

星载多站方位多通道高分辨宽测绘带 SAR 成像

杨桃丽* 李真芳 刘艳阳 保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室 西安 710071)

摘 要: 结合数字波束形成技术, 星载方位多通道合成孔径雷达(SAR)系统可以克服最小天线面积限制, 实现高分辨宽测绘带(High Resolution and Wide Swath, HRWS)SAR 成像。结合多站 SAR 系统即可实现高分辨干涉合成孔径雷达(Interferometric SAR, InSAR)地形测绘。该文通过分析星载多站模式下各接收通道接收回波的信号模型, 推导得到了其相对于参考接收通道接收回波的通用相位补偿公式, 该公式同时补偿了由沿航向和垂直航向基线引起的相位误差, 然后对基于最优 Capon 法的多相位中心解模糊成像的保相性进行了分析证明, 由此得到了解模糊后每个方位时刻回波所对应的卫星轨道信息, 为后续干涉处理及目标定位等奠定基础, 最后利用地球椭球模型仿真的星载双通道多普勒模糊回波数据验证了该文方法的有效性。

关键词: 星载合成孔径雷达; 高分辨宽测绘带; 多站; 多通道; 最优 Capon 法

中图分类号: TN957.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)09-2103-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00097

HRWS Imaging for Space-borne Multi-static SAR System with Along-track Multi-channel

Yang Tao-li Li Zhen-fang Liu Yan-yang Bao Zheng

(National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Incorporated with digital beamforming processing, along-track multi-channel spaceborne SAR systems are promising in High-Resolution and Wide-Swath (HRWS) imaging by overcoming the minimum antenna area constraint. In this paper, a common phase compensating equation for multi-static space-borne SAR systems is given. Then, it is proved that the optimum capon method can keep the phase quality, and the orbit parameters of each sample are obtained for the following SAR interferometry processing and target locating. Finally, the proposed method is validated using the simulated data based on the ellipse earth model.

Key words: Space-borne Synthetic Aperture Radar (SAR); High-Resolution Wide-Swath (HRWS); Multi-static; Multi-channel; Optimum Capon method

1 引言

传统星载单通道合成孔径雷达存在最小天线面积限制, 宽距离测绘带和高方位分辨率是一对难以调和的矛盾。星载多通道 SAR 系统采用数字波束形成技术(Digital Beamforming, DBF)^[1]可以有效地突破此限制, 结合多站 SAR 系统可用于高分辨 InSAR 地形测绘等。针对方位多通道 SAR 系统, 文献[2,3]根据回波信号的频谱特性提出了频谱重构的方法, 在各通道特性一致的情况下得到了很好的成像结果。文献[4]采用空时自适应处理的思想, 通过最优 Capon 波束形成法对回波信号进行多普勒模糊抑制从而得到高分辨宽测绘带 SAR 图像, 文献[5]

利用地面实验系统验证了空时自适应处理法较其它算法更加稳健有效。以上方法均通过一定的近似假设认为各接收通道接收的回波可等效为参考接收通道接收回波的时延, 但并未给出详细通用的等效方法, 且均假设发射通道与各接收通道沿航向分布^[2,4,6], 也未给出解模糊后每个方位时刻采样回波所对应的轨道信息, 即未对解模糊方法的保相性进行分析, 而这些对于后续干涉处理及目标定位具有很重要的作用。文献[7]基于斜平面推导了发射通道与接收通道在同一直线上的 2 维双基多相位中心成像模型, 但未考虑 3 维空间下的成像模型, 如发射通道与接收通道存在垂直航向基线, 或各接收通道间存在较小的垂直航向基线等情况。对于分布式卫星高分辨干涉合成孔径雷达来说, 例如绕飞模式, 主星发射信号, 主辅星同时接收回波, 且主辅星间存在较大的垂直航向基线, 此时应如何建立多相位中

