

一种基于卡尔曼滤波的多发多收 SAR 成像算法

林月冠^{*①②} 张冰尘^① 洪文^① 吴一戎^①

^①(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 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100190)

摘要: 该文提出了一种用于多发多收 SAR 的卡尔曼滤波的成像算法。该算法采用多发多收的方式获得更多的场景信息,通过降低脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)获得非模糊的宽测绘带。多路发射信号采用正交编码的形式。通过卡尔曼滤波算法对场景实现了高分辨率重建。最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)估计准则成功解决了传统成像算法中存在的多通道信号正交模糊的问题。理论分析了该算法的正确性,仿真试验验证了算法的有效性。

关键词: 合成孔径雷达; 高分辨率宽测绘带; 多发多收; 正交模糊; 卡尔曼滤波

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0659-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00451

Multi-transmitter and Multi-receiver SAR Imaging Based on Kalman Filtering

Lin Yue-guan^{①②} Zhang Bing-chen^① Hong Wen^{①②} Wu Yi-rong^①

^①(National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: This paper proposes a multi-transmitter and multi-receiver SAR imaging algorithm based on Kalman filtering. In the algorithm, the application of multi-transmitter and multi-receiver offer more information about the scene and unambiguous wide swath is achieved by reducing PRF. Orthogonal coding is used in multi-transmitter channels. Kalman filtering perfectly reconstructs the scene with fine resolution and the principle of MMSE resolves the problem of ambiguity caused by orthogonal waveforms. The proposed imaging algorithm is justified by theoretic analyses and validated by digital simulations.

Key words: SAR; High resolution wide swath; Multi-transmitter and multi-receiver; Orthogonality ambiguity; Kalman filtering

1 引言

星载合成孔径雷达(SAR)是一种高分辨率的成像雷达,在军事和民用对地观测中的应用越来越广泛,但在星载 SAR 系统设计中存在着非模糊的宽测绘带和方位向高分辨率之间的矛盾。在提高分辨率和测绘带宽方面,人们做了许多的研究。获得宽测绘带 SAR 图像经典的方法是 ScanSAR 技术,它在增加非模糊的测绘带宽的同时却降低了图像方位向的分辨率^[1]。Spotlight 技术虽然获得了很高的方位分辨率,却付出了顺轨方向观测无法连续的代价^[2]。人们又提出了利用俯仰向多波束实现宽测绘带的方

法^[3]、在方位向通过数字波束形成提高测绘带宽的方法^[4,5]、多维度波形编码实现高分辨率宽测绘带的技术^[6],然而它们付出的代价是系统复杂度的提升,可靠性的降低和信号处理难度的增加。文献[7]提出的分布式小卫星模式下采用最大似然滤波和最小均方误差滤波来获得大面积的 SAR 图像,单个小天线发射和多个孔径稀疏分布接收回波模式下的成像结果仍存在无法有效抑制的模糊能量。

本文提出的多发多收系统在方位向和距离向采用多个子阵同时收发。多发多收增加了系统有效相位中心的数目和获取的场景信息,这使得系统在增大测绘带宽的同时可以保证方位向的高分辨率。为了在接收端分离出不同通道的信号,多发多收系统必须进行有效的波形设计并研究相应的信号处理方法。正交波形编码的波形设计简单、占用系统资源

2010-05-07 收到, 2010-07-23 改回

国家自然科学基金重大项目(60890070, 60890071)和中国科学院电子所知识创新工程领域前沿项目(08CX310165)资助课题

*通信作者: 林月冠 linyueguan@gmail.com

少、成本低,它在通信领域中具有广泛的运用,将其引入多发多收 SAR 系统是实现高分辨率宽测绘带的思路之一。然而由于信号非理想正交,在 SAR 中采用正交波形编码,传统的成像算法面临着正交模糊的问题。对于不同形式的正交信号,比如调频率绝对值相等符号相反的一对线性调频信号^[8], Barker 码^[9], Costas 波形^[9]等,正交模糊是普遍存在的。本文提出的一种基于卡尔曼滤波的成像算法成功解决了多发多收系统存在的正交模糊问题。

