

FDA-SAR 高分辨宽测绘带成像距离解模糊方法

王成浩^{1,2}, 廖桂生^{1,2}, 许京伟^{1,2}

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 信息感知技术协同创新中心, 陕西西安 710071)

摘 要: 由于多普勒模糊和距离模糊的制约, 星载合成孔径雷达(SAR)成像方位高分辨率和宽测绘带成像之间存在严重的矛盾. 针对这一问题, 该文提出了基于频率分集阵列(FDA)SAR系统的高分辨宽测绘带成像距离解模糊方法. 该方法基于FDA的距离维可控自由度, 利用FDA发射导向矢量的距离和角度二维依赖性, 在空间频率域实现距离模糊回波的分离并对不同距离模糊区域分别进行成像处理, 解决了星载SAR成像测绘带宽对方位高分辨率的制约问题. 仿真实验验证了所提方法的正确性和有效性.

关键词: 频率分集阵列; 距离模糊; 合成孔径雷达; 高分辨宽测绘带

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)09-2085-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.09.005

Range Ambiguity Resolving Method for High-Resolution and Wide-Swath Imaging with FDA-SAR

WANG Cheng-hao^{1,2}, LIAO Gui-sheng^{1,2}, XU Jing-wei^{1,2}

(1. National Lab of Radar Signal Processing, Xidian Univ, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In space-borne synthetic aperture radar (SAR), severe conflicts exists between azimuth high resolution and wide swath due to Doppler and range ambiguity. To solve this problem, a range ambiguity resolving method for high-resolution and wide-swath (HRWS) imaging with frequency diversity array (FDA) SAR is proposed in this paper. Based on the extra degrees-of-freedom in range domain, FDA is capable of distinguishing the range ambiguous signal in spatial frequency domain. The proposed method first separates the range ambiguous signal in spatial frequency domain, and then performs imaging processing separately on different range ambiguous region to achieve HRWS imaging. Simulation results validate the effectiveness of the proposed method.

Key words: frequency diversity array (FDA); range ambiguity; synthetic aperture radar (SAR); high-resolution and wide-swath (HRWS)

1 引言

利用合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)获得高分辨宽测绘带(High-Resolution and Wide-Swath, HRWS)的微波遥感图像, 在遥感测绘、环境监测和军事侦察等方面具有广泛的需求和应用, 逐渐受到国内外学者的广泛关注^[1-5]. 相比于传统SAR系统, HRWS成像技术能够同时满足对观测场景的高分辨和宽测绘带成像需求, 大大提高了遥感测绘的效率, 具有重要的理论和应用价值.

对于传统单通道SAR系统, 方位向高分辨率意味着较大的多普勒带宽, 为避免多普勒模糊, 需要以足够高的脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)进

行方位采样, 然而宽测绘带要求采用低PRF来保证测绘带内无距离模糊, 这一矛盾在星载雷达中尤为突出^[6]. 因此, 为了解决方位分辨率与测绘带宽的矛盾, 学者们提出了多种基于多通道SAR系统的HRWS成像方法: 文献[1~3]提出了在方位多通道接收模式下, 采用方位数字波束形成或空时自适应处理的多普勒模糊抑制方法; 方位多通道解多普勒模糊的方法较为有效, 已经得到实测验证; 文献[4, 5, 7, 8]介绍了一种多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)SAR系统, 利用MIMO雷达的自由度优势提高多普勒解模糊能力; 文献[9, 10]提出了一种利用俯仰向多通道进行数字多波束形成的距离模糊抑制方法; 文献[11]提出了

收稿日期: 2016-01-27; 修回日期: 2016-03-31; 责任编辑: 蓝红杰

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61231017); 中国博士后科学基金(No. 2016M590925); 中央高校基本科研业务费(No. XJS16009, No. JB160228)

一种在俯仰向边扫描边接收的距离模糊抑制方法. 实际上, 通过控制俯仰维波束来抑制距离模糊的方法一方面受到俯仰旁瓣的影响, 另一方面也受地形起伏、平台姿态和波束指向误差等因素的严重影响^[12]. 最近, 频率分集阵列^[13] (Frequency Diversity Array, FDA) 以其独特的优势日益引起国内外学者的关注, FDA 利用阵元间微小的载频增量, 能够产生距离和角度依赖的方向图^[14,15]. 文献[16]提出了一种基于 FDA 的目标高分辨距离方位成像方法. 文献[17]提出应用 MIMO 技术的双基 FDA 系统, 能够形成仅依赖距离的发射方向图. 文献[18]提出运动平台的 FDA-STAP 方法, 利用距离维自由度有效抑制距离模糊杂波.

本文设计了一种 FDA-SAR 成像体制, 提出了一种利用 FDA 距离维自由度实现高分辨宽测绘带成像距离解模糊方法. FDA 的发射导向矢量是距离和角度的函数, 因此可在距离维形成多个发射波束, 分别覆盖不同的距离模糊区域并在其他模糊区域形成零点. 该方法能够分离不同距离模糊区域的回波信号, 从而重构整个测绘带的无距离模糊回波信号, 对其进行传统成像处理即可得到 HRWS 成像结果. 仿真实验验证了本文方法的有效性.

