

双星同中心频率多发多收的方位解模糊

井伟 邢孟道 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘要: 为了在星载合成孔径雷达中获得高横向分辨率和宽测绘带, 卫星可以采用横向孔径小的天线和较低的重复频率, 此时回波信号会产生方位多普勒模糊, 可以通过发射多颗卫星获得的多个空间自由度来解模糊。该文提出了沿航向分布的两颗小卫星同时独立发射中心频率相同的正负调频率信号, 利用形成的 3 个等效相位中心通过简化滤波权矢量计算的空域滤波法来解 3 个方位多普勒模糊。理论分析和仿真结果证实了该方法的有效性。

关键词: 分布式小卫星; 星载 SAR; 方位模糊

中图分类号: TN959.74

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1077-06

Removal of Azimuth Ambiguities with Bi-satellite by Multiple Transmitting and Multiple Receiving

Jing Wei Xing Meng-dao Bao Zheng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: To achieve wide-swath and full azimuth resolution in space-borne Synthetic Aperture Radar (SAR), the satellite can take low Pulse Repetition Frequency (PRF) and small aperture in azimuth. Then azimuth ambiguities is inevitable. The constellation of small satellites can be used to remove azimuth ambiguities. In this paper, two satellites fly in a line is used to settle the problem. Both of the satellites transmit a Linear Frequency Modulation (LFM) signal of the same center frequency, but one is positive frequency modulation, the other is negative frequency modulation. The three phase centers resulted from the two satellites can be used to remove three azimuth ambiguities through space-time processing. An innovative method is proposed to simplify the calculating of the filter weight vector. Simulations show the validity of these methods.

Key words: Distributed micro-satellites; Spaceborne synthetic aperture radar; Azimuth ambiguity

1 引言

自 1978 年第一颗 SAR 卫星——美国的 SEASAT 卫星发射成功以来, 星载 SAR 以它作用距离远、观测范围广的优点引起各国科学家的极大关注, 并得到很大的发展。星载合成孔径雷达已被证明在军事和民用方面都是一种极其有用的监视工具。它可以在米级空间分辨率的基础上对地球表面进行全天候, 全天时的观测^[1, 2]。利用多颗小卫星编队飞行作为雷达的平台、协同工作来替代大卫星功能的分布式小卫星编队, 具有制造和发射成本低、抗摧毁性强、可靠性高的显著优点, 已经成为一个研究热点^[3-7]。美国的空军研究实验室(AFRL)提出了 TechSat 21 计划, 法国航天局(CNES)提出了干涉 Cartwheel 低成本卫星编队, 德国宇航院(DLR)也在积极地研究分布式小卫星雷达系统。

因为最小天线面积的限制, 为了得到较宽的不模糊测绘带和较高的方位分辨率, 单个小卫星通常会产方位多普勒模糊^[1, 8-10], 从而使得 SAR 成像的任务不能顺利完成。分布式小卫星雷达系统中一个重要问题就是方位解模糊。

沿航向分布的两颗小卫星是一种简单的构形, 可以完成

SAR 成像、运动目标检测。本文研究在这种小卫星构形下, 让两颗小卫星同时发射中心频率相同的线性调频信号, 一颗发射正调频, 一颗发射负调频, 利用简化滤波权矢量计算的空域滤波法来解 3 个方位多普勒模糊。本文第 2 节将简单介绍等效相位中心原理; 第 3 节介绍多相位中心提高方位采样率; 第 4 节介绍同中心频率正负线性调频信号的匹配滤波; 第 5 节提出了简化滤波权矢量计算的空域滤波法解方位模糊; 第 6 节对于本文的方法作了仿真实验; 最后是结束语。

2 星载 SAR 等效相位中心原理

下面以 3 个相位中心为例来说明星载 SAR 等效相位中心原理。如图 1 所示。

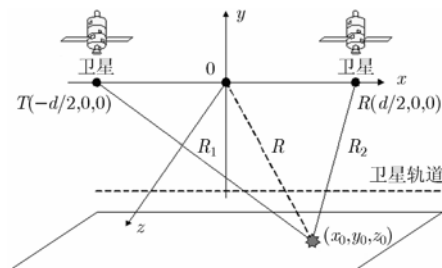


图 1 等效相位中心原理示意图

2005-09-23 收到, 2006-03-20 改回

微波成像技术国家重点实验室基金(514420404DZ0102)资助课题

在图 1 所示的三维直角坐标系中, 卫星发射相位中心位于 x 轴上 $(-d/2, 0, 0)$ 处, 卫星接收相位中心位于 x 轴上 $(d/2, 0, 0)$ 处。地面上一点目标的坐标为 (x_0, y_0, z_0) 。通过应用等效相位中心原理, 可以认为在原点处发射和接收信号, 则对于雷达回波信号, 等效前后的相位差为