2012-02-06 收到, 2012-04-18 改回

国家自然科学基金(60802074, 41001282, 40871205)资助课题

*通信作者: 杨桃丽 taoliyang87@163.com

心成像模型, 上述文献并未考虑。基于此, 本文首先通过建立发射通道和各接收通道在地心固连坐标系下的信号模型, 推导得到通用的回波信号相位补偿公式, 并给出相位补偿后残余的相位误差, 特别需要强调的是该补偿公式包含了由各接收通道间垂直航向的基线引入的相位误差。然后基于最优Capon法对多通道解模糊的保相性和保幅性进行了分析证明, 从而得到解模糊后每个方位时刻回波所对应的卫星轨道信息, 为后续干涉处理及目标定位奠定了基础。最后计算机仿真实验证明了本文所述方法的有效性。

2 信号模型

如图1所示, 本文采用地心固连坐标系对多站多相位中心SAR成像进行分析, 为了模型的通用性, 在此不区分主辅星, 而用发射通道和接收通道代替, 并假设各接收通道速度相同且恒定, 各接收通道间的间距恒定(例如, 同一卫星平台上的多通道系统)。假设发射通道的速度为 \mathbf{v}_m , 各接收通道的速度为 \mathbf{v}_s , 目标点位置为 \mathbf{T} , 发射通道零多普勒时刻的空间坐标位置为 \mathbf{p}_{m0} , 此时发射通道离目标点最近, 斜距为 $\mathbf{r}_{m0} = \mathbf{T} - \mathbf{p}_{m0}$, 参考接收通道(例如离发射通道最近的接收通道)的坐标位置为 \mathbf{p}_{s0} , 其与发射通道的基线为 \mathbf{b}_0 , 距目标点的斜距为 $\mathbf{r}_{s0} = \mathbf{r}_{m0} - \mathbf{b}_0$ 。时刻 t 时, 发射通道的空间坐标位置为 $\mathbf{p}_m(t)$, 其距目标点的瞬时斜距矢量为 $\mathbf{r}_m(t)$, 参考接收通道的空间坐标位置为 $\mathbf{p}_{s1}(t)$, 其距目标点的瞬时斜距矢量为 $\mathbf{r}_{s1}(t)$, 第 i ($1 \leq i \leq M$, M 为接收通道数)个接收通道的空间坐标位置为 $\mathbf{p}_{si}(t)$, 其与参考接收通道的基线为 \mathbf{b}_i , 距目标点的瞬时斜距为 $\mathbf{r}_{si}(t)$, 且 $\mathbf{r}_{si}(t) = \mathbf{r}_{s1}(t) - \mathbf{b}_i$ 。

由此我们得到参考接收通道接收回波信号为

$$s_1(\tau, t) = \sigma(x, y, z) g_1(t) h\left(\tau - \frac{r_1(t)}{c}\right) e^{-j\frac{2\pi r_1(t)}{\lambda}} \quad (1)$$

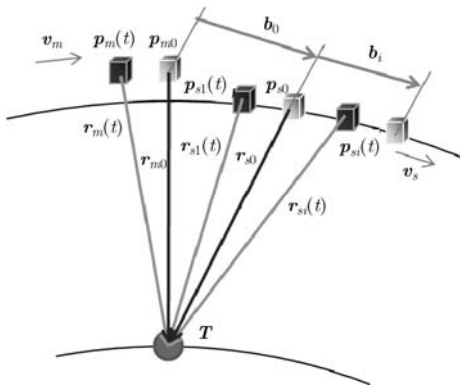


图1 成像几何模型

其中

$$\begin{aligned} r_1(t) &= \|\mathbf{r}_m(t)\| + \|\mathbf{r}_{s1}(t)\| \\ &= \|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot t\| + \|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot t\| \end{aligned} \quad (2)$$

$\|\cdot\|$ 表示向量取模, t 表示方位慢时间, τ 表示距离快时间, c 是光速, λ 为工作波长, $\sigma(x, y, z)$ 表示地面单元 (x, y, z) 处目标的复反射系数, $g_1(t)$ 表示发射通道和参考接收通道的联合天线方向图, $h(\tau)$ 为发射脉冲。这里, 假设卫星速度为常数, 但其并不影响后续公式推导的合理性, 证明略。

