

基于 Chirp-Z 变换的串行双站斜视 SAR 成像算法

武拥军^{①②} 吴先良^①

^①(安徽大学计算智能与信号处理教育部重点实验室 合肥 230039)

^②(解放军电子工程学院微波教研室 合肥 230037)

摘 要: 该文首先建立了串行双站斜视 SAR 的几何模型, 给出了雷达回波的数学表达式, 推导了它的 2 维频谱并对其进行特点做了分析。在 2 维频域内先用聚焦函数对观测场景中心的点目标进行精确成像, 然后利用 Chirp-Z 变换校正了中心点两侧目标回波的距离徙动, 再通过方位向逆傅里叶变换得到了雷达图像。该算法利用了 Chirp-Z 变换能够处理非线性调频信号的特点, 简化了处理过程并提高了成像精度。仿真实验验证了这种基于 Chirp-Z 变换的新算法在处理串行双站斜视 SAR 数据时的有效性。

关键词: 串行双站斜视 SAR; 2 维频谱; 聚焦函数; Chirp-Z 变换; 成像算法

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)02-0383-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00102

Tandem Bistatic Squint SAR Imaging Algorithm Based on the Chirp-Z Transform

Wu Yong-jun^{①②} Wu Xian-liang^①

^①(Key Lab of Intelligent Computing and Signal Processing, Anhui University, Hefei 230039, China)

^②(Electronic and Engineering Institute of PLA, Hefei 230037, China)

Abstract: This paper firstly setups the geometric model of the tandem bistatic squint SAR and presents the mathematic expression of the radar echoes, then its two-dimensional frequency spectrum is derived and its characteristic is analyzed. In two-dimensional frequency domain, the point targets in the center of the observed scene is precisely imaged by using the focusing function, then the Chirp-Z transform is used to correct the range cell migration of the target echoes in both side of the center points. Finally, the radar images are obtained by the inverse Fourier transform on the azimuth direction. Since the algorithm uses the property of the Chirp-Z transform processing the nonlinear modulation frequency signal, the processing procedure is simplified and the imaging precision is greatly improved. The simulation tests validate this new algorithm based on the Chirp-Z transform to process the data of the tandem bistatic squint SAR.

Key words: Tandem bistatic squint SAR; Two-dimensional frequency spectrum; Focusing function; Chirp-Z transform; Imaging algorithm

1 引言

串行结构(Tandem)是双站 SAR 的一种特殊工作模式, 其双站斜距由发射机和接收机的运动共同形成, 既保留了双站 SAR 的基本优势, 同时又便于利用信号的方位平移不变性对成像算法进行研究, 成为目前优先发展的双站 SAR 结构之一。

串行双站 SAR 的方位平移不变性使其可以作为一种准单站来处理, 借鉴现有的单站成像理论就能获得性能良好的成像算法, 例如等效相位中心法(EPC)^[1,2], 就是在距离历程补偿之后用经典的单站 SAR 算法来成像的, 其中将双站的 2 维波数用等效

单站的 2 维波数来近似, 算法的适应性受到基线长度和双站角大小的限制。Rocca 等人^[3,4]提出了另一种性能更加优良的 DMO 算法, 它将双站 SAR 数据与一个称为 Smile 因子的函数做卷积, 得到等效的单站 SAR 数据, 再利用单站算法成像, 对于处理串行双站 SAR 数据是非常有效的, 但没有考虑斜视情况下算法的适应性。本文针对目标相对于发射机和接收机均前置的串行双站斜视 SAR 提出了一种新的 2 维频域算法, 既避免了短基线和小双站角的限制, 又能适应发射机和接收机均前斜视工作的情况。论文首先建立了串行双站斜视 SAR 的几何模型, 给出了雷达回波信号的表达式, 利用 Loffeld 等人的方法^[5,6]推导出了该信号的 2 维频域表达式。成像时先在 2 维频域内用一个聚焦函数对观测场景中心的目

