

星机双基地 SAR 的目标二维频谱计算^{*}

李燕平^{**} 张振华 邢孟道 保铮

西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071

摘要 卫星和飞机配合的双基地 SAR 具有广阔的应用前景, 要实现这种双基地 SAR 的频域成像关键要得到准确的目标二维频谱. 文中分析指出, 采用驻定相位点展开法得到的目标二维频谱的精度与收发平台的速度及收发雷达的斜视角度有关, 由于星机双基地 SAR 的收发平台速度差异很大, 斜视角度也可能较大, 因而采用该方法得到的目标二维频谱的误差较大. 接着, 利用驻定相位原理并结合双基地 SAR 的几何关系, 提出了两种计算星机双基地 SAR 目标二维频谱的方法, 一种基于解析式计算, 该方法的运算量小, 精度较高; 另一种基于数值方法计算, 该方法的运算量稍大, 但完全精确. 这两种方法的精度均不受收发平台速度及收发雷达斜视角度的影响, 因而适合星机双基地 SAR 成像. 最后, 通过对仿真数据的频域成像验证了所提方法的有效性.

关键词 双基地合成孔径雷达 目标二维频谱 解析式算法 数值算法 雷达成像

与单基地 SAR 相比, 双基地 SAR 的主要优点有^[1-3]: 作用距离更远, 获取信息更丰富, 机动性和隐蔽性更高, 抗干扰和抗截获性能更好. 根据发射机和接收机载体的不同, 双基地 SAR 可以有多种组合形式, 如飞机和飞机的组合, 高空无人机和飞机的组合, 卫星和飞机(无人机)的组合, 卫星(无人机)和导弹的组合等. 根据收发平台速度矢量的关系, 又可将双基地 SAR 分为以下四类^[4]: 同轨等速双基地 SAR(只有水平稳定基线, 收发平台速度矢量相等), 平行轨道等速双基地 SAR(有三维稳定基线, 收发平台速度矢量相等), 非平行轨道等速双基地 SAR(有三维时变基线, 收发平台速度大小相等, 方向不同), 非平行轨道非等速双基地 SAR(有三维时变基线, 收发平台速度大小和方向均不同). 以上四类在成像算法难度上逐步增加, 目前研究较多的是第一类和第二类.

在各种双基地 SAR 组合形式中, 卫星发射、飞机(或无人机)接收的双基地 SAR 有其独特的优点: (i) 由于接收机离成像场景较近, 卫星 SAR 不

需要很大的功率; (ii) 卫星的高度高, 因而覆盖范围广; (iii) 发射机相对安全, 不容易被击落; (iv) 接收机不发射信号, 隐蔽接收, 因而不易被侦察定位, 也不易受干扰攻击. 当然, 这些好处的获得是以系统复杂性为代价的, 要实现该系统还面临以下挑战: (i) 卫星和飞机之间的照射同步、时间同步和频率同步(三大同步)问题需要解决^[5-8]; (ii) 高精度的飞行控制和运动误差测量问题需要解决; (iii) 由于卫星照射同一地区的时间较短^[9], 载机飞行航迹的优化设计问题需要解决; (iv) 由于该系统的收发平台速度矢量不同, 高精度的成像算法问题需要解决. 尽管存在这些难点, 国内外已积极开展这种星机双基地 SAR 的研究^[5, 10-14], 并已有相关的实验报道^[15], 而采用 TerraSAR-X 卫星作为发射源的星机混合双基地 SAR 实验也即将进行^[12].

近几年的技术进步已使星机之间的三大同步问题有望解决^[7, 8], 但星机双基地 SAR 的成像算法问题还未见文献探讨. 现有的双基地 SAR 成像算法^[16-23]基本上都是针对两个飞机或者是两颗卫星的

2007-05-01 收稿, 2007-06-12 收修改稿

^{*} 国家自然科学基金资助项目(批准号: 60502044)

^{**} E-mail: maplelyp@163.com

双基地 SAR, 并且要求收发平台的速度矢量相同, 因而不适合星机双基地 SAR 成像. 时域逐点匹配法^[24]是一种理想的双基地 SAR 成像方法, 该方法对双基地 SAR 的系统构成没有要求, 但该方法的运算量相当大, 其计算复杂度为 $O((N \times M)^2)$, 其中 $N \times M$ 为图像像素. 要提高成像效率, 成像过程最好在频域完成, 而要实现频域成像关键要得到准确的目标二维频谱, 在单基地 SAR 中, 目标的二维频谱可以采用驻定相位原理直接得到解析表达式^[25], 但在双基地 SAR 中, 由于所谓的双根号问题, 直接采用驻定相位原理很难得到解析解. 文献 [26] 将收发雷达到目标的斜距在各自的驻定相位点二阶 Taylor 展开, 从而得到目标二维频谱的近似解析表达式. 本文分析指出, 采用驻定相位点展开法得到的目标二维频谱的精度与收发平台的速度及收发雷达的斜视角度有关, 由于星机双基地 SAR 的收发平台速度差异很大, 斜视角度也可能较大, 因而采用该方法得到的目标二维频谱的误差较大. 接着, 本文利用驻定相位原理并结合双基地 SAR 的几何关系, 提出了两种计算星机双基地 SAR 目标二维频谱的方法, 一种基于解析式计算; 另一种基于数值方法计算. 这两种方法的精度均不受收发平台速度及收发雷达斜视角度的影响, 因而适合星机双基地 SAR 成像.