相应地, 第 i 个接收通道的接收回波信号为

$$s_i(\tau, t) = \sigma(x, y, z) g_i(t) h\left(\tau - \frac{r_i(t)}{c}\right) e^{-j\frac{2\pi r_i(t)}{\lambda}} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} r_i(t) &= \|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot t\| + \|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot t - \mathbf{b}_i\| \\ &= \left\| \mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot \left(t + \frac{\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{b}_i}{2|\mathbf{v}_s|^2} \right) + \mathbf{v}_m \cdot \frac{\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{b}_i}{2|\mathbf{v}_s|^2} \right\| \\ &\quad + \left\| \mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot \left(t + \frac{\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{b}_i}{2|\mathbf{v}_s|^2} \right) + \mathbf{v}_s \cdot \frac{\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{b}_i}{2|\mathbf{v}_s|^2} - \mathbf{b}_i \right\| \\ &= \left(\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\|^2 + 2[\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i) + \|\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|^2 \right)^{1/2} \\ &\quad + \left(\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\|^2 + 2[\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i) + \|\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i\|^2 \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (4)$$

$\Delta t_i = \frac{\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{b}_i}{2|\mathbf{v}_s|^2}$, $g_i(t)$ 表示发射通道和第 i 个接收通道的联合天线方向图, 通常情况下, 我们认为 $g_i(t) = g_1(t) = g(t)$, 即各接收通道的天线方位图相同。

对式(4)进行一阶泰勒展开(其近似误差由图2可知可忽略)得

$$\begin{aligned} r_i(t) &\approx \|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\| \\ &\quad + \frac{[\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i)}{\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ &\quad + \frac{\|\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ &\quad + \|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\| \\ &\quad + \frac{[\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i)}{\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ &\quad + \frac{\|\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\|} \end{aligned} \quad (5)$$

即

$$r_i(t) \approx r_1(t + \Delta t_i) + \Delta r_i(t) \quad (6)$$

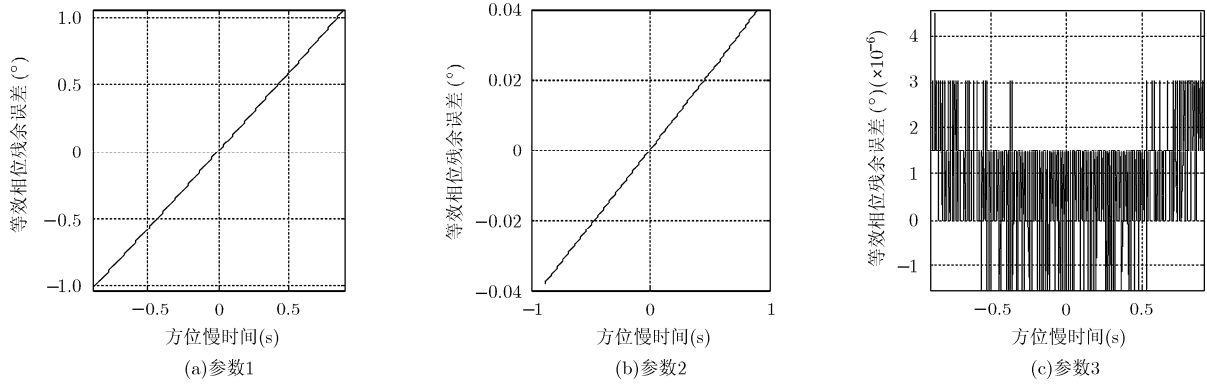


图2 等效相位补偿后的残余相位误差

其中

$$\begin{aligned} \Delta r_i(t) = & \frac{[\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i)}{\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ & + \frac{\|\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ & + \frac{[\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)] \cdot (\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i)}{\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\|} \\ & + \frac{\|\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot (t + \Delta t_i)\|} \end{aligned} \quad (7)$$

通常情况下， $\Delta r_i(t)$ 小于一个距离采样单元，这样就有

$$s_i(\tau, t) \approx s_1(\tau, t + \Delta t_i) e^{-j \frac{2\pi \Delta r_i(t)}{\lambda}} \quad (8)$$

