

## 基于 DFT 滤波器组的大斜视 SAR 成像算法

江 淮<sup>①</sup> 赵惠昌<sup>①</sup> 汉 敏<sup>②</sup> 张淑宁<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(南京理工大学电光学院 南京 210094)

<sup>②</sup>(东南大学毫米波国家重点实验室 南京 210094)

**摘 要:** 传统的大斜视角 SAR 成像算法利用时域线性走动减少距离徙动校正的难度, 运用非线性变标算法改善方位向的聚焦效果, 然而变标因子的引入也带来了一些处理上的不便。针对这一问题, 该文从分块近似匹配的角度出发, 结合 DFT 滤波器组理论, 提出了一种方位向聚焦的新算法。与传统的方位非线性变标类算法相比, 新算法不引入相位操作, 能更好地补偿空变的多普勒调频率, 稳定性和成像性能都得到了提高, 且在一般情况下算法的计算量要少于传统算法。仿真结果证明了算法的有效性。

**关键词:** 斜视 SAR; DFT 滤波器组; 非线性变标

**中图分类号:** TN957.72

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2016)01-0104-07

**DOI:** 10.11999/JEIT150381

## Highly Squint SAR Imaging Algorithm Based on DFT Filter Banks

JIANG Huai<sup>①</sup> ZHAO Huichang<sup>①</sup> HAN Min<sup>②</sup> ZHANG Shuning<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronic and Optical, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

<sup>②</sup>(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** The traditional highly squint SAR imaging algorithm reduces the difficulty in range migration correction by using the time-domain linear walking, and improves the azimuth focusing effect by applying non-linear scaling algorithm. However, the variable standard factor introduced also causes some difficulty for processing. To tackle this problem, this article proposes a new algorithm of azimuth focusing on basis of DFT filter bank theory. Compared with the traditional non-linear scaling algorithm, the new algorithm can compensate Doppler frequency rate better by no introduction of phase operation. The stability is improved and the calculation needed is also less than the traditional algorithm. The simulation results presented proves the effectiveness of the proposed algorithm.

**Key words:** Squint SAR; DFT filter banks; Non-linear scaling

### 1 引言

合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 通过发射宽带信号获得距离向的高分辨率, 利用雷达载体运动产生的多普勒效应获得方位向的高分辨率, 有作用距离远、全天时、全天候的优点, 在测绘测量等领域获得了广泛运用。在 SAR 成像算法处理方面, 用于解决正侧视或小斜视的距离多普勒类和线性变标/非线性变标 (Chirp Scaling/Non-Linear Chirp Scaling, CS/NLCS) 算法先后被提出来。接着, 针对大斜视角 SAR 的特殊情况, 学者们提出了时域线性走动减小距离徙动<sup>[1-6]</sup>, 并用 NLCS

补偿空变多普勒调频率的方位非线性变标 (Azimuth Non-Linear Chirp Scaling, ANLCS) 类算法<sup>[1-8]</sup>, 取得了良好的结果。但是, NLCS 算法也有它自身的缺陷, 一方面, 变标因子需要合理的选择, 为了避免变标因子接近 1 时的三次相位扰动滤波器参数趋向于无穷大的矛盾情况, 甚至要对变标因子加权并附加二次变标<sup>[9]</sup>; 另一方面, 变标因子的引入会改变信号带宽, 甚至导致相位缠绕现象, 需要对信号进行附加的延拓和重采样操作<sup>[8]</sup>。这些缺陷给成像处理带了不便。

SAR 成像处理中常常用中心点的参数来近似一些误差较小的相位项。如果在成像处理中将方位向分块, 并采用每一块中心参数进行方位向压缩匹配, 只要其相位误差足够小, 结果也是足够精确的<sup>[4,5]</sup>。本文从这一思路出发, 利用时频卷积定理和 DFT 滤波器组理论, 提出了在多普勒域进行多相卷积, 从

收稿日期: 2015-04-10; 改回日期: 2015-10-14; 网络出版: 2015-11-18

\*通信作者: 江淮 zero040310120@163.com

基金项目: 江苏省高校创新计划 (KYLX\_0368)

