

基于距离向多孔径接收的宽测绘带 SAR 成像方法的研究¹

王小青*** 郭琨毅*** 盛新庆* 朱敏慧*

*(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家重点实验室 北京 100080)

** (中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 该文提出了一种新的基于距离向多孔径接收宽测绘带合成孔径雷达 (SAR) 成像方法。首先对这种成像方法进行了严格的论证, 并证明了运算中的加权矩阵为良态矩阵, 然后分析了这种成像方法的计算量, 讨论了这种宽测绘带 SAR 的信噪比, 最后给出了仿真结果。

关键词: 宽测绘带合成孔径雷达, 成像方法, 多接收孔径雷达

中图分类号: TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)05-0739-07

A Research on the Multi-aperture Wide-Swath SAR Imaging Method

Wang Xiao-qing*** Guo Kun-yi*** Sheng Xin-qing* Zhu Min-hui*

*(Nat. Key Lab of MW Imaging Tech., Institute of Electronics, CAS, Beijing 100080, China)

** (Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract A new imaging method is proposed for multi-aperture wide-swath Synthetic Aperture Radar (SAR) in this paper. The imaging algorithm is proved theoretically, and the weighting matrix is proved to be in good condition. The computational complexity of the imaging algorithm is analyzed. The Signal-to-Noise Ratio (SNR) of this kind of multi-aperture wide-swath SAR is discussed. Finally, the simulation result is presented.

Key words Wide swath synthetic aperture radar, Imaging method, Multi-aperture receiver

1 引言

SAR 是一种微波成像系统, 它利用发射脉冲的带宽来衡量距离向的分辨率, 利用回波的多普勒带宽来衡量方位向的分辨率。PRF(脉冲重复频率)即是方位向的采样频率, 因此 PRF 必须满足 Nyquist 准则, 即 PRF 要大于多普勒带宽。实际上, 如果方位向波束的某些旁瓣回波的多普勒频率处于 PRF 整数倍附近就会产生方位向模糊。所以为了抑制这种方位向模糊就需要比较高的 PRF。对于常规 SAR 来说, 距离向的信号在发射两次脉冲之间回到天线。即测绘带的范围为

$$(n/PRT + \Delta T)(c/2) < R < [(n + 1)/PRT](c/2) \quad (1)$$

其中 ΔT 为脉冲持续时间和收发切换时间, n 为某一整数。所以常规 SAR 的最大测绘带宽度为

$$R_M = (1/PRF - \Delta T)(c/2) \quad (2)$$

从中可以看出常规 SAR 距离向的测绘带宽度与方位向分辨率是一对相互制约的量^[1]。

如果将测绘带扩展 K 倍, 即

$$(n/PRF + \Delta T)(c/2) < R < [(n + K)/PRF](c/2) \quad (3)$$

¹ 2002-10-11 收到, 2003-02-27 改回

其中包括 K 个子测绘带, 它们的范围为

$$[(n+i-1)/PRF + \Delta T](c/2) < R_i < [(n+i)/PRF](c/2), \quad 1 \leq i \leq K \quad (4)$$

很显然, 这 K 个子测绘带的回波会同时到达天线, 也就是第 1 个子测绘带反射的 n 个周期以前的脉冲, 第 2 个子测绘带反射的 $n+1$ 个周期以前的脉冲... 第 k 个子测绘带反射的 $n+k$ 个周期以前的脉冲回波同时到达天线。如果能区分这 K 个脉冲回波就可以将测绘带扩展 K 倍。在文献 [2] 中提出用距离向多波束的方法, 也就是天线在接收时形成 K 个波束分别对应 K 个子测绘带, 这种方法的致命缺陷是相邻波束之间的旁瓣干扰问题。也有人提出用脉冲编码的方式, 也就是让相邻的 K 个脉冲的编码相互正交, 这样也可以区分各个子测绘带的回波, 这种方式有很大的局限性 [2]。在文献 [3] 中提出了用多孔径接收形成自适应天线的方法, 因为距离向的信号是由近到远按顺序到达的, 同时到达天线的是各个子测绘带中对应的 K 个分辨单元 (脉冲压缩之前的分辨单元) 的回波, 只要让天线的主瓣对准其中某个分辨单元, 而其他的分辨单元都恰好处于天线方向图的零值区域, 这样就可以取出其中一个子测绘带的回波, 只要同时自适应地形成 K 个这种方向图就可以取出每个子测绘带信号。在文献 [4] 中也提出了一种类似的方法来抑制方位向模糊。但是因为脉冲压缩之前的分辨单元很大, 多孔径形成的天线方向图的零值区域都很窄, 这就很难消除其他子测绘带的干扰, 并且这种方法大大增加了天线系统的复杂性。