1 星机双基地 SAR 的信号模型

图 1 所示为星机双基地 SAR 的几何模型, 其中收发平台分别以速度 V_R 和 V_T 匀速直线飞行(飞行轨迹不平行). 假设零时刻收发平台到地面某一点

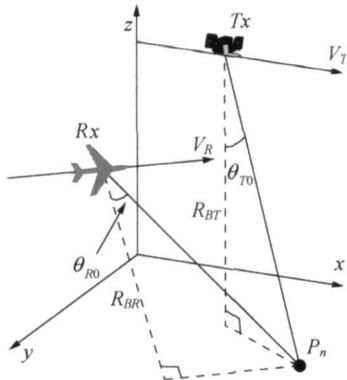


图 1 星机双基地 SAR 的几何模型

目标 P_n 的斜视角分别为 θ_{R0} 和 θ_{T0} , 最近距离分别为 R_{BR} 和 R_{BT} . 则经历方位时间 t 后, 收发平台到目标 P_n 的斜距 $R_R(t)$ 和 $R_T(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} R_R(t) &= \sqrt{R_{BR}^2 + (V_R t - V_{RTOR})^2}, \\ R_T(t) &= \sqrt{R_{BT}^2 + (V_T t - V_{TTO})^2} \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $t_{OR} = R_{BR} \tan \theta_{R0} / V_R$, $t_{OT} = R_{BT} \tan \theta_{T0} / V_T$. 假设雷达发射线性调频脉冲, 则接收回波的基频信号可表示为

$$\begin{aligned} s_1(\tau, t) &= p \left\{ \tau - \frac{R_R(t) + R_T(t)}{c} \right\} w_a(t) \cdot \\ &\exp \left\{ -j2\pi \frac{R_R(t) + R_T(t)}{\lambda} \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

其中 τ 为距离, c 为光速, λ 为载波波长, $w_a(\cdot)$ 由收发雷达天线的方向性函数决定, $p(\cdot)$ 为线性调频脉冲

$$p(\tau) = \text{rect} \left\{ \frac{\tau}{T_p} \right\} \exp(j\pi \gamma \tau^2) \quad (3)$$

其中 T_p 为脉冲宽度, γ 为调频率. 对 (2) 式进行二维 Fourier 变换得

$$\begin{aligned} S_2(f_r, f_a) &= P(f_r) \int w_a(t) \cdot \\ &\exp \left\{ -j2\pi (f_c + f_r) \frac{R_R(t) + R_T(t)}{c} - j2\pi f_a t \right\} dt \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $P(f_r)$ 为 $p(\tau)$ 的 Fourier 变换, f_c 为载波频率. (4) 式是实现频域成像的关键, 在单基地 SAR 中, $R_R(t)$ 与 $R_T(t)$ 相等, (4) 式可采用驻定相位原理直接求得积分结果, 从而得到目标二维频谱的解析表达式; 但在星机双基地 SAR 中, $R_R(t)$ 和 $R_T(t)$ 不相等, 直接应用驻定相位原理很难得到解析解. 文献 [26] 将 (4) 式的相位分为两部分, 分别在各自的驻定相位点二阶 Taylor 展开, 从而得到 (4) 式的近似解析表达式, 下面对该方法进行分析.

2 驻定相位点展开法求解目标二维频谱

将 (4) 式中收发雷达运动造成的相位分别记作

$$\varphi_R(t) = -2\pi(f_c + f_r)R_R(t)/c - 2\pi f_a t \quad (5)$$

$$\varphi_T(t) = -2\pi(f_c + f_r)R_T(t)/c - 2\pi f_a t \quad (6)$$

求解 $\varphi'_R(t) = 0$ 和 $\varphi'_T(t) = 0$ 可得 $\phi_R(t)$ 和 $\phi_T(t)$ 对应的驻定相位点 t_R^* 和 t_T^* , 有

$$t_R^* = -\frac{cf_a R_{BR}}{2V_R^2(f_c + f_r)} \left\{ 1 - \left[\frac{cf_a}{2V_R(f_c + f_r)} \right]^2 \right\}^{-1/2} + t_{0R} \quad (7)$$

$$t_T^* = -\frac{cf_a R_{BT}}{2V_T^2(f_c + f_r)} \left\{ 1 - \left[\frac{cf_a}{2V_T(f_c + f_r)} \right]^2 \right\}^{-1/2} + t_{0T} \quad (8)$$

