

## 改进的一站固定式双基 SAR 频域成像方法

金日初<sup>\*①②</sup> 王宇<sup>①</sup> 邓云凯<sup>①</sup> 邵云峰<sup>①②</sup> 赵硕<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(中国科学院大学 北京 100049)

**摘要:** 一站固定模式双基 SAR (BiSAR) 相对于传统的单基 SAR 有许多潜在的优势, 但也因复杂的成像几何关系使其回波信号在距离和方位向上具有较强的空变性, 因此传统的单基频域算法很难被直接应用。为了解决这个问题, 王宇等人曾提出一种基于分块和插值的方法, 但该方法会使分块边缘处的点散焦, 从而影响成像效果。该文在上述方法的基础上采用新的分块策略和插值映射关系, 提出一种改进算法, 可以有效解决分块边缘点散焦的问题, 从而极大地提升了成像效果。

**关键词:** 双基 SAR; 一站固定式; 频域成像

**中图分类号:** TN958

**文献标识码:** A

**文章编号:** 2095-283X(2014)02-0192-09

**DOI:** 10.3724/SP.J.1300.2014.13115

## A Modified Frequency Domain Imaging Method for One-stationary Bistatic SAR

Jin Ri-chu<sup>①②</sup> Wang Yu<sup>①</sup> Deng Yun-kai<sup>①</sup> Shao Yun-feng<sup>①②</sup> Zhao Shuo<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronic, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

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

**Abstract:** Bistatic Synthetic Aperture Radar (BiSAR) in one-stationary mode has many advantages over the traditional monostatic SAR. Its echo, however, shows serious space variance in both range and azimuth directions due to its complex imaging geometry, making it hard to be processed by the frequency methods used in the monostatic SAR. To solve that problem, a method based on blocks and interpolation has been proposed by Wang Yu *et al.* With this method, points can be well focused except for those located on the edge of each block. In this paper, a modified method is put forward, which adopts new block-dividing strategy and new mapping relationship in the interpolation. With the proposed method, points on the edge can also be well focused, making the quality of the final image greatly improved.

**Key words:** Bistatic SAR; One-stationary; Frequency domain imaging

### 1 引言

双基合成孔径雷达 (Bistatic Synthetic Aperture Radar, BiSAR) 相比于传统的单基 SAR 有以下优点: 隐蔽性好、抗干扰强、生存能力强; 可获得地物非后向散射系数; 可以进行前视成像; 可提高系统信噪比; 利用多个不同基线的双基 SAR 可进行干涉测量等等<sup>[1-3]</sup>。一站固定式是一种特殊的双基模式, 该模式是将双基中的一个基站固定, 而令另一个基站运动。这种模式的双基 SAR 组建起来比较容易, 而且应用灵活, 因此有着广泛的应用前景<sup>[4]</sup>。

一站固定式虽然构造简单, 但是因为其特殊的

几何构型, 其信号具有极强的 2 维空变性, 给成像处理带来了极大的困难<sup>[5]</sup>。目前, 应用最为广泛的是时域 BP 成像算法<sup>[6]</sup>, 该算法可以较好地解决 2 维空变性问题, 但是其运算量巨大, 虽然最近提出了一些快速算法<sup>[7,8]</sup>, 但是相对于传统的频域算法, 仍需要较长的处理时间, 所以不适合进行实时成像处理; 另一种比较实用的算法是 NLCS 算法, 该算法的提出最初是为了缓解单站 SAR 中距离调频率的空变问题, 后来被应用到移不变模式的双基成像中<sup>[9]</sup>, 并取得了很好的效果, 但是该方法在一站固定模式下, 无法有效地解决方位向的空变性问题; 文献[10]对 NLCS 算法进行了修改, 修改后的算法能较好地解决一站固定式模式下的 2 维空变性, 但是其推导过程比较复杂而且使用了大量的近似, 使用范围受到

2013-11-19 收到, 2014-01-23 改回; 2014-01-27 网络优先出版

中科院“百人计划”项目(Y113260065)资助课题

\*通信作者: 金日初 jinrichu1@mails.ucas.ac.cn

一定的限制。相比以上两种方法,文献[11]提出的基于分块和插值的方法推导过程比较简单,容易理解,而且具有较好的成像效果,但是由于其分块是在插值之前进行,很难保证插值后每块边缘点处的聚焦效果。本文在该方法的基础上,通过计算出双基与场景位置的准确关系,采用类似于BP的逆向法进行分块,可以有效地解决边缘点的问题;同时提出更为准确的插值关系,消除了由固定端斜距引入的图像几何形变,得到类似单基的斜距图像。

本文主要分成4个部分:首先介绍一站固定模式的几何模型,并推导出双基和目标点位置间的准确关系;接着介绍改进后的算法,包括新的分块方法以及新的插值关系;然后是仿真以及实测数据的处理;最后对该改进算法进行总结得出相关结论。

## 2 一站固定模式的几何模型

一站固定式双基SAR要求一个基站是运动的,另一个基站是固定不变的。为了叙述简便,本文令发射端运动,而接收端固定不变,其几何模型如图1所示。

在图1中,我们用Y轴表示发射端的运动方向,用Z轴表示高度, $l_T$ 为发射端的轨道, $l_R$ 为接收端的等效轨道(因为接收端不运动,所以这个轨道并非真实存在),显然, $l_T, l_R$ 与Y轴相互平行。目标点在坐标系中的位置为 $(x_p, y_p, z_p)$ ,发射端在坐标系中的位置为 $(x_T, y_T, z_T)$ ,接收端在坐标系中的位置为 $(x_R, y_R, z_R)$ 。 $r_{0T}$ 为目标到 $l_T$ 的最近距离, $r_{0R}$ 为目标到 $l_R$ 的最近距离。因为 $r_{0T}$ 垂直于 $l_T, r_{0R}$ 垂直于 $l_R$ ,所以 $r_{0T}$ 与 $r_{0R}$ 同时垂直于Y轴,即位于垂直于Y轴的同一直线上。 $V_r$ 为发射端的等效速度。