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi}{\lambda}(R_1 + R_2) - \frac{4\pi}{\lambda}R = \frac{2\pi}{\lambda}\left(\sqrt{(-d/2 - x_0)^2 + y_0^2 + z_0^2} + \sqrt{(d/2 - x_0)^2 + y_0^2 + z_0^2}\right) - \frac{4\pi}{\lambda}\sqrt{x_0^2 + y_0^2 + z_0^2} \quad (1)$$

其中取 $r^2 = y_0^2 + z_0^2$, 利用二阶泰勒级数展开可以得到

$$\Delta\Phi \approx \frac{2\pi}{\lambda}\left(r + \frac{(d/2 - x_0)^2}{2r} + r + \frac{(-d/2 - x_0)^2}{2r}\right) - \frac{4\pi}{\lambda}\left(r + \frac{x_0^2}{2r}\right) = \frac{\pi d^2}{2r\lambda} \quad (2)$$

下面将说明 $\Delta\Phi$ 的近似值已经足够精确。设收发相位中心距离 $d = 100\text{m}$, 到 x 轴的最小参考距离为 $r_s = 1000\text{km}$, $\lambda = 0.03\text{m}$, 目标在 x 轴上的坐标 x_0 分布在区间 $[-7500, 7500]\text{m}$ 内, 则在参考距离 r_s 上, 当目标在 x 轴上的坐标 x_0 在取值范围内变化时, 应用等效相位中心后产生的相位差的真实值和近似值如图 2 所示。图中 $\Delta\Phi_1$ 代表相位差的真实值, $\Delta\Phi_2$ 代表相位差的近似值。从图中可以直观的看到, 近似值与真实值最大只相差 0.0025° , 可以忽略。而等效相位中心假设对于包络的影响很小, 在这里引起的距离差仅为 0.0025m , 可以忽略。在补偿了近似相位差后, 就可以将收发相位中心的位置等效放置于等效相位中心处。

在文章后面, 如果不做特殊说明, 提到的相位中心都是经过等效以后独立进行发射和接收信号的相位中心。

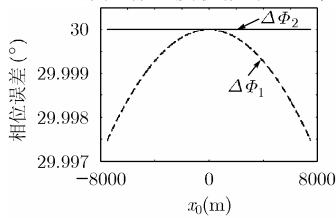


图 2 应补偿相位差的真实值和近似值

3 多相位中心直接提高方位采样率

在一发多收小卫星系统中, 如果有 n 个沿航向分布的小卫星, 第 i ($i = \{2, \dots, n\}$) 个卫星与第 1 个卫星的间距 ($i = 1$) 应该选为

$$x_i - x_1 \approx \frac{2v}{\text{PRF}}\left(\frac{i-1}{n} + k_i\right), \quad k_i \in Z \quad (3)$$

其中 v 表示各个小卫星的速度, PRF 表示各小卫星发射信号的脉冲重复频率, x_i 表示第 i 个小卫星在航线方向的位置坐标。

对于每个小卫星来说 k_i 都可以不同。因为 SAR 成像只与方位采样位置有关, 与方位采样时间无关, 所以可以将小卫星阵变到一个 PRF 对应的距离中, 也就是将大阵变成了小

阵^[11-13]。经过大阵变小阵, 相位中心的分布就比较密了。

假设这里有 3 个变为小阵的相位中心, 在补偿了相位后, 可以将两边的接收相位中心移到它们的等效相位中心的位置。如果 3 个相位中心的运动满足下面的条件^[13]:

$$\frac{v}{\text{PRF}} = N \frac{d}{2} \quad (4)$$

其中 N 为相位中心的数目(这里 $N = 3$), d 为未做等效时相邻相位中心的间距。这样, 3 个相位中心得到的信号回波就可以看作是一个相位中心在 3 个不同时刻采样所得的数据, 如图 3 所示, 此时可以认为通过等效相位中心原理得到了新的采样序列。