2 FDA-SAR 信号模型

FDA-SAR 的几何构型如图 1 所示, 不失一般性, 本文考虑正侧视成像模式. 假设面阵天线经列子阵合成后可等效为一维等距线阵, 阵列轴向与平台运动方向一致, 各阵元发射正交波形, 不同阵元的载频相差微小的频率增量. 图中平台运动方向为 v , 测绘带幅宽为 W_g , 系统的最大无模糊距离为 R_u , 测绘带宽内的距离模糊次数为 N_u .

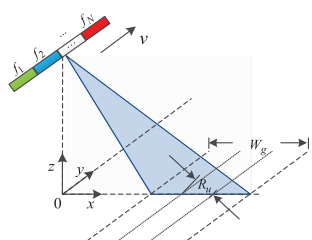


图 1 FDA-SAR 系统几何构型

设发射天线数为 N , 接收天线数为 M , 选取靠近机头的第一个天线为参考天线, 则第 n 个天线发射信号的载频为

$$f_n = f_0 + (n-1)\Delta f, n=1, \dots, N \quad (1)$$

其中 f_0 为参考天线的载频, Δf 为发射天线载频的频率增量, 且 Δf 远小于载频和信号带宽 B . 设第 n 个天线的发射波形为 $\varphi_n(t)$, $n=1, \dots, N$, 则频率分集阵列的发射信号可表示为

$$s_n(t) = \varphi_n(t) e^{j2\pi f_n t}, n=1, \dots, N \quad (2)$$

若雷达以重复频率 f_{PRF} 发射一系列脉冲, 考虑远场处的

静止点目标 $P(X_0, R_0)$, 其中 X_0 和 R_0 分别为目标的方位位置和最近斜距, 设在 t_a 时刻由第 n 个天线发射的信号经目标后向散射到达第 m 个接收天线的时延为 $\tau_{mn}(t_a)$, 则第 m 个接收天线处的回波信号可表示为快时间 t_r 和慢时间 t_a 的函数

$$y_m(t_r, t_a) = \sum_{n=1}^N \xi \varphi_n(t_r - \tau_{mn}(t_a)) e^{j2\pi(f_n + f_d)t_r} \times \omega_a(t_a - \eta_{mn0}) e^{-j2\pi f_d \tau_{mn}(t_a)}, m=1, \dots, M \quad (3)$$

其中 ξ 为目标反射系数, f_d 为目标的多普勒频率, $\omega_a(t_a - \eta_{mn0})$ 为回波的慢时间包络, $\eta_{mn0} = \frac{X_0 + (d_{Rm} + d_{Tn})/2}{v}$

为目标距等效相位中心最近的时刻, d_{Rm} 为第 m 个接收天线与参考天线的间距, d_{Tn} 为第 n 个发射天线与参考天线的间距. 上述接收信号经过混频后进入一组匹配滤波器 $h_n(t) = \varphi_n(t) e^{j2\pi \Delta f t}$, $n=1, \dots, N$, 则第 m 个接收通道的第 n 个匹配滤波器的输出信号为

$$y_{mn}(t_r, t_a) \approx \xi \omega_r^n(t_r - \tau_{mn}(t_a)) \omega_a(t_a - \eta_{mn0}) e^{-j2\pi f_d \tau_{mn}(t_a)} \quad (4)$$

其中 $\omega_r^n(t - \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_n(t) \varphi_n^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d(t - \tau)} dt$ 为第 n 个匹配滤波器输出信号的快时间包络.

为了进一步阐明不同通道间回波的联系, 首先假设任意慢时间 t_a 内阵列满足远场窄带条件. 为了说明这一假设的合理性, 考虑收发共用的均匀线阵, 设阵元数为 8, 阵元间距为 $\lambda/2$, 波长 3cm, 系统带宽为 100MHz, 则在侧视情况下信号穿越整个孔径的时间为 $\tau = \frac{D \sin \theta}{c} < 4 \times 10^{-4}$

μs , 其中 D 为阵列天线全孔径的长度, 因此 $\tau \ll \frac{1}{B} =$

$1 \times 10^{-2} \mu\text{s}$, 满足窄带条件. 在远场窄带条件下, 一方面可忽略一个脉冲内各阵元回波包络变化, 即 $\tau_{mn}(t_a) =$

$\tau_0(t_a) = \frac{2R_{\text{ref}}(t_a)}{c}$ 和 $\eta_{mn0} = \eta_0 = \frac{X_0}{v}$; 另一方面各通道的斜

距可用目标方位角 θ 表示为 $R_i(t_a) \approx R_{\text{ref}}(t_a) - d_i \sin \theta$,

其中 $R_{\text{ref}}(t_a) = \sqrt{R_0^2 + (vt_a)^2}$ 为参考通道到目标的瞬时斜距, d_i 为通道 i 与参考通道的间距. 需要说明的是在合成孔径时间内目标视角 θ 是慢时间 t_a 的函数. 将上述近似代入式(4), 可得回波信号的表达式为

$$y_{mn}(t_r, t_a) \approx \xi \omega_r(t_r - \tau_0(t_a)) \omega_a(t_a - \eta_0) \times \exp\left(-j \frac{4\pi(n-1)\Delta f R_0}{c}\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{f_0}{c} (d_{Rm} + d_{Tn}) \sin \theta\right) \quad (5)$$

