

# 大斜视 SAR 的改进 NCS 算法

吴勇<sup>1,2</sup>, 宋红军<sup>1</sup>, 郑经波<sup>1,2</sup>, 尚秀芹<sup>1,2</sup>, 刘寒艳<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电子学研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

**摘要:** 合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 回波信号在大斜视时存在着严重的耦合, 采用常规的非线性调频变标 (nonlinear chirp scaling, NCS) 算法成像, 结果会出现散焦。为了消除大斜视时回波的耦合, 提出一种改进 NCS 算法。首先, 在二维频域中补偿参考距离处二阶以上的相位耦合项。其次, 在第一次变标过程中采用四次多项式模型, 同时引入常量因子消除常规 NCS 中多普勒参考频率须在频带范围外的限制。最后, 通过第二次变标消除常量因子的影响。同时, 分析了测绘带宽度对调频率误差的影响, 从而确定理想测绘带宽度。仿真结果表明, 改进后的算法完成大斜视时的场景聚焦, 满足大斜视下的成像要求。

**关键词:** 非线性调频变标; 大斜视合成孔径雷达; 相位耦合

**中图分类号:** TN 95

**文献标志码:** A

## Improved nonlinear chirp scaling algorithm of SAR in high squint mode

WU Yong<sup>1,2</sup>, SONG Hong-jun<sup>1</sup>, ZHENG Jing-bo<sup>1,2</sup>, SHANG Xiu-qin<sup>1,2</sup>, LIU Han-yan<sup>1,2</sup>

(1. Inst. of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** There exists serious coupling between azimuth and range for synthetic aperture radar (SAR) in high squint mode. A swath image is defocused in normal nonlinear chirp scaling (NCS). To eliminate the coupling, an improved NCS is proposed. First, the coupling phase above second-order is compensated in frequency domain. Then in the first chirp scaling step, a fourth-order model is used in range Doppler domain. Meanwhile a constant factor is adopted to overcome the constraint of Doppler reference frequency beyond the scope of Doppler frequency. Finally, the influence of the constant factor is eliminated through the second scaling step. Simultaneously, the influence of swath width on the range frequency modulation ratio error is analyzed so as to define a perfect one. Simulation results illustrate that the improved algorithm can fulfill the focusing of the whole swath and satisfy the imaging quality of SAR in high squint mode.

**Keywords:** nonlinear chirp scaling (NCS); SAR in high squint mode; phase coupling

## 0 引言

近年来, 大斜视合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 的研究已经成为 SAR 的研究热点。斜视 SAR 具有很高的机动性<sup>[1]</sup>, 能够灵活控制波束指向来获取感兴趣区域图像, 这在军事侦查上具有重要的战略意义。

当 SAR 工作于大斜视模式下时, 回波信号在距离向和方位向存在着严重的耦合。常规 RD 算法和 CS 算法不满足大斜视角 SAR 的成像要求, RMA 算法是 SAR 成像的精确算法, 但需要插值运算。非线性调频变标 (nonlinear chirp scaling, NCS) 算法<sup>[2-4]</sup>是通过在 R-D 域中选择参考多普勒频率和参考距离, 将场景中目标的距离徙动校正成与参考频率和参考距离处一致, 之后再作统一处理; 同时为了

补偿二次距离压缩 (second range compression, SRC) 随距离的变化, 采用三次多项式来补偿 SRC 的空变形, 称为 NCS3<sup>[2-4]</sup>。然而当斜视角增大时, 三次多项式往往不能满足成像需求, 需要采用更高阶相位多项式近似<sup>[5]</sup>。

本文采用了一种改进的 NCS 算法, 首先, 在二维频域中补偿参考距离处二阶以上的相位耦合项, 减小了整个测绘带高阶耦合项。其次, 采用两次调频变标来完成聚焦, 在第一次变标过程中采用四次多项式模型, 同时引入常量因子消除常规 NCS 中多普勒参考频率须在频带范围外的限制; 在第二次变标过程中, 消除常量因子的影响。同时, 仿真分析了测绘带宽度对调频率误差的影响。仿真结果表明, 算法具有较高的精度, 能够满足大斜视角的 SAR 成像要求。

