

机载交轨稀疏阵列天线雷达的下视三维成像处理

滕秀敏^{*①②} 李道京^①

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100190)

摘要: 该文研究了机载交轨稀疏阵列天线雷达的下视 3 维成像处理问题。将稀疏阵列天线布设在载机交轨向, 采用频分正交信号实现多发多收以提高发射功率, 利用多相位中心孔径综合原理将稀疏阵换成满阵, 采用与空间位置相关的匹配滤波器使不同子带信号孔径综合后相位中心的空间位置相同, 进一步将子带信号合成宽带信号以提高距离分辨率实现下视 3 维成像。为了扩大观测幅宽, 提出将 ScanSAR 模式与 SweepSAR 模式相结合的扫描方式, 以降低雷达系统的脉冲重复频率。分析了机载交轨稀疏阵列天线雷达的系统参数, 通过仿真验证了该文方法的有效性。

关键词: ScanSAR; SweepSAR; 下视 3 维成像; 稀疏阵列天线; 多发多收

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)06-1311-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00739

Downward-looking 3D Imaging Processing for Airborne Cross-track Sparse Array Radar

Teng Xiu-min^{①②} Li Dao-jing^①

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

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

Abstract: Airborne cross-track sparse array radar system for downward-looking three-dimensional (3D) imaging is investigated. The sparse array is distributed along the cross-track direction. To improve the transmitting power, orthogonal frequency division signals are used for Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO). The multiple phase center aperture synthesis principle is used to make the sparse array coincident with a full array. The phase centers of different sub-band signals will be in the same position by using the matched filter related with spatial location. The broadband signal is obtained by combining the sub-band signals to improve the range resolution. And the downward-looking 3D image is achieved. To expand the observation swaths, a kind of scanning mode which combines ScanSAR mode and SweepSAR mode is proposed, which can reduce the Pulse Repetition Frequency (PRF). System parameters of the airborne cross-track sparse array radar are analyzed. The simulation results indicate the feasibility of the proposed method.

Key words: ScanSAR; SweepSAR; Downward-looking three-dimensional imaging; Sparse array; Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO)

1 引言

3 维合成孔径雷达 (Three-Dimensional Synthetic Aperture Radar, 3D-SAR) 成像可以获得具有 3 维分辨能力的图像。2004 年, Giret 等人^[1]提出了下视 3D-SAR 的概念, 将线性阵列技术与合成孔径技术相结合, 并采用宽带线性调频信号作为发射信号, 以获得交轨向、顺轨向和高程向的分辨

率。使用下视 3D-SAR, 可以避免地物阴影的影响, 并可获取高起伏复杂地形及城市目标的 3 维图像。2006 年, 德国 FGAN-FHR 开展了下视 3D-SAR ARTINO 系统的研究工作^[2]。

在下视 3D-SAR 系统的交轨向采用稀疏阵列天线, 可大幅度减少阵列天线的体积和重量。文献[3-6]在对稀疏阵列布局进行优化的基础上, 研究了基于稀疏阵列天线对地成像中的重要问题。利用多相位中心孔径综合原理, 使稀疏阵列孔径综合后的相位中心数量和分布与满阵天线的相同, 从而避免稀疏阵列旁瓣较高的问题, 满足对地观测成像的要求。

2011-07-20 收到, 2012-02-14 改回

国家 863 计划项目 (2009AA12Z103) 和国家 973 计划项目 (2009CB72400) 资助课题

*通信作者: 滕秀敏 xmteng@163.com

目前国内外对下视 3D-SAR 研究中, 主要采用宽波束子阵, 且子阵也主要工作在轮发方式, 这使系统的作用距离和观测幅宽受到极大的限制。

本文研究了机载下视 3D-SAR 的 3 维成像处理问题, 为了充分利用交轨向的稀疏子阵, 有效地提高发射功率, 采用了各子阵同时收发的方式, 并使用频分正交信号实现多发多收^[7]。交轨向稀疏阵列天线采用可扫描的子阵结构, 通过 ScanSAR 模式与 SweepSAR 模式^[8]相结合的波束扫描方式, 在保证顺轨向分辨率的同时有效地降低了脉冲重复频率, 同时扩大观测幅宽。

