论 文

相控阵雷达同时多波束 SAR 成像模式

温晓杨*, 匡纲要, 胡杰民, 张军

国防科技大学 ATR 国家重点实验室, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: wenxysun@163.com

收稿日期: 2014-05-04; 接受日期: 2014-09-23; 网络出版日期: 2015-02-11

国家自然科学基金 (批准号: 61002022) 和国防科技大学预研基金 (批准号: JC120401) 资助项目

摘要 相控阵雷达同时多波束成像可广泛应用于环境检测、弹载平台定位等场合. 文中根据相控阵原理设计了同时多波束天线方向图, 推导了方向图各波束指向、波束宽度与阵列结构参数的关系. 在对各波束回波信号特性分析的基础上, 得到了宽带条件下不同应用环境时多普勒谱不混叠条件, 推导了多波束成像模式对脉冲重复频率的约束条件. 在合理参数的情况下, 获得总的回波信号并通过对应于各波束的频域滤波器分离各波束回波信号, 利用方位向上的非线性调频变标算法分别进行 SAR 成像, 并对各波束成像性能进行了分析. 仿真结果表明, 本文模式可实现同时多波束成像, 当平台速度与阵列法线垂直时, SAR 斜视角不大的情况下, 各波束 SAR 图像方位分辨率基本保持不变; 当平台速度与阵列法线重合时, 各波束 SAR 成像方位分辨率随波束指向靠近法线分辨率急剧下降, 但远离法线又会带来更严重的孔径渡越效应, 因此应合理确定 SAR 成像各波束指向.

关键词 相控阵雷达 同时多波束 SAR 成像 变化检测 平台定位 参数设计

1 引言

相控阵雷达多波束工作可显著提高系统性能, 其多功能和多工作方式等优点的发挥及战术性能的提高在很大程度上都与多波束形成能力有关^[1,2]. 同时多波束成像应用于单航过同区域成像可实现对场景变化的检测^[3]; 应用于机载和弹载平台合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 景象匹配导航或制导可大大改善平台自身的定位精度^[4].

目前的相控阵多波束主要包括时分多波束和利用多波束网络或数字波束形成的同时多波束^[5~9], 时分多波束距离遮挡严重, 同时多波束方法设备量和数据量大, 成本高. 文献 [10] 基于相控阵天线原理提出一种同时多波束方法, 可利用单航过获得同一区域不同时间的图像. 其原理是将相控阵雷达阵面分为多个子阵, 由于子阵间距远大于半波长, 所以子阵级方向图存在多个栅瓣, 假设每个子阵结构相同, 则每个子阵的方向图 (称为阵元级方向图) 也相同. 根据相控阵天线原理, 综合方向图是子阵级方向图和阵元级方向图的乘积, 当阵元级方向图栅瓣内有两个或两个以上子阵级方向图栅瓣时, 则综合方向图存在两个或两个以上的栅瓣, 从而形成同时多波束. SAR 成像过程中, 由于多波束分别指向不同方向和平台速度方向之间夹角不同, 各波束回波的主轴多普勒频率不同, 如果其多普勒频谱不混叠, 则即使回波在时域混叠也可在频域上分离对应于多波束的回波. 文献 [11] 利用实测数据验证了这种方

引用格式: 温晓杨, 匡纲要, 胡杰民, 等. 相控阵雷达同时多波束 SAR 成像模式. 中国科学: 信息科学, 2015, 45: 354–371, doi: 10.1360/N112013-00170

法的有效性. 可见, 这种多波束成像方法单航过即可获得多幅 SAR 图像, 降低了变化检测成本, 提高了时效性, 在需要实时变化检测的场合具有较高应用价值^[12], 且无需改变系统结构, 完全采用信号处理方法分离获得同时多波束的回波, 在弹载等需要严格控制体积和成本的平台上具有较大优势. 但文献 [10,11] 中的方向图设计方法不够清晰且对成像中信号参数设计未给出定性结论, 对各波束成像性能也未分析. 而图像的分辨率对景象匹配概率有较大影响^[13], 并且当同时多波束 SAR 成像应用于航迹两侧成像提高平台定位精度时也会有新问题, 比如宽带情况下保证两波束回波多普勒谱不混叠.

针对这些问题, 本文在文献 [10,11] 基础上展开研究, 分析应用于景象匹配导航、环境变化检测的同时多波束 SAR 成像关键技术. 这里需要说明的是, 不采用子阵结构, 选择适当的阵元间距也可形成同时多波束方向图, 但降低了方向图设计的灵活性. 因此本文主要针对子阵结构的相控阵雷达进行研究, 主要解决两个问题: (1) 根据成像要求获得同时多波束方向图, 分析阵列结构参数对波束指向和波束宽度的影响以及各波束回波多普勒谱不混叠条件; (2) 对信号参数选择以保证通过信号处理方法可分离获得对应于各个波束的回波, 根据 SAR 成像原理分析各个波束回波的多普勒特性, 结合数字信号处理理论分析同时多波束 SAR 成像时脉冲重复频率需满足的条件以及选择范围. 从原理上看本文方法与传统 SAR 的子视分割具有一定相似性, 都是通过多普勒域分割实现方位向上的多波束, 不同的是宽波束子视分割方法各个子视波束之间是连续的, 其多普勒带宽是确定的, 因此 SAR 成像时必然要求具有较高的脉冲重复频率, 且宽波束只有一个波束只能对航迹一侧成像. 而本文方法波束方向具有选择性, 能量只分散在感兴趣的有限的几个方向上, 能量相对集中, 作用距离远, 脉冲重复频率可根据各波束指向和波束宽度选择, 且本文方法波束离散, 可同时对航迹两侧成像. 当然, 本文方法通过对阵列设计和信号处理实现同时多波束, 在提高成像灵活性的同时也增加了系统的复杂度.

2 同时多波束方向图设计及特性分析

雷达工作频率 f_0 对应波长 λ_0 , 定义天线相位中心位于阵列中心, 阵列由 M_x 个子阵构成, 子阵间距 D_x , 每个子阵包含阵元数 N_x , 阵元间距 d_x , 子阵加权序列为 $\{w_s(m_x)\}$, 子阵内阵元加权序列为 $\{w_u(n_x)\}$, 其中 $m_x \in [-(M_x - 1)/2, (M_x - 1)/2]$, $n_x \in [-(N_x - 1)/2, (N_x - 1)/2]$, 定义波束主轴沿阵列法线方向时为 0° , 偏离时为 θ , 顺时针为正, 逆时针为负. 假设各子阵和阵元的阵内相位差分别为 $\exp\{-j2\pi f_0 m_x D_x \sin \theta_{s_0}/c\}$, $\exp\{-j2\pi f_0 n_x d_x \sin \theta_{u_0}/c\}$, 则根据相控阵雷达原理得到综合方向图为

$$\begin{aligned} G(\theta) &= \sum_{m_x} w_s(m_x) \exp\left\{j \frac{2\pi m_x D_x}{\lambda_0} (\sin \theta - \sin \theta_{s_0})\right\} \sum_{n_x} w_u(n_x) \exp\left\{j \frac{2\pi n_x d_x}{\lambda_0} (\sin \theta - \sin \theta_{u_0})\right\} \\ &= G_s(\theta) G_u(\theta), \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $G_s(\theta)$, $G_u(\theta)$ 分别为子阵级方向图和阵元级方向图, 对于自发自收天线, 双程方向图为单程方向图的平方 $G^2(\theta)$, 二者具有相似性, 因此仅分析单程方向图. 假设幅度均匀加权, $w_s(m_x) \equiv 1$, $w_u(n_x) \equiv 1$, 则可得到子阵级方向图各栅瓣位置和栅瓣峰值点两侧第 K_{s_0} 个零点之间的宽度分别为

$$\theta_{s_{\max}}^p = \arcsin(\sin \theta_{s_0} + p\lambda_0/D_x), \quad \Delta\theta_{s_{\max}}^p = \frac{1}{\cos \theta_{s_{\max}}^p} \frac{2K_{s_0}\lambda_0}{M_x D_x}, \quad (2)$$

其中, p 是整数且满足 $|\sin \theta_{s_0} + p\lambda_0/D_x| < 1$, 显然, 当 $D_x < \lambda_0/2$ 时仅有 $p = 0$ 满足 $|\sin \theta_{s_0} + p\lambda_0/D_x| < 1$, 子阵级方向图仅有一个栅瓣, 不能形成多波束综合方向图; 当 $D_x \geq \lambda_0/2$ 时可能有多个 p 满足 $|\sin \theta_{s_0} + p\lambda_0/D_x| < 1$, 可形成多波束综合方向图. 由式 (2) 可见, 每个栅瓣波束宽度与栅瓣指