# 1 斜视 SAR 回波模型

## 1.1 斜视 SAR 回波几何模型

图 1 所示为 SAR 工作在斜视模式时, SAR 与点目标之间的几何关系<sup>[6]</sup>。

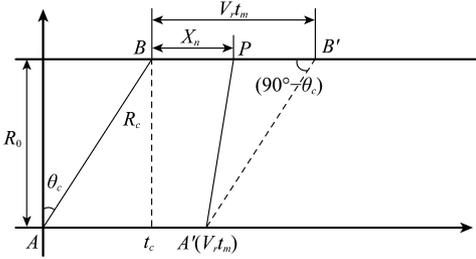


图 1 斜视 SAR 的几何模型

图中,  $V_r$  为载机的速度,  $\theta_c$  为斜视角大小,  $R_0$  为点目标  $P$  和 SAR 的最远距离,  $R_c$  为视线距离。设以载机位于  $A$  点的时刻为慢时间起点, 此时波束射线通过  $P$  点而与航线的平行线交于  $B$  点, 将此点作为该平行线上的慢时间起点。

经过  $t_m$  后, 载机飞行至  $A'$  点, 其横坐标为  $V_r t_m$ , 设点目标  $P$  与  $B$  点之间的横向距离为  $X_n$ , 在  $\triangle PA'B'$  中由余弦定理, 可得雷达与目标的瞬时斜距  $R(t_m; R_c)$  为

$$R(t_m; R_c) = \sqrt{(V_r t_m - X_n)^2 + R_c^2 - 2R_c(V_r t_m - X_n) \sin \theta_c} \quad (1)$$

回波数据的仿真可分为正向法和逆向法<sup>[7-8]</sup>。正向法是逐个发射脉冲计算 SAR 回波, 其优点是可以保证仿真逼真度, 缺点是计算效率低。逆向法计算效率高, 仅限于 RD 算法的逆过程, 且逼真度不是最优的。

## 1.2 斜视 SAR 的时域频域表达式

SAR 回波信号经过解调后的基带信号如式(2)所示,  $S_r(t_m; t_r)$  在二维频域中的精确表达式如式(3)和式(4)所示。

$$S_r(t_m; t_r) = A_0 \omega_r(t_r - 2R(t_m)/c) \omega_a(t_m - t_r) \cdot \exp\{-j4\pi R(t_m)/\lambda\} \cdot \exp\{-j\pi K_r(t_r - 2R(t_m)/c)^2\} \quad (2)$$

$$S_{2df}(f_\tau, f_\eta) = A_0 A_1 A_2 \omega_r(f_\tau) \omega_a(f_\eta - f_{\eta c}) \cdot \exp[j\theta_a(f_\tau, f_\eta)] \quad (3)$$

$$\theta_a(f_\tau, f_\eta) = -\frac{4\pi R_0(f_\tau + f_0)}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2(f_\tau + f_0)^2}} + \pi \frac{f_\tau^2}{K_r} - \frac{2\pi R_c \sin \theta_c f_\eta}{V_r} \quad (4)$$

式中,  $t_m$  为方位向的慢时间;  $t_r$  为距离向的快时间;  $t_c$  为波数中心穿越时刻;  $K_r$  为发射脉冲的调频率;  $R(t_m)$  为瞬时斜距;  $f_\eta$  为方位向多普勒频率;  $f_\tau$  为距离向的频率;  $\omega_r(t_r)$  和  $\omega_a(t_m)$  为距离和方位向时域包络;  $\omega_r(f_\tau)$  和  $\omega_a(f_\eta)$  为距离向和方位向频域包络。

将  $\theta_a(f_\tau, f_\eta)$  在  $f_\tau = 0$  处进行泰勒展开, 可得

$$\theta_a(f_\tau, f_\eta) = -2\pi f_\eta t_c - 4\pi R \cdot \gamma_f / \lambda - 2\pi f_\tau \tau_R + \pi f_\tau^2 / K_m R + \pi K_{C_R} f_\tau^3 \quad (5)$$

式中,  $\gamma_f$ 、 $\tau_R$ 、 $K_m R$  和  $K_{C_R}$  为

$$\gamma_f = \sqrt{1 - [\lambda f_\eta / (2V_r)]^2} \quad (6a)$$

$$\tau_R = 2R / (c \cdot \gamma_f) \quad (6b)$$

$$\begin{cases} K_m R = K_r / (1 + R \cdot K_r \cdot \gamma_1) \\ \gamma_1 = 2\lambda(1 - \gamma_f^2) / (c^2 \gamma_f^3) \end{cases} \quad (6c)$$

$$\begin{cases} K_{C_R} = R \cdot \gamma_2 \\ \gamma_2 = 2\lambda^2(\gamma_f^2 - 1) / (c^3 \gamma_f^5) \end{cases} \quad (6d)$$