本文的安排如下:第2节给出了多发多收 SAR 系统的几何模型,推导了各个通道回波的表达式;第3节分析了多发多收系统运用传统成像算法的正交失配问题;第4节提出了多发多收系统基于卡尔曼滤波的高分辨率宽测绘带成像算法。第5节给出了仿真结果和分析。最后是文章的结束语。

2 信号模型分析

如图1所示,多发多收系统的多个子阵都具有接收和发射的功能。将坐标原点定在0时刻天线阵列的几何中心处, Y轴为平台的运动方向, Z轴背向地心, X轴与Y轴和Z轴成右手坐标系。天线阵列沿平台路径方向排列在YZ平面上,平台的运动速度为 v 。忽略地球的曲率,地面点目标的 z 坐标为 $-h$,其中 h 为卫星相对于水平地面的高度。因此,地面点目标的位置可以表示为 $X = (x, y, -h)$ 。天线阵列的几何中心在 $t = 0$ 时刻的位置为 $(0, 0, 0)$,则在 t 时刻的位置可以表示为 $(0, vt, 0)$ 。天线阵列在顺轨和交轨方向的数目分别为 N_l 和 N_h ,总的阵列数目为 $N = N_l N_h$,每个子天线的长度为 L ,高度为 H 。天线阵在顺轨和交轨方向的标号根据图2定义。则 t 时刻第 (i, k) 个子阵的相位中心的坐标为

$$\mathbf{P}(t) = \left[0, \left(i - \frac{N_l + 1}{2} \right) L + vt, \left(k - \frac{N_h + 1}{2} \right) H \right] \quad (1)$$

t 时刻第 (i, k) 个子阵的相位中心到点目标 X 的距离为

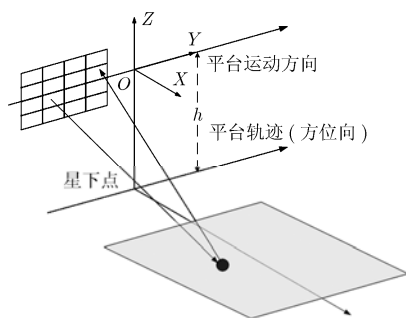


图1 多发多收系统的几何模型示意图

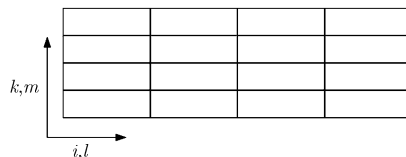


图2 天线阵列的平面结构示意图

$$r_{ij}(t) = \left[h^2 + \left((i - (N_l + 1)/2)L + vt - x \right)^2 + \left((k - (N_h + 1)/2)H - y \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

则 t 时刻第 (i, k) 个子天线发射和第 (l, m) 个子天线接收的信号的距离历程为

$$\begin{aligned} r_{iklm}(t) &= r_{ik}(t) + r_{lm}(t) \\ &= \left[h^2 + \left((i - (N_l + 1)/2)L + vt - x \right)^2 + \left((k - (N_h + 1)/2)H - y \right)^2 \right]^{1/2} \\ &\quad + \left[h^2 + \left((l - (N_l + 1)/2)L + vt - x \right)^2 + \left((m - (N_h + 1)/2)H - y \right)^2 \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (3)$$

第 (i, k) 个天线发射信号的复包络定义为 $p_{ik}(\tau)$,载波波长为 λ ,光速为 c_0 ,发射天线的增益为常数1。根据距离几何模型,对于目标点 X , t 时刻第 (l, m) 个子天线接收的回波信号是所有子天线发射信号回波的线性叠加

$$\begin{aligned} s_{lm}(\tau, t, X) &= \sum_{k=1}^{N_l} \sum_{i=1}^{N_h} \frac{1}{r_{ik}(t, X) r_{lm}(t, X)} \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} r_{iklm}(t, X) \right] p_{ik} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