图 1 同时多波束方向图

 Figure 1 Antenna pattern with multiple beams. (a) $\theta_{u_0} = 20^\circ$; (b) $\theta_{u_0} = 15^\circ$

向有关, 与扫描情况下波束指向 $\theta_{s \max}^p$ 时波束宽度相同. 同理, 阵元级方向图各栅瓣位置和栅瓣峰值点两侧第 1 个零点之间的宽度分别为

$$\theta_{u \max}^q = \arcsin(\sin \theta_{u_0} + q\lambda_0/d_x), \Delta\theta_{u \max}^q = \frac{1}{\cos \theta_{u \max}^q} \frac{2\lambda_0}{N_x d_x}, \quad (3)$$

其中, q 是整数且满足 $|\sin \theta_{u_0} + q\lambda_0/d_x| < 1$. 当阵元级方向图栅瓣波束宽度内存在多个子阵级方向图栅瓣时, 综合方向图具有多个栅瓣, 形成同时多波束方向图, 综合方向图增益为阵元级方向图增益与子阵级方向图增益的乘积. 例如, 假设工作频率 $f_0 = 10 \text{ GHz}$, 子阵个数 $M_x = 10$, 子阵间距 $D_x = 6\lambda_0$, $\theta_{s_0} = 20^\circ$, 子阵内阵元个数为 $N_x = 8$, 阵元间距 $d_x = \lambda_0$, 为降低方向图旁瓣, 子阵级和阵元级分别进行 Taylor 加权, 当 $\theta_{u_0} = 20^\circ$, 可得到子阵级和阵元级方向图以及综合方向图如图 1(a) 所示, 当 $\theta_{u_0} = 15^\circ$, 则子阵级和阵元级方向图以及综合方向图如图 1(b) 所示, 可见得到了同时多波束的综合方向图.

通过理论分析和仿真实验可以得到阵列设计的几个结论:

(1) 由式 (2), (3) 知, 当子阵间距为阵元间距的整数倍 (记 $D_x = kd_x$, 其中 k 为一整数) 且 $\theta_{s_0} = \theta_{u_0}$ 时, $\theta_{u_{\max}}^q = \arcsin(\sin \theta_0 + qk\lambda_0/D_x)$, 由于 q 是整数, 故 qk 也是整数, 令 $qk = p$, 则 $\theta_{u_{\max}}^q = \theta_{s_{\max}}^p$, 可见阵元级方向图产生栅瓣的方位角上子阵级方向图也存在栅瓣, 且栅瓣序号满足 $q = pd_x/D_x$.

(2) 重叠子阵划分^[14] 在总孔径不变的情况下增大了每个子阵孔径, 从而由式 (3) 可知, 阵元级方向图波束宽度更窄, 阵元级方向图对栅瓣波束宽度范围外未被选择的子阵级方向图栅瓣增益更小, 可获得旁瓣更低的综合方向图. 实际应用中, 子阵间距可大于、等于、小于子阵孔径, 从而改变阵元级方向图波束宽度达到选择子阵级方向图不同栅瓣的目的形成同时多波束, 而不包含子阵结构的相控阵天线形成同时多波束时无法进一步降低各栅瓣旁瓣幅度, 且各栅瓣间距难以控制, 这表明了采用子阵结构进行方向图设计的灵活性.

(3) 由于一般情况下, $M_x D_x \gg N_x d_x$, 所以阵元级方向图栅瓣波束宽度远大于子阵级方向图栅瓣宽度, 可近似认为在阵元级方向图栅瓣波束宽度范围内其增益近似为一常数, 该方位角上综合方向图栅瓣宽度主要由子阵级栅瓣波束宽度确定, 故综合方向图各栅瓣波束宽度由孔径大小及波束方位角确定, 近似等于对应方位角上子阵级方向图栅瓣宽度, 综合方向图各栅瓣位置由阵元级方向图栅瓣位置确定, 当通过阵元级方向图多个栅瓣选择子阵级方向图多个栅瓣的方式形成同时多波束方向图时, 子阵内阵元间距越接近 $\lambda_0/2$, 综合方向图两栅瓣间距越大, 反之两栅瓣间距越小^[5].

3 回波特性分析及信号参数设计

前面详细说明了获得同时多波束方向图的原理. SAR 条带成像时, 多个波束分别指向不同的方向从而同时获得多区域回波. 由于各波束指向之间差异较大, 无法进行统一的距离走动校正和距离弯曲校正, 必须分别对各波束回波处理获得 SAR 图像, 而不同波束回波可能在时域上混叠, 总的回波是各波束回波的叠加, 为对各个波束扫描区域分别成像, 还必须分离各波束回波. 由于各波束和平台速度间的夹角不同, 各波束回波的主轴多普勒频率不同, 对回波沿方位向进行傅里叶变换, 如果各波束回波的多普勒谱不混叠, 则可在多普勒域分离各个波束的回波, 以同时两波束成像为例, 其原理如图 2 所示.

SAR 成像时, 方位向时间与多普勒频率之间具有锁定关系, 即具有较高多普勒频率的数据来自波束前端的成像区域, 而相同区域位于波束后端时则产生具有较低多普勒频率的回波数据^[15,16], 因此由图 2 可见, 波束 i 波束宽度内各个方向上目标回波的多普勒频率对应于右侧以 f_{dci} 为中心的频带, 波束 j 波束宽度内各个方向上目标回波的多普勒频率对应于右侧以 f_{dcj} 为中心的频带, 分别如图 2 中粗黑实线所示, 两个波束所占频带位置不同, 从而可在频域分离两波束回波. 由图 2 也可以看到, 在多普勒域分离各波束回波的前提条件是各波束回波的多普勒谱本身是不混叠的, 这里存在的问题是: 波束具有一定的宽度, 每个波束内各个方向上目标的多普勒频率不同, 故该波束回波在多普勒域占据一定的谱宽 (由波束宽度确定), 所以要保证各波束回波的多普勒谱不混叠, 其中心频率差距应足够大. 雷达成像通常采用宽带信号, 而通常的相控阵雷达尤其是弹载平台时多采用移相方式实现波束控制, 造成宽带相控阵雷达的孔径渡越效应^[17,18], 对波束指向及各波束回波多普勒谱产生影响. 且大多数情况下, 平台速度方向与阵面方向或阵面法线方向并不重合, 为使整个成像过程中各波束回波多普勒谱不混叠, 必须对这些因素综合考虑.

在各波束回波多普勒谱不混叠的前提下, 为了在频域分离各波束回波, 还需要确定合适的脉冲重复频率 (PRF), 这是因为当各个波束回波的主轴多普勒频率差别较大时, 总的回波的多普勒带宽较大, 如图 3 所示. 图 3 中, 对应两个波束的回波的多普勒谱各自占据一个频带, 中心频率分别为 f_{dc1} , f_{dc2} ,

图 2 多普勒域分离两个波束回波原理

Figure 2 Principle of signal separation in Doppler domain

图 3 多波束回波多普勒谱

Figure 3 Echo spectra from multiple beams

图 4 同时两波束回波分析

Figure 4 Signal character analysis of simultaneous bidirectional beams. (a) Each beam points one side of the velocity; (b) two beams point the same side of the velocity

带宽分别为 B_1, B_2 , 总的回波的带宽是 B_d , $B_d \gg B_1 + B_2$, 为不失真恢复各波束回波, 如果以 B_d 确定方位向上的采样频率即 SAR 成像的 PRF, 则需要较高的 PRF, 将带来较为严重的距离遮挡以及海量数据问题. 考虑到总的回波是几个带通信号的和, 可以压缩 PRF, 此时各波束的多普勒谱以 PRF 为周期产生模糊, 必须对 PRF 合理选择才能保证模糊后的各波束回波多普勒谱也不混叠, 即 PRF 的设计问题. 下面分别对以上问题进行分析.