标做精确成像, 然后利用 Chirp-Z 变换校正中心点两侧目标回波的距离徙动, 再通过方位向逆傅里叶变换得到 SAR 图像。由于充分利用了 Chirp-Z 变换能够处理非线性调频信号的特点, 该算法的处理过程非常简捷, 成像效果也很理想。通过仿真实验, 验证了这种基于 Chirp-Z 变换的新算法在处理串行双站斜视 SAR 数据时的有效性。

2 串行双站斜视 SAR 的几何模型

设串行双站斜视 SAR 的几何结构如图 1 所示, 发、收雷达载机前后沿着同一条轨迹做直线飞行, 其飞行速度分别为 v_T 和 v_R 。由于 $v_T = v_R = v$, 所以该双站结构中具有固定的基线长度 d 。在飞行过程中发射机以斜视角 θ_{T0} 向观测区域辐射电磁波, 接收机以斜视角 θ_{R0} 对该区域的散射回波进行接收, 形成的双站角为 φ_b 。对于观测场景中的任一点目标 $P(R_{R0}, t_{R0})$, 其中 R_{R0} 为目标到接收机飞行轨迹的最近距离, t_{R0} 为对应时刻, 发射机天线和接收机天线的波束中心扫过该目标时的斜距分别为 R_{Tc} 和 R_{Rc} , 在某一时刻发射机和接收机到该点目标的瞬时斜距分别为 $R_T(t)$ 和 $R_R(t)$ 。

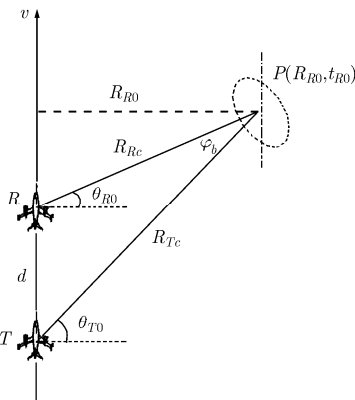


图 1 串行双站斜视 SAR 的空间几何模型

对于双站 SAR 来说, 瞬时斜距为发射机和接收机的瞬时斜距之和。如果以接收机的坐标为参照, 则该瞬时斜距可以写成

$$R(t) = R_T(t) + R_R(t) = \sqrt{R_{R0}^2 + v^2(t - t_{R0} - a_0)^2} + \sqrt{R_{R0}^2 + v^2(t - t_{R0})^2} \quad (1)$$

式中 a_0 为发射机和接收机到点目标 $P(R_{R0}, t_{R0})$ 最近时刻之差, 可以表示为 $a_0 = d/v$ 。

假设双站 SAR 发射机辐射的信号为 $s_r(\tau) = p_r(\tau)\exp(j2\pi f_c \tau)$, 经成像场景中的目标散射形成回波, 并在接收机中解调后得到的基带形式为

$$ss(\tau, t; R_{R0}, t_{R0}) = \sigma(R_{R0}, t_{R0}) p_r \left(\tau - \frac{R(t)}{c} \right) \cdot w_a(t) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} R(t) \right\} \quad (2)$$

式中 τ 为距离时间, t 为方位时间, $\sigma(R_{R0}, t_{R0})$ 为目标 $P(R_{R0}, t_{R0})$ 的散射系数, $p_r(\cdot)$ 为辐射脉冲包络, $w_a(\cdot)$ 为回波的方位向包络, 它由收、发天线的方位向方向函数共同确定, λ 为载频 f_c 对应的波长。

3 串行双站斜视 SAR 信号的 2 维频谱

为了得到串行双站斜视 SAR 信号的 2 维频谱, 先对式(2)做距离向傅里叶变换, 可得

$$SS_r(f_r, t; R_{R0}, t_{R0}) = \sigma(R_{R0}, t_{R0}) P_r(f_r) w_a(t) \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{c} (f_r + f_c) (R_T(t) + R_R(t)) \right\} \quad (3)$$