考虑到平台与目标之间的距离远远大于子天线之间的距离,此外在一个合成孔径时间之内平台与目标之间的距离随时间的变化也几乎可以忽略。因此式(4)的分母可以做如下近似

$$r_{ik}(t, X) r_{lm}(t, X) \approx (vt - x)^2 + y^2 + h^2 \quad (5)$$

实际中接收机接收到的信号是照射区域内所有散射点的回波信号和接收噪声之和,因此,方位时刻 t 、距离时刻 τ 第 (l, m) 个子天线接收机得到的回波数据可以表示为

$$d_{lm}(\tau, t) = \int_A r_0(X) s_{lm}(\tau, t, X) dX + n_{lm}(\tau, t) \quad (6)$$

其中 $r_0(X)$ 为 X 处单位面积的后向散射系数, A 为雷达照射区域大小, $n_{lm}(\tau, t)$ 为第 (l, m) 个接收通道的噪声。对回波进行离散采样之后,式(6)可写为

$$d_{lm}(\tau, t) = \sum_X r_0(X) s_{lm}(\tau, t, X) \Delta A + n_{lm}(\tau, t) \quad (7)$$

因此,上述的回波信号可以写成矩阵的形式为

$$\mathbf{d} = \mathbf{S}\mathbf{r} + \mathbf{n} \quad (8)$$

其中 \mathbf{d} 为天线子阵回波信号的集合, \mathbf{S} 为单位散射点矩阵, \mathbf{r} 为观测区域中所有散射单元的后向散射系数集合, \mathbf{n} 为接收噪声。如果距离向采样率为 F_r 、距离向采样时间为 T_r , 方位向采样率为 F_a 、方位向采样时间为 T_a , 则回波信号为

$$\mathbf{d} = [\mathbf{d}_1 \ \mathbf{d}_1 \ \cdots \ \mathbf{d}_N]^T \quad (9)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示矩阵和向量的转置操作, \mathbf{d}_n 为第 n 个子天线接收的回波。

$$\mathbf{d}_n = [d_n(t_1, \tau_1) \ \cdots \ d_n(t_1, \tau_{FsTs}) \ d_n(t_2, \tau_1) \ \cdots \ d_n(t_{FaTa}, \tau_{FsTs})], \quad n = 1, \dots, N \quad (10)$$

\mathbf{S} 的每一个列向量对应为各个子天线对于观测区域内每个面积为 ΔA 的散射单元的回波信号的和, 对于一个有 M 个面积为 ΔA 的散射单元的观测区域, 它的单位散射点矩阵可以表示为

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1 \ \mathbf{S}_2 \ \cdots \ \mathbf{S}_M]^T \quad (11)$$

其中 \mathbf{S}_m 对应所有子天线接收的第 m 个散射单元的回波信号

$$\mathbf{S}_m = [\mathbf{S}_{m1} \ \mathbf{S}_{m2} \ \cdots \ \mathbf{S}_{mN}], \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (12)$$

其中 \mathbf{S}_{mn} 对应第 n 个子天线接收的第 m 个散射单元的回波信号

$$\mathbf{S}_{mn} = [s_n(t_1, \tau_1, X_m) \ \cdots \ s_n(t_1, \tau_{FsTs}, X_m) \ s_n(t_2, \tau_1, X_m) \ \cdots \ s_n(t_{FaTa}, \tau_{FsTs}, X_m)], \quad m = 1, 2, \dots, M; \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

式(8)中 \mathbf{r} 为被观测的 M 个散射单元的后向散射系数集合

$$\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \cdots \ r_M]^T \quad (14)$$

