi\sigma_{f_r} < \pi, \quad (24)$$

由(24)式解得  $T < A_F F_s + 25\delta_{f_r}^2 - 5\delta_{f_r} \cdot \sqrt{2A_F F_s + 25\delta_{f_r}^2} / 2A_F F_s$ . 综合以上两点, 光纤的延时长  $R = CT$  应满足:

$$\begin{aligned} C \cdot \frac{\sigma_{\phi_r}}{\phi_0} \cdot \sqrt{\frac{T_s \cdot 2}{F_s}} < R < C \cdot \\ \frac{A_F F_s + 25\delta_{f_r}^2 - 5\delta_{f_r} \cdot \sqrt{2A_F F_s + 25\delta_{f_r}^2}}{2A_F F_s}, \end{aligned} \quad (25)$$

式中  $C$  表示激光在光纤中的传播速度. 以 4 mW 种子源激光信号参数  $A_F = 20$  kHz,  $f_F = 20$  Hz,  $\sigma_{f_r} = 25$  kHz,  $\sigma_{\phi_r} = 0.1$  rad 为例, 假定  $T_s = 0.25$  s,  $F_s = 100$  MHz, 从合成孔径成像角度出发, 一般要求  $\phi_0 \leq \pi/2^{[8]}$ , (25)式表明光纤的延时长应满足:  $1400 \text{ m} < R < 6600 \text{ m}$ .

## 4 本振数字延时处理

散射点的回波信号为:

$$\begin{aligned} s(\hat{t}, t_k) = \exp\left\{j2\pi f_c \left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left\{j\phi_{\text{fast}} \left[\hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \\ \exp\left\{j\phi_{\sin} \left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left\{j\phi_f \left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left\{j\phi_r \left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\}, \end{aligned} \quad (26)$$

式中  $\hat{t}$ ,  $t_k$  分别为快时间和慢时间;  $R(t_k + \hat{t}) = \sqrt{R_B^2 + (vt_k + \hat{v}t)^2}$  为散射点到雷达的距离,  $R_B$  为雷达到目标航迹的最近距离,  $v$  为目标速度;  $\phi_{\text{fast}}(\hat{t})$  为雷达使用的调制信号相位. 与本振信号混频后的回波信号为:



$$s_h(\hat{t}, t_k) = s(\hat{t}, t_k) \cdot \exp[-j2\pi f_c(t_k + \hat{t})] \cdot \exp[-j\phi_{\sin}(t_k + \hat{t})] \cdot \exp[-j\phi_f(t_k + \hat{t})] \cdot \exp[-j\phi_r(t_k + \hat{t})] = \exp\left[-j4\pi \frac{R(t_k + \hat{t})}{\lambda}\right] \cdot \exp\left\{j\phi_{\text{fast}}\left[\hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_{\sin}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_{\sin}(t_k + \hat{t})\right\}\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_f\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_f(t_k + \hat{t})\right\}\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_r\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_r(t_k + \hat{t})\right\}\right\}. \quad (27)$$

用 3.1 节估计的本振信号相位对(27)式进行补偿:

$$s_c(\hat{t}, t_k) = s_h(\hat{t}, t_k) \cdot \exp\left\{-j\hat{\phi}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})'}{C}\right]\right\} \cdot \exp[j\hat{\phi}(t_k + \hat{t})] \approx \exp\left[-j4\pi \frac{R(t_k + \hat{t})}{\lambda}\right] \cdot \exp\left\{j\phi_{\text{fast}}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_{\sin}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_{\sin}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})'}{C}\right]\right\}\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_f\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_f\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})'}{C}\right]\right\}\right\} \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_r\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_r(t_k + \hat{t})\right\}\right\}, \quad (28)$$

式中  $R(t_k + \hat{t}') = R_0 + v_r(t_k + \hat{t})$ ,  $R_0$  为  $t_k = 0$  时刻散射点到雷达的距离,  $v_r$  为散射点的径向速度, 可通过对回波信号进行多普勒中心估计得到。由于  $R_0$  和  $v_r$  的估计精度较高,  $R(t_k + \hat{t}') \approx R(t_k + \hat{t})$ , 此时(28)式可写作:

$$s_c(\hat{t}, t_k) \approx \exp\left\{j\phi_{\text{fast}}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\} \cdot \exp\left[-j4\pi \frac{R(t_k + \hat{t})}{\lambda}\right] \cdot \exp\left\{j\left\{\phi_r\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right] - \phi_r(t_k + \hat{t})\right\}\right\}. \quad (29)$$