2 系统描述

2.1 成像模型

基于稀疏阵列天线的机载下视 3D-SAR 系统成像模型如图 1 所示, 在交轨向采用稀疏阵列天线, 各子阵同时收发频分正交信号, 顺轨向采用合成孔径方式工作。交轨向分辨率由稀疏阵列阵长决定, 顺轨向分辨率由子阵顺轨向尺寸决定, 距离向分辨率由发射信号总带宽决定。

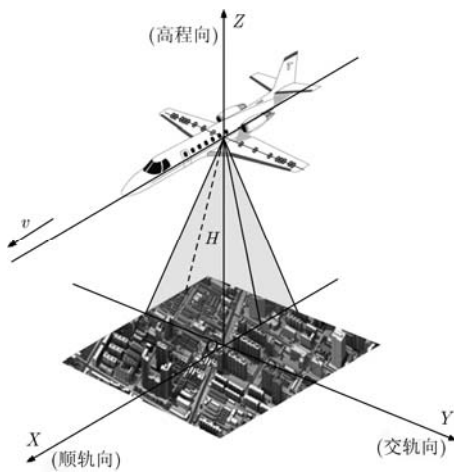


图 1 机载下视 3D-SAR 的成像模型

在图 1 坐标系中, X 轴为顺轨向, Y 轴为交轨向, Z 轴为高程向(距离向), 载机的飞行高度为 H , 飞行速度为 v 。

2.2 阵列布局

根据接收等效相位中心原理^[9], 在收发分置的子阵中间会产生虚拟的等效相位中心, 如图 2 所示。假设发射子阵的空间位置为 (u_t, v_t, H) , 接收子阵的空间位置为 (u_r, v_r, H) , 则所产生等效相位中心的空间位置为 $((u_t + u_r)/2, (v_t + v_r)/2, H)$ 。

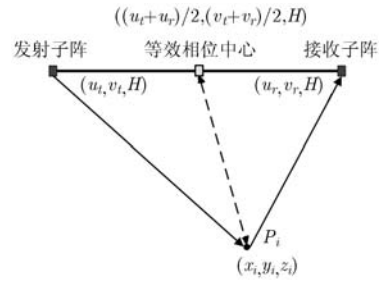


图 2 接收等效相位中心原理示意图

由于在接收等效相位中心原理下可以产生新的相位中心, 从而可以考虑对稀疏阵列天线的位置进行优化。对于给定数量的子阵, 利用模拟退火算法对其空间位置进行优化, 使得各子阵天线在多发多收条件下, 产生的相位中心分布情况和满阵天线相同时, 所占据的空间位置最多。对于 M 个子阵, 经优化后最多可占据 N 个空间位置(可获得 $2N - 1$ 个等效相位中心)^[10]。子阵交轨向尺寸为 d , 所获得的等效相位中心构成间隔为 $d/2$ 的等间隔分布满阵。

综合考虑实际飞机翼展尺寸和子阵尺寸, 交轨向采用 16 个子阵, 经优化后最多可占据 47 个空间位置, 各子阵所占据的空间位置为: 1,2,4,5,6,9,15, 21,27,33,39,42,43,44,46,47。

2.3 收发方式

由于单个子阵的发射功率较低, 因此时分轮发的方式无法满足大功率发射的要求, 而采用同时多发的方式则很容易实现大功率发射。各子阵同时发射同频信号会相互干扰, 因此本文采用频分正交信号实现多发多收。一个孔径综合周期中各频率的发射顺序如图 3 所示, 保证各频率在所有交轨子阵上轮发一遍。

子阵的发射信号为不同中心频率的线性调频信号, 定义为子带信号。各子带信号中心频率的间隔等于子带信号的带宽^[11]。第 k 个子带信号的中心频率可表示为

$$f_k = f_0 + (k - 1/2 - M/2)B_s, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中 B_s 为子带信号的带宽, f_0 为系统的工作频率,

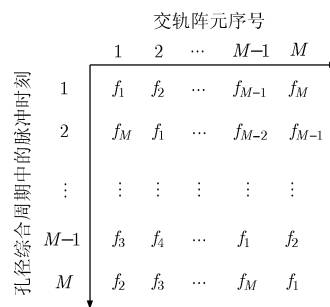


图 3 一个孔径综合周期中各频率的发射顺序

M 为子带信号数量。

第 k 个子带信号可以表示为

$$p_k = \text{rect}(t/T_p) \exp\{j2\pi f_k t + j\pi K_r t^2\} \quad (2)$$

其中 T_p 为子带信号时宽, $K_r = B_s/T_p$ 为调频率。

3 信号处理

3.1 回波信号

各子阵同时发射频分正交信号, 在一个孔径综合周期中, 每个频率都可获得 M^2 组回波数据, 而等效相位中心位置只有 $2N-1$ 个, 因此需要对冗余的回波数据进行选择。本文采用文献[5]中给出的选取原则(选取收发子阵距离最近时的回波数据)对数据进行选择。