将(5)式和(6)式分别在 t_R^* 和 t_T^* 二阶 Taylor 展开, 并忽略二次以上的高次项, 有

$$\varphi_R(t) \approx \varphi_R(t_R^*) + \varphi'_R(t_R^*)(t - t_R^*) + \frac{1}{2}\varphi''_R(t_R^*)(t - t_R^*)^2 \quad (9)$$

$$\varphi_T(t) \approx \varphi_T(t_T^*) + \varphi'_T(t_T^*)(t - t_T^*) + \frac{1}{2}\varphi''_T(t_T^*)(t - t_T^*)^2 \quad (10)$$

由驻定相位原理可知 $\varphi'_R(t_R^*) = 0$, $\varphi'_T(t_T^*) = 0$, 将(9)式(10)式代入(4)式得

$$S_2(f_r, f_a) \approx P(f_r) \exp\{j\varphi_R(t_R^*) + j\varphi_T(t_T^*)\} \cdot \int w_a(t) \exp\left\{j\frac{1}{2}\varphi''_R(t_R^*)(t - t_R^*)^2 + j\frac{1}{2}\varphi''_T(t_T^*)(t - t_T^*)^2\right\} dt \quad (11)$$

这时(11)式对应的驻定相位点 t^* 很容易求出

$$t^* = \frac{\varphi''_T(t_T^*)t_T^* + \varphi''_R(t_R^*)t_R^*}{\varphi''_T(t_T^*) + \varphi''_R(t_R^*)} \quad (12)$$

将(12)式代入(11)式, 并忽略常数相位, 可得目标二维频谱的近似解析表达式为

$$S_2(f_r, f_a) \approx P(f_r) w_a(t^*) \exp\{j\varphi_R(t_R^*) + j\varphi_T(t_T^*)\} \cdot \exp\left\{j\frac{1}{2}\frac{\varphi''_T(t_T^*)\varphi''_R(t_R^*)}{\varphi''_T(t_T^*) + \varphi''_R(t_R^*)}(t_T^* - t_R^*)^2\right\} \quad (13)$$

采用该方法推导的目标二维频谱的精度受限于(9)式和(10)式的精度, 即要求 $\varphi_R(t)$ 和 $\varphi_T(t)$ 在各

自的驻定相位点 Taylor 展开时, 二次以上的高次项可以忽略. 文献[26]推导出该限制条件为

$$|t_T^* - t_{0T}| \ll \frac{2}{7} \frac{R_{BT}^2}{V_T^2},$$

$$\text{且 } |t_R^* - t_{0R}| \ll \frac{2}{7} \frac{R_{BR}^2}{V_R^2}, \quad (14)$$

为了便于对该限制条件进行分析, 进一步将(7)式和(8)式代入, 整理后得

$$\frac{cf_a}{2V_T(f_c + f_r)} \ll \frac{\sqrt{2}}{3},$$

$$\text{且 } \frac{cf_a}{2V_R(f_c + f_r)} \ll \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (15)$$

由于双基地 SAR 的斜距为收发雷达到目标的斜距之和, 易知其 Doppler 频率为

$$f_a = \frac{(f_c + f_r)}{c} (R'_R(t) + R'_T(t)) = \frac{(f_c + f_r)}{c} (V_T \sin\theta_T + V_R \sin\theta_R) \quad (16)$$

其中 θ_R 和 θ_T 为收发雷达相对目标的斜视角, 有 $\theta_R = -R'_R(t)/V_R$, $\theta_T = -R'_T(t)/V_T$. 将(16)式代入(15)式得

$$\frac{1}{2} \sin\theta_T + \frac{V_R}{2V_T} \sin\theta_R \ll \frac{\sqrt{2}}{3} = 0.4714,$$

$$\text{且 } \frac{1}{2} \sin\theta_R + \frac{V_T}{2V_R} \sin\theta_T \ll \frac{\sqrt{2}}{3} = 0.4714 \quad (17)$$

(17)式表明, 收发平台的运动速度及雷达的斜视角会影响(13)式目标二维频谱的精度. 现列举几组参数进行分析(见表 1), 参数 1 和参数 2 为飞机与飞机配合的双基地 SAR 参数, 可以看出当收发雷达的斜视角较小时, 条件(17)满足, 当收发雷达的斜视角较大时, 条件(17)不满足; 参数 3 和参数 4 为卫星与飞机配合的双基地 SAR 参数, 可以看出只有当收发雷达的斜视角非常小时, 才满足条件(17); 对比参数 1 和参数 4 可知, 由于星机双基地 SAR 的收发平台速度差异很大, 因而收发雷达的斜视角必须更小才能满足条件(17).