Foundation Item: Jiangsu Province University Innovation Program (KYLX\_0368)

而完成方位时域分块和成像的新算法。全文结构安排如下：第2节分析两倍通道下的DFT滤波器组算法；第3节简要回顾了大斜视SAR下线性走动校正的步骤并给出方位向分块处理的算法流程；第4节对算法性能和计算量作了分析；第5节对算法内容进行仿真；第6节总结全文。

## 2 两倍通道下的DFT滤波器组分析

DFT滤波器组分析理论从一个低通FIR滤波器出发，以多相滤波实现信号的基带抽取，利用多相关系运用FFT运算最终完成信号 $K$ 个子带的抽取，如图1(a)所示。为了克服过渡带对子带抽取的影响，在滤波器通带大于其一半的支撑域的时候，可对待分析信号进行载波 $\exp(j\pi n/K)$ 调制并再次进行DFT滤波器组分析，如图1(b)所示，从而对整个频域实现“无间隙”的频带分析，即两倍通道下的DFT滤波器组分析。

下面以信号 $X_n$ ， $n = 0, 1, \dots, N-1$ ，低通滤波器 $h_n$ 为例分析它的算法。 $X_n$ 的多相形式和卷积结果为

$$\left. \begin{aligned} X_n &= X_{Kl+m} \\ \text{sub}X_m &= \{X_{Kl+m}, l = 0, 1, \dots, (N/K-1)\} \\ \text{sub}h_m &= \{h_{Kl+m}, l = 0, 1, \dots, (N/K-1)\} \\ \text{sub}X_m &= \Gamma_{1l}\text{sub}X_m + \Gamma_{2l}\text{sub}X_m = E_m + O_m \\ Y_m &= \text{sub}X_m * \text{sub}h_m = E_m * \text{sub}h_m + O_m * \text{sub}h_m \end{aligned} \right\} (1)$$

其中， $l = 0, 1, \dots, (N/K-1)$ ， $m = 0, 1, \dots, K-1$ 。令

$$\left. \begin{aligned} \Gamma_{1l} &= \begin{cases} 1, & l = 2D, & D = 0, 1, \dots \\ 0, & l = 2D+1, & D = 0, 1, \dots \end{cases} \\ \Gamma_{2l} &= \begin{cases} 0, & l = 2D, & D = 0, 1, \dots \\ 1, & l = 2D+1, & D = 0, 1, \dots \end{cases} \end{aligned} \right\} (2)$$

由 $E_m, O_m$ 对应于 $l$ 的奇偶关系，经过 $\exp(j\pi n/K)$ 载波调制的信号的多相形式及卷积结果可写为

$$\left. \begin{aligned} \text{sub}X'_m &= (E_m + O_m) \exp[j\pi(Kl+m)/K] \\ &= [E_m \exp(j\pi l) + O_m \exp(j\pi l)] \exp(j\pi m/K) \\ &= (E_m - O_m) \exp(j\pi m/K) \\ Y'_m &= \text{sub}X'_m * \text{sub}h_m \\ &= (E_m * \text{sub}h_m - O_m * \text{sub}h_m) \exp(j\pi m/K) \end{aligned} \right\} (3)$$

因此，在计算两倍通道下的DFT滤波器组的时候，可按照 $l$ 的奇偶性对多相形式进行 $E_m, O_m$ 分组，分别计算 $E_m * \text{sub}h_m$ 和 $O_m * \text{sub}h_m$ （注意到 $E_m, O_m$ 有一半元素是零，与不进行奇偶分组直接卷积相比没有增加乘法次数），按式(1)和式(3)分别计算 $Y_m$ 与 $Y'_m$ ，最后进行各组卷积结果之间的FFT运算。若信号长度为 $N$ ，且FIR滤波器长度为 $M$ ，则本节提出的算法共需 $N(M/K + 1 + 2\lg K)$ 次乘法，比直接计算的 $2N(M/K + \lg K)$ 次乘法要少。