根据图1所示的几何关系,如果用 $\eta$ 表示发射端运动的时间,并令 $y_T = V_r \cdot \eta$ ,定义 $\eta$ 的零点为发

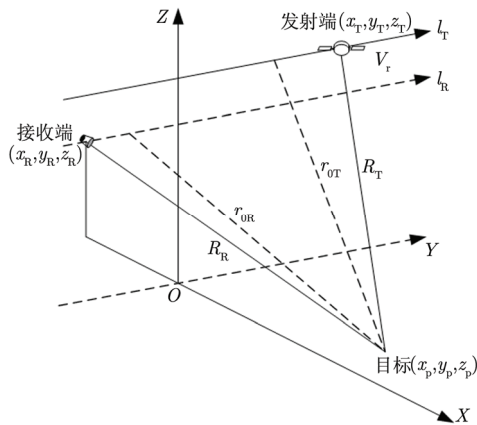


图1 一站固定模式成像几何模型

Fig. 1 The geometry model in the one-stationary mode

射端与接收端相距最近的时刻,即 $y_T = y_R$ 的时刻, $\eta_p$ 为发射端与目标点最近的时刻,即 $y_T = y_p$ 的时刻,这样有 $y_R = V_r \cdot 0, y_p = V_r \cdot \eta_p$ ,那么目标到发射端的斜距可以表示为:

$$\begin{aligned} R_T(\eta; r_{0T}, \eta_p) &= \sqrt{r_{0T}^2 + (y_T - y_p)^2} \\ &= \sqrt{r_{0T}^2 + V_r^2 (\eta - \eta_p)^2} \end{aligned} \quad (1)$$

目标到接收端的斜距可以表示为:

$$R_R(r_{0R}, \eta_p) = \sqrt{r_{0R}^2 + (y_R - y_p)^2} = \sqrt{r_{0R}^2 + V_r^2 \eta_p^2} \quad (2)$$

因此,回波信号的总斜距为:

$$\begin{aligned} R(\eta; r_{0T}, r_{0R}, \eta_p) &= R_T(\eta; r_{0T}, \eta_p) + R_R(r_{0R}, \eta_p) \\ &= \sqrt{r_{0T}^2 + V_r^2 (\eta - \eta_p)^2} + \sqrt{r_{0R}^2 + V_r^2 \eta_p^2} \end{aligned} \quad (3)$$

通过式(3),我们发现双基回波信号的斜距历程除了由发射端斜距 $R_T(\eta; r_{0T}, \eta_p)$ 引入的距离徙动之外,还有由接收端斜距 $R_R(r_{0R}, \eta_p)$ 引入的距离偏移。图2显示了具有相同 $r_{0T}$ 的不同目标点的斜距历程,其中图2(a)显示了目标点P1到P5的成像几何模型,图2(b)则显示了这些目标点的信号轨迹。

距离偏移的存在使一站固定模式的回波信号具有2维空变性,这大大增加了成像处理的难度。我们发现距离徙动与 $r_{0T}$ 有关,而距离偏移与 $r_{0R}$ 有关,如果能找到 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 之间的关系,便可以设法将距离徙动和距离偏移统一起来,降低处理的难度。观察图1,可以发现由于发射端轨道和接收端轨道的位置是相对固定的,因此 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 之间存在一定的关系,且根据前面的分析, $r_{0T}$ 与 $r_{0R}$ 位于垂直于Y轴的同一直线上,如图3所示,这样就可以找到 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 之间的关系。

图3中, $H_T$ 和 $H_R$ 是发射端和接收端相对于目标的高度,可以表示为:

$$H_T = z_T - z_p; \quad H_R = z_R - z_p \quad (4)$$

$r_{gT}$ 和 $r_{gR}$ 是 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 在XY平面上的投影, $r_\Delta = r_{gT} - r_{gR}$ ,这样可以很容易得到 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 之间的关系为:

$$r_{0R} = \sqrt{H_R^2 + (\sqrt{r_{0T}^2 - H_T^2} - r_\Delta)^2} \quad (5)$$

通过式(5)可知,如果已知发射端和接收端相对于目标的高度 $H_T$ 和 $H_R$ 以及发射端和接收端在XY平面投影的最近距离 $r_\Delta$ ,那么便可以准确地建立 $r_{0T}$ 和 $r_{0R}$ 之间的关系,而在实际情况下,这些参数都是很容易获得的。因此式(2),式(3)中与 $r_{0R}$ 有关的变量 $R_R(r_{0R}, \eta_p)$ 和 $R(\eta; r_{0T}, r_{0R}, \eta_p)$ 都可以改写成与 $r_{0T}$ 有关的形式,即 $R_R(r_{0T}, \eta_p)$ 和 $R(\eta; r_{0T}, \eta_p)$ 。本文就是