若 $\Delta r_i(t)$ 过大可先对各接收通道回波数据进行距离向配准，然后得到式(8)。从式(8)中可以看出，补偿一个相位 $2\pi \Delta r_i(t) / \lambda$ 后，第 i 个接收通道接收回波可等效看作为参考接收通道接收回波的时延，且该时延只与接收通道间距有关。从式(7)中可以看出该补偿相位是一个随时间和目标位置变化的量。在实际情况下，由于回波信号发生了多普勒模糊，我们无法对此进行精确补偿，实验证明，只需对回波数据补偿一个常数相位即可达到处理要求(当场景沿方位向起伏较大时，我们也可对方位向进行分块补偿)，补偿相位值为

$$\begin{aligned} \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r_i(t) \approx & \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r_i = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{(\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i) \cdot (\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i)}{\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|} \right. \\ & + \frac{\|\mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{m0} - \mathbf{v}_m \cdot \Delta t_i\|} \\ & + \frac{(\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i) \cdot (\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i)}{\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i\|} \\ & \left. + \frac{\|\mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i - \mathbf{b}_i\|^2}{2\|\mathbf{r}_{s0} - \mathbf{v}_s \cdot \Delta t_i\|} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

值得说明的是，式(9)同时补偿了由各接收通道间沿航向和垂直航向基线引起的相位差。另外，各接收通道间垂直航向基线引起的相位差也可通过通道误差估计方法来给予补偿^[8,9]。

根据式(6)和式(9)得到补偿常数相位后残余的相位误差为

$$\frac{2\pi}{\lambda} \Delta r_{\text{error}_i}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} [r_i(t) - r_1(t + \Delta t_i) - \Delta r_i] \quad (10)$$

对于高分辨 SAR 图像来说通常要求该残余相位误差最大不超过 $\pi/4$ 。

图2给出了几种不同情况下补偿常数相位后的残余相位误差，仿真参数如表1所示，表中所示坐标位置均为地心固连坐标系下所测得的坐标位置，轨道高度和平台速度为波束照射时间范围内(约2s)的轨道平均高度和卫星平台平均速度。参数1中的参考接收通道与发射通道的沿航向基线大约为500m，垂直航向基线大约为800m，第*i*个接收通道与参考接收通道的沿航向基线大约为100m，垂直航向基线约为0。参数2中的参考接收通道与发射通道的沿航向基线大约为500m，垂直航向基线大约为800m，第*i*个接收通道与参考接收通道的沿航向基线大约为3.75m，垂直航向基线约为0。参数3中的参考接收通道与发射通道的沿航向基线大约为1.875m，垂直航向基线约为0，第*i*个接收通道与参考接收通道的沿航向基线大约为1.875m，垂直航向基线约为0。从图中可以看出，经过适当的相位补偿后，残余相位误差可以忽略，这样就可将各接收通道的接收回波等效为参考接收通道接收回波的时延，然后再采用最优Capon法等多普勒解模糊方法得到无模糊的高分辨宽测绘带SAR图像。

此外，从式(9)可以看出，相位补偿值随距离和高程而变化，即存在距离空变性及高程空变性。在表1所示的仿真参数条件下，对整个回波补偿一个常数相位值(由场景中心斜距决定)后，若接收通道间

表 1 仿真参数

	参数 1	参数 2	参数 3
轨道高度(km)	793	793	793
波长(m)	0.0556	0.0556	0.0556
接收天线方位尺寸(m)	3.75	3.75	3.75
b_0 (m)	[-500, 241, -763]	[-500, 241, -763]	[-0.64, -1.23, 1.26]
b_i (m)	[34, 66, -67]	[1.28, 2.46, -2.52]	[1.28, 2.46, -2.52]
场景中心斜距(km)	915	915	915
发射通道平台速度(m/s)	7542.1	7542.1	7542.1
接收通道平台速度(m/s)	7541.7	7541.7	7542.1