## 3 大斜视角下的SAR成像处理

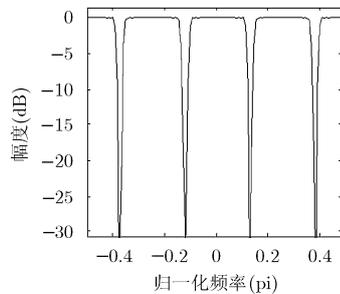
### 3.1 回波模型及预处理

斜视角下的SAR成像几何如图2所示。雷达以恒定速度 $V$ 作直线运动；以波束中心照射在目标的时刻作为方位向压缩时刻 $t_n$ ，并以 $R_0$ 表示压缩时刻的雷达目标之间的距离，则参数 $(R_0, t_n)$ 构成对目标位置的描述；以 $t_a$ 表示慢时间、 $f_a$ 表示方位频率（多普勒域）；以 $t_r$ 表示快时间、 $f_r$ 表示快时间频率； $\theta_0$ 表示斜视角；雷达发射的调制信号为 $P(t_r)$ ；载波波长 $\lambda$ 、频率 $f_c$ ，电磁波传播速度为 $c$ ；则目标 $(R_0, t_n)$ 与雷达的斜距可写为式(4)，经过解调的回波信号可写为

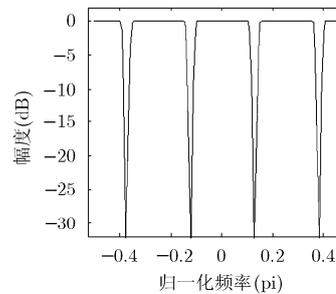
$$R(t_a, R_0) = \sqrt{V^2(t_a - t_n)^2 + R_0^2 - 2R_0V(t_a - t_n) \sin \theta_0} \quad (4)$$

$$S(t_a, t_r) = \exp\left[-j\frac{4\pi R(t_a, R_0)}{\lambda}\right] \cdot P\left[t_r - \frac{2R(t_a, R_0)}{c}\right] \quad (5)$$

式(5)可通过泰勒级数展开并近似<sup>[7]</sup>为



(a) DFT滤波器组的带内响应(4通道)



(b) 附加载波调制后的带内响应

图1 两倍通道下的DFT滤波器组

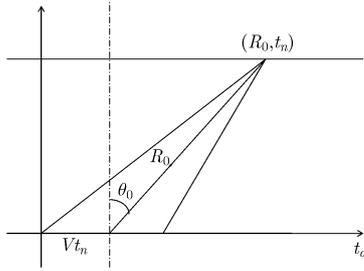


图 2 大斜视角 SAR 下的成像几何

$$R(t_a, R_0) \approx \sqrt{R_0^2 + V^2 \cos^2 \theta_0 (t_a - t_n)^2} + Vt_n \sin \theta_0 - Vt_a \sin \theta_0 + \frac{V^3 \sin \theta_0 \cos \theta_0}{2R_0^2} (t_a - t_n)^3 \quad (6)$$

式(6)的第 1 项是一个双曲线的方程形式, 因此可通过时域校正线性走动的方式消去其中的一次项从而降低距离徙动校正的难度<sup>[4]</sup>。具体可通过式(5)进行快时间方向的 FFT 和校正滤波器  $H_1$  实现。(以下以  $\text{ftx}$ ,  $\text{iftx}$  表示公式中的快时间的傅里叶、反傅里叶变换,  $\text{fty}$ ,  $\text{ifty}$  表示慢时间的傅里叶、反傅里叶变换)对校正后的结果进行慢时间方向的 FFT, 可得到信号的 2 维频谱(具体项的展开式可参考文献[1-8]):

$$S_2(f_a, f_r) = \text{fty} \{ \text{ftx} [S(t_a, t_r)] \cdot H_1 \} = \exp[-j4\pi(f_r + f_c)R_x/c] \cdot \exp(-j2\pi f_a t_n) \cdot \exp[j\varphi_0(R_0, f_a)] \cdot P(f_r) \exp[j\varphi_1(R_0, f_a)f_r + j\varphi_2(R_0, f_a)f_r^2] \quad (7)$$

