

基于高分辨信源估计的机载前视阵列雷达 三维成像方法

刘向阳¹, 曾 操², 毛志杰¹, 王 静³, 康连瑞¹

(1. 西安通信学院, 陕西西安 710106; 2. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071;
3. 长安大学信息工程学院, 陕西西安 710064)

摘 要: 结合阵列信号的信源数和波达方向估计技术, 本文提出了一种适用于机载前视阵列雷达的三维成像方法. 在前视阵列二维成像基础上, 该方法首先对多个连续观测图像进行预处理, 将脉冲阵列信号近似表示为多个正弦信号的和, 然后利用阵列信号高分辨技术估计正弦信号的个数和频率, 进而最后确定对应散射体的位置和幅度以实现三维成像. 与传统三维匹配滤波成像方法不同, 该方法利用宽带信号的匹配滤波实现沿航向的高分辨, 利用多个连续观测图像构成的阵列信号实现高度向的高分辨; 而且, 由于只需要几十个脉冲回波, 该方法对载机飞行轨迹限制相对较少, 载机可以实施相对灵活的机动飞行. 与干涉测高三维成像方法相比, 即使有多个散射体投影到同一个像素中, 该方法也可以检测并分别恢复出每个散射体. 另外, 该方法利用待检测像素的数据直接估计杂波相关矩阵, 在杂波严重非平稳情况下也能有效地实现三维成像.

关键词: 三维成像; 前视阵列雷达; 信源数估计; 波达方向估计; 空间平滑

中图分类号: TN959.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 06-1048-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.06.002

A Three-Dimensional Imaging Method Based on High Resolution Signal Source Estimation for Airborne Forward-Looking Array Radar

LIU Xiang-yang¹, ZENG Cao², MAO Zhi-jie¹, WANG Jing³, KANG Lian-rui¹

(1. Xi'an Communication Institutes, Xi'an, Shaanxi 710106, China; 2. National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China; 3. School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an, Shaanxi 710064, China)

Abstract: A three-dimensional imaging method for airborne forward-looking array radar is presented in this paper, in which the technique for the estimation of signal source number and direction of arrival (DOA), usually used in array signal processing, is applied. On the basis of two-dimensional imaging, the vector constructed from the images among multiple continuous pulses could be presented as the summation of multiple sine signals from different scatters after the preprocessing of these images, and thus high resolution processing techniques could be used to estimate the number and the frequency of the sine signals, which can be applied to determine the three-dimensional image of the scene. Compared to the traditional imaging method with three-dimensional matched filtering, the method in this paper makes use of the matched filtering of the broadband signal to realize the high resolution over the along-track orientation, as well as the successive pulse signal to realize the high resolution over the altitude orientation. Moreover, the method can reduce the restriction to the flight trajectory because only dozens of pulses are used, and the aircraft can carry out flying more flexible. Compared to the interferometric three-dimensional imaging method, this method could detect and recover every scatter even if multiple scatters are projected to the same pixel, which is usually called for layover. Meanwhile, the method directly use the data in the same pixel for detection to estimate the image correlation matrix, and therefore can realize the there-dimensional imaging effectively even in the situation of seriously inhomogeneous images.

Key words: three-dimensional imaging; forward-looking array radar; estimation of signal source number; estimation of direction of arrival; space smoothing

1 引言

在飞行器自主引导降落、导弹制导等场合,平台对雷达正前方的地面场景更感兴趣.由于存在左右模糊、距离徙动严重等问题,合成孔径雷达(SAR)难以实现平台正前方地面场景的实时成像.机载前视阵列雷达的出现,不仅解决了雷达前视成像的难题,还可以提供飞行正前方地面场景的三维图像,为平台飞行提供更加详细的地面信息,受到了国内外同行的广泛关注^[1-3].

德国宇航局的 Regiber 博士首先提出了利用线性阵列雷达获取地面场景三维图像的思路,并进行了初步仿真实验^[1].采用三维匹配滤波技术,文献[2,3]提出了前视阵列雷达三维成像的方法,分析了其分辨率与雷达参数的关系.结果表明,前视阵列雷达可以采用跨航向天线阵列的波束形成技术获取跨航向的高分辨,采用发射宽带信号的匹配滤波技术获取高度向的高分辨,采用多个脉冲合成的虚拟孔径获取沿航向的高分辨,因此该系统被称作前视阵列 SAR.三维匹配滤波成像后,只有通过三维数据中有效散射体的检测和图像重构,才能完成三维图像绘制.由于要完成三维数据的获取和存储、匹配滤波前的解耦和三维匹配滤波处理,该方法的数据量和运算量十分巨大.

对于前视阵列雷达,雷达波束与沿航向不是完全正交的,利用宽带信号的高分辨及其向沿航向上投影可以实现沿航向的高分辨^[4].理论上,每个分辨单元是由许许多多的小散射单元组成的,受雷达分辨率限制,系统无法将这些小散射单元分离,这里将这些无法分离的小散射单元称作一个散射体或目标.但是如果结合多个脉冲的图像信息,就可以将每个跨航向一沿航向分辨单元内不同高度的散射体分离,本文正是基于这个思路.又由于高频无线电信号的穿透性很差,获取的雷达回波基本是地表、植被或建筑物一次或多次散射的回波信号,即使地形起伏较大的观测场景,其二维图像中每个分辨单元也仅包含一个或为数不多的几个不同高度的散射体.如果能检测、估计并分离出每个散射体的信息,则可以实现三维成像.基于此,文献[5]研究了每个分辨单元内仅包含一个散射体情况下,利用多基线干涉 SAR(InSAR)技术测量该散射体高度并恢复地表三维图像的方法,在存在层叠效应的大起伏地形情况下该方法将会失效.

