

一种应用在多孔径宽测绘带 SAR 中的 CS 算法

王小青** 朱敏慧* 盛新庆*

*(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: 多孔径接收宽测绘带 SAR 方法是一种较先进的高精度宽测绘带 SAR 成像方法。这种方法要求先对距离向信号压缩然后用反解矩阵求出各个测绘带的信号, 然后再进行方位向聚焦。RD 算法应用在这种成像方法比较方便, 但是在星载 SAR 成像中大多用精度较高、运算量较小的 CS 算法。CS 算法要求先进行方位向 FFT 而不是距离向压缩, 所以不能直接应用在这种成像方法中。该文提出了一种基于 CS 算法的多孔径成像算法, 可以很方便应用于多孔径接收宽测绘带 SAR, 并进行了计算量和误差分析, 给出了仿真结果。仿真结果证实了本文所述方法的有效性。

关键词: SAR, 宽测绘带, CS 算法, 多孔径成像算法

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)12-1861-06

An Algorithm Based on CS Algorithm Applied in Multi-aperture Wide-Swath SAR

Wang Xiao-qing** Zhu Min-hui* Sheng Xin-qing*

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

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

Abstract The wide-swath method based on multi-receiver is a novel and highly accuracy wide-swath method. This method needs focus in range signal at first, so RD (Range-Doppler) arithmetic can apply to the method easily while CS (Chirp Scaling) arithmetic has some difficulties. An algorithm based on CS algorithm is proposed in this paper that can be applied in the multi-aperture wide-swath SAR method. The error and operand of this algorithm is analyzed. Finally the simulation result is present, it turn out to validate the algorithm.

Key words SAR, Wide-swath, Chirp Scaling(CS) algorithm, Multi-aperture imaging algorithm

1 引言

一般 SAR 的天线是收发复用的, 发射脉冲时不能接收数据。对于常规 SAR 来说要求回波在两次发射脉冲之间回到天线, 所以测绘带内的斜距范围为

$$\left(\frac{n}{F_r} + \tau\right) \frac{c}{2} < R < \left(\frac{n+1}{F_r} - \tau\right) \frac{c}{2} \quad (1)$$

其中 τ 为脉冲持续时间, F_r 为脉冲重复频率, c 为光速, n 为某一整数。所以理论上最大测绘带宽度为

$$R_M = (1/F - 2\tau_r)(c/2) \quad (2)$$

F_r 就是方位向采样率, 它必须大于方位向带宽, 而方位向带宽又决定了方位向分辨率, 它们之间的关系为

$$\frac{v}{F_r} < \sigma \quad (3)$$

其中 σ 为方位向分辨单元大小, 所以

$$R_M < \frac{c\sigma}{2v} - \tau c \quad (4)$$

从式(4)可以看出测绘带宽度和方位向分辨率是一对矛盾。

现有的比较成熟的宽测绘带方法是ScanSAR^[1], 它是以牺牲方位向分辨率的代价来换取测绘带的展宽, 并没有解决测绘带宽和方位向分辨率的矛盾, 在一些高精度、大测绘带宽的应用中往往不能满足要求。自从 20 世纪 90 年代以来不少学者提出了一些解决这个矛盾的方法, 例如在文献[2]中提

到的距离向多波束、方位向多波束方法，这两种方法都对天线提出了很高的要求，甚至是不能实现的。该文献中还提到了Displace phase center方法，这种方法要求天线在方位向上很长而距离向上很窄，这对于星载SAR往往也是难以做到的，而且对脉冲重复频率有严格的限制，这使得星载SAR系统设计非常不灵活；文献[3]中提出了脉冲编码和多频带的方式来扩展测绘带宽度，使K个相邻的脉冲的编码正交或者处于不同的频带，用正交编码的方式实际上并没有消除各个子测绘带之间的串扰而是使这种串扰在空间中弥散开^[4]，而多频带方式则是牺牲距离向分辨率来换取测绘带宽度。