$$H_1 = \exp[-j4\pi V \sin \theta_0 (f_c + f_r)t_a/c] \left. \begin{aligned} \varphi_0(R_0, f_a) &\approx \pi \frac{\lambda R_0}{2V^2 \cos^2 \theta_0} f_a^2 + \pi \frac{\lambda^4 \sin \theta_0 R_0}{4V^3 \cos^4 \theta_0} f_a^3 \\ \varphi_1(R_0, f_a) &\approx -\frac{4\pi R_0}{cD_{\text{sar}}} + \frac{\pi R_0 \chi}{cD_{\text{sar}}^3} \\ \varphi_2(R_0, f_a) &\approx \frac{2\pi R_0(1 - D_{\text{sar}}^2)}{c f_c D_{\text{sar}}^3} - \frac{3\pi R_0 \chi}{c f_c D_{\text{sar}}^5} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式(8)中,

$$\left. \begin{aligned} D_{\text{sar}} &= \sqrt{1 - (\lambda f_a / 2v \cos \theta)^2} \\ \chi &= (\lambda^3 \sin \theta / 4v^3 \cos^4 \theta) f_a^3 \\ R_x &= R_0 + Vt_n \sin \theta_0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据文献[4-6]可知, 时域线性走动校正后可用中心点构造的 2 维去耦滤波器近似完成距离徙动校正:

$$H_2 = P^*(f_r) \exp[-j\varphi_1(R_{\text{cen}}, f_a)f_r - j\varphi_2(R_{\text{cen}}, f_a)f_r^2] \quad (10)$$

经过距离徙动校正后再进行快时间的 IFFT, 即完成了距离向的处理<sup>[10]</sup>:

$$S_3(t_r, f_a) = \text{iftx} [S_2(f_a, f_r) \cdot H_2] \approx \text{sinc}[t_r - 2R_x/c] \exp(-j2\pi f_a t_n) \cdot \exp[j\varphi_0(R_0, f_a)] \quad (11)$$

### 3.2 方位向的分块聚焦

从式(10)和式(11)可见, 目标的方位向压缩项是  $R_0$  的函数, 然而经过 3.1 节处理的目标距离向却压缩在  $R_x = R_0 + Vt_n \sin \theta_0$  处<sup>[5,8]</sup>。若以  $R_x$  来生成关于  $R_0$  的方位向压缩函数, 必然带来一定的失配, 这表明同一  $R_x$  不同方位向目标的多普勒调频率(式(11)关于  $f_a^2$  的相位项)是空变的<sup>[8]</sup>。而对于一小块区域的方位向目标, 又可用该块中心的方位向参数来近似计算匹配函数。为了在方位频域(多普勒域)完成方位向的分块, 首先在式(10)上乘以由成像场景中心参数  $(R_{\text{cen}}, 0)$  生成的方位向匹配滤波器<sup>[11]</sup>:

$$H_3 = \exp[-j\varphi_0(R_{\text{cen}}, f_a)] \quad (12)$$

$$S_3(t_r, f_a) = \text{iftx} [S_2(f_a, f_r) \cdot H_2] \approx \text{sinc}[t_r - 2R_x/c] \cdot \exp(-j2\pi f_a t_n) \exp[j\varphi_0(R_0, f_a)] \quad (13)$$

$H_3$  可以和  $H_2$  合并为一个滤波器。经过  $H_3$  处理后, 目标在方位向上得到了近似匹配。由时频卷积定理可知, 时域卷积等效于频域滤波, 而频率卷积即等效于时域加窗。式(13)已经完成方位向的粗聚焦, 在方位时域, 散射点的能量已近似压缩在其方位聚焦位置, 只要再设计一个低通 FIR 滤波器与时域延时因子  $\exp(j2\pi f_a t_{\text{ref}})$  进行卷积操作, 就可以将对应方位参考时间  $t_{\text{ref}}$  的一小块区域的回波信号提取出来, 即

$$S_{4t_{\text{ref}}}(t_r, f_a) = [S_4(t_r, f_a) \cdot \exp(j2\pi f_a t_{\text{ref}})] * H_{\text{fir}} = \text{fty} \{ \text{win}(-\tau, \tau) \cdot \text{ifty} [S_4(t_r, f_a) \cdot \exp(j2\pi f_a t_{\text{ref}})] \} \quad (14)$$

