

## MIMO-SAR 中虚拟孔径相位校正与子带合成方法研究

周高杯<sup>\*①②</sup> 宋红军<sup>①</sup> 邓云凯<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:** 该文对单发射多接收(SIMO)和多发射多接收(MIMO)系统进行了研究,对多个孔径天线依次发射,多个孔径同时接收和多个孔径天线同时发射接收等工作方式进行了理论推导,通过采用虚拟孔径相位校正的方法,实现单发多收信号叠加成像。对多个频率同时发射方式,通过采用子带合成和虚拟孔径相位校正的方法,实现多个接收信号的叠加。并对虚拟孔径相位校正的方法进行了点目标仿真。为 SAR 新体制应用提供了潜在的处理方法。

**关键词:** MIMO-SAR; MIMO; SIMO; 虚拟孔径; 子带合成

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)02-0484-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00435

## Investigation of Virtual Aperture Phase Correction and Sub Band Synthesis Algorithms in MIMO-SAR

Zhou Gao-bei<sup>①②</sup> Song Hong-jun<sup>①</sup> Deng Yun-kai<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electrics, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China)

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

**Abstract:** This paper investigates on SAR system that is constituted from Single-Input Multiple-Output (SIMO) or Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), and researches the working mode of transmitting one by one or transmitting in same time with multiple transmitters and multiple receivers. Through virtual aperture phase correction, SIMO signal iterations and image algorithms with multiple receivers are performed. Through sub band synthesis and virtual aperture phase correction, MIMO signal iterations and image algorithms are processed with the similar ways; and some simulations of virtual aperture phase correction with three point objects images are provided. The algorithms will be potential to new MIMO-SAR system.

**Key words:** MIMO-SAR; MIMO; SIMO; Virtual aperture; Sub band synthesis

### 1 引言

对于综合孔径雷达(SAR)系统,为了增加方位向的分辨率,希望增加方位取样频率 PRF,即获取更多的方位向数据;而为了增加距离向分辨率,希望扩展信号的频带宽度,减小 PRF,对于传统 SAR 来说二者不可兼得。为此许多人开始研究单发射多接收(SIMO)和多发射多接收(MIMO)系统,以求提高距离向和方位向的分辨率。文献[1]阐述了交轨飞行的模式和成像方法,而且提到了子带的概念,但仅是概念阐述,没有推导出具体公式。文献[2]阐述了交轨飞行的 PRF、子带等问题,提出子带滤波处理的方法,但没有考虑子带拼接。文献[3]阐述了子带拼接方法,但与本文中提到的有差异。MIMO 波形分集技术已应用于通信领域,它希望各发射信号相互正交,分为码分和频分两种形式。码分主要有

Alamouti 编码,频分常采用带通滤波的方法<sup>[4-11]</sup>。

本文对单发射多接收(SIMO)和多发射多接收(MIMO)系统进行了研究,对多个孔径天线依次发射,多个孔径同时接收和多个孔径天线同时发射接收等工作方式进行了理论推导,通过采用虚拟孔径相位校正的方法,实现单发多收信号叠加成像。对多个频率同时发射方式,通过采用子带合成和虚拟孔径相位校正的方法,实现多个接收信号的叠加。并对虚拟孔径相位校正的方法进行了点目标仿真。

### 2 信号模型

#### 2.1 单发多收系统模式下虚拟孔径相位校正方法

如图 1 所示(图中仅画出 3 个子孔径),设 SAR 系统天线由  $N$  个发射孔径天线( $n=1,2,\dots,N$ )和  $M$  个接收孔径阵列天线( $m=1,2,\dots,M$ )顺轨排列而成,也可由各个同步卫星网络组成。雷达沿  $x$  方向以速度  $v$  飞行。阵列平面(如图 1(c))位于  $xz$  平面内。子孔径长度和孔径中心间隔均为  $d$ ,平台高度为  $h$ ,