表 1 不同参数情况下驻定相位点展开法是否满足限制条件的分析

	$\theta_R/(\circ)$	$\theta_T/(\circ)$	$V_R/(m \cdot s^{-1})$	$V_T/(m \cdot s^{-1})$	$0.5\sin\theta_T + \frac{V_R\sin\theta_R}{2V_T}$	$0.5\sin\theta_R + \frac{V_T\sin\theta_T}{2V_R}$	是否满足限制条件
参数 1	0.8	1.0	110	150	0.0138	0.0189	满足
参数 2	25.0	30.0	115	120	0.4050	0.5522	不满足
参数 3	0.4	0.5	110	7000	0.0044	0.2812	满足
参数 4	0.8	1.0	110	7000	0.0088	0.5623	不满足

以上的分析表明, 采用驻定相位点展开法得到的目标二维频谱的精度与收发平台的速度及收发雷达的斜视角度有关, 当收发平台的速度比较接近, 并且收发雷达的斜视角度较小时, 采用该方法得到的目标二维频谱精度较高; 当收发平台的速度差异很大, 或者收发雷达的斜视角度较大时, 采用该方法得到的目标二维频谱误差较大. 下面提出两种计算星机双基地 SAR 目标二维频谱的方法.

3 解析式法和数值方法求解目标二维频谱

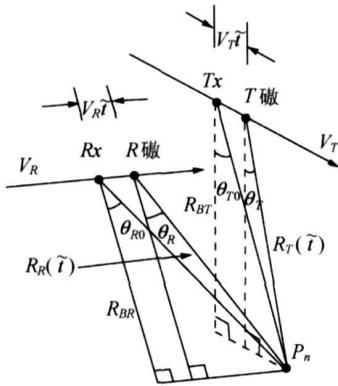


图 2 $t = t$ 时刻星机双基地 SAR 的几何关系

将(4)式的相位记作

$$\varphi(t) = -2\pi(f_c + f_r) \frac{R_R(t) + R_T(t)}{c} - 2\pi f_a t \quad (18)$$

假设 $\phi(t)$ 对应的驻定相位点为 t , 则有

$$f_a = -(f_c + f_r) \frac{R'_R(t) + R'_T(t)}{c} \quad (19)$$

为分析简便, 令 $t = t$ 时刻收发雷达到目标的斜

视角为 θ_R 和 θ_T , 易知 $R'_R(t) = -V_R \sin\theta_R$, $R'_T(t) = -V_T \sin\theta_T$, 因而有

$$f_a = \frac{(f_c + f_r)}{c} (V_T \sin\theta_T + V_R \sin\theta_R) \quad (20)$$

由于双基地 SAR 的斜距为收发雷达到目标的斜距之和, (20)式也可以根据该物理意义直接得到. 将驻定相位点 t 代入(4)式, 根据驻定相位原理可得

$$S_2(f_r, f_a) = P(f_r) W_a(f_a) \cdot \exp\left\{-j2\pi(f_c + f_r) \frac{R_R(t) + R_T(t)}{c} - j2\pi f_a t\right\} \quad (21)$$

其中 $W_a(\cdot)$ 为回波方位谱包络. 当卫星和飞机均运动时间 t 后, 其几何关系可由图 2 表示, 有

$$\begin{cases} R_R(t) = R_{BR} \cos\theta_R + (R_{BR} \tan\theta_{R0} - V_R t) \sin\theta_R \\ R_T(t) = R_{BT} \cos\theta_T + (R_{BT} \tan\theta_{T0} - V_T t) \sin\theta_T \end{cases} \quad (22)$$

将(20)式和(22)式代入(21)式, 得

$$S_2(f_r, f_a) = P(f_r) W_a(f_a) \exp\{-j\Phi(f_r, f_a)\} \quad (23)$$

其中

$$\Phi(f_r, f_a) = -2\pi(f_c + f_r)(R_{BR} \cos\theta_R + R_{BT} \cos\theta_T + R_{BR} \tan\theta_{R0} \sin\theta_R + R_{BT} \tan\theta_{T0} \sin\theta_T) / c \quad (24)$$

(23)式即为任意飞行模式下双基地 SAR 的目标二维频谱, 在推导(23)式的过程中, 未采用任何近似, 因而该表达式是精确的. 只是(23)式中还包含 θ_R 和 θ_T , 因而目标的二维频谱还无法通过(23)

式直接得到.

对于单基地 SAR, 有 $V=V_R=V_T$, $R_B=R_{BR}=R_{BT}$, $\theta=\theta_R=\theta_T$, $\theta_0=\theta_{R0}=\theta_{T0}$, 代入(23)式可得

$$S^3(f_r, f_a) = P(f_r)W_a(f_a) \exp\{-j4\pi(f_c + f_r) \cdot (R_B \cos\theta + R_{BT} \tan\theta_0 \sin\theta)/c\} \quad (25)$$

再将(20)式代入(25)式得

$$S^3(f_r, f_a) = P(f_r)W_a(f_a) \cdot \exp\left\{-j4\pi R_B \sqrt{\left(\frac{f_c + f_r}{c}\right)^2 - \left(\frac{f_a}{2V}\right)^2} - j2\pi f_a t_c\right\} \quad (26)$$

其中 $t_c = R_{BT} \tan\theta_0 / V$. (26)式即为熟悉的斜视情况下单基地 SAR 的目标二维频谱, 当 $\theta_0=0$ 时(26)式对应正侧视情况下单基地 SAR 的目标二维频谱. 可见采用本文方法推导的目标二维频谱在单基地情况时与现有的单基地 SAR 的目标二维频谱一致.