式(14)中  $\text{win}(-\tau, \tau)$  是以 0 为中心, 支撑域为  $2\tau$  的窗函数, 具体形式由 FIR 滤波器决定。显然当  $\text{win}(-\tau, \tau)$  的支撑域  $2\tau$  小于整个成像时间  $\tau_{\text{slow}}$  的  $1/K$  时, 可以对  $S_{4t_{\text{ref}}}(t_r, f_a)$  进行方位向频率  $f_a$  的  $K$  降采样抽取; 以  $f_{\text{anew}}$  表示经过  $K$  倍降采样的方位频率, 则可根据延时因子的参考时间  $t_{\text{ref}}$  再次构造方位向压缩滤波器式(15)并进行方位向的多普勒调频率补偿, 从而完成精聚焦:

$$H_4 = \exp[-j\varphi_0(R_x - Vt_{\text{ref}} \sin \theta_0, f_{\text{anew}}) + j\varphi_0(R_{\text{cen}}, f_{\text{anew}})] \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
S_{5t_{\text{ref}}}(t_r, t_a) &= \text{ifly} \left[ S_{4t_{\text{ref}}}(t_r, f_{\text{amew}}) \cdot H_4 \right] \\
&= \text{ifly} \left\{ \text{sinc}(t_r - 2R_x/c) \right. \\
&\quad \cdot \exp(-j2\pi f_{\text{amew}} t_n) \cdot \exp(j2\pi f_{\text{amew}} t_{\text{ref}}) \\
&\quad \cdot \exp[j\varphi_0(R_0, f_{\text{amew}}) \\
&\quad \left. - j\varphi_0(R_0 + V(t_n - t_{\text{ref}}) \sin \theta_0, f_{\text{amew}}) \right\} \\
&\approx \text{sinc}(t_r - 2R_x/c) \text{sinc} \left[ t_a - (t_n - t_{\text{ref}}) \right] \quad (16)
\end{aligned}$$

由式(16)可见，只要分块的个数足够多且合理，就可使  $V(t_n - t_{\text{ref}}) \sin \theta_0$  的影响减少并使式(15)的方位压缩函数足够精确。设方位分块数为  $2K$ ，进一步考虑式(14)，在  $\text{win}(-\tau, \tau)$  的通带大于  $\tau_{\text{slow}}/2K$  的情况下，为了对整个方位时间进行成像，时域延时因子可取  $\exp[j\pi f_a n (\tau_{\text{slow}}/K)]$ ，其中  $n = 0, 1, \dots, (2K-1)$ 。式(14)中的  $K$  倍方位频率降采样和延时因子的乘法卷积等效于分别对信号  $S_4(t_r, f_a)$  和  $S_4(t_r, f_a) \cdot \exp[j\pi f_a (\tau_{\text{slow}}/K)]$  进行  $K$  通道的DFT滤波器组分析，即第2节讨论内容。为克服FIR滤波器过渡带影响，可用矩形窗  $\varepsilon(-\tau_{\text{slow}}/4K, \tau_{\text{slow}}/4K)$  截取式(16)的成像结果并拼接，即完成了方位向成像处理。

### 3.3 分块数与滤波器参数的选择

首先进行分块数的讨论。若成像区域对应的边界处的方位向压缩时刻为  $t_{a\text{max}}$ ，并设分块数为  $2K$ ，那么，在方位向分块时由于用中心参数来近似时产生的最大多普勒调频率误差及二次相位误差<sup>[12]</sup>可近似估算为

$$\Delta K_{\text{osub}} = \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{cen}}} - \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda \left( R_{\text{cen}} + V \frac{t_{a\text{max}}}{2K} \sin \theta \right)} \quad (17)$$

$$\text{QPE}_{\text{sub}} = \pi \Delta K_{\text{osub}} (T_{\text{sar}}/2)^2 \quad (18)$$