其中 $d_{Rm} = (m-1)d_R$, $d_{Tn} = (n-1)d_T$. 对任意时刻 t_a 时目标所在距离门, 第 m 个接收通道的匹配滤波结果可以写成矢量形式

$$\mathbf{y}_m = \xi' \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} R_0 + j2\pi \frac{d_r}{\lambda} \sin\theta} \\ \vdots \\ e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} (N-1) R_0 + j2\pi \frac{d_r}{\lambda} (N-1) \sin\theta} \end{bmatrix} \times \exp\left(-j2\pi \frac{d_r}{\lambda} (m-1) \sin\theta\right) \quad (6)$$

其中 ξ' 为匹配滤波后目标回波的复幅度, 因此目标信号的快拍矢量可表示为

$$\mathbf{x}_s = [\mathbf{y}_1^T \quad \mathbf{y}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{y}_M^T]^T = \xi' \mathbf{b}(\theta) \otimes \mathbf{a}(R_0, \theta) \quad (7)$$

其中上标 T 表示转置操作, \otimes 表示 Kronecker 积, 数据快拍矢量 $\mathbf{x}_s \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, $\mathbf{a}(R_0, \theta) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{b}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 分别为发射和接收导向矢量

$$\mathbf{a}(R_0, \theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} R_0 + j2\pi \frac{d_r}{\lambda} \sin\theta} \\ \vdots \\ e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} R_0 (N-1) + j2\pi \frac{d_r}{\lambda} \sin\theta (N-1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{b}(\theta) = [1 \quad e^{-j2\pi \frac{d_s}{\lambda} \sin\theta} \quad \cdots \quad e^{-j2\pi \frac{d_s}{\lambda} (M-1) \sin\theta}]^T \quad (9)$$

如式(8)所示, 发射导向矢量同时依赖于距离和发射角度, 可表示为

$$\mathbf{a}(R_0, \theta) = \mathbf{r}(R_0) \odot \mathbf{d}(\theta) \quad (10)$$

其中 \odot 表示 Hadamard 积, $\mathbf{r}(R_0) = [1 \quad e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} R_0} \quad \cdots \quad e^{-j4\pi \frac{\Delta f}{c} (N-1) R_0}]^T$ 为距离导向矢量, $\mathbf{d}(\theta) = [1 \quad e^{j2\pi \frac{d_r}{\lambda} \sin\theta}$

$\cdots \quad e^{j2\pi \frac{d_r}{\lambda} (N-1) \sin\theta}]^T$ 为方向导向矢量. 因此 FDA-MIMO 雷达可形成距离依赖的发射方向图, 这是 FDA 能够区分距离模糊回波信号的关键. 值得注意的是, FDA-SAR 信号模型中, 接收导向矢量对方位角度的依赖关系与传统多通道 SAR 系统相同, 这也保证了 FDA-SAR 系统同样可以兼容已有的多通道解方位模糊算法.

实际处理数据是式(5)所示连续信号的离散采样, 用 l, k 分别表示回波的距离门序号和发射脉冲序号, 分别对应距离采样和方位采样. 为了描述地面散射点, 用下标 i 表示同一距离内目标的方位序号, 用 p 表示目标所在距离模糊区域序号. 则位于第 p 个模糊区域的第 l 个距离门内的目标的最近斜距为 $R_{p,l} = (p-1)R_u + R_l$, 该区域内第 i 个方位目标的斜距历程可表示为 $R_{p,l,i}(k) = \sqrt{R_{p,l}^2 + (vkT_r - X_i)^2}$, 方位角 $\theta_{p,l,i}(k) = \arcsin\left(\frac{vkT_r - X_i}{R_{p,l,i}(k)}\right)$, 其中 T_r 为脉冲重复间隔. 假设场景回波的最大距离模糊次数为 N_u , 则在第 k 个脉冲第 l 个距离门的回波信号为

$$\mathbf{x}_l(k) = \sum_{p=1}^{N_u} \sum_{i \in \Theta_k} \xi_{p,l,i} \mathbf{b}(\theta_{p,l,i}(k)) \otimes \mathbf{a}(R_{p,l,i}(k), \theta_{p,l,i}(k)) + \mathbf{n} \quad (11)$$

其中 $\xi_{p,l,i}$ 为匹配滤波后单个散射点回波的复幅度, 集合 $\Theta_k = \{i | -\theta_a/2 \leq \theta_{p,l,i}(k) \leq \theta_a/2\}$ 为第 k 个脉冲时刻主瓣波束覆盖散射点的序号集合, θ_a 为方位波束宽度, \mathbf{n} 为复高斯噪声矢量.