3 传统成像算法

传统的 SAR 成像算法基于匹配滤波原理, 通过相关处理, 最大化输出信号的信噪比(SNR)。对于采用正交编码方式的多发多收 SAR 系统, 在处理每个接收孔径的回波信号时, 匹配滤波只是对每种发射形式的信号进行匹配, 由于正交非理想, 并不能完全消除其他正交信号带来的失配影响。下面从公式的角度推导传统 SAR 成像算法存在的正交失配问题。

对于式(4)表示的第 (l, m) 个子天线接收的回波信号, 在进行一次匹配滤波时, 我们只按照所有发射的正交信号中的一个匹配信号进行滤波, 对于第 (p, r) 个子天线发射的信号的匹配滤波器就是发射信号时间反褶的复共轭

$$h_{qr}(\tau) = p_{qr}^*(-\tau) \quad (15)$$

上标 $*$ 表示复共轭。将 $s_{lm}(\tau, t, X)$ 解调至基带同时忽

略常数, 再与 $h_{qr}(\tau)$ 卷积积分后可得

$$\begin{aligned} s_{\text{out}} &= h_{qr}(\tau) \otimes s_{lm}(\tau, t, X) = p_{qr}^*(-\tau) \otimes \\ &\cdot \left\{ \sum_{k=1}^{N_l} \sum_{i=1}^{N_h} p_{ik} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) \right\} \\ &= p_{qr}^*(-\tau) \otimes p_{qr} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) \\ &+ \sum_{k \neq q}^{N_l} \sum_{i \neq r}^{N_h} p_{qr}^*(-\tau) \otimes p_{ik} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

其中式(16)的第1项是信号 $p_{qr}(\tau)$ 的自相关函数, 即

$$R_{qr} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) = p_{qr}^*(-\tau) \otimes p_{qr} \left(\tau - \frac{r_{iklm}(t, X)}{c_0} \right) \quad (17)$$

式(17)的值在 $\tau = r_{iklm}(t, X)/c_0$ 时将取得最大值, 其大小等于信号 $p_{qr}(\tau)$ 的能量, 与信号具体形式无关。式(16)包含了两个和项, 第1项是匹配的结果, 而式中第2项是失配的结果。从能量的角度分析, 匹配滤波将发射信号的能量累积到了目标的回波时刻, 正交失配的能量却均匀地分布在整个距离向区域。正交失配对于离散点目标的影响是提高旁瓣电平, 而对于分布式目标, 正交信号干扰电平的积累则会降低图像的质量甚至将目标淹没。

4 基于卡尔曼滤波的成像算法

卡尔曼滤波是最小均方差估计的递推形式, 它通过状态空间法描述系统, 由状态方程和测量方程组成。先用前一刻的状态值根据状态方程外推得到当前时刻的估计值, 接着用当前时刻的观测数据来更新这一估计值得到当前时刻的状态值^[10]。

由于卡尔曼滤波算法基于目标的回波模型, 按照最小均方差准则对场景的后向散射系数进行估计, 因此它解决了不同通道的正交信号之间失配造成的正交模糊。卡尔曼滤波在高分辨率宽测绘带 SAR 的成像中通过将数据分块之后逐步估计实现, 每一步估计仅利用观测数据中的一小块。因此雷达的回波数据 \mathbf{d} 必须根据需要分成大小相等的 I 块, 将第 i 块数据记为 $\mathbf{d}(i)$; 单位散射点矩阵 \mathbf{S} 和观测误差矩阵 \mathbf{n}_o 都相应地按行分为大小相等的 I 块, 第 i 块分别记为 $\mathbf{S}(i)$, $\mathbf{n}_o(i)$ 。

卡尔曼滤波通过状态方程和观测方程描述系统, 因此高分辨率宽测绘带 SAR 的回波模型应以这两个方程的形式描述。取观测区域的后向散射系数集合为待估计的状态矢量, 与回波数据分块对应, 将第 i 个估计时刻的后向散射系数记为 $\mathbf{r}(i)$ 。因此状态方程和观测方程为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}(i+1) &= \mathbf{F}(i+1, i)\mathbf{r}(i) + \mathbf{n}_s(i) \\ \mathbf{d}(i) &= \mathbf{S}(i)\mathbf{r}(i) + \mathbf{n}_o(i) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

