

面阵 MIMO-SAR 大测绘带成像

武其松,邢孟道,刘保昌,保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室,陕西西安 710071)

摘要: 提出一种基于面阵 MIMO-SAR(Multiple Input Multiple Output Synthetic Aperture Radar)模型结合脉内扫描技术、二维空域联合处理以及频带合成技术实现高信噪比、二维高分辨大测绘带成像方法.文中首先提出了面阵 SAR 脉内扫描多发多收模型;分析了面阵 MIMO-SAR 模型下脉内扫描技术对系统信噪比性能的改善.针对脉内扫描引起的距离模糊以及低 PRF(Pulse Repetition Frequency)导致的多普勒模糊,提出了二维空域联合处理方法;同时利用多发多收模型获得多个空间自由度进行频带合成实现高距离分辨.该面阵 MIMO-SAR 模型实现了高信噪比、二维高分辨大测绘带成像,打破了传统高分辨与大测绘带以及高信噪比与大测绘带的矛盾.仿真实验验证了本文方法的有效性.

关键词: 合成孔径雷达; 多发多收系统; 大测绘带成像; 多普勒模糊; 频带合成

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0817-08

Wide Swath Imaging with the Plane-Array MIMO-SAR System

WU Qi-song, XING Meng-dao, LIU Bao-chang, BAO Zheng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A novel approach is presented to achieve high range and azimuth resolution wide swath with high Signal-Noise-Ratio based on the plane-array Multiple Input Multiple Output Synthetic Aperture Radar (MIMO-SAR) system by the combination of intrapulse scanning and two-dimensional spatial filter and bandwidth synthesis. This paper presents the plane-array MIMO-SAR model with the intrapulse scanning technique; We analyze the improvement of performance of the system by introducing intrapulse scanning in the MIMO-SAR model. With respect to the range ambiguities led to intrapulse scanning and Doppler ambiguities caused by low pulse repetition frequency, two-dimensional spatial filter is used to tackle range and Doppler ambiguities; at the same time bandwidth synthesis based on more the degrees of the freedom provided by the MIMO-SAR system is used to realize high range resolution. The plane-array MIMO-SAR system can be used to realize high SNR and two dimensional high resolutions, and overcomes the contradiction between the high resolution and wide swath, and breaks through the conflict between high SNR and wide swath.

Key words: synthetic aperture radar (SAR); multiple-input multiple-output (MIMO) system; wide swath imaging; range ambiguities; Doppler ambiguities; bandwidth synthesis

1 引言

SAR 雷达作为一种有效获取地面信息的传感器具有越来越广泛的应用前景.例如地形测绘、土地使用状况、海事运作、海洋运动检测、战场侦察等.为了缩短传感器再访次数,要求每次获得测绘场景要大,这掀起了大测绘带成像的热潮.大测绘带成像经历着从单通道-多通道线阵-多通道面阵的发展过程,同时系统的性能也得到极大的提升.单通道大测绘带成像最典型的模式是 ScanSAR^[1,2],但是该方法是通过牺牲方位分辨率为代价;多通道线阵模式包括(沿距离向和沿航向线阵),将大天线沿距离向分割获得沿距离向线阵,利用接收端数字波束形成解距离模糊实现大测绘带,然而该模式得

到的大测绘带存在盲区^[3,4];将大天线沿航向分割获得沿航向线阵,通过低 PRF 获得大测绘带,利用信号重建方法完成信号重构^[5].上述所提实现大测绘带方法均没有考虑过大测绘带引起的回波信噪比问题;信噪比是 SAR 成像一个重要指标,它直接影响着运动目标检测性能、定位精度以及图像干涉时配准精度等性能.从雷达方程可知,大测绘带和高信噪比是一对矛盾;在其他条件一定的情况下,测绘场景越大,回波的信噪比越低.最近提出 HRWS(High Resolution Wide Swath)系统考虑了大测绘带回波信噪比问题,提出了利用面阵沿航向子孔径解方位模糊实现高分辨大测绘带成像,面阵距离维多个子孔径相干积累提高回波信噪比^[6~8],然而该系统是通过单孔径发射、面阵接收模式,发射孔径面积小且通道

利用率很低.

本文提出一种基于面阵 MIMO-SAR 模型实现高信噪比、二维高分辨大测绘带成像方法. 文中首先建立了基于脉内扫描技术的面阵 MIMO-SAR 模型; 不同于 ScanSAR 脉间扫描技术, 脉内扫描技术是将单脉冲分割为多个子脉冲, 在不同子脉冲时间内控制俯仰子孔径进行波束形成扫描不同子测绘带, 利用特定的扫描顺序可以将不同的子测绘带回波时间控制在一小段区域内. 通过这种工作方式可以极大地缩短脉冲重复周期中回波接收时间, 相应地增加脉冲时间宽度, 提高了脉冲占空比. 在峰值功率一定的条件下, 由于发射脉宽增加, 其发射能量得到大幅度地提高, 回波信噪比得到极大地改善, 文中对面阵 MIMO-SAR 模型以及 HRWS 系统的信噪比进行了详细地对比分析. 面阵 MIMO-SAR 模型利用面阵天线不同列子孔径发射不同载频信号, 形成了面阵发射、面阵接收模式, 该工作模式极大地提高了通道利用率, 增加了发射孔径面积. 由于脉内扫描导致了距离模糊, 而低 PRF 引起了多普勒模糊; 文中提出二维空域联合处理方法解模糊, 同时利用 MIMO 体制获得的多个空间自由度进行频带合成实现高距离分辨.