3 距离模糊回波谱分析

由第二节所述, 频率分集阵列发射导向矢量的空间频率具有距离和角度二维依赖性

$$f_s = f_r + f_a = -\frac{2\Delta f R}{c} + \frac{d_r \sin\theta}{\lambda} \quad (12)$$

其中 f_r 为距离频率, f_a 为角度频率, R 为距离, θ 为方位角度. 雷达在合成孔径成像模式下, 仅对主瓣回波信号

感兴趣. 由于主瓣覆盖目标的方位角满足 $-\frac{\theta_a}{2} \leq \theta_i \leq$

$\frac{\theta_a}{2}$, $\forall i \in \Theta_k, k \in \mathbb{Z}$, 因此第 p 个距离模糊区域的第 l 个距离门处散射点的空间频率满足

$$-\frac{2\Delta f R_{p,l}}{c} - \frac{d_r \sin\theta_a}{2\lambda} \leq f_s \leq -\frac{2\Delta f R_{p,l}}{c} + \frac{d_r \sin\theta_a}{2\lambda} \quad (13)$$

其中 $R_{p,l}$ 表示目标的参考斜距. 上式表明: 由于方位角度的不同, 同一距离的散射点在空间频率域占据了一定的带宽 $B_s = \frac{d_r \sin\theta_a}{\lambda}$. 考虑方位角相同, 相距 R_u 的距离模糊目标, 其空间频率相差

$$\Delta f_s = \frac{2\Delta f R_u}{c} = u + q \quad (14)$$

其中 $u \in \mathbb{N}$ 为整数部分, $q \in [0, 1]$ 为小数部分.

对于传统 MIMO 雷达, 发射导向矢量的空间频率 $f_s = f_a$ 仅依赖于角度而与距离无关, 因此不同距离的目标在空间频率域完全重叠, 如图 2 所示. 因此距离模糊回波在空间频率域无法区分.

对于 FDA 雷达, 发射导向矢量的空间频率 $f_s = f_r + f_a$ 包含距离依赖项 f_r , 其距离依赖性如图 3、图 4 所示. 考虑单个距离模糊区域, FDA 雷达回波信号的空间频率随距离缓慢变化, 如图 3 所示. 距离依赖性导致回波信号在空间频率域混叠. 为了便于在空间频率域区分距离模糊回波信号, 需要统一补偿回波信号在一个 R_u 内的距离依赖性, 从而使同一距离模糊区域的空间频率相同, 而不同距离模糊区域的空间频率相差 Δf_s 的整数倍, 如图 4 所示. 需要注意的是, 由于空间频率的周期模糊性, 无模糊的空间频率轴范围为 $f_s \in [-0.5, 0.5]$, 因此第 3 距离模糊区域出现在空间频率轴的负半轴.

上述分析表明距离模糊的回波信号在 FDA 的空间频率域具有可区分性. 然而实际中为了达到理想的解模糊性能, 需要设计系统发射参数使距离模糊信号在空间频率域的差异最大化. 首先, 为避免频谱混叠, 要求

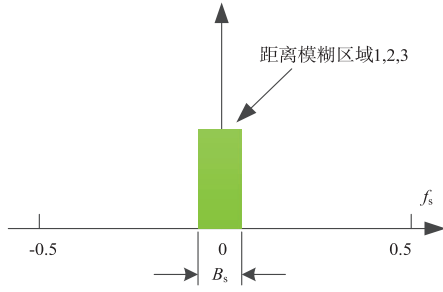


图2 MIMO雷达距离模糊信号的空间频率

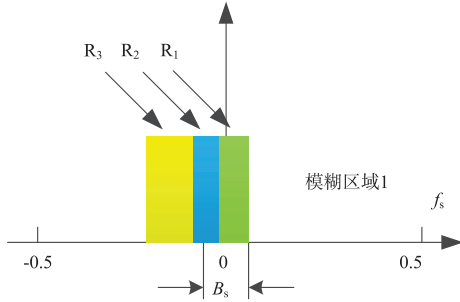


图3 FDA雷达空间频率的距离依赖性

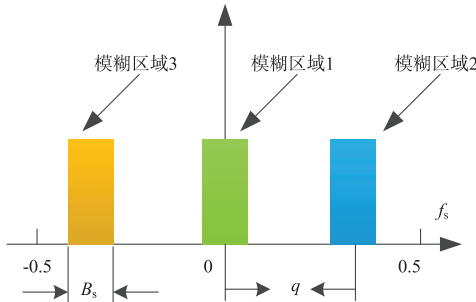


图4 FDA雷达距离模糊信号的频谱

相邻距离模糊区域在空间频率域的谱间距 q 大于谱宽 B_s , 即 $q > B_s$; 其次, 为有效区分各距离模糊区域的回波信号, 要求相邻距离模糊区域的谱间距 q 最大化. 考虑到空间频率的周期模糊性, N_a 个距离模糊区域占据了整个空间频率范围 $f_s \in [-0.5, 0.5]$, 因此 $q_{\max} = \frac{1}{N_a}$. 根据 q_{\max} 和式所示参数关系, 可设计得到系统的频率增量 Δf 和 PRF. 注意最大可解的距离模糊次数 $N_{\max} = \min\left(\left\lfloor \frac{1}{B_s} \right\rfloor, N\right)$, 其中第一项保证相邻距离模糊区域的频谱不发生混叠, 第二项保证 FDA 能够在空间频率域形成足够多的零点来抑制距离模糊信号.