垂直航向基线为 0, 距离空变(场景宽度为 30 km)引起的最大相位误差分别为 2.6° , 0.1° , 0.00015° , 高程空变(目标高程变化 1000 m)所引起的最大相位误差分别为 1.2° , 0.05° , 0.00002° ; 若接收通道间垂直航向基线为 0.1 m, 距离空变引起的相位误差均达到 8° , 高程空变所引起的最大相位误差分别为 1.5° , 0.4° , 0.315° ; 若接收通道间垂直航向基线为 1 m, 距离空变引入相位误差均达到 80° , 高程空变所引起的最大相位误差分别为 4.5° , 3.2° , 3.15° 。由此可知, 当接收通道间垂直航向基线较小时, 距离空变和高程空变引入的相位误差较小; 当接收通道间垂直航向基线较大时, 距离空变和高程空变引入的相位误差则不容忽略, 这可在距离压缩后借助粗数字高程模型(DEM)对不同的距离单元分别进行补偿。具体操作时可根据不同距离单元斜距, 结合 DEM 利用牛顿迭代法对目标进行粗定位, 由此得到目标与卫星的斜距 r_{m0} 和 r_{s0} , 然后再根据式(9)计算得到补偿相位值。为了减小运算量也可对距离进行分块处理。

3 成像等效相位中心

通过上节的相位补偿后, 各接收通道接收回波均可等效为参考接收通道接收回波的时延。下面分析采用空时自适应最优 Capon 法^[4]解模糊处理后得到的 SAR 图像的保相性, 由此得到解模糊后每个方位时刻回波所对应的卫星轨道信息, 这是后续干涉处理及目标定位等的基础。假设经相位补偿后, 第 i 个接收通道的接收回波在距离-多普勒域可表示为

$$S_i(\tau, f_d) = \sum_{l=-L}^L S_1(\tau, f_d + l \cdot f_r) e^{j2\pi\Delta t_i(f_d + l \cdot f_r)} + N_i(\tau, f_d) \quad (11)$$

其中 $L = (N - 1)/2$, N 为多普勒模糊次数(即回波信号主值区间内的多普勒带宽与脉冲重复频率之比), 在系统设计时应保证 $N \leq M$, f_d 为多普勒频率, f_r 为脉冲重复频率, $S_1(\tau, f_d + l \cdot f_r)$ 为参考接收通道接收回波, $N_i(\tau, f_d)$ 为第 i 个接收通道的噪声, 为简化公式表达, 我们分别把 $S_i(\tau, f_d)$, $S_1(\tau, f_d)$

$+l \cdot f_r$) 和 $N_i(\tau, f_d)$ 简写为 S_i , $S_{1,l}$ 和 N_i 。

假设要提取的多普勒谱分量为 S_{1,l_0} ($-L \leq l_0 \leq L$), 其余谱分量 $S_{1,l}$ ($-L \leq l \leq L$, 且 $l \neq l_0$) 称为干扰谱分量, 重写式(11)得

$$S_i = S_{1,l_0} e^{j2\pi\Delta t_i(f_d + l_0 \cdot f_r)} + \sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l} e^{j2\pi\Delta t_i(f_d + l \cdot f_r)} + N_i \quad (12)$$

用矢量形式表达距离-多普勒单元的输出信号为

$$\mathbf{s} = S_{1,l_0} \mathbf{p}_{l_0} + \sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l} \mathbf{p}_l + \mathbf{n} \quad (13)$$

式中

$$\mathbf{s} = [S_1, S_2, \dots, S_M]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{n} = [N_1, N_2, \dots, N_M]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{p}_{l_0} = [1, e^{j2\pi\Delta t_2(f_d + l_0 \cdot f_r)}, \dots, e^{j2\pi\Delta t_M(f_d + l_0 \cdot f_r)}]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{p}_l = [1, e^{j2\pi\Delta t_2(f_d + l \cdot f_r)}, \dots, e^{j2\pi\Delta t_M(f_d + l \cdot f_r)}]^T \quad (17)$$

最优 Capon 法的权矢量必须满足如下约束:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{p}_{l_0} &= 1 \\ \min_w \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{opt}} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_{l_0} \mathbf{p}_{l_0}^H + \sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l}^2 \mathbf{p}_l \mathbf{p}_l^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \\ &= S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_{l_0} \mathbf{p}_{l_0}^H + \mathbf{R}_{J_n} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\mathbf{R}_{J_n} = \sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l}^2 \mathbf{p}_l \mathbf{p}_l^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (20)$$

$E[\bullet]$ 表示统计平均, \mathbf{I} 为单位矩阵, σ_n^2 表示噪声功率。由此获得的最优权矢量为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_{l_0}}{\mathbf{p}_{l_0}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_{l_0}} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_{l_0} \quad (21)$$