2 面阵 MIMO-SAR 模型分析

2.1 面阵 MIMO-SAR 模型及等效相位中心

多个天线阵元同时发射和接收信号, 且以成像为目的, 通过自身运动形成合成孔径, 称之为 MIMO-SAR^[9], 假设 $P \times Q$ 面阵, 各阵元坐标可统一表示为: (X_p, Y_0, Z_q) .

$$X_p = \begin{cases} X_0 + \left(p - \frac{(P+1)}{2}\right) d_1, & P \text{ is odd} \\ X_0 + \frac{d_1}{2} + \left(p - \frac{P}{2} - 1\right) d_1, & P \text{ is even} \end{cases} \quad (1)$$

$$Z_q = \begin{cases} Z_0 + \left(q - \frac{(Q+1)}{2}\right) d_2, & Q \text{ is odd} \\ Z_0 + \frac{d_2}{2} + \left(q - \frac{Q}{2} - 1\right) d_2, & Q \text{ is even} \end{cases} \quad (2)$$

其中 d_1 为沿航向阵元间距, d_2 为沿俯仰向阵元间距. 如图 1 所示, 为了便于表示, 图中以 3×3 面阵 MIMO-SAR 模型为例. 该面阵 MIMO-SAR 工作模式为: 不同列子孔径发射不同载频信号, 列子孔径自左向右发射载频用 $f_c(1)$ 、 $f_c(2)$ 、 $f_c(3)$ 表示, $f_c(1)$ 、 $f_c(2)$ 、 $f_c(3)$ 分别表示第 1 个发射载频、第 2 个发射载频和第 3 个发射载频, 在图中以不同填充图案表示发射载频的差异; 同一列中不同俯仰子孔径通过相位加权以由远及近的扫描顺序照射不同子测绘带, 图中椭圆代表子测绘带.

相对 SIMO (Single-Input Multiple-Output) 系统, MIMO-

SAR 系统可以获得更多的等效相位中心^[10], 图 2 给出了 MIMO-SAR 系统等效相位中心示意图. 图中将 3×3 面阵 MIMO-SAR 系统获得的等效相位中心分为 3 层, 第 1 层为发射载频为 $f_c(1)$ 时获得的等效相位中心, 以此类推. 图中虚线连接的相位中心表示它们处于同一位置. 从图中可以明显地看出, SIMO 系统等效相位中心数仅为 MIMO-SAR 模型的一层. 我们正是利用 MIMO-SAR 系统更多的空间自由度实现高信噪比、二维高分辨大测绘带成像.

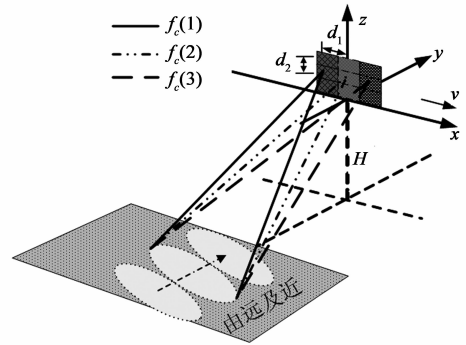


图1 面阵MIMO-SAR模型

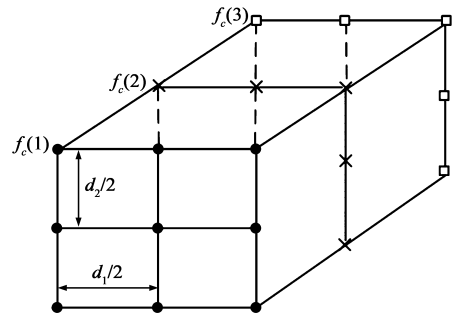


图2 面阵MIMO-SAR等效相位中心示意图

假设第 p 列俯仰孔径同时发射信号, 通过调整相位加权控制波束指向照射地面场景, 第 j 行、第 i 列子孔径接收信号时等效相位中心位置表示为:

$$(X_{i,p}, Y_0, Z_{j,p}),$$

其中 $X_{i,p} = \frac{X_i + X_p}{2}$, $Z_{j,p} = \frac{Z_j + Z_0}{2}$.

2.2 面阵 MIMO-SAR 模型与 HRWS 系统信噪比对比

下面给出面阵 MIMO-SAR 模型与 HRWS 系统(属于 SIMO 系统)的回波信噪比对比分析. 在 HRWS 系统中, 采用单孔径发射, 假设单孔径尺寸为 $d_2 \times d_1$, 其中 d_1 为孔径长度, 对应的方位分辨率 $\delta_a = d_1/2$, d_2 为孔径高度, 由于测绘带宽与发射孔径的高度成反比, 其对应的测绘宽度为约 $\lambda R_r/d_2$, 其中 λ 为发射波长, R_r 为雷达到场景中心距离; 将尺寸为 $(d_r \times d_a)$ 接收孔径分割成 $P \times Q$ 的面阵; 其中沿距离向分割为 Q 个子孔径、沿航向分割为 P 个子孔径, 为了进行有效地对比, 假设各子孔径

的尺寸为 $d_2 \times d_1$, 且 $d_r = Qd_2$, $d_a = Pd_1$; 该系统采用低 PRF 得到大测绘带, 利用距离维多孔径相干积累提高回波信噪比, 利用沿航向形成虚拟相位中心解多普勒模糊, 实现高分辨大测绘带成像. 为了详细地对比两种系统信噪比, 首先给出 N 次脉冲积累的雷达方程^[11]为:

$$SNR = \frac{P_t G_{ts} G_{rs} \lambda^2 \sigma_0 NT_p}{(4\pi)^3 R_{\max}^4 k T_0 B_n F_n k_s} \quad (3)$$

