

## 多发多收星载 SAR 回波处理方法研究

黄平平<sup>①②</sup> 邓云凯<sup>①</sup> 祁海明<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(中国科学院研究生院 北京 100039)

**摘要:** 随着对高分辨率和宽测绘带的要求, 多发多收合成孔径雷达成为了一个重点的研究领域, 其中多孔径同载频, 发射正交编码信号是较有可能工程实现的方式之一。该文在详细研究和推导了回波阵列的排列方式和多发多收回波信号相位补偿原理的前提下, 提出了 4 种可能的回波处理方式, 给出了这四种处理方式的信号矩阵表达式, 并利用具有正交性的混沌编码信号对各种处理方法进行了仿真和数据分析, 证明了这些方法的有效性。

**关键词:** 合成孔径雷达; 多发多收; 回波阵列; 相位补偿; 混沌编码

中图分类号: TN959.74

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)05-1056-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00239

## The Echo Processing Method for Multiple-Transit and Multiple-Receive Space-Borne SAR

Huang Ping-ping<sup>①②</sup> Deng Yun-kai<sup>①</sup> Qi Hai-ming<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

<sup>②</sup>(Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** With the requirement of high resolution and wide swath, multiple-transit and multiple-receive SAR becomes a important research field, multiple apertures use the same carrier wave frequency, transit orthogonal phase coding signal is one of modes, which can be implemented in the engineering. Through the particular research of the echo array and the echo phase compensate four kinds' impossible methods of echo processing and the signal matrixes of the methods are proposed. The simulation with orthogonal chaotic coding signal shows the effectiveness of the methods.

**Key words:** Synthetic Aperture Radar (SAR); Multiple-transit and multiple-receive; Echo array; Phase compensate; Chaotic coding

### 1 引言

在常规的星载 SAR 模式中, 方位分辨率和测绘带宽是一对矛盾, 这一矛盾源于它们对系统脉冲重复频率(PRF)的不同要求。因此在常规星载 SAR 系统设计中, 需在两者之间折衷。

为解决这个问题, 近年来出现了一种新的合成孔径雷达体制——多发多收合成孔径雷达<sup>[1,2]</sup>。它通过多子孔径同时发射和接收雷达信号, 可以在展宽测绘带的同时, 实现高分辨率。

本文研究的是方位向多孔径同载频发射正交编码信号, 利用其自相关性好、互相关性差的特点对混合回波信号进行了分离, 分离的过程等效于距离向的匹配滤波, 为了更好地说明方位向多发多收 SAR 系统的回波处理方法, 对信号分离过程产生的互相关噪声进行了适当的忽略, 即在各子信号完全

分离, 互相关噪声很低的情况下, 研究如何实现方位向的高分辨率, 以及对回波信号应采取哪种处理方法才能取得较好的成像效果。

### 2 高分辨率和宽测绘带的实现原理

文献[3,4]提出用单相位中心多波束方法来实现宽测绘带和高分辨率。文献[5]提出了方位向的单发多收合成孔径雷达模式, 即在方位向采用多个子孔径, 一个子孔径发射信号, 各个子孔径同时接收回波信号。后来又出现了多发多收<sup>[6-8]</sup>合成孔径雷达的概念, 方位向多孔径同时发射和接收信号, 这样多个收发相位中心沿方位向排列, 通过时域处理的方法实现高分辨率和宽测绘带成像, 其基本思想是以方位向空间维采样的增加来换取时间维采样率的降低。同时为了便于分析本文只考虑采样点均匀分布的情况, 对于非均匀分布可能产生多普勒模糊的情况, 由于已经有较成熟的解模糊方法<sup>[2]</sup>, 本文在此不做详述。

2009-02-26 收到, 2009-09-11 改回

国家部委基金资助课题

通信作者: 黄平平 hpp2304092@163.com

文献[8]中给出了多收发合成孔径雷达的工作原理。 $n$  个子孔径的多发多收 SAR 系统在一个 PRT 内产生了  $2n - 1$  个采样点(等效相位中心), 这样其采样点数提高为单发单收系统的  $(2n - 1)$  倍, 可以在保持方位分辨率的情况下, 进一步展宽测绘带, 或在保持测绘带宽的情况下得到更高的方位分辨率。