文献[5]中提出的多孔径接收的宽测绘带方法与上述方法相比系统相对简单，可以保持高分辨率，子测绘带之间串扰小。系统原理如图1所示：

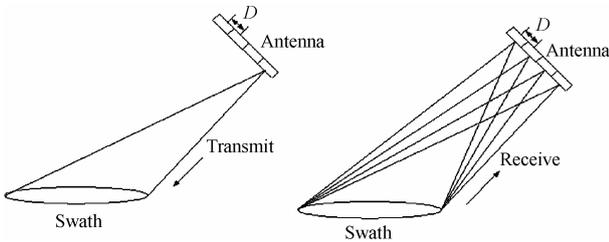


图1 距离向多孔径 SAR 原理示意图

用一个波束发射，照射的斜距范围：

$$\left(\frac{n}{F_r} + \tau\right)\frac{c}{2} < R < \left(\frac{n+K}{F_r} - \tau\right)\frac{c}{2} \quad (5)$$

其中包括 K 个子测绘带，它们的范围为

$$\left(\frac{n+i}{F_r} + \tau\right)\frac{c}{2} < R_i < \left(\frac{n+1+i}{F_r} - \tau\right)\frac{c}{2}, \quad 0 \leq i \leq K-1 \quad (6)$$

用K个子天线进行接收。记这K个子天线为 A_1, A_2, \dots, A_K 。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-1个周期以前的脉冲回波同时到达天线。这就是常规SAR的距离向模糊问题，如果能从混叠信号中提取出各子测绘带信号就能突破式(4)的限制。

对各个子天线用同一本振解调并用同一距离向匹配滤波器滤波后进行同步采样，对斜距 r 的目标采样值可以近似认为是斜距分别为 $r, r+c/(2F_r), \dots, r+(K-1)c/(2F_r)$ 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

$$\alpha_i(r) = \arccos \left[\frac{(r+i \cdot c/(2F_r))^2 + h^2 + 2hR_E}{2(r+i \cdot c/(2F_r)) \cdot (h+R_E)} \right] - \beta \quad (7)$$

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。

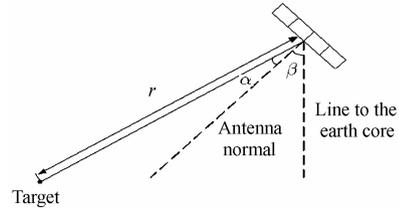


图2 目标、天线的几何关系

这样第1个点在 A_1, A_2, \dots, A_K 上的相移分别为 $0, 2\pi D \sin \alpha_0(r)/\lambda, \dots, 2\pi(K-1)D \sin \alpha_0(r)/\lambda$ ；第2个点在 A_1, A_2, \dots, A_K 上的相移分别为 $0, 2\pi D \sin \alpha_1(r)/\lambda, \dots, 2\pi(K-1)D \sin \alpha_1(r)/\lambda$ ；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。

写成矩阵形式为

$$F(r) = W(r)\sigma(r) \quad (8)$$

其中 $F(r)=[f_1(r), f_2(r), \dots, f_k(r)]^T$ 为各子天线数据通道的采样值； $\sigma(r)=[\sigma_1(r), \sigma_2(r), \dots, \sigma_k(r)]^T$ 为斜距分别为 $r, r+c/(2F_r), \dots, r+(K-1)c/(2F_r)$ 的地面目标的复反射系数； $W(r) =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \exp[U \sin \alpha_0(r)] & \exp[U \sin \alpha_1(r)] & \dots & \exp[U \sin \alpha_{K-1}(r)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp[V \sin \alpha_0(r)] & \exp[V \sin \alpha_1(r)] & \dots & \exp[V \sin \alpha_{K-1}(r)] \end{bmatrix}$$

式中 $U = j \frac{2\pi D}{\lambda}$; $V = j \frac{2\pi(K-1)D}{\lambda}$ 。显然 $W(r)$ 是一个

Vandermonde 矩阵，故

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

如果 $-\frac{\lambda}{2D} < \sin \alpha_i(r) < \frac{\lambda}{2D}$ (如果每个子天线宽度为 D 并且是均匀加权则恰好满足)，则 $-\pi < \frac{2\pi D \sin \alpha_i(r)}{\lambda} < \pi$ ，所以

$$m \neq n \text{ 时就有 } \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_m(r)}{\lambda} \right] \neq \exp \left[j \frac{2\pi D \sin \alpha_n(r)}{\lambda} \right];$$