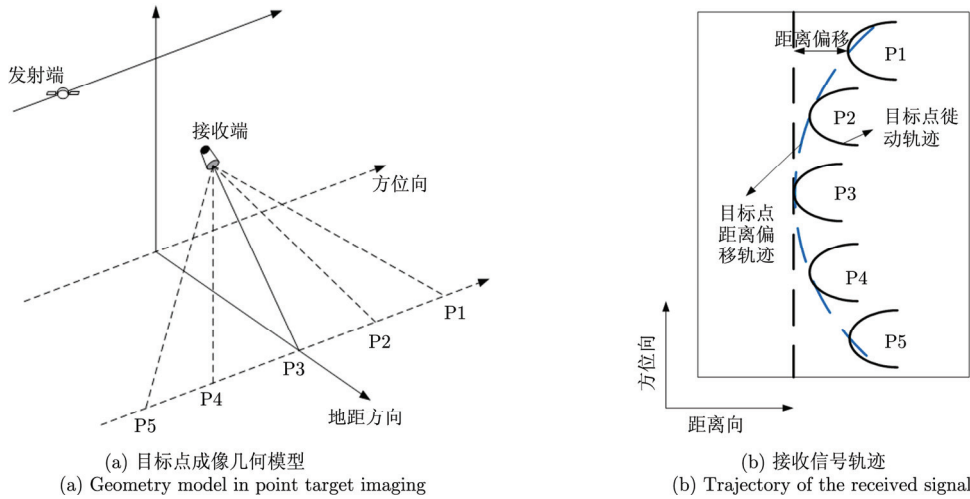


图2 目标点斜距历程示意图

Fig. 2 Range history of one point target

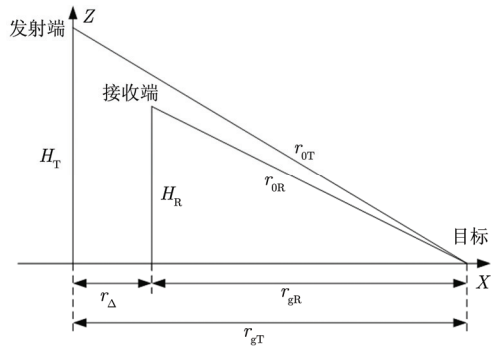


图3 垂直于Y轴的截面图

Fig. 3 The image of cross section vertical to axis Y

利用式(5)所示的关系来进一步完善分块和插值过程的, 这一点将在下一节进行仔细描述。

### 3 改进的频域成像算法

#### 3.1 频域成像算法的基本流程

针对一站固定式双基信号具有 2 维空变性的特点, 文献[1]提出了一种基于分块和插值的方法。该方法的处理流程如图 4 所示。

在该算法中, 将位于  $(r_{0T}, \eta_p)$  点目标的回波数据表达式记为:

$$s(\tau, \eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) \text{rect} \left[ \frac{\tau - R(\eta; r_{0T}, \eta_p)/c}{T_r} \right] \cdot \text{rect} \left[ \frac{\eta - \eta_p}{T_a} \right] \exp \left[ -j2\pi \frac{R(\eta; r_{0T}, \eta_p)}{\lambda} \right] \cdot \exp \left[ j\pi K_r \left( \tau - \frac{R(\eta; r_{0T}, \eta_p)}{c} \right)^2 \right] \quad (6)$$

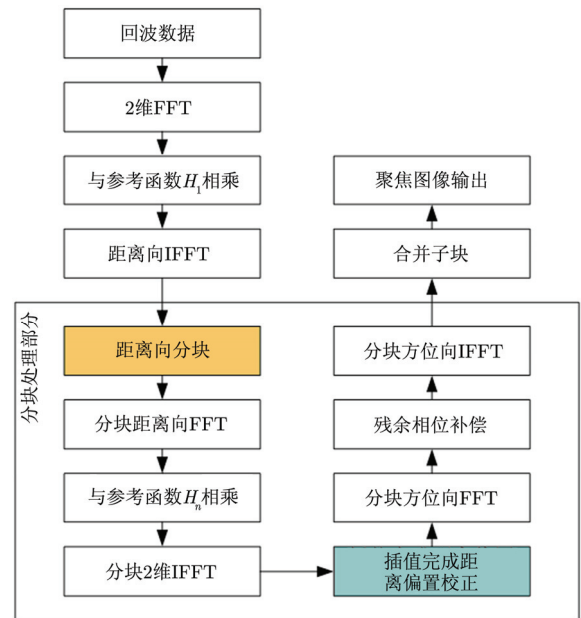


图4 基于分块和插值的频域成像算法流程图

Fig. 4 The flow chart of the frequency method based on blocks and interpolation

其中  $\tau$  为距离向时间,  $\eta$  为方位向时间,  $\sigma(r_{0T}, \eta_p)$  为目标点的散射系数,  $K_r$  为信号的距离向调频率,  $R(\eta; r_{0T}, \eta_p)$  为式(3)所示的斜距。

通过 2 维 FFT 之后, 回波信号变换到 2 维频域, 其表达式为:

$$S_f(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \text{rect} \left[ \frac{f_\tau}{B_r} \right] \cdot \exp \left\{ j\theta_f(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \right\} \quad (7)$$

其中

$$\theta_f(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = -\frac{2\pi(f_0 + f_\tau)}{c} \left[ R_R(r_{0T}, \eta_p) + r_{0T} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{(f_0 + f_\tau)^2 V_r^2}} \right] - 2\pi f_\eta \eta_p - \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} \quad (8)$$