由式(6)可看出, 二维频域中  $K_m R$  和  $K_{C_R}$  在距离向都是空变的。由于在频域中无法处理距离向的空变性, 因此将式(6c)和式(6d)中的  $K_m R$  和  $K_{C_R}$  在  $R = R_{ref}$  处进行泰勒展开, 同时由式(6b)中的  $\tau_R$  和  $R$  的转换关系, 可得<sup>[5]</sup>

$$K_m R = K_{m ref} + K_{cs1} \Delta\tau + K_{cs2} \Delta\tau^2 \quad (7a)$$

$$K_{C_R} = K_{C ref} + K_{cs3} \Delta\tau \quad (7b)$$

$$\Delta\tau = 2(R_c - R_{ref}) / (c \cdot \gamma_f) \quad (7c)$$

式中,  $K_{cs1}$ 、 $K_{cs2}$  和  $K_{cs3}$  为

$$K_{cs1} = -\gamma_1 K_{m ref} c \cdot \gamma_f / 2 \quad (8a)$$

$$K_{cs2} = (\gamma_1 c \cdot \gamma_f)^2 K_{m ref}^3 / 4 \quad (8b)$$

$$K_{cs3} = c \cdot \gamma_f \cdot \gamma_2 / 2 \quad (8c)$$

# 2 改进的 NCS 算法

## 2.1 算法原理

NCS 的距离移动示意图如图 2 所示<sup>[6]</sup>。

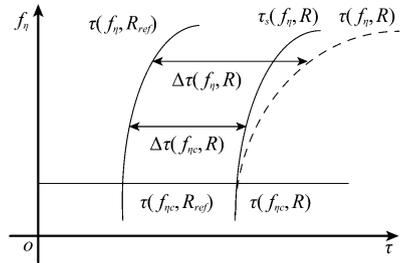


图 2 NCS 距离移动示意图

在距离多普勒域中,  $\Delta\tau(f_\eta, R)$  为距离  $R$  处的点目标相对于参考距离  $R_{ref}$  的延时;  $\tau_s(f_\eta, R)$  为该处的点目标经过调频变标后与  $R_{ref}$  处的目标延时轨迹相同的延时;  $\tau_s(f_\eta, R)$  和  $\tau(f_\eta, R)$  相交处的频率为  $f_{\eta c}$ , 则有

$$\Delta\tau(f_\eta, R) = \tau(f_\eta, R) - \tau(f_\eta, R_{ref}) \quad (9a)$$

$$\Delta\tau(f_{\eta c}, R) = \tau(f_{\eta c}, R) - \tau(f_{\eta c}, R_{ref}) \quad (9b)$$

$$\begin{aligned} \tau_s(f_\eta, R) &= \tau(f_\eta, R_{ref}) + \Delta\tau(f_{\eta c}, R) = \\ &= \tau(f_\eta, R_{ref}) + \Delta\tau(f_\eta, R) / \alpha(f_\eta) \end{aligned} \quad (9c)$$

式(9c)中的  $\alpha(f_\eta)$  就是需要用于校正的系数, 其中  $\gamma_f$  如式(6a)所示, 可得

$$\alpha(f_\eta) = \Delta\tau(f_\eta, R) / \tau(f_{\eta c}, R) = \gamma_f(f_{\eta c}) / \gamma_f \quad (9d)$$

令  $\tau_{ref} = \tau(f_\eta, R_{ref})$ ,  $\tau_R = \tau(f_\eta, R)$ ,  $\tau_s = \tau_s(f_\eta, R)$  和  $\Delta\tau = \Delta\tau(f_\eta, R)$ , 则有

$$\tau_{ref} = \tau_s - \alpha \Delta\tau \quad (10a)$$

$$\tau_R = \tau_s - (\alpha - 1)\Delta\tau \quad (10b)$$

改进后的 NCS 算法原理如下:

首先将回波信号变换到二维频域,对于大斜视角信号和大波长信号而言,高阶耦合项仍然很大,不能直接忽略,因此为了进一步消除二阶以上的耦合项,此处采用一种改进的 NCS 算法<sup>[9]</sup>。在二维频域乘以式(11a)因子,将参考距离处的耦合项保留到二阶。

$$H_{ref}(f_\tau, f_\eta) = \exp \{j\varphi(f_\tau, f_\eta; R_{ref})\} \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi R_{ref}(f_\tau + f_0)}{c} \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2 (f_\tau + f_0)^2}} \right\} \varphi(f_\tau, f_\eta; R_{ref}) = -\frac{4\pi R_{ref} \cdot \gamma_f}{\lambda} - 2\pi f_\tau \tau_{R_{ref}} + \pi f_\tau^2 \left( \frac{1}{K_{mR}} - \frac{1}{K_r} \right) \quad (11a)$$

由式(6)可看出高阶耦合项与距离  $R$  成正比,经过补偿后二阶以上的耦合项都减小到与  $(R - R_{ref})$  成正比。

然后再乘上四次滤波函数  $H_1(f_\tau)$ ,有

$$H_1(f_\tau) = \exp [j\pi(Y_1 f_\tau^3 + Y_2 f_\tau^4)] \quad (11b)$$

利用驻定相位原理变换到距离多普勒域,暂不考虑多普勒频率项,可得

$$\theta_a(\tau) = -\pi [K_{mR}(\tau - \tau_R)^2 + Y_2 K_{mR}^4 (\tau - \tau_R)^4] - \pi [(Y_1 + K_{cR} - K_{c_{ref}}) K_{mR}^3 (\tau - \tau_R)^3] \quad (12)$$

然后再乘上  $H_{cs_1}(\tau)$ ,实现第一次变标,  $Y_1, Y_2, p_1, p_2$  和  $p_3$  都是待求的参数,它们可在二维频域中求得。

$$H_{cs_1}(\tau) = \exp \{-j\pi p_1 (\tau - \tau_{ref})^2 - j\pi p_2 (\tau - \tau_{ref})^3\} \cdot \exp \{-j\pi p_3 (\tau - \tau_{ref})^4\} \quad (13)$$

文献[5]采用在距离多普勒域中将包含  $\Delta\tau^m (\tau - \tau_s)^n$  项的系数设为 0,从而确定上述参数,本文采用在距离频域中求取。由于最终确定的  $Y_1$  和  $Y_2$  始终会除以  $(\alpha - 1)$ ,所以为了防止当  $\alpha = 1$  时,  $Y_1$  和  $Y_2$  无限大,在变标处理时将  $\alpha$  用常量  $\beta$  进行加权。

将  $\exp \{j\theta_a(\tau)\}$  和式(13)相乘,并变换到距离频域中,可得

$$\theta(f_\tau; \Delta\tau) = A(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3, f_\tau, f_\tau^2, f_\tau^3, f_\tau^4) + B(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) f_\tau \Delta\tau + C(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) f_\tau^2 \Delta\tau + D(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) f_\tau^3 \Delta\tau + E(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) f_\tau \Delta\tau^2 + F(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3, \Delta\tau^2, \Delta\tau^3, \Delta\tau^4) \quad (14)$$

式中,第 1 项是与距离向变化无关的项;第 2 项对应随距离线性变化的徙动;第 3 项、第 4 项、第 5 项和第 6 项为随距离向非线性变化的项; $\phi(\cdot)$  是 NCS 处理过程中剩余相位<sup>[6]</sup>,可在后续步骤中补偿。为了消除距离向的距离徙动项和非线性变化的项,应按照如下式子选择合适的  $Y_1, Y_2, p_1, p_2$  和  $p_3$ 。

$$\begin{cases} B(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) = \beta\alpha \\ C(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) = 0 \\ D(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) = 0 \\ E(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) = 0 \\ F(Y_1, Y_2, p_1, p_2, p_3) = 0 \end{cases} \quad (15)$$

