

分布式小卫星 SAR 多普勒解模糊成像

杨磊* 张磊 唐禹 邢孟道 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文结合实际卫星轨道及地球自转特性, 研究利用分布式小卫星丰富的空域信息解多普勒模糊, 从而解决宽场景成像和方位高分辨之间的矛盾。提出建立子孔径坐标系, 解决地球自转引起的星间回波不一致性并简化椭圆轨道的几何复杂性。建立子孔径坐标系包括两方面: 一是将成像几何模型转换到地球固定坐标系下分析, 此时地面场景静止, 卫星轨道等效旋转; 二是分孔径处理, 针对每个子孔径建立坐标几何, 经过误差补偿后小卫星轨道构型等效为固定基线且平行。对每个子孔径回波数据分别进行空域滤波解模糊处理后再进行孔径拼接, 同时结合传统星载 SAR 成像算法实现大场景高分辨成像。最后以 CARTWHEEL 模型为例进行仿真, 验证了该方法的有效性。

关键词: 分布式小卫星; 合成孔径雷达; 宽测绘带; 多普勒解模糊; 子孔径坐标系

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)02-0355-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00171

Doppler Ambiguity Suppression SAR Imaging Using Distributed Micro Satellites

Yang Lei Zhang Lei Tang Yu Xing Meng-dao Bao Zheng

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

Abstract: This paper focuses on the generation of wide-swath and high azimuth resolution image with the constellation of micro satellites in the condition of considering the effects of satellite ellipse orbit and earth rotation. The method of coordinate equivalent transformation to overcome the geometric complexity from ellipse orbit and earth rotation is proposed, which includes two aspects: the first is the transformation from earth inertial coordinate to earth fixed coordinate. In this way, the illuminated swath is still and the location vectors of satellites are equivalent rotating. The second is separation of the whole aperture into several sub-apertures and building the relative coordinates in which parallel tracks with constant baseline are obtained and the involved approximation error is numeric analyzed. The Doppler ambiguity is suppressed in every sub-aperture coordinate. Through assembling the sub-apertures, conventional algorithm can be applied to focus the wide-swath and high resolution image. Setting CARTWHEEL as an example, numeric simulation result confirms the validity of the method.

Key words: Distributed micro satellite; SAR; Wide swath; Doppler ambiguity suppression; Sub-aperture coordinate

1 引言

传统星载SAR由于受天线最小面积的限制, 宽场景成像和方位高分辨是相互矛盾的。解决该矛盾主要有两种体制: 一种为单星多天线体制, 另一种是分布式小卫星体制^[1,2]。两者的本质都是利用系统的多个相位中心对回波空域滤波完成信号的选择或重构, 进而实现高分辨率的宽场景成像。分布式小卫星雷达天线的俯仰宽度和方位长度一般要小于1 m×2 m, 距离和(或)多普勒模糊问题很难避免。本文讨论利用分布式小卫星编队解多普勒模糊, 实现

在低重复频率下, 利用其构型丰富的空域自由度对回波信号进行空域滤波实现多普勒不模糊。

在理想条件下, 等效相位中心处理的方法将各个子阵接收信号按顺序排列就能实现不模糊信号的重构^[3]。利用波束形成的方法实现对不同方向回波的选择, 进而抑制多普勒模糊的方法在文献[4]中首次介绍, 且此思路后续得到发展和改进^[5-7], 文献[5]介绍了针对分布式小卫星体制利用最大似然(ML)及最小均方(MMSE)滤波估计回波特性, 实现距离-多普勒解模糊。文献[8,9]利用信号多普勒和目标位置空间对应关系, 分别自适应和非自适应地从空时平面上对不同的空时谱分离提取, 实现多普勒解模糊处理。在信噪比较高时, 非自适应空域滤波可以得到理论最优的解模糊结果, 而在信噪比较低时,

2010-03-01 收到, 2010-09-02 改回

高校基本科研业务费(JY10000902026)资助课题

*通信作者: 杨磊 xdtthomasyl@gmail.com

自适应滤波可以得到相对较好的结果。文献[10]提出了利用扩谱波形来实现在空间非均匀采样下的多普勒解模糊操作。

实际上,区别于单星多通道体制,分布式小卫星存在大的动态基线。通过分析可知,沿航向基线较大时,地球自转引起的每个接收通道的回波特性的不一致不可忽略。同时卫星轨道弧形椭圆特性也给波束形成时基线的确定带来了困难。现有的文献多以简化的理想模型为论述基础,忽略了这些“非理想”的因素。本文将以星载几何构型为基础,讨论地球自转对分布式小卫星构型的影响,在地球惯性坐标系下对构型进行等效;然后提出对回波数据分孔径并建立对应的坐标系,将卫星椭圆轨道等效为平行直线轨道且基线分段固定,在此基础上利用空域滤波的方法解多普勒模糊实现宽场景高分辨成像。