4 距离解模糊方法

本节重点讨论距离解模糊方法. 假设回波信号无多普勒模糊或已完成多普勒解模糊, 首先对匹配滤波后的信号进行接收波束形成, 从而获得全部接收孔径的信号增益. 接收波束形成器的输出信号为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}_l(k) &= (\mathbf{b}(\theta_0) \otimes \mathbf{I}_N)^H \mathbf{x}_l(k) \\ &= \sum_{p=1}^{N_a} \sum_{i \in \Theta_i} A_{p,l,i}(k) \mathbf{a}(R_{p,l,i}(k), \theta_{p,l,i}(k)) + \bar{\mathbf{n}} \quad (15) \end{aligned}$$

其中回波复幅度 $A_{p,l,i}(k) = \xi_{p,l,i} g_a(\theta_{p,l,i}(k))$, 窗函数 $g_a(\theta_{p,l,i}(k))$ 表示接收波束方向图, $\bar{\mathbf{n}}$ 为输出噪声矢量. 根据第三节分析, 在接收波束形成后, 回波信号的空间频率依赖于距离, 为了便于后续距离解模糊, 需要首先补偿回波信号的距离依赖性. 这里选取第一距离模糊区域作为参考区域, 构造补偿函数

$$\mathbf{h}_l = [1 \quad e^{j2\pi f_{R,l-\text{comp}}} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_{R,l-\text{comp}}(N-1)}]^T \quad (16)$$

其中 $f_{R,l-\text{comp}} = \frac{2\Delta f R_l}{c}$, R_l 为参考区域内第 l 个距离门的斜距. 则距离依赖性补偿后的回波信号为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_l(k) &= \mathbf{h}_l \odot \bar{\mathbf{x}}_l(k) \\ &= \sum_{p=1}^{N_a} \sum_{i \in \Theta_i} A_{p,l,i}(k) \mathbf{h}_l \odot \mathbf{a}(R_{p,l,i}(k), \theta_{p,l,i}(k)) + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \sum_{p=1}^{N_a} \sum_{i \in \Theta_i} A_{p,l,i}(k) \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_{p,l,i}(k)) + \tilde{\mathbf{n}} \quad (17) \end{aligned}$$

其中 $\tilde{f}_{R,p} = f_{R,p} + f_{R,l-\text{comp}} = -\frac{2\Delta f(p-1)R_u}{c}$ 为补偿后第 p 距离模糊区域回波信号的距离频率, $\tilde{\mathbf{n}}$ 为输出噪声矢量. 由此可见, 经过上述距离补偿后, 同一距离模糊区域的回波信号具有相同的距离频率, 而相邻距离模糊区域的回波信号具有固定的距离频率增量 $\Delta f_R = \tilde{f}_{R,p+1} - \tilde{f}_{R,p} = -\frac{2\Delta f R_u}{c}$, 如图4所示.

考虑一般情况, 为了从距离模糊的回波信号中分解出各距离模糊区域的回波信号, 需要设计一组分解滤波器, 以增强某一距离模糊区域的信号, 同时抑制其他区域的信号. 最优滤波器的求解可表达为如下优化问题

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}_p} \mathbf{w}_p^H \mathbf{R}_p(f_s) \mathbf{w}_p, \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_p^H \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0) = 1 \end{cases}, p = 1, \dots, N_a \quad (18)$$

其中 p 为期望输出的模糊区域序号, $\mathbf{R}_p(f_s)$ 为期望抑制的距离模糊信号的协方差矩阵, \mathbf{w}_p 为第 p 个模糊区域的权矢量. 这里, 考虑在 FDA-SAR 系统中利用已知几何构型构造协方差矩阵 $\mathbf{R}_p(f_s)$ 为

$$\mathbf{R}_p(f_s) = \sum_{i=1, i \neq p}^{N_a} \sigma_i^2 \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,i}, \theta_0) \tilde{\mathbf{a}}^H(\tilde{f}_{R,i}, \theta_0) \quad (19)$$

其中 σ_i^2 与第 i 个距离模糊区域的信号功率成正比. 由此可得最优滤波器权值为

$$\mathbf{w}_p = \frac{\mathbf{R}_p^{-1}(f_s) \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0)}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0) \mathbf{R}_p^{-1}(f_s) \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0)} \quad (20)$$

需要注意一点, 由于在距离模糊的情况下不能使用时间灵敏度控制 (STC) 来补偿信号功率随距离的四次方衰减, 因而当测绘带很宽时, 不同距离模糊区域信号的功率可能存在较大差异, 需要考虑回波功率差异

来设计滤波器凹口深度。

根据第 3 节分析,如果系统发射参数选择合理,距离补偿后的 N_a 次距离模糊的回波信号在空间频率域以相等的间距均匀分布。此时,若发射天线个数为距离模糊次数的整数倍,即 $N = zN_a, z \in \mathbf{N}^+$,则发射加权矢量可采用静态波束权矢量

$$\mathbf{w}_p = \tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0) \quad (21)$$

上述简化的滤波器组同样能达到良好的解模糊效果,这是因为当系统发射参数选取合理时,各距离模糊区域的信号在空间频率 $f_s \in [-0.5, 0.5]$ 上等间隔均匀分布,因此这一组静态波束 $\tilde{\mathbf{a}}(\tilde{f}_{R,p}, \theta_0)$ 是一组正交波束,即任一波束的主瓣恰与其余波束的零点重合。可见优化系统发射参数能够有效降低接收信号处理复杂度。另外,为了降低系统复杂度, FDA 的发射通道数取 $N = N_a$ 即可满足解模糊需求。