其中 $\mathbf{F}(i+1, i)$ 为状态转移矩阵, 表示状态矢量 \mathbf{r} 从 i 时刻到 $i+1$ 时刻的转移, 由于回波数据获取时间十分短暂, 地面目标的后向散射系数在时间、空间和频率上保持不变, 因此状态转移矩阵 $\mathbf{F}(i+1, i)$ 是单位矩阵; $\mathbf{n}_s(i)$ 为状态误差, 是对状态转移模型的修正。模型误差和观测误差可以认为满足下面的统计特性

$$\left. \begin{aligned} E(\mathbf{n}_s(i)) &= \mathbf{0}, & E(\mathbf{n}_s(i)\mathbf{n}_s^*(j)) &= \mathbf{R}_s\delta_{ij} \\ E(\mathbf{n}_o(i)) &= \mathbf{0}, & E(\mathbf{n}_o(i)\mathbf{n}_o^*(j)) &= \mathbf{R}_o\delta_{ij} \\ E(\mathbf{n}_s(i)\mathbf{n}_o^*(j)) &= \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

其中 $E(\bullet)$ 表示数学期望, \mathbf{R}_s 、 \mathbf{R}_o 分别为模型误差和测量误差的方差

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (20)$$

假定初始时刻状态估计值为 $\hat{\mathbf{r}}(0)$, 其误差协方差阵为 $\hat{\mathbf{P}}(0)$ 。 $i-1$ 时刻估计之后的状态估计值 $\hat{\mathbf{r}}(i-1)$ 和相应的误差协方差阵为 $\hat{\mathbf{P}}(i-1)$, 根据卡尔曼滤波原理, i 时刻的状态估计值为

$$\hat{\mathbf{r}}(i) = \hat{\mathbf{r}}(i-1) + \mathbf{K}(i)\mathbf{w}(i) \quad (21)$$

其中 $\hat{\mathbf{r}}(i)$ 是根据状态模型从 $i-1$ 时刻的估计结果 $\hat{\mathbf{r}}(i-1)$ 外推得到的

$$\hat{\mathbf{r}}(i) = \hat{\mathbf{r}}(i-1) \quad (22)$$

$\mathbf{w}(i)$ 是第 i 个观测蕴含的新息, 即实际观测值和模型计算值的差

$$\mathbf{w}(i) = \mathbf{d}(i) - \mathbf{S}(i)\hat{\mathbf{r}}(i) \quad (23)$$

新息 $\mathbf{w}(i)$ 与过去所有时刻的观测数据 $\mathbf{d}(1), \dots, \mathbf{d}(i-1)$ 正交而且不同时刻之间的新息也是相互正交的^[10], 即

$$\left. \begin{aligned} E(\mathbf{w}(i)\mathbf{d}^*(k)) &= \mathbf{0}, & 1 \leq k \leq i \\ E(\mathbf{w}(i)\mathbf{w}^*(k)) &= \mathbf{0}, & 1 \leq k \leq i \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

也就是说, i 时刻的新息与 i 时刻之前的观测数据 $\mathbf{d}(1), \dots, \mathbf{d}(i-1)$ 不相关、具有白噪声性质的随机过程、且提供了观测数据 $\mathbf{d}(i)$ 包含的新信息, 这是卡尔曼滤波成像的关键。

式(21)中 $\mathbf{K}(i)$ 是卡尔曼滤波增益矩阵, 其计算也是基于正交原理:

$$\mathbf{K}(i) = \tilde{\mathbf{P}}(i)\mathbf{S}^H(i) [\mathbf{S}(i)\tilde{\mathbf{P}}(i)\mathbf{S}^H(i) + \mathbf{R}_o]^{-1} \quad (25)$$