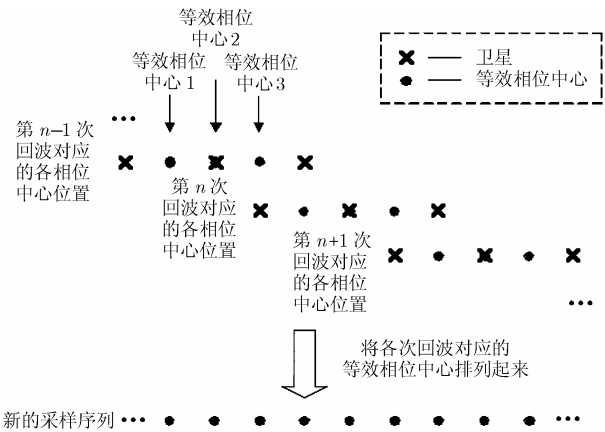


图 3 多相位中心增加方位采样率示意图

若单个相位中心对应的脉冲重复频率比较低, 使得对应的回波数据在方位上模糊了 3 次, 若对此回波数据直接成像, 就会得到方向上模糊 3 次的图像。通过 3 个相位中心增加采样率的方法, 可以得到一个新的回波序列, 它对应的脉冲重复频率是原来的 3 倍, 这样, 对新的回波序列进行成像, 就可以得到方位上不模糊的图像。

上面的情况是理想的, 当小卫星分布不均匀, 不满足式 (4) 时, 上面的方法就不适用了, 这时就要用其它方法来处理。文献[11]提出利用空时联合处理的方法来解决方位模糊, 文献[13]提出利用线性系统非均匀采样的插值理论来解决方位模糊。本文在文献[11]的基础上, 提出了简化滤波权矢量计算的空域滤波法解方位模糊。

4 同时接收正负线性调频信号的匹配滤波结果分析

若发射的信号为正负线性调频信号, 表示如下:

$$s(t) = \exp(j\pi\gamma t^2) + \exp(j\pi(-\gamma)t^2) \quad (5)$$

接收到的信号为

$$s_r(t) = \exp(j\pi\gamma(t - T_0)^2) + \exp(j\pi(-\gamma)(t - T_0)^2) \quad (6)$$

对接收的回波信号做正调频信号的匹配滤波, 取匹配滤波函数的频域表示为

$$H(f) = \exp\left(-j\pi \frac{f^2}{\gamma}\right)^* \quad (7)$$

其中*表示取共轭操作。使用驻定相位原理^[14](以下涉及积分, 使用驻相原理就不再做出说明了), 信号通过匹配滤波器后的输出表示在频域为

$$S_o(f) = S_r(f)H(f) = \left[\exp\left(-j\pi \frac{f^2}{\gamma}\right) \exp(-j2\pi fT_0) + \exp\left(j\pi \frac{f^2}{\gamma}\right) \exp(-j2\pi fT_0) \right] \exp\left(-j\pi \frac{f^2}{\gamma}\right)^* = \exp(-j2\pi fT_0) \left[1 + \exp\left(j2\pi \frac{f^2}{\gamma}\right) \right] \quad (8)$$

变换到时域, 得到经过脉冲压缩后的信号:

$$s_o(t) = \delta(t - T_0) + \frac{1}{2\pi} \exp(-j2\pi\gamma(t - T_0)^2) \quad (9)$$

在 $t = T_0$, 可以压出一个理想的窄脉冲。由对偶性, 对接收的信号用负调频信号做匹配滤波, 也可以压出理想的窄脉冲。

在距离上仿真 3 个目标点, 对于加了零均值高斯白噪声的正线性调频信号和加了零均值高斯白噪声的正负线性调频信号(信噪比取为 15dB), 分别用正调频的匹配滤波函数对信号滤波。结果如图 4 所示。