2 分布式小卫星几何

本文讨论利用分布式小卫星阵列解多普勒模糊,对沿航向的多个相位中心对应的多通道回波进行空域滤波处理实现大场景方位高分辨成像。简便起见,以同航线小卫星阵列为例建立回波信号模型。假设在合成孔径时间内星1和星2以一定的“基线角” Δf 同轨并以一定角速度运行,如图1所示。假设在 t 时刻,地球表面目标点位置矢量为 $\mathbf{R}_p(t)$,小卫星在地球惯坐标系下的位置矢量分别为 $\mathbf{R}_{S1}(t)$ 和 $\mathbf{R}_{S2}(t)$,且有 $\mathbf{R}_{S2}(t) = \mathbf{R}_{S1}(t - \Delta t)$,其中 $\Delta t = \Delta f / \omega_s$, ω_s 为卫星运行角速度,则目标点相对卫星的斜距历史分别为

$$R_1(t) = |\mathbf{R}_p(t) - \mathbf{R}_{S1}(t)|, R_2(t) = |\mathbf{R}_p(t) - \mathbf{R}_{S2}(t)| \quad (1)$$

考虑将位置矢量转换到地球固定坐标系下表达,则目标点位置固定为 $\mathbf{R}_p(0)$,卫星位置矢量分

别为

$$\mathbf{P}_{S1}(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{R}_{S1}(t), \mathbf{P}_{S2}(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{R}_{S2}(t) \quad (2)$$

$$\text{其中 } \mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_g & \sin \varepsilon_g & 0 \\ -\sin \varepsilon_g & \cos \varepsilon_g & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ 为地球惯性坐标系}$$

到地球固定坐标系的旋转矩阵,式中 $\varepsilon_g = \omega_e t$, $\omega_e = 7.2921e - 005$ rad/s为地球自转角速度。由上面推导可以将斜距历史重新表达为 $R_1(t) = |\mathbf{R}_p(0) - \mathbf{P}_{S1}(t)|$, $R_2(t) = |\mathbf{R}_p(0) - \mathbf{P}_{S2}(t)|$ 。再考虑到分布式小卫星同轨,且 $R_2(t) = |\mathbf{R}_p(0) - \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{R}_{S1}(t - \Delta t)|$,可见由于地球自转的影响,区别于理想模型,小卫星斜距历史为 $R_2(t) \neq R_1(t - \Delta t)$ 。在地固坐标系下地球不动,小卫星位置矢量作一定角度的旋转,定义 $\Delta \mathbf{P}$ 为地固坐标系下小卫星轨道偏量,计算表达式为

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{P} &= [\Delta x \ \Delta y \ 0]^T = \mathbf{P}_{S2}(t) - \mathbf{P}_{S1}(t - \Delta t) \\ &= [\mathbf{A}(t) - \mathbf{A}(t - \Delta t)] \cdot \mathbf{R}_{S2}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{P}_{S2}(t)$ 和 $\mathbf{P}_{S1}(t - \Delta t)$ 分别为地球固定坐标系下瞬时位置 $\mathbf{R}_{S2}(t)$ 和 $\mathbf{R}_{S1}(t - \Delta t)$ 对应的位置矢量。经坐标系转换,小卫星阵列几何如图2所示。由于地球自转的作用,在地球固定坐标系下,小卫星轨道近似平行,下面分析其轨道偏量。

$$\text{由 } \mathbf{A}(t) - \mathbf{A}(t - \Delta t) \approx \begin{bmatrix} -\sin \varepsilon_g & \cos \varepsilon_g & 0 \\ -\cos \varepsilon_g & -\sin \varepsilon_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Delta \varepsilon_g,$$

$\Delta \varepsilon_g = \omega_e \Delta t$, 轨道偏差近似为

$$\left. \begin{aligned} \Delta x &\approx (Y_{S2} \cos \varepsilon_g - X_{S2} \sin \varepsilon_g) \Delta \varepsilon_g = \Delta x_0 + \Delta x_t \\ \Delta y &\approx (Y_{S2} \sin \varepsilon_g - X_{S2} \cos \varepsilon_g) \Delta \varepsilon_g = \Delta y_0 + \Delta y_t \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{R}_{S2}(t) = [X_{S2}, Y_{S2}, Z_{S2}]$,再由 $\Delta t = \Delta f / \omega_s$ 和 $\Delta \varepsilon_g = \omega_e \Delta t$ 可得 $\Delta \varepsilon_g = \omega_e \cdot \Delta f / \omega_s$,由于在合成孔径

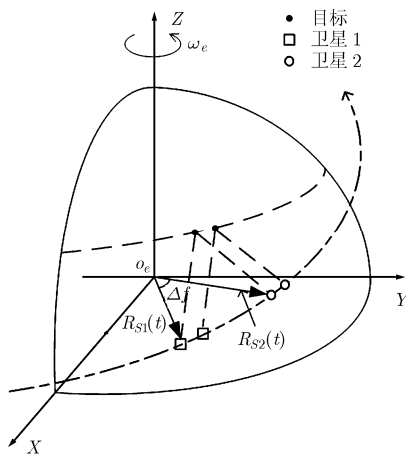


图1 地球惯性坐标系下分布式小卫星几何

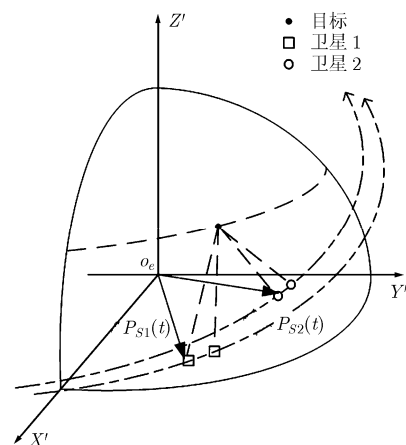


图2 地球固定坐标系下分布式小卫星几何

时间内地球转过角度一般很小 $\cos \varepsilon_g \approx 1$ 且 $\sin \varepsilon_g \approx \omega_e t$, 同时考虑到 Y_{S2} 和 X_{S2} 的时变性, 将其分别表示为 $X_{S2} = X_0 + v_x t + o_x(t)$ 和 $Y_{S2} = Y_0 + v_y t + o_y(t)$, 并忽略 Δx 和 Δy 关于 t 的高次项, 式(4)可表示为