由于各子阵发射频分正交信号, 各频率子带信号的处理互不影响(暂不考虑信号非理想正交所带来的影响), 故下文中只给出子带信号处理的相关表达式。

假设观测区域中第 i 个点目标的空间位置为 $P_i(x_i, y_i, z_i)$, 反射系数为 σ_i , 则第 k 个子带信号, 在第 m ($m = 1, 2, \dots, N_a$, N_a 为顺轨向采样点数) 个顺轨采样点, 第 n ($n = 1, 2, \dots, 2N-1$) 个交轨相位中心处的回波信号可以表示为

$$s_k(t, u_m, v_n, \Delta_{nk}) = \sum_i \sigma_i \cdot p_k(t - \tau_i(u_m, v_n, \Delta_{nk})) \quad (3)$$

其中 u_m 为第 m 个顺轨采样点的 X 轴坐标值, v_n 为第 n 个交轨相位中心的 Y 轴坐标值, Δ_{nk} 为第 k 个子带信号产生第 n 个交轨相位中心时与本次孔径综合周期起始时刻 X 轴坐标的差值, $\tau_i(u_m, v_n, \Delta_{nk})$ 为第 k 个子带信号在第 m 个顺轨采样点产生第 n 个交轨相位中心的收发子阵到第 i 个点目标的往返延时。

$$\tau_i(u_m, v_n, \Delta_{nk}) = (R_{ti}(u_m, v_n, \Delta_{nk}) + R_{ri}(u_m, v_n, \Delta_{nk})) / c \quad (4)$$

其中 c 为光速, $R_{ti}(u_m, v_n, \Delta_{nk})$ 和 $R_{ri}(u_m, v_n, \Delta_{nk})$ 分别为第 k 个子带信号在第 m 个顺轨采样点产生第 n 个交轨相位中心的发射子阵和接收子阵到第 i 个点目标的距离历程。

$$\left. \begin{aligned} R_{ti}(u_m, v_n, \Delta_{nk}) &= \sqrt{(u_m + \Delta_{nk} - x_i)^2 + (v_{et}(n) - y_i)^2 + (H - z_i)^2} \\ R_{ri}(u_m, v_n, \Delta_{nk}) &= \sqrt{(u_m + \Delta_{nk} - x_i)^2 + (v_{er}(n) - y_i)^2 + (H - z_i)^2} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中 $v_{et}(n)$ 和 $v_{er}(n)$ 分别为产生第 n 个交轨相位中心的发射子阵和接收子阵的 Y 轴坐标值。根据等效相位中心原理可知, $v_n = (v_{et}(n) + v_{er}(n))/2$ 。

3.2 3 维成像处理

由于各子带信号所获得的等效相位中心空间位

置不同, 需分别进行处理, 具体的 3 维成像处理流程如图 4 所示。

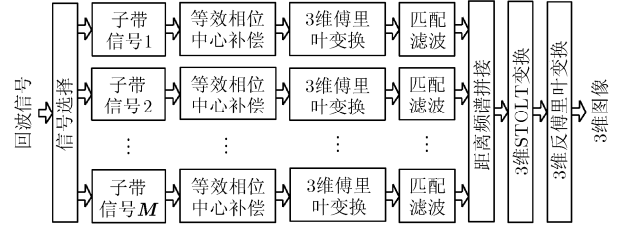


图 4 3 维成像处理流程图

(1) 等效相位中心补偿 对于等效相位中心处的回波信号需要进行相位补偿, 使其与该等效相位中心处自发自收时的相位相同, 从而获得与等效满阵接收相同的回波信号。

补偿时以场景中心作为参考点, 假设交轨向波束入射角为 θ , 则场景中心的空间位置为 $(0, H \tan \theta, 0)$ 。对于第 k 个子带信号, 在第 m 个顺轨采样点的第 n 个交轨相位中心处, 所需补偿的相位可以表达为