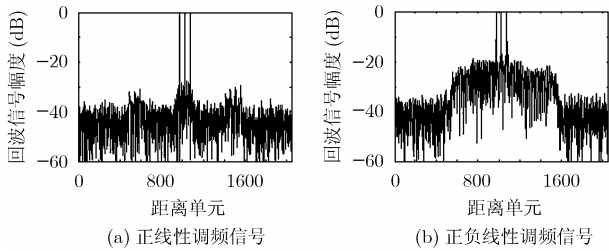


图 4 对信号用正线性调频信号进行匹配滤波

由图 4(a)可以看到, 对正线性调频信号用正调频匹配函数进行脉冲压缩可以得到很好的压缩结果。由图 4(b)可以看到, 对于正负调频信号进行匹配滤波进行脉冲压缩也能压出理想的窄脉冲, 不过结果要比对单独的正调频信号匹配的结果差。这是由于对其中的负调频分量, 匹配函数是失配的, 所以影响了压缩效果。

5 两颗卫星多发多收空域滤波解方位模糊

两颗卫星同时发射同中心频率的线性调频信号, 一颗发射正调频信号, 另一颗发射负调频信号。这样, 就可以获得 3 个等效相位中心。其中, 两个等效相位中心位于原来的两颗卫星处, 第 3 个等效相位中心在两颗卫星的中点处。这样, 就可以利用两颗卫星的接收数据来解方位多普勒模糊。等效相位中心往往不会均匀分布在一个脉冲重复周期对应的距离中, 下面提出简化滤波权矢量计算的空域滤波法来解决这个问题。

如图 5(a)所示, 单个相位中心波束覆盖区内回波的多普勒与角度的正弦为线性关系 $f_d = 2v \sin \theta / \lambda$ 。当 PRF 不够高时, 多普勒产生重叠, 这里 PRF 选为多普勒带宽的三分之一,

则多普勒会重叠 3 次。如图 5(b)所示。按照文献[11]中的方法, 对各个多普勒单元的信号利用多相位中心的方位位置信息做 3 次空域滤波, 每次滤掉两个模糊的频率, 滤出一个不模糊的频率。最后, 将滤出的 3 段不模糊的频率拼接成一段完整的不模糊的频率, 就完成了方位解模糊的操作。这种方法需要对方位上每一个多普勒单元分别求出 3 个滤波权矢量。这里, 考虑将多普勒-角度平面里的倾斜的直线做等效于扳平的操作, 如图 6 所示, 这样, 各个多普勒单元的滤波权矢量都一样了, 我们可以求出 3 个滤波权矢量对所有多普勒单元进行空域滤波。等效扳平倾斜的直线这个操作后对所有多普勒单元只要计算一次滤波权矢量。下面是公式推导。

假设有 3 个多普勒模糊, 设信号的重复频率为 PRF。各模糊的频率中心为

$$f_c = \text{PRF} \cdot [-1, 0, 1]^T \quad (10)$$

其中上标 T 为转置, 则对 PRF 采样的多普勒频带内任一频率率 f_a , f_a 在 $[-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$ 范围以内, 各模糊频率组成向量为

$$f_a = f_c + f_a \quad (11)$$

若基准等效相位中心在某一距离单元处接收到的回波序列为 $s_1(t_m)$ (t_m 为雷达信号的慢时间), 在无误差的理想条件下, 其余各等效相位中心的回波序列为 $s_q(t_m) = s_1[t_m + (X_q - X_1)/v]$, X_q 表示第 q 个等效相位中心在航向上的位置, $q = 1, 2, 3$ 。将回波序列变换到多普勒域, 取 $X_1 = 0$ 得到

