

基于非均匀采样的小卫星多通道 SAR 无模糊成像

杨凤凤, 王 敏, 梁甸农

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 当小卫星天线不满足最小天线面积约束时, 则出现距离或者方位模糊, 无模糊的高分辨成像是小卫星 SAR 成像处理的关键. 本文提出利用分布式小卫星或者小卫星天线的多通道回波数据, 在满足广义采样定理的条件下通过插值恢复出无模糊的全方位带宽信号, 实现高分辨成像. 实验证明, 该算法具有操作简单, 运算效率高的优点.

关键词: 小卫星; 合成孔径雷达; 解模糊; 非均匀采样

中图分类号: TN957 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2007) 09-1754-03

Small Satellite Multi-Channel SAR Unambiguous Imaging Based on Nonuniform Sampling

YANG Feng feng, WANG Min, LIANG Dianrong

(Department of Electronic Science and Engineering, National University of Defence Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Small satellite radar dissatisfies the minimum antenna area constraint. Unambiguous SAR imaging of a wide ground area with high azimuth resolution is a contradiction. Under the generalized sampling theorems, nonuniform samples of multiple receiving channels uniquely determine the unambiguous wide bandwidth limited signal. A fine resolution unambiguous SAR image can acquired with interpolation. Compared with the array signal processing algorithm for the same purpose, the interpolation algorithm operates more easy and efficiently with high performance.

Key words: small satellite; SAR; solve ambiguity; nonuniform sampling

1 引言

利用 SAR 作为小卫星的有效载荷是近年来国内外研究的一个热点. 借助小卫星重量轻、体积小、成本低、性能好等一系列优点, 国内外广泛开展了基于小卫星 SAR 的干涉测高、地面动目标检测等内容研究.

其中方位解模糊即高分辨力成像问题是小卫星 SAR 成像技术中的关键. 由于小卫星平台天线小, 不满足最小天线面积约束, 大测绘带和高分辨力成为一对矛盾. 为了解决这一矛盾, 文献[1]提出利用最大似然滤波器和最小方差滤波器抑制模糊像素, 文献[2]提出利用波束置零(Capon)方法先分别抑制各段模糊的频谱, 然后进行频谱拼接, 最后传统 SAR 成像. 这两种方法的一个共同特点是运算量大, 在星载条件下需要逐个距离-多普勒环反复矩阵求逆, 效率较低.

多普勒的模糊问题是由方位向空间欠采样引起的, PRF 低于方位信号带宽引起图像混叠, 小卫星的多个接收通道或者沿航向的多颗分布式小卫星提供了更多的空间自由度, 相当于提高了空间采样率, 为实现无模糊高分辨成像提供了可能. 但这种采样是周期性非均匀的, 不能被传统的 SAR 成像算法处理. 文献[3, 4]基于带限信号的滤波重建理论, 在频域内构造了一组滤波器, 利用多通道的非均匀采样信号重构无模糊宽带信号, 模糊抑制效果取决于重构滤波器组的精度. 关于非均匀采样信号的非模糊重建问题在理论上已经发展的较为成熟, 实际上可以采取另一种更简捷的方法——插

值来恢复无模糊宽带信号^[5]. 为此, 本文提出一种基于非均匀采样的高分辨 SAR 成像算法, 利用分布式小卫星或者小卫星天线的多通道数据, 通过插值恢复无模糊的全方位带宽信号, 然后传统成像. 研究处理过程中应当注意的几点问题, 给出仿真结果. 实验证明, 该方法具有操作简单, 运算量小, 性能高的优点.

2 信号模型

以 t_k 表示慢时间, τ 快时间, x_0 表示散射点方位, y_0 表示散射点距离, $\sigma(\cdot)$ 表示某点的后向散射系数, $G(\cdot)$ 天线方向图函数, ρ_t 快时间分辨力, c 光速, λ 波长, $R(\cdot)$ 散射点到雷达的距离, 经过距离压缩后回波信号可表示为所有散射点回波的积分

$$s(t_k, \tau) = \iint \sigma(x_0, y_0) G(x_0, y_0; t_k) \cdot \sin c \left\{ \frac{\pi \tau [2R(x_0, y_0; t_k) / c]}{\rho_t} \right\} \cdot \exp(-j4\pi R(x_0, y_0; t_k) / \lambda) dx_0 dy_0 \quad (1)$$