$$\left. \begin{aligned} \Delta x &\approx Y_0 \Delta \varepsilon_g + (v_y \Delta \varepsilon_g - X_0 \omega_e \Delta \varepsilon_g) t \\ &= (Y_0 + v_y t - X_0 \omega_e t) \cdot \omega_e \cdot \Delta f / \omega_s \\ \Delta y &\approx X_0 \Delta \varepsilon_g + (Y_0 \omega_e \Delta \varepsilon_g - v_x \Delta \varepsilon_g) t \\ &= (X_0 - v_x t + Y_0 \omega_e t) \cdot \omega_e \cdot \Delta f / \omega_s \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

由上面分析可见, 在地固坐标系下星 1 和星 2 轨道位置偏差正比于基线角, 如在仿真小卫星星座参数下, 发射星真近点角为 45° 附近工作, $\Delta t = -0.13$ s 和 -0.008 s (对应沿航向基线分别为 1000 m 和 60 m 左右), 轨道偏差如图 3 所示。在 Δt 相对较小的情况下, 轨道偏差的变化很缓慢, 较短时间内可认为轨道平行。利用波束形成解模糊中需要精确已知基线矢量且基线矢量的时变性将严重影响波束形成性能。通过以上分析可见, 地球惯性坐标系下自转的目标点和同轨的两颗卫星的几何, 在地固坐标系等效为目标点位置固定两颗卫星不同轨基线时变的几何, 如图 2 所示, 且基线角越大等效后轨道基线矢量越大, 变化也越快。值得注意的是, 以上分析的是不同时位置矢量 $\mathbf{P}_{S2}(t)$ 和 $\mathbf{P}_{S1}(t - \Delta t)$ 而不是同时的 $\mathbf{P}_{S2}(t)$ 和 $\mathbf{P}_{S1}(t)$, 这和后续大阵等效小阵以解决大基线引起的包络偏移和栅瓣等问题是一

致的。

3 分时子孔径及等效平行轨道

根据上一节推导得到的分布式小卫星几何模型, 其坐标系等效后引入的轨道偏差存在时变部分, 且该时变部分误差随星间基线的增加而增大, 从而导致在较大基线情况下进行多普勒解模糊操作时无法精确确定星间基线大小。因此本文提出分时子孔径操作方法, 该方法通过分割子孔径, 使得在每个子孔径时间内对应时变误差引起的斜距误差足够小, 从而忽略其影响, 得到子孔径内确定的时不变的轨道基线。下面推导子孔径时间与星间基线的关系式, 由式(5)分离 Δx 和 Δy 各自对应的时变部分量为

$$\left. \begin{aligned} \Delta x_t &= \frac{\omega_e}{\omega_s} \Delta f (v_y - X_0 \omega_e) t \\ \Delta y_t &= \frac{\omega_e}{\omega_s} \Delta f (v_x - Y_0 \omega_e) t \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中 t 为成像积累时间, 该时间起点为进行坐标系等效的时间起点, 因此式(6)反映了在积累时间内轨道偏差时变部分的误差积累量。由该时变误差造成的斜距误差如式(7)所示:

$$\begin{aligned} \Delta r_t &= \sqrt{\Delta x_t^2 + \Delta y_t^2} \\ &= \sqrt{(v_y - X_0 \omega_e)^2 + (v_x - Y_0 \omega_e)^2} \omega_e \Delta t \cdot t \leq \xi \quad (7) \end{aligned}$$