$$\Delta\varphi_k(u_m, v_n, \Delta_{nk}) = \varphi_{tk} + \varphi_{rk} - \varphi_{ek} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{tk} &= \frac{2\pi}{\lambda_k} \sqrt{(u_m + \Delta_{nk})^2 + (v_{et}(n) - H \tan \theta)^2 + H^2} \\ \varphi_{rk} &= \frac{2\pi}{\lambda_k} \sqrt{(u_m + \Delta_{nk})^2 + (v_{er}(n) - H \tan \theta)^2 + H^2} \\ \varphi_{ek} &= \frac{4\pi}{\lambda_k} \sqrt{(u_m + \Delta_{nk})^2 + (v_n - H \tan \theta)^2 + H^2} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(2) 3 维傅里叶变换 经等效相位中心补偿后, 将各子带回波信号进行 3 维傅里叶变换。第 k 个子带回波信号的 3 维波数域表达式为

$$S_k(k_t, k_u, k_v) = P_k(k_t) \cdot \left\{ \sum_i \sigma_i \cdot \exp(j\varphi_k) \right\} \quad (8)$$

其中 $P_k(k_t)$ 为第 k 个子带信号的波数域表示, φ_k 的表达式为

$$\varphi_k = k_u \Delta_{nk} - k_u x_i - k_v y_i - \sqrt{4k_t^2 - k_u^2 - k_v^2} (H - z_i) \quad (9)$$

其中 k_t 为距离向波数, k_u 为顺轨向波数, k_v 为交轨向波数。

(3) 匹配滤波 由于每个孔径综合周期由 M 个脉冲时刻组成, 而在每个脉冲时刻, 各子阵均同时发射不同频率的子带信号, 因此, 在同一孔径综合周期中, 不同交轨相位中心的顺轨向坐标值可能是不同的。为了使各子带回波信号孔径综合后的相位中心等效在同一空间参考点, 对于第 k 个子带回波信号, 构造与空间位置相关的匹配滤波器(参考点为坐标原点)。

$$h_k(t, u_m, v_n, \Delta_{nk}) = \text{rect}((t - \tau_0)/T_p) \cdot \exp\{j2\pi f_k(t - \tau_0) + j\pi K_r(t - \tau_0)^2\} \quad (10)$$

其中 τ_0 为第 k 个子带信号在第 m 个顺轨采样点的第 n 个交轨相位中心的往返延时。

$$\tau_0 = 2R_0 / c = 2\sqrt{(u_m + \Delta_{nk})^2 + v_n^2 + H^2} / c \quad (11)$$

将该匹配滤波函数变换到 3 维波数域为

$$H_k(k_t, k_u, k_v) = P_k(k_t) \cdot \exp\left\{jk_u \Delta_{nk} - j\sqrt{4k_t^2 - k_u^2 - k_v^2} H\right\} \quad (12)$$

将式(8)和式(12)的共轭相乘, 即可获第 k 个子带回波信号匹配滤波后的 3 维波数域表达式

$$S_{kM}(k_t, k_u, k_v) = S_k(k_t, k_u, k_v) \cdot H_k^*(k_t, k_u, k_v) \\ = |P_k(k_t)|^2 \sum_i \sigma_i \cdot \exp\left\{-jk_u x_i - jk_v y_i + j\sqrt{4k_t^2 - k_u^2 - k_v^2} z_i\right\} \quad (13)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示取共轭。

经过上述处理, 不同频率子带回波信号孔径综合后的等效相位中心已等效在阵列中心位置, 为后面将子带信号合成宽带信号提供了条件。

(4) 子带信号合成宽带信号 为了提高距离向分辨率, 需将子带信号合成宽带信号。将子带信号合成宽带信号一般有两种方式, 即时域合成和频域合成^[12]。采用时域合成需要对窄带信号进行升采样以满足宽带信号的采样要求, 效率较低, 因此本文采用在频域(波数域)合成的方式。各子带回波信号分别作匹配滤波处理后, 将它们在距离波数域中相参累加, 可合成宽带信号。但由于各子带信号经匹配滤波后在距离波数域中相参累加后时所形成的谱是不连续的, 使得空间域图像中出现“伪影”。因此, 需要构造一个补偿滤波器, 以使合成后信号的距离波数是连续的。