$-\infty \leq t_k \leq \infty$, 以 x_a 表示波束照射中心距平台的方位向长度, V_s 平台速度, $V_{t,k}$ 平台方位位置, H 平台高度, 对距离函数在 $t_k = (x_0 - x_a) / V_s$ 处泰勒展开,

$$R(x_0, y_0; t_k) = \sqrt{(V_{t,k} - x_0)^2 + y_0^2 + H^2} \approx R(y_0) + V_s \sin \theta_0 \left[t_k - \frac{x_0 - x_a}{V_s} \right] + \frac{V_s^2 \cos^2 \theta_0}{2R(y_0)} \cdot \left[t_k - \frac{x_0 - x_a}{V_s} \right]^2 \quad (2)$$

$R(y_0) = \sqrt{x_a^2 + y_0^2 + H^2}$, $\sin\theta_0 = x_a/R(y_0)$, θ_0 表示波束中心相对天线法线的斜视角. 记 $t'_k = t_k - (x_0 - x_a)/V_s$, 并将式(2)带入式(1)则有

$$s(t_k, \tau) = \iint e^{-j\frac{4\pi V}{\lambda} \sin\theta_0 t'_k - j\frac{2\pi}{\lambda R(y_0)} V_s \cos^2\theta_0 t'^2_k} \cdot P(x_0, y_0; t'_k, \tau) dx_0 dy_0 \quad (3)$$

$$P(x_0, y_0; t'_k, \tau) = e^{-j\frac{4\pi R(y_0)}{\lambda} \sigma(x_0, y_0) G(x_0, y_0; t'_k)} \cdot \text{sinc}\left\{\frac{\pi \tau - 2R(x_0, y_0; t'_k)/c}{\rho_t}\right\} \quad (4)$$

式(3)两边同乘以 $\exp\{j4\pi V_s \sin\theta_0 t_k/\lambda\}$ 将回波调制到基带, 消除斜视效应对下面插值可能造成的影响

$$s'(t_k, \tau) = \iint e^{-j\frac{2\pi}{\lambda R(y_0)} V_s \cos^2\theta_0 t'^2_k} e^{j\frac{4\pi}{\lambda} \sin\theta_0 (x_0 - x_a)} \cdot P(x_0, y_0, t'_k, \tau) dx_0 dy_0 \quad (5)$$

仅考虑主瓣回波, D 表示天线长度, $T_a = \frac{R(y_0)}{D \cos\theta_0 V_s}$ 为合成孔径时间, 当 $|t'_k| > T_a/2$ 时 $G(x_0, y_0; t'_k) = 0$. 显然上式是一个带宽为 $B_a = 2V_s \cos\theta_0/D$ 的基带信号. 并且由于方位和距离耦合, 上述信号是二维的, 这在星载 SAR 中非常明显.

以 T_r 表示脉冲重复周期, 考虑 $t_m = t'_k + m \cdot T_r$ 时刻相对 t'_k 时刻散射点到卫星的距离变化

$$\Delta R_{mk} \approx (V_s \sin\theta_0 + V_s^2 \cos^2\theta_0 / R(y_0) t'_k) \cdot m T_r \quad (6)$$

与 t'_k 有关, $t'_k = T_a/2$ 时有最大值, 令 $|\Delta R_{mk}| \leq \rho_r$, ρ_r 表示距离分辨力, 则有

$$m \leq M = \frac{\rho_r}{V_r T_r \sin\theta_0 + V_r T_r \lambda \cos^2\theta_0 / 2D} \quad (7)$$

也就是说在邻近 M 个方位时间内, 距离迁移量小于分辨单元大小, 上式近似为一维的带限信号. 例如 $\rho_r = 2.0\text{m}$, $V_s = 7500\text{m/s}$, $T_r = 0.5\text{ms}$, $\lambda = 0.24\text{m}$, $D = 3\text{m}$, 当 $\theta_0 = 0$ 即正侧视时, $M = 13$, 考虑地球自转引起的最大斜视角 $\theta_0 = 3.7^\circ$, 则 $M = 5$. 对于 X 波段 M 可取更大值. 式(5)、(6)的含义是: 在一段时间内, 经过调制处理的小卫星回波可以看作是带限的一维基带信号, 带宽是采样率的 N 倍, $N = B_a T_r = B_a / \text{PRF}$.

3 方位解模糊

对于天线较小的小卫星而言, 通常 $N > 1$, 显然方位采样不满足 Nyquist 采样定理, 无法得到不模糊的 SAR 图像. 文献[5]指出, 对于一个周期性非均匀采样的基带带限信号, 假设信号带宽为 B , 每 N 个采样点(可以是均匀或非均匀间隔)形成一组, 每组以 $T_r = N/B$ 为周期循环, 则该信号满足广义采样定理, 能被准确恢复, 不存在频谱混叠. 为此分割天线成 N 个子阵, 利用增加的自由度提高空间采样率, 如图 1. 每个方位时间上有 N 个空间采样点, 等效于时间的采样点数增加了 N 倍.