其中要求 $\Delta r_t \leq \xi$, 一般情况对于工程上的 SAR 处理, 如果该时间积累后的全部斜距误差小于 $\lambda/8$ (即

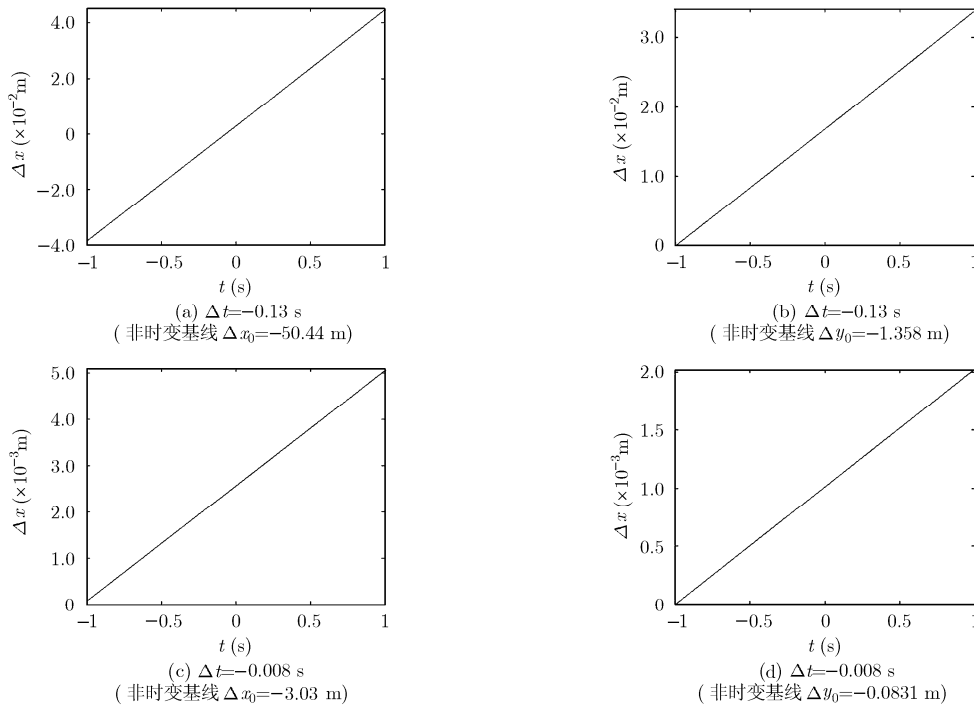


图3 不同基线下轨道偏差 Δx , Δy 与时间 t 的关系

$\xi = \lambda/8$, 当然 ξ 越小基线越确定), 则可以忽略其影响。前面已经说明式(7)中的变量 t 表达了积累时间内时变部分斜距误差的积累量。另外再通过观察图 3(a), 图 3(b), 图 3(c)和图 3(d)可以看出, 在 $\Delta t = -0.13$ s 时其对应的星间基线为 1000 m, Δx 中时变部分基线在 -1 s~1 s 内变化范围为 -0.04 m~0.04 m, 所以如果不分割子孔径而直接进行处理, 其积累误差可达 0.08 m, 已经超过波长 0.03 m, 因此不能忽略时变部分的影响, 同理对图 3(b)进行分析可以得到相同的问题; 在 $\Delta t = -0.008$ s 时其对应的星间基线为 60 m, 在基线较小的情况下轨道偏差时变性大大减小, 其中 Δx_t 在全部处理时间内的误差积累为 0.005 m 约为波长的 1/6, Δy_t 在全部处理时间内的误差积累为 0.002 m 约为波长的 1/15。

通过以上分析, 如果在进行坐标系等效的操作中引入分时子孔径的方法, 将整个合成孔径时间分割为若干子孔径, 分别对各个子孔径进行坐标系等效, 在适当选取子孔径时间时, 可以保证在子孔径时间内轨道时变误差积累量小于一个可以忽略的标准(ξ), 从而在子孔径下进行多普勒解模糊, 然后再将各个多普勒谱拼接得到完整的全孔径下的多普勒谱。式(8)表达了子孔径时间的选取与时间延时 Δt (即星间基线大小)和 ξ 的关系。

$$t \leq \xi \frac{1}{\Delta t} \frac{1}{\sqrt{(v_y - X_0 \omega_e)^2 + (v_x - Y_0 \omega_e)^2} \omega_e} \quad (8)$$

图 4 为子孔径时间 t , 因子 ξ 以及时间延时 $|\Delta t|$ (即星间基线)的关系示意图, 仿真参数如前所述。其中 λ 表示波长, 从中可以看到在 ξ 固定的情况下, 对于较大的基线, 可以选择的子孔径时间较短且选择范围也较小; 而在星间基线固定的情况下, 随着 ξ 的减小, 对子孔径时间的要求越来越严格, 子孔径时间的选择范围越小, 这样子孔径数目越多, 处理效率越低。因此在选择子孔径时间的同时既要考虑到误差的影响, 也要考虑到实际处理对时间的要求。后面仿真验证操作中, 在基线 60 m 的情况下分割 6 个子孔径, 使得时变轨道偏差小于波长的 1/30, 完全可以忽略其影响。

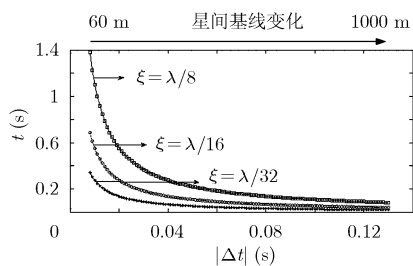


图 4 子孔径时间与星间基线关系示意图

在实际中, 小卫星阵列需要保持一定的构型, 基线角不会太大, 且通过适当的分割子孔径可以认为子孔径时间内等效轨道平行且星间基线确定。经过轨道等效, 空域采样可认为是非时变的, 并且小卫星沿着固定轨道运行, 因此分布式小卫星构成的长阵列可以看成短阵列, 方位阵列长度小于采样间隔^[9]。大阵等效为小阵处理是在地面散射点不动条件下, 以空间采样位置最近而不是以时间采样同时的数据等效阵型波束形成处理, 其等效原理如图 5 所示。大阵等效小阵可以有效解决大基线引起的包络偏移等问题。

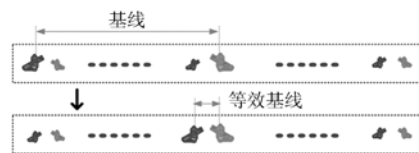


图 5 大阵等效小阵原理

区别于机载 SAR, 在地球固定坐标系下卫星轨道是弧形, 小卫星阵列运行过程中方位向的基线是时变的, 在波束形成空域滤波中确定导向矢量是困难的。由上面分析可知在小卫星星间 Δf 较大时, 基线的时变性在合成孔径时间较长时须考虑。考虑到短时间内小卫星轨道偏差变化较小, 弧形航迹近似为直线, 因而提出对数据分孔径处理, 并针对每个子孔径小卫星地球固定坐标系下位置矢量确定对应坐标系, 在每个子孔径坐标系中小卫星阵列近似为等速且轨道平行, 如图 6 所示。