其中 $\mu = 1/(\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_0)$, $[\cdot]^{-1}$ 表示矩阵求逆。利用矩阵求逆定理得

$$\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}_{J_n}^{-1} - \frac{S_{1,l_0}^2 \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1}}{1 + S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_0 &= \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0 - \frac{S_{1,l_0}^2 \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0}{1 + S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \\ &= \frac{\mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0}{1 + S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_0 = \frac{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0}{1 + S_{1,l_0}^2 \mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \quad (24)$$

将式(23)和式(24)代入式(21)得

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_0}{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_0} = \frac{\mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0}{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \quad (25)$$

即在理想情况下利用 \mathbf{R} 和 \mathbf{R}_{J_n} 所求得的最优权矢量相同。对 \mathbf{R}_{J_n} 进行特征分解得

$$\mathbf{R}_{J_n} = \sum_{k=1}^M \lambda_k \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \quad (26)$$

其中特征值按顺序 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{N-1} \geq \lambda_N = \dots = \lambda_M = \sigma_n^2$, 由于回波信号的 $N-1$ 个干扰谱分量来自不同的视角, 显然是不相关的, 因此特征向量构成标准的正交向量组^[10], 即

$$\left. \begin{aligned} &\left\{ \begin{aligned} &\mathbf{u}_k^H \mathbf{u}_q = 0, \quad k \neq q \\ &\mathbf{u}_q^H \mathbf{u}_q = 1, \quad \text{其它} \end{aligned} \right., \quad 1 \leq k, q \leq M \\ &\sum_{k=1}^M \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H = \mathbf{I} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

\mathbf{R}_{J_n} 的 $N-1$ 个大特征值对应 $N-1$ 个模糊谱分量, 对应的 $N-1$ 个特征向量构成的子空间称为信号子空间, 与干扰谱分量的导向矢量张成的子空间为同一子空间。另外 $M-N+1$ 个相等的特征值为噪声特征值, 对应的特征向量构成噪声子空间。由此可得 \mathbf{R}_{J_n} 的逆

$$\mathbf{R}_{J_n}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\sum_{k=1}^{N-1} \frac{\sigma_n^2}{\lambda_k} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H + \sum_{k=N}^M \frac{\sigma_n^2}{\lambda_k} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \right) \quad (28)$$

通常情况下回波信号功率远大于噪声功率, 由 $\lambda_k \gg \sigma_n^2$ ($k \leq N-1$) 和 $\lambda_k = \sigma_n^2$ ($k > N-1$) 得

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{opt}} &= \frac{\mu}{\sigma_n^2} \sum_{k=N}^M \frac{\sigma_n^2}{\lambda_k} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{p}_0 \\ &= \frac{\mu}{\sigma_n^2} \sum_{k=N}^M \mathbf{u}_k^H \mathbf{p}_0 \mathbf{u}_k = \frac{\mu}{\sigma_n^2} \sum_{k=N}^M \rho_k \mathbf{u}_k \end{aligned} \quad (29)$$

其中 $\rho_k = \mathbf{u}_k^H \mathbf{p}_0$, 从上式可知权矢量 \mathbf{w}_{opt} 位于噪声子空间, 因此 \mathbf{p}_l 与 \mathbf{w}_{opt} 正交, 由此可得

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{s} &= \frac{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1}}{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \cdot \left(S_{1,l_0} \mathbf{p}_0 + \sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l} \mathbf{p}_l + \mathbf{n} \right) \\ &= \frac{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0}{\mathbf{p}_0^H \mathbf{R}_{J_n}^{-1} \mathbf{p}_0} \cdot S_{1,l_0} + \frac{\mu}{\sigma_n^2} \sum_{k=N}^M \rho_k \mathbf{u}_k^H \left(\sum_{\substack{l=-L \\ l \neq l_0}}^L S_{1,l} \mathbf{p}_l \right) \\ &\quad + \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \cdot \mathbf{n} = S_{1,l_0} + \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \cdot \mathbf{n} \end{aligned} \quad (30)$$