从上面的论述可知方位向高分辨率的产生主要依赖于等效相位中心产生的个数。以方位向 3 波束为例, 其等效相位中心产生原理如图 1 所示:

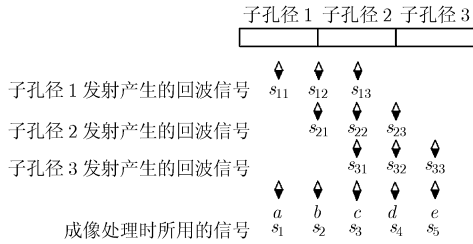


图 1 孔径间距均匀时等效相位中心图

各子孔径的等效相位中心均位于收、发孔径连线的中点处<sup>[7]</sup>, 在一个 PRT 内, 对于  $n$  个子孔径的系统, 实际得到的空间采样点为  $n^2$  个, 方位位置重合的采样点算做一个采样点, 这样, 当孔径间距均匀时产生的有效采样点为  $2n - 1$  个。

### 3 回波信号的相位补偿量推导

3 波束的多发多收孔径 SAR 方位回波信号在等效常规单波束方位回波信号时将引入一个常数相位差, 相位差的推导方式参考文献[3]中对单发多收相位差的推导。

如图 2, 由中间波束发射信号, 其相位中心到地面任意目标位置的斜距为  $R(t)$ , 将  $R(t)$  按泰勒级数展开得到

$$R(t) \approx R_0 + \alpha(t - t_0) + \beta(t - t_0)^2, \quad (t - t_0) \in [-T_s/2, T_s/2] \quad (1)$$

其中  $\alpha = -v_a \sin \theta, \beta = v_a^2 \cos^2 \theta / (2R_0)$ ,  $R_0$  为参考时

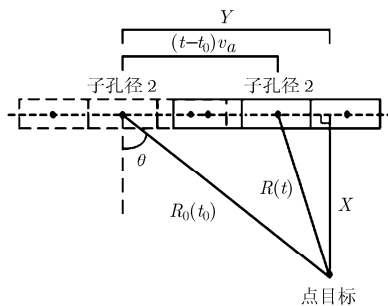


图 2 3 发 3 收 SAR 系统斜距几何关系图

刻  $t_0$  位置所对应的斜距,  $\theta$  为斜距  $R_0$  方向与天线法线方向的夹角,  $v_a$  为卫星速度,  $T_s$  为合成孔径时间。

以图 3 所示的 3 波束情况为例说明相位补偿原理, 并从中间子孔径发射信号所有 3 个子孔径接收所经历的相位历程为出发点进行推导, 为简化分析均以左侧孔径接收为例。中间子孔径收发同相位, 相位历程为  $\phi_1(t) = 2kR(t)$ , 其中  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  为载波波长。

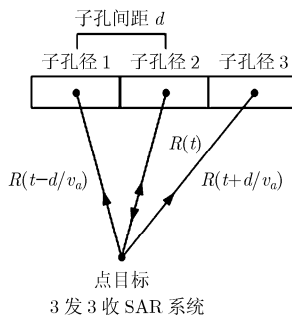
左侧子孔径作为接收波束接收中间子孔径发射的信号经历的路径为由中间天线相位中心到目标再到左侧天线相位中心, 取相邻天线间相位中心间距为  $d$ , 则相应的收发双程相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= k(R(t) + R(t - d/v_a)) \\ &= \phi_1(t) - 2k \left[ \frac{\alpha d}{2v_a} + \frac{\beta d(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta d^2}{2v_a^2} \right] \quad (2) \end{aligned}$$

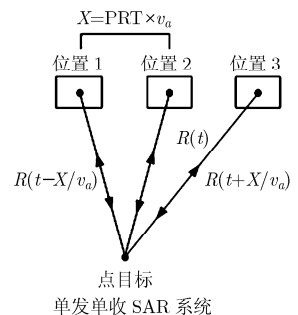
现在考虑等效单波束系统在相邻 3 个收发位置处的接收信号相位历程(这里的等效单波束系统, 是指与文中所述多发多收系统具有相同的轨道参数、工作频率和空间分辨率的常规单波束 SAR 系统)。雷达在一个 PRT 内飞行的距离为  $X$ , 中间收发位置的回波信号相位历程为  $\phi_1^{eq}(t) = 2kR(t) = \phi_1(t)$ 。在其左侧前一位置的接收回波经历的路径为从该位置的天线相位中心到目标点的双程路径, 同理可求的其对应的收发双程相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_2^{eq}(t) &= 2k(R(t - X/v_a)) \\ &= \phi_1(t) - 2k \left[ \frac{\alpha X}{v_a} + \frac{2\beta X(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta X^2}{v_a^2} \right] \quad (3) \end{aligned}$$