建立子孔径坐标系步骤为:

- (1) 以参考星在子孔径中心的位置为坐标系原点 O , 利用参考星位置矢量进行一次线性拟合, 提取一次系数为速度矢量 v 并定义其方向为子孔径坐标系方位 x 方向;
- (2) 以在轨道平面内和速度矢量垂直方向为高度 z 方向, 则卫星弧形轨道在 $x-z$ 坐标平面;
- (3) 根据右手定则确定 y 方向。

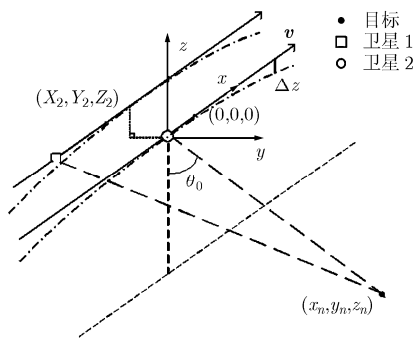


图 6 子孔径等效坐标系下几何

子孔径坐标系建立需要满足的近似要求:

(1)子孔径内小卫星轨道偏差时变性可忽略;

(2)子孔径内主星的位置矢量在同一平面, 定义为子孔径轨道平面。

实际上, 由于地球自转引起的轨道偏差相对卫星位置矢量很小, 即使在基线较大时, 以上近似条件也很容易满足。子孔径等效坐标系下, 第 q 个等效相位中心在子孔径中心时间坐标为 (X_q, Y_q, Z_q) , 目标点位置坐标为 (x_n, y_n, z_n) 。卫星弧形轨道等效为平行直线轨道过程中, 不可避免地引入空变的斜距误差。在子孔径坐标系中, 弧形轨道到直线轨道的位置误差投影到高度 z 方向上, 定义为 Δz , 则对某星任一目标点斜距为

$$R_q(t) = \sqrt{(z_n - Z_q - \Delta z)^2 + (y_n - Y_q)^2 + (x_n - X_q - vt)^2} \approx R_e(t) - \Delta z \cdot (z_n - Z_q) / R_e(t) \quad (9)$$

其中 $R_e(t) = [(z_n - Z_q)^2 + (y_n - Y_q)^2 + (x_n - X_q - vt)^2]^{1/2}$, v 为卫星飞行速度。考虑到子孔径处理时 vt 对斜距贡献很小, 由位置误差引起的斜距误差近似为

$$\Delta R_q = R_e(t) - R_q(t) \approx \Delta z \cdot \cos \theta_q \quad (10)$$

其中 $\cos \theta_q = (z_n - Z_q) / R_e(t)$ 。由于卫星到目标的斜距通常在几百上千公里, 即使成像场景较大 $\cos \theta_q$ 的变化范围相对很小。例如: 卫星高度 700 km, 侧视角 30° , 成像场景距离方位均为 100 km, 则 $\cos \theta_q$ 的变化范围约为 0.83-0.93, 即若忽略空变性以 $\cos \theta_q = 0.88$ 统一补偿, 则补偿后剩余误差最多仅为原来的 6% 左右。且选取子孔径较短时 Δz 通常很小(在仿真构型下仅为 cm 数量级, 通过增加子孔径数还可减小), 可以使用数值计算参考点处的各颗星对应的斜距误差量, 并对全场景回波补偿。当在精度要求更高及 $\cos \theta$ 空变性较大的情况下, 则可以考虑距离分块处理。

假设 Q 颗小卫星同航线排列, 经子孔径坐标系等效后, 第 q 个相位中心坐标为 (X_q, Y_q, Z_q) 。假设第 q 个相位中心接收信号以中心频率 f_c 的脉冲信号 $p_q(\hat{t}, t_m)$, 假设 $\hat{t} = t - mT$ 为快时间(fast time), m 为整数, T 脉冲重复周期, $t_m = mT$ 为慢时间(slow time)。第 n 个散射点到第 q 个相位中心的距离可表示为

$$R_q(t_m; n) = R_e(t_m; n) - \Delta R_q \quad (11)$$

其中 ΔR_q 为第 q 个相位中心对应斜距误差, $t_m = t$ 为方位慢时间, 其接收信号表示为

$$s_q(\hat{t}, t_m) = \sum_n p(t - 2R_q(t_m; n)/c) \quad (12)$$

再对快时间作傅里叶变换, 得到距离波数域形式为

$$S_q(k_r, t_m) = P(k_r) \sum_n \exp[-jk_r R_q(t_m; n)] \quad (13)$$

其中信号距离向的波数 k_r 和信号频率 f_r 的关系为 $k_r = 4\pi f_r / c$, $P(k_r)$ 为 $p(t)$ 的傅里叶变换表达式。构造斜距误差补偿函数为式(14), 经斜距误差补偿信号表达为式(15)。

$$H_{cq}(k_r, t_m) = H_{cq}(k_r, \Delta R_q) = \exp(-jk_r \Delta R_q) \quad (14)$$

$$S_q(k_r, t_m) = P(k_r) \sum_n \exp[-jk_r [(x_n - X_q - vt_m)^2 + (y_n - Y_q)^2 + (z_n - Z_q)^2]^{1/2}] \quad (15)$$