这样我们就可提取出谱分量 S_{1,l_0} , 且保持了原有信号的相位和幅度。同样地, 通过修改权矢量 \mathbf{w}_{opt} 我们可以提取出所有无模糊的多普勒谱分量 $[S_{1,-L}, \dots, S_{1,l}, \dots, S_{1,L}]$, 且各个谱分量均保持了原有的相位和幅度, 也就是说经过多普勒模糊抑制后的输出信号可等效为参考接收通道提高脉冲重复频率后接收的无模糊回波, 且每个方位时刻回波所对应的卫星轨道位置由参考接收通道的位置决定, 然后采用传统的 SAR 成像处理算法即可得到无模糊的高分辨宽测绘带 SAR 图像。SAR 图像的保相性为后续干涉处理提供了保证, 结合卫星轨道位置为目标定位提供了基础。

4 仿真结果

下面给出利用最优 Capon 法进行高分辨宽测绘带成像的仿真处理结果, 仿真参数如表 2 所示, 其中 H 表示轨道高度, λ 表示波长, $l_a \times l_r$ 表示天线尺寸大小(方位 \times 高度), PRF 表示脉冲重复频率, M 表示接收通道数, r_c 表示场景中心斜距, v_m 表示卫星速度, B_r 表示发射脉冲带宽, F_s 表示距离采样频率。仿真采用地球椭球模型, 仿真时间约为 2 s, 场景中安置了 9 个点目标, 各点目标间沿方位和距离大约相隔 1100 m 和 750 m。天线在天线坐标系下沿方位向均匀划分为两个接收通道, 即各接收天线尺寸为 7.5 m \times 5 m, 整个天线阵面发射宽波束信号, 各接收通道同时接收回波, 回波信号大约模糊 2 次。在实际仿真过程中, 接收通道间存在较小的垂直航向基线, 大约为 0.0011 m, 由此引入的相位误差为 14.5°, 这在第 2 节推导的相位补偿公式中已给予了补偿, 另外该相位误差还可采用通道误差估计与补偿技术进行补偿。图 3 给出了经多普勒解模糊前后的成像结果, 成像结果加矩形窗, 图 3(b)中的①~⑨分别对应表 3 中的 1~9 个点目标, 在利用式(9)进行相位补偿时, 我们并未考虑距离空变性。表 3 给出了各个点目标的处理评估结果, 其中 ρ_r 和 ρ_a 分别表示斜距分辨率和方位分辨率, PSLR_r 和 PSLR_a 分别表示距离和方位峰值旁瓣比, ISLR_r 和 ISLR_a 分别表示距离和方位积分旁瓣比, φ_{abs} 表示绝对相