式中 f_r 为距离频率, $P_r(\cdot)$ 为 $p_r(\cdot)$ 的傅里叶变换。再对式(3)做方位向傅里叶变换, 有

$$SS_{ra}(f_r, f_i; R_{R0}, t_{R0}) = \sigma(R_{R0}, t_{R0}) P_r(f_r) \cdot I(f_r, f_i; R_{R0}, t_{R0}) \quad (4)$$

式中

$$I(f_r, f_i; R_{R0}, t_{R0}) = \int_{-\infty}^{+\infty} w_a(t) \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{c} (f_r + f_c) (R_T(t) + R_R(t)) \right\} \cdot \exp(-j2\pi f_i t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} w_a(t) \exp \{ -j\varphi_T(t, f_r) - j\varphi_R(t, f_r) \} dt \quad (5)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \varphi_T(t, f_r) &= \frac{2\pi}{c} (f_r + f_c) R_T(t) + \pi f_i t \\ \varphi_R(t, f_r) &= \frac{2\pi}{c} (f_r + f_c) R_R(t) + \pi f_i t \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

根据驻定相位原理, 将式(6)中的 $\varphi_T(t, f_r)$ 和 $\varphi_R(t, f_r)$ 分别在其各自的驻相点附近做泰勒展开, 仅保留 3 次以下的项, 可得

$$\left. \begin{aligned} \varphi_T(t, f_r) &\approx \varphi_T(\tilde{t}_T, f_r) + \frac{1}{2} \varphi_T''(\tilde{t}_T, f_r) (t - \tilde{t}_T)^2 \\ \varphi_R(t, f_r) &\approx \varphi_R(\tilde{t}_R, f_r) + \frac{1}{2} \varphi_R''(\tilde{t}_R, f_r) (t - \tilde{t}_R)^2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中 \tilde{t}_T 和 \tilde{t}_R 为驻定相位点, 分别满足如下条件

$$\left. \begin{aligned} \varphi_T'(\tilde{t}_T, f_r) &= 0 \\ \varphi_R'(\tilde{t}_R, f_r) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

求解该方程可得

$$\left. \begin{aligned} \tilde{t}_T &= - \frac{cR_{R0}f_i}{2v^2 \sqrt{(f_r + f_c)^2 - (cf_i/(2v))^2}} + t_{R0} + a_0 \\ \tilde{t}_R &= - \frac{cR_{R0}f_i}{2v^2 \sqrt{(f_r + f_c)^2 - (cf_i/(2v))^2}} + t_{R0} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

可见, 发射机和接收机的单站驻定相位点之间仅相差一个基线长度对应的时间 a_0 , 在串行双站 SAR 中它保持为一个常数。将式(9)代入式(5)中, 可得

$$I(f_\tau, f_t; R_{R0}) = \exp\{-j\varphi_T(\tilde{t}_T, f_\tau) - j\varphi_R(\tilde{t}_R, f_\tau)\} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} w_a(t) \exp\{-j\varphi_T''(\tilde{t}_T, f_\tau)(t - \tilde{t}_T)^2 - j\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)(t - \tilde{t}_R)^2\} dt \quad (10)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \varphi_T''(\tilde{t}_T, f_\tau) &= \frac{2\pi}{c} \cdot \frac{v^2 \left[(f_\tau + f_c)^2 - (cf_t/(2v))^2 \right]^{3/2}}{R_{R0}(f_\tau + f_c)^2} \\ \varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau) &= \frac{2\pi}{c} \cdot \frac{v^2 \left[(f_\tau + f_c)^2 - (cf_t/(2v))^2 \right]^{3/2}}{R_{R0}(f_\tau + f_c)^2} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

这两个 2 阶导数具有相同的形式, 为后续分析带来了方便。由于积分式(10)中的指数项为两个 2 次函数之和, 其结果仍然是一个 2 次函数, 即

$$\begin{aligned} &\varphi_T''(\tilde{t}_T, f_\tau)(t - \tilde{t}_T)^2 + \varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)(t - \tilde{t}_R)^2 \\ &= 2\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)(\tilde{t}_T - \tilde{t}_R)^2 + 2\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)(t - \tilde{t}_R)^2 \end{aligned} \quad (12)$$