其中 P_t 为发射峰值功率, $P_t = P_{av} T_r / T_p$, 其中 P_{av} 为平均发射功率, $T_r = 1/\text{PRF}$ 为脉冲重复周期, T_p 为脉冲宽度; λ 为波长; G_{ts} 为发射天线增益; 其中 $G_{ts} = 4\pi A_e / \lambda^2$, A_e 为天线有效面积; G_{rs} 为接收天线增益; 波尔兹曼常数为 k , 室温为 T_0 , 噪声系数为 F_n , 其它损耗为 k_s ; σ_0 为雷达散射截面(RCS), R_{\max} 为雷达与散射点的距离. 在 HRWS 系统中, 发射天线面积为 $d_2 \times d_1$, 接收天线面积 $d_r \times d_a$, 脉冲时宽为 T_p . 对于脉内扫描面阵 SAR 系统, 与 HRWS 单个发射孔径不同, 我们利用面阵中每一列发射不同载频信号, 该系统发射天线孔径面积为 $Qd_2 \times Pd_1$; 对于某一载频, 其发射孔径面积为 $Qd_2 \times d_1$, 接收天线孔径面积为 $d_r \times d_a$ (对于条带 SAR 系统, 由于两个系统发射孔径长度相同, 对应的方位分辨率是相等的); 类似于 HRWS 系统, 该系统也采用低 PRF 获得高分辨大测绘带, 为了便于后续信噪比比较, 假设两系统 PRF 相同; 对于通常 SAR 成像雷达, 脉冲占空比一般在 1% ~ 10%, 不妨假设其占空比为 10%, 对于星载 SAR, 为了尽可能多地接收测绘带场景信息, 其接收回波的时间区间 T_{echo} 能够高达 $0.85 T_r$, 该接收时间为测绘带宽度回波时间加上脉冲宽度; 而对应接收的宽测绘带时间为 $0.75 T_r$, 这里也可以看出, PRF 越小, 接收回波时间区间就越大, 对应的测绘带宽度就越大. 在脉内扫描面阵 SAR 系统中, 回波接收窗口宽度近似为子测绘带回波时宽加上子脉冲时宽; 因此在 PRF 一定的条件下回波接收时间宽度约为 $T_{\text{echo}}/L + T_{\Delta}$, 其中 L 为子脉冲数, T_{Δ} 为子脉冲时宽, 这极大地增加脉冲发射时间, 脉冲发射时宽可扩大到 $T_{\text{total}} \approx (0.95 LT_r - 0.75 T_r) / (L + 1)$. 每子测绘带照射时间为 $T_{\text{sub-swath}} = T_{\text{total}} / L$. 由式(3)可以得知, 回波信噪比与发射孔径面积以及发射时宽成正比, 因而两系统信噪比比值 Ratio 可以写为:

$$\begin{aligned} \text{Ratio} &= SNR_{\text{MIMO}} / SNR_{\text{HRWS}} \\ &= Q(9.5L - 7.5) / (L \times (L + 1)) \\ &= b(9.5L - 7.5) / (L + 1) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $b = Q/L$ 表示 HRWS 测绘带宽与脉内扫描面阵 SAR 系统测绘带宽的比值, 要求 $Q \geq L$, 具体原因在后面给出. 图 3(a) 给出两系统信噪比比值示意图, 当子脉冲数 $L = Q$ 时, 此时通过脉内扫描方式获得的测绘带宽与 HRWS 系统中单孔径照射测绘带宽相同, 图 3(b) 给

出在相同测绘带宽条件下两系统 SNR 比值示意图. 从图 3(b) 中可以看出, 当 $b = 1$ 、 $L = 1$ 时, 面阵 MIMO-SAR 模型发射孔径变为 $d_2 \times d_1$, 该系统完全退化为 HRWS 系统, 其对应 Ratio = 1; 从该图中还可以得知: 通道数在 2 ~ 10 之间时, 比值增长速度很快, 当通道数大于 15 时比值增长缓慢; 在测绘带相同的条件下, 两系统 SNR 比值收敛于 9.5. 图 3 为脉内扫描面阵 SAR 系统设计中通道数选择提供了指导.

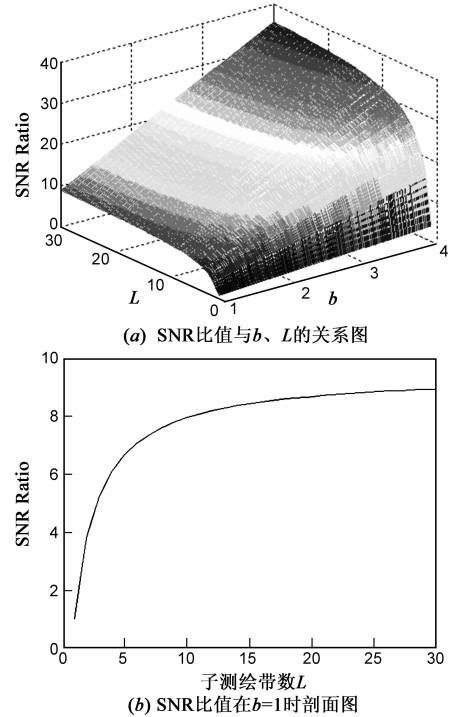


图3 SNR比值随测绘带宽比值以及子测绘带数变化示意图

3 面阵 MIMO-SAR 信号分析

在第 l 个子脉冲时间内, 第 p 列子孔径发射载频为 $f_c(p)$ 的信号, 通过相位加权控制波束指向使其照射第 l 个子测绘带, 发射信号可表示为:

$$\begin{aligned} s_p(t_k) &= \frac{\sin\left(\frac{\pi Q d_2 (\sin\theta_l - \sin\theta)}{2\lambda_p}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_2 (\sin\theta_l - \sin\theta)}{2\lambda}\right)} \\ &\cdot \text{rect}\left(\frac{t_k - \Delta T_l}{T_{\Delta}}\right) \cdot \exp(j2\pi f_c(p)(t_k - \Delta T_l)) \\ &\cdot \exp(j\pi\gamma(t_k - \Delta T_l)^2) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 θ_l 为对应于第 l 个子测绘带场景中心线的下视角, $\lambda_{pl} = c/f_c(p)$ 为发射波长, c 为光速, $f_c(p) = f_c + (p + 1/2 - P/2)B$, 其中 $B = T_{\Delta}\gamma$ 为步进带宽, T_{Δ} 为子脉冲时宽, $T_p = LT_{\Delta}$ 为脉冲宽度, γ 为调频率, f_c 为中心频率, t_k 为快时间, $t = t_k + mT_r$ 为全时间, T_r 为脉冲重复周期, m 取整数, $\Delta T_l = (l - 1)T_{\Delta}$ 为第 l 个子脉冲发射时延.