故 $W(r)$ 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 $F(r)$ 中由下式分离出来：

$$\sigma(r) = W^{-1}(r)F(r) \tag{9}$$

在文献[5,6]中详细讨论了这种方法的原理和性能,并给出了较全面的仿真结果。在这个方法中反解矩阵 $W(r)$ 的性态是一个很关键的因素,如果反解矩阵病态性严重的话将会因为一些小的误差(包括目标脉压后的副瓣、接收通道的噪声和反解矩阵本身的误差)而给反解出的信号带来很大的误差。文献[5]中证明了在一定近似下,如果子天线紧密排列并且满足主瓣内波束宽度满足 $\sin(\theta/2) = \lambda/(2D)$ 的条件下反解矩阵的性态可以达到最优(矩阵的条件数近似达到 1),其中 θ 为波束主瓣宽度,这个条件并不是很苛刻,只要接近这个条件反解矩阵的性态就不会太差,在文献[5]中给出的几个具体的仿真例子中矩阵的条件数都不超过 4,基本上是良态矩阵,可以得到稳定的解,文献[6]中给出了较全面的仿真结果。

这种方法对于视角 α_i 的精度要求较高,式(7)只是一个粗略的近似公式,如果要达到较高的精度需要更精确的地球模型。另外由于地物目标的高度、大气的折射和天线指向的误差,如果仅仅依靠几何关系难以达到理想的精度,文献[7]给出了一种在回波中自适应地估计视角 α_i 的方法,该方法利用了 α_i 误差增大会导致子测绘带信号之间互相关增大的原理,用各子测绘带信号之间的互相关来估计 α_i 的误差从而降低各子测绘带之间的相互干扰。在该文中给出的仿真实例中这种估计方法可以达到 0.025° 的精度,子测绘带之间的干扰可以降到 -40dB 以下,基本上可以忽略。

2 CS 算法应用在距离向多孔径接收 SAR 的难点和解决的方法

在文献[5]的原理介绍中要求对各个子天线的回波先进行距离向压缩,然后用矩阵反解出各个子测绘带的信号,这对于 RD(Range-Doppler)算法比较方便,该文中的原理基本上也是按照 RD 算法来推导的。但是在星载 SAR 中主流的成像算法为 CS(Chirp Scaling)算法^[8,9],CS 算法要求先对回波进行方位向 FFT,这样就不能先把各个子测绘带信号分离然后进行处理。

但是经过分析可以知道,对混叠的信号乘上相同的 CS 因子后,虽然各个测绘带的弯曲曲线不同,但是在同一个测绘带内的弯曲曲线是相同的,所以可以对混叠的信号先乘上 CS 因子并进行距离向聚焦(频域),再分别针对各个子测绘带信号进行徙动校正,再变换到距离向时域,分离出各个子测绘带信号,最后进行方位向聚焦和逆傅里叶变换。

3 多孔径接收 SAR 的 CS 算法

假设在斜距 $r, r+c/(2F_r), \dots, r+(K-1)[c/(2F_r)]$ 各有一个目标,反射系数分别为 $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_{K-1}$,这 K 个目标在卫星运动过程中与卫星的距离变化为

$$R_i = r + i \frac{c}{2F_r} - \frac{\lambda}{2} f_d t - \frac{\lambda}{4} f_{R,i} t^2, \quad 0 \leq i \leq K-1$$

其中 $f_d, f_{R,i}$ 分别为方位向中心频率和线性调频斜率, $f_d = 2v_r/\lambda, f_{R,i} = -2v^2/[(r+ci/(2F_r))\lambda], v_r$ 为地面目标相对于卫星的径向速度, v 为目标与卫星相对速度。

第 j 个接收通道接收到的信号为

$$s_j(\tau, t) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left(r - \frac{\lambda}{2} f_d t \right) \exp \left[-j\pi k \left(\tau + \frac{i}{F_r} - \frac{2R_i(t)}{c} \right)^2 \right] \cdot \exp \left(-\frac{4\pi}{\lambda} R_i(t) \right) \tag{10}$$