本文通过对多个连续二维图像的预处理,将多个连续脉冲获得的图像数据等效为线性阵列获取的回波数据,称作脉冲阵列.利用阵列信号的信源数估计和波达方向估计技术,将每个跨航向一沿航向分辨单元内不同高度的多个散射体分离并定位,解决了存在层叠效应地形下的三维成像问题.与传统三维匹配滤波成

像方法相比,该方法将三维成像和三维图像重构中的信号检测相结合,降低了数据量和运算量.而且,传统三维匹配滤波方法要求载机在合成孔径时间内匀速飞行,本文方法减小了合成孔径时间,相应降低了对载机飞行轨迹的限制,可以实现较为灵活的机动飞行.

2 前视阵列雷达信号模型

前视阵列雷达系统的几何构型如图 1 所示.载机在一定高度 H 沿某个方向水平匀速飞行,其速度为 v ,该飞行方向定义为沿航向,以 x 轴表示.接收阵列天线垂直于沿航向水平、均匀排列,阵元间隔为 d ,阵元数为 N ,则阵列长度为 $L = Nd$.定义接收阵列方向为跨航向,以 y 轴表示.假定接收阵列中心处为 y 轴零点,则第 n 个接收阵元的 y 轴坐标表示为 $y_n = nd - \frac{L}{2}$.高度方向即为 z 轴,且 x 轴、 y 轴和 z 轴的方向排列符合笛卡尔直角坐标系规则.假定发射天线与接收阵列天线分置,发射天线位于接收天线阵中心的正下方 δh 处.发射波束指向载机的前下方,波束中心的俯仰角为 ϕ_0 ,方位角为 φ_0 ,且 $\varphi_0 = 0$.发射天线周期性地发射宽带线性调频脉冲,接收阵列天线以相同的重复频率接收地面回波信号,该重复频率表示为 PRF.

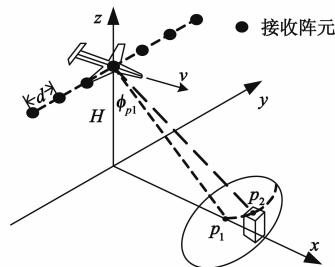


图1 前视阵列雷达系统几何构型示意图

采用“停-走”信号模型,假定在慢时间 t_m 时刻发射天线和第 n 个接收阵元的坐标分别表示为 $(vt_m, 0, H - \delta h)$ 和 (vt_m, y_n, H) ,场景中某一散射体 p 的坐标为 (x_p, y_p, z_p) ,则发射天线、第 n 个接收阵元到散射体 p 的瞬时斜距可以分别表示为

$$R_t(t_m, p) = \sqrt{(vt_m - x_p)^2 + y_p^2 + (H - \delta h - z_p)^2}$$

$$R_r(t_m, y_n, p) = \sqrt{(vt_m - x_p)^2 + (y_n - y_p)^2 + (H - z_p)^2} \quad (1)$$

由于 δh 较小,忽略其泰勒展开式中二次及高次项,收发双程距离近似表示为

$$R_{tr}(t_m, y_n, p) \approx \sqrt{R^2(t_m, p) + y_p^2} + \sqrt{R^2(t_m, p) + (y_n - y_p)^2} \quad (2)$$

其中, $R(t_m, p) = \text{sqrt}((vt_m - x_p)^2 + (H - \delta h/2 - z_p)^2)$,函数 $\text{sqrt}(\cdot)$ 是平方根函数.由公式(2)可知,散射

体 p 到第 n 个接收阵元的双程距离 $R_n(t_m, y_n, p)$ 随着慢时间 t_m 和接收阵元位置 y_n 而变化, 其中随接收阵元位置 y_n 的变化称作跨航向距离徙动, 随慢时间 t_m 的变化称作沿航向距离徙动。

对任意慢时间 t_m 时刻的回波, 利用长孔径接收阵列的波束形成实现跨航向的高分辨, 利用宽带线性调频信号的脉冲压缩实现距离向的高分辨^[4,5], 即得到 t_m 时刻场景的二维图像, 也称作 t_m 时刻脉冲回波的二维图像. 该方法将三维地表的散射回波投影到一个二维图像之中, 图像中每个像素是一个或多个不同高度的散射体回波叠加的结果, 即 $R(t_m, p)$ 和 y_p 相同的多个散射体投影到同一个像素中, 如图 1 所示散射体 p_1 和 p_2 投影到了同一个像素中. 需要注意的是, 如果阵列孔径较长且跨航向波束较宽, 波束边缘散射体的跨航向距离徙动会较大, 波束形成前需要补偿这些散射体的跨航向距离徙动. 采用文献[4,5]二维成像方法对每个慢时间 t_m 回波进行成像处理, 其中距离向先采用 Chirp Scaling 方法精确校正跨航向距离徙动并采用脉冲压缩方法精确聚焦, 然后跨航向采用 SPECAN 方法完成跨航向聚焦, 多个散射体叠加后的二维图像可以表示为^[4,5]

$$S(t, t_m, K_y) = \sum_{p=1}^P \sigma_p(t_m) \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{B}{A_y} \left(t - \frac{2R(t_m, p)}{c}\right)\right) \cdot \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{L}{\lambda} \left(K_y - \frac{y_p}{R(t_m, p)}\right)\right) \exp\left(-j \frac{4\pi R(t_m, p)}{\lambda}\right) \quad (3)$$