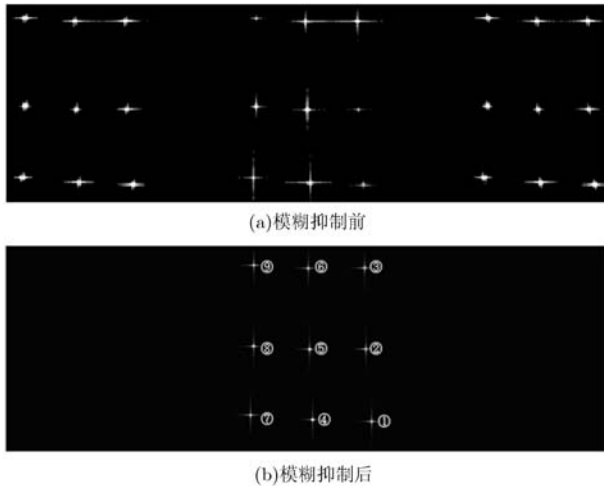


图3 两通道回波解模糊前后的 SAR 图像

位精度, φ_{rel} 表示相对相位精度。可以看出, 多普勒模糊得到了很好的抑制, 且相位精度得以保持, 保证了后续干涉处理及目标定位等。

5 结束语

宽测绘带高分辨 SAR 是星载合成孔径雷达的

发展趋势, 星载方位多通道 SAR 系统结合 DBF 技术能很好地进行多普勒模糊抑制, 从而得到无模糊的宽测绘带高分辨 SAR 图像。现有的多普勒模糊抑制方法均通过一定的相位补偿后近似认为各接收通道的接收回波可等效为参考接收通道接收回波的时延, 但并未给出通用的相位补偿公式, 且未考虑发射通道与接收通道存在垂直航向基线的情况, 而垂直航向基线在分布式高分辨干涉合成孔径雷达中具有重要意义。本文针对以上问题, 基于地球椭球模型给出了地心固连坐标系下的多站多通道 SAR 系统的通用相位补偿公式, 包括沿航向基线和垂直航向基线引起的相位变化, 同时也适用于其它常用的空间 3 维直角坐标系, 然后推导证明了最优 Capon 法解模糊的保相性和保幅性, 从而得到了解模糊后每个方位采样时刻所对应的卫星轨道信息, 为后续干涉处理和目标定位奠定了基础, 最后利用地球椭球模型下的星载回波仿真数据验证了本文方法的有效性。

表2 多通道回波信号仿真参数

H	λ	$l_a \times l_r$	PRF	M	r_c	v_m	B_r	F_s
793 km	0.05 m	15 m × 5 m	1000 Hz	2	963 km	7542.1 m/s	50 MHz	60 MHz

表3 点目标仿真处理结果

目标序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ρ_r (m)	2.67	2.67	2.67	2.69	2.67	2.67	2.67	2.67	2.67
ρ_a (m)	3.35	3.36	3.36	3.37	3.37	3.35	3.36	3.37	3.34
PSLR _r (dB)	-13.27	-13.26	-13.27	-13.26	-13.23	-13.26	-13.26	-13.25	-13.27
PSLR _a (dB)	-13.06	-13.06	-13.07	-13.30	-13.31	-13.40	-13.00	-13.00	-13.00
ISLR _r (dB)	-9.77	-9.77	-9.77	-9.78	-9.76	-9.77	-9.77	-9.76	-9.77
ISLR _a (dB)	-9.72	-9.71	-9.70	-9.76	-9.75	-9.75	-9.72	-9.72	-9.70
φ_{abs} (°)	-0.43	-0.66	-0.83	0.01	-0.09	-0.26	-0.34	-0.49	-0.72
φ_{rel} (°)					0.402				

参考文献

- [1] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR [J]. *IEEE Proceedings-F*, 1992, 139(2): 122-135.
- [2] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Ambiguous SAR signal reconstruction from non-uniform displaced phase center sampling[J]. *IEEE Geoscience Remote Sensing Letters*, 2004, 1(4): 260-264.
- [3] Laskowski P, Bordonni F, and Younis M. Antenna pattern compensation in multi-channel azimuth reconstruction algorithm [C]. *Proceedings of the Advanced RF Sensors and Remote Sensing Instruments*, The Netherlands, 2011: 1-10.
- [4] Li Z, Wang H, and Bao Z. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR system[J]. *IEEE Geoscience Remote Sensing Letters*, 2005, 2(1): 82-86.
- [5] Kim J, Younis M, Becker D, et al. Experimental performance analysis of digital beamforming on synthetic aperture radar [C]. *7th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Illinois, 2008: V176-V179.
- [6] Gebert N, Almeida F, and Krieger G. Airborne demonstration of multichannel SAR imaging[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2011, 8(5): 963-967.

- [7] Lai T, Dong Z, and Liang D N. Achieving HRWS images with space-borne bistatic SAR with multiple phase centers [C]. Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, USA, 2008: V180-V183.
- [8] 张磊, 全英汇, 邢孟道, 等. 一种子空间投影的高分辨宽测绘带SAR成像通道均衡方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(1): 1-6.
Zhang L, Qun Y, Xing M, *et al.* An SSP based channel calibration for high-resolution and wide-swath SAR imagery [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(1): 1-6.
- [9] Liu A, Liao G, Ma L, *et al.* An array error estimation method for constellation SAR systems [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2010, 7(4): 731-735.
- [10] 王永良, 丁前军, 李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009, 第2章.
- 杨桃丽: 女, 1987年生, 博士生, 研究方向为干涉合成孔径雷达成像.
- 李真芳: 男, 1977年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为干涉合成孔径雷达成像和地面动目标检测.
- 刘艳阳: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为干涉合成孔径雷达成像.
- 保 铮: 男, 1927年生, 教授, 博士生导师, 中国科学院院士, 研究领域为雷达信号处理和雷达系统等.