3.1 各波束回波多普勒谱不混叠条件

3.1.1 单频率匀速直线运动情况

假定平台速度为 v , 与阵列法线夹角为 θ_v , 第 i 个波束指向与阵列法线夹角为 θ_{i0} , 波束宽度为 $\Delta\theta_{i0}$, 则波束指向与速度方向的夹角为 $\theta'_{i0} = \theta_{i0} - \theta_v$, 假设 $\theta_v \in [-\pi/2, \pi/2]$, 由于雷达工作于前视状态时无法进行 SAR 成像, 因此这里假设波束宽度不跨越速度指向, 根据两波束相对于速度方向的位置可分为两种情况, 如图 4 所示, 分别讨论如下:

(1) 两波束位于速度方向的两侧.

如图 4(a), 设波束 i 位于速度方向左侧, 波束 j 位于速度方向右侧, 即 $0 < \theta_{i_0} - \theta_v < \pi$, $-\pi < \theta_{j_0} - \theta_v < 0$, 考虑实际情况, 应有 $0 < \theta_{i_0} - \theta_{j_0} < \pi$, $\cos \theta$ 在 $(-\pi, 0)$ 上单调递增, 在 $(0, \pi)$ 上单调递减, 可知波束 i 波束宽度范围内各方向上回波信号占据多普勒频带为 $f_{di}^{\min} = 2v \cos(\theta'_{i_0} + \Delta\theta_{i_0}/2)/\lambda_0$, $f_{di}^{\max} = 2v \cos(\theta'_{i_0} - \Delta\theta_{i_0}/2)/\lambda_0$, 波束 j 波束宽度范围内各方向上回波占据多普勒频带为 $f_{dj}^{\min} = 2v \cos(\theta'_{j_0} - \Delta\theta_{j_0}/2)/\lambda_0$, $f_{dj}^{\max} = 2v \cos(\theta'_{j_0} + \Delta\theta_{j_0}/2)/\lambda_0$, 欲使两波束回波多普勒谱不混叠应有 $f_{di}^{\min} > f_{dj}^{\max}$ 或 $f_{di}^{\max} < f_{dj}^{\min}$, 利用 $\cos \theta$ 为偶函数性质及波束宽度不跨越速度指向假设条件得到

$$|\theta'_{i_0} + \theta'_{j_0}| > (\Delta\theta_{i_0} + \Delta\theta_{j_0})/2. \quad (4)$$

(2) 两波束位于速度方向的同一侧.

如图 4(b), 不妨设 $0 < \theta'_{j_0} < \theta'_{i_0} < \pi$, 则波束 i 回波多普勒频带为 $f_{di}^{\min} = 2v/\lambda_0 \cos(\theta'_{i_0} + \Delta\theta_{i_0}/2)$, $f_{di}^{\max} = 2v/\lambda_0 \cos(\theta'_{i_0} - \Delta\theta_{i_0}/2)$, 波束 j 回波多普勒频带为 $f_{dj}^{\min} = 2v/\lambda_0 \cos(\theta'_{j_0} + \Delta\theta_{j_0}/2)$, $f_{dj}^{\max} = 2v/\lambda_0 \cos(\theta'_{j_0} - \Delta\theta_{j_0}/2)$, 欲使两波束回波在频域不混叠应有 $f_{di}^{\max} < f_{dj}^{\min}$, 考虑到 $\cos \theta$ 在 $(0, \pi)$ 上单调递减, 故有

$$\begin{cases} \theta'_{i_0} - \theta'_{j_0} > (\Delta\theta_{i_0} + \Delta\theta_{j_0})/2, \\ |\theta_{i_0} - \theta_{j_0}| > (\Delta\theta_{i_0} + \Delta\theta_{j_0})/2. \end{cases} \quad (5)$$

可见, 理想条件下 (匀速直线运动平台、雷达发射单频信号), 当满足式 (4), (5) 时, 可保证各波束回波多普勒谱不混叠.

各波束回波的主轴多普勒频率决定分离各波束回波时带通滤波器的中心频率, 多普勒带宽决定带通滤波器的通带宽度以及该波束可达到的方位分辨率, 是各波束方位向回波的主要特征. 对于第 i 个波束, 其回波的主轴多普勒频率近似为 $f_{dci} = 2v \cos \theta'_{i_0}/\lambda_0$, 其多普勒带宽为

$$B_{di} = \frac{2v}{\lambda_0} \left| \cos \left(\theta'_{i_0} + \frac{\Delta\theta_{i_0}}{2} \right) - \cos \left(\theta'_{i_0} - \frac{\Delta\theta_{i_0}}{2} \right) \right| \approx \frac{2v |\sin \theta'_{i_0}|}{\lambda_0} \Delta\theta_{i_0}. \quad (6)$$

把式 (2) 代入式 (6), 可得

$$B_{di} = \frac{2v |\sin \theta'_{i_0}|}{\lambda_0} \frac{1}{\cos \theta_{i_0}} \frac{2K_{s_0} \lambda_0}{M_x D_x} = \frac{4K_{s_0} v |\sin(\theta_{i_0} - \theta_v)|}{M_x D_x \cos \theta_{i_0}}. \quad (7)$$

由式 (7) 可见, 波束宽度对应的多普勒带宽与频率无关只与孔径大小和波束指向有关. 根据速度指向分情况讨论:

(1) 当 $\theta_v = \pm\pi/2$ 时, $B_{di} = 4K_{s_0} v/(M_x D_x)$, 即此时各波束回波的多普勒带宽为一常数, 与波束指向和波长无关, 也就意味着此时各波束可达到的方位分辨率是相同的. 原因在于, 当速度方向垂直于阵列法线方向时, 阵列法线方向即为 SAR 成像正侧视方向, 随波束指向靠近法线方向, SAR 成像的斜视角变小, 多普勒调频斜率增加, 但波束宽度即 SAR 成像的相干积累角也减小; 随波束指向远离法线方向, SAR 成像的斜视角增加, 多普勒调频斜率减小, 但波束宽度增加. 即 SAR 成像斜视角变化的影响被波束宽度变化的影响抵消, 从而总的多普勒带宽和方位分辨率保持不变. 这与机械扫描雷达是不同的, 机械扫描雷达波束主轴偏离正侧视方向时, 波束宽度不变, 因此分辨率显著降低. 需要注意的是, 这里只是针对理想情况的分析, 考虑到成像算法在大斜视角情况下效果变差等因素的影响, 在 θ_{i_0} 严重偏离法线方向时, 成像分辨率可能会降低, 但 θ_{i_0} 在法线两侧不大的范围内可认为其分辨率是不变的.

(2) 当 $\theta_v \in (-\pi/2, \pi/2)$ 且 $\theta_v \neq \theta_{i_0}$ 时, $\theta_{i_0} - \theta_v \in (-\pi, 0) \cup (0, \pi)$, 由于 $\theta_v \in (-\pi/2, \pi/2)$, $\theta_{i_0} \in (-\pi/2, \pi/2)$, $\cos \theta_v > 0$, $\cos^2 \theta_{i_0} > 0$, 故

$$\begin{cases} \frac{dB_{di}}{d\theta_{i_0}} > 0, \theta_v < \theta_{i_0} < \theta_v + \pi \rightarrow \theta_v < \theta_{i_0} < \pi/2, \\ \frac{dB_{di}}{d\theta_{i_0}} < 0, -\pi + \theta_v < \theta_{i_0} < \theta_v \rightarrow -\pi/2 < \theta_{i_0} < \theta_v. \end{cases} \quad (8)$$

由式 (8) 可见, 波束多普勒带宽与波束指向相关, 在 $(-\pi/2, \theta_v)$ 上带宽随 θ_{i_0} 增加而减小, 在 $(\theta_v, \pi/2)$ 上带宽随 θ_{i_0} 增加而增加, 即波束指向越靠近速度方向多普勒带宽越小, 分辨率越低。

3.1.2 宽带信号对波束指向及多普勒频谱的影响

前面详细分析了理想情况下各波束回波的多普勒谱特性, 并根据其多普勒谱分析了波束指向之间的关系。然而, 对于成像雷达, 为实现较高的距离分辨率多采用瞬时宽带信号, 机载或弹载平台相控阵雷达为降低成本和控制体积又多采用移相方式实现波束控制, 从而造成宽带相控阵雷达的孔径渡越效应, 主要包括波束指向偏移以及波束宽度的展缩, 导致各波束回波信号的主轴多普勒频率和多普勒带宽发生变化, 分别分析如下: 对于子阵级方向图, 若子阵级阵内相位差为 $2\pi m_x D_x \sin \theta_{s_0} / \lambda_0$, 则理想情况下第 p 个栅瓣位置 $\theta_{s_{\max}}^p$ 满足式 (2), 若信号为宽带信号, 瞬时频率为 f , 波长为 λ , 记第 p 个栅瓣位置 $\tilde{\theta}_{s_{\max}}^p$, $\delta\theta_{s_{\max}}^p = \tilde{\theta}_{s_{\max}}^p - \theta_{s_{\max}}^p$, 波束宽度为 $\Delta\tilde{\theta}_{s_{\max}}^p$, 则当相对带宽较小时, 有

$$\delta\theta_{s_{\max}}^p = -\frac{\Delta f}{f} \tan \theta_{s_{\max}}^p, \Delta\tilde{\theta}_{s_{\max}}^p = \frac{1}{\cos \tilde{\theta}_{s_{\max}}^p} \frac{2K_{s_0} \lambda}{M_x D_x}, \quad (9)$$

