

任意构形双基 SAR 的频域分析与成像

杨科锋* 何峰 梁甸农 赖涛

国防科技大学电子科学与工程学院空间所, 长沙 410073

摘要 任意构形双基 SAR 由于其灵活性等特点, 成为 SAR 的重要研究方向之一, 一种典型的任意构形双基 SAR 就是星-机混合模式. 任意构形双基 SAR 的斜距历程是发收斜距历程的双根号之和, 且具有距离和方位二维空变特性, 在建立点目标的频率域模型方面遇到了新的困难. 由于发收斜距历程的差异, 它们对总的瞬时 Doppler 频率的贡献是不同的, 随距离、方位和 Doppler 历程而变化. 因此, 文中在建立任意构形双基 SAR 点目标频域模型时引入了代表发收雷达对总的瞬时 Doppler 频率贡献差异的双基参数——瞬时 Doppler 贡献比, 并根据其物理意义求得了它随发收平台运动参数、目标位置和频率变化的近似解, 然后利用驻定相位原理和 Taylor 级数展开法建立了具有任意构形特性的双基 SAR 点目标的频域模型. 并对此频域模型的距离向和方位向的空变性进行了分析, 给出了解决任意构形双基 SAR 成像时二维空变问题的 chirp-z 频率域成像算法. 最后通过机载和星机构形下的仿真验证了此频域模型的准确性和成像方法的有效性.

关键词 任意构形双基 SAR 频域模型 瞬时 Doppler 贡献比 chirp-z 成像 驻定相位原理 Taylor 级数

双基 SAR 能在散射方向、极化、视角等诸多方面获得更为丰富的地面遥感信息, 在干涉测高、干涉洋流测速、高分辨成像、地表覆盖特征分类等方面有广泛的应用前景^[1], 在军事应用领域具有反隐身、抗摧毁等优势. 理想的 SAR 成像过程是一个二维匹配滤波处理的过程, 合成孔径雷达通常在二维时域录取回波, 用作聚焦的匹配滤波虽然可在时域用后向投影算法, 但运算量大, 一般都在方位频域进行^[2], 为此需要首先求得回波的频域表达式. 一般的方法通常都基于驻定相位原理, 通过解得瞬时 Doppler 频率与慢时间的对应关系, 求出频域表达式. 在单基 SAR 情况下, 对应关系可以通过直接求解驻相方程来得到. 在双基 SAR 情况下, 由于 Doppler 频率是发收斜距历程共同作用的结果, 无法直接求得驻相方程的解, 通常都需要作一定的近似.

对双基 SAR, 已有不少的文献专门研究了求解

等速平行轨迹情况下回波信号 Doppler 域表达式的问题, 也得到了实用的结果. 从双基 SAR 的发展看, 具有非平行轨迹、发收平台速度不同的任意构形双基 SAR 是未来的重要发展方向, 但对此构形下 Doppler 域表达式求解的研究目前还较少.

实际上, 双基 SAR 的这一问题可以等价确定为双基 Doppler 域中发、收雷达贡献差异的问题. 因为如果能够准确区分发收雷达对总 Doppler 频率贡献的差异, 则可把总 Doppler 频率分解为发射和接收 Doppler 频率, 分别求发射和接收两个单站的 Doppler 域表达式, 就解决了这一问题. 但是, 要准确区分发收 Doppler 贡献差异也是困难的.

Loffeld 提出的方法^[3]实际上也是基于这一点, 它近似将总的 Doppler 频率分为发、收相等的两部分. 然后分别用驻相原理求得发射和接收驻相点并将发收相位史分别在各自驻相点处二阶 Taylor 展开. 零次项是与慢时间无关的频率项, 代表按照等

2008-10-19 收稿, 2008-12-04 收修改稿

* E-mail: kfyang_2005@163.com

Doppler 分配时的收发单站谱, 称为类单基项. 而由于发收 Doppler 贡献的差异, 发收驻相点不重合, 同时存在二阶项, 对收发二阶项之和再次应用驻相原理, 得到双基项, 频谱是类单基项和双基项的积, 对应到时域是卷积, 由此得到的二维频率域表达式称为 LBF (Loffeld's Bistatic Formula). 但当发、收雷达对总的 Doppler 频率贡献有较大差异时, LBF 就会引入较大的相位误差, 甚至失效. 文献 [3] 中给出了 LBF 的适用条件, 限制了它的应用.

文献 [4, 5] 在求发、收相位史的各自驻相点时也考虑到了任意空间构形下它们对总的 Doppler 频率贡献的差异. 文献 [4] 中用发、收相位史的 Doppler 调频率的差异作为加权因子, 得到了改进的 LBF (Extended of LBF, ELBF)^[4]. 但是回波信号的 Doppler 谱是由发、收 Doppler 谱共同决定的, 除了要考虑 Doppler 调频率的差异外, 发、收 Doppler 历程的起始点等构成总 Doppler 的因素也应当考虑. 实际上只有当发收 Doppler 的零频率点时刻相同时, 用调频斜率的差异作为加权因子才是准确的.

文献 [5] 分析了星-机混合模式下发、收平台对总的 Doppler 频率贡献的差异, 根据星-机混合工作模式的特点, 总的 Doppler 频率主要来自星载发射平台的贡献, 将发、收相位史都在发射驻相点处作二阶展开. 但这种方法也只适用于总的 Doppler 频率的贡献主要来源于其中一个平台的特殊情况.

为了准确区分任意构形双基 SAR 情况下发、收雷达对总的瞬时 Doppler 频率贡献的差异, 本文在建立任意构形双基 SAR 点目标频域模型时引入了代表发、收雷达对总的瞬时 Doppler 频率贡献差异的双基参数——瞬时 Doppler 贡献比, 然后利用驻定相位原理和 Taylor 级数展开法建立了具有任意构形特性的双基 SAR 点目标的频域模型, 此模型具有真正意义上的任意双基构形特性. 贡献比本身是随方位、距离空变的关于频率的函数, 精确求解是困难的. 本文根据瞬时 Doppler 贡献比的物理意义, 通过合理的近似, 求得了它随发收平台运动参数、目标位置和频率变化的近似解. 文中的仿真表明, 本文求得的瞬时 Doppler 贡献比与用数值方法求得的真值非常接近, 说明本文所作近似能保证

瞬时 Doppler 贡献比的精度.

