

# 基于直达波和熵的一站固定式双基成像算法

张明咪<sup>1,2</sup> 吴立薪<sup>1</sup> 曾祥杰<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电子学研究所航天微波遥感系统部 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100039)

**摘要:** 一站固定式双基合成孔径雷达(BiSAR)相比于传统的单基SAR有其独特的优势,但是由于收发平台分置,在实际的双基系统中,通常会在接收到的信号中引入同步误差。此外,不精确的参数如移动端的位置,会使得传统的同步算法和成像算法效果降低。为了解决上述问题,提出了一种基于图像最小熵原则和直达波直接对未同步的原始回波进行成像处理的算法。该算法将同步过程和成像过程结合,避免了传统同步算法的复杂数学分析建模,并精确计算了移动端的位置,从而提高了成像质量。首先利用直达波信号去除同步误差,其次对直达波信号进行峰值相位提取,计算收发端的最近距离,搜索一致压缩后的图像进行最优熵对应的值,进而完成直达波的补偿和精确的移动端位置,完成图像的聚焦。

**关键词:** 直达波;同步误差;相位提取;最小熵

中图分类号: TP751 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.810

## Algorithm based on direct signal and entropy optimization for spaceborne/stationary BiSAR imaging

Zhang Mingmi<sup>1,2</sup> Wu Lixin<sup>1</sup> Zeng Xiangjie<sup>1,2</sup>

(1. Department of Space Microwave Remote Sensing System, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** Compared to monostatic SAR, BiSAR brings lots of benefits. However, because the transmitter and receiver are put on different platforms, synchronization errors are generally introduced into the received data in real bi-static systems. Additionally, the position of the transmitter would affect the quality of traditional synchronization and imaging algorithms. Considering the situations above, an imaging algorithm based on entropy optimization and direct signal with non-synchronous echo directly is proposed. It could avoid complex mathematical modeling analysis and could get accurate position of transmitter. First, the synchronization errors are eliminated through matching echo signal with the direct signal. Second, extract the phase of direct signal and calculate the range between the transmitter and receiver. Then search the accurate imaging parameters based on entropy optimization. After that the image could be well focused.

**Keywords:** direct signal; synchronization errors; extract phase; entropy optimization

## 1 引言

双基合成孔径雷达(bistatic synthetic aperture radar, BiSAR)是一种将收发平台放在不同平台的双基雷达。相比于传统的单基SAR,双基SAR的收发平台分置使其具有获取地物信息丰富、抗干扰性强、抗拦截性强、配置简单灵活等优点。这些优势使得双基SAR在近几年越来越受到研究者的喜爱<sup>[1]</sup>。

在过去的十来年,双基成像算法得到了很大的发

展<sup>[2-7]</sup>。目前,在一站固定式双基SAR中,应用最广泛的是BP算法<sup>[2]</sup>,这种算法虽然可以很好地解决二维空变性,但是其计算量很大并且很耗时。在文献[3]中, WANG R博士等人提出一种利用分块和插值来校正距离偏移,消除二维空变性的频域成像算法。此外,提出了一种非线性CS(NLCS)算法<sup>[5]</sup>。由于收发平台分置引入的同步误差,研究者提出了一系列同步算法来获得精确的回波<sup>[9-10]</sup>。其中,Dr. Lopez-Dekker提出了一种利用两个通道,通过误差建模等数学分析来消除同步误差的

收稿日期:2013-03

方法<sup>[10]</sup>。然而,传统的同步算法需要复杂的数学建模,并且依赖于精密的星历数据,以上限制使得到处理好的图像的时间远远滞后于得到回波的时间,并且由于移动端参数的不精确,同步误差无法有效的去除,图像无法良好的聚焦。考虑到上述情况,提出了一种直接基于直达波和未同步的回波进行成像处理的算法。在该算法中,首先利用直达波和原始回波进行匹配消除同步误差,其次,提取直达波的峰值相位得到收发端的最近距离,然后,建立带有参数误差的直达波补偿函数,利用最小熵原则的优化搜索方法计算精确地移动端的位置,最后利用所得到的参数完成信号成像<sup>[3]</sup>。

## 2 一站固定式双基 SAR 的成像几何及信号模型

一站固定式双基 SAR 的成像几何模型如图 1 所示,为了叙述方便,在本文中令接收机为固定端,发射机以速度  $v_T$  沿着  $y$  轴匀速运动。在图 1 中,  $L_T$  为发射机的轨道,  $L_R$  为接收机的等效轨道(假设接收机和发射机同一方向运动下的等效轨道),  $\tau, t$  为方位时间和距离时间(假设方位时刻为 0 的是发射机和接收机的距离最短), 目标点的位置为  $(\tau_{0T}, r_{0T})$ , 其中  $r_{0T}, r_{0R}$  为目标到  $L_T, L_R$  的最近距离,  $R_d(\tau)$  为发射机至接收机不同方位时刻的位置( $R_D$  为收发端的最近距离)。