从(20)式可知, θ_R 和 θ_T 与距离频率和 Doppler 频率有关, 要利用(23)式得到星机双基地 SAR 的目标二维频谱, 关键是要得到不同的距离频率和 Doppler 频率下 θ_R 和 θ_T 的值, 本文提供两种方法: 解析式法和数值方法.

3.1 解析式法求解目标二维频谱

由图 2 的几何关系可知

$$\begin{aligned} R_{BT} \tan\theta_{T0} / V_T - R_{BT} \tan\theta_{T0} / V_T = \\ R_{BR} \tan\theta_{R0} / V_R - R_{BR} \tan\theta_R / V_R \end{aligned} \quad (27)$$

令 $\theta_T = \theta_{T0} + \alpha$, $\theta_R = \theta_{R0} + \beta$, 一般 α 和 β 较小, 有 $\sin\alpha \approx \alpha$, $\cos\alpha \approx 1$, $\sin\beta \approx \beta$, $\cos\beta \approx 1$, 因而由(20)式和(27)式可得

$$f_a = \frac{(f_c + f_r)}{c} (V_T \sin\theta_{T0} + V_T \cos\theta_{T0} \alpha + V_R \sin\theta_{R0} + V_R \cos\theta_{R0} \beta) \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \frac{R_{BT} \tan\theta_{T0}}{V_T} - \frac{R_{BT} (\sin\theta_{T0} + \cos\theta_{T0} \alpha)}{V_T (\cos\theta_{T0} - \sin\theta_{T0} \alpha)} = \\ \frac{R_{BR} \tan\theta_{R0}}{V_R} - \frac{R_{BR} (\sin\theta_{R0} + \cos\theta_{R0} \beta)}{V_R (\cos\theta_{R0} - \sin\theta_{R0} \beta)} \end{aligned} \quad (29)$$

由(28)式和(29)式可解得

$$\alpha(f_r, f_a) = \frac{cf_a}{V_T(f_c + f_r)\cos\theta_{T0}} - \frac{\sin\theta_{T0}}{\cos\theta_{T0}} - \frac{V_R \sin\theta_{R0}}{V_T \cos\theta_{T0}} - \frac{V_R \cos\theta_{R0}(-k_2 + \sqrt{k_2^2 - 4k_1 k_3})}{2k_1 V_T \cos\theta_{T0}} \quad (30)$$

$$\beta(f_r, f_a) = (-k_2 + \sqrt{k_2^2 - 4k_1 k_3}) / (2k_1) \quad (31)$$

其中

$$k_1 = \frac{R_{BR} V_T \sin 2\theta_{T0} - R_{BT} V_R \sin 2\theta_{R0}}{2V_T^2 \cos^2 \theta_{T0}} \quad (32)$$

$$k_2 = \frac{R_{BT}}{V_T \cos^2 \theta_{T0}} \left\{ \frac{cf_a \sin\theta_{R0}}{V_T(f_c + f_r)} + \frac{V_R \cos 2\theta_{R0}}{V_T} - \sin\theta_{T0} \sin\theta_{R0} \right\} - \frac{R_{BR}}{V_R \cos\theta_{R0}} \left\{ \tan\theta_{T0} \frac{cf_a}{V_T(f_c + f_r)} - \frac{V_R \tan\theta_{T0} \sin\theta_{R0}}{V_T} - \frac{1}{\cos\theta_{T0}} \right\} \quad (33)$$

$$k_3 = -\frac{R_{BT} \cos\theta_{R0}}{V_T \cos^2 \theta_{T0}} \left\{ \frac{cf_a}{V_T(f_c + f_r)} - \frac{V_R \sin\theta_{R0}}{V_T} - \sin\theta_{T0} \right\} \quad (34)$$

将(30)式和(31)式代入(23)式即可得目标二维频谱的解析表达式. 由于双基地 SAR 回波同时受收发雷达天线方向图调制, 因而该方法的精度实际受限于 $\min(\alpha, \beta)$ 的大小. 一般 SAR 要实现较高分辨率只需很小的方位角, 因而该条件容易满足. 重要的是, 该方法的精度不受收发平台速度及收发雷达斜视角度的影响, 这一点对星机双基地 SAR 尤其重要.