其中 $\tilde{\mathbf{P}}(i)$ 是 i 时刻未经校正的误差协方差矩阵, 滤波过程中通过递推得到

$$\tilde{\mathbf{P}}(i) = \mathbf{S}(i-1)\hat{\mathbf{P}}(i-1)\mathbf{S}^H(i-1) + \mathbf{R}_s \quad (26)$$

误差协方差矩阵 $\hat{\mathbf{P}}(i)$ 可以表示为

$$\hat{\mathbf{P}}(i) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(i)]\tilde{\mathbf{P}}(i) \quad (27)$$

卡尔曼滤波成像之前要先初始化观测区域的后

向散射系数值和估计中用到的误差协方差矩阵。对数据分块时, I 的选取要兼顾滤波处理的时间消耗和滤波结果的精度。

5 仿真分析

为了分析基于卡尔曼滤波的多发多收系统的成像算法实现了高分辨率宽测绘带的非模糊成像并解决了正交波形编码存在的正交模糊问题, 先考虑传统的单发单收系统。星载 SAR 系统的设计指标包含 3 项: 距离向分辨率、方位向分辨率和测绘带宽。距离向分辨率由发射信号的带宽决定, 方位向分辨率和 PRF 成正比的关系而测绘带宽和 PRF 近似成反比的关系。取平台高度 $h = 750$ km, 平台速度 $v = 7090$ m/s, 据此可以画出测绘带宽和 PRF 之间的关系图, 如图 3, 测绘带的选取必须使得系统避开距离模糊和星下点回波的强干扰。从图中可以看出, 在测绘带宽大时 PRF 就必须取很小的值, 相应的方位向分辨率就低。反之亦然。如果系统的预期指标为距离向分辨率 2 m, 方位向分辨率 2.25 m, 则相应的系统参数如表 1 所示。系统可获得的测绘带宽为 60 km。如果想获得更大的测绘带宽, 则必须付出降低方位向分辨率的代价。

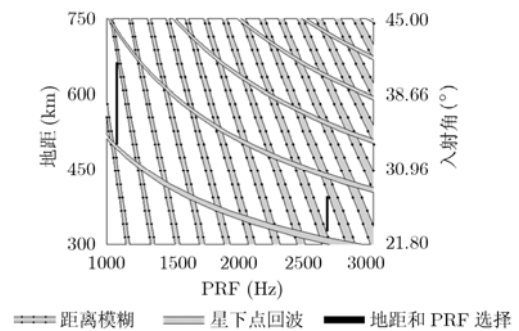


图3 测绘带宽和 PRF 的关系图

表1 单发单收系统和双发双收系统的参数

工作模式	单发单收	双发双收
信号形式	单个调频信号	正/负调频信号
载波波长 (m)	0.031	0.031
信号带宽 (MHz)	75	75
PRF (Hz)	3150	1050
等效 PRF (Hz)	3150	3150
距离向分辨率 (m)	2	2
方位向分辨率 (m)	2.25	2.25
测绘带宽 (km)	60	180
测绘带地距 (km)	[330 390]	[510 690]
测绘带入射角 (°)	[23.7 27.5]	[34.2 42.6]

下面考虑相同平台下双发双收的 SAR 系统。两个子天线在方位向相邻排列。发射信号选择一对调频率绝对值相等、符号相反的线性调频信号。系统参数如表 1 所示。对于双发双收的 SAR 系统，由于有效相位中心的数目为单发单收的 3 倍，因此系统的等效 PRF 为实际 PRF 的 3 倍，系统的测绘带宽提高为单发单收系统的 3 倍，即 180 km。