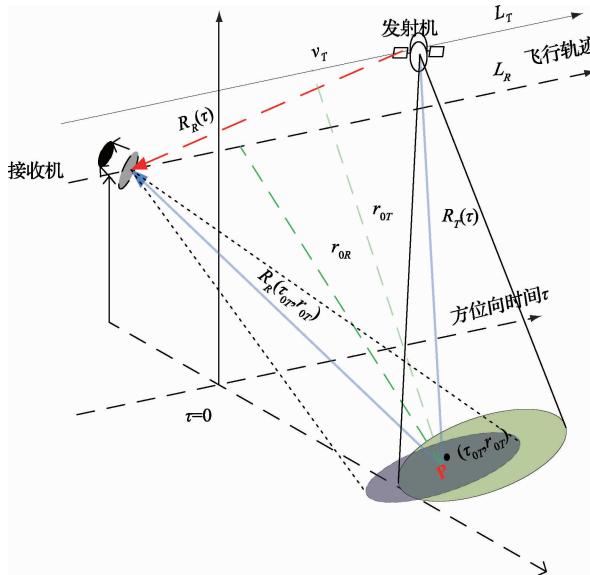


图 1 一站固定式双基 SAR 成像几何

在图 1 的成像几何关系下,接收到的回波信号经过解调后可以表示为:

$$g(\tau, t, \tau_{0T}, r_{0T}) = \omega_a(\tau) \omega_r(t - (R_T(\tau) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}))/c) \cdot \exp\{-j\pi K_r [t - (R_T(\tau) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}))/c]^2\} \cdot \exp\{-j2\pi f_0 (R_T(\tau) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}))/c\} \quad (1)$$

式中:  $\omega_r(t)$  和  $\omega_a(\tau)$  表示信号在距离向和方位向的包络,  $R_T(\tau)$  代表了发射端到目标点的瞬时斜距,  $R_R(\tau_{0T}, r_{0R})$  表示的是接收端至点目标的固定斜距, 二者可以用公式表达为:

$$R_T(\tau) = \sqrt{r_{0T}^2 + v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2} \quad (2)$$

$$R_R(\tau_{0T}, r_{0R}) = \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \quad (3)$$

所以点目标  $P$  的最近的双站斜距可以表示为:

$$r_{bi}(\tau_{0T}, r_{0R}) = r_{0T} + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}) \quad (4)$$

此外,直达波信号可以表示为:

$$g_d(\tau, t) = \omega_r(t - R_d(\tau)/c) \times \omega_a(\tau) \exp\{-j\pi K_r [t - R_d(\tau)/c]^2\} \exp\{-j2\pi f_0 R_d(\tau)/c\} \quad (5)$$

式中:  $H_T, H_R$  为发射端和接收端的高度。

$$R_d(\tau) =$$

$$\sqrt{(v_T \tau)^2 + |\sqrt{r_{0T}^2 - H_T^2} - \sqrt{r_{0R}^2 - H_R^2}|^2 + |H_R - H_T|^2} \quad (6)$$

## 3 改进的同步成像算法

### 3.1 基于直达波的同步误差去除

由于收发平台分置的原因,接收到的双基回波信号和直达波信号都含有同步误差。同步误差主要包括时间同步误差,相位同步误差和空间同步误差,其中空间同步误差可以在双基实验中通过调整接收机和发射机的位置来消除,而时间和相位同步误差会随着方位时间的增加而增加,从而极大地影响成像质量<sup>[9]</sup>。

1) 图 2 对时间同步问题进行了具体的描述。 $PRF_T$  和  $PRF_R$  分别表示发射机和接收机的 PRF,  $\tau_{Ti}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) 和  $\tau_{Ri}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) 分别表示发射机和接收机的第  $i$  个  $1/PRF$ ,  $t_{Ti}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) 和  $t_{Ri}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) 表示发射机和接收机的第  $i$  个  $1/PRF$  的等效传播时间,  $\delta$  表示表示 1 个 PRF 期间发射机和接收机的距离的时间差。假设发射机和接收机的起始时间一致的,根据图 2 所示,信号实际发射时间  $\tau_{Ti}$  和接收记录时间  $\tau_{Ri}$  存在关系:

$$\tau_{Ti} = \tau_{Ri} - \epsilon_i \quad (7)$$

$$\epsilon_i = i\delta \quad (8)$$

2) 因为发射机的晶振频率( $f_T$ ) 和接收机的晶振频率( $f_R$ ) 的不一致,相位误差被引入了接收到的信号中。

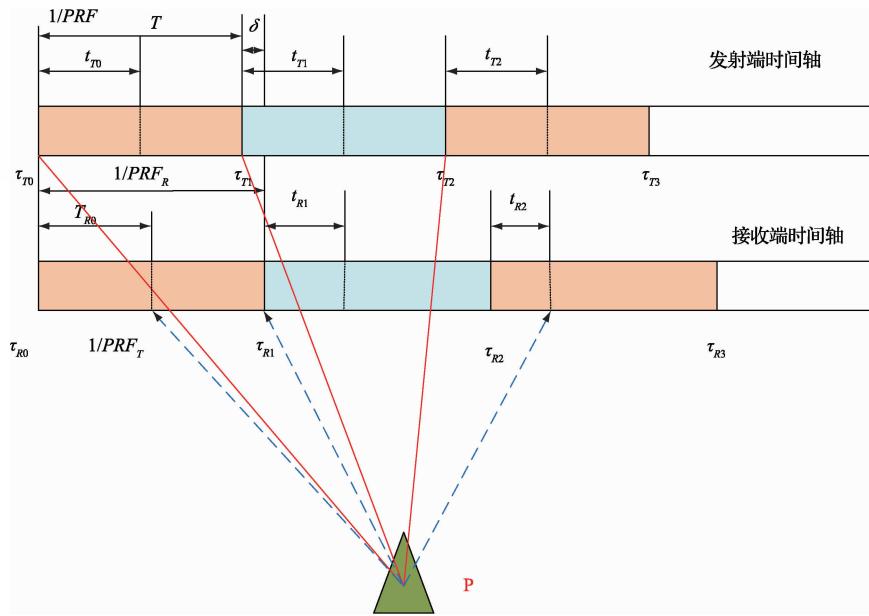


图2 时间误差模型

考虑到上述同步误差,直达波信号转换到距离频域可以表示为:

$$G_d(\tau_{Ri}, f) = W_r(f) \omega_a(\tau_{Ri}) \cdot \exp \left\{ -j\pi \frac{[f - (f_T - f_R)]^2}{K_a} \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi(f + f_T) \frac{R_d(\tau_{Ri})}{c} \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi f \varepsilon_i \right\} \cdot \exp \left\{ j[\varphi_T(\tau_{Ri}) - \varphi_R(\tau_{Ri})] \right\} \quad (9)$$

同理,含同步误差的原始回波信号表示为:

$$G_0(\tau_{Ri}, f, \tau_{0T}, r_{0T}) = W_r(f) \omega_a(\tau_{Ri}) \exp \left\{ -j\pi \frac{[f - (f_T - f_R)]^2}{K_a} \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi(f + f_T) \frac{R_T(\tau_{Ri}) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R})}{c} \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi f \varepsilon_i \right\} \cdot \exp \left\{ j[\varphi_T(\tau_{Ri}) - \varphi_R(\tau_{Ri})] \right\} \quad (10)$$

将式(9)和(10)共轭相乘后,得到信号:

$$G_{rcm}(\tau_{Ri}, f, \tau_{0T}, r_{0T}) = G_0(f, \tau_{Ri}) \bar{G}_d(f, \tau_{Ri}) = W_r(f) \omega_a(\tau_{Ri}) \cdot \exp \left\{ -j2\pi(f_T + f) \frac{R_T(\tau_{Ri}) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}) - R_d(\tau_{Ri})}{c} \right\} \quad (11)$$

从式(11)可以看出,经过直达波信号和原始回波的匹配压缩后,时间和相位同步误差被消除<sup>[11]</sup>。与此同时,斜距历程变成了  $\frac{R_T(\tau) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R}) - R_d(\tau)}{c}$ ,这使得成像过程更加复杂。

### 3.2 直达波补偿及发射机精确位置的搜索计算

为了进一步成像,通常需要补偿直达波信号使其斜距历程变为  $\frac{R_T(\tau) + R_R(\tau_{0T}, r_{0R})}{c}$ 。传统的同步算法需要复杂的数学建模分析,依赖于事后精密的星历数据,然而由

于发射端的位置的不精确,往往使得同步误差消除,直达波的补偿和成像质量效果不佳。考虑到上述情况,提出了一种基于直达波和图像熵进行原始回波信号处理的算法。

#### 3.2.1 收发端最近距离的计算

根据式(9),同步误差主要影响直达波的线性相位,  $K_a$  (方位调频率)主要由相位中的二次项决定。因此,  $K_a$  可以通过提取直达波的峰值相位并进行曲线拟合得到,进而计算接收机和发射机的最近距离  $R_D$ 。

首先,将相位在  $\tau = 0$  泰勒展开( $b_0, b_1, b_2 \dots$  为泰勒展开后的系数):

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} (b_1 + b_2 \tau + b_3 \tau^2 + b_4 \tau^3 + \dots) \quad (12)$$

由于接收端的固定,因此直达波信号可以看成是个点目标回波。因此  $K_a$  可以写成(为了叙述方便将斜视角( $\theta$ )设为0):

$$f_{dc} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(R_d(\tau))}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = \frac{v_T \sin \theta}{\lambda} \quad (13)$$

$$K_a = -\frac{1}{\lambda} \frac{d^2(R_d(\tau))}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} = \frac{v_T^2 \cos^3 \theta}{\lambda R_D} \quad (14)$$

通常情况下,式(12)中前面两项就可以保证泰勒展开后的准确性。因此根据式(13)、(14),式(12)可以表示为:

$$\varphi \approx \frac{2\pi}{\lambda} (R_d(\tau = 0) - \sin \theta \cdot v_T \cdot \tau + \frac{\cos^3 \theta}{2R_D} (v_T \tau)^2) \approx 2\pi \left( \frac{R_d(\tau = 0)}{\lambda} - f_{dc} \tau - \frac{1}{2} K_a \tau^2 \right) \quad (15)$$