用上式所得发射权矢量 \mathbf{w}_p 对距离补偿后的数据 $\tilde{\mathbf{x}}_l(k)$ 进行波束形成,即可分离出第 p 距离模糊区域的回波信号

$$x_{pl}(k) = \mathbf{w}_p^H \tilde{\mathbf{x}}_l(k), l = 1, \dots, L, k = 1, \dots, K \quad (22)$$

其中回波的采样数据共有 L 个距离门和 K 个脉冲。注意上式所示波束形成需要对所有距离门和脉冲的快拍数据进行同样操作。将上述第 p 模糊区域回波数据表示为 $L \times K$ 维矩阵 \mathbf{X}_p 。对 $\mathbf{X}_p, p = 1, \dots, N_a$ 采用传统成像处理方法即可得到无距离模糊的 SAR 图像,实现对整个测绘带的高分辨宽测绘带 SAR 成像。

综上所述, FDA-SAR 系统的高分辨宽测绘带成像处理流程如图 5 所示。由于采用正交波形,对原始数据进行匹配滤波可恢复 FDA 的发射自由度。随后进行接收波束形成以及距离依赖性补偿,使回波信号在空间频率域区分开。通过对补偿后的数据进行发射波束形成,实现对距离模糊信号的抑制,从而提取各距离区域的回波信号。对其进行传统成像处理即可得到无距离模糊的高分辨宽测绘带 SAR 图像。注意该距离解模糊

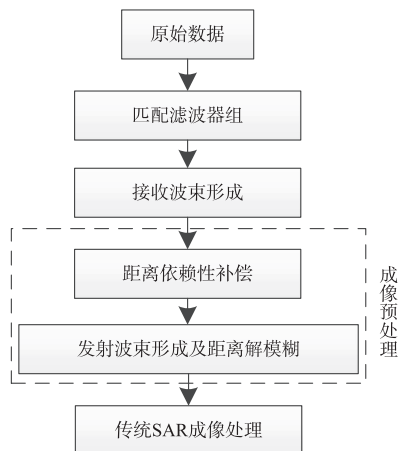


图5 FDA-SAR成像算法处理流程

方法可以看作高分宽幅成像的预处理,即在传统成像处理之前预先解开信号的距离模糊。

5 仿真结果

本节通过仿真实验验证所提方法的有效性,系统仿真参数如表 1 所示。在此注意, FDA-SAR 系统共用发射阵列与接收阵列,因此发射与接收阵列的阵元数相同;另一方面,频率增量已根据第三节分析结论取值以最优优化距离解模糊性能。

表 1 FDA-SAR 仿真参数

参数	参数值	参数	参数值
参考载频	5.3GHz	频率增量	240100Hz
阵元数	8	阵元间距	0.0283m
平台速度	7600m/s	脉冲重复频率	4000Hz
距离模糊数	4	系统带宽	100MHz

5.1 FDA 发射方向图设计

本实验分析验证频率分集阵列的回波信号在空间频率域的距离依赖性。经过距离依赖补偿后,仿真回波信号在空间频率域的 Capon 谱如图 6 所示。由图可得,在空间频率域可以有效区分不同距离模糊区域的回波信号。注意到图 6 所示不同距离模糊区域的信号在空间频率域均匀分布,即 $f_s = -\frac{1}{4}, 0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}$, 此时相邻距离模糊区域的信号在空间频率域的间隔最大,有利于进一步重建无距离模糊信号,这是合理选择频率增量的结果。

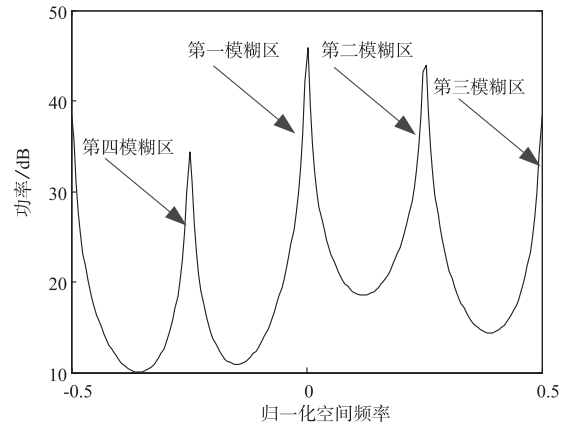


图6 距离模糊信号在空间频率域的谱分布

图 7 给出了针对不同距离区域的发射方向图。由图可见,各个波束主瓣恰与其他波束零点重合,因此,各发射方向图能够增强期望距离区域的信号,同时抑制其他距离区域的模糊信号。也就是说,这组发射波束是一组正交的静态波束,不需要采用自适应处理。由此可见,优化频率增量的设计能够降低接收端信号处理的复杂度,同时实现理想的信号处理性能。需要注意的是,最大可解的距离模糊次数等于 FDA 的发射阵元数,因为发射方向图最多能够形成 $N-1$ 个零点。