由此可求得(其中  $Km = Km_{ref}$ )

$$\begin{cases} Y_1 = (\beta\alpha - 2) Kcs_1 / [3Km^3 (\beta\alpha - 1)] \\ Y_2 = -\frac{(\beta\alpha - 2)(5Kcs_1^2 + 3Km^4 Kcs_3) + 2KmKcs_2}{12Km^5 (\beta\alpha - 1)} \\ p_1 = [1/(\beta\alpha) - 1] Km \\ p_2 = [1/(\beta\alpha) - 1] Kcs_1 / 3 \\ p_3 = -\frac{(5\beta\alpha - 7) Kcs_1^2 + 3(\beta\alpha - 1) Km^4 Kcs_3 + 2KmKcs_2}{12Km\beta\alpha} \end{cases} \quad (16)$$

忽略剩余相位  $\phi(\cdot)$ ,则可将  $\theta(f_\tau; \Delta\tau)$  化简为

$$\theta(f_\tau; \Delta\tau) = -2\pi f_\tau (\tau_{ref} + \beta\alpha \Delta\tau) + \pi \frac{f_\tau^2}{Km + p_1} + \pi \frac{p_2 + Y_1 Km^3}{(Km + p_1)^3} f_\tau^3 - \pi \frac{p_3 - Y_2 Km^4}{(Km + p_1)^4} f_\tau^4 \quad (17)$$

剩余相位  $\phi(\cdot)$  为

$$\phi(\cdot) = -\pi(a_2 \Delta\tau^2 + a_3 \Delta\tau^3 + a_4 \Delta\tau^4) \quad (18a)$$

$$a_2 = Km_R p_1 / (Km_R + p_1) \quad (18b)$$

$$a_3 = [p_2 - (Y_1 + K_{cR}) p_1^3] Km_R^3 / (Km_R + p_1)^3 \quad (18c)$$

$$a_4 = (p_3 - Y_2 p_1^4) Km_R^4 / (Km_R + p_1)^4 \quad (18d)$$

在二维频域中,滤除  $\theta(f_\tau; \Delta\tau)$  中  $f_\tau$  二次以上的相位,乘以  $H_2(f_\tau)$ ,之后再利用驻定相位原理将数据变换到距离时域中,可看出经过变标后回波信号在距离向的徙动轨迹变为  $(\tau_{ref} + \beta\alpha \Delta\tau)$ ,同时令  $B = \tau - \tau_{ref}$ ,可得

$$H_2(f_\tau) = \exp \left\{ -j\pi \frac{p_2 + Y_1 Km^3}{(Km + p_1)^3} f_\tau^3 \right\} \cdot \exp \left\{ j\pi \frac{p_3 - Y_2 Km^4}{(Km + p_1)^4} f_\tau^4 \right\} \quad (19)$$

$$\theta(B; \Delta\tau) = -\pi(Km + p_1)(B - \beta\alpha \Delta\tau)^2 \quad (20)$$

为了去除加权量  $\beta$  的影响,应通过第二次变标处理,变标方程为  $H_{cs_2}(B)$ 。将  $\exp \{j\theta(B; \Delta\tau)\}$  和式(18)相乘,再变换到距离频域,结果如式(22)所示,其中  $\phi_2(\Delta\tau)$  为变标过程中的剩余相位。

$$H_{cs_2}(B) = \exp \{-j\pi(Km + p_1)(\beta - 1)B^2\} \quad (21)$$

$$\theta_2(f_\tau; \Delta\tau) = \pi \frac{f_\tau^2}{\beta(Km + p_1)} - 2\pi(\tau_{ref} + \alpha \Delta\tau) f_\tau + \phi_2(\Delta\tau) \quad (22a)$$

$$\phi_2(\Delta\tau) = -\pi(Km + p_1)\beta(\beta - 1)\alpha^2 \Delta\tau^2 \quad (22b)$$

在距离频域乘以  $H_3(f_\tau)$ ,结果如式(24)所示,之后在距离向进行逆快速傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)即可完成距离向压缩和距离向徙动校正。

$$H_3(f_\tau) = \exp \left\{ -j\pi \frac{f_\tau^2}{\beta(Km + p_1)} + j2\pi \left( \tau_{ref} - \frac{2R_{ref}}{c\gamma_f(f_{\eta'})} \right) \right\} \quad (23)$$

$$\theta_2(f_\tau, f_\eta) = -2\pi f_\eta t_c - 4\pi R \cdot \gamma_f / \lambda - 2\pi f_\tau \cdot 2R / (c\gamma_f(f_{\eta'})) \quad (24)$$