其中, $\Delta f = f - f_0$. 若理想情况下第 i 个波束指向为 θ_{i_0} , 则瞬时频率为 f 时波束指向偏移和波束宽度为 $\delta\theta_{i_0} = -\tan \theta_{i_0} \Delta f / f$, $\Delta\tilde{\theta}_{i_0} = \frac{1}{\cos \tilde{\theta}_{i_0}} \frac{2K_{s_0} \lambda}{M_x D_x} = \frac{2K_{s_0} \lambda_0}{\cos \theta_{i_0} M_x D_x} \frac{\lambda}{\lambda_0} \frac{\cos \theta_{i_0}}{\cos \tilde{\theta}_{i_0}} = \Delta\theta_{i_0} \frac{f_0}{f} \frac{\cos \theta_{i_0}}{\cos \tilde{\theta}_{i_0}}$, 相对带宽较小时, $\delta\theta_{i_0}$ 也较小, 因此将 $1/\cos \tilde{\theta}_{i_0}$ 在 θ_{i_0} 处泰勒展开, 仅取至一次项, 得到

$$\Delta\tilde{\theta}_{i_0} \approx \Delta\theta_{i_0} \frac{f_0}{f} \cos \theta_{i_0} \left(\frac{1}{\cos \theta_{i_0}} + \frac{\sin \theta_{i_0}}{\cos^2 \theta_{i_0}} \delta\theta_{i_0} \right) = \Delta\theta_{i_0} \left[1 - \frac{\Delta f}{f} \sec^2 \theta_{i_0} + \left(\frac{\Delta f}{f} \tan \theta_{i_0} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

为保证整个信号带宽内多普勒谱不混叠, 宽带时波束指向和宽度应满足式 (4), (5), 此时式 (4), (5) 较为复杂. 一个更严格的多普勒谱不混叠条件是假设频带内最低频点为 f_0 , 则 $\Delta f = f - f_0 \geq 0$, $0 \leq \Delta f / f < 1$, 且 $\sec^2 \theta > \tan^2 \theta$, 故 $-\sec^2 \theta_{i_0} \Delta f / f + (\tan \theta_{i_0} \Delta f / f)^2 < 0$, 则可得宽带时多普勒谱不混叠条件为

$$\left| \theta_{i_0} + \theta_{j_0} - (\tan \theta_{i_0} + \tan \theta_{j_0}) \frac{\Delta f}{f} - 2\theta_v \right| > \frac{\Delta\theta_{i_0} + \Delta\theta_{j_0}}{2}, \quad (11a)$$

$$\left| \theta_{i_0} - \theta_{j_0} + (\tan \theta_{j_0} - \tan \theta_{i_0}) \frac{\Delta f}{f} \right| > \frac{\Delta\theta_{i_0} + \Delta\theta_{j_0}}{2}, \quad (11b)$$

式 (11a) 对应于 i, j 两波束分别位于速度两侧的情形, 其物理意义是整个带宽内瞬时频率最大时两波束指向与速度方向夹角之和的绝对值大于瞬时频率最低时波束宽度之和的一半; 式 (11b) 对应于 i, j 两波束位于速度同一侧的情形, 考虑到在可形成同时多波束的情况下两波束总是可分的, 故式 (11b) 总是成立的, 即两波束位于速度方向同一侧时, 两波束回波在多普勒域总是可分的。

瞬时宽带不仅影响波束指向及波束宽度而且影响各波束回波的多普勒谱, 相对带宽较小时, 若瞬时频率为 f , 瞬时主轴多普勒频率为 $\tilde{f}_{dci} = 2v \cos(\tilde{\theta}_{i_0} - \theta_v) / \lambda$, 记 $\Delta f_{dci} = \tilde{f}_{dci} - f_{dci}$, 分情况讨论:

图 5 $\tilde{f}_{dci}$ 和 γ 随波束指向变化Figure 5 $\tilde{f}_{dci}$ and γ changing with the beam direction

(1) 若 $\theta_v = \pm\pi/2$, 则 $\tilde{f}_{dci} = 2v \sin \tilde{\theta}_{i0} / \lambda \approx 2v \sin \theta_{i0} / \lambda_0 = f_{dci}$, 即波束主轴多普勒频率不随瞬时频率变化, $\Delta f_{dci} = 0$;

(2) 若 $\theta_v \neq \pm\pi/2$ 且 $\theta_{i0} - \theta_v = \pm\pi/2$, 则 $f_{dci} = 0$, $\tilde{f}_{dci} = 2v\Delta f \tan \theta_{i0} / c$, 此时主轴多普勒频率有最大的变化率, $\Delta f_{dci} = 2v\Delta f \tan \theta_{i0} / c$;

(3) 若 $\theta_v \neq \pm\pi/2$ 且 $\theta_{i0} - \theta_v \neq \pm\pi/2$, 则 $f_{dci} \neq 0$, $\tilde{f}_{dci} \approx f_{dci} (1 + \gamma \Delta f / f_0)$, 其中, $\gamma = 1 + \tan \theta_{i0} \tan (\theta_{i0} - \theta_v)$, $\theta_v = 0$ 时, $\gamma = \sec^2 \theta_{i0} > 1$, $\theta_v > 0$ ($\theta_v < 0$ 时分析方法与此相同) 时, 若 $\theta_{i0} \in (-\pi/2, -\pi/2 + \theta_v)$, 则 $\gamma < 0$, 当 $\theta_{i0} = (-\pi + \theta_v)/2$ 时取得最大值为 $\gamma_{\max} = 1 - \cot^2 (\theta_v/2)$, 若 $\theta_{i0} \in (-\pi/2 + \theta_v, \pi/2)$, 则 $\gamma > 0$, 当 $\theta_{i0} = \theta_v/2$ 时取得最小值为 $\gamma_{\min} = 1 - \tan^2 (\theta_v/2)$, 故可知其变化规律如图 5 所示.

可见, 在相对带宽不变的情况下, 波束指向靠近 $\theta_{i0} = \theta_v/2$ 或 $\theta_{i0} = (-\pi + \theta_v)/2$, 瞬时宽带对波束主轴多普勒频率的影响降低, 但又可能导致波束变窄、SAR 成像斜视角增大使得图像分辨率降低, 因此必须合理选择波束指向角, 此时 $\Delta f_{dci} = f_{dci} \gamma \Delta f / f_0$. 瞬时频率为 f 时主波束多普勒带宽为

$$\tilde{B}_{di} = \frac{4K_{s0}v}{M_x D_x} \frac{|\sin (\tilde{\theta}_{i0} - \theta_v)|}{\cos \tilde{\theta}_{i0}}. \quad (12)$$

通过与前面类似的分析, 可得到如下结论:

(1) 若 $\theta_v = \pm\pi/2$, 则 $\tilde{B}_{di} = \frac{4K_{s0}v}{M_x D_x} = B_{di}$; 当 $\theta_{i0} = 0$ 时 $\tilde{\theta}_{i0} = 0$, $\tilde{B}_{di} = \frac{4K_{s0}v}{M_x D_x} |\sin \theta_v|$, 可见, 此时宽带不影响波束多普勒带宽;

(2) 若 $\theta_v \neq \pm\pi/2$ 且 $\theta_{i0} \neq 0$, 则瞬时频率增加时, 波束主轴指向靠近法线方向, θ_{i0} 在 $(-\pi/2, \min(\theta_v, 0))$ 上多普勒带宽减小, 在 $(\min(\theta_v, 0), \max(\theta_v, 0))$ 上多普勒带宽增加, 在 $(\max(\theta_v, 0), \pi/2)$ 上多普勒带宽减小, 由此变化规律, 可得到整个带宽范围内每个波束最大的多普勒带宽, 记为 B_{di1} .