仿真的场景设置如图 4(a)，选取 25 个位于天线波束照射中心区域的分散点目标，相邻点在方位向和距离向的间隔为 20 m。图 4(b)是单发单收系统 PRF 取 1050 Hz 时采用 RD 算法的成像结果，由于实际 PRF 为方位向带宽的 1/3，方位向出现了 3 次模糊。图 4(c)是双发双收系统的回波通过相位补偿之后采用 RD 算法的成像结果，由于正交失配，

整个图像区域存在明显的正交模糊能量。由于失配的信号在方位向的频谱特性和匹配信号的相同，因此在方位向并未出现明显的失配，失配的能量只均匀的分布在距离向区域。如图 4(d)所示，卡尔曼滤波成像算法消除了双发双收系统中存在的正交模糊能量。

图 5 对比了不同信噪比下，对于双发双收系统利用 RD 算法和卡尔曼滤波算法的成像质量。信噪比低时，RD 算法的成像结果优于卡尔曼滤波的成像结果，信噪比高时卡尔曼滤波的成像结果明显优于 RD 算法的成像结果。这是由于 RD 算法基于匹配滤波原理，最大化了成像结果的信噪比，信噪比低时目标累计的能量不会被噪声淹没，在高信噪比

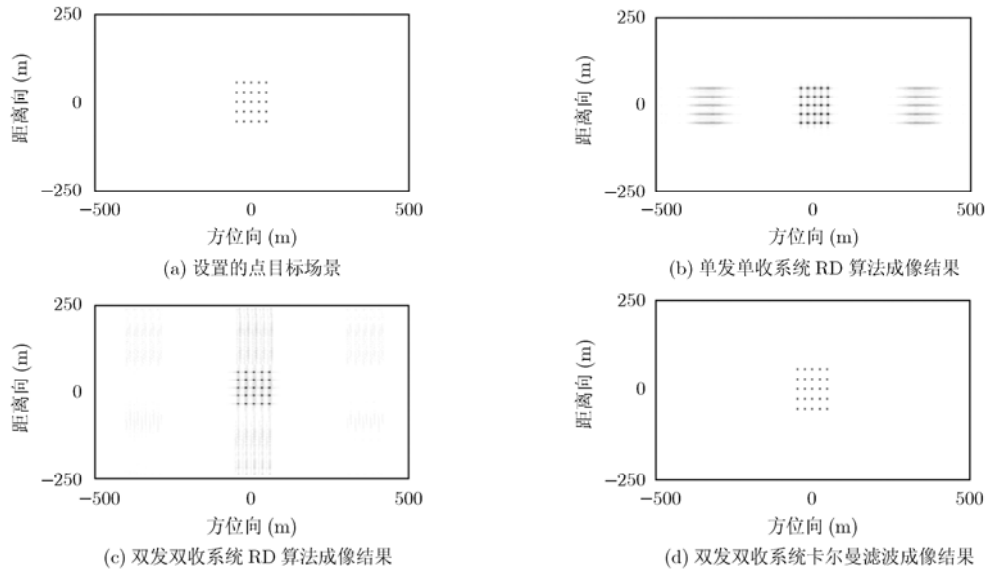


图 4 RD 算法和卡尔曼滤波算法成像结果对比

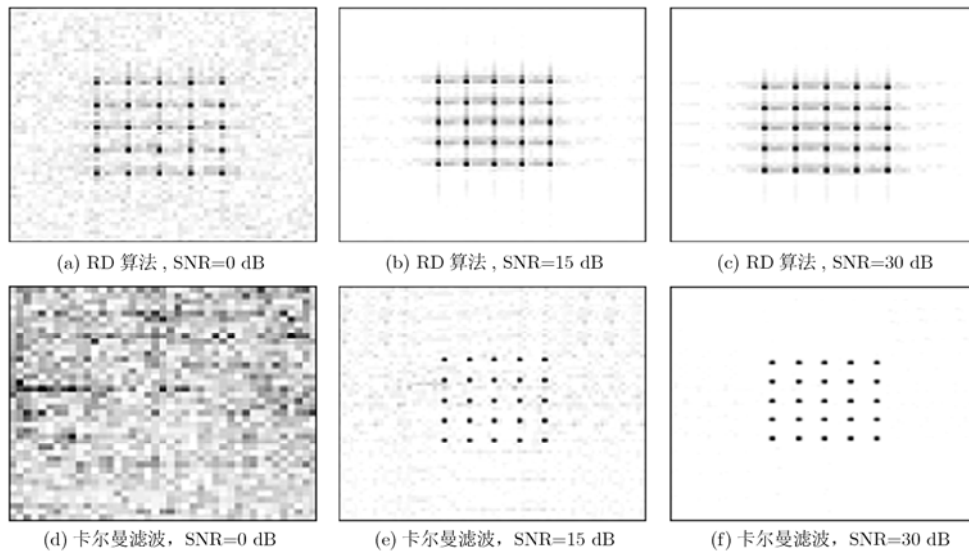


图 5 不同信噪比下 RD 算法和卡尔曼滤波算法对应的成像结果

高时, 正交模糊能量和旁瓣仍然存在。卡尔曼滤波算法利用精确的回波模型, 根据最小均方误差的方法对目标估计, 噪声相当于是系统的模型误差, 信噪比低时无法很好的估计出目标, 信噪比高时, 精确的模型很好地估计出了目标而且消除了传统成像算法存在的正交模糊和旁瓣。

6 结束语

本文推导了多发多收 SAR 系统的成像几何模型, 理论分析了传统成像算法存在的正交模糊问题; 提出了一种基于卡尔曼滤波的多发多收 SAR 成像算法, 该算法按照最小均方误差估计准则恢复观测场景, 它很好地解决了多通道收发实现高分辨率宽测绘带中存在的正交模糊问题。仿真证明了算法的有效性。卡尔曼滤波算法的不足之处是增益矩阵的求解涉及到矩阵的求逆, 增加了运算负担。

参 考 文 献

- [1] Tomiyasu K. Conceptual performance of a satelliteborne wide swath synthetic aperture radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1981, 19(2): 108-116.
- [2] Carrara W, Goodman R, and Majewski R. *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*. Boston, MA: Artech House, 1995, Ch4.
- [3] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR. *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, 1992, 139(2): 122-135.