式(18)中  $T_{\text{sar}}$  为单个目标的合成孔径时间。为保证方位向的聚焦效果，可选择  $\text{QPE}_{\text{sub}} \leq \pi/8$  来选取最小的分块数，即分块数下限。显然，由式(17)可见，分块数越多，算法对于空变多普勒的补偿效果越好，然而分块数不可能无穷大。设方位向完全匹配时的方位向分辨率为  $\delta_r$ ，式(13)经过中心参数匹配的散射点方位向主瓣的最大延拓倍数为  $\eta$ ；由3.2节的讨论知，延时因子以  $\tau_{\text{slow}}/2K$  步进，该步进时间应该至少包含一个目标的方位向压缩主瓣，故参数  $K$  的上限应满足  $K \leq \tau_{\text{slow}}/2\eta\delta_r$ 。 $\eta$  参数可以从调频率失配时匹配压缩的解析式中求得。场景粗聚焦即由式(13)带来的多普勒调频率误差可估算为

$$\left. \begin{aligned}
\Delta K_{a\text{max}} &= \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{ref}}} - \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{max}}} \\
\Delta K_{a\text{min}} &= \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{ref}}} - \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{min}}}
\end{aligned} \right\} \quad (19)$$

粗聚焦主瓣宽度的延拓倍数  $\eta$  可以通过数值法解积分式(20)的第1个零点获得

$$\begin{aligned}
S_{\text{out}}(t_a) &= \int_{-T_{\text{sar}}/2}^{T_{\text{sar}}/2} \exp(-j\pi \Delta K_a u^2) \\
&\quad \cdot \exp(j2\pi (K_{\text{aref}} + \Delta K_a) u t_a) du \quad (20) \\
\Delta K_a &\in [\Delta K_{a\text{min}}, \Delta K_{a\text{max}}] \\
K_{\text{aref}} &= \frac{2V^2 \cos^2 \theta}{\lambda R_{\text{ref}}}
\end{aligned} \quad (21)$$

下面讨论滤波器的参数。为了对式(14)进行  $K$  倍的方位频率降采样操作，FIR低通滤波器的归一化的截止带应小于  $\pi/K$ ；为了便于各块成像后的拼接，归一化的通带应满足：

$$B_{\text{pass}} \geq \left( \frac{1}{2K} + \frac{\eta \delta_r}{\tau_{\text{slow}}} \right) \pi \quad (22)$$

由多速率变采样理论知道，若滤波器的带外衰减不足，抽取时会造成带外信号与带内信号混叠，产生相位缠绕。然而过多的阶数也会增加运算负担，而在分块操作时只要保证一定的阻带衰减即可。一般情况下  $M/K = 10$  可保证FIR滤波器满足式(22)的需求并在带外有-55 dB左右的衰减，可以满足成像要求，因此推荐滤波器的阶数取  $10K$ 。

## 4 算法性能分析

算法的整个流程如图3所示。首先分析算法的计算量，设原始的SAR回波数据中的快时间采样数为  $N_r$ ，慢时间采样数为  $N_a$ ，方位分块数为  $2K$ ，则算法在分块操作前共有1次快时间FFT，1次慢时间FFT，2次复数乘，1次快时间IFFT运算。由第2节可知，在FIR滤波器长度为  $M$  的情况下，两倍通道下DFT滤波器组共需  $N_r N_a (M/K + 1 + 2\lg K)$  次乘法，分块后各块数据的矩阵维数为  $N_r \times N_a / K$ ，而每块又各有1次复数乘，1次慢时间FFT，因此，总的计算复杂度为