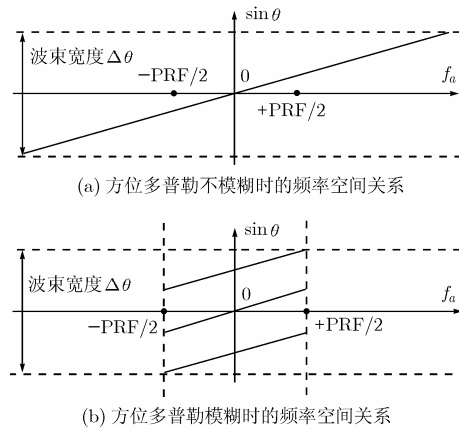


图 5 频率空间关系

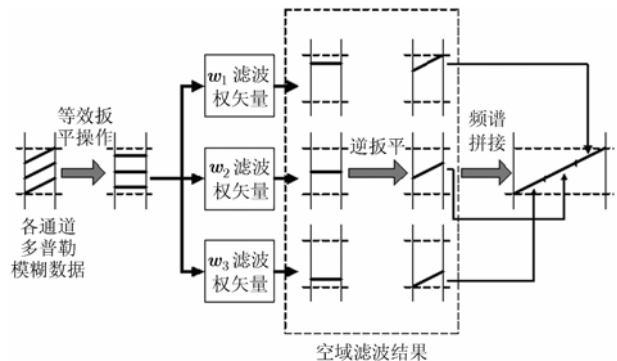


图 6 简化滤波权矢量计算的空域滤波解 3 方位模糊示意图

$$\sum_{l=1}^3 S_q(\mathbf{f}_a(l)) = \sum_{l=1}^3 S_1(\mathbf{f}_a(l)) \exp(j2\pi \mathbf{f}_a(l) X_q / v) \quad (12)$$

上式中 $\mathbf{f}_a(l)$ 表示频率点 f_a 对应的第 l 个模糊频率分量, $l = 1, 2, 3$ 。

在多普勒域, 各相位中心接收的信号写成向量形式为

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^3 \mathbf{S}(\mathbf{f}_a(l)) &= \sum_{l=1}^3 [S_1(\mathbf{f}_a(l)), S_2(\mathbf{f}_a(l)), S_3(\mathbf{f}_a(l))]^T \\ &= \sum_{l=1}^3 S_1(\mathbf{f}_a(l)) \mathbf{z}(\mathbf{f}_a(l)) \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{z}(\mathbf{f}_a(l))$ 表示导向矢量:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(\mathbf{f}_a(l)) &= [1, \exp(j2\pi \mathbf{f}_a(l) X_2 / v), \exp(j2\pi \mathbf{f}_a(l) X_3 / v)]^T \\ &= \left[\exp\left(j \frac{4\pi \sin \theta(l)}{\lambda} X_1\right), \exp\left(j \frac{4\pi \sin \theta(l)}{\lambda} X_2\right), \right. \\ &\quad \left. \exp\left(j \frac{4\pi \sin \theta(l)}{\lambda} X_3\right) \right]^T = \mathbf{z}(\theta(l)) \end{aligned} \quad (14)$$

通过对第 q 个相位中心在每个频率点上的信号乘以

$$\begin{aligned} \exp\left(-j \frac{2\pi f_a}{v} X_q\right), \text{ 即} \\ \sum_{l=1}^3 \mathbf{S}'(\mathbf{f}_a(l)) &= \sum_{l=1}^3 \mathbf{S}(\mathbf{f}_a(l)) \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi f_a}{v} X_2\right), \right. \\ &\quad \left. \exp\left(-j \frac{2\pi f_a}{v} X_3\right) \right]^T \\ &= \sum_{l=1}^3 S_1(\mathbf{f}_a(l)) \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_a(l)}{v} X_2\right), \right. \\ &\quad \left. \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_a(l)}{v} X_3\right) \right]^T \cdot \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi f_a}{v} X_2\right), \right. \\ &\quad \left. \exp\left(-j \frac{2\pi f_a}{v} X_3\right) \right]^T \\ &= \sum_{l=1}^3 S_1(\mathbf{f}_a(l)) \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(l)}{v} X_2\right), \right. \\ &\quad \left. \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(l)}{v} X_3\right) \right]^T \\ &= \sum_{l=1}^3 S_1(\mathbf{f}_a(l)) \mathbf{z}'(\theta(l)) \end{aligned} \quad (15)$$

其中 \cdot 表示向量的点乘, $\mathbf{z}'(\theta(l)) = \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(l)}{v} X_2\right), \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(l)}{v} X_3\right) \right]^T$ 为新的导向矢量。这样对于每个频率点上的信号, 3 个相位中心构成的阵列的方向矩阵都相同。可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [\mathbf{z}'(\theta(1)), \mathbf{z}'(\theta(2)), \mathbf{z}'(\theta(3))] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(1)}{v} X_2\right) & \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(2)}{v} X_2\right) & \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(3)}{v} X_2\right) \\ \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(1)}{v} X_3\right) & \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(2)}{v} X_3\right) & \exp\left(j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(3)}{v} X_3\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