从真正的任意构形特性来讲, 文献 [3—5] 得到的频域模型都是任意构形双基 SAR 的特例, 与它们相比, 本文在求发、收相位史各自的驻相点时引入了代表它们对总的 Doppler 频率贡献差异的双基参数——瞬时 Doppler 贡献比, 基于此, 得到了任意空间构形双基 SAR 回波点目标的频率域模型, 它具有真正意义上的任意构形特性. 然后对此频域模型的距离向和方位向的空变性进行了分析, 给出了解决任意构形双基 SAR 成像时二维空变问题的 chirp-z 频率域成像算法. 最后通过机载和星机构形下的仿真验证了此频域模型的准确性和成像方法的有效性. 需要说明的是, 本文研究的任意构形是指发收平台各自作匀速直线运动, 速度方向、大小不同的情况. 至于变速、曲线运动等复杂情况还需作另外的研究.

1 任意空间构形双基 SAR 回波的二维频率域模型

任意空间构形双基 SAR 的空间几何关系如图 1 所示.

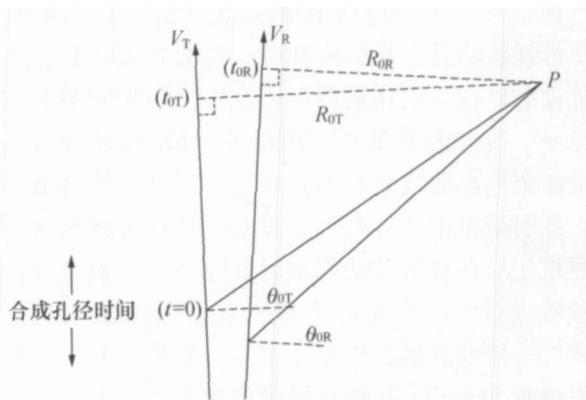


图 1 任意构形双基 SAR 的简化空间几何关系

发、收雷达平台的速度分别为 V_T , V_R , 点目标 P 到发、收雷达运动轨迹的垂直距离分别为 R_{OT} , R_{OR} , t_{OT} , t_{OR} 分别为相对于孔径中心时刻目标到发、收平台距离最短时的时刻. 于是点目标 P 到发、收雷达的斜距历程分别为:

$$R_T(t) = \sqrt{R_{OT}^2 + V_T^2 (t - t_{OT})^2} \quad (1.1)$$

$$R_R(t) = \sqrt{R_{OR}^2 + V_R^2 (t - t_{OR})^2} \quad (1.2)$$

任意时刻双基 SAR 的距离为发射天线相位中心到目标的距离与接收天线相位中心到目标的距离之和, 则双基 SAR 点目标回波经去载频处理, 并变换到距离频率域的信号为

$$S_S(f, t) = P(f) \cdot \exp\left\{-j2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R_T(t)}{c}\right\} \cdot \exp\left\{-j2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R_R(t)}{c}\right\} \quad (2)$$

其中 $P(f)$ 是发射信号的频谱, 回波经距离压缩并变换到二维频率域得:

$$SS(f, f_a) = \int \exp\left\{-j2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R(t)}{c} - j2\pi f_a \cdot t\right\} dt \quad (3)$$

其中 $R(t) = R_T(t) + R_R(t)$ 是点目标到收发雷达斜距历程之和(为了分析的简化, 这里忽略了回波幅度项). 双基 SAR 中由于斜距历程的双根号和关系, 无法像单基情况下直接用驻定相位原理得到 Doppler 域表达式, 而且对任意构形双基系统, 由于其具有二维空变性, 它比等速平行轨迹双基 SAR 系统的情况更加复杂. 由(2)式可以看出, 由发射和接收斜距史引起的两部分 Doppler 相位组成了总的 Doppler 相位, 由于发、收斜距历程的差异, 它们对总的瞬时 Doppler 频率的贡献是不同的, 而且由于斜距随方位时间变化, 它们各自所占的比例也是变化的, 这是导致无法得到双基 SAR 点目标频域模型问题的关键. 如果能够准确区分收发相位史对总的 Doppler 频率贡献的差异, 那么就可以得到精确的双基 SAR 点目标回波的二维频率域表达式, 即频域模型. 因此本文在建立任意构形双基 SAR 点目标频域模型时引入了代表收发雷达对总的瞬时 Doppler 频率贡献差异的双基参数——瞬时 Doppler 贡献比, 取(3)式中积分式的相位项为:

$$\Phi_{Bi} = 2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R(t)}{c} + 2\pi f_a \cdot t = \phi_T(t, f_a) + \phi_R(t, f_a) \quad (4)$$

其中发射和接收相位史分别为

$$\phi_T(t, f_a; a) = \left[2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R_T(t)}{c} + a \cdot 2\pi f_a \cdot t \right] \quad (5)$$

$$\phi_R(t, f_a; a) = \left[2\pi(f + f_0) \cdot \frac{R_R(t)}{c} + (1-a) \cdot 2\pi f_a \cdot t \right] \quad (6)$$

上式将(3)式中积分式的相位分为发、收相位时引入了参数——瞬时 Doppler 贡献比 a , 它定义为发射雷达对瞬时 Doppler 频率的贡献占总 Doppler 频率的比例(也可定义为接收雷达的贡献比). 将 $\phi_T(t, f_a; a)$ 和 $\phi_R(t, f_a; a)$ 分别在各自的驻相点处二阶展开, 并代入(3)式得

$$SS(f, f_a) \cong \exp\{-j[\phi_T(t_R^*, f_a) + \phi_R(t_R^*, f_a)]\} \cdot I(f, f_a) \quad (7)$$