本文提出了与文献 [3] 不同的方法。将回波信号脉冲压缩之后, 再利用叠加在一起的 K 个分辨单元 (脉冲压缩之后的分辨单元) 的信号之间的相位规律来从混叠的信号中提取出 K 个分辨单元的信号。本文严格论证了这种成像算法的可行性, 分析了加权矩阵的病态性和这种成像算法的计算量, 讨论了这种宽测绘带合成孔径雷达的信噪比, 最后给出了仿真结果。

2 距离向多孔径接收宽测绘带的成像方法

图 1 为距离向多孔径接收宽测绘带 SAR 示意图。图中有 K 个方向图相同的接收天线, 按离地面垂直距离远近依次为 A_1, A_2, \dots, A_k 。这 K 个天线的相位中心以 D 为距离等距排列, 每个天线的宽度也是 D , 由 A_1 发射, 在接收时 K 个天线以相同的方向图一起接收。

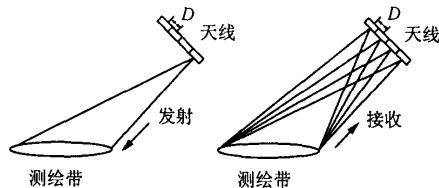


图 1 距离向多孔径接收宽测绘带合成孔径雷达的示意图

设波束照射范围内的测绘带宽度为 $[(n/PRF + \Delta T)(c/2)] < R < \{[(n+K)/PRF](c/2)\}$ (R 为斜距, n 为整数, c 为光速, ΔT 为脉冲持续时间, PRF 为脉冲重复频率), 这样在每个天线面板上都有 K 个脉冲的回波混叠在一起。设斜距 r 处的后向反射系数为 $f(r)$, 对各个天线面板用同一个本振解调并用同一个距离向匹配滤波器滤波后进行同步采样, 那么对斜距 r 处的采样信号近似可以认为是斜距分别为 $r, r + c/(2PRF), \dots, r + (K-1)c/(2PRF)$ 的地面目标信号的混叠信号。由于这 K 个地面目标到天线的连线与天线法线的夹角不同, 所以这 K 个地面目标信号在各个天线面板会产生不同的相移。记这 K 个点与天线的连线与天线法线的夹角 (离

开天线法线往上为正、往下为负) 分别为 $\alpha_0(r), \alpha_1(r), \dots, \alpha_{K-1}(r)$, 则根据目标与天线相对位置如图 2 所示, 有

$$\alpha_i(r) = \arccos \left[\frac{[r + i \cdot c/(2\text{PRF})]^2 + h^2 + 2hR_E}{2[r + i \cdot c/(2\text{PRF})] \cdot (h + R_E)} \right] - \beta \quad (5)$$

其中 β 为 SAR 到地心的连线与 SAR 天线面板的法线夹角, h 为 SAR 的高度, R_E 为地球半径。这样第一个点在 A_1, A_2, \dots, A_K 上的相移分别为 $0, \frac{2\pi D \sin \alpha_0(r)}{\lambda}, \dots, \frac{2\pi(K-1)D \sin \alpha_0(r)}{\lambda}$; 第二个点在 A_1, A_2, \dots, A_K 上的相移分别为 $0, \frac{2\pi D \sin \alpha_1(r)}{\lambda}, \dots, \frac{2\pi(K-1)D \sin \alpha_1(r)}{\lambda}$; 其它点在 A_1, A_2, \dots, A_K 上的相移可类似写出。只要这 K 组相移线性无关就可以利用这 K 组不同的相移在混叠的信号中提取出这 K 个点的信号。