3.2 数值方法求解目标二维频谱

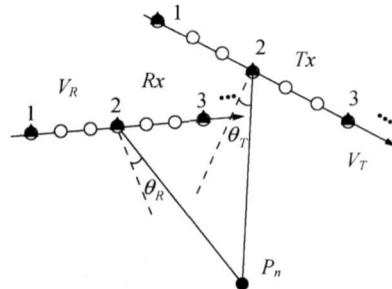


图 3 θ_R 和 θ_T 数值计算的示意图

○: 收发雷达的实际采样位置

▲: 数值计算 θ_R 和 θ_T 的位置

首先根据星机双基地 SAR 的系统参数和几何参数, 在收发平台运动轨迹上等间隔地确定一些位

置(为节省运算量,“▲”的间隔可取得比“○”的间隔大,见图3),再按以下流程计算 θ_R 和 θ_T 在不同距离频率和 Doppler 频率下的值:

(i) 在某一位置“▲”处,根据图3几何关系计算收发雷达相对目标 P_n 的瞬时斜视角 θ_R 和 θ_T .

(ii) 对于不同的距离频率 f_r ,根据(20)式计算该位置的瞬时方位 Doppler 频率 f_a .

(iii) 到下一位置处重复第一步和第二步,直至完成所有位置的计算.

(iv) 对于不同的距离频率 f_r ,根据数值计算得到的 θ_R 与 f_a 的对应关系,均匀地插值出方位 Doppler 支撑区内的 θ_R 值,如图4所示.

(v) 对于不同的距离频率 f_r ,根据数值计算得到的 θ_T 与 f_a 的对应关系,均匀地插值出方位 Doppler 支撑区内的 θ_T 值,如图4所示.

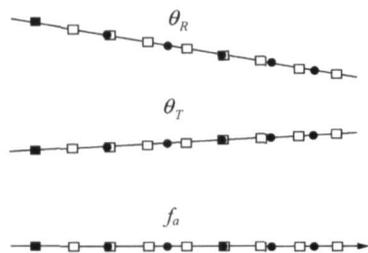


图4 θ_R 和 θ_T 插值前后的值

●: 插值前 □: 插值后

完成以上五步后,可得不同距离频率和方位 Doppler 处 θ_R 和 θ_T 的值,记作 $\theta_R(f_r, f_a)$ 和 $\theta_T(f_r, f_a)$,经数值计算得到的 $\theta_R(f_r, f_a)$ 和 $\theta_T(f_r, f_a)$ 的值是完全精确的.将其代入(23)式即可得星机双基地 SAR 目标二维频谱的准确值.

4 仿真实验

表2 星机双基地 SAR 仿真参数

	发射雷达	接收雷达
零时刻目标与雷达之间的距离/km	752.28	15.556
X 方向速度/(m·s ⁻¹)	7000.0	147.6
Y 方向速度/(m·s ⁻¹)	0	26.8
Z 方向速度/(m·s ⁻¹)	0	0
高度/km	630	4.0
零时刻收发雷达的斜视角/(°)	7.3	13.6
零时刻收发雷达之间的基线长度/km	740.90	
波长/m	0.03	发射带宽/MHz 80
Doppler 中心/kHz	30.645	Doppler 带宽/kHz 2.1

由上节的分析可知,解析式法有一定的近似,而数值方法没有任何近似,因而理论上数值方法是一种完全精确的方法.为了比较解析式法与数值方法计算得到的目标二维频谱的差异,进行了星机双基地 SAR 仿真实验(参数见表2).首先,分别采用解析式法和数值方法计算 $\theta_T(f_r, f_a)$ 和 $\theta_R(f_r, f_a)$ 的值,再将两者的结果相减,得到这两种方法计算的 θ_T 和 θ_R 的差异如图5所示,可见这两种方法得到的结果非常接近(目标回波的 Doppler 支撑区为 29.595 kHz~31.695 kHz).根据(23)式,将两种方法计算得到的目标二维频谱的相位相减,结果如图6所示,可见两者的差异较小,可以忽略(二维频率域的最大相位差异小于 $\pi/4$ 时,对成像没有影响).根据计算的星机双基地 SAR 的目标二维频谱,对数据进行二维匹配滤波以及二维 IFFT,即可得目标图像(处理流程见图7).图8(a)给出了根据解析式法计算的目标二维频谱进行成像的结果,图8(b)

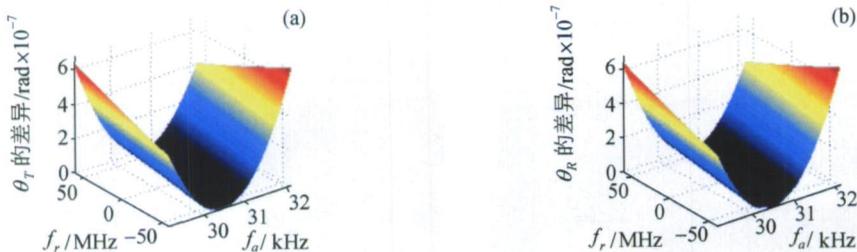


图5 用解析式法和数值方法计算得到的 θ_T 和 θ_R 的差异

(a) θ_T 的差异; (b) θ_R 的差异

给出了根据数值方法计算的目标二维频谱进行成像的结果, 成像中距离和方位均未加窗. 表 3 给出了这两种方法的成像性能分析, 其中 PSLR 为峰值旁瓣比, ISLR 为积分旁瓣比. 可见这两种方法的成像