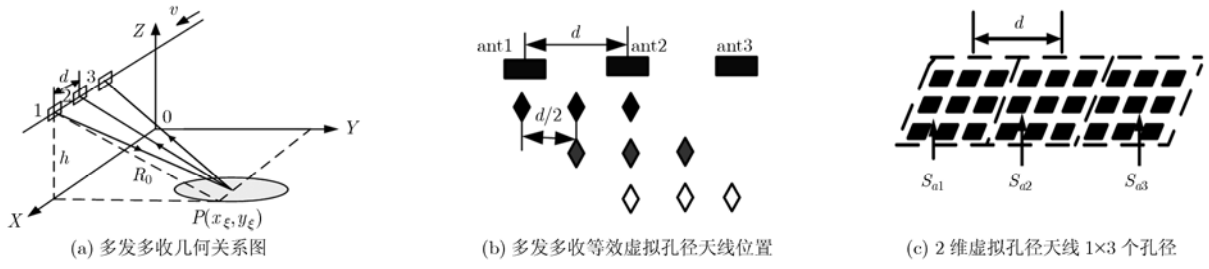


图1 多发多收模型

目标为点  $p(x_\xi, y_\xi, 0)$ , 阵列到场景中心的最短距离为  $R_0 = \sqrt{y_\xi^2 + h^2}$ , 视线方向为  $y$  方向。设每个脉冲内,  $N$  个发射子孔径以时间  $T_r$  间隔依次发射同一载频、脉宽为  $T_r$ 、调频率为  $K_r$  的线性调频信号,  $M$  个子孔径同时接收回波信号。设整个天线中心位置为  $(0, 0, h)$ , 发射与接收子孔径天线位置分别为  $(x_n, 0, h)$ ,  $(x_m, 0, h)$ , 记录 SAR 运动到与场景中心对应位置的时刻为 0。发射与接收天线至目标距离为

$$R_T(t) = \sqrt{(x_n + vt)^2 + y_\xi^2 + h^2},$$

$$R_R(t) = \sqrt{(x_m + vt)^2 + y_\xi^2 + h^2}$$

第  $n$  个天线的发射信号为

$$S_{Tn}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T}\right) \exp[j2\pi f_c(t - nT_r) + j\pi k_r(t - nT_r)^2] \quad (1)$$

第  $m$  个天线接收信号为

$$S_{Rnm}(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau_{nm}}{T}\right) \exp[j2\pi f_c(t - nT_r - \tau_{nm}) + j\pi k_r(t - nT_r - \tau_{nm})^2] \quad (2)$$

混频本振信号为

$$S_{Rref}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T}\right) \exp(j2\pi f_c t) \quad (3)$$

解调输出信号为

$$S_{Rnm}(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau_{nm}}{T}\right) \exp[-j2\pi f_c(nT_r + \tau_{nm}) + j\pi k_r(t - nT_r - \tau_{nm})^2] \quad (4)$$

其中  $\tau_{nm} = \frac{2R(t)}{c} = \frac{R_T(t) + R_R(t)}{c}$ , 当  $d \ll R_0$  时,

借鉴 DPCA 的方法, 可以将发射至接收的距离等效成虚拟子孔径位置发射和接收的距离。由于每个虚拟子孔径位置不同, 相对于阵列中心存在相位差  $\Delta\phi_{nm}(t)$ , 若直接将各接收信号相加, 会导致散焦。需要进行相位校正, 将虚拟子孔径位置校正到整个天线阵列中心。

如图 1(b)所示, 虚拟子孔径的位置为  $[(x_n + x_m)/2, 0]$ , 令  $x_{nm} = (x_n + x_m)/2$ , 整个天线中心至

目标距离为

$$R_{00}(t) = \sqrt{(vt)^2 + y_\xi^2 + h^2} \quad (5)$$

$$R(t) = \frac{R_T(t) + R_R(t)}{2} \approx \sqrt{(x_{nm} + vt)^2 + y_\xi^2 + h^2} = R_{00} + \Delta R \quad (6)$$

令  $\tau_{00} = \frac{2R_{00}}{c}$ ,  $\Delta\tau = \frac{2\Delta R}{c}$ ,  $\tau_{nm} = \frac{2R}{c} = \frac{2(R_{00} + \Delta R)}{c} = \tau_{00} + \Delta\tau$ ,  $R, R_{00}, \Delta R$  均为方位时间