为保证回波多普勒谱在整个带宽内不混叠, 应以 $B_{di} = \Delta f_{dci} + B_{di1}$ 作为波束回波总的多普勒带宽, 以确定脉冲重复频率.

前面分析了理想情况下各波束回波的多普勒谱及宽带对回波多普勒谱的影响, 得到了宽带条件下多普勒谱不混叠条件. 为分离各波束回波, 应使考虑所有因素后的各波束回波多普勒谱不混叠, 故实际

情况下各波束主轴多普勒频率的间距应大于理想情况下各波束主轴多普勒频率间距. 需要注意的是, 考虑到脉冲重复频率等参数主要由多普勒带宽确定, 因此本文主要分析了瞬时宽带对波束指向、波束宽度从而对多普勒谱的影响. 实际上, 瞬时宽带对孔径渡越时间也有影响, 不同指向波束具有不同孔径渡越时间, 因此各波束最大孔径渡越时间应满足一定的要求, 一般可取不大于距离分辨率 [18].

3.2 PRF 的确定

考虑宽带以及平台运动对多普勒谱影响后, 假设第 i 个波束回波多普勒谱为 $H_i(f_d)$, $f_d \in (-\infty, +\infty)$, 中心频率为 f_{dci} , 等效带宽为 B_{di} , 回波总多普勒带宽为 B_d (定义为一个成像周期内所有波束回波最高多普勒频率与最低多普勒频率之差, 如图 6 所示), 若以 B_d 确定方位向上回波信号的采样频率即脉冲重复频率, 则由于脉冲重复频率较高从而带来较为严重的距离遮挡, 考虑到总回波是几个带通信号的和, 故脉冲重复频率可压缩, 如图 6 所示.

在多普勒谱不混叠前提下以 PRF 采样后经傅里叶变换, 回波多普勒中心频率位于 $\text{mod}(f_{dci}, \text{PRF})$, 带宽为 B_{di} , 若欲分离各波束回波则采样后信号频谱依然不应混叠, 所以最小脉冲重复频率应大于 $\sum_i B_{di}$. 根据数字信号理论, 波束 i 回波频谱为 $H'_i(\text{mod}(f_d, \text{PRF})) = H_i(f_d)$, 其中 $\text{mod}(f_d, \text{PRF}) \in [-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$, 满足要求的 PRF 即为 $[\sum_i B_{di}, B_d]$ 上满足式 (13) 的值. 式 (13a) 的物理意义为模糊后的多普勒中心频率间距依然大于二者带宽和的一半, 式 (13b) 的物理意义为若模糊后的频谱在 $[-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$ 上折叠, 则当满足式 (13b) 时折叠后频谱不发生混叠. 可知在满足式 (13) 的情况下, 至多有一个波束回波多普勒谱折叠. 在 $[\sum_i B_{di}, B_d]$ 上搜索 PRF 的方法如下: 如式 (14) 定义 $\text{conij}_1, \text{conij}_2, \text{con}$, 其中 $\mathbf{f}_{pr}$ 为 $[\sum_i B_{di}, B_d]$ 上值构成的向量, $\&$ 表示两向量对应元素“与”运算, $\&_{i \neq j} \mathbf{x}_{ij}$ 表示所有 $i \neq j$ 的 $\mathbf{x}_{ij}$ 对应元素“与”运算, 可见, 若 con 的第 q 个元素为 1, 则 $\text{conij}_1, \text{conij}_2$ 的第 q 个元素均为 1, 此时对应的 $\text{PRF} = \mathbf{f}_{pr}(q)$ 即为所求值, PRF 有多个时可取其最小值作为采样脉冲重复频率.

$$|\text{mod}(f_{dci}, \text{PRF}) - \text{mod}(f_{dcj}, \text{PRF})| \geq (B_{di} + B_{dj})/2, \quad (13a)$$

$$|\text{mod}(f_{dci}, \text{PRF})| + |\text{mod}(f_{dcj}, \text{PRF})| \leq \text{PRF} - (B_{di} + B_{dj})/2. \quad (13b)$$

$$\begin{aligned} \text{conij}_1 &= \left\{ \left[|\text{mod}(\mathbf{f}_{dci}, \mathbf{f}_{pr}) - \text{mod}(\mathbf{f}_{dcj}, \mathbf{f}_{pr})| \geq \left\lceil \frac{B_{di} + B_{dj}}{2} \right\rceil \right] \right\}, \\ \text{conij}_2 &= \left\{ \left[|\text{mod}(\mathbf{f}_{dci}, \mathbf{f}_{pr}) + \text{mod}(\mathbf{f}_{dcj}, \mathbf{f}_{pr})| \geq \left\lceil \mathbf{f}_{pr} - \frac{B_{di} + B_{dj}}{2} \right\rceil \right] \right\}, \\ \text{con} &= \&_{i \neq j} (\text{conij}_1 \& \text{conij}_2). \end{aligned} \quad (14)$$

通过以上方法获得的 PRF 可保证回波方位采样后其多普勒谱不混叠. 需要注意的是, 由前面 PRF 的选择范围可知, 最终选取的 PRF 大于等于各波束回波多普勒带宽的和从而远大于单个波束的多普勒带宽, 即各波束回波在方位向上为过采样, 与以多普勒带宽为采样频率相比, 测绘带宽势必大大降低. 在高采样频率的情况下提高测绘带宽度这一问题等价于常规 SAR 成像保持高方位分辨率的同时提高测绘带宽度, 这是目前 SAR 研究的热门领域之一, 针对这一问题已经有较多的研究 [19~21]. 文献 [21] 采用俯仰向上宽波束发射, 利用数字波束形成多个窄波束覆盖不同子测绘带的方法提高测绘带宽, 这一思路在本文成像模式下也是可行的. 以本文所述相控阵作为俯仰向上相控阵的一个子阵, 采用以上方法覆盖大的测绘带宽, 由于篇幅限制这里不再赘述.

图 6 降低脉冲重复频率原理
Figure 6 Principle of PRF reducing

表 1 信号泄露影响分析
Table 1 Signal leakage analysis

K_{s_0}	Bidirectional imaging ($\gamma_{\max}$)	Single beam imaging ($\gamma_{\max}$)
1	0.2389	0.2093
2	0.1721	0.1499
3	0.1677	0.1310
4	0.1405	0.1219

3.3 信号泄露分析

由于脉冲重复频率即方位向上的采样频率有限, 造成波束宽度外多普勒频率分量产生折叠, 对各通道回波带来影响, 假设折叠频谱的能量均匀叠加于每个波束能量上, 则根据方位时间与多普勒频率之间的锁定关系, 考虑到能量最小的波束受折叠频谱影响最大, 信号泄露可表示为

$$\gamma_{\max} = \left[\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} G^2(\theta) d\theta - \sum_m \int_{\theta_m - \Delta\theta_m/2}^{\theta_m + \Delta\theta_m/2} G^2(\theta) d\theta \right] / \left[M \min_m \left\{ \int_{\theta_m - \Delta\theta_m/2}^{\theta_m + \Delta\theta_m/2} G^2(\theta) d\theta \right\} \right], \quad (15)$$

其中, $G(\theta)$ 为方向图, θ_m 是第 m 个波束主轴指向, $\Delta\theta_m$ 是第 m 个波束波束宽度, M 为波束个数. 以 $M_x = 14$, $D_x = 13\lambda_0$, $N_x = 15$, $d_x = \lambda_0$ 且幅度均匀加权为例, 当 $\theta_{s_0} = \theta_{u_0} = 40^\circ$ 时, 形成同时两波束指向分别为 -20.93° (波束 1) 和 40° (波束 2), 假设方向图总能量为 1, 则同时两波束与等孔径天线单波束 (指向与波束 1 相同) 时波束宽度内能量以及信号泄露影响如表 1. 可见与单波束相比, 同时多波束成像波束宽度外回波对波束宽度内信号影响增加, 但由于波束宽度之外能量很小, 实际应用中可忽略其影响.