用发射的子带信号来构造补偿滤波器, 将所有子带信号变换到距离波数域进行匹配滤波, 相参累加后得到 $P(k_t)$, 构造的补偿滤波器可表示为

$$H(k_t) = \begin{cases} P^*(k_t) / |P(k_{ta})|, & k_t < k_{ta} \\ 1 / P(k_t), & k_{ta} < k_t < k_{tb} \\ P^*(k_t) / |P(k_{tb})|, & k_t > k_{tb} \end{cases} \quad (14)$$

其中, 区域 $[k_{ta}, k_{tb}]$ 包含重建波数的主要部分。

在距离波数域中, 将式(14)与各子带回波信号经匹配滤波后合成的宽带信号相乘, 即可得到距离波数连续的合成宽带信号。

(5) 3 维 STOLT 变换 由于 3 个方向上的波数 (k_t, k_u, k_v) 并不满足正交关系, 需要对其进行 3 维的 STOLT 变换

$$k_x = k_u, \quad k_y = k_v, \quad k_z = -\sqrt{4k_t^2 - k_u^2 - k_v^2} \quad (15)$$

通过上述变换将 (k_t, k_u, k_v) 映射为 (k_x, k_y, k_z) 后, 合成

的宽带信号的波数域表达式为

$$S_s(k_x, k_y, k_z) = |P(k_x, k_y, k_z)|^2 \cdot \sum_i \sigma_i \cdot \exp\{-jk_x x_i - jk_y y_i - jk_z z_i\} \quad (16)$$

由于 k_z 是关于 (k_t, k_u, k_v) 的非线性映射, 因此变换中需对其进行插值, 以使 k_z 是均匀分布的。

再将上述合成的宽带波数域信号做 3 维反傅里叶变换, 即可获得 3 维图像。

4 扫描模式和系统参数

考虑设计一分辨率为 $1 \text{ m} \times 1 \text{ m} \times 1 \text{ m}$ 的机载下视 3D-SAR 系统。雷达的工作频率选在 Ku 波段, 交轨向子阵数量为 16, 考虑实际飞机的翼展长度, 子阵交轨向尺寸选为 0.3 m , 交轨向阵长为 13.8 m 。为使机下点交轨向分辨率达到 1 m , 载机飞行高度选为 1300 m 。交轨向子阵的波束宽度约为 3.8° , 对应的地面观测幅宽约为 86 m , 很难满足一般测绘的需求。

当系统采用可扫描的子阵结构时, 可通过子阵波束在交轨向扫描来增大观测幅宽。目前有两种扫描模式, 即 ScanSAR 模式和 SweepSAR 模式。ScanSAR 模式和 SweepSAR 模式分别是以降低顺轨向分辨率和提高脉冲重复频率(PRF)为代价来扩大观测幅宽。

当子阵顺轨向尺寸为 0.4 m , 载机飞行速度为 70 m/s 时, 保证顺轨向不模糊的最小 PRF 为 350 Hz 。一个孔径综合周期由 16 个脉冲时刻组成, 因此系统的 PRF 需大于 5.6 kHz 。若子阵的扫描角需达到 $\pm 30^\circ$ 以扩大幅宽, 采用 SweepSAR 模式需扫描 15 个波驻位置, 此时成像幅宽可达到 1500 m , 但系统的 PRF 需大于 84 kHz , 这不仅影响了测高范围, 而且在工程上难以实现。

本文考虑采用 ScanSAR 模式和 SweepSAR 模式相结合的扫描方式实现宽幅成像。假设系统的 PRF 最大为 20 kHz , 可用 3 个 SweepSAR 模式波驻位置来扩大成像幅宽。由于顺轨向的全孔径分辨率为 0.2 m , 可以考虑将其降低到 1 m , 即可用 ScanSAR 模式覆盖 5 个子条带。具体实现方式如图 5 所示, 由 3 个 SweepSAR 模式的波驻位置组成一个 ScanSAR 子条带, 总的观测幅宽由 5 个这样的 ScanSAR 子条带构成, 此时成像幅宽可达到 1500 m 。

对于上述扫描模式, 每个 SweepSAR 模式波驻位置采用的 PRF 相同, 因此对每个 ScanSAR 模式子条带中 3 个 SweepSAR 模式波驻位置获取的回波信号进行抽取, 数据经重新排列后即可采用上述的