$t$  的函数, 以下都省略  $t$ , 将式(6)中的  $R$  进行泰勒展开, 去掉二次以上的高次项, 得

$$\Delta R = [x_{nm}^2 + 2x_{nm}vt]/(2R_{00}) \quad (7)$$

从整个天线阵列中心位置发射和接收的信号为

$$S_{Rnm1}(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau_{00}}{T}\right) \exp[-j2\pi f_c(nT_r + \tau_{00}) + j\pi k_r(t - nT_r - \tau_{00})^2] = S_{Rnm}(t) e^{-j\Delta\phi_{nm}} \quad (8)$$

而理想点目标接收信号为

$$S_{Rdmm}^0(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - \tau_{00}}{T}\right) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_{00} + j\pi k_r(t - \tau_{00})^2] \quad (9)$$

由式(4), 第  $n$  个发射、第  $m$  个接收的相位通过时移  $nT_r$  后为

$$\begin{aligned} \phi_{nm}(t + nT_r) &= -2\pi f_c(\tau_{nm} + nT_r) + \pi k_r(t - \tau_{nm})^2 \\ &= -2\pi f_c(\tau_{00} + \Delta\tau) + \pi k_r(t - \tau_{00} - \Delta\tau)^2 - 2\pi n f_c T_r \\ &= -2\pi f_c \tau_{00} + \pi k_r \cdot (t - \tau_{00})^2 - 2\pi n f_c \Delta\tau + \pi k_r [2(t - \tau_{00}) \cdot \Delta\tau + \Delta\tau^2] - 2\pi n f_c T_r \\ &= \phi_{00}(t + nT_r) + \Delta\phi_{nm}(t + nT_r) - 2\pi n f_c T_r \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\phi_{00}(t) = -2\pi f_c \tau_{00} + \pi k_r(t - nT_r - \tau_{00})^2$ ,  $\Delta\phi_{nm}(t) = -2\pi f_c \Delta\tau + \pi k_r[-2(t - nT_r - \tau_{00})\Delta\tau + \Delta\tau^2]$ , 忽略  $\Delta R^2$  项, 由式(5), 式(7)得

$$\Delta\phi_{nm}(t) = \left[ \frac{8\pi k_r R_{00}}{c^2} - \frac{4\pi k_r(t - nT_r)}{c} - \frac{4\pi}{\lambda_c} \right] \cdot [x_{nm}^2 + 2x_{nm}v(t - nT_r)]/(2R_{00}) \quad (11)$$

由式(4), 式(8), 式(10)得

$$S_{Ramm}(t+nT_r) = S_{Rdmm}^0(t) \exp[j(\Delta\phi_{nm}(t+nT_r) - 2\pi n f_c T_r)] \quad (12)$$

由式(12)得

$$S_{Rd}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Rdmm}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Ramm}(t+nT_r) \cdot \exp[-j(\Delta\phi_{nm}(t+nT_r) + 2\pi n f_c T_r)] \quad (13)$$

$\exp(-j\Delta\phi_{nm})$  称为虚拟孔径相位校正因子, 由式(13)可知只要将接收信号  $S_{Ramm}(t)$  时移成  $S_{Ramm}(t+nT_r)$  再乘以  $\exp[-j(\Delta\phi_{nm}(t+nT_r) + 2\pi n f_c T_r)]$  进行相位校正, 就得到式(9)的理想信号  $S_{Rdmm}^0(t)$ , 再进行求和相加就得到理想点目标信号, 然后就可利用所有传统点目标成像方法来成像。工程实际中, 可固定发射于天线中心, 即  $n=0$ , 式(13)就简化为

$$S_{Rd}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Rdmm}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} S_{Ramm}(t) \exp[-j\Delta\phi_{nm}(t)] \quad (14)$$