其中, t 表示距离向快时间, K_y 表示跨航向波束, 无单位. P 表示投影到同一个像素中散射体个数, 每个像素中散射体个数 P 可能不同, 例如图 1 中两个散射体 p_1 和 p_2 投影到同一个像素中, 该像素中 $P=2$. $\sigma_p(t_m)$ 表示随慢时间变化的散射体 p 的后向散射系数, 如果脉冲处理时间较短, 则 $\sigma_p(t_m)$ 近似为一个常数 σ_p . $\operatorname{sinc}(\cdot)$ 表示 sinc 函数, B 表示发射信号带宽, c 表示电磁波传播速度, λ 表示载波波长, $A_y = \sqrt{1 - (\lambda K_y / 4\pi)^2}$. 另外, 式(3)忽略了二维成像处理引入的常数项。

因此, 三维成像问题转化为确定每个脉冲回波的二维图像中每个像素中散射体个数以及估计每个散射体的位置和散射系数的问题. 由式(3)可知, 散射体 p 的跨航向位置 y_p 由所在像素的 K_y 推知. 由式(2)可推知, 散射体 p 的相位对雷达沿航向位置 vt_m 、散射体 p 沿航向位置 x_p 和高度向位置 z_p 比较敏感, 由于脉冲沿航向位置 vt_m 已知, 估计出每个散射体 p 的相位信息就可以推算出该散射体的位置参数 x_p 和 z_p , 进而估计出其散射系数 σ_p , 实现三维图像的重构. 可见, 将散射体检测和散射体参数估计结合起来, 可以实现三维图像的重构。

3 前视阵列雷达三维成像方法

对 $R(t_m, p)$ 进行泰勒级数展开, 忽略三次以上高次项的展开式表示为

$$R(t_m, p) \approx R_p - vt_m \sin\theta_p + \frac{(vt_m \cos\theta_p)^2}{2R_p} \quad (4)$$

其中, $\theta_p \in (\theta_0 - \Delta\theta/2, \theta_0 + \Delta\theta/2)$, θ_p 表示 $t_m=0$ 时刻雷达到散射体 p 的视线方向与平台运动方向夹角的余角, 称作前视角, 且有 $\sin\theta_p = \cos\varphi_p \sin\phi_p$, 其中 ϕ_p 表示散射体 p 的俯仰角, 即 $\sin\phi_p = x_p/R_p$; φ_p 表示散射体 p 的方位角, 即 $\tan\kappa_p = y_p/R_p$. $R_p = \sqrt{(x_p^2 + (H - \delta h/2 - z_p)^2)}$, θ_0 表示波束中心的前视角, $\Delta\theta$ 表示前视角波束宽度. 在沿航向距离徙动公式中, 一次项 $vt_m \sin\theta_p$ 称作沿航向距离走动, 二次项 $(vt_m \cos\theta_p)^2/2R_p$ 称作沿航向距离弯曲. 可见, 对同一像素中视角 θ_p 不同的散射体, 其沿航向距离徙动轨迹和相位都是不同的. 如果采用长时间的合成孔径处理, 需要分别校正不同散射体的沿航向距离徙动. 如果采用短时间的合成孔径处理, 只要这些散射体的沿航向距离徙动差小于沿航向和跨航向分辨率, 可以采用统一的校正量校正不同散射体的距离徙动。

对于同一像素中不同散射体, 其方位角 φ_p 和距离 R_0 是相同且已知的, 只是 x_p 和 z_p 不同. 如果可以由该像素的相位信息推算出散射体的前视角 θ_p , 则 x_p 和 z_p 唯一确定, 分别表示为

$$x_p = \frac{R_0 \sin\theta_p}{\cos\varphi_p} \quad (5)$$

$$z_p = H - \delta h/2 - R_0 \sqrt{1 - (\sin\theta_p/\cos\varphi_p)^2}$$

由式(5)可推知, x_p 和 z_p 的误差成线性关系, 可以表示为 $\delta z_p = -\delta x_p \cdot \tan\varphi_p$.