其中

$$I(f, f_a) = \int \exp\left\{-\frac{j}{2} \left[\ddot{\phi}_T(t_R^*) \cdot (t - t_R^*)^2 + \ddot{\phi}_R(t_R^*) \cdot (t - t_R^*)^2 \right]\right\} dt \quad (8)$$

t_T^* 和 t_R^* 分别为发射和接收相位史的驻相点, 由以下两个方程求出

$$\phi_T(t_T^*, f_a; a) = 0, \quad \phi_R(t_R^*, f_a; a) = 0 \quad (9)$$

由以上两式可得收发相位史各自的驻相点分别为

$$t_T^* = t_{0T} - \frac{a \cdot f_a \cdot R_{0T}}{V_T^2 \sqrt{\left(\frac{f_0 + f}{c}\right)^2 - a^2 \cdot \left(\frac{f_a}{V_T}\right)^2}} \quad (10)$$

$$t_R^* = t_{0R} - \frac{(1-a) \cdot f_a \cdot R_{0R}}{V_R^2 \sqrt{\left(\frac{f_0 + f}{c}\right)^2 - (1-a)^2 \cdot \left(\frac{f_a}{V_R}\right)^2}} \quad (11)$$

对(8)式再次应用驻相原理, 并经整理可得经距离压缩后的点目标回波的二维频率域表达式为

$$SS(f, f_a) = \exp\left\{-j[\phi_T(t_T^*, f_a) + \phi_R(t_R^*, f_a)]\right\} \cdot \Psi_1(f, f_a)$$

$$\exp \left\{ -\frac{j}{2} \left[\frac{\dot{\phi}_T(t_T^*) \circ \dot{\phi}_R(t_R^*)}{\dot{\phi}_T(t_T^*) + \dot{\phi}_R(t_R^*)} \circ (t_T^* - t_R^*)^2 \right] \right\} \quad \Psi_2(f, f_a) \quad (12)$$

至此就得到了包含参数瞬时 Doppler 贡献比 a 的任意构形双基 SAR 点目标回波的二维频率域表达式。 a 是待求的参数，下面对其进行求解。

2 瞬时 Doppler 贡献比 a 的计算

由双基 SAR 回波(2)式的相位可以给出信号的瞬时 Doppler 频率为：

$$f_a(t) = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{\lambda} \sqrt{R_{0T}^2 + V_T^2(t-t_{0T})^2} + \frac{1}{\lambda} \sqrt{R_{0R}^2 + V_R^2(t-t_{0R})^2} \right] = \frac{V_T^2(t-t_{0T})}{\lambda \sqrt{R_{0T}^2 + V_T^2(t-t_{0T})^2}} + \frac{V_R^2(t-t_{0R})}{\lambda \sqrt{R_{0R}^2 + V_R^2(t-t_{0R})^2}} = f_{aT}(t) + f_{aR}(t) \quad (13)$$

上式表明瞬时 Doppler 贡献比 a 为：

$$a(t) = \frac{f_{aT}(t)}{f_a(t)} \quad (14)$$

可以看出，由于发、收雷达参数及它们与目标相对位置的不同，发射雷达和接收雷达对瞬时 Doppler 频率的贡献是有差异的，且在不同的 Doppler 频率处其值是不相同的，它和 Doppler 谱的结构有关。

实际上从 a 的物理意义可知，精确的 a 应当满足 $t_T^* = t_R^*$ ，即基于精确的 a 求得的 t_T^* 和 t_R^* 是相等的，并且它们就是(3)式的真实双基驻相点。因此，我们可以由方程 $t_T^* = t_R^*$ 来求解瞬时 Doppler 贡献比 a ，即

$$\frac{a \circ f_a \circ R_{0T}}{V_T^2 \sqrt{\left(\frac{f_0+f}{c}\right)^2 - a^2 \circ \left(\frac{f_a}{V_T}\right)^2}} - \frac{(1-a) \circ f_a \circ R_{0R}}{V_R^2 \sqrt{\left(\frac{f_0+f}{c}\right)^2 - (1-a)^2 \circ \left(\frac{f_a}{V_R}\right)^2}} = t_{0T} - t_{0R} \quad (15)$$

由(15)式求解 a 因需要解一个八次方程而无法直接得到 a 的解析形式，但可以用数值计算方法得

到。当场景中点目标确定后，按照收发雷达和参考点目标的几何关系总可以用数值计算方法得到 a 在不同方位波数处的值，其步骤为：首先得到合成孔径内雷达在每个方位采样点对点目标的收发斜视角，然后对给定的距离波数 k_R 分别计算收发雷达在每个方位采样点对参考点的方位波数 k_{XT} 和 k_{XR} 以及总的方位波数 $k_X = k_{XT} + k_{XR}$ ，这样就可以得到双基参数 a 和方位波数 k_X 的数值对应关系，对于不同的 k_R 再重复以上步骤就可以得到二维波数域内 a 的取值。需要注意，这里是按照方位位置均匀采样得到的 a 和 k_X 之值，方位波数 k_X 的采样并不均匀，为了得到 a 在方位波数域的均匀采样，还需要进行插值处理。

虽然数值方法是完全精确的，但运算量比较大，而且任意空间构形双基 SAR 具有方位空变性，采用数值方法无法得到参考点以外的其他目标对应的瞬时 Doppler 贡献比 a ，但是可以根据 SAR 的特点来求 a 的近似解。下面基于(15)式来求解 a 的近似解。将(15)式重写为：

$$\frac{a \circ f_a}{R_{0T} \frac{f_0+f}{c} \sqrt{\left(\frac{c}{f_0+f}\right)^2 - \left(\frac{a \circ f_a}{V_T}\right)^2}} - \frac{(1-a) \circ f_a}{R_{0R} \frac{f_0+f}{c} \sqrt{\left(\frac{c}{f_0+f}\right)^2 - \left(\frac{(1-a) \circ f_a}{V_R}\right)^2}} = t_{0T} - t_{0R} \quad (16)$$