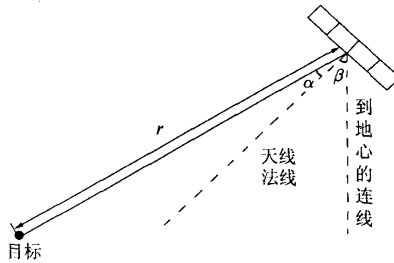


图 2 目标与天线相对位置示意图

由上分析可以知道, 经过距离向匹配滤波后, 这 K 个天线接收信号在斜距为 r' 处的采样信号可表示为

$$f_P(r') = \sum_{i=0}^{K-1} \int_{\frac{c}{2}(\frac{r}{\text{PRF}} + \Delta T)}^{\frac{c}{2}(\frac{r+1}{\text{PRF}})} \exp \left[-j \frac{4\pi \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right)}{\lambda} \right] \exp \left[j \frac{2\pi(P-1)D \sin \alpha_i(r)}{\lambda} \right] \times \text{sinc} \left[\frac{2\pi B}{c} \left(r' - r + \frac{(P-1)D \sin \alpha_i(r)}{2} \right) \right] f \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right) dr, \quad 1 \leq P \leq K \quad (6)$$

其中 B 为线性调频信号带宽, λ 为中心频率波长。如果发射天线为均匀阵且发射天线的宽度与各个天线相位中心间距相等, 则在波束主瓣范围内满足 $-\lambda/(2D) < \sin \alpha_i(r) < \lambda/(2D)$ 。这样上式 r' 处的采样信号表达式中 sinc 函数自变量中的 $mD \sin \alpha_i(r)/2$ ($m = 0, 1, \dots, K - 1$) 就在 $(-m\lambda/4, m\lambda/4)$ 范围内。我们知道 SAR 的分辨率通常远大于中心频率波长, 即有 $|mD \sin \alpha_i(r)/2| \ll [c/(2B)]$ 。这样上面 r' 处的采样信号表达式可近似为

$$f_P(r') \approx \sum_{i=0}^{K-1} \int_{\frac{c}{2}(\frac{r}{\text{PRF}} + \Delta T)}^{\frac{c}{2}(\frac{r+1}{\text{PRF}})} \exp \left[-j \frac{4\pi \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right)}{\lambda} \right] \exp \left[j \frac{2\pi(P-1)D \sin \alpha_i(r)}{\lambda} \right] \times \text{sinc} \left[\frac{2\pi B}{c} (r' - r) \right] f \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right) dr, \quad 1 \leq P \leq K \quad (7)$$

由于 sinc 函数的尖峰性质, 可进一步作如下近似:

$$f_p(r') \approx \sum_{i=0}^{K-1} \exp \left[j \frac{2\pi(P-1)D \sin \alpha_i(r')}{\lambda} \right] \int_{\frac{c}{2\text{PRF}} + \Delta T}^{\frac{c}{2\text{PRF}}} \exp \left[-j \frac{4\pi \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right)}{\lambda} \right] \times \text{sinc} \left[\frac{2\pi B}{c} (r' - r) \right] f \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right) dr, \quad 1 \leq P \leq K \quad (8)$$

$$\text{令 } \sigma_i(r') = \int_{\frac{c}{2\text{PRF}} + \Delta T}^{\frac{c}{2\text{PRF}}} \exp \left[-j \frac{4\pi \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right)}{\lambda} \right] \text{sinc} \left[\frac{2\pi B}{c} (r' - r) \right] f \left(r + i \cdot \frac{c}{2\text{PRF}} \right) dr,$$

即 $\sigma_i(r')$ 为第 i 个子测绘带的回波对在 r' 上的采样信号的贡献, 所以

$$\mathbf{F}(r') = \mathbf{W}(r') \boldsymbol{\sigma}(r') \quad (9)$$

其中 $\mathbf{F}(r') = [f_1(r'), f_2(r'), \dots, f_K(r')]^T$, $\boldsymbol{\sigma}(r') = [\sigma_1(r'), \sigma_2(r'), \dots, \sigma_K(r')]^T$

$$\mathbf{W}(r') = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_0(r')}{\lambda} \right] & \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_1(r')}{\lambda} \right] & \dots & \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_{K-1}(r')}{\lambda} \right] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp \left[j \frac{2\pi(K-1)D \sin \alpha_0(r')}{\lambda} \right] & \exp \left[j \frac{2\pi(K-1)D \sin \alpha_1(r')}{\lambda} \right] & \dots & \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_{K-1}(r')}{\lambda} \right] \end{bmatrix}$$