4 信号处理流程

同时多波束 SAR 成像过程中, 根据以上分析确定的方向图及信号参数获取回波, 并通过对应于各波束的带通滤波器将之相互分离, 各个带通滤波器的中心频率和通带宽度可由平台速度、波束指向、波束宽度以及其他雷达工作参数根据前文分析确定. 由于至多有一个波束回波发生频谱折叠, 故频谱

表 2 同时多波束成像仿真参数

Table 2 Simulation parameters of simultaneous multiple beams imaging

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
f_0	35 GHz	B_r	100 MHz	τ	5 μ s
$\theta_{s_0}, \theta_{u_0}$	$\theta_{s_0} = \theta_{u_0} = 40^\circ$	M_x	14	D_x	13 λ_0
v	50 m/s	d_x	15	N_x	λ_0

图 7 同时多波束成像仿真实验扫描过程

Figure 7 Scanning processes of multiple beams imaging simulations. (a) $\theta_v = 12.87^\circ$; (b) $\theta_v = 0^\circ$; (c) $\theta_v = -90^\circ$

折叠的回波可通过总的回波减频谱不折叠信号的方式获得. 再根据各波束斜视角分别进行 SAR 成像即可获得多波束各自扫描区域的图像. 综上所述, 同时多波束 SAR 成像流程为 (1) 根据成像要求形成同时多波束方向图, 要求各波束指向满足式 (4), (5), (11); (2) 结合平台运动状态估计确定各波束回波的多普勒中心频率及带宽; (3) 由第 3 节方法确定满足要求的 PRF; (4) 根据各波束多普勒中心频率带宽以及 PRF 得到对应于各波束回波的带通滤波器; (5) 以前面确定的方向图和 PRF 获得回波并通过对应于各波束的带通滤波器分离各波束回波; (6) 各波束分别进行 SAR 成像.

5 仿真实验

为验证本文方法进行以下仿真: (1) 通过仿真 1 验证本文方向图设计及信号参数确定方法的正确性以及实现同时多波束成像的有效性; (2) 针对弹载平台同时多波束成像时平台速度与阵列法线重合即 $\theta_v = 0$ 的情形进行仿真 2; (3) 针对环境变化检测应用时平台速度与阵列法线垂直即 $\theta_v = -90^\circ$ 的情形进行仿真 3. 仿真均采用同时两波束成像的方式, 为简单起见假设平台在二维平面内做匀速直线运动; 采用重叠子阵结构, 子阵和阵元级均匀加权, 成像过程中雷达发射线性调频脉冲, 仿真参数如表 2.

根据以上参数可得同时两波束天线方向图, 其指向分别为 $\theta_{10} = 40^\circ$ (波束 1) 和 $\theta_{20} = -20.93^\circ$ (波束 2), 取 $K_{s_0} = 2$, 则两波束宽度分别为 $\Delta\theta_{10} = 1.64^\circ$ 和 $\Delta\theta_{20} = 1.35^\circ$, 两个波束的孔径渡越时间分别为 $3.4e-9$ s, $1.9e-9$ s, 而径向距离分辨时间为 $1/B_r = 1e-8$ s, 孔径渡越时间小于径向时间分辨率, 因此可忽略其影响. 不特殊说明情况下以该方向图进行以下仿真, 扫描过程分别如图 7 所示.

仿真实验 1 通常情况下受安装精度限制或为保证两波束成像分辨率近似相同, 速度指向与阵列法线存在夹角, 假设 $\theta_v = 12.87^\circ$, 瞬时频率由 34.95~35.05 GHz, 则最低频率时波束指向分别为

图 8 $\theta_v = 12.87^\circ$ 时时频域回波及两波束信号的分离Figure 8 Signal characters analysis and separation of $\theta_v = 12.87^\circ$

40.07°, -20.96°, 波束宽度分别为 1.66°, 1.35°, 最高与最低频率相比波束偏移分别为 $\delta\theta_{10} = -0.14^\circ$, $\delta\theta_{20} = 0.06^\circ$, 代入式 (11) 可验证满足多普勒谱不模糊条件. $f_0 = 35$ GHz 时波束指向分别为 40°, -20.93°, 故两波束与速度夹角分别为 $\theta'_{10} = 27.13^\circ$, $\theta'_{20} = -33.8^\circ$, 多普勒中心频率分别为 10383.0 Hz 和 9694.8 Hz. 由式 (7) 得到峰值点两侧第 $K_{s_0} = 2$ 个零点之间多普勒带宽分别近似为 152.6 Hz 和 152.7 Hz, 根据宽带条件下回波多普勒中心频率变化规律考虑宽带影响后以 $B_{d1} = 200$ Hz, $B_{d2} = 190$ Hz 作为两波束回波多普勒带宽确定脉冲重复频率为 PRF = 442 Hz. 以 v 方向为 y 轴, 慢时间零时刻雷达相位中心位于坐标原点, x 轴垂直于 y 轴且满足右手螺旋, 扫描过程如图 7(a). 区域 1 中 5 个散射点位于 $T_{11}(x_0 - 10, x_0 \tan \theta'_{10})$, $T_{12}(x_0, x_0 \tan \theta'_{10})$, $T_{13}(x_0 + 10, x_0 \tan \theta'_{10})$, $T_{14}(x_0, x_0 \tan \theta'_{10} - 10)$, $T_{15}(x_0, x_0 \tan \theta'_{10} + 10)$, 区域 2 中 5 个散射点均匀分布在以 $(-x_0, -x_0 \tan \theta'_{20})$ 为圆心 10 m 为半径的圆上, 按逆时针分别记为 T_{21} , T_{22} , T_{23} , T_{24} , T_{25} , 散射强度均为 1, 其中 $x_0 = 1000$ m, 总的回波如图 8(a). 两个区域回波在时域上叠加, 沿方位向傅里叶变换. 可见, 波束 1 回波多普勒谱产生折叠, 但波束 1 和波束 2 多普勒谱不混叠. 可通过对应于各波束的频域矩形窗函数进行滤波分离两波束回波, 分离后的回波如图 8(b).

为减小成像算法对成像结果的影响, 采用文献 [22] 提出的具有大斜视角成像能力的方位向非线性调频变标算法成像, 几何校正后的图像如图 9. 分别获得了两个区域清晰的 SAR 图像.

仿真实验 2 当同时多波束 SAR 应用于弹载平台提高平台定位精度时, 速度方向与阵列法线方向重合, $\theta_v = 0$, 以速度方向为 y 轴, 慢时间零时刻雷达相位中心所处位置为坐标原点, 沿阵面方向为 x 轴. 经过与前面类似分析可知两波束回波多普勒谱不混叠, 且在 $f_0 = 35$ GHz 时波束 1 的多普勒中心频率和带宽分别为 8937.2 Hz, 215.15 Hz, 波束 2 的多普勒中心频率和带宽分别为 10896.9 Hz, 98.07 Hz. 考虑宽带影响以 $B_{d1} = 260$ Hz, $B_{d2} = 140$ Hz 作为两波束多普勒带宽确定脉冲重复频率为 432 Hz, 雷达运动扫描过程如图 7(b) 所示. 假设区域 1 中 5 个散射点坐标为 $T_{11}(r_0 \sin \theta_{10}, r_0 \cos \theta_{10} + 10)$, $T_{12}(r_0 \sin \theta_{10} - 10, r_0 \cos \theta_{10})$, $T_{13}(r_0 \sin \theta_{10}, r_0 \cos \theta_{10})$, $T_{14}(r_0 \sin \theta_{10} + 10, r_0 \cos \theta_{10})$, $T_{15}(r_0 \sin \theta_{10}, r_0 \cos \theta_{10} - 10)$, 区域 2 中 5 个散射点均匀分布在以 $(r_0 \sin \theta_{20}, r_0 \cos \theta_{20})$ 为圆心 10 m 为半径的圆上, 分别为 T_{21} , T_{22} , T_{23} , T_{24} , T_{25} , 其中, $r_0 = 5000$ m, 强度均为 1, 采用本文方法经过与仿真 1 类似处理, 几何校正后成像结果

图 9 $\theta_v = 12.87^\circ$ 时两波束成像结果

Figure 9 Imaging results of $\theta_v = 12.87^\circ$ with simultaneous bidirectional beams. (a) Beam 1; (b) beam 2

图 10 $\theta_v = 0^\circ$ 时两波束分别成像结果

Figure 10 Imaging results of $\theta_v = 0^\circ$ with simultaneous bidirectional beams. (a) Beam 1; (b) beam 2

表 3 $\theta_v = 0^\circ$ 时各散射点分辨率、峰值旁瓣比和积分旁瓣比

Table 3 Scatter resolution, PSLR and ISLR of $\theta_v = 0^\circ$

	T_{12}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{15}	T_{21}	T_{22}	T_{23}	T_{24}	T_{25}
$\rho_{az}(\text{m})$	0.60	0.60	0.58	0.60	0.59	1.48	1.50	1.47	1.51	1.50
$\rho_r(\text{m})$	1.32	1.32	1.33	1.32	1.32	1.33	1.32	1.33	1.32	1.32
PSLR(dB)	13.24	13.24	13.25	13.22	13.25	13.30	13.32	13.23	13.29	13.19
ISLR(dB)	10.67	10.64	10.64	10.43	10.67	10.64	10.56	10.66	10.44	10.65

如图 10. 可见获得了两区域清晰的 SAR 图像, 各个散射点分辨率、峰值旁瓣比和积分旁瓣比如表 3, 由于两波束具有不同的多普勒带宽图像方位分辨率不同.