首先分析载频变化对照射场景的影响. 由式(5)可知, 由于不同列孔径发射不同载频导致了波束俯仰角度变化, 从而引起了照射场景的差异. 假设雷达工作在X波段, 步进带宽通常是窄带, 一般为几十兆量级, 在星载条件下, 载频变换引起的照射场景差异也仅仅是几十米、至多上百米, 对于几十公里的照射场景而言这种差异完全可以忽略, 因此在下面推导过程中, 忽略载频对俯仰波束宽度的影响.

第 j 行, 第 i 列子孔径接收基带信号为:

$$s_{ij,p}(t_k, t_m, f_c(p)) \approx \sum_{l=1}^L \text{rect}\left(\frac{(X_{i,p} + vt_m - x_l)}{L_a}\right) \cdot A(\theta_l) \text{rect}\left(\frac{(t_k - \Delta T_l - \tau)}{T_\Delta}\right) \cdot \exp(j\pi\gamma(t_k - \Delta T_l - \tau)^2) \cdot \exp(j2\pi f_c(p)(-\Delta T_l - \tau)) \quad (6)$$

其中 $t_m = kT_r$ 为慢时间, k 取整数,

$$A(\theta_l) = \frac{\sin(\pi Q d_2 (\sin\theta_l - \sin\theta) / \lambda_c)}{\sin(\pi d_2 (\sin\theta_l - \sin\theta) / \lambda_c)}, \quad \lambda_c = c/f_c,$$

l 从 1 到 L 对应着对应测绘场景从远到近, v 为载机速度, L_a 为合成孔径长度, $\tau = \frac{2R_{ij,pl}(t_m)}{c}$,

$$R_{ij,pl}(t_m) = ((X_{i,p} + vt_m - x_l)^2 + (Y_0 - y_l)^2 + (Z_{j,p} - z_l)^2)^{1/2}$$

为瞬时斜距, (x_l, y_l, z_l) 为第 l 个测绘场景中某一散射点坐标. 假设俯仰子孔径数 Q 为奇数, $R_{ij,pl}(t_m)$ 可写为如下形式:

$$R_{ij,pl}(t_m) \approx R_{i,pl}(t_m) + D_j \cos\theta_l' \quad (7)$$

其中

$$R_{i,pl}(t_m) = ((X_{i,p} + vt_m - x_l)^2 + (Y_0 - y_l)^2 + (Z_0 - z_l)^2)^{1/2}$$

$D_j = d_2(j - (Q + 1)/2) / 2$, θ_l' 为 $R_{i,pl}$ 的下视角.

对式(6)进行匹配滤波, 得到

$$s_{ij,p}(t_k, t_m, f_c(p)) \approx \sum_{l=1}^L A' \exp\left(\frac{-j4\pi R_{ij,pl}}{\lambda_p}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{(X_{i,p} + vt_m - x_l)}{L_a}\right) \cdot \sin\left(B(t_k - \Delta T_l - 2R_l/c)\right) \quad (8)$$

其中 $A' = A(\theta_l) \exp(-j2\pi f_c(p) \Delta T_l)$,

$$R_l(t_m) = ((X_0 + vt_m - x_l)^2 + (Y_0 - Y_l)^2 + (Z_0 - z_l)^2)^{1/2}$$

为第 l 个子测绘带上散射点到 (X_0, Y_0, Z_0) 位置的瞬时距离. 上式利用了近似处理, 在包络中忽略了由于子孔径位置而引起的时延变化. 由于使用的是紧凑面阵, 阵元间距都很小, 忽略该影响是符合实际的.

将式(8)转化至多普勒域, 得到:

$$s_{ij,p}(t_k, f_a) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K A' \text{rect}\left(\frac{f_a R_{Bl}}{\alpha(f_a)}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi f_a x_l}{v}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi R_{Bl} \alpha(f_a)}{v}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j4\pi D_j \cos\theta_l'}{\lambda_p}\right) \cdot \exp\left(\frac{j4\pi X_{i,p} \cos\varphi_k(f_a)}{\lambda_p}\right) \cdot \text{sinc}\left(B\left(t_k - \Delta T_l - \frac{2R_l(f_a)}{c}\right)\right) \quad (9)$$

其中 $f_a \in (-PRF/2, PRF/2)$, $\alpha(f_a) = \sqrt{f_{am}(p)^2 - f_a^2}$, $R_{Bl} = \sqrt{(Y_0 - y_l)^2 + (Z_0 - z_l)^2}$ 为散射点 (x_l, y_l, z_l) 到航线的垂直距离, φ_k 为瞬时斜距和航向夹角, $\cos\varphi_k(f_a) = f_a/f_{am}(p)$, $f_{am}(p) = 2v/\lambda_p$.

当满足条件

$$\sqrt{x^2 + (Y_0 - y_l)^2 + (Z_0 - z_l)^2} = \dots, \\ = \sqrt{x^2 + (Y_0 - y_l)^2 + (Z_0 - z_l)^2} + \frac{c(L-1)T_\Delta}{2}$$

即 $R_1 = \dots = \frac{c(L-1)T_\Delta}{2} + R_L$, L 个子测绘带上 L 个不同的散射点就会出现混叠现象, 从而引起了距离模糊, 如图 4 所示. 式(9)可以改写为:

$$s_{ij,p}(t_k, f_a) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K A' \text{rect}(f_a R_{Bl} / \alpha(f_a)) \cdot \exp(-j2\pi f_a x_l / v) \cdot \exp(-j2\pi R_{Bl} \alpha(f_a) / v) \cdot \exp(-j4\pi D_j \cos\theta_l' / \lambda_p) \cdot \text{sinc}(B(t_k - \Delta T_l - 2R_l/c)) \cdot \exp(j4\pi X_{i,p} \cos\varphi_k(f_a) / \lambda_p)$$