3.1 回波信号预处理

为了估计 θ_p , 可以联合 M 个连续脉冲回波的二维图像, 需要考虑下面两个问题: (1) 由式(3)可知, 同一散射体 p 的包络位置随着平台的运动而变化, 距离和前视角不同的散射体徙动轨迹稍有不同, 只有沿着散射体徙动轨迹积累信号才能实现散射体相位的最优估计; (2) 由式(3)和(4)可推知, 每个散射体的信号可以看作一个线性调频信号, 不仅多普勒中心频率不同, 调频率也略有不同。

分析发现, 由于 θ_p 的取值范围通常只有几度(取决于发射天线的俯仰波束宽度), 当选取的 M 值较小时, 有以下三个特点: (1) 不同散射体的徙动轨迹差异小于沿航向和跨航向分辨率, 统一校正不同散射体的距离徙动对 θ_p 估计性能的影响很小却可以降低运算量; (2) 由于在 M 个脉冲内平台沿航向运动长度远小于中心距

离 R_0 , 沿航向距离徙动的二次项带来的散射体包络变化很小, 可以忽略; (3) 不同视角散射体的距离走动量虽然不同, 但走动量差异很小, 也可以忽略. 因此, 如果选取的 M 值不大, 统一校正不同散射体的距离徙动体现了短时间积累的优势. 补偿的距离走动量 ΔR 为

$$\Delta R = -vt_m \sin \theta_0 \quad (6)$$

统一校正距离徙动后, 同一散射体在不同脉冲图像中的信息被拉回到同一个像素中. 将式(4)代入式(7)可得:

$$S(t, t_m, K_y) \approx \sum_{p=1}^K \sigma_p \cdot \text{sinc} \left(\pi \frac{B}{A_y} \left(t - \frac{2R_p}{c} \right) \right) \text{sinc} \left(\pi \frac{L}{\lambda} \left(K_y - \frac{y_p}{R_p} \right) \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} \left(R_p - vt_m \sin \theta_p + \frac{(vt_m \cos \theta_p)^2}{2R_p} \right) \right) \quad (7)$$

其中, $f_{p,dc} = 2v \sin \theta_p / \lambda$ 称作散射体 p 的多普勒中心频率.

下面, 利用式(7)分别估计每个像素中散射体的数量、位置和幅度信息. 显然, 在 M 值较小时, 每个散射体回波都是一个短时间线性调频信号, 可以采用匹配滤波方法估计散射体的信息. 然而, 受瑞利限限制, 该方法的分辨率不高且位置参数的估计误差较大. 如果能够补偿每个散射体线性调频相位引起的功率谱展宽, 每个散射体信号就可以看作一个频率为 $f_{p,dc}$ 的单频正弦信号, 采用突破瑞利限的高分辨谱估计方法估计散射体数量、频率和幅度信息可以得到较好的性能. 另外, 在前视模式下, 脉冲重复频率通常略大于回波多普勒带宽, 远小于散射体的多普勒中心频率 $f_{p,dc}$, 因此估计的 $f_{p,dc}$ 都是模糊后的频率值. 基于此, 采用式(8)可以近似补偿每个散射体的线性调频相位, 且将散射体的频率转化为无模糊的基带频率.

$$\Delta \eta = \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} \left(-vt_m \sin \theta_0 + \frac{(vt_m \cos \theta_0)^2}{2R_p} \right) \right) \quad (8)$$

经过式(8)相位补偿后, 散射体 p 所在二维图像的信息可以表示为

$$S(t, t_m, K_y, p) \approx \sum_{p=1}^p \sigma'_p \exp \left(-j \frac{4\pi R_p}{\lambda} \right) \cdot \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} \left(vt_m (\sin \theta_p - \sin \theta_0) - \frac{v^2 t_m^2 (\cos^2 \theta_p - \cos^2 \theta_0)}{2R_p} \right) \right) \quad (9)$$

其中, $|\theta_p - \theta_0| \leq \Delta \theta / 2$. 为了突出指数项, 将散射体 p 的二维 sinc 包络归入了 σ'_p .

由于在 M 个脉冲间隔内平台沿航向运动长度较小且 θ_p 的取值范围通常只有几度, 因此式(9)中二次相位项非常小, 可以忽略. 忽略式(9)中二次相位项残差引起的功率谱展宽, 从散射体 p 所在像素中取出 M 个脉

冲回波排列为矢量, 包含噪声的脉冲阵列矢量可以近似表示为

$$\mathbf{X}(p) = \mathbf{A}\mathbf{H}(p) + \mathbf{N}(p) \quad (10)$$

式中, $\mathbf{N}(p)$ 是 $M \times 1$ 的高斯白噪声矢量, 这是由于脉冲间噪声是不相关的. $\mathbf{H}(p) = [\sigma'_1, \sigma'_2, \dots, \sigma'_K]^T$, T 表示转置,

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_2) \dots \mathbf{a}(\theta_K)],$$

$$\mathbf{a}(\theta_p) = [1 \quad e^{j\frac{2\pi\Delta}{\lambda}(\sin \theta_p - \sin \theta_0)} \dots e^{j\frac{2\pi(M-1)\Delta}{\lambda}(\sin \theta_p - \sin \theta_0)}]^T \quad (11)$$

$\Delta = 2v/PRF$. 可见, 经过式(6)距离徙动校正和式(8)相位补偿后, 该问题转化成了阵列信号的空间谱估计问题.

为了表述方便, 将这 M 个脉冲回波组成的虚拟阵列称作脉冲阵列, 将式(11)的矢量称作脉冲阵列导向矢量, 其简单示意如图 2 所示.