- [4] Bordoni F, Younis M, Varona E M, Gebert N, and Krieger G. Performance investigation on scan-on-receive and adaptive digital beam-forming for high-resolution wide-swath synthetic aperture radar. WSA2009, Berlin, Germany, Feb 2009: 114-121.
- [5] Gebert N, Krieger G, and Moreira A. Digital beamforming on receive: techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR Imaging. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 2009, 45(2): 564-592.
- [6] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Multidimensional waveform encoding for synthetic aperture radar remote sensing. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2008, 46(1): 31-46.
- [7] Goodman N, Lin S, Rajakrishna D, and Stiles J. Processing of multiple-receiver spaceborne arrays for wide-area SAR. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2002, 40(4): 841-852.
- [8] Josef M and José M M. Analysis of range ambiguity suppression in SAR by up and down chirp modulation for point and distributed targets. IGARSS2003, Toulouse, France, July 2003: 4077-4079.
- [9] Skolnik M I. *Radar Handbook*. Second edition, New York, McGraw-Hill, 1990, Ch10.
- [10] 张贤达. 现代信号处理. 第二版, 北京: 清华大学出版社, 2002: 177-188.

林月冠: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为微波成像、信号和信息处理。

张冰尘: 男, 1973年生, 研究员, 研究方向为微波雷达系统及其理论、数字信号处理等。

洪文: 女, 1968年生, 研究员、博士生导师, 研究领域为雷达信号处理理论、合成孔径雷达成像算法、微波遥感图像处理及其应用等。

吴一戎: 男, 1963年生, 研究员, 博士生导师, 中国科学院院士, 研究方向为微波成像、信号与信息的处理和应用。