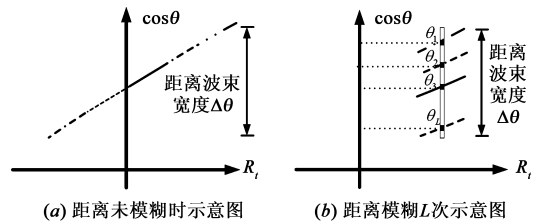
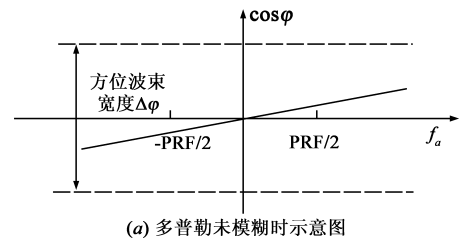
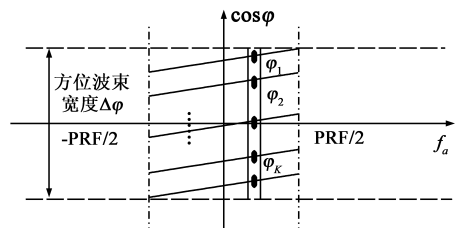


图4 下视角余弦与瞬时斜距关系示意图



(a) 多普勒未模糊时示意图



(b) 多普勒模糊K次示意图

图5 锥角余弦与多普勒关系示意图

其中 $R_{B1} = \sqrt{(Y_0 - y_1)^2 + (Z_0 - z)^2}$ 为第 1 个子测绘带上的散射点 (x, y_1, z) 到航线的最近距离,这里假设地面是平面,散射点高度 z 相同。

由 SAR 成像基本理论可知,高方位分辨率对应宽多普勒谱,采用低 PRF 实现高分辨大测绘带必然会导致多普勒谱模糊,如图 5 所示。

4 二维空域联合处理及频带合成

由于系统采用俯仰维波束扫描模式,在回波接收过程中不同子测绘带信息相互叠加引起了距离模糊;同时系统采用 PRF 获得高分辨宽测绘带会导致多普勒谱模糊;针对上述获得的距离和多普勒模糊数据,本文提出二维空域联合处理方法解距离和多普勒模糊。

尽管录取的数据在距离和多普勒域存在模糊,但是散射点在空间域是不模糊的,这一点是实现空域滤波解模糊的关键。我们充分利用面阵天线在俯仰维和方位维多个空间自由度进行波束形成,将波束对准所需信号方向,而将零点对准模糊信号方向从而完成模糊抑制;考虑到模糊方向是二维的包括俯仰维和方位维,需要设计二维空域滤波器来抑制模糊,这类似与时空二维联合处理方法^[12],我们可以参考空时二维处理来设计空域滤波器实现解模糊处理。

由于回波数据在距离快时间和方位多普勒域模糊,因而解模糊处理也应在该域中进行。式(10)给出了距离和多普勒模糊信号,定义矩阵向量 $\mathbf{z}_a(\varphi_k, f_c(p))$ 、 $\mathbf{z}_b(\theta'_l, f_c(p))$ 、 $\mathbf{z}(\theta'_l, \varphi_k, f_c(p))$ 为

$$\mathbf{z}_a(\varphi_k, f_c(p)) = [\exp(j4\pi X_{1,p} \cos \varphi_k / \lambda_p), \dots, \exp(j4\pi X_{P,p} \cos \varphi_k / \lambda_p)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{z}_b(\theta'_l, f_c(p)) = [\exp(-j4\pi D_1 \cos \theta'_l / \lambda_p), \dots, \exp(-j4\pi D_Q \cos \theta'_l / \lambda_p)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{z}(\theta'_l, \varphi_k, f_c(p))_{PQ \times 1} = \mathbf{z}_b(\theta'_l, f_c(p)) \otimes \mathbf{z}_a(\varphi_k, f_c(p)) \quad (13)$$

其中 \otimes 为 Kronecker 积, T 表示转置。

定义矩阵 $\mathbf{Z}(\theta'_l, f_c(p))$ 、 $\mathbf{Z}_a(f_c(p))$ 为:

$$\mathbf{Z}(\theta'_l, f_c(p)) = [\mathbf{z}(\theta'_l, \varphi_1, f_c(p)), \dots, \mathbf{z}(\theta'_l, \varphi_K, f_c(p))]_{(PQ) \times K} \quad (14)$$

$$\mathbf{Z}_a(f_c(p))_{(LK) \times (PQ)} = [\mathbf{Z}(\theta'_1, f_c(p)), \dots, \mathbf{Z}(\theta'_L, f_c(p))]^T \quad (15)$$

用 $PQ \times 1$ 维 \mathbf{W} 表示处理器的权向量,则

$$\mathbf{W} = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1Q}, w_{21}, \dots, w_{2Q}, \dots, w_{P1}, \dots, w_{PQ}]^T \quad (16)$$

即在对应的下视角和方位角位置上输出为 1,而其他模糊的位置输出为 0。

$$\mathbf{Z}_a \mathbf{W} = \mathbf{H}_n \quad (17)$$

其中 $\mathbf{H}_n = [h_{1n}, \dots, h_{(LK)n}]^T$, $n = 1, \dots, LK$, 当 $l = n$ 时,

$$h_n = 1.$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{Z}_a^+ \mathbf{H}_n \quad (18)$$

其中 $^+$ 为矩阵伪逆, $\mathbf{Z}^+ = \text{pinv}(\mathbf{Z})$ 。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(f_c(p)) &= [s_{11,p}, \dots, s_{1P,p}, \dots, s_{QP,p}] \\ &= \text{sinc}(B(t_k - 2R_1/c)) \\ &\quad \cdot \text{rect}(f_a R_{B1} / \alpha(f_a)) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi R_{B1} \alpha(f_a) / v) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi f_a x / v) \mathbf{Z}_a \end{aligned} \quad (19)$$