4 子孔径坐标系空域滤波解多普勒模糊

前面分析了利用坐标系等效和分割子孔径方法将同轨小卫星转化为平行轨道小卫星星座, 另外通过补偿斜距误差将子孔径坐标系下的椭圆轨道近似为平行直线轨道。文献[9]中详细讨论了利用平行直线轨道的分布式小卫星空域滤波解多普勒模糊 SAR 成像。利用平行轨道小卫星解多普勒模糊, 主要包括对垂直基线方向孔径引起的包络和相位补偿, 以及波束形成空域滤波处理。垂直飞行方向孔径产生的线性相位分量补偿函数为

$$H_{q,1} = \exp(jk_r r_q) \quad (16)$$

其中 $r_q = Y_q^2 + Z_q^2 - 2\sqrt{r_0^2 - h^2} Y_q - 2hZ_q / 2r_0$, 在此假设地面散射点的高度近似相同 $z_n = -h$, r_0 为场景中心到子孔径坐标系原点 O 的最近斜距。垂直飞行方向孔径产生的随距离空变相位分量补偿函数为

$$H_{q,2} = \exp[-j\Phi(k_{r,0}, 0, r_n)] \quad (17)$$

其中 $\Phi(k_{r,0}, 0, r_n) = -k_{r,0} \left[\left(\sqrt{r_n^2 - h^2} - Y_q \right)^2 + (h - Z_q)^2 \right]^{1/2} - r_n$, $k_{r,0}$ 为距离波数中心, r_n 为场

景中任一点对应原点最短斜距。式(16)仅考虑了由垂直飞行方向孔径产生距离非空变的相位, 而忽略了空变相位以及包络偏移, 其近似分析已在文献[9]中讨论。而在距离分辨率较高的情况下可考虑距离分块处理。

$$S_q(\hat{t}, k_u) = \text{sinc}_r \left(\hat{t} - \frac{2r}{c} \right) G(\hat{t}, k_u) \cdot \exp \left(j \frac{k_u^2}{2k_{r,0}} r_q \right) \exp(jk_u X_q) \quad (18)$$

对回波信号在距离向波数域 k_r 维乘以脉压匹配函数 $P^*(k_r)$, 即 $P(k_r)$ 的共轭, 同时补偿线性分量 $H_{q,1}$ 后, 对 k_r 作逆傅里叶变换转到到距离时间维, 补偿随距离空变分量 $H_{q,2}$ 可以得到表达式如式(18), 则小卫星阵列接收信号矢量可表示为

$$\mathbf{S}(\hat{t}, k_u) = \text{sinc}_r(\hat{t} - 2r/c)G(\hat{t}, k_u) \cdot [z_1(k_u), z_2(k_u), \dots, z_q(k_u), \dots, z_Q(k_u)]^T \quad (19)$$

其中 $\mathbf{z}(k_u) = [z_1(k_u), z_2(k_u), \dots, z_q(k_u), \dots, z_Q(k_u)]^T$ 为导向矢量, 并且有

$$z_q(k_u) = \exp(jk_u^2 r_q / 2k_{r0}) \exp(jk_u X_q) \quad (20)$$

假设有 L 次多普勒模糊, 接收信号的重复频率为 PRF。 L 为奇数时, 各模糊的频率中心为

$$\mathbf{f} = \text{PRF} \cdot [-(L-1)/2, -(L-1)/2 + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, (L-1)/2 - 1, (L-1)/2]^T \quad (21)$$

L 为偶数时, 各模糊的频率中心为

$$\mathbf{f} = \text{PRF} \cdot [-(L-1)/2, -(L-1)/2 + 1, \dots, -1/2, 1/2, \dots, (L-1)/2 - 1, (L-1)/2]^T \quad (22)$$

在方位波数域里, 各响应的模糊波数矢量为

$$\mathbf{k}_u = 2\pi\mathbf{f}/v + \mathbf{k}_u \quad (23)$$

相应的 k_u 在 $2\pi[-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]/v$ 区间范围以内。

针对某一多普勒频率点滤波时, 权矢量的解为

$$\mathbf{W}_l = \mathbf{Z}^+(\mathbf{k}_u)\mathbf{H}_l \quad (24)$$

其中 $+$ 为对应矩阵的伪逆矩阵。 $\mathbf{Z}(\mathbf{k}_u) = [\mathbf{z}(\mathbf{k}_u(1)), \mathbf{z}(\mathbf{k}_u(2)), \dots, \mathbf{z}(\mathbf{k}_u(l)), \dots, \mathbf{z}(\mathbf{k}_u(L))]^T$ 为各模糊多普勒频率点导向矢量矩阵。 $\mathbf{H}_l = [h_1, h_2, \dots, h_l, \dots, h_L]^T$, $h_l = 1$, $h_{i \neq l} = 0$, 为对应多普勒频率点 l 输出矢量。由于各相位中心接收某多普勒频率点信号为多个模糊多普勒信号之和, 式(19)可写成

$$\mathbf{S}(\hat{t}, k_u) = \sum_{l=1}^L \text{sinc}_r(\hat{t} - 2r/c)G(\hat{t}, k_u(l))\mathbf{z}(\mathbf{k}_u(l)) \quad (25)$$

于是将 l 从 1 变到 L , 将式(25)各矢量和各多普勒频率滤波矢量权 \mathbf{W}_l 相乘, 可得各模糊多普勒频率的信号, 从而将模糊解开得到下面信号表达式