参考函数  $H_1$  为：

$$H_1(f_\tau, f_\eta) = \exp \left\{ j\pi \left[ \frac{2\pi(f_0 + f_\tau)r_m}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{(f_0 + f_\tau)^2 V_r^2}} + \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} \right] \right\} \quad (9)$$

其中  $r_m$  为参考斜距，可以取场景中心到发射端的最近斜距。然后将参考函数  $H_1$  与回波信号的 2 维频谱相乘，可以得到：

$$S_{f1}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = S_{f1}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \cdot H_{ref1}(f_\tau, f_\eta) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \text{rect} \left[ \frac{f_\tau}{B_r} \right] \exp \{ j\theta_{f1}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \} \quad (10)$$

其中

$$\theta_{f1}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = -\frac{2\pi(f_0 + f_\tau)}{c} \left[ R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_m) \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{(f_0 + f_\tau)^2 V_r^2}} \right] - 2\pi f_\eta \eta_p \quad (11)$$

在低斜视的情况下，可以将式(11)近似为：

$$\theta_{f1}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \approx -\frac{2\pi(f_0 + f_\tau)}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) + \frac{2\pi(r_{0T} - r_m)}{c} \left[ f_0 D(f_\eta) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta)} \right] + 2\pi f_\eta \eta_p \quad (12)$$

其中

$$D(f_\eta) = \sqrt{1 - (\lambda f_\eta / V_r)^2} \quad (13)$$

此时，再在距离向上进行 IFFT，将信号变到距离多普勒域，可以得到：

$$S_1(\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) p_r \left\{ \tau - \frac{R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_m) / D(f_\eta)}{c} \right\} \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \cdot \exp \left\{ -j \left[ \frac{2\pi f_0}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) + \frac{2\pi(r_{0T} - r_m) f_0 D(f_\eta)}{c} + 2\pi f_\eta \eta_p \right] \right\} \quad (14)$$

其中， $p_r(\cdot)$  表示距离向脉冲压缩后得到的包络。此时，完成了一致 RCMC 以及距离向压缩。

为了消除残余的距离徙动，将距离压缩后的图像沿距离向进行分块，然后在每一小块中选取参考斜距  $r_n$ ，构造参考函数  $H_n$ ，即：

$$H_n(f_\tau, f_\eta) = \exp \left\{ j\pi \left[ \frac{2\pi(f_0 + f_\tau)(r_n - r_m)}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{(f_0 + f_\tau)^2 V_r^2}} + \frac{\pi f_\tau^2}{K_r} \right] \right\} \quad (15)$$

这时将每一小块经过距离向 FFT 再变回 2 维频域，然后与参考函数  $H_n$  相乘，可以得到：

$$S_{fn}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \text{rect} \left[ \frac{f_\tau}{B_r} \right] \exp \{ j\theta_{fn}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \} \quad (16)$$

其中

$$\theta_{fn}(f_\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) \approx -\frac{2\pi(f_0 + f_\tau)}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) + \frac{2\pi(r_{0T} - r_n)}{c} \left[ f_0 D(f_\eta) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta)} \right] + 2\pi f_\eta \eta_p \quad (17)$$

接下来是对每一块进行 2 维 IFFT 变换到 2 维时域。首先，通过距离向 IFFT，将信号变换到距离多普勒域，得到的信号可以表示为：

$$S_n(\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) p_r \left\{ \tau - \frac{R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_n) / D(f_\eta)}{c} \right\} \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \cdot \exp \left\{ -j \left[ \frac{2\pi f_0}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) + \frac{2\pi(r_{0T} - r_n) f_0 D(f_\eta)}{c} + 2\pi f_\eta \eta_p \right] \right\} \quad (18)$$

由于  $R_R(r_{0T}, \eta_p)$  引入的距离偏移的存在, 同一  $r_{0T}$  的目标点分布在不同的距离门上, 因此无法在距离多普勒域上直接去除掉方位向残余相位  $2\pi(r_{0T} - r_n)f_0D(f_\eta)/c$ 。为了去除这一项, 必须首先去除距离偏移, 使具有同一  $r_{0T}$  的目标点分布在相同的距离门上。我们发现, 如果满足:

$$\left| (r_{0T} - r_n) \left[ \frac{1}{D(f_\eta)} - 1 \right] \right| \leq \frac{\delta_R}{2} \quad (19)$$

其中  $\delta_R$  表示距离单元的大小, 即残余距离徙动的大小不超过半个距离单元的长度, 并忽略方位向上的残余相位, 那么在方位向上进行 IFFT 之后的信号可以表示为:

$$s_n(\tau, \eta; r_{0T}, \eta_p) \approx \sigma(r_{0T}, \eta_p) p_r' \left( \tau - \frac{R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_n)}{c} \right) p_a'(\eta - \eta_p) \exp \left\{ -j \left[ \frac{2\pi f_0}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) \right] \right\} \quad (20)$$

其中,  $p_r'(\cdot)$  和  $p_a'(\cdot)$  表示粗聚焦之后距离向和方位向的包络。由于方位向残余相位的存在, 该步并没有实现完全聚焦, 因此称之为粗聚焦。

由于分块操作, 使方位向残余相位的值大幅度降低, 目标点的能量在粗聚焦之后还是大部分集中在了聚焦位置。因此, 可以通过插值来完成距离偏移的校正。在文献[1]中, 是通过构造以下映射来完成插值操作的:

$$R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_n) \rightarrow r_{0R} + (r_{0T} - r_n) \quad (21)$$