## 2.2 子带信号合成

设每个天线轮流依次发射, 所有天线都接收。

如图2(a)所示, 每个发射天线发射不同的载波信号, 载波频率为  $f_1, f_2, \dots, f_n$ ,  $f_n = f_c + [n + (-N + 1)/2]B$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , 设脉宽为  $T_r$ , 调频率为  $k_r$ , 每个发射信号的带宽为  $B = k_r T$ , 则整个带宽为  $NB$ 。发射信号时间为  $T_w = NT$ ; 实际是以脉冲重复周期  $T_r$  发射(见图2(b)), 边发射边接收, 如果能把这  $N$  个脉冲合成为一个连续的线性调频信号, 就相当于带宽扩展了  $N$  倍, 距离向的分辨率就能提高  $N$  倍。如果选择每个天线发射固定的频率, 既可实现发射天线依次轮流发射, 又可实现所有发射天线同时发射(见2.3节), 再通过窄带滤波获得每个发射信号。然后通过虚拟孔径相位校正到中心孔径处, 再进行合成。

**2.2.1 理想信号求取** 先讨论依次发射的情况, 设发射和接收孔径都位于整个天线中心处, 发射信号为

$$S_{Td}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{Tdn}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - \Delta t_n}{T}\right) \cdot \exp[j2\pi f_c t + j\pi k_r t^2] \quad (15)$$

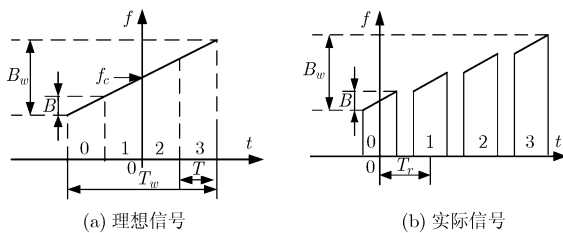


图2 子带信号合成图

其中  $\Delta t_n = [n + (-N + 1)/2]T$ , 本振信号为

$$S_{Rref}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - \Delta t_n}{T}\right) \exp(j2\pi f_c t) \quad (16)$$

第  $n$  发射第  $m$  接收混频输出为

$$S_{Rdmm}^0(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - \Delta t_n - \tau_0}{T}\right) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_0 + j\pi k_r (t - \tau_0)^2] \quad (17)$$

$M$  个接收天线的信号求和后得总输出为

$$S_{Rd}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Rdmm}^0(t) = \sigma \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - \Delta t_n - \tau_0}{T}\right) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_0 + j\pi k_r (t - \tau_0)^2] \quad (18)$$

式(18)代表发射图2(a)所示的理想宽带信号,  $M$  个位于整个天线中心的接收天线接收的结果。其中,  $\sigma$  为目标反射系数,  $\tau_0 = 2R_0/c$ 。

**2.2.2 实际信号转换成理想信号** 实际发射信号为

$$S_{Ta}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{Tan}(t) = \sigma \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T}\right) \cdot \exp[j2\pi f_n (t - nT_r) + j\pi k_r (t - nT_r)^2] \quad (19)$$

本振信号为  $S_{Rref}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T}\right)$

$\cdot \exp(j2\pi f_c t)$ , 第  $n$  个发射第  $m$  个接收混频输出为

$$S_{Ramm}(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau_{nm}}{T}\right) \exp[j2\pi(-f_n(nT_r + \tau_{nm}) + \Delta f_n t) + j\pi k_r (t - nT_r - \tau_{nm})^2] \quad (20)$$

其中  $\tau_{nm} = 2R(\eta)/c$ , 需要把它变换成式(17)的理想信号, 按照2.1节的方法先对  $S_{Ramm}(t)$  进行相位校正, 使其相位被校正到整个天线中心,  $\Delta\phi_{nm}$  见式(11), 由式(19)得

$$S_{Ramm1}(t) = S_{Ramm}(t) \exp[-j\Delta\phi_{nm}] = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau_{00}}{T}\right) \exp[j2\pi(-f_n(nT_r + \tau_{00}) + \Delta f_n t) + j\pi k_r (t - nT_r - \tau_{00})^2] \quad (21)$$