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^T(\hat{t}, k_u)\mathbf{W}_l &= \sum_{l=1}^L \text{sinc}_r\left(\hat{t} - \frac{2r}{c}\right)G(\hat{t}, k_u(l))\mathbf{z}^T(\mathbf{k}_u(l))\mathbf{W}_l \\ &= \text{sinc}_r(\hat{t} - 2r/c)G(\hat{t}, \mathbf{k}_u(l)) \end{aligned} \quad (26)$$

将解模糊信号多普勒谱根据顺序拼接得到全带宽的不模糊信号。根据阵列信号处理理论, Q 个相位中心最多只能形成一个约束方向, $Q-1$ 个零点, 因此为了有效滤除多普勒模糊分量, 相位中心数目必须大于多普勒模糊数目, 即 $Q > L$ 。由于我们在子孔径建立坐标系的过程中, 进行了斜距误差补偿将弧形轨道补偿成直线, 在多普勒解模糊孔径合成后, 需要对各个子孔径重新补偿为弧形轨道以配合全孔径成像。解模糊后方位采样频率相当于提高了 L 倍且各个子孔径坐标下解多普勒模糊时都是以同一颗星作为参考星, 所以在对等效误差进行回补时, 需要对参考星对应斜距误差 ΔR_q 进行 L 倍插值, 然后构造等效误差回补函数为

$$H_{cq}^*(k_r, \Delta R_q) = \exp(j \cdot k_r \cdot \Delta R_q) \quad (27)$$

经过以上子孔径坐标系下的解多普勒模糊操作, 可以得到完整的不模糊地子孔径多普勒谱, 接下来再将各个子孔径解模糊信号在距离多普勒域进行孔径拼接, 最后按传统星载 SAR 成像算法^[11,12]实现聚焦。

5 仿真实验

仿真小卫星阵列采用 CARTWHEEL 构形编队^[1]一发三收工作模式的轨道参数, 主星雷达以正侧视工作, 如表1 所示。

表1 三星编队轨道参数

轨道参数	发射星	辅星 1(右)	辅星 2(左)
轨道半长轴 a (km)	7163.14	7163.14	7163.14
偏心率 e	0.001033	0.001027	0.001039
轨道面倾角 i ($^\circ$)	98.53948	98.53948	98.53948
升交点赤经 Ω ($^\circ$)	100	100	100
近地点辐角 ω ($^\circ$)	90	89.66695	90.32923
真近点角 f ($^\circ$)	315	315.33402	314.66980

由于基线相对斜距很小, 满足等效相位中心原理, 即认为回波为辅星在等效相位中心处自发自收。仿真合成孔径时间中点对应主星真近点角 45° , 合成孔径时间内三星近似同航线, 相邻等效相位中心航向基线约为 60 m。雷达工作参数如表2, 设置9个目标点坐标分别为 $(R_s, 0)$, $(R_s \pm 100, 0)$, $(R_s, \pm 2128)$, $(R_s \pm 100, 2128)$, $(R_s \pm 100, -2128)$, 其中 $R_s = 923.298$ km(这里仍认为地面散射点高度近似相同)。处理中将全孔径数据分为6个子孔径分别多普勒解模糊再孔径拼接后应用 Chirp Scaling 算法成像。

表2 雷达参数

波长	0.03 m	脉冲宽度	10 μ s
带宽	60 MHz	采样频率	70 MHz
瞬时带宽	6000 Hz	PRF	2000 Hz
场景方位宽度	约 10.5 km	多普勒带宽	6000 Hz

弧形轨道等效为直线轨道对应场景中心点引入斜距误差及统一校正后仿真各点剩余斜距误差分别如图7和图8所示。可见分孔径将椭圆轨道等效为直线轨道引入几个cm的斜距误差, 相对3 cm波长不可忽略, 解模糊前需要对相位进行补偿。经统一补偿后各点的斜距剩余误差在 10^{-6} m 数量级。从图9可

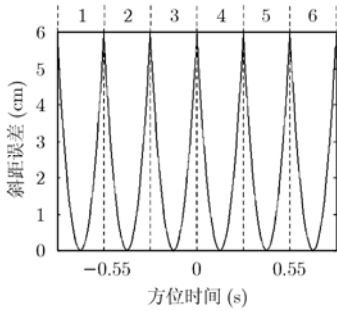


图 7 场景中心点斜距误差

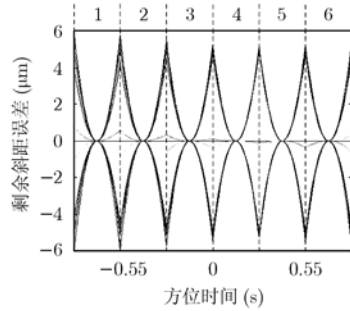


图 8 统一补偿后各点剩余斜距误差

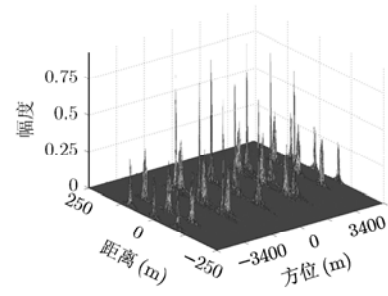


图 9 解模糊前成像

以看出, 由于PRF只有瞬时带宽的1/3, 导致成像方位上出现3次模糊, 利用子孔径处理空频域解模糊处理后成像可以有效消除模糊并良好聚焦, 如图10所

示。最后分别考察方位远点($R_c, 2128\text{ m}$)和场景中心点($R_c, 0$)的聚焦性能, 如图11所示, 聚焦性能评价如表3所示, 其中 $R_c = R_s$ 表示场景中心处最近斜距。