插值之后信号变为:

$$s_n'(\tau, \eta; r_{0T}, \eta_p) \approx \sigma(r_{0T}, \eta_p) p_r' \left( \tau - \frac{r_{0R} + (r_{0T} - r_n)}{c} \right) p_a'(\eta - \eta_p) \exp \left\{ -j \left[ \frac{2\pi f_0}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) \right] \right\} \quad (22)$$

进行方位 FFT 后, 其信号变为:

$$S_n'(\tau, f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sigma(r_{0T}, \eta_p) p_r' \left( \tau - \frac{r_{0R} + (r_{0T} - r_n)}{c} \right) \text{rect} \left[ \frac{f_\eta - f_{dc}}{B_a} \right] \cdot \exp \left\{ -j \left[ \frac{2\pi f_0}{c} R_R(r_{0T}, \eta_p) + \frac{2\pi(r_{0T} - r_n)f_0D(f_\eta)}{c} + 2\pi f_\eta \eta_p \right] \right\} \quad (23)$$

由于具有同一  $r_{0T}$  的目标点具有相同的  $r_{0R}$ , 因此可以认为具有同一  $r_{0T}$  的目标点分布在同一距离门上, 因此可以构造参考函数  $H_n'$ , 即:

$$H_n'(f_\eta) = \exp \left\{ j \frac{2\pi(r_{0T} - r_n)f_0D(f_\eta)}{c} \right\} \quad (24)$$

然后将其与信号  $S_n'$  相乘, 去除掉方位向残余相位。之后通过方位向 IFFT, 便得到了精聚焦后的图像。

### 3.2 改进的频域算法

在 3.1 节中叙述的成像算法可以很好地解决一站固定式双基信号中的 2 维空变性问题, 而且步骤简单, 易于实现。但是在其处理过程中, 并没有考虑  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  的关系, 因此其分块操作以及插值操作处理得并不精细, 这会对成像结果产生影响, 本文提出的改进算法主要是在这两方面提出了相应的改进。

**3.2.1 分块操作的改进** 根据图 4 所示的处理流程以及 3.1 节的分析, 分块操作是在完成一致 RCMC 和距离向压缩后进行的。此时, 位于  $(r_{0T}, \eta_p)$  的目标点的回波在距离向上被压缩到了

$$R_{rd}(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_m)/D(f_\eta) \quad (25)$$

将式(2)代入, 可得:

$$R_{rd}(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sqrt{r_{0R}^2 + V_r^2 \eta_p^2} + (r_{0T} - r_m)/D(f_\eta) \quad (26)$$

在原方法中, 由于不清楚  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  的关系, 所以无法确定  $R_{rd}$  和  $r_{0T}$  之间的关系, 因此在分块时只能通过一个给定的  $r_{0R}$ , 然后粗略地找出  $R_{rd}$  和  $r_{0T}$  之间的对应关系。由于残存距离徙动的存在, 这种粗略的分块很容易漏掉边缘点的部分信息, 进而影响到后面的插值操作, 最终影响到边缘点的聚焦效果。解决这个问题通常采用的方法是在原有分块大小的基础上增加重叠区域, 这样无疑会大幅增加计算量, 而且因为  $R_{rd}$  和  $r_{0T}$  之间关系的不确定性, 在子块拼接时也会出现问题。

在本文中, 根据一站固定式双基成像的几何模型, 设法找出了  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  的关系, 如式(5)所示, 将其代入式(26), 便得到了  $R_{rd}$  和  $r_{0T}$  之间准确的对应关系, 即:

$$R_{rd}(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) = \sqrt{H_R^2 + \left(\sqrt{r_{0T}^2 - H_T^2} - r_\Delta\right)^2 + V_r^2 \eta_p^2} + (r_{0T} - r_m) / D(f_\eta) \quad (27)$$

将式(27)进行变形并作出近似, 还可以得到:

$$R_{rd}(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) + r_m / D(f_\eta) \approx \sqrt{H_R^2 + \left(\sqrt{r_{0T}^2 - H_T^2} - r_\Delta\right)^2 + V_r^2 \eta_p^2} + r_{0T} \quad (28)$$

对式(28)进行求解, 可以得到:

$$r_{0T} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (29)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} a &= 4(R_{rd\_m}^2 - r_\Delta^2) \\ b &= -4(R_{rd\_m}^2 - V_r^2 \eta_p^2 + \alpha) R_{rd\_m} \\ c &= (R_{rd\_m}^2 - V_r^2 \eta_p^2 + \alpha)^2 + 4r_\Delta^2 H_T^2 \\ \alpha &= -H_R^2 + H_T^2 - r_\Delta^2 \\ R_{rd\_m} &= R_{rd}(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) + r_m / D(f_\eta) \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

结合式(27)和式(29), 可以得到更为精细的分块方法如下所示:

(1) 利用式(29), 根据  $R_{rd}$  的分布范围来求出  $r_{0T}$  的分布范围;

(2) 根据式(19)确定每块大小, 然后在  $r_{0T}$  上进行分块, 总的块数记为  $N_{\text{block}}$ , 其中每一小块标记为  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N_{\text{block}}$ );

(3) 利用式(27)找出  $r_{0T}$  上每一块对应的  $R_{rd}$  的分布范围, 完成在  $R_{rd}$  上的分块。

值得注意的是, 虽然式(29)是通过近似得到的, 但是它仅仅被用于求解  $r_{0T}$  整体的分布范围, 并不影响分块操作, 在分块时采用的是式(27)来寻找子块  $r_{0T}$  对应的  $R_{rd}$ , 而式(27)是精确的, 因此其可以确保在  $r_{0T}$  上的子块中的每一个点的信息都包含在  $R_{rd}$  上的子块中。