虚拟孔径校正后,  $\tau_{00} = \frac{2R_{00}}{c} \approx 2\left(R_0 + \frac{(vt)^2}{2R_0}\right)/c = \tau_0 + \Delta\tau_n$ ,  $\tau_0 = \frac{2R_0}{c}$ ,  $R_0 = \sqrt{y_\xi^2 + h^2}$ ,  $\Delta\tau_n = \frac{(vt)^2}{R_0 c}$  将式(21)移位整理成

$$S_{Ramm1}(t+nT_r - \Delta t_n + \Delta\tau_n) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - \Delta t_n - \tau_0}{T}\right) \exp[j\phi] \quad (22)$$

其相位  $\phi$  为

$$\phi = -2\pi f_c \tau_0 + \pi k_r (t - \tau_0)^2 - 2\pi f_c (nT_r + \Delta\tau_n) - \pi k_r \Delta t_n^2 \quad (23)$$

利用式(19), 式(23), 由式(21)得

$$S_{Ramm}(t + nT_r - \Delta t_n + \Delta \tau_n) = S_{Rdmm}^0(t) \exp(j\phi_{na}) \exp[j\Delta\phi_{nm}] \quad (24)$$

$$\phi_{na} = -2\pi f_c(nT_r + \Delta \tau_n) - \pi k_r \Delta t_n^2 \quad (25)$$

由式(24)得

$$S_{Rd}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Ramm} \left( t + nT_r - \Delta t_n + \frac{2vt}{c} \right) \cdot \exp(-j\phi_{na}) \exp(-j\Delta\phi_{nm}) \quad (26)$$

可见要将实际信号组合成理想信号形式, 需要进行以下变换: (1)进行虚拟孔径相位校正乘以  $\exp(-j\Delta\phi_{nm})$ 。(2)将接收信号  $S_{Ramm}(t)$  时移  $\Delta t_{na} = nT_r - \Delta t_n + \Delta \tau_n$ , 变成  $S_{Ramm}(t + \Delta t_{na}) \cdot \exp(-j\Delta\phi_{nm})$ 。(3)进行子带相位校正, 乘以  $\exp(-j\phi_{na})$ , 变成  $S_{Ramm}(t + \Delta t_{na}) \exp(-j\phi_{na}) \cdot \exp(-j\Delta\phi_{nm})$ 。(4)对  $n, m$  求和得  $S_{Rd}^0(t)$ , 再对其做成像处理。

### 2.3 多发多收系统模式

在多发多收方式下, 第  $n = 1, 2, \dots, N$  号孔径天线分别以  $f_1, f_2, \dots, f_n$  频率同时发射,  $M$  个接收孔径天线同时接收,  $f_n = f_c + [n + (-N + 1)/2]k_r T$ 。这种方式的好处是可以获得致少  $2N - 1$  个虚拟接收孔径, 采用稀疏阵列可最大获得  $N^2$  个虚拟接收孔径。

**2.3.1 信号分离** 因各信号同时发射, 令式(20)中  $n = 0$ , 第  $n$  个发射第  $m$  个接收解调输出信号为

$$S_{Ramm}(t) = \sigma \text{rect} \left( \frac{t - \tau_{nm}}{T} \right) \exp[j2\pi(-f_n \tau_{nm} + \Delta f_n t) + j\pi k_r (t - \tau_{nm})^2] \quad (27)$$

$\Delta f_n = nB = nk_r T$ , 第  $m$  个孔径天线接收输出总和为

$$S_{Ram}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{Ramm}(t) = \sigma \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left( \frac{t - \tau_{nm}}{T} \right) \cdot \exp[j2\pi(-f_n \tau_{nm} + \Delta f_n t) + j\pi k_r (t - \tau_{nm})^2] \quad (28)$$