下面分析上式中的 $\left(\frac{c}{f_0+f}\right)^2 \circ \left(\frac{a \circ f_a}{V_T}\right)^2$ 。由 a 的定义知， $a \circ f_a$ 代表了发射雷达对总 Doppler 频率的贡献，则 $\frac{a \circ f_a}{V_T} = \frac{1}{2\pi} k_{XT}$ 代表了发射雷达对总的 Doppler 波数的贡献，从瞬时 Doppler 的观点来分析，Doppler 波数和信号波数有如下关系：

$$k_{XT} = k_R \circ \sin \theta_T \quad (17)$$

其中 $k_R = 2\pi(f_0+f)/c$ 表示距离维波数， θ_T 为发射雷达的瞬时斜视角。由以上的关系可得：

$$\sqrt{\left(\frac{c}{f_0+f}\right)^2 - \left(\frac{a \circ f_a}{V_T}\right)^2} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_T} = \cos \theta_T \quad (18)$$

对场景中某一点目标来讲, 发射雷达瞬时斜视角 θ_T 在合成孔径时间内是随方位时间变化的, 并且在雷达波束角范围内变化, 通常 SAR 的波束角范围总是有限的, 且不会很大, 因此可以将上式中的瞬时斜视角近似为雷达波束中心扫过目标时的斜视角 θ_T , 即

$$\sqrt{1 - \left(\frac{c}{f_0 + f}\right)^2} \cdot \left(\frac{a \cdot f_a}{V_T}\right)^2 \approx \cos \theta_T \quad (19)$$

而根据 SAR 的空间几何关系有:

$$\cos \theta_T = \frac{R_{0T}}{\sqrt{R_{0T}^2 + V_{0T}^2 \cdot t_{0T}^2}} \quad (20)$$

对接收雷达有同样的近似关系. 将以上关于发射雷达和接收雷达的近似关系式代入(16)式可解得 a 为

$$a = \frac{(t_{0T} - t_{0R})K_{aT} \cdot K_{aR} \cdot \cos \theta_{0T} \cdot \cos \theta_{0R} + f_a \cdot K_{aT} \cdot \cos \theta_{0T}}{(K_{aT} \cdot \cos \theta_{0T} + K_{aR} \cdot \cos \theta_{0R}) \cdot f_a} \quad (21)$$

其中 $K_{aT} = \frac{V_T^2 f_0 + f}{R_{0T} c}$, $K_{aR} = \frac{V_R^2 f_0 + f}{R_{0R} c}$, 是为了简化而引入的中间参数. 实际上 $K_{aT} \cos \theta_{0T}$ 和 $K_{aR} \cos \theta_{0R}$ 就是发射和接收雷达的 Doppler 调频斜率.

由(21)式可以看出, 瞬时 Doppler 贡献比是随目标位置参数(R_{0T} , R_{0R} , t_{0T} , t_{0R}), 快时间频率和 Doppler 频率变化的, 除了和发收 Doppler 调频率 $K_{aT} \cos \theta_{0T}$, $K_{aR} \cos \theta_{0R}$ 有关外, 还与发收零 Doppler 时刻 t_{0T} , t_{0R} 有关, 即得到的瞬时 Doppler 贡献比 a 与完整的 Doppler 谱的构成结构有关, 考虑的因素比较全面. 由此得到发收相位史的驻相点分别为

$$t_T^* = t_{0T} - \frac{a \cdot f_a \cdot R_{0T}}{V_T^2 \sqrt{\left(\frac{f_0 + f}{c}\right)^2 - a^2 \left(\frac{f_a}{V_T}\right)^2}} \quad (22)$$

$$t_R^* = t_{0R} - \frac{(1-a) \cdot f_a \cdot R_{0R}}{V_R^2 \sqrt{\left(\frac{f_0 + f}{c}\right)^2 - (1-a)^2 \left(\frac{f_a}{V_R}\right)^2}} \quad (23)$$

由以上的分析可以看出, LBF 是 $a = \frac{1}{2}$ 时得到的二维频率域表达式. 推导中它将双基相位的发、收相位分别在各自驻相点处作二阶近似展开, 当发收雷达对总的 Doppler 频率的贡献有较大差别时, 发、收驻相点与双基真实驻相点之间会有较大差别, 那么对发、收相位在各自驻相点处作 Taylor 展开时必然引入较大的误差, 导致由此方法得到的双基回波二维频域表达式有大的误差, 甚至失效. 由(21)式可以看出, 文献[4]用发收雷达相位史的 Doppler 调频率的差异进行加权, 是 $t_{0T} = t_{0R}$ 时的特殊情况. 实际上 t_{0T} , t_{0R} 分别是发、收雷达的零 Doppler 频率时刻, 也就是说, 只有当发收雷达的零 Doppler 时刻相同时, 用调频率的差异进行加权才是准确的, 这在任意构形双基 SAR 系统中很难满足. 随着发、收雷达零 Doppler 时刻之间的差异增大, ELBF 的性能会下降, 甚至会失效. 文献[5]中的方法也是取 $a = 1$ 时的特殊情况, 适合于 Doppler 频率主要来自于其中一个平台的贡献的情况, 应用很有限.

本文的方法在求发、收相位史的驻相点(展开点)时, 引入了代表发、收雷达对总 Doppler 频率贡献差异的参数——瞬时 Doppler 贡献比 a , 根据 a 的定义, 由精确 a 和发、收驻相方程求得的新的发、收驻相点应是相同的且等于双基相位真实驻相点. 虽然本文方法在求 a 时进行了近似, 但这一近似引入的误差是很小的, 所得的加权发、收驻相展开点之间以及它们与真实双基驻相点之间的差别也是很小的. 发、收驻相点之间的差别越小, 它们和真实驻相点就越接近, 双基相位的二阶近似展开误差也就越小.