由式 (7) 可得, 当 $\theta_v = 0$ 时, 第 i 个波束方位分辨率为 $\rho_{azi} = \frac{v}{B_{di}} = \frac{M_x D_x}{4K_{s_0}} |\cot \theta_{i_0}|$, 可见方位分辨率与波束指向角余切的绝对值成正比, 波束指向为 0° 时 ρ_{azi} 趋向于无穷大方位分辨率变差, 随着波束指向角绝对值增加, ρ_{azi} 逐渐减小, 方位分辨力增强. 为验证这一结论, 假设仅方位角为 θ_{i_0} 的波束扫描条带内有一散射点, 位于慢时间 0 时刻波束主轴与条带中心线的交点, 坐标为 $(x_0, x_0 \cot \theta_{i_0})$, 其

图 11 $\theta_v=0$ 时图像方位分辨率变化规律
Figure 11 Azimuth resolution changing rule of $\theta_v = 0$

表 4 $\theta_v=-90^\circ$ 时各散射点分辨率、峰值旁瓣比和积分旁瓣比
Table 4 Scatter resolution, PSLR and ISLR of $\theta_v = -90^\circ$

	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{21}	T_{22}	T_{23}	T_{24}
ρ_a (m)	0.55	0.54	0.55	0.54	0.55	0.55	0.55	0.54
ρ_r (m)	1.32	1.32	1.32	1.32	1.32	1.32	1.32	1.32
PSLR (dB)	13.27	13.25	13.28	13.38	13.29	13.29	13.28	13.28
ISLR (dB)	10.68	10.68	10.67	10.68	10.68	10.68	10.68	10.68

中 $\theta_{i_0} > 0$ 时 $x_0 = 5000$ m, $\theta_{i_0} < 0$ 时 $x_0 = -5000$ m, 散射强度为 1, 则可得方位分辨率随波束指向变化曲线如图 11. 可见, 随着波束指向靠近阵面法线方位分辨率急剧降低, 其原因不仅在于 SAR 成像斜视角的增大导致成像算法性能的降低, 还在于波束靠近法线方向时波束宽度降低即成像相干积累角的减小. 因此为提高方位分辨率应降低成像斜视角即增加波束主轴与阵列法线的夹角, 但由式 (9) 可知增加波束主轴与阵列法线夹角又会使相控阵雷达的孔径效应更严重, 因此在利用多波束成像提高平台定位精度时应在孔径效应和方位分辨率之间折衷选择适当的波束指向.

仿真实验 3 战场环境中, 为躲避敌方打击, 如导弹发射车等常常在一次发射之后变换位置, 这类位置或状态随时间变化的目标常称为时敏目标, 为检测此类高价值目标, 常需要基于 SAR 图像进行实时的场景变化检测. 当利用同时多波束进行变化检测时, 相控阵雷达安装于载机侧面, 速度方向垂直于阵列法线与阵面重合, 假设 $\theta_v = -90^\circ$, $\theta_{s_0} = \theta_{u_0} = 30^\circ$, 则可得到同时两波束方向图, 波束指向分别为 $\theta_1 = 30^\circ$, $\theta_{20} = -30^\circ$, 平台对场景的扫描过程如图 7(c), 假设合成孔径时间为 -2 s 到 2 s, 波束 1 覆盖范围内 4 个散射点坐标分别为 $T_{11}(x_0 - 5, x_0 \tan \theta_{10})$, $T_{12}(x_0 + 5, x_0 \tan \theta_{10})$, $T_{13}(x_0, x_0 \tan \theta_{10} - 5)$, $T_{14}(x_0, x_0 \tan \theta_{10} + 5)$, 波束 2 覆盖范围内 4 个散射点坐标分别为 $T_{21}(x_0 - 5, x_0 \tan \theta_{20} - 5)$, $T_{22}(x_0 - 5, x_0 \tan \theta_{20} + 5)$, $T_{23}(x_0 + 5, x_0 \tan \theta_{20} - 5)$, $T_{24}(x_0 + 5, x_0 \tan \theta_{20} + 5)$, 其中 $x_0 = 10000$ m, 强度均为 1, 确定脉冲重复频率为 543 Hz, 采用本文方法两波束成像结果如图 12. 图中各个散射点的分辨率、峰值旁瓣比和积分旁瓣比如表 4, 可见两波束方位向上的分辨率近似相同.

由式 (7) 可知, $\theta_v = \pm 90^\circ$ 时波束 i 的方位分辨率为 $\rho_{azi} = \frac{v}{B_{di}} = \frac{M_x D_x}{4K_{s_0}}$, 即方位分辨率为与波束指向无关的常数, 这里利用了 $\cos(\theta)$ 在 $(-90^\circ, 90^\circ)$ 上为正的性质. 为验证这一结论进行以下仿真:

 图 12 $\theta_v = -90^\circ$ 时两波束分别成像结果

 Figure 12 Imaging results of $\theta_v = -90^\circ$ with simultaneous bidirectional beams. (a) Beam 1; (b) beam 2

 图 13 $\theta_v = -90^\circ$ 时不同斜视角时图像方位分辨率变化

 Figure 13 Azimuth resolution changing rule of $\theta_v = -90^\circ$

与 $\theta_v = 0$ 时相同, 假设仅方位角为 θ_{i_0} 的波束扫描条带内有一散射点, 位于慢时间 0 时刻波束主轴与条带中心线的交点, 坐标为 $(x_0, -x_0 \tan \theta_{i_0})$, 其中 $x_0 = 2000$ m, 则可得波束指向不同时方位分辨率变化曲线如图 13 中实线所示. 为与机械扫描雷达相比, 假设该相控阵雷达通过阵面机械转动改变 SAR 成像斜视角, $\theta_{i_0} = \theta_{s_0} = 0$ 且仅 $p = 0$ 的波束扫描条带内有一散射点, 坐标为 $(x_0, -x_0 \tan \theta_{i_0})$, 其中 $x_0 = 2000$ m, 则波束指向不同时方位分辨率变化曲线如图 13 中虚线所示. 可见, 相控阵雷达随 SAR 成像斜视角改变方位分辨率近似不变, 而机械扫描雷达随着波束指向角偏离正侧视方向方位分辨率迅速下降.

6 结论

本文基于相控阵天线原理提出了一种具有广泛应用前景的同时多波束 SAR 成像方法, 分析总结了同时多波束 SAR 成像过程中的技术难题, 给出了同时多波束方向图的设计方法, 结合多波束 SAR

成像实际提出了雷达信号参数的选择方法, 分析了瞬时宽带等对信号参数选取以及回波的影响, 仿真证明了本文方法的有效性, 针对两种常见应用分析了方位分辨率变化规律, 结果表明当 $\theta_v = \pm 90^\circ$ 时 SAR 方位向上的多普勒带宽保持不变, 若各波束 SAR 成像的斜视角不太大, 则方位分辨率近似不变; 当 $\theta_v = 0$ 时, 波束主轴和阵列法线夹角越小分辨率越差, 这不仅因为成像算法在大斜视角上效果变差, 还由波束宽度变窄多普勒带宽降低所致, 但波束主轴和阵列法线夹角增加又会使相控阵雷达的孔径渡越效应更严重, 因此应合理确定同时多波束 SAR 成像时各波束指向。

本文的方法应用于 SAR 环境变化检测可实现单航过获得同一区域不同时刻 SAR 图像, 降低图像获取成本, 应用于 SAR 景象匹配制导可实现同时对航迹两侧成像提高平台定位精度。