利用所获权向量解模糊,得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}'(f_c(p)) &= \mathbf{S}(f_c(p)) \mathbf{W} \\ &= [s'_{11,p}, \dots, s'_{1P,p}, \dots, s'_{QP,p}] \\ &= \text{sinc}\left(B\left(t_k - \frac{2R_1}{c}\right)\right) \\ &\quad \cdot \text{rect}(f_a R_{B1} / \alpha(f_a)) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi R_{B1} \alpha(f_a) / v) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi f_a x / v) \mathbf{H}_n \end{aligned} \quad (20)$$

至此,解模糊处理完成,可以得到二维不模糊信号。

根据阵列信号理论,距离模糊次数 L 和多普勒模糊次数 K 必须要满足下列关系: $L \leq Q$, $K \leq P$, 对于俯仰天线阵元数目 Q ,它在俯仰方向的最多可以形成 1 个约束方向, $Q - 1$ 零点,因此俯仰方向最多可以解出 Q 次模糊,同理在方位多普勒方向上最多可以解出 P 次模糊。

对于第 l 个子测绘带,将解模糊后的信号合并,得到:

$$\begin{aligned} s'(\theta'_l, f_c(p), f_a) &= [s'_{11}(\varphi_1, \theta'_l, f_c(p)) \\ &\quad \dots, s'_{1K}(\varphi_K, \theta'_l, f_c(p))] \end{aligned} \quad (21)$$

此时,得到了载频为 $f_c(p)$ 时第 l 个子测绘带不模糊信号。通过同样地处理可以获得 P 个载频的第 l 个子测绘带不模糊信号 $s'(\theta'_l, f_c(m))$, $m = 1, \dots, P$ 。对于 P 个不模糊信号,利用频域合成方法实现距离高分辨^[13~15]。

对 $s'(\theta'_l, f_c(p), f_a)$ 信号方位逆傅里叶变换得到:

$$\begin{aligned} s'(t_k, t_m, \theta'_l, f_c(p)) &= \text{rect}((vt_m - x) / L_a) \\ &\quad \cdot \text{sinc}(B(t_k - \tau')) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi f_c(p) \tau') \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\tau' = 2R'_l(t_m) / c$,

$$R'_l(t_m) = ((vt_m - x)^2 + (Y_0 - Y_1)^2 + (Z_0 - z)^2)^{1/2}$$

这里对该瞬时斜距进行说明,上述二维空域联合处理方法利用了面阵子孔径二维的空间位置解模糊;通过该处理后,方位起始点归于零,而高度起始点归于 Z_0 。从信号 $s'(\theta'_l, f_c(p), f_a)$ 可以看出,瞬时斜距不会随载频发射位置变化而变化;也就是说不同方位位置的列孔径发射不

同载频信号,通过二维空域联合处理后,它们的瞬时斜距与以方位零点为起点的载机的瞬时斜距相同。

基于上述斜距特点,频带合成就不用考虑载频发射位置差异,只需要将它们看作是同一位置同时发射多个载频信号.该模型退化为静止点频带合成^[14],不需要考虑脉冲发射期间载机的运动对频带合成的影响。

对式(22)进行频移,频移函数为: $sref1 = \exp(j2\pi(p + 1/2 - P/2)Bt_k)$,将频移后的信号转化到距离频域得到:

$$s'(f_r, t_m, \theta_l') = \sum_{p=1}^P \text{rect}((vt_m - x)/L_a) \cdot \text{rect}\left(\frac{(f_r - (p + 1/2 - P/2)B)}{B}\right) \cdot \exp(-j4\pi(f_c + f_r)R_l'(t_m)/c) \quad (23)$$

此时得到第 l 个子测绘带频带合成后的信号.同理我们还可以获得其他各子测绘带频带合成信号 $s'(f_r, t_m, \theta_l')$, $l = 1, \dots, L$.从式(23)中可以看出,对于第 l 个子测绘带其合成后的频带为 PB ,因而不同子测绘带具有不同的距离分辨率。

对于第 l 个子测绘带信号,添加子脉冲发射时延,即 $s'(f_r, t_m, \theta_l')$ 在距离包络加上 $\Delta T_l = (L - 1)T_\Delta$ 时延,这样就恢复出散射点 (x, y_l, z) 的真实位置.此时,通过上述处理方法,即可以得到频带合成的大测绘带不模糊信号 $S_{all}(f_r, t_m)$ 。

通过二维解模糊以及频带合成处理后,得到的 $S_{all}(f_r, t_m)$ 类似于单通道数据,后续处理只需按照单通道成像方法进行即可,通常的 RD, CS, RMA 等方法均可完成成像处理^[16,17]。

5 流程图

下面给出 MIMO-SAR 模型高信噪比、二维高分辨成像处理流程图,如图 6 所示。

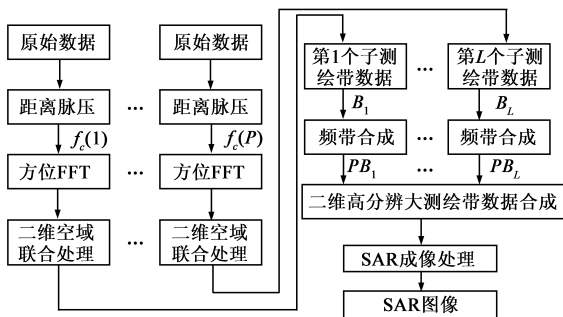


图6 MIMO-SAR成像流程图

6 仿真试验结果

为了验证理论分析的正确性,进行了如下的仿真模拟.将面阵天线分割为 3×3 子孔径,方位尺寸 $d_1 = 6\text{m}$,高度尺寸 $d_2 = 0.8\text{m}$;卫星高度 $H = 700\text{km}$,飞行速