其次,提取直达波信号的峰值相位并进行曲线拟合得到  $b_0, b_1, b_2$ 。根据对应的系数,计算得到  $K_a$  和  $R_D$ 。

#### 3.2.2 基于最小熵的直达波补偿及一致压缩

在计算收发端的最近斜距后,需要得到收发端方位向的一维斜距变化来补偿直达波。提出了将信号进行一致

压缩,基于图像熵的原则来搜索得到收发端的一维斜距并完成直达波的补偿<sup>[8]</sup>。将消除了同步误差的信号式(11)解调后乘以相应的函数完成直达波的补偿。假设收发端在方位中心时刻的距离为  $R_{d\_middle}$ ,于是  $R_d(\tau)$  和发射端的方位位置就可以计算出来。因此,将解调后的信号乘以式

$$R_d'(\tau) = \sqrt{R_d^2 + (\sqrt{(R_{d\_middle} + \Delta R_{d\_middle})^2 - R_d^2} + ((1; N_a) - N_a/2) \cdot v_T/PRF)^2} \quad (17)$$

$\Delta R_{d\_middle}$  表示精确的  $R_{d\_middle}$  和估计的差值  $R_{d\_middle}$ ,  $N_a$  是方位向采样点数。

将补偿了直达波后的信号转到二维频域可以表示为:

$$G(f_\tau, f, \tau_{0T}, r_{0T}) = W_r(f) W_a(f_\tau) \cdot \exp\{-j\theta(f_\tau, f, \tau_{0T}, r_{0T})\} \quad (18)$$

式中:

$$\theta(f_\tau, f, \tau_{0T}, r_{0T}) = \frac{2\pi(f_0 + f)}{c} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} + 2\pi \frac{r_{0T}}{c} \sqrt{(f_0 + f)^2 - \left(\frac{cf_\tau}{v_T}\right)^2} + 2\pi f_\tau \tau_{0T} \quad (19)$$

将上述信号与参考函数  $H$  相乘:

$$H(f_\tau, f, R_m) = \exp\left\{j2\pi \frac{R_m}{c} \sqrt{(f_0 + f)^2 - \left(\frac{cf_\tau}{v_T}\right)^2}\right\} \quad (20)$$

式中:  $R_m$  为参考斜距,通常表示发射端到场景中心的最近斜距。对信号进行一致压缩后信号的相位可以表示为:

$$\begin{aligned} \psi_1(f_\tau, f, \tau_{0T}, r_{0T}) &= -\frac{2\pi(f_0 + f)}{c} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} - \\ &2\pi \frac{r_{0T} - R_m}{c} \sqrt{(f_0 + f)^2 - \left(\frac{cf_\tau}{v_T}\right)^2} + 2\pi f_\tau \tau_{0T} \approx \\ &-\frac{2\pi(f_0 + f)}{c} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} - \\ &2\pi \frac{r_{0T} - R_m}{c} \left[ f_0 D + \frac{f}{D} \right] + 2\pi f_\tau \tau_{0T} \end{aligned} \quad (21)$$

式中:  $D = \sqrt{1 - (\lambda f_\tau / v_T)^2}$ 。将信号转换到二维时域,计算图像的熵。根据计算的  $R_d$  初始值,通过多次一维迭代搜索  $R_{d\_middle}$ ,基于图像熵的准则选定最佳的  $R_{d\_middle}$ ,从而计算准确收发端的一维斜距。因为在实际的双基试验系统中,发射端的高度位置一般不是位置误差的主要来源项,因此可以根据计算的收发端的不同方位时刻的位置式(6)和式(17)来进一步精确定位发射端不同方位时刻的位置。其具体的算法流程如图 3 所示。根据上一步得到的  $R_d(\tau)$  和准确的发射机位置,代入式(16)和式(20)完成直达波的补偿和信号的一致压缩。

(16) 来补偿直达波信号。

$$H'_d(\tau, f) = \exp\left(-j2\pi f \frac{R_d'(\tau)}{c}\right) \quad (16)$$

式中:

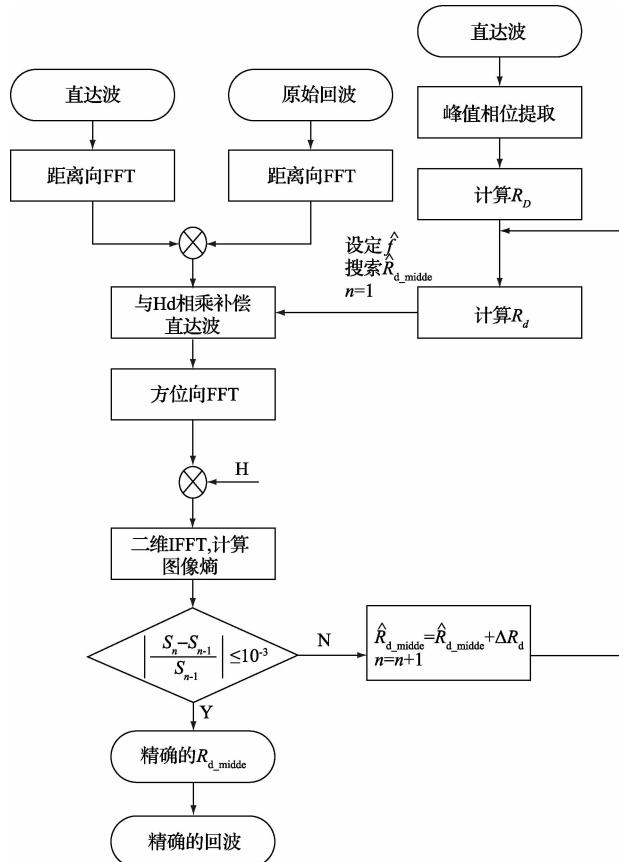


图 3 算法核心流程

### 3.3 成像处理

1) 一致压缩和距离向分块处理

将一致压缩后的信号进行距离 IFFT,则信号可以表示为:

$$\begin{aligned} G_1(f_\tau, t) &= \\ &W_a(f_\tau) \omega_r(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} [(r_{0T} - R_m) D + \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2}] - \right. \\ &\left. 2\pi f_\tau \tau_{0T}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

在完成一致RCMC及距离向压缩后,可以将信号在距离向分块,对每一个小分块选取参考斜距,构造如式(20)的参考函数完成残余距离徙动的消除。

$$H_n = \exp \left\{ j2\pi \frac{R_n - R_m}{c} \sqrt{(f_0 + f)^2 - \left( \frac{cf_r}{v_T} \right)^2} \right\} \quad (23)$$

式中:  $R_n$  代表第  $n$  个分块的中心与发射端的最近斜距。将分块后的信号变换到二维频域与式(23)相乘,将得到的信号转换到距离多普勒域可以表示为:

$$G_2(f_r, t) = W_a(f_r) \omega_r(t) \exp \left\{ -\frac{2\pi}{\lambda} \left[ (r_{0T} - R_n)D + \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \right] - 2\pi f_r \tau_{0T} \right\} \quad (24)$$

为了保证残余距离徙动量的大小不超过半个距离单元的长度,分块的大小  $n$  需要满足以下条件( $\delta_R$  表示距离单元的大小):

$$\left| (r_{0R} - R_n) \left[ \frac{1}{D} - 1 \right] \right| \leq \frac{\delta_R}{2} \quad (25)$$

从式(24)可以看出,由于距离偏移的存在,与发射机具有相同最近斜距的点目标分布在不同的距离门上,方位向残余相位  $2\pi(r_{0T} - R_n)D/\lambda$  无法直接去除。所以需要通过分块插值的方法来校正距离偏移,使得具有同样的最近的发射端斜距的目标在同一个距离门上进而完成图像的精聚焦。

### 2) 距离偏移校正

将信号式(24)转化到二维时域为:

$$g_2(\tau, t) = \omega_a'(\tau) \omega_r \left( t - \frac{(r_{0T} - R_n) + \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2}}{c} \right) \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \right\} \quad (26)$$

由于还存在方位向的残余相位,所以目前只进行了图像的粗聚焦,还需要进行图像的精聚焦。根据式(26),可以通过插值来完成距离偏移的校正。距离偏移主要通过以下映射完成:

$$\sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \rightarrow r_{0R} \quad (27)$$

在插值操作完成后,信号可以表示为:

$$g_3(\tau, t) = \omega_a'(\tau) \omega_r \left( t - \frac{(r_{0T} - R_n) + r_{0R}}{c} \right) \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \right\} \quad (28)$$

在完成距离偏移校正后,将信号转换到距离多普勒域表示为:

$$G_3(f_r, f) = \omega_r \left( t - \frac{(r_{0T} - R_n) + r_{0R}}{c} \right) \cdot \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \left[ (r_{0T} - R_n)D + \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \right] - 2\pi f_r \tau_{0T} \right\} \quad (29)$$

### 3) 方位向残余相位补偿

完成距离偏移校正后,具有相同的到发射机的最近斜距

的点目标被校正到了同一个距离门上,所以针对每一个距离小分块,都使用同一个方位匹配滤波器来完成方位向残余相位补偿。第  $n$  个分块的方位匹配滤波器可以写为:

$$H_a(f_r, r_{0R}, R_n) = \exp \left[ j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{0R} - R_n)D \right] \quad (30)$$

残余相位补偿后,便可以将信号进行方位向IFFT变换后再进行字块合并,至此便完成了方位向的精聚焦。信号便可以表达为:

$$g_3(\tau, t) = \omega_r \left( t - \frac{(r_{0T} - R_n) + r_{0R}}{c} \right) \omega_a(\tau) \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{r_{0R}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} \right\} \quad (31)$$

算法的整体流程图如图 4 所示,其中虚线框内是对算法提出的主要改进。

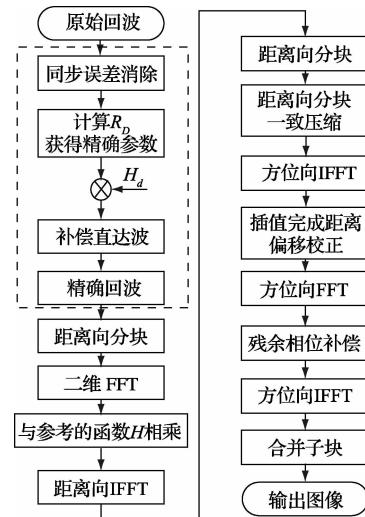


图 4 算法整体流程

## 4 仿真结果及分析

为了证明本文中所提出的算法的可靠性,在一站固定式模式下,进行了大量的基于实测系统的仿真实验,该实验仿真参数是根据本人所在实验室近期进行的北京地区的实际的一站固定式实验参数一致,使得所研究的算法与实践应用相结合,并用于解决实际问题。具体的仿真参数如表 1 所示。在仿真中,假设发射机的位置是不精确的。仿真场景如图 5 所示,其中包括  $5 \times 5$  个点目标。