如图 6 所示, 在后面的空域滤波时就相当于将 $f_a - \sin \theta$ 二维平面里倾斜的直线扳直了(注意: 这里只是在空域滤波的意义上将 $f_a - \sin \theta$ 二维平面里倾斜的直线扳直了, 事实上并不能真正的将 $f_a - \sin \theta$ 二维平面的倾斜的直线扳直), 对每个频率点就可以使用相同的滤波权向量。

这时, 对频率点 f_a , 各模糊频率分量 $\mathbf{f}_a(l)$ 仅仅对应一个空间角度, 即所有 $\mathbf{f}_a(l)$ 对应的空间角度为 $\mathbf{f}_a(l) = \mathbf{f}_c(l) + f_a$, $f_a = 0$ 时对应的空间角度 $\theta(l)$, 其中 $l = 1, 2, 3$ 。而且这 3 个角度对应的 3 个导向矢量都可以由 \mathbf{f}_c 的值来求出, 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(\mathbf{f}_a) &= [\mathbf{z}(\mathbf{f}_a(1)), \mathbf{z}(\mathbf{f}_a(2)), \mathbf{z}(\mathbf{f}_a(3))]^T \\ &= [\mathbf{z}(\mathbf{f}_c(1)), \mathbf{z}(\mathbf{f}_c(2)), \mathbf{z}(\mathbf{f}_c(3))]^T = \mathbf{A} \end{aligned} \quad (17)$$

此时, 各多普勒通道可以进行相同的滤波。

对某一多普勒频率点的一组模糊数值 \mathbf{f}_a 中提取所需要的值 $\mathbf{f}_a(l)$, 设权矢量为

$$\mathbf{W}_l = [w_{l1}, w_{l2}, w_{l3}]^T \quad (18)$$

其响应对 \mathbf{f}_a 的第 l 个分量的输出为 1, 其它不输出, 取 $\mathbf{H}_l = [h_{l1}, h_{l2}, h_{l3}]^T$, 其中 $h_{ll} = 1$, 其它 $h_{li} = 0$, $i \neq l$, 则有

$$\begin{bmatrix} e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(1)}{v} X_1} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(2)}{v} X_1} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(3)}{v} X_1} \\ e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(1)}{v} X_2} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(2)}{v} X_2} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(3)}{v} X_2} \\ e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(1)}{v} X_3} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(2)}{v} X_3} & e^{j \frac{2\pi \mathbf{f}_c(3)}{v} X_3} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{l1} \\ w_{l2} \\ w_{l3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{l1} \\ h_{l2} \\ h_{l3} \end{bmatrix} \quad (19)$$

即

$$\mathbf{Z}(\mathbf{f}_a) \mathbf{W}_l = \mathbf{H}_l \quad (20)$$

针对某一多普勒频率点滤波时, 权矢量的解为

$$\mathbf{W}_l = \mathbf{Z}^{-1}(\mathbf{f}_a) \mathbf{H}_l \quad (21)$$

其中 $^{-1}$ 表示矩阵求逆操作。

于是将 l 从 1 变到 3, 将式(15)矢量与各多普勒频率滤波权矢量 \mathbf{W}_l 相乘, 可得第 l 个模糊多普勒频率的信号, 而将模糊解开,

$$\mathbf{S}'(\mathbf{f}_a(l)) = \mathbf{S}'(\mathbf{f}_a)^T \mathbf{W}_l = S_l(\mathbf{f}_a(l)), \quad l = 1, 2, 3 \quad (22)$$

则在频率点 f_a 处模糊了 3 次的信号经过解模糊操作后, 它的各频率分量可以组合为方位多普勒不模糊的信号:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}'(\mathbf{f}_a) &= [S'(\mathbf{f}_a(1)), S'(\mathbf{f}_a(2)), S'(\mathbf{f}_a(3))]^T \\ &= [S'(\mathbf{f}_a)^T \mathbf{W}_1, S'(\mathbf{f}_a)^T \mathbf{W}_2, S'(\mathbf{f}_a)^T \mathbf{W}_3]^T \\ &= [S_1(\mathbf{f}_a(1)), S_1(\mathbf{f}_a(2)), S_1(\mathbf{f}_a(3))]^T \end{aligned} \quad (23)$$