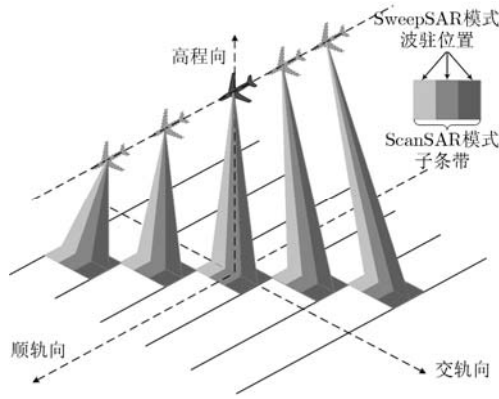


图 5 ScanSAR 模式与 SweepSAR 模式相结合的扫描方式示意图

成像方法实现对每个 ScanSAR 模式子条带的成像。再对每个 ScanSAR 模式子条带图像采用传统的方法完成图像拼接以实现宽幅成像。

为使距离向分辨率达到 1 m，系统带宽应为 150 MHz，由于有 16 个子带信号，故选择子带信号的带宽为 10 MHz，系统总带宽为 160 MHz。根据上述分析，确定系统参数及性能指标如表 1 所示。

5 仿真实验

根据系统参数分析的结果，文中仿真了正下视场景和斜视角为 30°场景的 3 维成像结果。系统参数设置如表 1 所示。

场景 1 正下视，设置 7 个点目标分别位于(0,0, 0), (0,0,10), (5,3,10), (5,-3,10), (-5,3,10), (-5,-3,10), (0,0,20)，其量纲单位为 m，如图 6(a)所示。利用本

表 1 系统参数及性能指标

载机飞行高度	1300 m	载机飞行速度	70 m/s
雷达工作频率	15 GHz	PRF(扫描模式)	16.8 kHz
子带信号带宽	10 MHz	波驻位置	15
交轨向子阵数量	16	系统总带宽	160 MHz
子阵交轨向尺寸	0.3 m	子阵顺轨向尺寸	0.4 m
子阵交轨向波束宽度	3.8°	交轨向天线长度(全阵)	13.8 m
距离向分辨率	0.97 m	交轨向分辨率(机下点)	0.94 m
顺轨向分辨率(全孔径)	0.2 m	单波束观测幅宽(机下点)	86.7 m
顺轨向分辨率(扫描模式)	1.0 m	扫描模式下观测幅宽	1500 m

文的成像方法进行成像，3 维成像结果如图6(b)所示，2 维切面如图6(c), 6(d), 6(e)所示。

场景 2 斜视角为 30°，设置 7 个点目标分别位于 (0,750,0), (0,750,10), (5,753,10), (5,747,10), (-5,753, 10), (-5,747,10), (0,750,20)，其量纲单位为 m，如图 7(a)所示。利用本文的成像方法进行成像，3 维成像结果如图7(b)所示，2 维切面如图7(c), 7(d), 7(e)所示。