最后进行方位向压缩,在距离多普勒域中,乘以  $H_4(f_\tau)$  和两次变标过程中的剩余相位  $H_{res}(\cdot)$ ,  $H_4(f_\tau)$  中的第二项是为了校正当点目标不在参考距离处时,方位向的错位。

$$H_1(f_r) = \exp \{ j \cdot 4\pi R \cdot \gamma_f / \lambda \} \cdot \exp \{ j2\pi \cdot f_\eta \cdot R_{ref} \tan \theta_c / V_r \} \quad (25)$$

$$H_{res}(\cdot) = \exp \{ -j[\phi(\cdot) + \phi_2(\Delta\tau)] \} \quad (26)$$

经过上述处理后,再进行方位向 IFFT,点目标被压缩至 $((R-R_{ref})\tan\theta_c, R/\gamma_f(f_{\eta c}))$ 。在显示图像时,在距离向进行 $\gamma_f(f_{\eta c}) = \cos\theta_c$ 的尺度变换,即可使最终的图像纵横标度一致,目标最终恢复至 $((R-R_{ref})\tan\theta_c, R)$ 。

### 2.2 算法流程

经过上述推理过程,可得算法的流程如图 3 所示。



图 3 改进的 NCS 算法流程图

## 3 调频因子 $\beta$ 选择及误差分析

### 3.1 调频因子 $\beta$ 的选择

在将原始信号变换到二维频域并与式(11a)和(11b)相乘,利用驻定相位进行距离向 IFFT 变换时,由于求解方程中存在 $f_r$ 的平方项,从而使驻定点的求解变得复杂。为了消除 $f_r$ 的平方项系数的影响,必须满足

$$|Y_1| \ll \frac{1}{|3KmB_r|} \quad (27)$$

另外,  $|\beta|$  不可过大,否则在进行第二次变标时,式(21)中的信号带宽超过距离向的采样率。

$$|(\beta - 1)(Km + p_1)(\Delta\tau_{wr/2} + T_r)| \leq f_s \quad (28)$$

式中,  $\Delta\tau_{wr/2} = W_r / (c\sqrt{A})$ ;  $T_r$  是脉冲的宽度;  $W_r$  是测绘带宽度。

### 3.2 误差分析

通过对改进后的 NCS 算法进行分析,经过两次调频变标得到 $f_r - \tau$ 域表达式为

$$f_r = -[Km_R(\tau - \tau_R) + 3Y_m Km_R^3(\tau - \tau_R)^2 / 2] - 2Y_2 Km_R^4(\tau - \tau_R)^3 - p_1(\tau - \tau_{ref}) - [3p_2(\tau - \tau_{ref})^2 / 2 + 2p_3(\tau - \tau_{ref})^3] - [(\beta - 1)(Km + p_1)(\tau - \tau_{ref})] \quad (29)$$

由于距离压缩和二次距离压缩直接影响到目标的聚焦性能,由式(29)中 $\tau$ 的线性项可得距离向的调频率,并将 $Km_R$ 和 $p_1$ 的表达式代入化简后得

$$Ks_R = Km/\alpha + Kcs_1\Delta\tau + Kcs_2\Delta\tau^2 \quad (30)$$

由式(23)可见,在进行最终的距离压缩时,采用的调频率为

$$Ks_{ref} = \beta(Km + p_1) = Km/\alpha \quad (31)$$

因此,在测绘带中的其余距离处如果用此调频率进行距离压缩,会存在调频率误差,定义相对调频率误差<sup>[10]</sup>为

$$\rho_s = |Ks_R - Ks_{ref}| / Ks_R \quad (32)$$

可见调频率误差与 $\beta$ 无关,与测绘带的宽度、多普勒频率以及波长有关,并且调频率误差在测绘带边缘处误差最大。

假定 SAR 系统参数为:载机的速度为 250 m/s,天线长度为 6 m,脉冲宽度为 2  $\mu$ s,发射的信号带宽为 66 MHz,测绘带中心斜距为 41.67 km,脉冲重复频率(pulse repetition frequency, PRF)为 92 Hz。图 4 为 X 波段(波长 0.03 m)和 P 波段(波长 0.75 m)在不同测绘带宽度内的调频率误差曲线,横坐标为方位向多普勒频率。通常当调频率相对误差为 0.1% 时,此时整个测绘带可以聚焦,当达到 0.3% 时聚焦性能急剧下降<sup>[10]</sup>,因此在给定的特定的波长和多普勒带宽内,可以确定测绘带宽度。