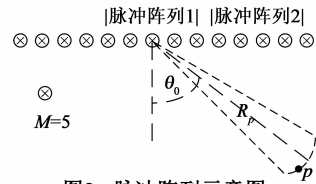


图2 脉冲阵列示意图

3.2 信源参数估计及样本选取方法

经过上述处理后, 利用 M 个脉冲的回波数据确定散射体参数的问题转化为阵列信号中确定信源数目、估计信源到达角和强度的问题. 由于不同散射体的后向散射是独立且不同脉冲间的噪声是不相关的, 这里的问题可以看作白噪声背景下的非相干信号源估计问题, 理论上只要满足 $P < M$ 的条件, 就能将 P 个散射体区分开.

信号源数目估计是阵列信号处理中一个关键问题, 几乎所有的高分辨参数估计方法都是以已知信号源数目为基础. 当估计的信号源数目与真实信号源数目不一致时, 往往会对真实信号参数估计产生重要影响, 如偏离真实信号方向等^[6,7]. 在样本数量有限条件下, M. Wax 和 T. Kailath 利用信息论准则, 如 AIC 和 MDL, 较好地解决了白噪声背景下的非相干信号源数目估计问题^[8]. 但实际样本数较少时估计相关矩阵的小特征值会扩散, 基于上述两种准则的信号源数目估计性能迅速下降甚至恶化. 为了抑制小特征值的扩散, 提出了基于对角加载的信号源数目估计的改进方法^[9], 该方法在样本数较少情况下也能抑制噪声特征值的扩散, 降低了过估计概率. 文献[7]也验证了多基线情况下基于对角加载的信号源数目估计性能优于不使用对角加载技术的信号源数目估计方法, 因此本文采用了基于对角加载的信号源数目估计方法. 在确定信号源数目后, 大多数超分辨率波达方向 (DOA) 估计方法, 如最

大似然法 (ML)、多重信号分类法 (MUSIC)、旋转不变子空间法 (ESPRIT) 和最小范数法 (MN) 等, 都能在白噪声背景下非相干源 DOA 估计中获得较好性能, 基于此, 本文在仿真实验中采用了 MUSIC 方法。

信号源数目估计和 DOA 估计的另一个关键问题是估计相关矩阵, 相关矩阵的估计精度决定了信号源数目和 DOA 估计的性能。由于不同像素的散射体到脉冲阵列的前视角不同, 不同像素回波的信号子空间也不相同, 即回波信号的阵列流形随空间变化是非均匀的, 尤其在地形起伏较大情况下不同像素的前视角变化较快。虽然可以利用一定的信息补偿信号子空间缓变后估计相关矩阵, 在地形起伏较大的情况下该方法仍将失效。如果以待估计像素的数据为样本, 可以有效解决地形起伏较大情况下相关矩阵估计的问题, 其样本选取方法为: 由于脉冲阵列在沿航向等间距排列, 将脉冲阵列向前或向后平移 n 个脉冲, 平移前后的脉冲阵列是完全相同的, 如图 2 所示脉冲阵列 2 和脉冲阵列 1 的阵列结构是相同的。不同的是, 散射体 p 到脉冲阵列 2 的前视角与它到脉冲阵列 1 的前视角略有差异, 但根据阵列位置信息对脉冲 2 阵列矢量补偿后, 两个回波矢量的信号子空间近似相同, 可以作为估计相关矩阵的样本。该选取样本的方法称作空间平滑。

当平移量 n 不大时, 每个散射体的后向散射系数近似不变, 平移 n 个脉冲后的脉冲阵列信号可以表示为

$$\mathbf{X}_n(p) \approx \mathbf{ADH}(p) \odot \Delta\Phi + \mathbf{N}_n(p) \quad (12)$$

其中, $\mathbf{D} = \text{diag}(\exp(j\psi_1), \exp(j\psi_2), \dots, \exp(j\psi_p))$, $\text{diag}(\cdot)$ 是对角矩阵函数, $\psi_p = 2n\pi\Delta(\sin\theta_p - \sin\theta_0)/\lambda$, \odot 表示点乘, $\Delta\Phi = [\Delta\varphi_{1,n}, \Delta\varphi_{2,n}, \dots, \Delta\varphi_{M,n}]^T$,

$$\Delta\varphi_{m,n} = \exp\left(j\frac{4\pi}{\lambda}\left(- (n+m)d\sin\theta_0 + \frac{(m+n)^2 d^2 \cos^2\theta_0}{2R_p}\right)\right).$$

可见, 补偿相位 $\Delta\varphi_{m,n}$ 与该阵元的沿航向位置 $(n+m)2v/\text{PRF}$ 有关, 且 $\Delta\eta$ 和 $\Delta\varphi_{m,n}$ 形式相同, 可以同时补偿, 其总的相位补偿因子表示为

$$\Delta\eta = \exp\left(j\frac{4\pi}{\lambda}\left(- vt_{m+n}\sin\theta_0 + \frac{(vt_{m+n}\cos\theta_0)^2}{2R_p}\right)\right) \quad (13)$$