以 $t_{k,n}$ 表示新的慢时间采样点

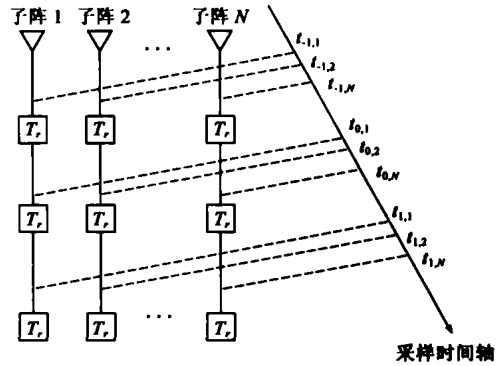


图 1 子阵分割/分布式卫星提高空间采样率

$$t_{k,n} = kT_r + t_n$$

$$t_n = \frac{D \cdot (n-1)}{2V_s(N-1)}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

t_n 表示第 n 个子阵相对参考子阵的采样时间间隔, 全孔径发射子孔径接收机制, 等效于各子阵之间的基线缩短了一半. 当采用分布式卫星, t_n 不一定具有上述均匀形式, 这时应以实际情况记, 不影响下面处理. 采样率提高后新的回波数据变成方位向周期性非均匀采样数据, 每 N/B_a 段时间内有 N 个采样点, 满足广义采样定理, 消除了频谱混叠, 能够通过插值方法准确恢复任意 t 时刻的值.

记待插值的均匀采样时刻 $t = k_0 T_r + m T_r / N$, $m = 0, \dots, N-1$, 则 MN 点插值[5]

$$s'(t) = \sum_{k=k_0-M/2}^{k_0+M/2} \sum_{n=1}^N s'(t_{k,n}) \Psi_{kn}(t) \quad (9)$$

$$\Psi_{kn}(t) = \frac{\prod_{q=1}^N \text{sinc}[\pi \text{PRF}(t - t_q)]}{\prod_{\substack{q=1 \\ q \neq n}}^N \text{sinc}[\pi \text{PRF}(t_n - t_q)]} \cdot \frac{(-1)^{kN}}{\pi \text{PRF}(t - t_{k,n})}$$

其中 k 的取值范围从 $k_0 - M/2$ 到 $k_0 + M/2$, 以保证回波近似是一维的, 由于插值核函数衰减较快, 离待插点更远处的信号没有太大贡献, 上式的插值精度足以满足成像需求.

插值过程看似复杂, 但实际上上述的插值核函数具有周期性, 当 N 为偶数, 则 $\Psi_{kn}(t) = \Psi_{kn}(t + T_r)$, 当 N 为奇数, 则 $\Psi_{kn}(t) = \Psi_{k,n}(t + 2T_r)$. 因此在实际运算中可以先保存插值核函数的值, 那么式(9)仅简化为一个已知加权系数的求和运算, 效率极高.

插值之后, 回波数据变成了以 T_r/N 为采样间隔的基带无模糊信号, 需乘以系数 $\exp\{-j4\pi V_s \sin\theta_0 t/\lambda\}$ 调制到真实的方位多普勒中心, 便可以传统算法成像.

至此, 给出基于多通道非均匀采样的小卫星解模糊高分辨成像算法具体流程:

(1) 距离压缩, 预处理, 补偿各通道固定相差及通

道均衡, 数据调制到基带, 消除地球自转引起的斜视效应对插值造成的不利影响;

(2) 按照式(9)插值, 计算新的以 T_r/N 为采样间隔的回波信号;

(3) 调制信号到实际方位中心频率;

(4) 距离迁移校正, 以传统 SAR 成像算法压缩成像.

4 仿真实验

为了验证本文方法的有效性, 设计了两组等效斜视/正侧视点目标实验. 小卫星轨道半长轴 7159.49km, 偏心率 0.001165, 轨道倾角 98.55°, 近地点幅角 90°, 纬度幅角 241.1°, 下行轨道. 小卫星天线长 3.1m, 高 1.3m, 下视角 30°. 发射信号载频 10GHz, PRF= 2000Hz, $\sin c()$ 天线方向图加权, 方位多普勒模糊 2 次, 理论上采用 3 通道接收即可解模糊.