$S_{Ram}(t)$  为原始数据, 因此首先要对  $S_{Ram}(t)$  进行滤波以获得  $S_{Ramm}(t)$ , 设滤波器带宽为  $B$ ,

$$S_{Ramm}(t) = \text{IFFT} \left\{ \text{FFT}[S_{Ram}(t)] \cdot \text{rect} \left( \frac{f - \Delta f_n}{B} \right) \right\} = \sigma \text{rect} \left( \frac{t - \tau_{nm}}{T} \right) \exp[j2\pi(-f_n \tau_{nm} + \Delta f_n t) + j\pi k_r (t - \tau_{nm})^2] \quad (29)$$

**2.3.2 实际信号转换成理想信号** 将式(27)与式(20)进行比较可见, 当  $n = 0$  时, 式(27)与式(20)相等, 令式(25)中的  $n = 0$ ,  $\phi_{na}$  变成  $\phi_{nb} = -\pi k_r \Delta t_n^2 - 2\pi f_c \Delta \tau_n$ , 采用与 2.2 节相似的方法, 得

$$S_{Rd}^0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_{Ramm} \left( t + nT_r - \Delta t_n + \frac{2vt}{c} \right) \cdot \exp(-j\phi_{nb}) \exp(-j\Delta\phi_{nm}) \quad (30)$$

可见要将实际信号组合成理想信号形式, 需要进行以下变换: (1)先按照式(29), 将原始数据  $S_{Ram}(t)$  滤波获得  $S_{Ramm}(t)$ 。(2)将  $S_{Ramm}(t)$  乘以  $\exp(-j\Delta\phi_{nm})$  以进行虚拟孔径相位校正。(3)将接收信号  $S_{Ramm}(t)$  时移  $\Delta t_{na} = -\Delta t_n + \Delta \tau_n$ , 变成  $S_{Ramm}(t + \Delta t_{na}) \cdot \exp(-j\Delta\phi_{nm})$ 。(4)进行子带相位校正, 乘以  $\exp(-j\phi_{nb})$ , 变成  $S_{Ramm}(t + \Delta t_{na}) \exp(-j\phi_{nb}) \cdot \exp(-j\Delta\phi_{nm})$ 。(5)对  $n, m$  求和得  $S_{Rd}^0(t)$ , 然后对其做成像处理。

### 2.4 成像算法

2.1 节-2.3 节介绍了单发多收与多发多收信号通过相位校正与子带合成处理后得到  $S_{Rd}^0(t)$ , 以其作为原始数据利用单个点目标成像方法就可成像。常用成像方法有 CSA, RDA 算法, 现以 RDA 算法为例介绍成像方法<sup>[4]</sup>。

(1)对  $S_{Rd}^0(t)$  进行距离向傅里叶变换(FFT)得 S1。(2)乘以  $e^{j(-\pi f_r^2/k_r)}$ , 实现对 S1 的距离初步压缩得 S2, 其中  $f_r$  为距离向频率。(3)乘以  $e^{j(-\pi f_r^2/k_{src})}$ , 对斜视进行处理改进, 使 S2 进行二次距离压缩得 S3, 其中  $k_{src} = (2v_r^2 f_0^3 D^3)/(cR_0 f_\eta)$ ,  $D = \sqrt{1 - (\lambda^2 f_\eta^2)/(4v_r^2)}$ ,  $f_\eta$  为方位向频率。(4)距离向逆傅里叶变换(IFFT), S4=IFFT(S3)。(5)利用 sinc 函数对距离徙动进行插值校正。徙动量  $\Delta R = (\lambda^2 f_\eta^2 R_0)/(8v_r^2)$ 。(6)乘以  $e^{j(-\pi f_\eta^2/k_a)}$ , 实现方位压缩获得图像, 其中  $k_a = (2v_r^2)/(\lambda R_0)$ 。

### 3 仿真结果

对 2.1 节所述的工作方式, 进行了仿真, 图 3 仿真参数为 3 个子孔径, 相距为  $d = 20$  m, 顺轨排成一行, 3 个点目标位置为  $(0, 24875, 0)$ ,  $(120, 25000, 0)$ ,  $(60, 25125, 0)$ , 图 3(a) 为带孔径相位校正的 3 个点目标成像, 图 3(b) 为不带孔径相位校正的 3 个点目标成像。从图上明显可以看出不补偿点目标变得比较模糊,  $d$  越大效果越明显, 如图 3(b) 所示, 当  $d$  增大到一定程度虚拟孔径信号如不校正将完全分散, 不能相加成像。如图 3(a) 所示, 经过校正后,  $d$  增大后不同虚拟孔径信号仍能相加成像。