比较式(2)和式(3)可知, 只要合理设置各子孔径相位中心间距, 使  $d = 2X$  即可利用 3 波束情况下接收波束模拟等效单波束系统的回波相位历程, 而只引入一个常数相位差:  $\omega = 2k\beta X^2 / v_a^2$ 。对两侧接收波束的回波数据进行适当的相位校正后, 就可通过将 3 个波束回波数据的组合获得完整的方位向回波



3 发 3 收 SAR 系统



单发单收 SAR 系统

图 3 3 发 3 收 SAR 回波相位补偿原理图

相位历程。

同理,对 3 发 3 收的情况,当左侧天线发射,右侧天线接收时,其双程相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_3(t) &= k(R(t) + R(t + 2d/v_a)) \\ &= \phi_1(t) + 2k \left[ \frac{\alpha d}{v_a} + \frac{2\beta d(t-t_0)}{v_a} + \frac{\beta(2d)^2}{2v_a^2} \right] \quad (4) \end{aligned}$$

其等效的单发单收 SAR 系统双程相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_3^{eq}(t) &= 2k(R(t + 2X/v_a)) \\ &= \phi_1(t) + 2k \left[ \frac{2\alpha X}{v_a} + \frac{4\beta X(t-t_0)}{v_a} + \frac{\beta(2X)^2}{v_a^2} \right] \quad (5) \end{aligned}$$

由上述推导可知相邻波束间引入相位差为  $\omega_2 = 2k\beta(d/2)^2/v_a^2$ , 两侧波束间(如波束 1 接收波束 3 发射的信号)引入的相位差为  $\omega_3 = 2k\beta d^2/v_a^2$ , 对于更多波束的 SAR 系统,可依此类推,如  $n$  个子孔径时,引入的相位差为  $\omega_n = 2k\beta((n-1)d/2)^2/v_a^2$ 。从图 1 中可以看到,同一相位中心处,存在多个对应不同相位差的子脉冲回波信号,因此研究对得到的  $n^2$  个回波信号如何处理得到最好的成像效果具有很大的必要性。

#### 4 回波信号处理方法分类

下面给出多发多收 SAR 回波信号在每个 PRT 内的矩阵表示模型。 $s_{ij}$  定义为第  $i$  子孔径发射、第  $j$  子孔径接收的回波,并定义多发多收 SAR 存在的上述相位差为  $(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ ,  $n$  为收发孔径个数,其中  $\omega_1 = 1$ , 代表收发为同一子孔径的情况,即不引入相位差,  $\omega_2, \omega_3, \dots, \omega_n$  按收发孔径间距增大顺序排列,如上述 3 子孔径系统中的  $\omega_2$  和  $\omega_3$ 。

将各子孔径接收的混合信号分别分离为  $n$  路信号以后,用不同回波处理方法对其进行处理。根据方位多发多收 SAR 的特点,本文将回波信号的处理分为:回波信号的不补偿相位和补偿相位的不叠加处理,不补偿相位和补偿相位的叠加处理 4 种方法进行讨论。

##### 4.1 回波信号处理矩阵的推导

以 3 子孔径系统为例写出一个脉冲重复周期内各方位采样点处的回波信号如图 1 所示。

$$\mathbf{S} = \begin{cases} s_1 = s_a = s_{11}\varphi_1 \\ s_2 = s_b = (s_{12}\varphi_2 + s_{21}\varphi_1) \\ s_3 = s_c = (s_{13}\varphi_3 + s_{22}\varphi_1 + s_{31}\varphi_3) \\ s_4 = s_d = (s_{23}\varphi_2 + s_{32}\varphi_2) \\ s_5 = s_e = s_{33}\varphi_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中  $\varphi_i = \exp(j\omega_i)$  为对应的回波信号的相位补偿项,  $i$  在数值上等于系统的发、收子孔径序数差的绝对值加 1。可用矩阵表示为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 \\ 0 & s_{21} & s_{22} & s_{23} & 0 \\ 0 & 0 & s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \varphi_3 & 0 & 0 \\ 0 & \varphi_2 & \varphi_1 & \varphi_2 & 0 \\ 0 & 0 & \varphi_3 & \varphi_2 & \varphi_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