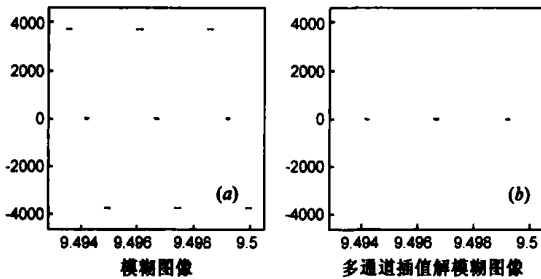


图 2 方位角 90° 的点目标成像结果比较

图 2 是天线方位角取 90° 时三个位于方位中心沿距离向排列的点目标成像结果, 因为地球自转, 引起大约 1.89° 的斜视效应, 多普勒中心频率 8074Hz, 带宽约为 PRF 的 3 倍, 模糊的 SAR 图像如左图, 纵坐标为方位, 单位是 m, 横坐标为距离, 单位是 10⁵m. 除了方位为 0 的主图像之外, 还出现了两行距离倾斜的模糊图像, 倾斜是由斜视的距离迁移引起. 将小卫星天线均匀分割成 4 个接收通道, 采用相邻 12 点插值, 即 $M=3$, 解模糊后的 SAR 图像如图 2(b).

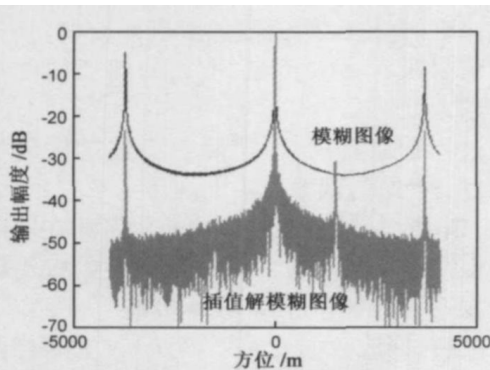


图 3 插值解模糊方位剖面图 (方位角 91.89°)

图 3 给出了经过偏航导引(天线方位角 91.89°)消除斜视效应的点目标方位剖面. 有模糊时, 主图像分辨力 3.8m, 模糊图像相对主图像的归一化幅度约为 -5dB. 经过插值高分辨处理之后, 方位分辨力接近理

论极限值约为 1.6m, 模糊图像下降到约 -24dB, 插值时间仅 1.01s, 运算效率极高. 编程语言 IDL, CPU Pentium IV 2.4GHz, 内存 512MB, 矩阵大小 19800 × 419.

5 结论

小卫星天线小, 方位信号带宽大, 具有方位高分辨成像的潜力, 但因为不满足最小天线面积约束而存在距离或方位模糊, 解模糊问题是小卫星雷达 SAR 成像技术中的关键. 基于阵列信号处理的解方位模糊算法能够有效抑制模糊完成高分辨力成像, 但运算量较大. 本文提出的基于多通道回波或分布式小卫星回波的非均匀插值解模糊成像算法具有操作简单, 运算量小的优点. 仿真结果证明了该方法的正确性和高效性. 但必须注意的是, 新方法对接收通道位置误差、通道响应误差等较敏感, 关于新方法的误差补偿分析还需要进一步研究.

参考文献:

[1] N A Goodman, S C Lin, D Rajakrishna, et al. Processing of multiple receiver spaceborne arrays for wide area SAR [J]. IEEE Trans GRS, 2002, 40(4): 841-852.

[2] 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 [J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1800-1803.

Li Zhenfang, Xing Mengdao, Wang Tong, Bao Zhen. Distributed small satellites SAR signal processing for achieving full azimuth resolution [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1800-1803. (in Chinese)

[3] G Krieger, N Gebert, A Moreira. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260-264.

[4] N Gebert, G Krieger, A Moreira. SAR signal reconstruction from non uniform displaced phase centre sampling in the presence of perturbations [A]. Proc of IGARSS'05 [C]. Seoul Korea: IEEE, 2005. 1034-1037.

[5] J L Yen. On nonuniform sampling of bandwidth limited signals [J]. IRE Trans Circuit Theory, 1956, CT-3: 251-257.

作者简介:



杨凤凤 女, 1978 年 10 月生于河南省信阳市, 国防科学技术大学电子科学与工程学院在读博士研究生. 主要研究方向为星载合成孔径雷达, 地面活动目标检测等.

E-mail: yff2506@163.com

王 敏 男, 1978 年 4 月生于湖北天门, 国防科技大学电子科学与工程学院博士生, 研究方向为合成孔径雷达系统仿真与信号处理.