### 4 结论

从理论推导和仿真结果均可看出 MIMO SAR 具有非常潜在的发展前途, 具有单发多收和多发多收等多种工作方式, 可由发射孔径依次发射信号, 也可同时发射信号, 各个孔径天线同时接收信号, 这极大地增加了虚拟接收孔径个数, 能提供更多的成像数据。通过本文提供的虚拟孔径相位校正后, 各个孔径信号可叠加成像, 减小了成像计算量, 提高方位向的分辨率, 特别是在高分辨率宽测绘带中

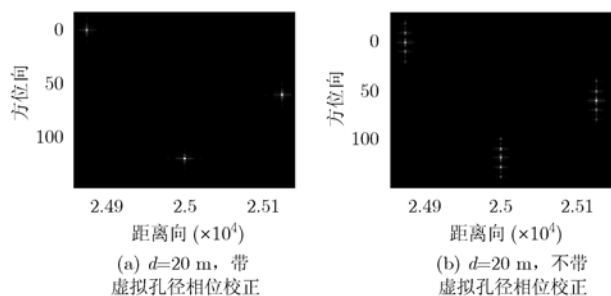


图 3 虚拟孔径相位校正 3 个点目标效果图

具有广泛的应用。子带信号合成,有利于增加带宽,同时获得距离向和方位向高分辨率。

### 参考文献

- [1] Ender J H G and Klare J. System architectures and algorithms for radar Imaging by MIMO-SAR [C]. IEEE Radar Conference, Pasadena, CA, USA, 2009: 1-6.
  - [2] Klare J. Digital beamforming for a 3D MIMO SAR improvements through frequency waveform diversity[C]. IGRASS, Boston, MA, USA, 2008: 17-20.
  - [3] 李海英. 超宽带信号波形及其合成孔径雷达成像研究. [博士学位论文], 北京: 中国科学院电子学研究所, 2002.  
Li Hai-ying. Ultra-wide band signal wave and investigation of SAR image. [Ph.D. dissertation], Beijing: Institute of Electrics, Chinese Academy of Science, 2002.
  - [4] Cumming I G and Wong F H. Digital processing of synthetic aperture radar data: algorithms and implementation. Artech House, INC, 2005: 158-172.
  - [5] Li Jian, Zheng Xia-yu, and Stoicat P. MIMO SAR imaging: signal synthesis and receiver design[C]. CAMPSAP, St. Thomas, VI, 2007: 89-92.
  - [6] Li Hong-bin and Himed B. Transmit subaperturing for MIMO radars with co-located antennas[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 55-65.
  - [7] Krieger G, Gebert N, Younis M, and Moreira A. Advanced synthetic aperture radar based on digital beamforming and waveform diversity[C]. RADAR '08. Rome, 2008: 1-6.
  - [8] Correll B. Efficient spotlight SAR MIMO linear collection configurations[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 33-39.
  - [9] Wang Wen-qin, Peng qiong, and Cai Jing-ye. Diversified MIMO SAR waveform analysis and generation[C]. APSAR, Xian, Shanxi 2009: 270-273.
  - [10] Fuhrmann D R, Browning J P, and Rangaswamy M. Signaling strategies for the hybrid MIMO phased-array radar[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 66-77.
  - [11] Junghyo Kim and Wiesbeck W. Investigation of a new multifunctional high performance SAR system concept exploiting MIMO technology[C]. IGARSS, Boston, MA, 2008: II-221-II-224.
- 周高杯: 男, 1965年生, 高级工程师, 博士生, 研究方向为 SAR 系统研究与信号处理。  
宋红军: 男, 1968年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为星载与机载 SAR 系统研究与信号处理。  
邓云凯: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为星载与机载 SAR 系统研究与信号处理。