可以再次利用驻定相位法^[5], 求出双站驻定相位点为

$$\tilde{t}_b = 1/2(\tilde{t}_T + \tilde{t}_R) \quad (13)$$

由式(13)可见, 当收、发载机串行飞行时, 双站驻相点为两个单站驻相点的平均。因此, 将这种双站 SAR 结构等效为一个位于基线中点的单站 SAR 是合理的, 它们具有共同的双站驻定相位点, 从而证明了等效相位中心法(EPC)的合理性。

继续求解式(10)的积分, 可得

$$\begin{aligned} I(f_\tau, f_t; R_{R0}) &= \exp\{-j\varphi_T(\tilde{t}_T, f_\tau) - j\varphi_R(\tilde{t}_R, f_\tau)\} \\ &\cdot W_a(\tilde{t}_b - t_{bc}) \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)}} \\ &\cdot \exp\left\{-j\frac{1}{2}\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)(\tilde{t}_T - \tilde{t}_R)^2\right\} \\ &\cdot \exp(-j(\pi/4)) \end{aligned} \quad (14)$$

将其代入式(4), 并用式(9)和式(6)进行化简, 可以得到串行双站 SAR 的 2 维频谱为

$$\begin{aligned} SS_{ra}(f_\tau, f_t; R_{R0}, t_{R0}) &= \sigma(R_{R0}, t_{R0})P_r(f_\tau) \cdot W_a(\tilde{t}_b - t_{bc}) \\ &\cdot \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\varphi_R''(\tilde{t}_R, f_\tau)}} \cdot \exp(-j(\pi/4)) \\ &\cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}R_{R0}\beta(f_\tau, f_t) - j\pi(2t_{R0} + a_0)f_t\right\} \cdot \exp\left\{-j\frac{\pi d^2\beta^3(f_\tau, f_t)}{cR_{R0}(f_\tau + f_c)^2}\right\} \end{aligned} \quad (15)$$

式中

$$\beta(f_\tau, f_t) = \sqrt{(f_\tau + f_c)^2 - (cf_t/(2v))^2} \quad (16)$$

与单站 SAR 的 2 维频谱相比, 串行双站 SAR 的表达式中多了第 3 个相位指数项, 称之为双站扭曲项^[5,6], 表示了双站几何结构对 2 维频谱的影响, 它与斜距 R_{R0} 和基线长度 d 有关, 与方位向时间无关, 表明这种串行双站 SAR 结构具有移不变特性。此外, 在第 2 个相位表达式中还多出了一个用 a_0 表示的方位向偏移, 也是由双站的几何结构引起的。当退化为单站时, $a_0 = 0$, 式(15)中由双站几何结构引起的扭曲项消失, 此时式(15)和单站 SAR 的 2 维频谱具有相同的形式。

4 串行双站斜视 SAR 的 CZT 算法

由于 Chirp-Z 变换(CZT)在校正 SAR 回波的距离徙动时对信号的线性调频性没有要求^[7], 因此适合处理串行双站斜视 SAR 数据, 本文的算法就是基于这个原理。

首先, 对观测场景中心 R_{Rm} 处的目标做精确成像, 选取该点的 2 维脉冲响应的共轭作为聚焦函数, 即

$$\begin{aligned} H_1(f_\tau, f_t; R_{Rm}) &= P_r^*(f_\tau) \\ &\cdot \exp\left\{j\frac{4\pi}{c}R_{Rm}\beta(f_\tau, f_t) + j\pi\left(2\frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v}R_{Rm} + a_0\right)f_t\right\} \\ &\cdot \exp\left\{j\frac{\pi d^2\beta^3(f_\tau, f_t)}{cR_{Rm}(f_\tau + f_c)^2}\right\} \end{aligned} \quad (17)$$

为了简化与式(15)的相乘结果, 需要对该式中的 R_{R0} 做线性化处理。如果以观测场景中心的距离 R_{Rm} 为参考, 则 $R_{R0} = R_{Rm} + r$, 且由泰勒展开式可得如下近似

$$\frac{1}{R_{R0}} = \frac{1}{R_{Rm} + r} \approx \frac{1}{R_{Rm}} - \frac{r}{R_{Rm}^2} \quad (18)$$