上式第 1 个相位项 $\varphi_{i,j}(r - \lambda/2)$ 为第 i 个子测绘带目标在这个接收通道的相移:

$$\varphi_{i,j} \left(r - \frac{\lambda}{2} f_d t \right) = \exp \left[\frac{j2\pi(j-1)D \sin \alpha_i \left(r - \frac{\lambda}{2} f_d t \right)}{\lambda} \right]$$

式(10)的第 2 项为距离向的线性调频信号相位,第 3 项为方位向位移引起的相移。

按照线性 CS 算法具体步骤如下:

第 1 步 先将信号在方位向进行傅里叶变换,根据驻定相位原理可得

$$s1_j(\tau, f_2) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_{R,i}} \right) \right] \cdot \exp \left[-\pi k_m \left(f_2, r + \frac{ic}{2F_r} \right) \left(\tau + \frac{i}{F_r} - \frac{2}{c} R_{m,i}(f_2, r) \right)^2 \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} \left(r + \frac{\lambda(f_2 - f_d)^2}{4f_{R,i}} \right) \right] \tag{11}$$

其中 f_2 为方位向频率。 $k_m(f_2, r)$ 为包括 SRC 在内的综合调频斜率:

$$k_m(f_2, r) = \frac{1}{1/k - f_2^2/f_r f_0^2}$$

$$R_{m,i}(f_2, r) = \left(r + \frac{ic}{2F_r} \right) \left(1 + \frac{\lambda f_d^2}{4f_{R,i}(r+ic/(2F_r))} - \frac{\lambda f_2^2}{4f_{R,i}(r+ic/(2F_r))} \right) = (r+ic/(2F_r)) [1 + Cs(f_2)]$$

$$Cs(f_2) = \frac{\lambda(f_2^2 - f_d^2)}{4f_{R,i}(r+ic/(2F_r))} = \frac{\lambda^2}{8v^2} (f_2^2 - f_d^2)$$

第2步 乘上CS因子

$$s2_j(\tau, f_2) = s1_j(\tau, f_2) \cdot \exp\left\{-j\pi k_m(f_2, R_{ref1})C_s(f_2)\left[\tau - \frac{2}{c}R_{m,0}(f_2, R_{ref2})\right]^2\right\}$$

式中参考距离的选取与常规CS算法不同,对于调频斜率选择的参考距离 R_{ref1} 应该取在整个测绘带的中心,这样可以减小因忽略调频斜率随斜距变化而带来的误差。而 R_{ref2} 应取在第一个子测绘带的中心,从下面的分析可以看出这样选择可以减小Chirp Scaling因子带来的距离向频谱偏移。

忽略 $k_m(f_2, r)$ 随斜距的变化,可得

$$s2_j(\tau, f_2) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_{R,i}} \right) \right] \cdot \exp\left\{-j\pi k_m(f_2, R_{ref1})[1 + Cs(f_2)] \cdot \left[\tau - \frac{2}{c} \left(r + \frac{ci}{2F_r} \frac{Cs(f_2)}{1 + Cs(f_2)} + Cs(f_2)R_{ref2} \right) \right]^2 \right\} \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} \left(r + \frac{ic}{2F_r} + \frac{\lambda(f_2 - f_d)^2}{4f_{R,i}} \right) \right] \exp(-j\theta_i) \quad (12)$$

其中 $\theta_i = \pi k_m(f_2, R_{ref1})Cs(f_2)[1 + Cs(f_2)](4/c^2)[r + C/2$

$\cdot \frac{iCs(f_2)}{F_r(1 + Cs(f_2))} - R_{ref2}]^2$ 。乘上CS因子后距离向线性调频

信号的中心频率为

$$\Delta f = -k_m(f_2, R_{ref2})[1 + Cs(f_2)]Cs(f_2) \cdot \left[\frac{2}{c}(r - R_{ref2}) + \frac{i}{F_r} \frac{Cs(f_2)}{1 + Cs(f_2)} \right] \quad (13)$$