由于最终要在  $r_{0T}$  上进行成像, 所以该方法有些类似于BP由图像域的分布反推信号域分布的过程。可以用图5来表示改进后的分块过程。

**3.2.2 插值操作的改进** 在原方法中, 插值是在式(21)所示的映射下进行的, 通过该映射关系, 原来分布在不同距离门的具有相同  $r_{0T}$  的目标点被重新对齐到同一距离门下, 从而使方位向上残余相位的校正成为了可能。但是由于不清楚  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  的关系, 在实际操作中, 也只能假设一组  $r_{0R}$ , 然后进行映射。这样做的结果存在两个问题, 一是假设的  $r_{0R}$  可能与实际情况存在偏差, 导致后续的插值以及残余相位

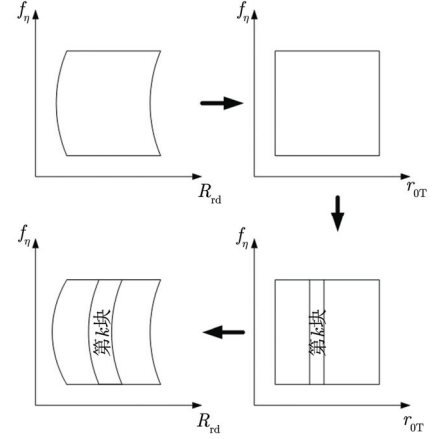


图5 分块操作示意图

Fig. 5 The operation of dividing blocks

补偿不彻底, 影响聚焦效果; 二是在实际操作中, 假设的  $r_{0R}$  是均匀采样的, 但是由于  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  之间的关系是非线性的, 导致最终的结果  $r_{0R} + (r_{0T} - r_n)$  是非均匀采样的, 以致最终得到的图像存在畸变。

为了解决这两个问题, 利用式(5)所示  $r_{0T}$  和  $r_{0R}$  的关系, 重新构造映射关系为:

$$R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_n) \rightarrow r_{0T} \quad (31)$$

定义

$$R_0(r_{0T}, \eta_p) = R_R(r_{0T}, \eta_p) + (r_{0T} - r_n) \quad (32)$$

将式(2)和式(5)代入式(32), 可得

$$R_0(r_{0T}, \eta_p) = \sqrt{H_R^2 + \left(\sqrt{r_{0T}^2 - H_T^2} - r_\Delta\right)^2 + V_r^2 \eta_p^2} + (r_{0T} - r_n) \quad (33)$$

通过对式(33)进行反向求解, 可以得到:

$$r_{0T} = \frac{-b_n + \sqrt{b_n^2 - 4a_n c_n}}{2a_n} \quad (34)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} a_n &= 4(R_{0n}^2 - r_\Delta^2) \\ b_n &= -4(R_{0n}^2 - V_r^2 \eta_p^2 + \alpha) R_{0n} \\ c_n &= (R_{0n}^2 - V_r^2 \eta_p^2 + \alpha)^2 + 4r_\Delta^2 H_T^2 \\ \alpha &= -H_R^2 + H_T^2 - r_\Delta^2 \\ R_{0n} &= R_0(f_\eta; r_{0T}, \eta_p) + r_n \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

式(33)和式(34)反映了新的映射关系下,  $R_0$  和  $r_{0T}$  之间的关系, 通过这个关系, 可以完成插值操作。由于  $r_{0T}$  是根据  $R_0$  计算出来的, 不存在对  $r_{0R}$  的假设, 因此解决了第1个问题。最终得到的图像是基于  $r_{0T}$  轴的, 与  $r_{0R}$  无关, 因此可以通过对  $r_{0T}$  进行均匀采样, 来得到分布均匀的图像, 于是解决了第2个问题。

### 4 处理结果及分析

为了验证算法的正确性,选择一个  $3 \times 7$  的点阵来进行仿真处理。仿真时选用的参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数表

Tab. 1 Parameters in simulation

参数	发射端	接收端
载频	9.65 GHz	
距离向带宽	300 MHz	
脉冲持续时间	2.5 $\mu$ s	
距离向采样率	400 MHz	
PRF	3800 Hz	
等效速度	7.1 km/s	0
高度	506 km	341 m

仿真结果如图 6 所示,其中图 6(a)是粗聚焦后的结果,图 6(b)是通过插值完成精聚焦后的结果。比较发现,本文提出的新的插值映射关系能够有效校正接收端斜距引入的距离偏移,而且得到的点阵是均匀排列的,没有出现不均匀采样的现象。