由此可将相乘结果简化为

$$\begin{aligned} SS_{ra}(f_\tau, f_t; R_{R0}, t_{R0}) &= C \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}r\beta(f_\tau, f_t) - j2\pi\frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v}rf_t\right\} \\ &\cdot \exp\left\{j\frac{\pi rd^2\beta^3(f_\tau, f_t)}{cR_{Rm}^2(f_\tau + f_c)^2}\right\} \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)中的两个指数项表示不同距离门内的目标产生的相位差, 用泰勒级数展开, 并保留 2 阶以下的项, 可得

$$\begin{aligned}
\Delta\varphi(f_r, f_t; r) &= -\frac{4\pi}{c} r \beta(f_r, f_t) - 2\pi \frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v} r f_t \\
&\quad + \frac{\pi r d^2 \beta^3(f_r, f_t)}{c R_{Rm}^2 (f_r + f_c)^2} \\
&= -\frac{4\pi}{\lambda} r \cdot \gamma(f_t) - \frac{4\pi}{c} \frac{r}{\gamma(f_t)} \cdot f_r + \dots \\
&\quad - 2\pi \frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v} r f_t + \frac{\pi r d^2}{c R_{Rm}^2} \{f_c \cdot \gamma^3(f_t) \\
&\quad + (3\gamma(f_t) - 2\gamma^3(f_t)) f_r + \dots\} \\
&= -\frac{4\pi}{\lambda} r \cdot \gamma(f_t) - 2\pi \frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v} r f_t \\
&\quad + \frac{\pi r d^2}{\lambda R_{Rm}^2} \cdot \gamma^3(f_t) + 2\pi \cdot \alpha(f_t) \cdot \frac{2r}{c} \cdot f_r + \dots \quad (20)
\end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned}
\gamma(f_t) &= \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_t}{2v}\right)^2} \\
\alpha(f_t) &= \frac{d^2}{4R_{Rm}^2} (3\gamma(f_t) - 2\gamma^3(f_t)) - \frac{1}{\gamma(f_t)} \quad (21)
\end{aligned}$$

则式(20)中 f_r 的 1 次项表示了 2 维频域中的距离徙动, 它与目标的相对距离 r 有关, 对此可以采用 Chirp-Z 变换来校正^[8,9]。序列 $x(n)$ 的 Chirp-Z 变换为

$$X(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) [A W^{-k}]^{-n}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (22)$$

式中 $x(n)$ 为 $SS_{ra}(f_r, f_t; R_{R0}, t_{R0})$ 的距离向采样, N 为采样点数, M 为方位向采样点数, 变换参数为

$$\begin{aligned}
A(f_t) &= \exp\left\{-j\pi\left[1 - \frac{\alpha(f_t)}{\alpha_{\max}}\right]\right\} \\
W(f_t) &= \exp\left\{-j\frac{\alpha(f_t)}{\alpha_{\max}} \cdot \frac{2\pi}{N}\right\} \quad (23)
\end{aligned}$$

式中 $\alpha_{\max} = \max[\alpha(f_t)]$, N 为信号的距离向采样点数。

距离徙动校正之后, 再补偿距离徙动的方位向误差, 该处理函数为

$$\begin{aligned}
H_2(f_t; r) &= \exp\left\{j\left[\frac{4\pi}{\lambda} r \cdot \gamma(f_t) + 2\pi \frac{\text{tg}\theta_{R0}}{v} r f_t \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \frac{\pi r d^2}{\lambda R_{Rm}^2} \cdot \gamma^3(f_t)\right] \cdot \frac{\alpha_{\max}}{\alpha(f_{dc})}\right\} \quad (24)
\end{aligned}$$