当任意构形双基 SAR 退化为单基 SAR 时, 即 $V_T = V_R$, $R_{0T} = R_{0R}$, $t_{0T} = t_{0R}$ 时, 则 $t_R^* = t_T^*$, 并且它们就是真实单基驻相点. (12)式的频域表达式变为:

$$SS(f, f_a) = \exp\left\{-j \frac{4\pi R_0}{c} \sqrt{\left(f_0 + f\right)^2 - \left(\frac{c f_a}{2V}\right)^2} - j 2\pi f a t_0\right\} \quad (24)$$

此时由本文方法得到的频域模型与单基时的一样,

表明了本文所建立模型的一般性。

3 任意构形双基 SAR 的 chirp-z 成像算法

将包含有双基参数 a 的发、收驻相点代入(12)式就可以得到任意构形双基 SAR 的近似二维频率域表达式, 基于此表达式就可以设计双基成像算法。

(12)式中包含两部分, 前一部分中的两项都与单基 SAR 有类似的形式, 因此称其为类等效单基项, 后一项为双基项。由于基于新方法求得的收发驻相点与真实双基驻相点很接近, 新得到的(12)式中的双基相位相对于总的相位很小, 因此可以用参考点处的双基相位对整个测绘带作同一补偿。然后根据类等效单基相位项建立成像算法。

由收发驻相点和双基参数 a 的表达式可以看出, (12)式的相位项是目标位置参数 t_{OT} , R_{OT} , t_{OR} , R_{OR} 的非线性函数, 为了设计成像算法, 需要将此相位项近似为目标位置参数的线性函数, 这里将目标的发射坐标参数作为参考。为此, 首先将 t_{OR} , R_{OR} 近似为 t_{OT} , R_{OT} 的线性函数, 即

$$t_{OR} \approx h_1 \circ t_{OT} + h_2 \circ R_{OT} + h_0 \quad (25)$$

$$R_{OR} \approx g_1 \circ R_{OT} + g_2 \circ t_{OT} + g_0 \quad (26)$$

然后将等效单基相位项近似为距离和方位的一阶函数

$$\Psi_1(f, f_a) \approx \Psi_0(f, f_a; R_{OTref}, t_{OTref}) + k_r(f, f_a) \circ \Delta R_{OT} + k_t(f, f_a) \circ \Delta t_{OT} \quad (27)$$

其中

$$\Psi_0(f, f_a) = \Psi_1(f, f_a) \Big|_{\substack{R_{OTref} \\ t_{OTref}}} \\ k_r = \frac{\partial}{\partial R_{OT}} \Psi_1(f, f_a) \Big|_{\substack{t_{OTref} \\ R_{OTref}}}, \quad k_t = \frac{\partial}{\partial t_{OT}} \Psi_1(f, f_a) \Big|_{\substack{t_{OTref} \\ R_{OTref}}}$$

上式中 $\Delta R_{OT} = R_{OT} - R_{OTref}$ 和 $\Delta t_{OT} = t_{OT} - t_{OTref}$ 分别是场景中其他点目标相对于参考点目标在距离向和方位向的偏移量。

由(27)式可得距离压缩和双基相位项补偿后整个场景中所有目标回波的二维谱为

$$SS(f, f_a) = \iint \sigma(\Delta R_{OT}, \Delta t_{OT}) \circ \exp\{-j\Psi_0(f, f_a)\} \circ$$

$$\exp\{-j[k_r \circ \Delta R_{OT} + k_t \circ \Delta t_{OT}]\} d\Delta R_{OT} d\Delta t_{OT} = \iint \sigma(\Delta R_{OT}, \Delta t_{OT}) \circ \exp\{-j\Psi_0(f, f_a)\} \circ \exp\{-j[k_r \circ \Delta R_{OT} + k_t \circ \Delta t_{OT}]\} d\Delta R_{OT} d\Delta t_{OT} \quad (28)$$

式中 $\exp\{-j\Psi_0(f, f_a)\}$ 与距离和方位偏移量无关, 它是参考点目标的二维谱, 因此可以先对其在二维频域进行补偿, 补偿因子为 $H_0(f, f_a) = \exp\{j\Psi_0(f, f_a)\}$ 。对任意构形双基 SAR, 到这一步只是完成对场景中参考点目标的聚焦, 而其他目标点只是部分匹配。

从上式可以看出, f, f_a 在 k_r, k_t 中都存在耦合。而方位向非移变系统在 k_t 中不存在 f 和 f_a 的耦合, 根据 k_r 进行一维插值和 2-D FFT 就可以实现全场景聚焦。但任意构形双基 SAR 在距离、方位向都存在空变, 在二维频率维表现为在 k_r, k_t 中都存在 f 和 f_a 的耦合, 因此要实现全场景的聚焦, 需要复杂的二维插值过程。为了避免做复杂的二维插值运算, 我们做如下处理。首先, 将 k_r 在 $f=0$ 处一阶展开, 将 k_t 在 $f_a=0$ 处一阶展开, 即

$$k_r = b_{rg}(f_a)f + d_{rg}(f_a) \quad (29)$$

$$k_t = b_{az}(f)f_a + d_{az}(f) \quad (30)$$

其中

$$\begin{cases} b_{rg}(f_a) = \frac{\partial k_r}{\partial f} \Big|_{f=0} \\ d_{rg}(f_a) = k_r \Big|_{f=0} \end{cases} \begin{cases} b_{az}(f) = \frac{\partial k_t}{\partial f_a} \Big|_{f_a=0} \\ d_{az}(f) = k_t \Big|_{f_a=0} \end{cases}$$

将(29), (30)式入(28)式得

$$S_1(f, f_a) = SS(f, f_a) \circ H_0(f, f_a) = \iint \sigma(\Delta R_{OT}, \Delta t_{OT}) \exp\{-j[(b_{rg} \circ f + d_{rg}) \circ \Delta R_{OT} + (b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \Delta t_{OT}]\} d\Delta R_{OT} d\Delta t_{OT} = \sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \quad (31)$$

从上式的积分可以看出, 经距离压缩和参考点目标匹配滤波后的全场景回波的二维谱是目标散射系数在距离向和方位向都产生了尺度变化和偏移的谱。为了得到时域图像, 需要对距离向和方位向的尺度因子和偏移因子进行校正。由于 b_{rg}, d_{rg} 只和方位频率 f_a 有关, b_{az}, d_{az} 只和距离频率 f 有关, 因