显然 $\mathbf{W}(r')$ 是一个 Vandermonde 矩阵, 故

$$|\mathbf{W}(r')| = \prod_{K-1 \geq m > n \geq 0} \left\{ \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_m(r')}{\lambda} \right] - \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_n(r')}{\lambda} \right] \right\}$$

因为在波束主瓣范围内的斜距点满足 $-\frac{\lambda}{2D} < \sin \alpha_i(r') < \frac{\lambda}{2D}$, 所以 $-\pi < \frac{2\pi D \sin \alpha_1(r')}{\lambda} < \pi$, 又当 $m \neq n$ 时, $\alpha_m(r') \neq \alpha_n(r')$, 所以有 $\exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_m(r')}{\lambda} \right] \neq \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_n(r')}{\lambda} \right]$. 故 $\mathbf{W}(r')$ 必然是满秩的, 这样各子测绘带的回波信号便可从混叠信号 $\mathbf{F}(r')$ 中由下式分离出来

$$\boldsymbol{\sigma}(r') = \mathbf{W}^{-1}(r') \mathbf{F}(r') \quad (10)$$

3 加权矩阵的病态分析

采用条件数 $\text{cond}[\mathbf{W}(r)] = \|\mathbf{W}(r)\|_2 \|\mathbf{W}^{-1}(r)\|_2 = \sqrt{\lambda_{\max}/\lambda_{\min}}$ 来衡量矩阵的病态性, 其中 $\|\cdot\|_2$ 表示矩阵的 2-范数, λ_{\max} , λ_{\min} 分别为 $\mathbf{W}(r)\mathbf{W}^{-1}(r)$ 最大和最小的特征值, 条件数小表明矩阵为良态矩阵, 条件数的最小值为 1, 条件数太大说明矩阵为病态矩阵 [5].

假设地面为平面, 如图 3 所示:

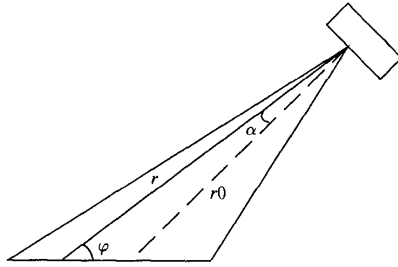


图 3 $\alpha(r)$ 与 r 关系示意图

图中虚线为天线法线， r_0 为法线的斜距， φ 为擦地角，则

$$r_0 \sin \alpha_m(r) \operatorname{ctg} \varphi + r_0 \cos \alpha_m(r) = r + mc/(2\text{PRF}), \quad 0 \leq m \leq K - 1 \quad (11)$$

在波束宽度较小的情况下，可以认为擦地角 φ 不变，式 (11) 可以近似为

$$\sin \alpha_m(r) \approx [(r + mc/(2\text{PRF}) - r_0)/r_0] \operatorname{tg} \varphi \quad (12)$$

所以如果两个斜距相差一个子测绘带宽度，则它们对应的角度的正弦值之差近似恒定：

$$\sin \alpha_m(r) - \sin \alpha_{m-1}(r) \approx \operatorname{ctg} \varphi / (2\text{PRF}r_0) \quad (13)$$

由于波束主瓣内包含了 K 个子测绘带，而且在波束主瓣范围内满足 $-\lambda/(2D) < \sin \alpha < \lambda/(2D)$ ，由式 (12) 又可知最大角度的正弦值减去最小角度的正弦值约为 $[Kc/(2\text{PRF}r_0)] \operatorname{tg} \varphi$ ，即： $\sin \alpha_{\max} - \sin \alpha_{\min} = \lambda/D \approx [Kc/(2\text{PRF}r_0)] \operatorname{tg} \varphi$ ，即 $[\sin \alpha_m(r) - \sin \alpha_{m-1}(r)] 2\pi D/\lambda \approx 2\pi/K$ ，此时 $\mathbf{W}(r')$ 为正交阵，即

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^{-1}(r') &\approx \frac{1}{K} [\mathbf{W}^*(r')]^T \\ &= \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 1 & \exp \left[-j \frac{2\pi D \sin \alpha_0(r')}{\lambda} \right] & \cdots & \exp \left[-j \frac{2\pi D (K-1) \sin \alpha_0(r')}{\lambda} \right] \\ 1 & \exp \left[-j \frac{2\pi D \sin \alpha_1(r')}{\lambda} \right] & \cdots & \exp \left[-j \frac{2\pi D (K-1) \sin \alpha_1(r')}{\lambda} \right] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \exp \left[-j \frac{2\pi D \sin \alpha_{K-1}(r')}{\lambda} \right] & \cdots & \exp \left[-j \frac{2\pi D (K-1) \sin \alpha_{K-1}(r')}{\lambda} \right] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