上标 T 表示矩阵转置,矩阵  $\mathbf{A}$  的对角线元素即为等效单波束 SAR 的方位位置回波信号  $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{A})$ 。对于  $n$  个子孔径的多发多收系统,可推得等效方位回波信号的矩阵表示为

$$\mathbf{A} = \mathbf{L}^T \cdot \mathbf{P} \quad (8)$$

$$\text{式中 } \mathbf{L} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1n} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2n} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & s_{(n-1)n} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_{n1} & \dots & s_{n(n-1)} & s_{nm} \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \dots & \varphi_n & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \varphi_2 & \varphi_1 & \dots & \varphi_{n-1} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \varphi_n & \dots & \varphi_2 & \varphi_1 \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

最终成像处理用的信号为  $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{A})$  的  $2n-1$  个信号,其中  $\mathbf{L}$  称为回波信号矩阵,  $\mathbf{P}$  称为回波相位补偿因子矩阵。

##### 4.2 回波信号不补偿相位、不叠加处理

回波不补偿相位、不叠加处理指的是位于同相位中心的多个回波均不相位补偿,在成像处理时同相位中心的多路信号只取一路处理。对  $n$  个子孔径的多发多收系统有  $n!(n-1)!$  种选取方法。本文仅以其中一种为例,得到的等效方位回波的矩阵表示为

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{L}^T \cdot \mathbf{P}_1 \quad (9)$$

$$\text{式中 } \mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

成像所用信号为  $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{A}_1)$  的  $2n-1$  个信号。 $\mathbf{P}_1$  为回波信号选择矩阵。

##### 4.3 回波信号的补偿相位、不叠加处理

回波相位补偿、非叠加处理指的是位于同一相位中心的多个回波在处理时先相位补偿然后只取其中一路进行处理。这样对于  $n$  个子孔径的多发多收系统可由  $n!(n-1)!$  种选取方法。本文仅取其中一种取法为例,得到的等效方位回波信号的矩阵表示为

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{L}^T \cdot \mathbf{P}_2 \quad (10)$$

$$\text{式中 } \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \dots & \varphi_n & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \varphi_{n-1} & \dots & \varphi_1 \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

成像所用为  $S = \text{diag}(A_2)$  的  $2n - 1$  个信号。

#### 4.4 回波信号的不补偿相位、叠加处理

回波不补偿相位、叠加处理就是对相位中心重合的回波不进行相位补偿, 直接相加然后除以相加的回波个数。即将上述推导中的相位补偿项  $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n)$  全部设为 1。由类似于相干叠加的推导过程, 可以得到等效方位回波信号的矩阵表示为

$$A_3 = L^T \cdot P_3 \quad (11)$$

式中 
$$P_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

成像所用信号为  $S_3 = \text{diag}(L^T \cdot P_3) \cdot I$  的  $2n - 1$  个信号。其中  $I = (1, 1/2, \dots, 1/(n-1), 1/n, 1/(n-1), \dots, 1/2, 1)$  称为叠加处理向量。

#### 4.5 回波信号的补偿相位、叠加处理

回波相位补偿、叠加处理就是对相位中心重合的回波信号先相位补偿, 然后相加再除以相加的回波个数。即将回波相位补偿因子矩阵  $P_4 = P$ 。可得等效方位回波信号的矩阵为

$$A_4 = L^T \cdot P_4 \quad (12)$$

式中 
$$P_4 = \begin{bmatrix} \varphi_1 & \varphi_2 & \dots & \varphi_n & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \varphi_2 & \varphi_1 & \dots & \varphi_{n-1} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \varphi_n & \dots & \varphi_2 & \varphi_1 \end{bmatrix}_{n \times (2n-1)}$$