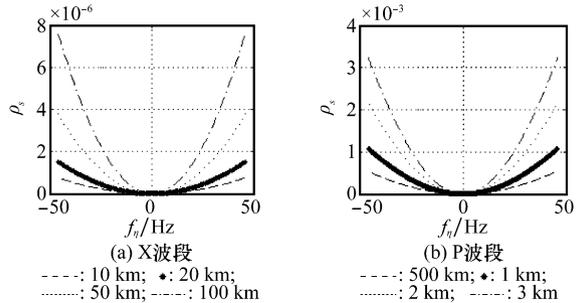


图 4 X 波段和 P 波段距离向相对调频率误差

由图 4 可看出, SAR 正侧视工作于 X 波段时,当测绘带达到 100 km,此时调频率的误差也不超过 0.000 8%;而在 P 波段时,当测绘带超过 3 km,此时调频率超过 0.3%。斜视时的调频率误差是图中曲线的一部分,并且当斜视角较大时,此时多普勒中心频率很大,由图可看出,此时调频率误差也会迅速增加。在多普勒频率不变的情况下,调频率误差会随着测绘带宽度的增加而增加。

## 4 算法仿真

### 4.1 仿真参数

为了验证改进后 NCS 算法的有效性,对其进行仿真。设系统仿真参数为:载机速度 250 m/s,天线长度 6 m,波长选择典型 X 波段(波长为 0.03 m),脉冲持续时间 2  $\mu$ s,发射信号带宽 60 MHz,成像中心斜距 41.67 km,测绘带距离向宽度 250 m,测绘带方位向宽度 250 m,距离向采样率为 66 MHz,PRF 为 181.78 Hz,斜视角为 55°,常量调频因子  $\beta$  为 -0.5。

由式(32),令其不超过 0.3%,可算得此时的最佳测绘带宽度为 226 m。假设场景中包含 9 个点目标,这些点呈等

间隔分布,以场景中心为原点,在距离向和方位向均相隔 100 m。

### 4.2 仿真结果及性能分析

图 5 是场景在常规的 NCS 算法和改进后的 NCS 的成像结果。由图可看出采用常规的 NCS 算法,图像出现了散焦模糊,而采用改进后的算法场景聚焦良好。

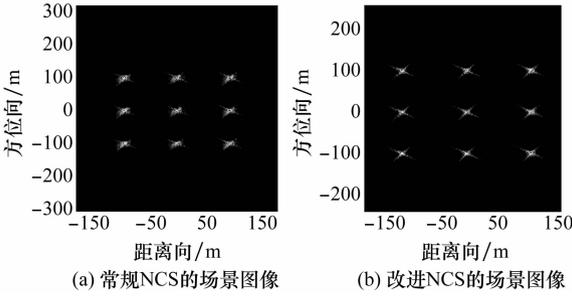


图 5 场景成像结果对比

对比不同距离处的点目标成像结果,以点目标峰值为中心,截取  $64 \times 64$  大小的切片,如图 6 所示。图 6(a)、图 6(b)、图 6(c)是改进前的效果,图 6(d)、图 6(e)、图 6(f)是改进后效果。由图 6 可见,改进后的算法在近距离、参考距离和远距离点都得到了很好的聚焦。