6 仿真实验

下面进行仿真, 沿航向分布有两颗卫星, 卫星高度 785km, 星下点到场景中心的距离为 519km, 卫星速度为 7200m/s, 两卫星相位中心的实际坐标位置为 -0.5m , 360.9m , 经过大阵变小阵^[11-13], 卫星方位向相位中心的位置

坐标可以取为-0.5m, 0.9m。雷达参数如表 1 所示^[13,15]

表 1 雷达参数设置

雷达波长	脉冲宽度	带宽	采样频率	PRF	天线长度
0.03m	10 μs	60MHz	60MHz	2000Hz	2.4m

其中, 卫星1发射负调频信号, 卫星2发射正调频信号。单颗卫星接收回波的多普勒带宽为 $B_d = 2f_{d\max} = 2(2v \sin \theta / \lambda) = 6000\text{Hz}$, 在最小天线面积的限制下, 为了保证距离不模糊, 这里取 $\text{PRF} = 2000\text{Hz} = B_d / 3$, 从而方位多普勒模糊了3次。下面是对场景中5个点的仿真结果。为了减小运算量, 仿真场景宽度取为1000m, 5个点在场景坐标系中的坐标取为 $[-200, 0, 0; 0, 0, 0; 200, 0, 0; 0, 200, 0; -200, 0]$, 单位米。图7是仿真结果。

图 7(a)和图 7(b)为单颗小卫星的成像结果。在方位上, 多普勒会重叠 3 次, 从图 7(a)可以看到, 多普勒模糊在二维成像图中表现为一个目标点分散成了 3 个点, 点目标除了在正确的方位位置上出现外, 还会在这个方位位置的左右各出现 1 次。

图 7(c)和图 7(d)为通过多相位中心直接提高方位采样后的成像结果。由于 1 个脉冲重复周期里小卫星所走过的距离为 $v / \text{PRF} = 3.6\text{m}$, 以 1 颗小卫星的方位位置为参考, 两颗小卫星沿航向分布所得的 3 个等效相位中心的理想分布为 $[0, 1.2, 2.4]\text{m}$, 而实际的分布为 $[0, 0.7, 1.4]\text{m}$, 不满足式(4), 所以这时的成像结果就很差, 在图 7(d)中可以看到, 方位模糊只被抑制了约 10dB, 达不到解模糊的要求, 这样在图 7(c)中就仍然表现为目标点存在复制现象。

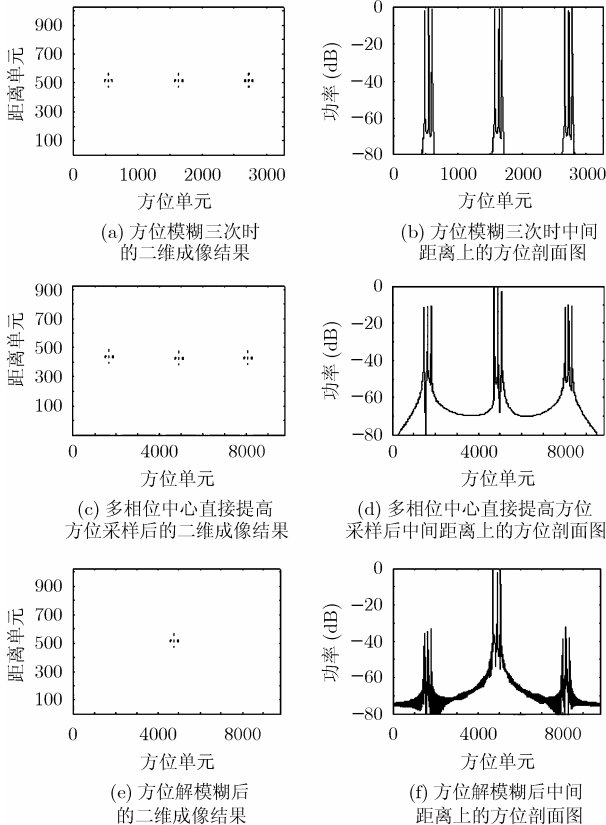


图 7 仿真结果

图 7(e)和图 7(f)为用本文方法解方位模糊后的成像结果。从图 7(f)中可以看到, 雷达回波数据在方位上取得了好的压缩效果, 方位上的模糊被抑制到约比主瓣低 30dB 的水平,而且各个目标点在方位上都得到了理想的脉冲压缩结果。表现在图 7(e)中, 可以得到正确的二维成像结果。