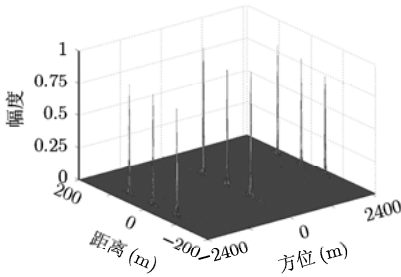
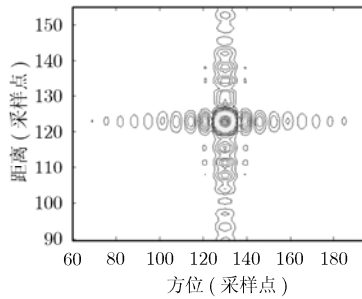
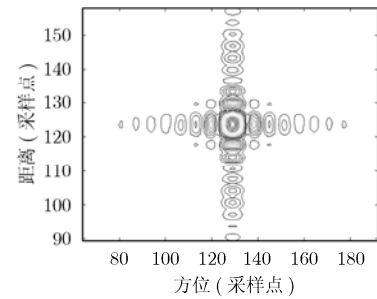


图 10 解模糊后成像



(a) 方位远点成像



(b) 场景中心点成像

图 11 聚焦性能

表 3 聚焦性能评价

	PSLR	ISLR
$(R_c, 2128\text{ m})$	-10.03 dB/-13.20 dB	-8.84 dB/-9.84 dB
距离/方位		
$(R_c, 0)$	-10.53 dB/-13.24 dB	-8.45 dB/-9.89 dB
距离/方位		

6 结论

本文提出利用坐标系等效和分布式小卫星解多普勒模糊实现大场景高分辨 SAR 成像。通过建立子孔径坐标系和相应补偿操作可以消除地球自转和卫星弧形轨道的影响, 从而将地球惯性坐标系下同轨的小卫星星座等效为地球固定坐标系下平行直线轨道且星间基线确定的小卫星星座。然后利用空域滤波的方法实现子孔径下解多普勒模糊, 最后进行孔径拼接和 SAR 成像处理, 实现对目标点的聚焦。仿真实验验证了该方法的有效性。另外本文主要考虑解决地球自转和卫星椭圆轨道条件下实现多普勒解模糊, 在空域滤波处理中假设地面高程变化很小, 高程变化较大时如何实现高精度解模糊成像需要进一步研究。

参考文献

- [1] Massonnet D. Capabilities and limitations of the interferometric Cartwheel[J]. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2001, 39(3): 506-520.
- [2] 李真芳. 分布式小卫星 SAR-InSAR-GMTI 的处理方法[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2006.
- [3] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR[J]. *IEE Proceedings F-Radar and Signal Processing*, 1992, 139(2): 122-135.
- [4] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide swath spaceborne SAR using a quad element array[J]. *IEE Proceedings Radar Sonar and Navigation*, 1999, 146(3): 159-165.
- [5] Goodman N A, Lin S C, Rajakrishna D, and Stiles J M. Processing of multiple receiver spaceborne arrays for wide-area SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2000, 40(4): 841-852.
- [6] Gebert N and Krieger G. Digital beamforming on receive: techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging[J]. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, 2009, 45(2): 564-592.
- [7] Gebert N and Krieger G. Azimuth phase center adaptation on transmit for high-resolution wide-swath SAR imaging[J].

- IEEE Geoscience Remote Sensing Letters*, 2009, 6(4): 782-786.
- [8] Li Zheng-fang, Wang Hong-yang, Su Tao, and Bao Zheng. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR systems[J]. *IEEE Geoscience Remote Sensing Letters*, 2005, 2(1): 82-86.
- [9] 邢孟道, 李真芳, 保铮, 王彤. 分布式小卫星雷达空时频成像方法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(z1): 70-82.
- Xing Meng-dao, Li Zhen-fang, Bao Zheng, and Wang Tong. Study of distributed microsatellites radar space-time-frequency imaging method[J]. *Journal of Astronautics*, 2005, 26(z1): 70-82.
- [10] Aguttes J P. New designs or modes for flexible space borne SAR[C]. IGASS 2002, Toronto, Canada, 2002, 1: 674-676.
- [11] 王昕, 朱岱寅, 朱兆达. 基于 Chirp Scaling 的双基 SAR 成像 PFA 算法研究[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1674-1678.
- Wang Xin, Zhu Dai-yin, and Zhu Zhao-da. Research of polar format algorithm for bistatic SAR imaging based on chirp scaling[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1674-1678.
- [12] Zhong Hua and Liu Xing-zhao. An extended nonlinear chirp-scaling algorithm for focusing large-baseline azimuth-invariant bistatic SAR data[J]. *IEEE Geoscience Remote Sensing Letters*, 2009, 6(3): 548-552.
- 杨 磊: 男, 1984 年生, 博士生, 从事聚束模式 SAR 成像方面的研究工作.
- 张 磊: 男, 1984 年生, 博士生, 从事 SAR, ISAR 成像算法研究.
- 唐 禹: 男, 1976 年生, 副教授, 从事 SAR 成像算法及新体制雷达的研究.
- 邢孟道: 男, 1975 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像和目标识别.