式中 f_{dc} 为多普勒中心频率。

综上所述, 用于串行双站斜视 SAR 信号处理的 CZT 算法的计算流程如图 2 所示。

5 仿真实验

假设串行双站斜视 SAR 的系统仿真参数为: 发射机和接收机的飞行高度为 5 km, 飞行速度 $v_R = v_T = 100$ m/s, 它们之间的基线长度 $d = 5$ km; 发射机以斜视角 $\theta_{T0} = 28.3^\circ$ 向观测场景辐射线性调频

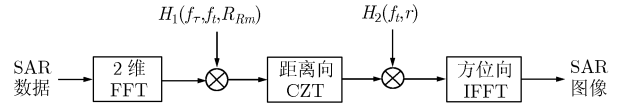


图 2 CZT 算法的处理流程

脉冲, 脉冲长度为 6 μ s, 带宽为 75 MHz, 载频 $f_c = 10$ GHz, 接收机以斜视角 $\theta_{R0} = 8.75^\circ$ 接收目标场景的散射回波, 双站角 $\varphi_b = 19.56^\circ$; 载机飞行轨迹到观测场景中心的垂直距离为 12 km, 成像场景由 5 个点目标组成, 它们具有相同的方位距离, 距离向间隔为 100 m。利用上述 CZT 算法成像的结果如图 3 所示, 其中距离向和方位向均以采样点数为单位, 采样间隔分别为 0.4 m 和 0.4753 m。

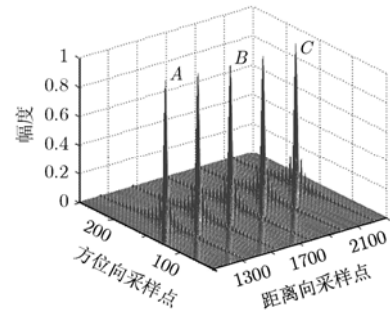


图 3 CZT 算法的成像结果

图 4 分别给出了图 3 中各点目标的具体成像效果, 其中图 4(a)是点目标 A 的 3 维立体图, 图 4(b), 4(c)分别是点目标 B 和 C 的等高线图。表 1 还给出了在两种基线长度下, A 点和 C 点成像后的峰值副瓣比(PSLR)和积分副瓣比(ISLR)的测量值(均未加窗函数)。由于基线长度从 5 km 增加到 8 km, 在接收机斜视角不变的情况下发射机斜视角增大到 37.67° , 使得高阶残余相位有所增大, 致使各性能参数稍有下降, 但总体上仍接近于理论值。由此可见, 成像场景两侧相距 400 m 的两个点目标均具有较理想的成像效果, 表明本文提出的 CZT 算法对处理串行双站斜视 SAR 数据是有效的。

6 结论

本文研究了串行双站斜视 SAR 的成像问题, 对目标相对于发射机和接收机均前置的情况提出了一个高效精确的成像算法。该算法先将雷达回波信号变换到 2 维频域, 再利用一个聚焦函数对观测场景中心的目标做精确成像, 然后利用 Chirp-Z 变换能够处理非线性调频信号的特点, 对中心两侧的目标回波做距离徙动校正, 最后通过方位向逆傅里叶变换得到了雷达图像。整个算法的处理过程非常简洁,