7 结束语

分布式小卫星雷达系统中的方位模糊是一个必须解决的问题。本文针对沿航向的两颗卫星构成的系统, 提出通过发射同中心频率的正负线性调频信号, 首先在方位上形成 3 个等效相位中心, 这样就有可能解最多 3 个方位模糊; 其次, 对于小卫星沿方位分布非理想的情况, 提出了简化滤波权矢量计算的空域滤波法解方位模糊, 通过相位补偿, 将要计算多次的空域滤波权矢量简化到只要计算一次。仿真结果验证了本文方法的有效性。

参考文献

- [1] Cantafio L J(Ed.). Space-Based Radar Handbook. Boston: Artech House, 1989: 127-132.
- [2] 魏钟铨等著. 合成孔径雷达卫星 [M]. 北京: 科学出版社, 2001年(空间信息获取与处理系列专著): 1-8.
- [3] 周荫清, 徐华平, 陈杰. 分布式小卫星合成孔径雷达研究进展. 电子学报, 2003, 31(12A): 1939-1944. Zhou Yin-qing, Xu Hua-ping, and Chen Jie. Research progress of distributed small satellites synthetic aperture radar. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12A): 1939-1944.
- [4] 雷万明, 刘光炎, 黄顺吉. 分布式卫星 SAR 的波束形成和多视处理成像. 电子与信息学报, 2002, 24(11): 1620-1626. Lei Wan-ming, Liu Guang-yan, and Huang Shun-ji. The imaging of distributed satellite sar system using beamforming and multi look. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(11): 1620-1626.
- [5] Martin M and Michael J. Distributed satellite missions and technologies—The TechSat 21 Program. AIAA Space Technology Conference & Exposition Sept. 1999 Albuquerque, NM, AIAA-99-4479: 28-30.
- [6] Martin M and Kilberg S. TechSat 21 and revolutionizing space missions using microsattellites. Proc.15th.AIAA/USU Conference on Small Satellites, Logan, Utah, 2001: SSC01-1-3.
- [7] Massonnet D. Capabilities and limitations of the interferometric cartwheel. *IEEE Trans. on GRS*, 2001, 39(3): 506-520.
- [8] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR. *IEE Proc.-Radar, Sonar Navig*, 1992, 139(2): 122-135.
- [9] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR and range ambiguity. Proceedings of Radar 97,

- Edinburgh, UK, October 1997: 248–252.
- [10] Li F K and Johnson W T K. Ambiguities in spaceborne synthetic aperture radar systems. *IEEE Trans. on AES*, 1983, 19(3): 389–397.
- [11] 李真芳, 邢孟道, 王彤, 保铮. 分布式小卫星 SAR 实现全孔径分辨率的信号处理. *电子学报*, 2003, 31(12): 1800–1804.
Li Zhen-fang, Xing Meng-dao, Wang Tong, and Bao Zheng. Distributed Small Satellites SAR Signal Processing for Achieving Full Azimuth Resolution. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1800–1804.
- [12] Aguttes J P. The SAR train concept: Required antenna area distributed over N smaller satellites, Increase of performance by N. IGARSS 2003, Toulouse, France: 542–544.
- [13] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Digital beamforming and non-uniform displaced phase centre sampling in bi- and multistatic SAR. EUSAR, Ulm, Germany, 2004: 563–566.
- [14] Carrara W G, Goodman R S, and Majewski R M. *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*, Boston: Artech House, 1995: 423–424.
- [15] Younis M, Fischer C, and Wiesbech W. Digital beamforming in SAR systems. *IEEE Trans. on GRS*, 2003, 41(71): 1735–1739.
- 井 伟: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为雷达成像.
邢孟道: 男, 1975 年生, 教授, 博士生导师, 研究领域为雷达成像和目标识别.
保 铮: 男, 1927 年生, 教授, 中科院院士, 博士生导师, 研究领域为信号处理和雷达系统.