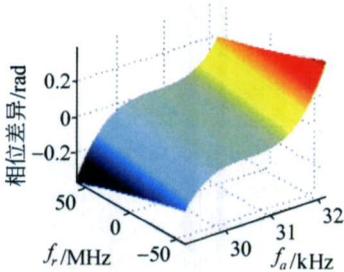


图 6 采用解析式法和数值方法计算得到的目标二维频谱的差异

效果差异不大, 目标均得到了良好聚焦. 作为对比, 图 8(c)给出了根据驻定相位点展开法计算的目标二维频谱进行成像的结果, 可以看出成像效果很差, 该方法不适合星机双基地 SAR 成像.

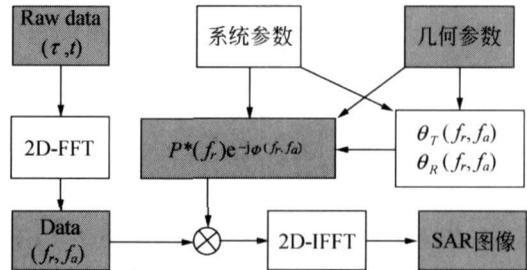


图 7 星机双基地 SAR 的频域成像流程

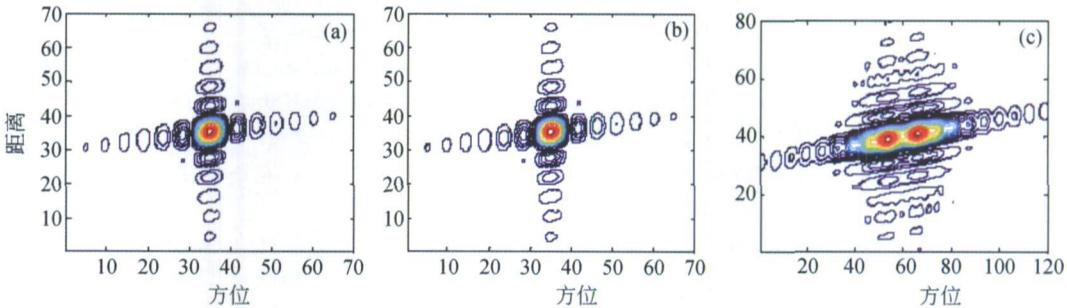


图 8 星机双基地 SAR 的成像结果

- (a) 根据解析式法计算的目标二维频谱进行成像的结果;
- (b) 根据数值方法计算的目标二维频谱进行成像的结果
- (c) 根据驻定相位点展开方法计算的目标二维频谱进行成像的结果

表 3 图 8(a)和图 8(b)的成像性能分析

图 8(a)的成像性能分析 图 8(b)的成像性能分析

方位 PSLR/dB	-13.26	-13.26
方位 ISLR/dB	-10.08	-10.12
距离 PSLR/dB	-13.24	-13.25
距离 ISLR/dB	-9.79	-9.83

由于星机双基地 SAR 本质上是一种时变系统, 该系统在方位向和距离向都不具有平移不变性, 因而进行较大场景成像时, 需要对数据进行分块处理, 每块内采用同样的二维匹配滤波函数, 分块的大小与系统参数及成像几何有关, 这里不详细讨论.

5 结论

卫星和飞机配合的双基地 SAR 具有诸多优点, 但其成像难度较大. 首先, 这种双基地 SAR 收发平台的速度大小和方向均不相同, 因而是最广义的双基地 SAR; 其次, 卫星和飞机的速度差异很大, 雷达的斜视角度也可能较大; 另外, 卫星和飞机形成的基线相当长, 而且是时变的. 要实现这种双基地 SAR 的频域成像, 关键要得到准确的目标二维频谱. 本文首先分析指出, 采用驻定相位点展开法得到的目标二维频谱的精度与收发平台的速度及收发雷达的斜视角度有关, 对于星机双基地 SAR, 该方法的误差较大, 接着提出了两种计算星机双基地

SAR 目标二维频谱的方法, 一种基于解析式计算, 该方法的运算量小, 精度高, 适合方位波束宽度较窄的星机双基地 SAR; 另一种基于数值方法计算, 该方法的运算量比前一种大, 但优点是完全精确, 因而适合各种情况的星机双基地 SAR. 这两种方法的最大优点是, 得到的目标二维频谱的精度不受收发平台速度及收发雷达斜视角度的影响, 因而其应用范围更广.