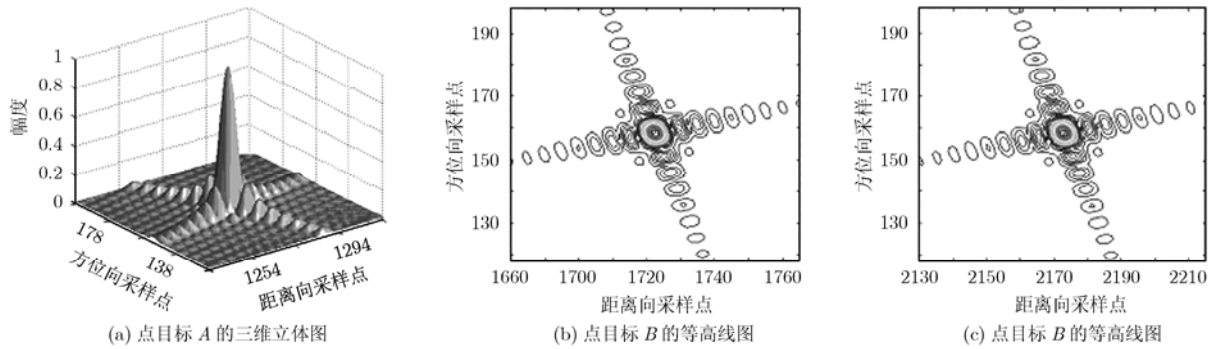


图 4 单个点目标的成像效果

表 1 点目标的部分性能参数

基线长度/双站角	目标	距离 PSLR(dB)	距离 ISLR(dB)	方位 PSLR(dB)	方位 ISLR(dB)
$d = 5 \text{ km} / \varphi_b = 19.56^\circ$	目标 A	-13.1	-9.66	-12.4	-8.8
	目标 C	-13.2	-9.65	-12.5	-8.9
$d = 8 \text{ km} / \varphi_b = 28.82^\circ$	目标 A	-12.9	-9.61	-12.1	-8.7
	目标 C	-13.2	-9.64	-12.3	-8.5

而且成像效果也很理想, 完全能够满足实际成像的要求。特别是, 该算法具有较强的适应性, 能够直接应用于各种串行双站 SAR 成像, 也可以进一步拓展到其它如并行双站 SAR 成像模式和星载双站 SAR。

参考文献

- [1] Wu Yong-jun, Huang Ye, and Wu Xian-liang. An equivalent monostatic imaging algorithm for bistatic synthetic aperture [C]. Proc. APSAR2007, Huangshan, China, 2007: 94-97.
- [2] 张振华. 双/多基SAR成像算法研究, [博士论文], 西安: 西安电子科技大学, 2007: 55-60.
Zhang Zhen-hua. Study of bi-and multistatic SAR image formation [D]. [P.D. dissertation], Xi'an: Xidian university, 2007: 55-60.
- [3] D'Aria D, Guarnieri A M, and Rocca F. Focusing bistatic synthetic aperture radar using dip move out [J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2004, 42(7): 1362-1376.
- [4] Aria D, Monti Guarnieri A, and Rocca F. Precision bistatic processing with a standard SAR processor[C]. Proc. EUSAR2004, Ulm, Germany, 2004: 385-388.
- [5] Loffeld O and Nies H, et al.. Model and useful relations for bistatic SAR processing [J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2004, 42(10): 2034-2038.
- [6] Natroshvili K, Loffeld O, and Nies H, et al.. First steps to bistatic focusing[C]. Proc. IGASS, Seoul, Korea, 2005: 1072-1076.
- [7] 李申, 孙进平, 刘振华等. 合成孔径雷达的 Chirp Z 成像算法研究[J]. 现代雷达, 2008, 30(1): 48-51.
Li Shen, Sun Jin-ping, and Liu Zhen-hua, et al.. Research of Chirp Z imaging algorithm for SAR [J]. *Modern Radar*, 2008, 30(1): 48-51.
- [8] Tang Yu and Xing Meng-dao. Two dimension Chirp-Z transform for polar format imaging algorithm[C]. Proc. APSAR2007, Huangshan, China, 2007: 94-97.
- [9] Jiang Zhi-hong, Fu Kan-huang, and Wan Jian-wei. A Chirp transform algorithm for processing squint mode FMCW SAR data [J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, Letters*, 2007, 4(3): 377-381.
- [10] 尹曼, 皮亦鸣. 结合 Chirp Z 变换的聚束 SAR 极坐标格式成像算法[J]. 雷达科学与技术, 2007, 5(5): 349-352.
Yin Man and Pi Yi-ming. Polar format algorithm for spotlight SAR imaging based on Chirp-Z transform [J]. *Radar Science and Technology*, 2007, 5(5): 349-352.

武拥军: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为天线技术与微波成像。

吴先良: 男, 1955 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电磁散射、天线与微波成像。