可见,所设计的发射方向图能够有效分离不同距离模糊区域的回波信号。

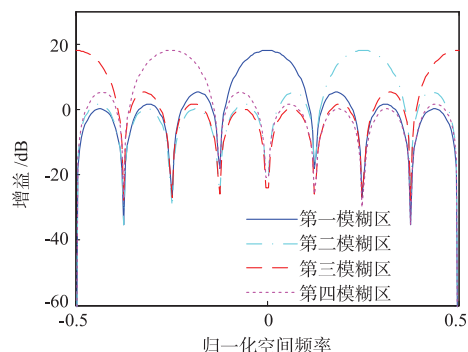


图7 不同模糊区域的发射方向图

5.2 FDA-SAR 成像结果

传统 SAR 系统对距离模糊信号直接成像的结果如

图 8 所示. 由于方位脉压参考函数与第一距离模糊区域匹配,而与其他距离模糊区域不匹配,因此距离模糊的目标无法聚焦,并对成像场景造成严重干扰,降低成像质量。

对 FDA-SAR 系统的仿真数据进行距离依赖补偿和发射波束形成后,可分离出各距离模糊区域的回波信号. 图 9 和图 10 给出了回波信号的距离解模糊及成像的结果. 图 9 为第一距离模糊区域的成像结果,由图 9(a)和(b)可见,方位脉压前的信号已经达到理想的距离模糊抑制效果. 对比图 8(c)和图 9(c)的成像结果可见,本文所提成像方法能够有效抑制距离模糊,大大提高成像质量. 由图 10 可见,对于各距离模糊区域,所提方法对均实现了理想的模糊抑制效果,并得到了无距离模糊的成像结果. 因此, FDA-SAR 系统能够有效解开信号的距离模糊,重建整个测绘带的无距离模糊回波信号,具有 HRWS 成像能力。