成像所用信号为  $S_4 = \text{diag}(L^T \cdot P_4) \cdot I$  的  $2n - 1$  个信号。

### 5 仿真比较

仿真以 3 个子孔径的多发多收系统为例, 系统参数设定为: 发射信号为由 Logistic 映射产生的混沌 2 相码<sup>[9-11]</sup>, 其初值由在  $(-1, 1)$  内均匀分布的随机序列产生, 码长为 512, 发射信号带宽为 30 MHz, 载频为  $f_c = 9.054$  GHz, 卫星飞行速度为 7500 m/s,

平台高度为 400 km, 天线间距为 3 m, 脉冲重复频率 PRF = 500 Hz, 过采样率为 1.1。

#### 5.1 回波信号不补偿相位和补偿相位、不叠加处理的仿真结果

图 4 为不补偿相位、不叠加处理的点目标方位向压缩结果, 相位差的存在导致方位压缩图形上有小的成对回波出现, 但是最大成对回波幅度在 -50 dB 左右, 对成像效果影响很小。图 5 为补偿相位、不叠加处理的点目标方位向压缩结果, 相位差的补偿使得方位压缩图形上小的成对回波消失, 同时也证明了上述相位补偿项推导结果的正确性。

#### 5.2 回波信号的不补偿相位和补偿相位、叠加处理的仿真结果

对回波信号叠加处理的情况, 因为每个采样点的回波信号均为几个回波的混合信号, 所以应先分别对各个回波信号分别进行距离向的匹配滤波, 然后在进行后续的成像处理, 可以得到良好的成像效果。

图 6 为不补偿相位、叠加处理的点目标方位向压缩结果, 同样相位差的存在导致方位压缩图形上有小的成对回波出现。图 7 为补偿相位、叠加处理的点目标方位向压缩结果, 相位差的补偿使得方位压缩图形上小的成对回波消失。在 5.1 节证明了上述相位补偿项推导结果的正确性的基础上, 进一步证明了前述相位补偿量的推导对每个采样点全部回波信号叠加处理也是正确可行的。

#### 5.3 数据分析

表 1 所列方法 1、2、3、4 分别对应 5.1 节, 5.2 节所述的 4 种回波处理方法。

以上计算结果表明: 在没有相位补偿的情况下, 由于很小的成对回波的存在, 所以对积分旁瓣比 (ISLR) 有很小的影响, 而 4 种方法的峰值旁瓣比 (PSLR) 和最大峰值增益均相同, 说明 4 种处理方法的成像效果基本相同, 所以在实际工程中, 从降低