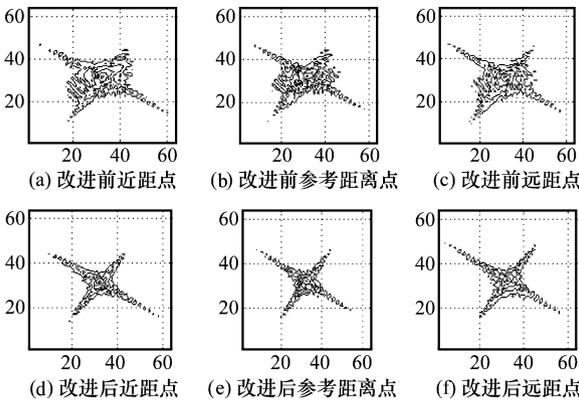


图 6 常规 NCS 和改进 NCS 成像结果对比

选取改进后的算法在参考距离处点目标的方位向和距离向的剖面进行分析,如图 7 所示,可以看到目标聚焦良好。

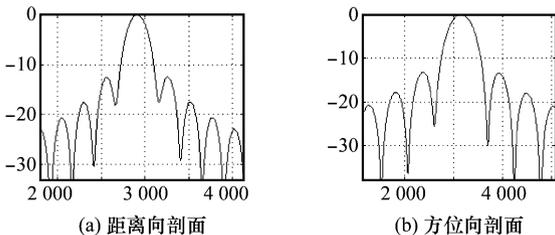


图 7 方位向和距离向的剖面图

表 1 给出场景中不同距离处的点目标的成像性能参数,这里的扩展比是按照 -3 dB 的宽度来计算实际值和理论值的比例。积分旁瓣比(integrated sidelobe ratio, ISLR)理论值<sup>[1]</sup>在 -10 dB 左右,峰值旁瓣比(peak sidelobe ratio,

PSLR)在 -13 dB 左右。本文在成像过程中并没有进行加窗处理,由表 1 可知,成像结果表明算法满足大斜角情况下的 SAR 成像要求。

表 1 场景中的点目标成像性能

	方位向			距离向		
	扩展比	PSLR/dB	ISLR/dB	扩展比	PSLR/dB	ISLR/dB
近距	1.01	-12.9	-9.96	1.02	-12.8	-9.92
参距	1.01	-13.1	-10.4	1.01	-12.9	-10.3
远距	1.02	-12.8	-9.80	1.03	-12.7	-9.85

由上述成像结果和性能分析可见,当斜视角较大时常规的 NCS 算法无法达到成像要求,目标会出现散焦的情况,而采用改进后的 NCS 算法,可有效地完成目标的聚焦。

## 5 结 论

在大斜视角下,常规的 NCS 算法无法满足成像的要求。本文采用了一种改进的 NCS 算法,首先在二维频域中补偿了参考距离处二阶以上的相位耦合项;其次采用两次调频变标,在第一次调频变标中在采用四次多项式模型,并引入常量调频变标因子来调整变标因子  $\alpha$  使其远离 1;最后通过第二次调频变标来消除常量调频因子的影响。同时,分析了测绘带宽度对调频率误差的影响,并由此确定最佳的测绘带宽度。仿真结果表明,改进后的算法比常规的算法性能优越,精度较高,满足斜视角较大时的成像要求。

### 参考文献:

- [1] 汪亮,禹卫东. SAR 大斜视角成像的改进 RD 算法实现[J]. 电子与信息学报(增刊),2004,26(9):202-206.
- [2] 王亮,王建,黄晓涛,等. Chirp Scaling 算法中的相位补偿因子研究[J]. 电子与信息学报,2007,29(1):6-12.
- [3] Wong F H, Tat S Y, Ngee L T. New application of non-linear chirp scaling in SAR data processing[C]// *IEEE Proc. of International Group for Advancement in Spinal Science*, 2000,1:24-28.
- [4] 李悦丽,梁甸农. 机载高波段 SAR 大斜视角大场景成像算法研究[J]. 电子与信息学报,2008,30(9):2046-2050.
- [5] Wang Kaizhi, Liu Xingzhao. Improvement of non-linear chirp scaling algorithm. [C]// *Proc. of International Conference on Computer Engineering and Applications*, 2004,1:391-394.
- [6] 保铮,邢孟道,王彤. 雷达成像技术[M]. 北京:电子工业出版社,2005:147-165.
- [7] 于明成,许稼,彭应宁,等. SAR 原始信号的快速仿真[J]. 系统仿真学报,2006,18(z2):122-125.
- [8] 黄立胜,王贞松,郑天奎. 基于 FFT 的快速 SAR 分布目标回波模拟算法[J]. 遥感学报,2004,8(2):128-136.
- [9] 王亮,练有品. 大斜视角与大波束角成像比较[J]. 电子学报,2006,34(9):1672-1676.
- [10] 王亮,黄晓涛,周智敏. 非线性 Chirp Scaling 在机载 SAR 成像中的应用[J]. 系统工程与电子技术,2007,29(5):723-727. (Wang Liang, Huang Xiaotao, Zhou Zhimin. Application of nonlinear chirp scaling in airborne SAR imaging[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2007,29(5):723-727.)