参 考 文 献

- Krieger G, Moreira A. Spaceborne bi- and multistatic SAR: Potentials and challenges. *IEE Proc Radar Sonar Navig*, 2006, 153(3): 184—198
- 汤子跃, 张守融. 双站合成孔径雷达系统原理. 北京: 科学出版社, 2003, 1—8
- Moccia A, Salzillo G, D'Errico M, et al. Performance of spaceborne bistatic synthetic aperture radar. *IEEE Trans Aerosp and Electro Syst*, 2005, 41(4): 1383—1395
- Ender J, Walterscheid I, Brenner A. Bistatic SAR translational invariant processing and experimental results. *IEE Proc Radar Sonar Navig*, 2006, 153(3): 177—183
- Knedlik S, Loffeld O, Gebhardt U. On position and attitude determination requirements for future bistatic SAR experiments. *IGARSS2006*, Denver, 2006, Denver: IEEE Press, 2006, 1216—1219
- Dubois-Fernandez P, Cantalloube H, Vaizan B, et al. ONERA-DLR bistatic SAR campaign: Planning, data acquisition, and first analysis of bistatic scattering behavior of natural and urban targets. *IEE Proc Radar Sonar Navig*, 2006, 153(3): 214—223
- Wei M. Time and frequency synchronisation aspects for bistatic SAR systems. *EUSA R2004*, Ulm, 2004, Berlin: Offenbach, 2004, 395—398
- Younis M, Metzger R, Krieger G. Performance prediction of a phase synchronization link for bistatic SAR. *IEEE Trans Geosc and Remote Sens*, 2006, 3(3): 429—433
- Griffiths HD, Baker, CJ, Baubert J, et al. Bistatic radar using satellite-borne illuminators. *Radar2002*, Edinburgh, 2002, Edinburgh: IEEE Press, 2002, 1—5
- Guttrich GL. Wide area surveillance concepts based on geosynchronous illumination and bistatic unmanned airborne vehicles or satellite reception. *Radar1997*, Edinburgh, 1997, Edinburgh: IEEE Press, 1997, 126—131
- Keydel W. Perspectives and visions for future SAR systems. *IEE Proc Radar Sonar Navig*, 2003, 150(3): 97—103
- Ender J, Klare J, Walterscheid I, et al. Bistatic exploration using spaceborne and airborne SAR sensors: A close collaboration between FGAN, ZESS, and FOM AAS. *IGARSS2006*, Denver, 2006, Denver: IEEE Press, 2006, 1216—1219
- Yang YH, Pi YM, Li R. Considerations for non-cooperative bistatic SAR with spaceborne radar illuminating. *CIE Radar2006*, Shanghai, 2006, Beijing: IEEE Press, 2006, 1—4
- 张直中. 双基地合成孔径雷达. *现代雷达*, 2005, 27(1): 1—6
- Denise M, Richard G. Bistatic radar experiment. *EUSA R1998*, Friedrichshafen, 1998, Berlin: Offenbach 1998, 30—34
- Soumekh M. Bistatic synthetic aperture radar inversion with application in dynamic object imaging. *IEEE Trans Signal Process*, 1991, 39(9): 2044—2055
- Rodriguez M, Krieger G, Wendler M. Azimuth-invariant, bistatic airborne SAR processing strategies based on monostatic algorithms. *IGARSS2005*, Seoul, 2005, Seoul: IEEE Press, 2005, 1047—1050
- 何峰, 梁甸农, 董臻. 适于大斜视角的星载双基地 SAR 波数域成像算法. *电子学报*, 2005, 33(6): 1011—1014
- 闫鸿慧, 王岩飞, 于海锋等. 一种基于距离补偿的分布式小卫星双基 SAR 成像方法. *电子与信息学报*, 2005, 27(5): 771—774
- Walterscheid I, Ender J, Brenner A, et al. Bistatic SAR processing and experiments. *IEEE Trans Geosc. and Remote Sens*, 2006, 44(10): 2710—2717
- 况凌, 沈晓峰, 杨万麟. 机载双基地 SAR 成像算法比较. *电子学报*, 2006, 34(12): 2311—2314
- 朱振波, 汤子跃, 蒋兴舟. 机载双站合成孔径雷达 Chirp Scaling 成像算法. *电子与信息学报*, 2006, 28(6): 977—981
- Aria DA, Guarnieri AM, Rocca F. Focusing bistatic synthetic aperture radar using dip move out. *IEEE Trans Geosc and Remote Sens*, 2004, 42(7): 1362—1376
- Barber B. Theory of digital imaging from orbital synthetic aperture radar. *Int J Remote Sens.*, 1985, 6(6): 1009—1057
- Carrara WG, Goodman RS, Majewski RM. *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*. Boston: Artech House, 1995, 401—439
- Loffeld O, Nies H, Peters V, et al. Models and useful relations for bistatic SAR processing. *IEEE Trans Geosc and Remote Sens*, 2004, 42(10): 2031—2038