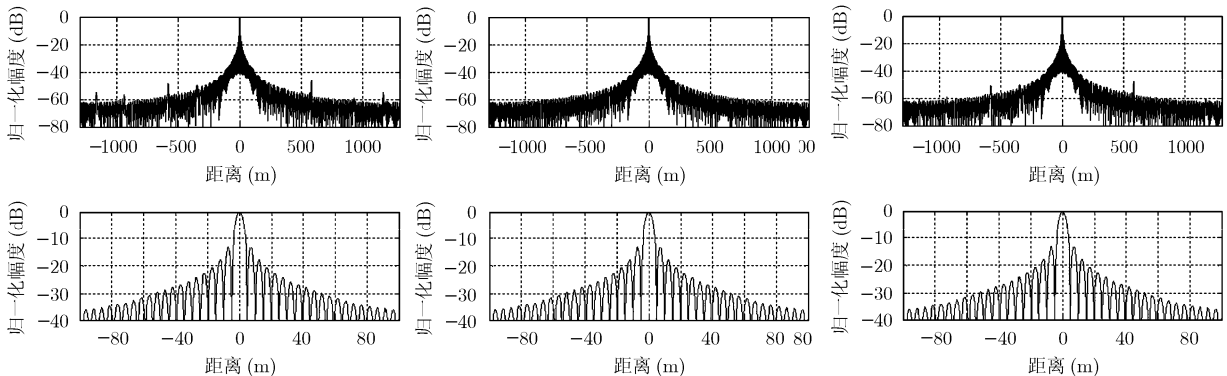


图 4 不补偿相位、不叠加处理的成像效果

图 5 补偿相位、不叠加处理的成像效果

图 6 不补偿相位、叠加处理的成像效果

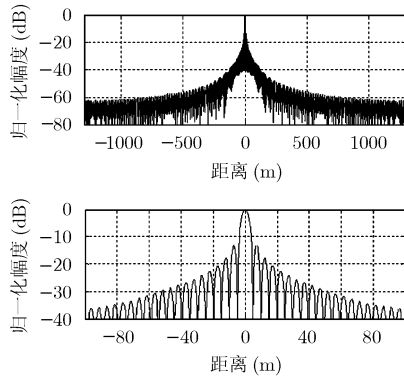


图7 补偿相位、叠加处理的成像效果

表1 方位压缩效果主要计算数据

	峰值旁瓣比 PSLR(dB)	积分旁瓣比 ISLR(dB)	最大成对 回波幅度 (dB)	最大峰值 增益(dB)
方法1	-13.269	-9.616	-47.7	82.918
方法2	-13.269	-9.618	$-\infty$	82.918
方法3	-13.269	-9.616	-50.1	82.918
方法4	-13.269	-9.618	$-\infty$	82.918

数据处理量的角度考虑可选用不叠加处理，每个采样点只取一组回波，其他数据可以作为备份进行存储，即可以实现方位高分辨率的效果。如果从提高信噪比的角度考虑，在同一采样点的几组信号是同相叠加，噪声是非同相叠加，采用信号叠加处理的方法可以显著的提高系统的信噪比<sup>[12]</sup>。

## 6 结论

本文对基于多孔径同载频、发射编码信号的多发多收SAR回波的4种可能成像处理方法进行了研究，并进行了仿真，最后通过仿真效果和数据得出了从高分辨率考虑，使用相位补偿、回波不叠加处理即可在减少数据处理量前提下得到很好成像效果；从提高信噪比考虑则应采用回波叠加处理的方式。这些结论对多发多收SAR的工程应用有一定的参考价值。

## 参考文献

[1] Ossowska A, Kim Jung-hyo, and Wiesbeck W. Modeling of nonidealities in receiver front-end for simulation of

multistatic SAR System[C]. Proceeding of the 4th European Radar Conference, Munich, Germany, 2007: 13-17.

[2] 井伟, 武其松, 邢孟道, 保铮. 多子带并发的MIMO-SAR高分辨大测绘带成像[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(16): 4373-4378.

[3] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR. *IEEE Proceeding-f*, 1992, 139(2): 122-135.

[4] Currie A. Wide-swath SAR imaging with multiple azimuth beams. IEE colloquium on synthetic aperture radar. 1989, Nov.29.

[5] Suess M, Grafmueller B, and Zahn R. A novel high resolution, Wide Swath SAR System[C]. IGARSS'2001, Sydney, Australia, 2001, Vol.3: 1013-1015.

[6] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Digital beamforming and multidimensional waveform encoding for spaceborne radar remote sensing[C]. Proceeding of the 4th European Radar Conference, Munich, Germany, 2007: 43-46.

[7] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* (S0196-2892), 2008, 46(1): 31-46.

[8] 宋岳鹏, 杨汝良. 应用多收发孔径实现高分辨率宽测绘带的合成孔径雷达研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(9): 2110-2113.

[9] WU X, Liu W, Zhao L, and Fu Jeffrey. Chaotic phase code for radar pulse compression [C]. IEEE National Radar Conference Proceedings, Atlanta, GA. USA, IEEE, 2001: 279-283.

[10] 郑远, 胡英辉, 邓云凯. 混沌相位编码信号成像与反欺骗干扰仿真[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(15): 3962-3965.

[11] 胡英辉, 郑远, 邓云凯. 超混沌调相信号抗干扰技术研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(7): 1756-1759.

[12] 张振华, 保铮, 邢孟道, 黄军义. 小卫星分布式SAR的信噪比研究[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(1): 15-18.

黄平平: 男, 1978年生, 在职博士生, 研究方向为高分辨率宽测绘带SAR系统设计。

邓云凯: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为合成孔径雷达系统设计。

祁海明: 男, 1980年生, 博士, 助理研究员, 研究方向为SAR系统设计、SAR数据压缩技术。