以上两组仿真结果表明，采用本文所给出的 3 维成像方法不论是在正下视情况下，还是在斜视情况下都可以较好的实现点目标的 3 维成像。

由仿真数据量较大，上述仿真中只设置了一个较小的场景，对于波束覆盖区域边缘的点目标，用

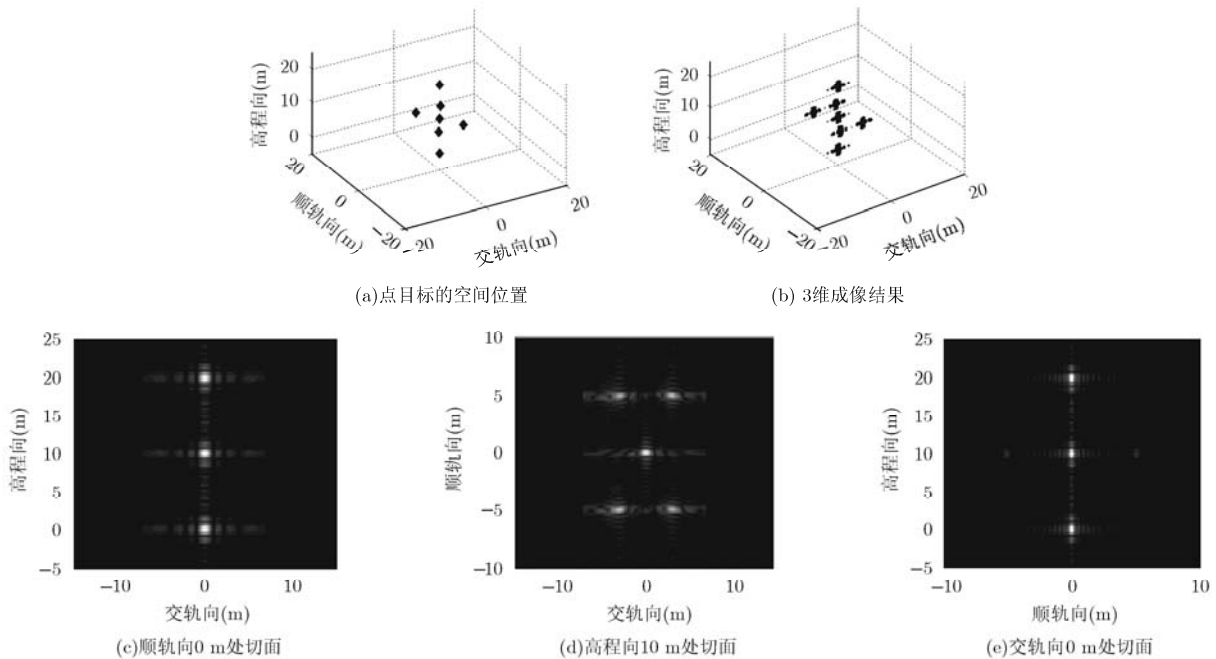


图 6 正下视场景的 3 维成像结果

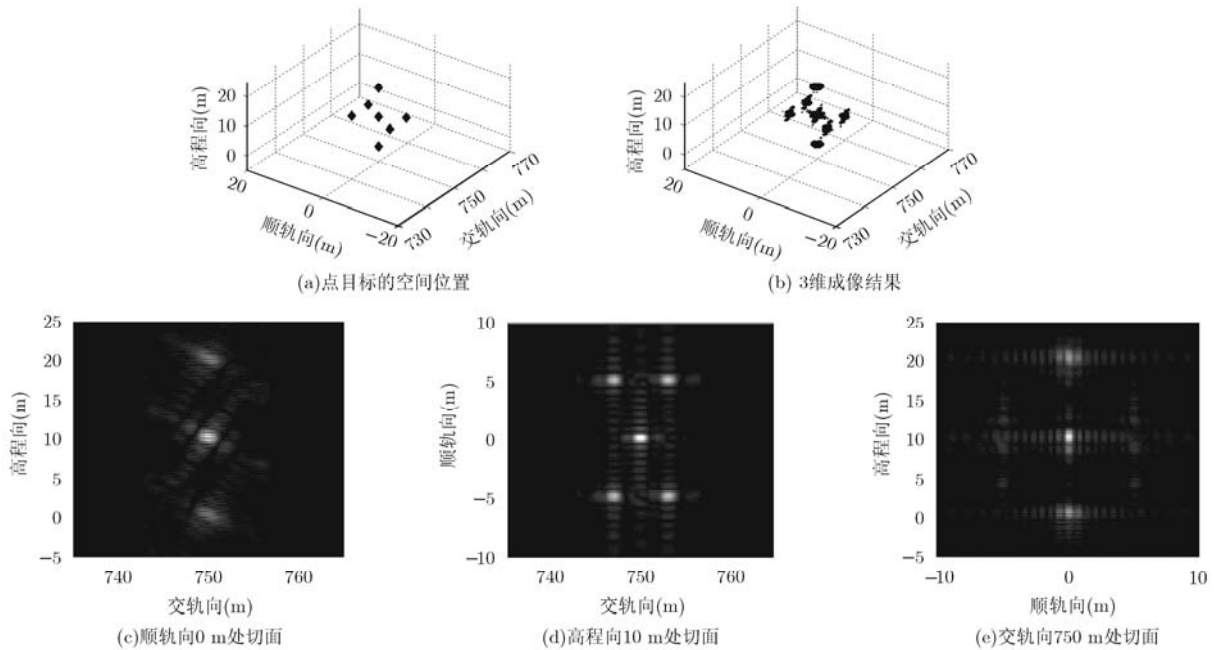


图7 斜视角为30°场景的3维成像结果

场景中心作为参考点进行等效相位中心补偿, 仿真表明也可以获得理想的成像效果。

6 结束语

在交轨向采用稀疏阵列天线, 可大大降低3D-SAR系统的复杂度, 将其应用到重复飞行3维成像过程中, 也可减少重复飞行次数, 并降低对飞机航迹控制精度的要求。本文研究了机载交轨稀疏阵列天线雷达的下视3维成像处理问题, 采用频分正交信号实现多发多收, 有效地解决了发射功率的问题, 利用与空间位置有关的匹配滤波器实现不同子带信号孔径综合后相位中心参考点的统一, 并将子带信号合成宽带信号以提高距离分辨率。利用ScanSAR模式和SweepSAR模式相结合的扫描方式实现宽幅成像, 兼顾了系统PRF和顺轨向分辨率。

本文研究工作的重点在于下视3D-SAR的系统体制和3维成像方法, 由于阵列天线3维成像的效果主要取决于子阵相位中心空间位置的高精度测量, 故运动误差测量和补偿技术将是下一步研究工作的重点。与此同时, 当载机飞行高度较高时, 如何用较少的重复飞行次数获得较高的交轨向空间分辨率也值得进一步深入研究。

参考文献

- [1] Giret R, Jeuland H, and Enert P. A study of 3D-SAR concept for a millimeter wave imaging radar onboard an UAV[C]. European Radar Conference 2004, Amsterdam, Netherland, 2004: 201-204.
- [2] Klare J, Brenner A R, and Ender J H G. A new airborne radar for 3D imaging-image formation using the ARTINO principle[C]. 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar(EUSAR 2006), Dresden, Germany, 2006: 16-18.
- [3] 叶荫, 刘光炎, 孟喆. 机载下视稀疏阵列三维SAR系统及成像[J]. 中国电子科学研究院学报, 2011, 6(1): 96-100.
Ye Y, Liu G Y, and Meng Z. Airborne downward-looking 3D-SAR systems and its imaging using sparse array antenna[J]. *Journal of CAEIT*, 2011, 6(1): 96-100.
- [4] 杜磊. 阵列天线视合成孔径雷达三维成像模型、方法与实验研究[D]. [博士学位], 中国科学院电子学研究所, 2010.
Du L. Study of model, algorithm and experiment for downward-looking synthetic aperture radar three-dimensional imaging based on linear array antenna[D]. [Ph.D. dissertation], Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2010.