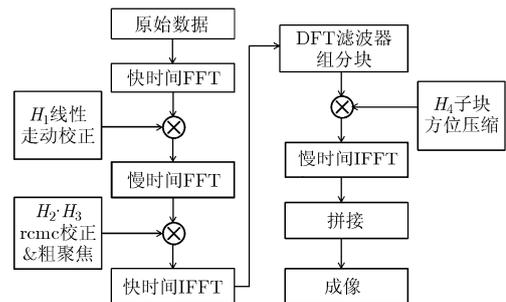


图3 算法流程

$$\begin{aligned}
 e_{\text{total}} &= 2N_a N_r \lg N_r + 2N_a N_r + N_r N_a \lg N_a \\
 &+ N_r N_a (M/K + 1 + 2\lg K) \\
 &+ 2K[N_r N_a / K + N_r N_a / K \lg(N_a / K)] \\
 &= 2N_a N_r \lg N_r + 3N_r N_a \lg N_a \\
 &+ (5 + M/K)N_r N_a
 \end{aligned} \tag{23}$$

由式(23)可以看出,当  $M/K$  为常数时,分块数与计算复杂度无关,从这个角度看,分块数可以选的多一些。与需要 4 次方位向 FFT, 5 次复数乘和两次距离向 FFT 的标准 ANLCS 类精聚焦算法相比<sup>[8,9]</sup>(不引入 2 次变标和重采样操作),总的计算复杂度差为

$$\Delta e_{\text{total}} = N_r N_a (M/K - \lg N_a) \tag{24}$$

因此,在方位向采样数  $N_a$  大于 1024 和  $M/K = 10$  的一般情况下,本文提出的算法计算量要稍少于传统的 ANLCS 类算法。在算法的稳定性方面,ANLCS 类算法需要谨慎地选择变标因子,而本文所提算法没有对信号引入任何相位操作,不存在改变信号带宽和相位缠绕等问题,稳定性要比传统的方位非线性变标类算法好。从算法的聚焦效果来看,ANLCS 算法将多普勒调频率做了线性近似<sup>[5,8,9]</sup>,调频率误差将随成像场景的扩大而变大<sup>[5]</sup>,而本文提出的算法则采用了分块近似,能够更有效补偿空变的调频率,从而保证边界目标的聚焦效果。进一步地考虑运动误差时,首先由惯导提供的速度和斜视角进行线性走动和场景粗聚焦<sup>[13]</sup>,利用本文的 DFT 滤波器组算法对方位向进行分块和精聚焦,在此基础上用多普勒调频率估计方法估计各个子块的不同距离单元对应的多普勒调频率<sup>[14]</sup>,从多普勒调频率中估计该子块对应的平均速度,并把下一方位子块的平均速度和本方位子块的平均速度之差作为加速度。对每一个子块进行平均速度和加速度估计后进行 3 次样条插值<sup>[15]</sup>即可估计出不同慢时间的运动误差,再由文献[16,17]中的补偿方法,代入原子块信号精聚焦处理步骤中即可进行相应的运动误差补偿。

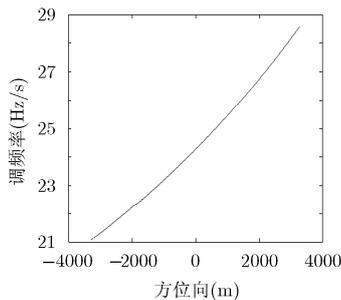


图5 多普勒调频率变化曲线图

### 5 仿真结果与验证

为了对算法的有效性进行验证,下面选取一组参数进行成像仿真,仿真参数如表 1 所示。

表1 仿真雷达参数

载波频率	35 GHz	斜视角	45°
天线孔径	0.5 m	脉冲重复频率	250 Hz
雷达平台速度	100 m/s	脉冲持续时间	2.5 μs
场景中心距离	8000 m	发射信号带宽	300 MHz

场景目标地面分布如图 4 所示:各目标位置在雷达的视线方向均匀分布;成像场景大小为 2000 m × 5000 m;其中点 1 位于成像场景中段,点 2 位于成像场景边缘。