(29)式表明, 经过本振数字延时处理, 回波信号中因本振信号相干性差引入的相位中的主要分量(频率正弦变化和随机变化引入的相位)得到补偿, 从而大幅度提高了 SAL 信号的相干性。

(29)式中, 第一个指数项为发射脉冲的回波信号, 对其在快时间频域进行匹配滤波即可实现信号在快时间的相干累积; 第二个指数项为多普勒项, 对其在慢时间频域进行匹配滤波即可实现信号在慢时间的相干累积<sup>[9]</sup>。上述二维匹配滤波具体过程如下:

$$s_m(\hat{t}, t_k) = \mathcal{F}^{-1}\{\mathcal{F}[s_m(\hat{t}, t_k)]\} \cdot \text{conj}\left\{\mathcal{F}\left\{\exp\left\{j\phi_{\text{fast}}\left[t_k + \hat{t} - \frac{2R(t_k + \hat{t})}{C}\right]\right\}\right\} \cdot \exp\left[-j4\pi \frac{R(t_k + \hat{t})}{\lambda}\right]\right\} \approx$$

$$\text{sinc}\left(\hat{t} - \frac{2R_B}{C}\right) \cdot \text{sinc}(t_k), \quad (30)$$

式中  $\mathcal{F}$ 、 $\mathcal{F}^{-1}$  分别代表傅里叶变换与傅里叶逆变换,  $\text{conj}()$  表示共轭。(30)式表明, 经过二维匹配滤波, 信号在快时间和慢时间进行了相干累积, 获得了散射点的成像结果。需要说明的是, (29)式第三个指数项表征本振信号中的相位噪声, 第 2 节表明本振信号相位噪声的标准差约为 0.1 rad, 原理上会使成像结果的远区副瓣有所上升, 影响积分旁瓣比, 但是不会对信号的相干累积造成大的影响, 所以在(30)式中没有考虑。

## 5 仿真分析

### 5.1 本振信号相位估计结果

以第 2 节分析的 4 mW 种子源激光信号作为本振信号为例进行仿真, 仿真参数如表 1 所示, 激光信号相位特性如图 4 所示。

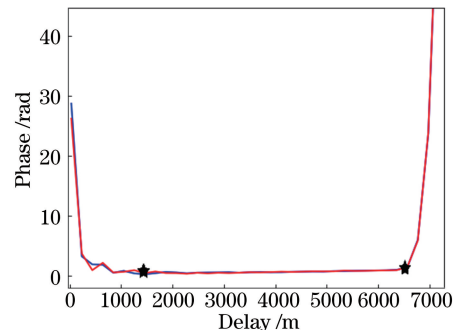


图 4 相位估计结果的 RMSE

Fig. 4 RMSE of the phase estimation result

以估计相位的均方根误差(RMSE) $E_{\text{RMS}}$ 表征相位估计结果的精度:

$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M [\phi(t_m) - \hat{\phi}(t_m)]^2}{M}}. \quad (31)$$

图4中红色曲线为不存在光纤延时误差、移频器基准频率误差、采样率误差情况下的相位估计结果的RMSE,蓝色曲线为同时存在光纤延时误差、移频器基准频率误差、采样率误差情况下的相位估计结果的RMSE,红色曲线和蓝色曲线几乎重合,表明光纤延时误差、移频器基准频率误差、采样率误差对3.1节所述相位估计方法的影响较小,这也与3.2节的分析一致。

根据(25)式,在表1所示仿真参数下,光纤延时长度应在1400~6600 m范围内,图4给出了不同光纤延时长度情况下相位估计结果的RMSE,显然在1400~6600 m范围内(星号中间部分)相位估计结果的RMSE最小,小于1 rad,从而验证了3.3节光