表 1 仿真参数

	接收机	发射机
载频	9.65 GHz	9.65 GHz
距离向带宽	300 MHz	300 MHz
采样率	400 MHz	400 MHz
PRF	3 819 Hz	3 819 Hz
速度	0	7 122 m/s
高度	2.3 km	505 km
斜视角	0	0

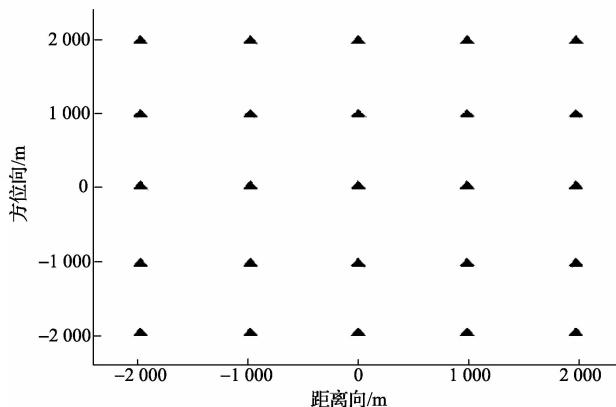
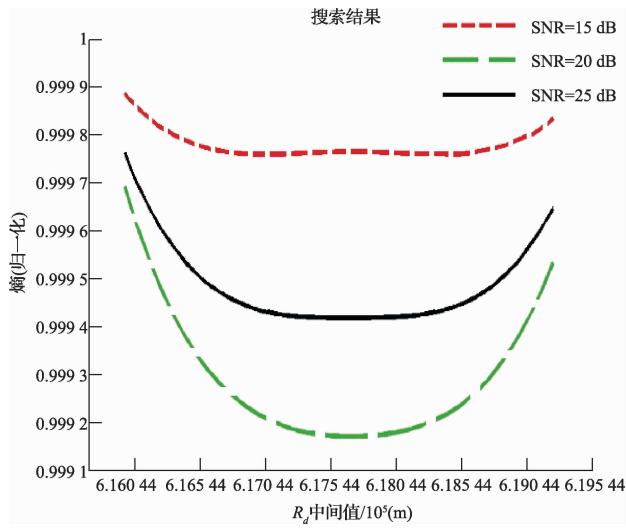


图 5 仿真场景(点阵)

1) 利用直达波信号和回波信号进行距离 FFT 变换后相互压缩去除信号中存在的相位同步误差和时间同步误差。

2) 在距离多普勒域提取直达波的峰值相位, 对相位曲线进行二次曲线拟合, 计算得到  $K_a$  和  $R_d$  的值。

根据已经获得的  $R_d$ , 确定  $R_{d-middle}$  的初步搜索范围。接着, 利用带有误差的直达波补偿函数对信号处理并进行一致压缩, 计算信号在二维时域的图像熵。图 6 展示了在不同的信噪比(SNR)的情况下,  $R_{d-middle}$  的搜索结果。可以看出, 当 SNR 低于 15 dB 时, 得到的图像熵已经不是精确的二次曲线, 存在多个最优解的情况。当 SNR 高于 15 dB 时, 此方法可以准确地补偿直达波并精确地得到发射端的位置参数。

图 6 不同的 SNR 情况下对  $R_{d-middle}$  的搜索结果

为了获得良好的图像聚焦, 首先利用传统的同步算法<sup>[10]</sup>和成像算法<sup>[3]</sup>来完成信号成像。另一方面, 本文中所提出的同步成像一体化的方法也被用于信号的成像处理。这种方法基于未同步的原始回波和直达波直接进行成像处理, 同时避免了复杂的数学分析和建模过程<sup>[10]</sup>。

从图 7 可以看出, 利用本文提出的算法可以良好地完

成图像的聚焦。利用本文提出的算法和传统的算法完成的图像成像后的点目标的距离向和方位向的 PSLR 和 ISLR 值如图 8 所示。表 2 显示了具体的距离向和方位向的 PSLR 和 ISLR 数值的比较。