此 距离向和方位向的校正可以分别进行. 首先作距离向的尺度和偏移校正. 对 $\sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az})$ 作距离向的包含偏移的尺度逆 Fourier 变换:

$$\begin{aligned} \sigma(\Delta r_{0T}, f_a) &= \int \sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \\ &\exp\{j[b_{rg} \circ f + d_{rg}] \circ \Delta r_{0T}\} d(b_{rg} \circ f) = \\ &b_{rg} \circ \exp\{j d_{rg} \circ \Delta r_{0T}\} \circ \int \sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ \\ &f_a + d_{az}) \circ \exp\{j b_{rg} \circ f \circ \Delta r_{0T}\} df = \\ &b_{rg} \circ \exp\{j d_{rg} \circ \Delta r_{0T}\} \circ \text{SCFT}^{-1}\{\sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, \\ &b_{az} \circ f_a + d_{az})\} \end{aligned} \quad (32)$$

上式中的积分式就是尺度逆 Fourier 变换过程, 对数字信号进行处理时, 它可以通过线性调频 z 反变换^[6]有效实现.

(32) 式中积分式的指数项可以分解为:

$$\begin{aligned} \exp\{j b_{rg} \circ f \circ \Delta r_{0T}\} &= \exp\{j b_{rg} \circ \Delta r_{0T}^2 / 2\} \circ \\ \exp\{j b_{rg} \circ f^2 / 2\} \circ \exp\{-j b_{rg} \circ (f - \Delta r_{0T})^2 / 2\} \end{aligned} \quad (33)$$

将上式代入(32)式中的尺度逆 Fourier 反变换过程, 可得

$$\begin{aligned} \text{SCFT}^{-1}\{\sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az})\} &= \\ \int \sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \\ \exp\{j b_{rg} \circ f \circ \Delta r_{0T}\} df &= \exp\{j b_{rg} \circ \Delta r_{0T}^2 / 2\} \circ \\ \int \sigma(b_{rg} \circ f + d_{rg}, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \\ \exp\{j b_{rg} \circ f^2 / 2\} \circ \exp\{-j b_{rg} \circ (f - \Delta r_{0T})^2 / 2\} df \end{aligned} \quad (34)$$

(34) 式表明, 尺度逆 Fourier 反变换可以通过两次复数相乘和一次卷积来实现^[7]. 首先将经距离压缩和参考点相位补偿的回波谱乘以调频信号 $\exp\{j b_{rg} \circ f^2 / 2\}$, 然后和信号 $\exp\{-j b_{rg} \circ f^2 / 2\}$ 进行卷积, 最后再次乘以相位因子 $\exp\{j b_{rg} \circ \Delta r_{0T}^2 / 2\}$. (34) 式实现尺度逆 Fourier 反变换的处理过程就是 chirp-z 方法.

对距离向完成尺度逆 Fourier 变换并补偿幅度因子 $\frac{1}{b_{rg}}$ 和相位因子 $H_1(f, f_a) = \exp\{-j d_{rg} \circ \Delta r_{0T}\}$ 后, 信号变换到了距离 Doppler 域. 而方位向的尺

度因子和偏移因子是距离频率的函数, 因此, 需要将信号再变换到二维频率域, 然后再作方位向的尺度和偏移校正. 此时有

$$\begin{aligned} \sigma(f, \Delta t_{0T}) &= \int \sigma(f, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \exp\{j(b_{az} \circ \\ &f_a + d_{az}) \circ \Delta t_{0T}\} d(b_{az} \circ f_a + d_{az}) = \\ &b_{az} \circ \exp\{j d_{az} \circ \Delta t_{0T}\} \circ \int \sigma(f, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \\ &\exp\{j b_{az} \circ f_a \circ \Delta t_{0T}\} df_a = \\ &b_{az} \circ \exp\{j d_{az} \circ \Delta t_{0T}\} \circ \exp\{j b_{az} \circ \Delta t_{0T}^2 / 2\} \circ \\ \int \sigma(f, b_{az} \circ f_a + d_{az}) \circ \exp\{j b_{az} \circ f_a^2 / 2\} \circ \exp\{-j b_{az} \circ \\ &(f_a - \Delta t_{0T})^2 / 2\} df_a \end{aligned} \quad (35)$$

完成方位向的尺度逆 Fourier 变换, 并补偿相位因子和幅度因子后, 就完成了成像处理, 再作距离向的逆 Fourier 变换就得到了场景的图像.

由以上的分析推导, 得任意构形双基 SAR 的 chirp-z 成像算法流程图如图 2 所示:

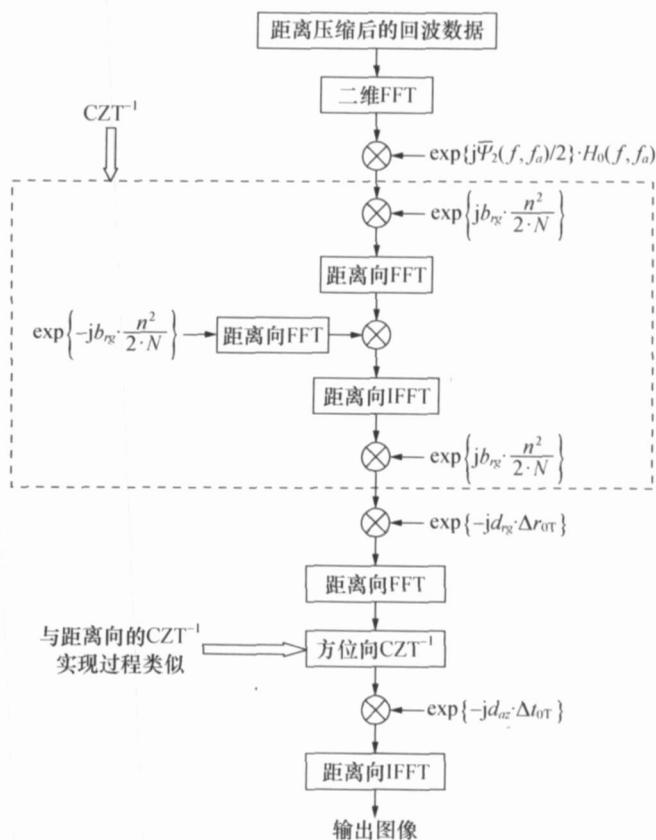


图 2 任意构形双基 chirp-z 成像算法流程图

4 仿真

为了验证本文提出的瞬时 Doppler 贡献比和建立模型的准确性, 以及成像方法的有效性, 本文在如下三种构形情况下来验证本文的模型:

(1) FGAN 的星(TerraSAR-X)-机(PAMIR)混合构形^[8,9]

(2) 机载小斜视双基构形(发、收平台的速度不同)

(3) 机载大斜视双基构形(发、收平台的速度不同)

三种构形的系统参数和信号参数如表 1 所示。

4.1 瞬时 Doppler 贡献比

瞬时 Doppler 贡献比描述了发射/接收雷达在合成孔径时间内对总的 Doppler 频率的贡献, 它随 Doppler 频率变化, 为了验证此贡献比, 本文在三种构形情况下对比了载频处 ELBF 所采用的方位调频率加权因子、瞬时 Doppler 贡献比和用数值方法求得的准确比值的结果, 如图 3 所示:

从图 3 的结果可以看出, 在三种构形情况下, 本文得到的瞬时 Doppler 贡献比与用数值法求得的准确值相当吻合, 而 ELBF 所采用的方位调频率加

权因子只有在收发零 Doppler 时刻相等时才是准确的, 并且随着收发零 Doppler 时刻差异的增大, 方位调频率加权因子的误差也越大。

4.2 基于新的二维频率域模型的参考点目标图像

为了验证本文建立的频域模型的正确性, 我们分别用 ELBF 和本文建立的点目标频域模型作匹配滤波器对三种构形情况下的仿真点目标回波进行匹配处理, 并且与理想的结果进行了比较(理想的聚焦图是用回波的二维 Fourier 变换对其本身作匹配处理的结果), 聚焦点目标方位向剖面图的对比结果如图 4 所示, 聚焦性能参数如表 2 所示。

表 1 三种仿真双基系统参数和信号参数

	构形 I	构形 II	构形 III
载频/ GHz	9.65	9.65	9.65
发射信号带宽/ MHz	50	50	50
脉冲重复频率(PRF)/ Hz	3000	1000	1000
平台速度/($m \cdot s^{-1}$) (发射/接收)	7600/100	110/80	110/80
平台高度/km (发射/接收)	514/3	4000/3000	4000/3000
下视角/ $^{\circ}$ (发射/接收)	37.65/35	37.65/35	37.65/35
零 Doppler 时刻(斜视角) (发射/接收)/ $^{\circ}$	$t_{0T}=3/t_{0R}=3$ (2/4.7)	$t_{0T}=4.01/t_{0R}=8.07$ (5/10)	$t_{0T}=8.1/t_{0R}=26.4$ (10/30)

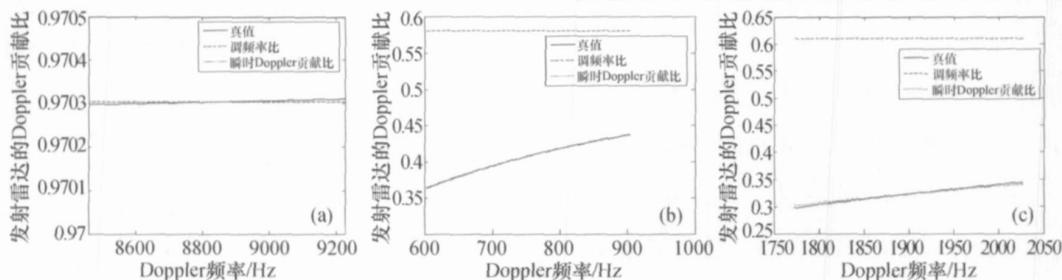


图 3 发射雷达的 Doppler 频率贡献比

(a) 构形 I; (b) 构形 II; (c) 构形 III

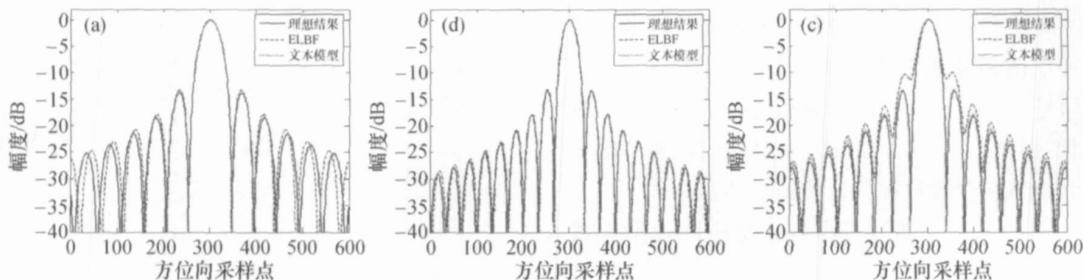


图 4 参考点目标聚焦结果的方位向剖面图

(a) 构形 I; (b) 构形 II; (c) 构形 III

表 2 各构形下参考点目标的方位向聚焦性能

		分辨率/ cell	积分旁 瓣比/dB	积分旁 瓣比/dB
构形 I	理想聚焦结果	0.8517	-13.7712	-10.6536
	ELBF	0.8943	-13.2559	-10.3386
	本文方法	0.8943	-13.2599	-10.3386
构形 II	理想聚焦结果	0.8924	-13.3609	-10.5383
	ELBF	0.8723	-13.2581	-10.2748
	本文方法	0.8723	-13.2653	-10.2750
构形 III	理想聚焦结果	0.8672	-13.5409	-10.6110
	ELBF	0.9182	-10.0478	-8.3197
	本文方法	0.8927	-13.2219	-10.3376

从图 4 的对比结果和表 2 的聚焦性能比较可以看出, 用本文所建立的频域表达式对参考点目标回波作匹配滤波处理在三种构形情况下的聚焦性能与理想情况非常接近, 方位向分辨率与理论分辨率(0.89 cell)非常符合, 峰值旁瓣和积分旁瓣也都与理论值非常接近. 而 ELBF 在收发零 Doppler 时刻有较大差别的构形 III 下, 主瓣展宽(分辨率降低)、峰值旁瓣抬高、积分旁瓣增大, 聚焦性能都有了明显的损失. 如果进步增大这种差别, ELBF 甚至会失效.