为了更清晰地看到成像效果,对点阵左上角的点进行了点目标分析,其结果如图 7 和图 8 所示。

通过点目标分析,可以得到粗聚焦和精聚焦后点目标的峰值旁瓣比(PSLR)和积分旁瓣比(ISLR)如表 2 所示。

表 2 点目标分析结果

Tab. 2 Point target analysis result

参数	距离向	方位向
PSLR (dB)	粗聚焦	-13.20
	精聚焦	-13.44
ISLR (dB)	粗聚焦	-10.25
	精聚焦	-9.85

比较图 7 和图 8 以及参考表 2,可以发现精聚焦之后方位向的聚焦效果有了明显的提升,由此可见本文提出的新分块和插值方法是正确的。

为了比较改进方法相对于原方法在成像质量方面的提升,挑选了某一子块的边缘点,对其成像质量进行分析。其插值后的图像如图 9 所示。

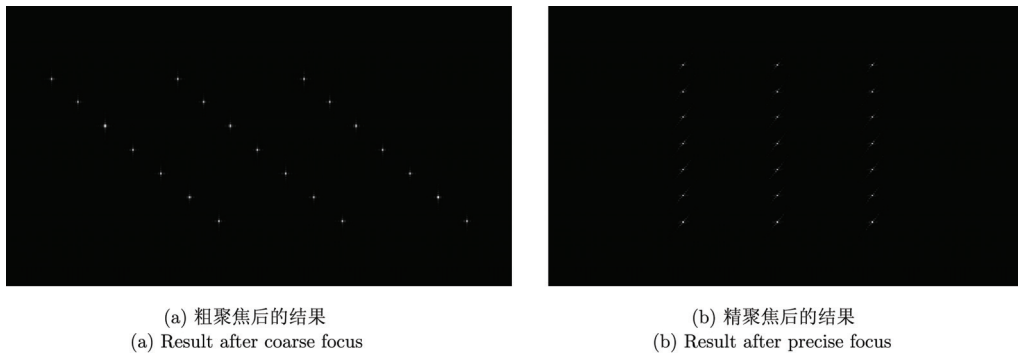


图6 仿真结果

Fig. 6 Simulation results

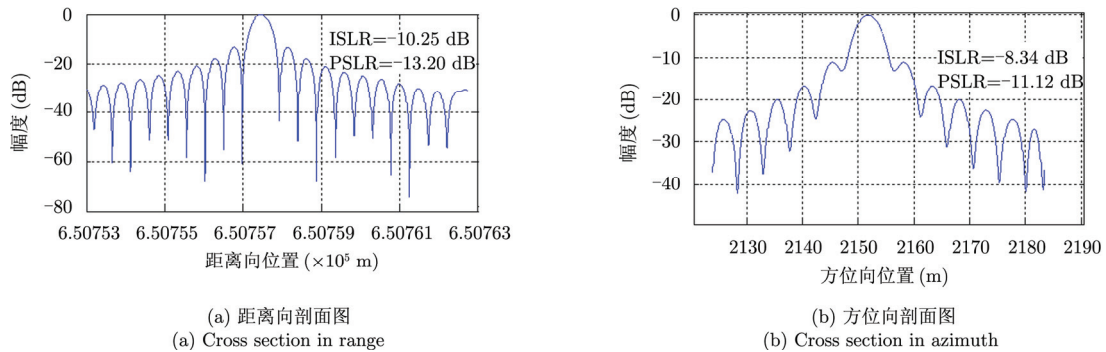


图7 粗聚焦后点目标分析结果示意图(输出为归一化值)

Fig. 7 Point target analysis after coarse focus (output is normalized)

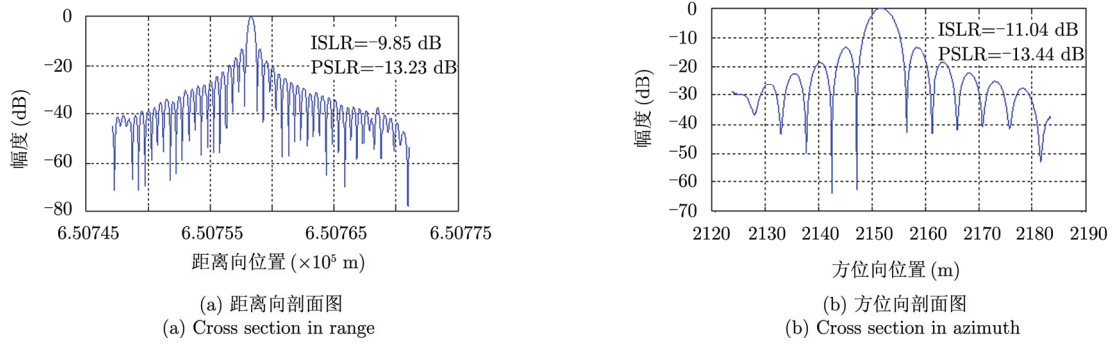


图8 精聚焦后点目标分析结果示意图(输出为归一化值)

Fig. 8 Point target analysis after precise focus (output is normalized)

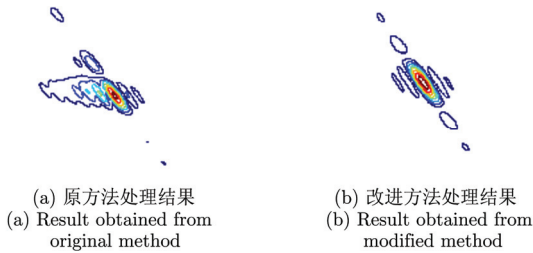


图9 边缘点成像结果示意图

Fig. 9 Imaging result for one edge point

从图 9 可以发现，用原方法处理时，点目标插值后的结果出现了明显的扭曲，而采用改进后的方法处理可以得到理想的聚焦效果。因此，改进方法在对边缘点的处理上要优于原方法。

为了进一步验证改进方法的实用性，本文利用该方法对双基实验得到的数据进行了处理，该实验采用 TerraSAR-X 作为发射端，然后采用固定的接收端去接收回波信号<sup>[12]</sup>。处理后的图像如图 10 所示。