补偿 $\Delta\Phi$ 后脉冲阵列 2 的信号表示为

$$\mathbf{X}'_n(p) \approx \mathbf{ADH}(p) + \mathbf{N}'_n(p) \quad (14)$$

可见, $\mathbf{X}(p)$ 和 $\mathbf{X}'_n(p)$ 的信号子空间是相同的, 可以利用空间平滑得到的若干个脉冲阵列估计相关矩阵 \mathbf{R} 。假若共有 N 个脉冲, 可以得到 $N - M + 1$ 个估计相关矩阵 \mathbf{R} 的样本。 \mathbf{R} 的估计精度与样本数有关, 样本数越多, \mathbf{R} 的估计精度越高, 因此脉冲数越多, 参数估计

性能越好。但是, 由于式 (12) 是信号的近似表达式, 增大到一定程度后 N 越大近似误差越大, 其性能反而会下降。另外, 由于每个像素是同一个分辨单元内多个散射点叠加的结果, 当 N 变大时 σ 的去相关也会增大, 则式 (12) 的近似误差越大。且去相关因子与发射脉冲的带宽有关, 在其余参数不变和样本数相同的情况下, 发射脉冲的带宽越大, 信号参数估计性能就越高, 反之越低。

需要注意的是, 在根据式 (5) 确定散射体的位置参数时, 需要用估计的模糊值 $\hat{\theta}_p$ 加上 θ_0 , 得到散射体 p 真实的视角 θ_p 。

根据以上描述, 本文处理流程主要包括以下几个步骤, 如图 3 所示。

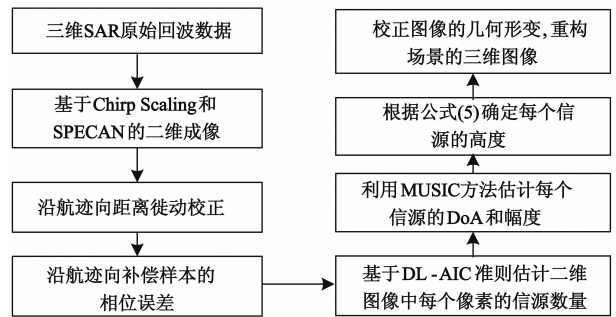


图3 机载前视阵列雷达三维成像方法流程图

4 仿真实验

下面通过仿真实验验证本方法的性能及其与部分系统参数的关系。在仿真地表回波时, 每个分辨单元至少放置了 9 个散射点, 这些散射点均匀分布在地面上, 它们的后向散射系数服从复高斯分布且相互独立。发射天线位于接收天线阵中心的正下方, 距离接收天线阵中心 0.5m。为了方便统计算法性能, 采用空间平均代替统计平均, 即以不同像素的回波作为样本统计性能, 为此需要保持不同像素中回波信噪比的一致, 故仿真中忽略了天线方向图和接收距离对回波强度的调制。

对于阵列信号的高分辨估计, 样本数和阵列维数都会影响到信源数正确估计概率和 DOA 估计精度, 进而影响到位置参数估计和地形重构。在验证这些参数对实验性能的影响之前, 首先来看一组仿真实验结果, 该仿真参数如表 1 所示。假定地表是平坦的, 即散射点的高度均为零, 且二维成像后图像信噪比为 10dB。选取阵列维数 $M = 8$, 并仿真了 50 个脉冲的回波作为统计相关矩阵的样本。图 4 和图 5 分别给出了后向散射系数的幅度图和第 26 个脉冲回波的二维图像, 需要说明的是, 为了方便后续的参数估计, 这里的二维图像没有进行跨航向几何校正。

表 1 机载前视阵列雷达三维成像系统仿真参数

波长	3mm	接收天线阵高度	800m
信号带宽	100MHz	跨航向天线长度	2m
采样频率	120MHz	接收阵元间距	1cm
脉冲宽度	6 μ s	波束中心俯仰角	66°
平台速度	50m/s	波束中心方位角	0°
脉冲重复频率	1kHz	俯仰波束宽度	4°
场景中心斜距	2km	方位波束宽度	15°

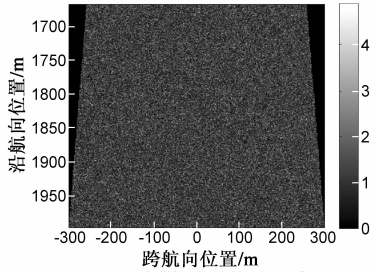


图4 后向散射系数的幅度图

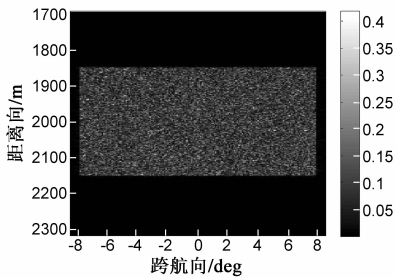


图5 第26个脉冲二维图像幅度图

利用式(6)和(13)分别补偿样本的距离徙动和相位误差后,采用基于对角加载的 AIC 准则估计每个像素的信源数量,信源数错误估计的概率为 0.5%,其中加载量为待检测单元信号功率的 1/10,即 -10dB.如果假定每个像素的信源数已知,均为 1,利用 MUSIC 方法对每个像素的高度和沿航向位置进行估计,其高度估计误差如图 6 所示(由于高度误差和沿航向位置误差成正比,实验中只观察高度误差的性能).统计实验数据表明,在水平地表情况下,该方法高度估计误差服从零均值高斯分布,且不同象素的高度估计误差不相关,因此本文用高度估计误差的方差来表征该方法的性能.而且,如果假定地形起伏是连续且缓变的(水平地表情况下显然是这样的),采用均值滤波可以降低高度估计的随机误差,图 7 给出了采用 3×3 窗均值滤波后的高度估计误差图.实际上,在重构三维图像时需要校正三维图像的几何形变,校正时的插值操作也相当于一种滤波,可以降低高度的随机误差.由图 7 可以看出,经过滤波处理后,该方法的高度估计误差小于 0.5m.