纤延时长度选取原则的正确性。

图4中当光纤延时长度小于1400 m时,相位估计误差较大,其原因是在延时长度过小时,随机相位噪声会导致较大的相位估计误差,该误差随着光纤延时长度的增大而减小,图5(a)给出了延时长度为700 m时的相位估计结果与相位估计误差。图4中当延时光纤的延时长度大于6600 m时,相位估计误差较大的原因是存在差分相位缠绕,该误差随着光纤延时长度的增大而增大,图5(c)给出了延时长度为7500 m时的相位估计结果和相位估计误差。图4中当延时光纤的延时长度在1400~6600 m范围内,相位估计误差较小,该误差主要来自(7)式中在延时光纤的时延 $T$ 内 $\phi(t)$ 对应的信号瞬时频率不变的假定,为3.1节相位估计方法的固有误差,图5(b)给出了延时长度为5000 m时的相位估计结果和相位估计误差,相位估计误差的频率与频率正弦变化的频率一致。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

| Parameter  | Value   | Parameter   | Value        |
|--|---------|---|--------------|
| Amplitude of frequency with sinusoidal variation $A_F$     | 20 kHz  | AD sample rate $F_s$  | 100 MHz      |
| Frequency of frequency with sinusoidal variation $f_F$     | 20 Hz   | Standard deviation of sample rate error $\sigma_{F_s}$          | $10^{-4}$ Hz |
| Standard deviation of random variation $\sigma_{f_r}$      | 25 kHz  | Standard deviation of fiber delaying time $\sigma_T$            | $10^{-11}$ s |
| Standard deviation of random phase noise $\sigma_{\phi_r}$ | 0.1 rad | Reference frequency of AOM $f_m$                                | 10 MHz       |
| Signal duration $T_{\text{sal}}$                           | 0.25 s  | Standard deviation of reference frequency of AOM $\sigma_{f_m}$ | $10^{-4}$ Hz |

## 5.2 慢时频率分辨率分析

本振信号的相干性直接影响慢时频率分辨率,进而影响合成孔径成像的方位/横向分辨率。慢时频率分辨率<sup>[10]</sup>可以定义为雷达与目标均为静止状态下回波信号慢时谱的宽度 $\Delta f_h$ 。在平动成像模型下,合成孔径成像的方位/横向分辨率为:

$$\rho_a = \frac{\Delta f_h \lambda R_B}{2v}, \quad (32)$$

式中 $\lambda$ 为激光信号的波长, $R_B$ 为目标到雷达的距离, $v$ 为目标的平动速度。

本节以一个针对GEO轨道空间目标的地基ISAL为例进行仿真,目标距离雷达约36000 km,难以直接采用本振光纤延时的方法保持信号的相干性。假定本振信号为第2节中的4 mW种子源激光信号,合成孔径时间 $T_s=0.25$  s。图6(a)给出了不经过本振数字延时处理的情况下,雷达与目标均静止时的回波信号慢时谱;图6(b)给出了经过本振数

字延时处理后,雷达与目标均静止时的回波信号慢时谱。经过本振数字延时处理后,慢时频率分辨率由80 kHz提高到40 Hz,如图6(b)所示,这里40 Hz为两个-10 dB副瓣对应的频率范围。显然,该方法大幅度改善了合成孔径成像的方位/横向分辨率。当激光信号波长 $\lambda=1.55$   $\mu\text{m}$ 、目标到雷达的距离 $R_B=36000$  km、目标的平动速度 $v=800$  m/s时,根据(31)式,本振数字延时将合成孔径成像的方位/横向分辨率从2790 m提高到约1.4 m。

需要说明的是,虽然本振数字延时大幅度提高了SAL的慢时频率分辨率,但是并没有将慢时频率分辨率提高到理想情况下的水平( $1/T_s \approx 4$  Hz),其原因在于本振信号的相位估计存在误差,导致回波信号的慢时谱在20 Hz处出现约-10 dB的副瓣,如图6(b)所示。该问题的解决,一方面可通过选用更高频率稳定度的本振信号源<sup>[11]</sup>以降低相位估计误差,另一方面也可在成像后采用相位梯度自聚焦