此时矩阵条件数 $\operatorname{cond}[\mathbf{W}(r)] = 1$ ，到达了条件数的最小值，所以 $\mathbf{W}(r)$ 是一个良态矩阵。

随着 SAR 平台轨道高度的增大和波束宽度的增大，上述推导的近似程度也就越大，一般轨道高度在 300 - 1000km，波束张角小于 30° 。取波长 $\lambda = 0.25\text{m}$ ， $\text{PRF} = 1200\text{Hz}$ ， $K = 4$ ，天线法线约为 45° ，此时总的斜距向测绘带宽度为 500km(每个子测绘带 125km)，各种轨道高度的 $\operatorname{cond}[\mathbf{W}(r)] = 1$ 曲线如图 4 所示：

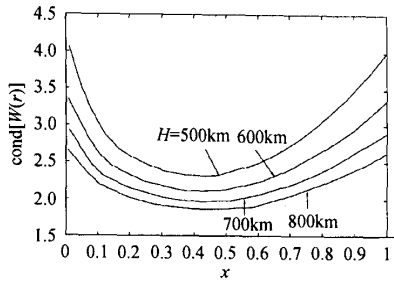


图 4 条件数曲线

图中 H 为轨道高度, x 轴为归一化的斜距: $x = 2\text{PRF} \cdot (r - \min r)/c$ 其中 r 为斜距, $\min r$ 为测绘带中的最小斜距, c 为光速, PRF 为脉冲重复频率。

从图中可以看出, 条件数最大不会超过 4, 基本上还是良态矩阵。还可以看出在相同测绘带宽度的情况下轨道高度越高条件数越小, 这是因为在相同测绘带宽度下轨道高度越高则波束越窄, 上述推导的近似程度也就越小。

4 运算量的估计

假设每个天线面板对一个脉冲回波的采样点数 (包含补零的点数) 为 N , 如果天线除去脉冲发射时间外其他时间均接收信号, 则 $N \approx \eta B/\text{PRF}$, η 为过采样率。每个天线对所采样的信号进行 FFT 所需的复数乘法运算次数为 $(KN/2)\log_2 N$, 复数加法次数为 $KN\log_2 N$, 然后与匹配滤波在频域相乘所需的复数乘法运算次数为 KN 次, 对频域信号进行 IFFT 运算所需的复数乘法运算次数为 $(KN/2)\log_2 N$, 复数加法次数为 $KN\log_2 N$, 假设每个斜距 r 所对应的矩阵 $W^{-1}(r)$ 已经存储在存储器中, 无需每次进行计算, 则加权求和提取出每个斜距点的信号的复数乘法运算次数为 K^2N , 复数加法次数为 K^2N , 所以总的复数乘法次数约为 $KN\log_2 N + KN + K^2N$, 复数加法次数为 $K^2N + 2KN\log_2 N$ 。加权求和后的运算量与加权求和前的复数乘法次数之比为 $(K + 1 + \log_2 N)/(1 + \log_2 N)$, 复数加法次数之比为 $(K + 2N\log_2 N)/(2N\log_2 N)$, 由此看出, 在 K 不大的情况下加权求和后的运算量与加权求和前的运算量为同一个量级。

5 信噪比的考虑

如果在相同发射功率相同噪声的情况下, 由于天线方向图主瓣展宽了约 K 倍, 则地面上每一个分辨单元的回波在天线的输出端的功率约为常规 SAR 的 $1/K^2$ 。从式 (14) 可以看出对各个信号通道的加权系数的幅值近似为 $1/K$, 因为各个信号通道噪声的叠加是非相干叠加, 所以加权求和后的噪声功率约为求和前的 $1/K$, 而加权求和不会改变信号的能量, 加权求和可以使信噪比改善约 K 倍。所以总体信噪比为常规 SAR 的 $1/K$ 。