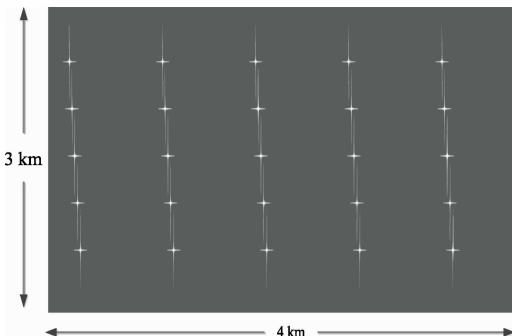
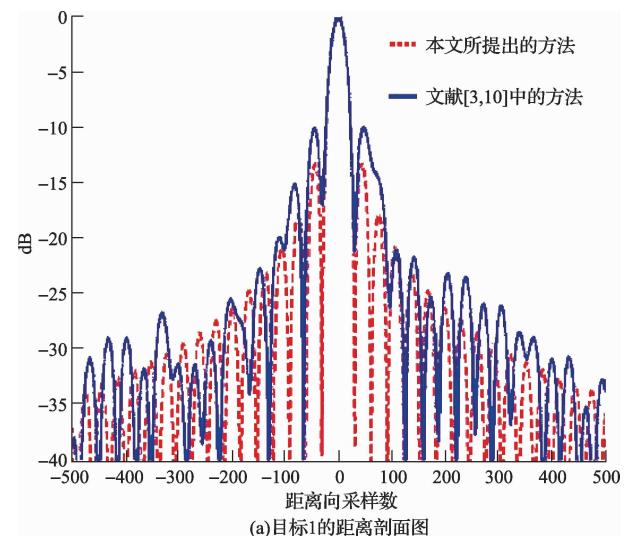
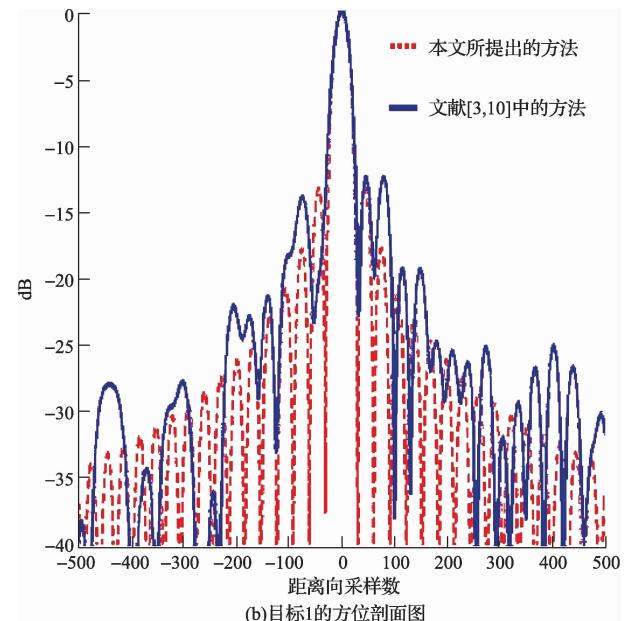


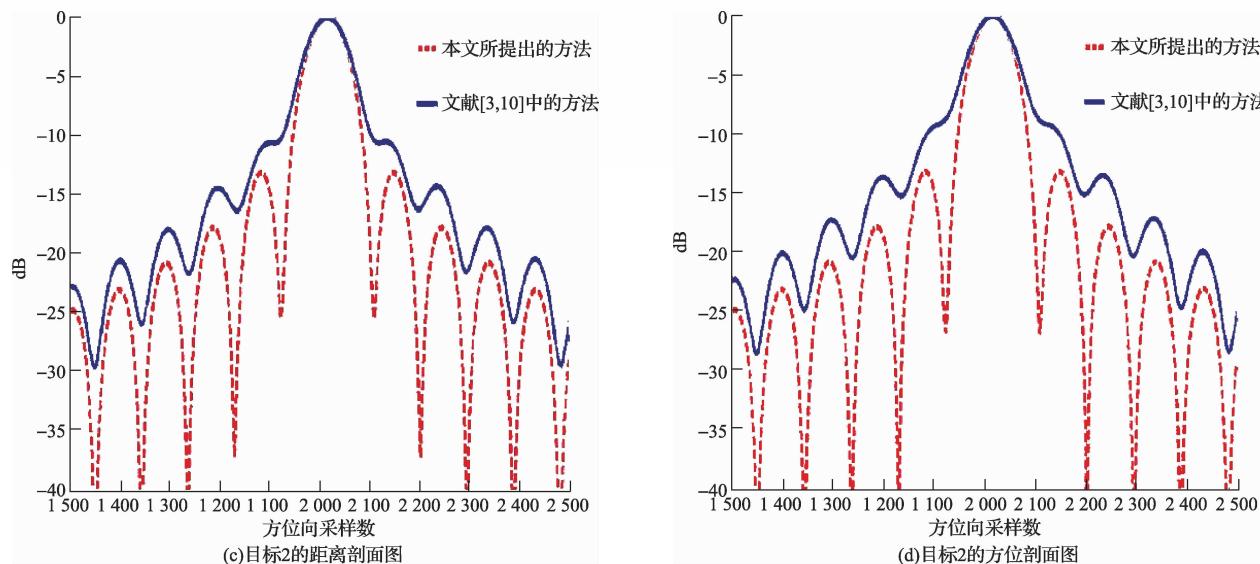
图 7 利用本文方法的点阵目标仿真结果



(a)目标1的距离剖面图



(b)目标1的方位剖面图

图 8 本文所提出的算法和传统的算法<sup>[3,10]</sup>的距离和方位向剖面图比较表 2 本文所提出的算法和传统的算法<sup>[3,10]</sup>的点目标分析