度 $v = 7200\text{m/s}$,中心频率 $f_c = 10^9\text{Hz}$,采样频率 $f_s = 12\text{MHz}$ PRF = 800Hz.步进频带宽 $B = 10\text{MHz}$,将脉冲分为 3 个子脉冲,子脉冲时宽 $T_\Delta = 30\mu\text{s}$.3 个散射点坐标分别为: $(0, 427.83, 0)$ 、 $(0, 419.16, 0)$ 、 $(0, 410.33, 0)$,单位:km.假设各散射点后向散射系数相同.通过计算可以得知: $R_1 = cT_\Delta/2 + R_2 = cT_\Delta + R_3$,因而这 3 个散射点会混叠在一起导致距离模糊.已知多普勒带宽 $B_a = 2v/D = 2400\text{Hz}$,而方位采样率为 800Hz,这导致方位多普勒谱模糊 3 次.图 7 为原始单通道信号成像示意图,单通道信号其距离和方位均存在模糊,由于距离模糊导致了距离位置不同的 3 个散射点模糊在一起,因而图 7(a)中距离位置上只有 1 个点,由于系统多普勒模糊 3 次,因而方位上出现 3 个点,由于两边点为模糊点,其能量明显小于中间散射点.通过二维空域联合处理后,可以得到解模糊后成像示意图,如图 7(b)所示.二维空域解模糊后,将原本距离和方位模糊的散射点还原到真实位置.从 7(c)对远散射点方位向剖面图可以清晰地看出,通过二维空域联合处理后恢复了完整的多普勒谱,经过方位脉压后得到了标准的 sinc 函数图。

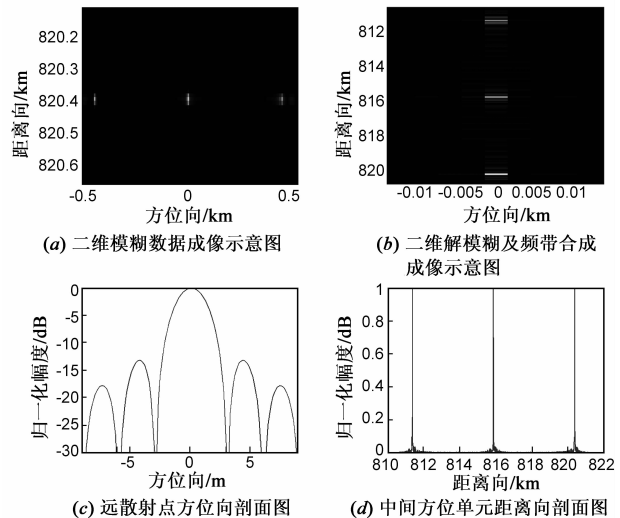


图7 二维空域联合处理及频带合成后成像示意图

为了说明该系统高距离分辨特性,假设 6 个散射点 $P_1, P_1', P_2, P_2', P_3, P_3'$ 坐标为: $(0, 427.83, 0)$ 、 $(0, 427.82, 0)$ 、 $(0, 419.16, 0)$ 、 $(0, 419.13, 0)$ 、 $(0, 410.33, 0)$ 、 $(0, 410.30, 0)$;其他系统参数同上.通过计算得知: P_1, P_2, P_3 以及 P_1', P_2', P_3' 满足 $R_1 = cT_\Delta/2 + R_2 = cT_\Delta + R_3$,其中 P_1 和 P_1', P_2 和 P_2', P_3 和 P_3' 分别位于同一测绘带,且它们斜距差为 15m.通过二维空域联合处理后进行成像,得到图 8(a),原本距离和方位模糊被解出.由于各子测绘带发射带宽为 10MHz,对应距离分辨率为 15m,在距离脉压过程中使用 Hamming 窗进行旁瓣抑制导致了主瓣扩展,因而斜距为 15m 的两散射点无

法分辨,如图 8(b)所示,图中给出了远子测绘带场景中散射点 P_1 、 P_1' 局部放大图.通过频带合成处理后,各子测绘带合成带宽为 30MHz,对应距离分辨率为 5m,因而各子测绘带上斜距为 15m 的散射点均可以分辨,图 8(c)频带合成后中间方位单元沿距离方向的剖面图,图 8(d)给出远子测绘带场景中散射点 P_1 、 P_1' 局部放大图.从图中可以明显看出:在 8(b)中无法分辨的散射点通过频带合成处理后被完全分离开.因此,通过频带合成处理,该面阵 MIMO-SAR 模型具有高距离分辨特性.

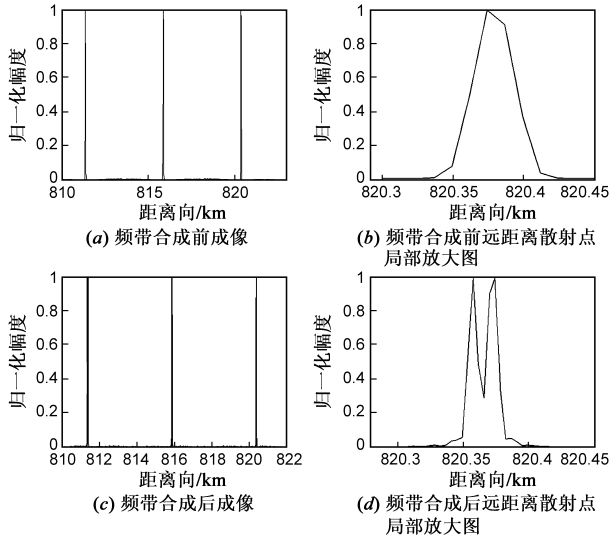


图8 频带合成前后成像对比示意图

为了进一步验证本文方法的有效性,同时还给出了多点目标仿真结果示意图,如图 9 所示,仿真参数同上.仿真实验中大测绘带场景中共设置 45 个点,分为 3 列,大测绘带由 3 个子测绘带组成,每个子测绘带上分布 15 个点同样分为 3 列;图 9(a)给出了二维模糊数据成像示意图,经过二维空域联合处理和频带合成后,得