参考文献

- 1 Zhang G Y. Application of multi-beam formation technologies in phased array radar. *Mod Radar*, 2007, 29: 1–6 [张光义. 多波束形成技术在相控阵雷达中的应用. *现代雷达*, 2007, 29: 1–6]
- 2 Holloway J. Design considerations for adaptive active phased array multifunction radars. *Electron Commun J*, 2001, 13: 277–288
- 3 Chen F L, Zhang H, Wang C. The art in SAR change detection—a systematic review. *Remote Sens Technol Appl*, 2007, 22: 109–115 [陈富龙, 张红, 王超. SAR 变化检测技术发展综述. *遥感技术与应用*, 2007, 22: 109–115]
- 4 An T. Research on SAR/INS integrated velocity and position measurement technology. Dissertation for Master Degree. Changsha: National University of Defense Technology, 2012 [安涛. SAR/INS 组合测速定位技术研究. 硕士学位论文. 长沙: 国防科技大学, 2012]
- 5 Zhang G Y. Principles of Phased Array Radar. Beijing: National Defense Industry Press, 2009 [张光义. 相控阵雷达原理. 北京: 国防工业出版社, 2009]
- 6 Cheng D. Research on phased array radars multiple beamforming network technologies. Dissertation for Master Degree. Chengdu: University of Electronics and Science Technology of China, 2009 [程栋. 基于相控阵雷达多波束形成网络的技术研究. 硕士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2009]
- 7 Wu M Q. The development of digital array radar. *J CAEIT*, 2006, 1: 11–16 [吴曼青. 数字阵列雷达及其进展. *中国电子科学研究院学报*, 2006, 1: 11–16]
- 8 Li Z F, Wang H Y, Su T, et al. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel spaceborne SAR systems. *IEEE GRSL*, 2005, 2: 82–86
- 9 Stephane C. Naval multi-function radar. *IEEE Aero Electron Syst Mag*, 2011, 26: 34–39
- 10 Mittermayer J, Wollstadt S, Prats-Iraola P, et al. Bidirectional SAR imaging mode. *IEEE Trans GRS*, 2013, 51: 601–614
- 11 Josef M, Steffen W. Simultaneous Bi-directional SAR acquisition with TerraSAR-X. In: *Proceedings of EUSAR*, Berlin, 2010. 732–735
- 12 Liu Y H, Qu C Y, Shan X J, et al. Application of SAR data to damage identification of the Wenchuan earthquake. *Acta Sismologica Sin*, 2010, 32: 214–223 [刘云华, 屈春燕, 单新建, 等. SAR 遥感图像在汶川地震灾害识别中的应用. *地震学报*, 2010, 32: 214–223]
- 13 Li D P, Zeng T, Yao D. The influence of SAR system resolution to the probability of scene matching. *J Electron Inform Technol*, 2011, 33: 2471–2476 [李大鹏, 曾涛, 姚迪. SAR 系统分辨率对景象匹配概率的影响. *电子与信息学报*, 2011, 33: 2471–2476]
- 14 Ge P. Adaptive beamforming based on subarray partition. Dissertation for Master Degree. Xi'an: Xidian University, 2012 [葛佩. 基于子阵划分的自适应波束形成技术. 硕士学位论文. 西安: 西安电子科技大学, 2012]
- 15 Chen M, Long J Z, He X H, et al. Multiple look processing and estimation of Doppler frequency rate f_R in SAR imaging system. *J Sichuan Univ Nat Sci Edit*, 2005, 42: 1150–1154 [陈默, 龙建忠, 何小海, 等. SAR 成像系统中的多视处理及多普勒调频斜率的估计. *四川大学学报自然科学版*, 2005, 42: 1150–1154]
- 16 Xu J, Jiang X Z, Tang J S, et al. Research on synthetic aperture sonar motion compensation based on multi-look processing. *Syst Eng Electron*, 2003, 25: 1481–1484 [许稼, 蒋兴舟, 唐劲松, 等. 基于多视处理的合成孔径声呐运动补偿研究. *系统工程与电子技术*, 2003, 25: 1481–1484]

- 17 Wen S L, Yuan Q, Qin Z Y. Design criteria and development trend of wideband phased array radar. *Syst Eng Electron*, 2005, 27: 1007–1011 [文树梁, 袁起, 秦忠宇. 宽带相控阵雷达的设计准则与发展方向. *系统工程与电子技术*, 2005, 27: 1007–1011]
- 18 Lu Y B, Dai K L, Chen Y. Research of wideband and wide scan phased radar technology. *Syst Eng Electron*, 2004, 26: 288–290 [鲁耀兵, 戴开良, 陈燕. 宽带宽角扫描相控阵雷达技术研究. *系统工程与电子技术*, 2004, 26: 288–290]
- 19 Gebert N, Krieger G, Moreira A, et al. Digital beamforming on receive: techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging. *IEEE Trans AES*, 2009, 45: 564–592
- 20 Qi W K, Yu W D, Huang P P, et al. Digital beamforming (DBF) technique to realize spaceborne synthetic aperture wide swath. *J Data Acquis Process*, 2010, 25: 289–294 [齐维孔, 禹卫东, 黄平平, 等. 基于 DBF 技术的星载 SAR 宽测绘带实现方法. *数据采集与处理*, 2010, 25: 289–294]
- 21 Feng F, Li S Q, Yu W D. An improved scheme of digital beam-forming on elevation for spaceborne SAR. *J Electron Inform Technol*, 2011, 33: 1465–1470 [冯帆, 李世强, 禹卫东. 一种改进的星载 SAR 俯仰向 DBF 处理技术. *电子与信息学报*, 2011, 33: 1465–1470]
- 22 An D X, Huang X T, Jin T, et al. Extended nonlinear chirp scaling algorithm for high-resolution highly squint SAR data focusing. *IEEE Trans GRS*, 2012, 50: 3595–3609

Simultaneous multi-beam SAR imaging mode using phased array radar

WEN XiaoYang*, KUANG GangYao, HU JieMin & ZHANG Jun

National Key Laboratory of ATR, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

*E-mail: wenxysun@163.com

Abstract Phased array radar based simultaneous multi-beams can be used in many fields for activities for change detection and platform location. This paper proposes a method for multi-beam antenna pattern design based on the phased array radar principle. In the proposed method, the relationships between the array structure, the direction and the width of the beams are deduced. Based on analysis of echo characters, the limiting conditions in various applications are obtained to ensure that the spectrums from different beams are not aliasing. Using the designed antenna pattern and parameters, echoes from different beams are received and separated by filtering the signal using a bank of filters corresponding to each beam. After separation, an azimuth nonlinear chirp scaling method is applied to the echoes of each beam for imaging and the imaging performance is analyzed. Simulation results show that the mode is efficient. The results also demonstrate that (1) when the platform velocity is perpendicular to the array normal line and the squint angle is not sufficiently large, the azimuth resolution is kept constant; (2) when the platform velocity is parallel to the normal line, the azimuth resolution declines sharply if the beam direction gets close to the normal line. However, if the beam direction deviates from the line, the effects of the antenna fill time becomes serious; therefore, an appropriate beam direction should be chosen.

Keywords phased array radar, simultaneous multiple beams, SAR imaging, change detection, platform location, parameter design

signal processing.

WEN XiaoYang was born in Henan, China, in 1981. He received a B.S. degree from Central South University, Changsha, China, in 2004 and an M.S. degree from the National University of Defense Technology, Changsha, China, in 2006. He is currently working toward a Ph.D. degree at the National University of Defense Technology. His research interests include radar signal processing, monostatic/bistatic SAR imaging, phased array radar systems, and array

remote sensing, SAR image processing, change detection, SAR ground moving target indication, and classification of polarimetric SAR images.

KUANG GangYao was born in Hunan, in 1966. He received B.S. and M.S. degrees from the Central South University of Technology, Changsha, China, in 1988 and 1991, respectively, and a Ph.D. degree from the National University of Defense Technology, Changsha, China in 1995. He is currently a professor in the School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include re-

HU JieMin was born in Anhui, China, in 1983. He received M.S. and Ph.D. degrees from the National University of Defense Technology, Changsha, China in 2006 and 2011, respectively. He is currently a lecturer in the School of Electronic Science Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include radar signal processing, feature extraction, and radar imaging.

automatic target recognition.

ZHANG Jun was born in Changsha, Hunan, China, in 1973. He received B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electronic engineering from the National University of Defense Technology, Changsha, China. He is currently a professor in the School of Electronic Science Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include radar target characteristics and auto-