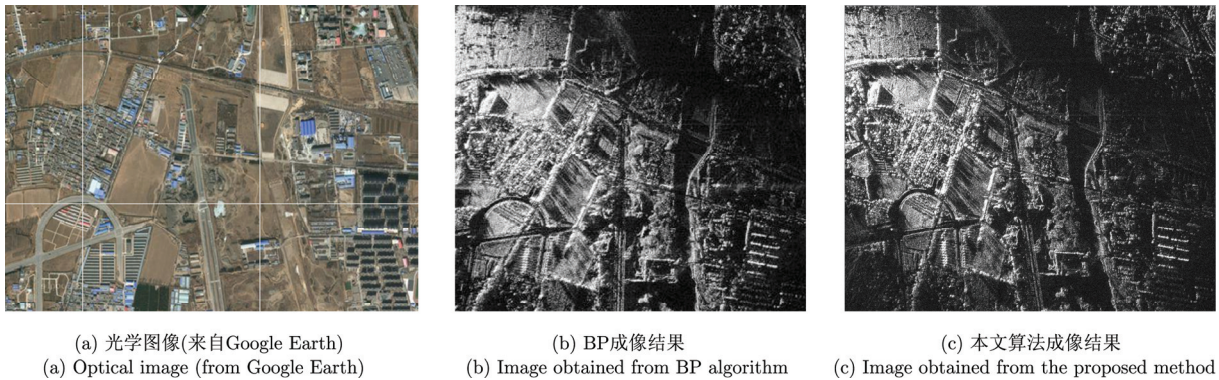


图 10 双基实验数据成像结果

Fig. 10 Imaging result from the bistatic SAR experiment

在图 10 中，图 10(a)为从 Google Earth 截取的光学图像，图 10(b)为利用 BP 算法成像的结果，图 10(c)为采用本文算法的成像结果。比较图 10(b)和图 10(c)，可以发现本文算法对实测数据的成像效果基本与 BP 算法一致，但因为本文算法是在频域进行处理，成像时间要明显短于 BP 算法，因此本文算法在对实测数据成像方面实用性更强。

### 5 总结

一站固定式双基 SAR 因为其特有的几何构型使其回波具有很强的 2 维空变性，导致传统的成像

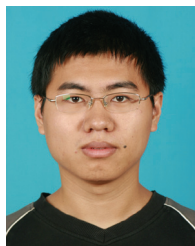
算法很难被直接应用。文献[1]提出了一种基于分块和插值的方法，可以很好地解决 2 维空变性的问题，而且推导过程简单，容易实现。但是在该方法中并没有明确接收端最近斜距和发射端最近斜距之间的关系，因此其分块和插值操作处理得并不精细，导致子块边缘点聚焦效果并不理想，而且由于不均匀采样导致所得图像会存在畸变。本文通过对接收端最近斜距和发射端最近斜距之间关系的准确推导，提出了一种新的分块方法和插值关系。通过仿真及对实测数据进行成像，可以证实，应用本文提出的改进方法，可以很好地解决上述两个问题。



## 参考文献

- [1] Krieger G and Moreira A. Spaceborne bi- and multistatic SAR: Potential and challenges[J]. *IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2006, 153(3): 184-198.
- [2] Massonnet D. Capabilities and limitations of the interferometric cart-wheel[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2002, 39(3): 506-520.
- [3] Walterschied I, Ender J H G, and Loffeld O. Bistatic image processing for a hybrid SAR experiment between TerraSAR-X and PAMIR[C]. *IEEE International Conference on Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Denver, CO, 2006: 1934-1937.
- [4] Qiu Xiao-lan, Hu Dong-hui, and Ding Chi-biao. Non-linear chirp scaling algorithm for one-stationary bistatic SAR[C]. *1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, Huangshan, China, 2007: 111-114.
- [5] 仇晓兰, 丁赤飏, 胡东辉. 双站 SAR 成像处理技术[M]. 北京: 科学出版社, 2010: 148-163.
- [6] Mehrdad S. Synthetic Aperture Radar Signal Processing with Matlab Algorithms[M]. New York: John Wiley & Sons, INC, 1999: 212-214.
- [7] Ulander L M H, Hellsten H, and Stenstrom G. Synthetic Aperture Radar processing using fast factorized backprojection[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(3): 760-776.
- [8] Shao Yun-feng, Wang R, Deng Yun-kai, et al. Fast backprojection algorithm for bistatic SAR imaging[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2012, 9(3): 507-511.
- [9] Wong F H, Cumming I G, and Neo Y L. Focusing bistatic SAR data using the nonlinear chirp scaling algorithm[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2008, 46(9): 2493-2505.
- [10] Zeng T, Wang R, Li F, et al. A modified nonlinear chirp scaling algorithm for spaceborne/stationary bistatic SAR based on series reversion[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(5): 3108-3118.
- [11] 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.
- [12] 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



金日初(1988-), 男, 辽宁锦州人, 硕士研究生, 研究方向为双基合成孔径雷达成像及其信号处理技术。

E-mail: jinrichu11@mails.ucas.ac.cn

王宇(1980-), 男, 研究员, 博士生导师, 研究方向为双基 SAR 信号处理、双基干涉测量与 FMCW SAR 系统设计等。

邓云凯(1962-), 男, 研究员, 博士生导师, 研究方向为星载合成孔径雷达系统设计。



邵云峰(1984-), 男, 北京人, 博士研究生, 研究方向为双基合成孔径雷达层析技术及异构计算。

E-mail: Shao-yun-feng@163.com



赵硕(1989-), 男, 山东菏泽人, 博士研究生, 研究方向为合成孔径雷达星载高分辨率成像技术。

E-mail: zhaoshuo6@163.com