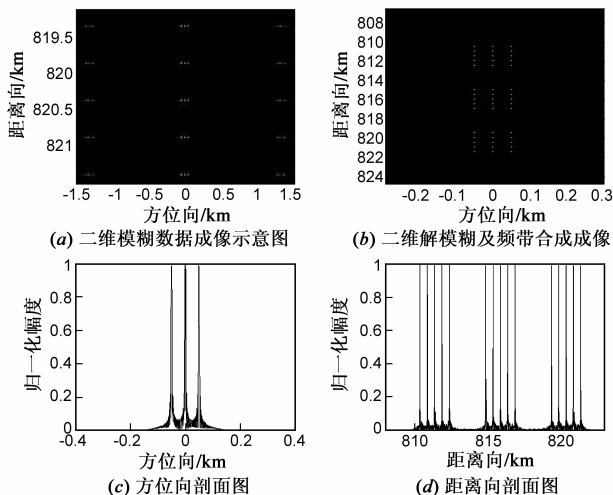


图9 多点目标二维空域联合解模糊及频带合成处理后成像示意图

到 9(b),图 9(c)是图 9(b)某距离单元的沿方位向剖面图,图 9(d)是图 9(b)中某方位单元沿距离单元剖面图.从图 9 仿真结果可以验证二维空域联合处理方法解距离和多普勒二维模糊是可行的.

7 结论

本文针对传统星载 SAR 成像高分辨与大测绘带以及高信噪比与大测绘带之间的矛盾,提出面阵 MIMO-SAR 模型实现高信噪比、二维高分辨大测绘带成像.利用脉内扫描技术大大缩减回波接收窗口宽度,提高脉冲占空比,以此实现高信噪比大测绘带;文中通过面阵 MIMO-SAR 模型与 HRWS 系统的对比分析,进一步说明了面阵 MIMO-SAR 模型高信噪比特性,并且认为 HRWS 只是面阵 MIMO-SAR 的特例形式.对于脉内扫描引起的距离模糊以及低 PRF 导致的多普勒模糊,文中提出二维空域联合处理方法解模糊.最后,利用 MIMO 体制得到的多个等效相位中心进行频带合成实现距离高分辨.

参考文献:

- [1] Walter G Carrara, Ron S Goodman, Ronald M Majewski. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms [M]. Boston London: Artech House, 1995, 401 - 427.
- [2] A Currie, M A Brown. Wide-swath SAR [J]. IEE Proceedings of Radar and Signal Processing, 1992, 139(2): 122 - 135.
- [3] G D Callaghan, I D Longstaff. Wide-swath space-borne SAR and range ambiguity [A]. Proceedings of IEEE Radar Conference [C]. Edinburgh: UK, 1997, NO449, 248 - 252.
- [4] G D Callaghan, I D Longstaff. Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array [J]. IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 1999, 146(1): 159 - 165.
- [5] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260 - 264.
- [6] M Suess, B Grafmueller, R Zahn. A novel high resolution, wide swath SAR system [A]. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) [C]. Sydney, NSW, Australia: IEEE Press, 2001, Vol3, 1013 - 1015.
- [7] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira. Multidimensional waveform encoding for spaceborne synthetic aperture radar systems [A]. Proceedings of IEEE Waveform Diversity & Design Conference [C]. Pisa, Italy: IEEE Press, 2007. 282 - 286.
- [8] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira. Multidimensional waveform encoding: a new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing [J]. IEEE Transac-

- tions on GRS, 2008, 46(1): 32 - 34.
- [9] J H G Ender. MIMO-SAR [A]. International Radar Symposium [C]. Germany: German Institute of Navigation, 2007. 586 - 588.
- [10] 邢孟道, 李真芳, 保 铮, 王彤. 分布式小卫星雷达空时频成像方法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(z1): 70 - 76.
Xing Mengdao, Li Zhenfang, Bao Zheng, Wang Tong. The study of space-time-frequency imaging [J]. Transaction of Space Navigation, 2005, 26(z1): 70 - 76. (in Chinese)
- [11] 张有为. 雷达系统分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 1984. 99 - 103.
Zhang Youwei. Analysis of the Radar System [M]. Beijing: Publishing Company of National Defence Industries, 1984. 99 - 103. (in Chinese)
- [12] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000. 46 - 56.
Wang Yongliang, Peng Yingning. Space-Time Adaptive Processing [M]. Beijing: Publishing Company of Tsinghua University, 2000. 46 - 56. (in Chinese)
- [13] Richard T Lord, Michael R Inngs. High resolution SAR processing using stepped-frequencies [A]. Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing (IGARSS) [C]. Singapore; Singapore, 1997. 490 - 492.
- [14] Patrick Berens. SAR with ultra-high range resolution using synthetic bandwidth [A]. Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing (IGARSS) [C]. Germany: Hamburg, 1999. 1752 - 1754.
- [15] Willie Nel Jan, Tait Richard Lord, Andrew Wilkinson. The use of a frequency domain stepped frequency technique to obtain high range resolution on the CSIR X-Band SAR system [J]. IEEE Translation on GRS, 2002, 8(12): 327 - 332.
- [16] Walter G Carrara, Ron S Goodman, Ronald M Majewski. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms [M]. Boston London: Artech House, 1995, 401 - 427.

[17] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005. 174 - 176.

Bao Zheng, Xing Mengdao, Wang Tong. Imaging Technique of the Radar [M]. Beijing: Publishing Company of Electronic Industries, 2005. 174 - 176. (in Chinese)

作者简介:



武其松 男, 1983 年 12 月生于安徽巢湖. 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室博士研究生. 主要研究方向为雷达高分辨成像和运动目标检测.

E-mail: wuqisong@163.com



邢孟道 男, 1975 年生于浙江嵊州. 西安电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为雷达成像、目标识别和天波超视距雷达信号处理.

Email: xmd@xidian.edu.cn



刘保昌 男, 1981 年生于山东巨野. 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士研究生. 主要研究方向为 SAR 成像以及运动目标检测.

保 铮 男, 1927 年 12 月生于江苏南通. 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 中国科学院院士, 中国电子学会会士. 主要研究方向为雷达信号处理.