		PSLR/dB			ISLR/dB		
		本文方法	NLCS	文献[3,10]	本文方法	NLCS	文献[3,10]
距离向	目标 1	-13.23	-8.54	-10.11	-6.66		
	目标 2	-13.22	-8.37	-10.13	-6.94		
方位向	目标 1	-13.14	-10.51	-10.06	-7.41		
	目标 2	-13.13	-9.2	-10.05	-7.32		

从表 2 和图 8 的结果可以看出,在发射端参数不精确的情况下,利用传统的同步和成像会导致图像成像质量下降。然而,本文提出的算法能够避免参数不精确给同步和成像过程带来的影响,同时避免了复杂的数学分析建模过程,更好地完成图像聚焦。

## 5 结 论

一站固定式双基 SAR 相比于传统单基 SAR 具有其独特的优点,但是在实际的一站固定式双基实验中,接收到的信号中通常会带有同步误差。目前为止,大部分的同步算法和成像算法不仅需要大量的事先建模分析、星历数据查询,而且极其依赖于位置参数。然而发射端的位置通常带有一定的误差,从而影响图像的聚焦效果。为了解决以上问题,一种直接针对于未同步原始回波和直达波的基于图像熵的同步成像一体化的方法。它可以在接收到信号时直接进行处理,也大大减弱了对精确位置参数的依赖。首先,利用直达波和回波进行匹配完成同步误差的消除。接着,通过直达波相位提取计算关键参数,并建立带有误差的直达波补偿函数,分析一致压缩后的图像效果,利用最小熵原则完成参数的搜索计算,进而完成信号的成像处理。以上的仿真处理结果进一步证实了算法的准确性。

## 参 考 文 献

- [1] 仇晓兰,胡东辉,周良将,等. X 波段双站 SAR 实验及其处理方法的研究[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(3): 30-34.
- [2] WANG R, DENG Y K, LIU Y. Fast Backprojection algorithm for bistatic SAR imaging [J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2013, 10(5): 1080-1084.
- [3] WANG R, LOFFELD O, NEO Y L, et al. Focusing bistatic SAR data in airborne/stationary configuration [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48(1): 452-465.
- [4] 赵志宏,徐国鑫,肖俊岭. 采用级数反转推导收发分置 SAR 二维点目标频谱的方法[J]. 电子测量技术, 2008, 31(5): 67-69.
- [5] QIU X, HU D, DING C. An improved NLCS algorithm with capability analysis for one-stationary BiSAR[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46(10): 3179-3186.
- [6] 陈浩,华灯鑫,张毅坤,等. 基于三次样条函数的激光雷达数据可视化插值法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(4): 831-837.

(下转第 34 页)

- [5] 许川佩,胡红波. 基于量子粒子群算法的SOC测试调度优化研究[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32(1): 113-119.
- [6] 蒋晓屾,任佳,顾敏明,等. 多维度惯性权重衰减混沌粒子群算法及应用[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(6):1333-1341.
- [7] 张勇,谭南林. 基于遗传算法的内燃机车优化操纵研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(7):604-609.
- [8] 沈继红,王侃. 求解旅行商问题的混合粒子群优化算法[J]. 智能系统学报, 2012, 7(2):174-182.
- [9] 周茜. 混沌理论及应用若干问题的研究[D]. 天津:南开大学,2010: 34-38.
- [10] 宋瑞华,王宏伟,薛强飞. 基于优化蚁群算法的图像边缘检测改进算法[J]. 电子测量技术, 2013, 36(8): 56-58.
- [11] 谭宝成,宋洁. 蚁群算法在无人驾驶智能车中的应用及改进[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(9):15-17,30.

## 作者简介

梁旭,1971年出生,工学博士,讲师。主要研究方向为检测技术与自动化装置、嵌入式系统及故障诊断与健康管理等。

E-mail:atephm@163.com

刘才慧,1990年出生,工学硕士。主要研究方向为检测技术与自动化装置。

E-mail:liucaihui919@163.com

(上接第29页)

- [7] 张贵平,贾鑫,尹灿斌,等. SAR成像处理中插值算法的比较研究[J]. 国外电子测量技术,2008,27(8):9-11.
- [8] 吴一全,樊军,吴诗婳. 改进的二维Otsu法阈值分割快速迭代算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(3):218-225.
- [9] 张方辉,梁兴东,周良将. 双站SAR时间同步误差建模及分析[J]. 国外电子测量技术, 2010, 29(8): 36-40.
- [10] LOPEZ-DEKKER P, MALLORQUI J J, SERRA-MORALES P, et al. Phase synchronization and doppler centroid estimation in fixed receiver bistatic SAR systems[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46 ( 11 ): 3459-3471.

- [11] WANG R, DENG Y, ZHANG Z, et al. Double-channel Bistatic SAR system with spaceborne illuminator for 2-D and 3-D sar remote sensing[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013,51(8):4496-4507.

## 作者简介

张明咪,1990年出生,在读硕士研究生。主要研究方向为一站固定式双基合成孔径雷达成像处理。

E-mail:505644244@qq.com