- [5] Hou Y N, Li D J, and Hong W. The thinned array time division multiple phase center aperture synthesis and application[C]. 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2008), Boston, America, 2008: 25-28.
- [6] 侯颖妮, 李道京, 洪文, 等. 稀疏阵列微波暗室成像实验[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9): 2258-2262.
Hou Y N, Li D J, Hong W, et al. Thinned array imaging experimental study in anechoic chamber[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2258-2262.
- [7] Klare J. Digital beamforming for a 3D MIMO SAR-improvements through frequency and waveform diversity[C].

- 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'2008), Boston, America, 2008: 17-20.
- [8] Freeman A, Krieger G, Rosen P, *et al.* SweepSAR: beamforming on receive using a reflector-phased array feed combination for spaceborne SAR[C]. Proc. IEEE Radar Conf., Pasadena, USA, 2009: 1-9.
- [9] Li Z, Bao Z, and Wang H. Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques[J]. *IEEE Transactions on AES*, 2006, 42(2): 436-452.
- [10] 侯颖妮. 基于稀疏阵列天线的雷达成像技术研究[D]. [博士论文], 中国科学院电子学研究所, 2010.
- Hou Y N. Study of radar imaging technology based on sparse array antenna[D]. [Ph.D. dissertation], Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2010.
- [11] Lord R T and Ingg M R. High resolution SAR processing using stepped-frequencies[C]. 1997 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'1997), Singapore, 1997: 490-492.
- [12] Wilkinson A J, Lord R T, and Ingg M R. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum[C]. Communications and Signal Processing, 1998 (COMSIG'98), South African, 1998: 101-104.
- 滕秀敏：女，1987年生，硕士生，研究方向为基于稀疏阵列天线的雷达成像技术。
- 李道京：男，1964年生，研究员，博士生导师，研究方向为雷达系统和雷达信号处理。