本文在求瞬时 Doppler 贡献比时所作的近似很小, 准确区分了收发雷达对总 Doppler 频率贡献的差异, 根据此比值的意义, 由此得到的发、收驻相点之间的差距很小, 而且非常接近于真实双基驻相点. 根据驻定相位原理, 基于此驻相点(12)式中的类等效单基相位项已经很准确了, 加上双基相位项的补充, 保证了本文所建立的模型具有很高的精度. 以上的仿真结果也验证了此二维频率域模型的准确性, 且比 ELBF 应用范围更广, 更具一般性.

4.3 全景成像结果

为了说明本文的基于此模型推得的频域 chirp-z 成像方法的有效性, 采用星-机构形的双基构形作为仿真系统对其进行验证. 由于任意构形双基 SAR 同时具有距离向和方位向空变特性, 故在场景中设置 5 个点目标, 同一距离单元三个, 同一方位三个, 并且以中心点目标作为参考点目标, 方位向相邻点目标之间相距 500 m, 距离向相邻点目标之间相距 1 km. 用本文推导的 chirp-z 算法进行成像处理, 结果如图 5 所示, 聚焦性能如表 3 所示.

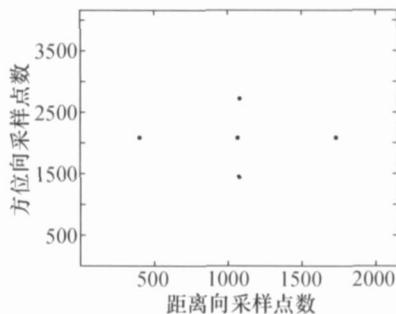


图 5 各点目标的成像结果

表 3 各点目标的聚焦性能

点目标	距离 分辨率 / cell	距离向 峰值旁 瓣比/dB	距离向 积分旁 瓣比/dB	方位 分辨率 / cell	方位向 峰值旁 瓣比/dB	方位向 积分旁 瓣比/dB
距离向 近端目标	0.9000	-13.2709	-10.6598	0.8935	-13.1492	-10.2457
距离向 远端目标	0.9000	-13.2694	-10.6248	0.8941	-13.1605	-10.2849
场景中心 点目标	0.8800	-13.2383	-10.4027	0.8965	-13.2778	-10.3050
方位向 近端目标	0.9000	-13.4280	-11.0508	0.8938	-13.0785	-9.4337
方位向 远端目标	0.9000	-13.3819	-11.0511	0.8965	-13.0691	-9.3920

从表 3 的聚焦性能对比可以看出, 应用本文的 chirp-z 算法, 场景中不同位置处的目标都得到了较好的聚焦效果. 对不同距离单元和不同方位单元的目标可一次完成聚焦处理, 参考点外的目标的聚焦性能相对于参考点目标有一定损失, 但这些损失在可接受的范围内. 场景成像结果验证了本文提出的 chirp-z 成像方法的有效性.

5 结束语

本文分析了任意构形双基 SAR 的特点, 由于收发斜距历程的差异, 它们对总的瞬时 Doppler 频率的贡献是不同的, 导致无法直接求得回波的二维频率域表达式. 因此本文在建立任意构形双基 SAR 点目标频域模型时引入了代表收发雷达对总的瞬时 Doppler 频率贡献差异的参数——瞬时 Doppler 贡献比, 并根据其物理意义求得了它随收发平台运动参数、目标位置和频率变化的近似解, 然后利用驻定相位原理和 Taylor 级数展开法建立了具有任意构形特性的双基 SAR 点目标的频域模型, 基于此模

型建立了频域成像算法. 由于任意构形双基 SAR 不仅具有距离空变性, 而且方位向也有空变, 本算法采用两次逆 chirp-z 过程分别处理距离向和方位向的空变来进行成像. 最后通过不同构形下的仿真实验验证了本文模型的准确性和成像算法的有效性.

参 考 文 献

- 1 Krieger G, Moreira A. Multistatic SAR satellite formations: Potentials and challenges. In: Proc. IGARSS2005, Seoul, Korea, 2005, 2680—2684
- 2 Cumming IG, Wong FH. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Norwood, MA: Artech House, 2005
- 3 Loffeld O, Nies H, Peters V, et al. Models and useful relations for bistatic SAR processing. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2004, 42(10): 2031—2038
- 4 Wang R, Loffeld O, Ul-Ann Qurat, et al. A bistatic point target reference spectrum for general bistatic SAR processing. IEEE Geosci Remote Sens Letters, 2008, 5(3): 517—521
- 5 Liu Z, Yang JY, Zhang XL, et al. An approximated analytical solution for two-dimensional spectrum of spaceborne/airborne hybrid bistatic SAR. In: Proc. ICCAS2007, Chengdu, China, 2007, 11—13: 822—825
- 6 李素芝, 万建伟. 时域离散信号处理. 长沙: 国防科技大学出版社, 1994, 348—354
- 7 Lanari R. A new method for compensation of the SAR range cell Migration based on the Chirp Z-transform. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 1995, 33(5): 1296—1299
- 8 Gebhardt U, Loffeld O, Nies H. Bistatic airborne/spaceborne hybrid experiment: Basic considerations. SPIE International Symposium on Remote Sensing, Belgium, 2005
- 9 Mittermayer J, Lord R, Borner E. Sliding spotlight SAR processing for terraSAR-X using a new formulation of the extended chirp scaling algorithm. In: Proc. IGARSS2003, Toulouse, France, 2003, 1462—1464