因为 r 的变化范围在第1个子测绘带内,如果将 R_{ref2} 设

在第1个子测绘带中间可以减小 Δf 。

从式(12)中可以看出各个子测绘带之间弯曲曲线不同,

但是在同一个子测绘带中弯曲曲线是相同的。

各子测绘带内的弯曲因子为 $\Delta R_i = \frac{ci}{2F_r} \frac{Cs(f_2)}{1 + Cs(f_2)}$

$+ Cs(f_2)R_{ref}$, $0 \leq i \leq K-1$ 。

第3步 进行距离向FFT,得到

$$s3_j(\tau, f_2) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_{R,i}} \right) \right] \cdot \exp\left\{j\pi \frac{f_1^2}{k_m(f_2, R_{ref1})[1 + Cs(f_2)]}\right\} \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} [r + \Delta R_i] f_1\right\} \psi_{i,j}(r) \quad (14)$$

$$\text{其中 } \psi_{i,j}(r) = \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} \left(r + \frac{ic}{2F_r} + \frac{\lambda(f_2 - f_d)^2}{4f_{R,i}} \right) \right] \exp(-j\theta_i)。$$

对于常规的CS算法来说接下来要进行距离向聚焦和徙动校正,但是因为各个子测绘带的弯曲曲线不同,所以只能先进行距离向聚焦,而徙动校正要进行 K 次。首先对各个子通道进行距离向聚焦:

$$s4_j(f_1, f_2) = s3_j(f_1, f_2) \exp\left\{j\pi \frac{f_1^2}{k_m(f_2, R_{ref1})[1 + Cs(f_2)]}\right\} = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_{R,i}} \right) \right] \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} [r + \Delta R_i] f_1\right\} \psi_{i,j}(r) \quad (15)$$

然后针对每个子测绘带进行徙动校正和信号分离,下面以第 n 个子测绘带为例说明。

$$s5_{j,n}(f_1, f_2) = s4_j(f_1, f_2) \exp\left\{j \frac{4\pi \Delta R_n f_1}{c}\right\} = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_{R,i}} \right) \right] \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} \left[r + \frac{(n-i)cCs(f_2)}{2F_r(1 + Cs(f_2))} \right] f_1\right\} \psi_{i,j}(r) \quad (16)$$

再进行距离向IFFT

$$s6_{j,n}(f_1, f_2) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \varphi_{i,j} \left[r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_R} \right) \right] \cdot \text{sinc} \left[\frac{\tau - \frac{2}{c} \left(r + \frac{(n-i)cCs(f_2)}{2F_r(1 + Cs(f_2))} \right)}{B} \right] \psi_{i,j}(r) \quad (17)$$

此时构造矩阵 $\mathbf{W}_n(r, f_2)$,其中第 x 行, y 列的元素表达式为

$$\mathbf{W}_n(r, f_2)(x, y) = \exp\left[\frac{j2\pi(x-1)D \sin \alpha_y \left(r - \frac{\lambda}{2} f_d \left(\frac{f_2 - f_d}{f_R} \right) - \frac{(n-i)Cs(f_2)}{F_r(1 + Cs(f_2))} \right)}{\lambda} \right]$$

再求逆得到 $W_n^{-1}(r, f_2)$, 用这个矩阵的第 n 行与 $S_n = [s_{6_{1,n}} \ s_{6_{2,n}} \ \dots \ s_{6_{K,n}}]^T$ 相乘就可以分离出第 n 个子测绘带信号:

$$s_{7_n}(\tau, f_2) = W_n^{-1}(r, f_2)(n)S_n = \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{\tau - \frac{2r}{c}}{B}\right) \psi_{n,j}(r)$$