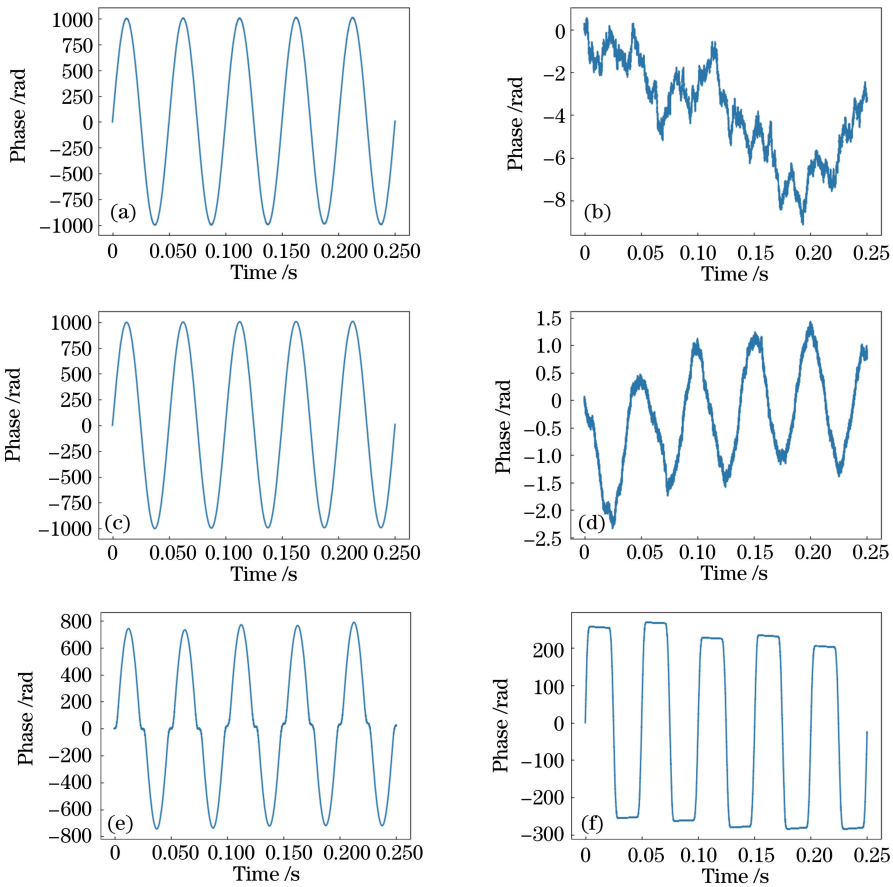


图 5 延时长度为 700 m 时的 (a) 相位估计结果与 (b) 相位估计误差; 延时长度为 5000 m 时的 (c) 相位估计结果与 (d) 相位估计误差; 延时长度为 7500 m 时的 (e) 相位估计结果与 (f) 相位估计误差

Fig. 5 (a) Phase estimation result and (b) phase estimation error with the delay of 700 m; (c) phase estimation result and (d) phase estimation error with the delay of 5000 m; (e) phase estimation result and (f) phase estimation error with the delay of 7500 m

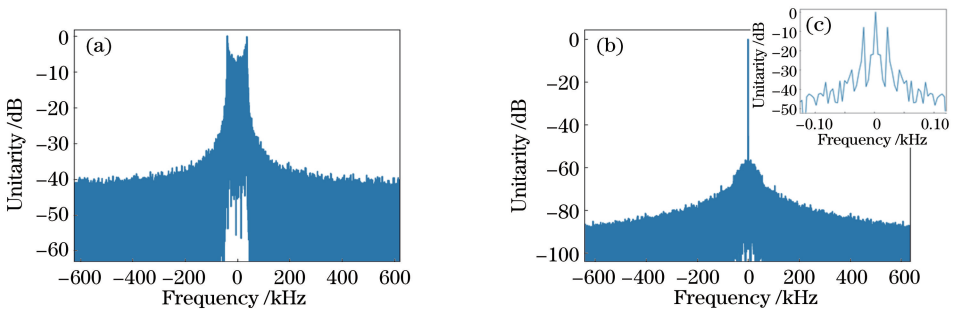


图 6 回波信号慢时谱。(a) 原频谱; (b) 经过本振数字延时处理后的频谱; (c) 经过本振数字延时处理后的频谱的主瓣

Fig. 6 Low spectrum of echo signal. (a) Original frequency spectrum; (b) frequency spectrum after local oscillator digital delay processing; (c) main lobe of the frequency spectrum after local oscillator digital delay processing