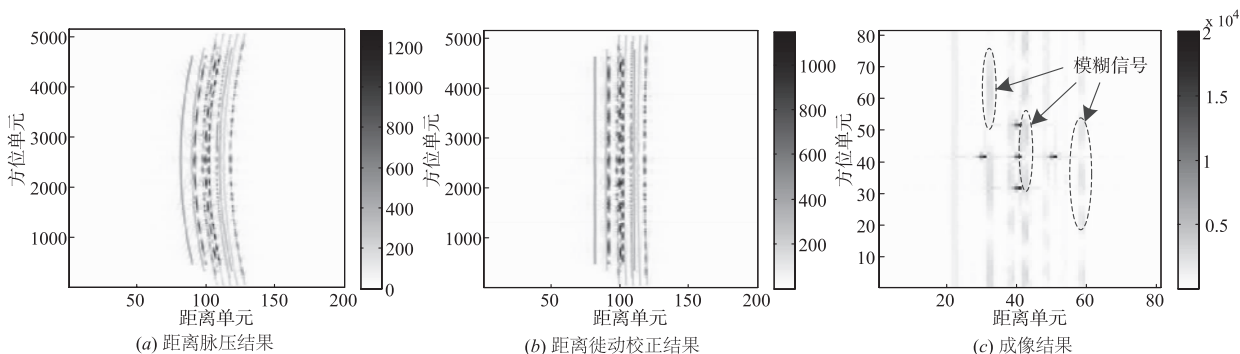


图8 传统SAR距离模糊信号直接成像结果

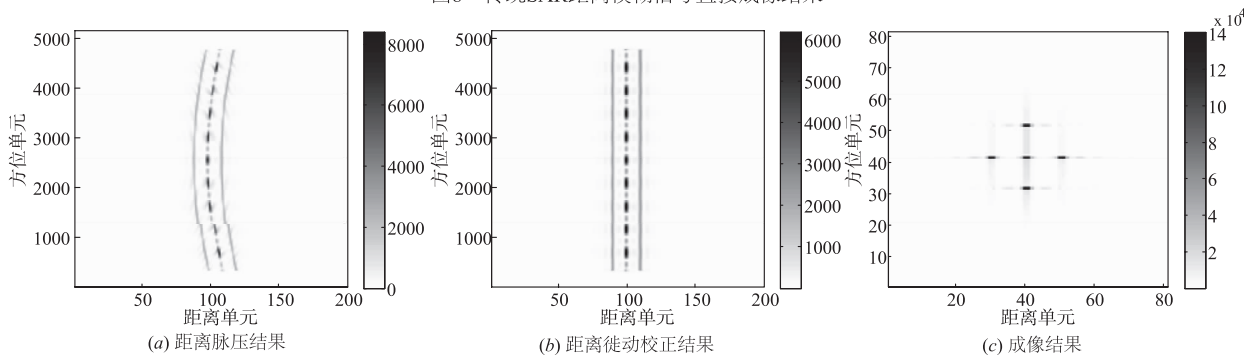


图9 FDA-SAR第一模糊区域的成像结果

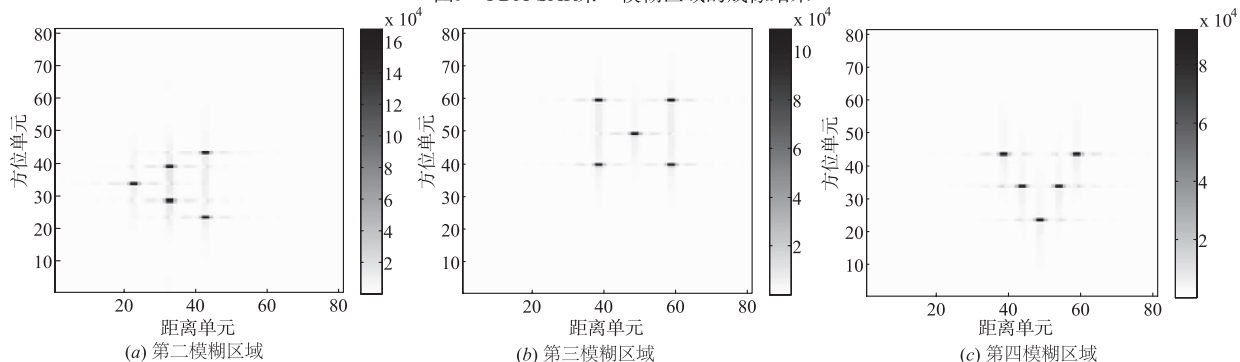


图10 FDA-SAR不同距离模糊区域的成像结果

6 结论

本文建立了 FDA-SAR 系统的信号模型,提出了一种基于 FDA 距离维可控自由度的距离解模糊方法,给出了 FDA-SAR 系统高分辨宽测绘带成像处理框架.利用频率分集阵列发射导向矢量的距离和角度的二维依赖关系,在空间频率域能够有效区分距离模糊的主瓣回波信号,因此,通过对不同距离模糊区域进行发射波束形成能够分离出相应区域的无距离模糊回波信号,从而重建整个测绘带的无距离模糊回波信号,对其采用传统成像处理即可实现高分辨宽测绘带成像.

参考文献

- [1] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling[J]. IEEE GRS Letters, 2004, 1(4): 260-264.
- [2] Gebert N, Krieger G, Moreira A. Digital beamforming on receive: techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging[J]. IEEE Trans on AES, 2009, 45(2): 564-592.
- [3] Li Z F, Wang H Y, et al. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR systems[J]. IEEE GRS Letters, 2005, 2(1): 82-86.
- [4] Wang W Q. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging[J]. IEEE Trans on GRS, 2011, 49(8): 3094-3104.
- [5] Wang W Q, Cai J Y. MIMO SAR using chirp diverse waveform for wide-swath remote sensing[J]. IEEE Trans on AES, 2012, 48(4): 3171-3185.
- [6] L J Cantafio. Space-Based Radar Handbook[M]. Boston, MA: Artech House, 1989. 127-132.
- [7] 武其松, 井伟, 等. MIMO-SAR 大测绘带成像[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 772-775.
- [8] 曾祥能, 白洁, 等. 基于 Alamouti 编码的 MIMO-SAR 高信噪比高分辨宽测绘带成像[J]. 电子学报, 2014, 42(6): 1186-1193.
Zeng X N, Bai J, et al. High signal to noise ratio and high resolution wide swath imaging of MIMO-SAR based on Alamouti space-time encoding[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(6): 1186-1193. (in Chinese)
- [9] Callaghan G D, Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array[J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 1999, 146(3): 159-165.
- [10] 齐维孔, 禹卫东, 祁海明. 星载 MIMO-SAR 与距离向 DBF 相结合系统研究[J]. 电子学报, 2010, 38(10): 2251-2257.
Qi W K, Yu W D, Qi H M. Study of the system combining spaceborne MIMO-SAR and elevation DBF[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2251-2257. (in Chinese)
- [11] Suess M, Grafmueller B, Zahn R. A novel high resolution, wide swath SAR system[A]. IGARSS[C]. Sydney: IEEE, 2001. 1013-1015.
- [12] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Multidimensional waveform encoding: a new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing[J]. IEEE Trans on GRS, 2008, 46(1): 31-46.
- [13] Antonik P, Wicks M C, Griffiths H D, et al. Frequency diverse array radars[A]. Radar Conference[C]. New York: IEEE, 2006. 215-217.
- [14] Wang W Q. Range-angle dependent transmit beam pattern synthesis for linear frequency diverse arrays[J]. IEEE Trans on AP, 2013, 61(8): 4073-4081.
- [15] Xu J W, Liao G S, Zhu S Q. Receive beamforming of frequency diverse array radar systems[A]. URSI GASS[C]. Beijing: IEEE, 2014. 1-4.
- [16] Wang W Q, So H C, Shao H. Nonuniform frequency diverse array for range-angle imaging of targets[J]. IEEE Sensors Journal. 2014, 14(8): 2469-2476.
- [17] Sammartino P F, Baker C J, Griffiths H D. Frequency diverse MIMO techniques for radar[J]. IEEE Trans on AES. 2013, 49(1): 201-222.
- [18] 许京伟, 廖桂生. 前视阵 FDA-STAP 雷达距离模糊杂波抑制方法[J]. 雷达学报, 2015, 4(4): 386-392.

作者简介



王成浩 男, 1991 年生于河南灵宝. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士生. 研究方向为 MIMO 雷达.
E-mail: wangchenghao1991@126.com

廖桂生 男, 1963 年生于广西桂林. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室教授. 研究方向为雷达探测系统空时自适应处理、天基预警和阵列信号处理等.