上面的矩阵运算可以事先算好, 存在存储器中, 以免重复运算。

第 4 步 对分离出的各个子测绘带信号进行方位向聚焦和剩余相位校正。

$$\begin{aligned} s_{8_n}(\tau, f_2) &= s_{7_n}(\tau, f_2) \exp\left[j \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{c\tau}{2} + \frac{nc}{2F_r} + \frac{\lambda(f_2 - f_d)^2}{4f_{R,n}}\right)\right] \\ &\quad \cdot \exp\left(j\pi k_m(f_2, R_{ref1})Cs(f_2)[1 + Cs(f_2)]\right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{4}{c^2} \left[\frac{c\tau}{2} + \frac{c}{2F_r} \frac{nCs(f_2)}{(1 + Cs(f_2))} - R_{ref2}\right]^2\right) \\ &= \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{\tau - \frac{2r}{c}}{B}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

第 5 步 方位向 IFFT, 并按照斜距顺序将各子测绘带拼接为一个完整的测绘带

$$s_9(\tau, t) = \sum_{i=0}^{K-1} \sigma_i \text{sinc}\left(\frac{\tau - i/F_r - 2r/c}{B}\right) \text{sinc}\left(\frac{t}{\sigma}\right) \quad (19)$$

式中 σ 为方位向分辨单元大小

流程图如图 3 所示。

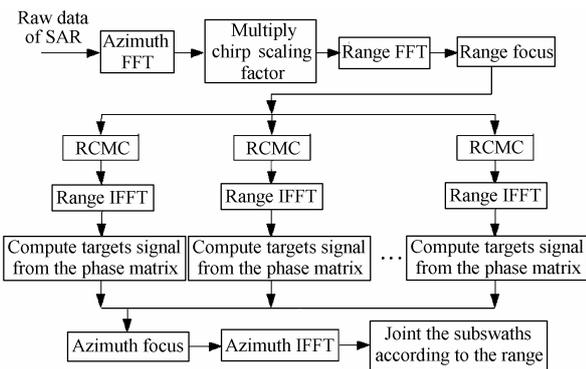


图 3 距离向多孔径 SAR CS 算法流程图

4 计算量的考虑

与常规 CS 算法相比, 距离向多孔径 SAR 的 CS 算法距离徙动的校正有 K 次重复, 另外用矩阵反解也有额外的运算量。假设方位向 M 点, 距离向 N 点(K 个子测绘带总共 N 点), 由于计算中乘法所耗的时间比加法大的多, 所以在下面的运算量估计中只考虑乘法次数:

- (1) 方位向 FFT: $\frac{MN}{2} \log_2^M$ 次乘法;
- (2) Chirp Scaling: MN 次乘法;
- (3) 距离向 FFT: $\frac{MN}{2} \log_2^N$ 次乘法
- (4) 方位向聚焦: MN 次乘法;
- (5) K 次距离徙动校正: KMN 次乘法;
- (6) 距离向 IFFT: $\frac{MN}{2} \log_2^N$ 次乘法;
- (7) 分离各子测绘带信号: KMN 次乘法;
- (8) 相位聚焦和剩余相位校正: MN 次乘法
- (9) 方位向 IFFT: $\frac{MN}{2} \log_2^M$

在常规 CS 算法中没有第 6 项和第 8 项, 所以比常规 CS 算法运算量增加了 $\frac{2K}{\log_2^N + \log_2^M + 3}$, 在 K 不大的情况下这个比例不会很大。

5 误差分析

CS 算法有两个主要的误差: 忽略了二次调频斜率随斜距的变化; 由于 CS 因子带来的距离向频谱偏移。对于二次调频斜率的变化来说, 将整个测绘带分为多个子测绘带不会改变这种误差。从式(13)可以看出将参考距离 R_{ref2} 选择在第 1 子测绘带中心可以降低距离向频谱偏移误差, 假设整个测绘带宽度为 R_w , 每个子测绘带宽度为 R_w/K , 根据式(13)可得频谱偏移量的范围为

$$\begin{aligned} &-k_m(f_2, R_{ref2})[1 + Cs(f_2)]Cs(f_2) \left[\frac{R_w}{cK} + \frac{i}{F_r} \frac{Cs}{1 + Cs} \right] < \Delta f \\ &< -k_m(f_2, R_{ref2})[1 + Cs(f_2)]Cs(f_2) \left[-\frac{R_w}{cK} + \frac{i}{F_r} \frac{Cs}{1 + Cs} \right] \end{aligned}$$