6 仿真结果

雷达参数: 子天线个数 $K = 4$; 波长 $\lambda = 0.25\text{m}$; 脉冲重复频率 $\text{PRF} = 1200\text{Hz}$; 轨道高度 $H = 600\text{km}$, 线性调频脉冲带宽为 $B = 10\text{MHz}$; 在 4 个子测绘带内各有一个点目标, 斜距分别为 $800\text{km}, 925\text{km}, 1050\text{km}, 1175\text{km}$, 强度分别为 $4, 3, 2, 1$ 。显然这 4 个点目标的回波恰好混叠在一起, 如果不用本文所述的方法将 4 个点的回波区分, 而直接用 RD 算法成像, 如图 5 所示:

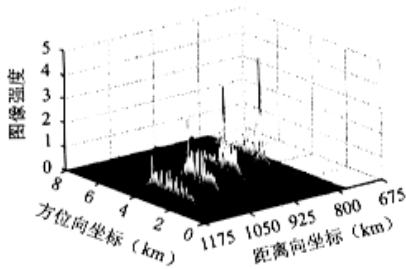


图 5 未采用本方法的成像结果

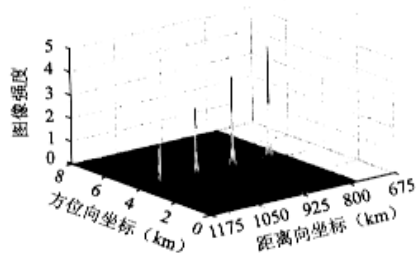


图 6 采用本方法的成像结果

因为方位向匹配函数与斜距有关(多普勒调频斜率与斜距成反比),所以在各个子测绘带中对应点的方位向匹配函数是失配的,这种失配产生的结果是峰值较低而旁瓣很大,因此其他子测绘带的干扰在方位向匹配滤波时对峰值的干扰有一定程度的抑制,但是旁瓣很明显,图 5 正说明了这种结果。

如果将回波进行方位向压缩后再进行加权求和,分离出各个子测绘带的信号,然后再进行方位向匹配滤波,结果如图 6 所示:

如图 6 所示,由于在距离向压缩之后对混叠的信号进行了加权求和,分离出了各个子测绘带的信号,这就消除了各个子测绘带之间的相互干扰,所以成像结果比较理想。

7 结论

本文提出了一种新的距离向多孔径接收宽测绘带 SAR 成像方法。由于该方法是在方位向压缩之后再对混叠信号的提取,此时的分辨单元很小,能够更好地分离出各个子测绘带之间信号,大大减小了各个子测绘带之间的相互干扰。该方法的复杂性主要在信号处理部分,对天线的复杂性要求不高,与文献 [3] 中所介绍的方法相比大大降低了对天线系统的要求。本文严格论证了这种成像方法的可行性,给出了仿真结果。并证明在一般情况下加权矩阵为良态矩阵。经过分析得出该算法的运算量与常规 SAR 信号处理的复数乘法次数比为 $(K+1+\log_2 N)/(1+\log_2 N)$, 复数加法次数比为 $(K+2N\log_2 N)/(2N\log_2 N)$, 在 K 不大的情况下为同一个量级。分析还表明,在发射功率和噪声功率相同的情况下,用该种距离向多孔径接收宽测绘带合成孔径雷达的信噪比为常规 SAR 的 $1/K$ 。

参 考 文 献

- [1] 张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析与应用. 北京: 科学出版社, 1989 年 11 月第 1 版, 第三章.
- [2] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR. *IEE Proc.-F*, 1992, 139(2): 122-135.
- [3] Callaghan G D, Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array. *IEE Proc.-F*, 1999, 146(3): 159-165.
- [4] Griffiths H D, Mancini P. Ambiguity suppression in SARs using adaptive array techniques. Proc. of IGARSS'91 Symp., Helsinki University of Technology, Espo, Finland, 1991: 1015-1018.
- [5] 李庆扬. 数值分析. 武汉: 华中理工大学出版社, 1986 年 12 月第 3 版, 第七章.

王小青: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.

郭琨毅: 女, 1976 年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.

盛新庆: 男, 1968 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为计算电磁学和微波遥感.

朱敏慧: 女, 1943 年生, 研究员, 博士生导师, IEEE 高级会员, 主要研究方向为计算机图像和图形学、微波遥感与雷达技术、雷达信号与信息处理等.