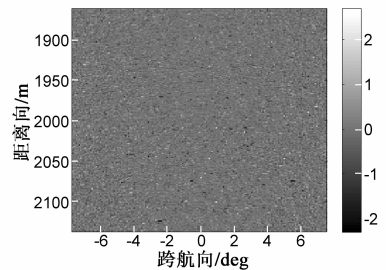


图6 平坦地表下MUSIC方法的高度估计误差

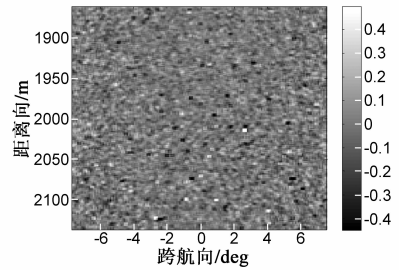


图7 3×3窗均值滤波后的高度估计误差图

下面,分析在水平地形情况下脉冲数、阵列长度、信噪比对三维成像中高度估计误差的影响.图 8、9 给出了滤波处理前高度估计误差的方差随脉冲数、阵列长度和信噪比的变化曲线,其中图 8 仿真数据信噪比为 10dB,图 9 估计相关矩阵时使用了 80 个脉冲的数据作为样本.由图 8 和 9 可以看出,随着脉冲数、阵列长度和信噪比的增大,高度估计误差随之降低,这种变化趋势和阵列信号 DOA 估计误差是一致的.多次实验表明,在一般情况下,如二维图像的 SNR = 10dB,综合考虑估计精度和运算量因素,选取 8 个阵元的阵列来估计地表信息是适中的.

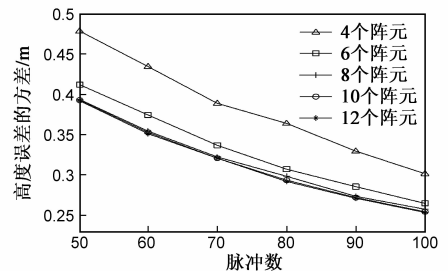


图8 高度误差方差随脉冲数的变化曲线

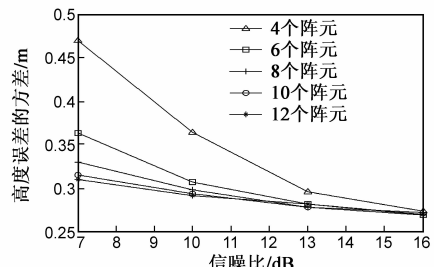


图9 高度误差方差随样本信噪比的变化曲线

然后,通过一组起伏地形情况下数据验证本方法的性能,仿真信噪比为 10dB.图 10 给出了仿真起伏地形的高度图,该地形为一个山包,山包高度为 30m.由于不存在层叠,这里假定每个像素的信源数为 1,图 11 给出了未校正几何形变且未进行滤波处理的高度估计图,其中估计相关矩阵时使用了 80 个脉冲的数据作为样本,阵列长度选为 $M = 8$.根据仿真高度图估计二维图像中每个像素的高度,然后与本方法估计的高度值相比较,图 12 和 13 给出了高度估计误差图.其中图 12 是未进行滤波的高度误差图,图 13 是对估计的高度采用 3×3 窗的均值滤波后的高度误差图.可见,滤波后其高度估计误差在 0.5m 以下.

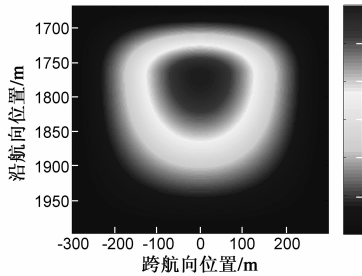


图10 仿真场景的高度起伏

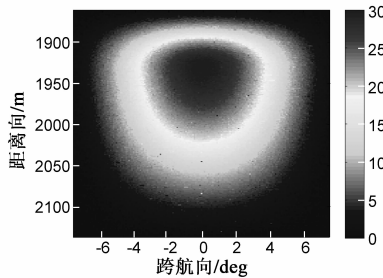


图11 估计的场景高度图

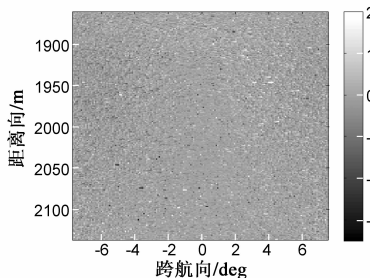


图12 未进行滤波处理的高度估计误差图

最后,为了检验多个不同散射体层叠到同一像素情况下该方法的性能,仿真了一个反射墙面情况,其几何结构如图 14 所示.仿真信噪比为 13dB,图 15 给出了利用本文方法恢复的地形图,其中 $M = 8$,使用了 80 个脉冲的数据作为样本.可见,除少数几个孤立散射点存在较大估计误差外,绝大部分散射点高度误差在 0.5m 以下.这些孤立散射点是由于少数几个像素的信噪比太低,得出了该散射点位置信息的错误估计.