而对于常规 CS 算法来说如果将参考距离选在整个测绘带中心, 频谱偏移的范围为

$$\begin{aligned} &-k_m(f_2, R_{ref2})[1 + Cs(f_2)]Cs(f_2) \left[\frac{R_w}{c} + \frac{i}{F_r} \frac{Cs}{1 + Cs} \right] < \Delta f \\ &< -k_m(f_2, R_{ref2})[1 + Cs(f_2)]Cs(f_2) \left[-\frac{R_w}{c} + \frac{i}{F_r} \frac{Cs}{1 + Cs} \right] \end{aligned}$$

从上面两个式子可以看出距离向多孔径 SAR CS 算法的频谱偏移误差比常规 CS 算法降低了近 K 倍。

6 仿真结果

仿真参数: 卫星高度 800km, PRF1600Hz(每个子测绘带 93.75km), 脉冲带宽 20MHz, 脉冲持续时间 10 μ s, 卫星速

度 7.58km/s, 波长 0.25m, 子天线间距 1.58m, 中心视角 46° , 多普勒中心频率 200Hz。在斜距为 1130km、1223.75km、1317.5km 处各有 1 个目标, 强度分别为 1, 2, 3, 这 3 个目标刚好重合, 用本文所介绍的距离向多孔径 CS 算法成像结果如图 4 所示: 从图 4 可以看出 3 个目标很好地分离开了。

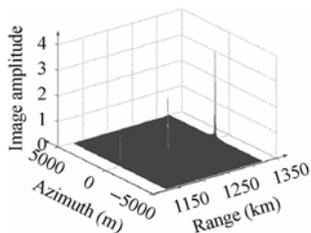


图4 仿真结果

7 结束语

本文提出了一种 CS 的改造算法应用在距离向多孔径接收 SAR 成像方法中, 得到了较好的效果, 与常规 CS 算法相比运算量增加不大, 而且通过两种参考距离的选取可以使距离向频谱偏移的误差减小 K 倍。从仿真结果来看成像效果较好。

本文仅给出了各个步骤公式的推导, 在实际编程应用中还可以用很多技巧对计算步骤进行简化和合并, 还有很多具体的工作。

参考文献

- [1] Moore R K. Scanning spaceborne synthetic aperture radar with integrated radiometer. *IEEE Trans. on AES* 1981, 17(3): 410 – 420.
- [2] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR. *IEE Proc.-F*, 1992,

139(2): 122 – 135.

- [3] 王小青, 朱敏慧. 一种宽测绘带 SAR 新方法的探讨. *电子与信息学报*, 2003, 25(10): 1425 – 1429.
- [4] Goodman N A, Lin Sih Chung. Processing of Multiple-Receiver Spaceborne Arrays for Wide-Area SAR. *IEEE Trans. on GRS*, 2002, 40(4): 841 – 852.
- [5] 王小青, 郭琨毅, 盛新庆, 朱敏慧. 基于距离向多孔径接收的宽测绘带 SAR 成像方法的研究. *电子与信息学报*, 2004, 26(5): 739 – 745.
- [6] 王小青. 宽测绘带 SAR 方法及其仿真研究. [博士学位论文]中国科学院电子学研究所, 2005 年 1 月.
- [7] Wang Xiaoqing, Zhu Minhui, Sheng Xinqing. The angle error estimate method in the wide swath SAR basing on multi-receiver. *Journal of Electronics (China)*(已录用,待发)
- [8] Raney R K, Runge H, Bamler R, Cumming I G, Wong F H. Precision SAR processing using Chirp Scaling. *IEEE Trans. on GRS*, 1994, 32 (4): 786 – 799.
- [9] Moreira A, Mittermayer J, et al..Extended Chirp scaling algorithm for air and spaceborne SAR data processing in stripmap and scan SAR imaging modes. *IEEE Trans. on GRS*, 1996, 34(5): 1123 – 1136.
- 王小青: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.
- 朱敏慧: 女, 1943 年生, 研究员, 博士生导师, IEEE 高级会员. 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.
- 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.