(PGA) 算法<sup>[12-13]</sup>对相位估计误差进行校正。在此基础上,对于 GEO 轨道空间目标进行合成孔径成像的方位/横向分辨率有可能优于 0.5 m。

## 6 结 论

在设置参考通道对发射信号进行记录并实施定

标校正后, SAL 的方位/横向高分辨率成像能力本质上取决于本振信号的相干性, 本研究提出本振数字延时的方法以保持 SAL 信号的相干性并实现对远距离目标的高分辨率成像。在对目标距离和径向速度进行精确估计的基础上, 该方法也可用于对远距离运动目标成像的 ISAL。



## 参 考 文 献

- [1] Li D J, Zhang Q J, Liu B. Key technology and implementation scheme analysis of air-borne synthetic aperture lidar [J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(2): 143-151.  
李道京, 张清娟, 刘波. 机载合成孔径激光雷达关键技术和实现方案分析[J]. *雷达学报*, 2013, 2(2): 143-151.
- [2] Du J B. Research on wideband signal generation and imaging processing technology for SAL [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2017  
杜剑波. 合成孔径激光雷达宽带信号产生和成像处理技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2017.
- [3] Hu X, Li D J, Zhou J W. Image processing of SAL based on low sampling rate digital dechirp [J]. *Journal of University of Chinese Academy of Sciences*, 2016, 33(5): 664-668.  
胡焯, 李道京, 周建卫. 基于低采样率数字去斜的合成孔径激光雷达成像处理[J]. *中国科学院大学学报*, 2016, 33(5): 664-668.
- [4] Pu T, Wen C H. Principle and adaption of microwave photonics[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015.  
蒲涛, 闻传花. 微波光子学原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- [5] Gschwendtner A B, Keicher W E. Development of coherent laser radar at Lincoln Laboratory [J]. *Lincoln Laboratory Journal*, 2000, 12(2): 383-394.
- [6] Yan D K, Zhong Z, Sun C D. Mathematical model of the laser frequency shift modulated by small signal low frequency current [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(8): 1465-1468.  
闫得科, 钟镇, 孙传东. 小信号低频电流调制下激光频移信号模型[J]. *红外与激光工程*, 2011, 40(8): 1465-1468.
- [7] Xie D H, Deng D P, Guo L. Line-width measurement method of narrow line width lasers[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2013, 50(1): 010006.  
解东宏, 邓大鹏, 郭丽. 窄线宽激光器线宽测量方法[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, 50(1): 010006.
- [8] Bao Z, Xing M D, Wang T. Radar Imaging Technology [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 214-216.  
保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 214-216.
- [9] Du J B, Li D J, Ma M, *et al.* Vibration estimation and imaging of airborne synthetic aperture lidar based on interferometry processing[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, 43(9): 0910003.  
杜剑波, 李道京, 马萌, 等. 基于干涉处理的机载合成孔径激光雷达振动估计和成像[J]. *中国激光*, 2016, 43(9): 0910003.
- [10] Li D J, Du J B, Ma M, *et al.* The system analysis of spaceborne synthetic aperture lidar[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(11): 269-276.  
李道京, 杜剑波, 马萌, 等. 天基合成孔径激光雷达系统分析[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(11): 269-276.
- [11] Qu Y, Fan Y Y, Wang Q. Solid-state lasers with high power stability and continuously tunable coherence length [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2014, 41(9): 0902012.  
瞿晔, 范元媛, 王倩. 相干长度连续可调的高稳定性固体激光器[J]. *中国激光*, 2014, 41(9): 0902012.
- [12] Carrara W G, Goodman R S, Majewski R M. Spotlight synthetic aperture radar: signal processing algorithms[M]. Fitchburg: Artech House, 1995.
- [13] Wu S D, Huang J Y, Zhao Z L, *et al.* Experimental demonstration of spotlight mode synthetic aperture lidar [J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(6): 0628001.  
吴署东, 黄建余, 赵志龙, 等. 聚束模式合成孔径激光雷达实验演示[J]. *光学学报*, 2016, 36(6): 0628001.