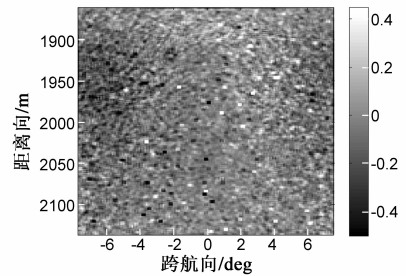


图13 使用 3×3 窗滤波后的高度估计误差图

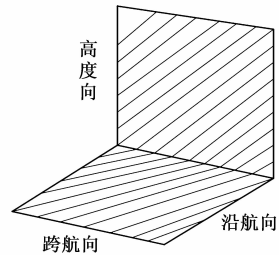


图14 仿真墙面的几何结构示意图

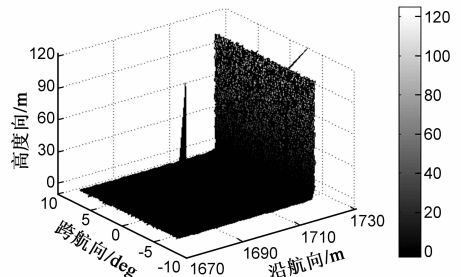


图15 恢复的散射体高程图

5 结论

在校正距离徙动和相位后,多个脉冲对同一地表的观测图像排成的矢量可以看作多个正弦信号的叠加矢量.利用阵列信号中信源数和 DOA 估计方法,可以分离层叠后的多个散射体并分别给出其位置和幅度信息,解决了层叠情况下三维成像问题.与传统的三维匹配滤波方法相比,由于脉冲处理时间较短,该方法降低了校正沿航向距离徙动的难度并放宽了对平台飞行轨迹的限制.

参考文献

- [1] Reigber A. Airborne Polarimetric SAR Tomography [D]. Stuttgart: University of Stuttgart, 2001.
- [2] 任笑真, 杨汝良. 机载前视 SAR 三维成像算法研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(6): 1361 - 1365.
Ren Xiao-zhen, Yang Ru-liang. Study on three-dimensional imaging algorithm for airborne forward-looking SAR [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2010, 32(6): 1361 - 1365. (in Chinese)

- [3] 任笑真,杨汝良.机载前视 SAR 三维成像原理及分辨率分析[J].电子科技大学学报,2010,39(5):706-711.
Ren Xiao-zhen, Yang Ru-liang. Three-dimensional imaging principle and resolutions analysis for airborne forward-looking SAR[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2010, 39(5): 706-710. (in Chinese)
- [4] 陈琦,杨汝良.机载前视合成孔径雷达 Chirp Scaling 成像算法研究[J].电子与信息学报,2008,30(1):228-232.
Chen Qi, Yang Ru-liang. Research of chirp scaling imaging algorithm for airborne forward-looking SAR[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2008, 30(1): 228-232. (in Chinese)
- [5] 徐刚,李亚超,张磊,邢孟道.基于多视角快拍 InSAR 干涉技术的前视 SAR 三维成像[J].电子与信息学报,2011,33(3):634-641.
Xu Gang, Li Ya-chao, Zhang Lei, Xing Meng-dao. Three-dimension imaging of forward-looking SAR based on interferometric technology through different snapshots[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(3): 634-641. (in Chinese)
- [6] 王永良,陈辉,彭应宁,万群.空间谱估计理论与算法[M].北京:清华大学出版社,2004.
Wang Yong-liang, Chen Hui, Peng Ying-ning, Wan Qun. The Theory and Algorithm of Spatial Spectrum Estimation[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004. (in Chinese)
- [7] Lombardini F, Gini F. Multibaseline cross-track SAR interferometry: a signal processing perspective[J]. IEEE A&E Systems Magazine, 2005, 20(8): 71-93.

- [8] M Wax, T Kailath. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(2): 387-392.
- [9] 张杰,廖桂生,王珏.对角加载对信号源数目估计性能改善[J].电子学报,2004,32(12):2094-2097.
Zhang Jie, Liao Gui-sheng, Wang Jue. Performance improvement of source number detection using diagonal loading[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2094-2097. (in Chinese)

作者简介



刘向阳 男,1982年3月出生,河北石家庄人.2010年获西安电子科技大学信息与通信工程专业博士学位,现为西安通信学院讲师、硕士生导师.目前主要研究方向:信号仿真、三维成像和运动目标检测.

E-mail: xiangyangliu@mail.xidian.edu.cn



曾操 男,1979年3月出生,湖北襄樊人.2004年和2008年分别获西安电子科技大学信息与通信工程专业硕士和博士学位.现在该校雷达信号处理国家重点实验室工作,副教授、硕士生导师,目前主要研究方向为阵列信号处理、空时自适应信号处理和地面动目标检测.

E-mail: czeng@mail.xidian.edu.cn