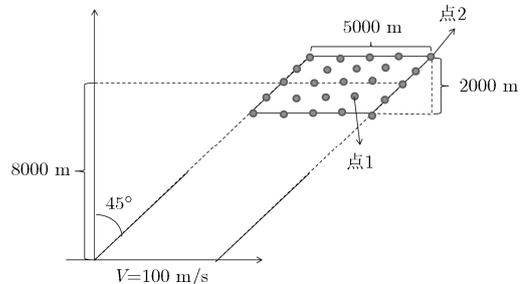


图 4 仿真目标场景分布图

同一距离向的多普勒调频率变化曲线如图 5 所示。选取  $K = 128$ , 将整个方位向分成 256 块,并以各块中心的方位向参数近似多普勒调频率误差如图 6(实线为本文算法近似误差,虚线为 ANLCS 算法近似误差)所示。

选取滤波器阶数为 1280,为进一步说明算法的性能,这里同时用传统的 ANLCS 算法进行成像。并对中心点和边界点目标的聚焦效果进行比较。由于距离向的处理步骤一致,本文算法与 ANLCS 算法的距离向剖面几乎一致(图 7(c)、图 8(c)、图 9(c));

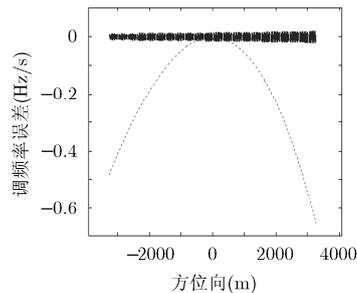


图6 多普勒调频率误差曲线

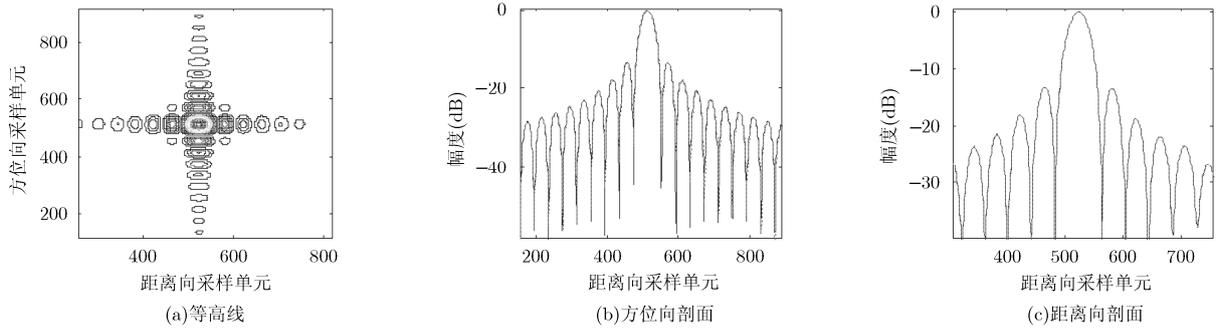


图7 中心点目标成像结果((b), (c)中实线为本文算法, 虚线为ANLCS算法)

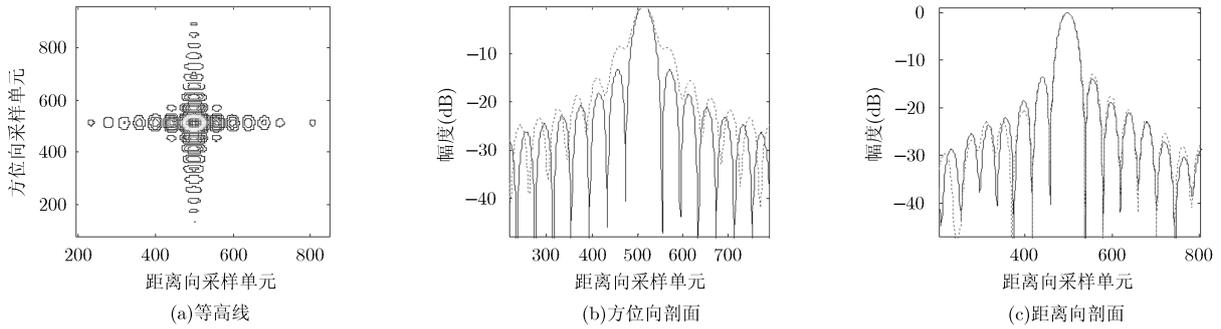


图8 点1目标成像结果((b), (c)中实线为本文算法, 虚线为ANLCS算法)

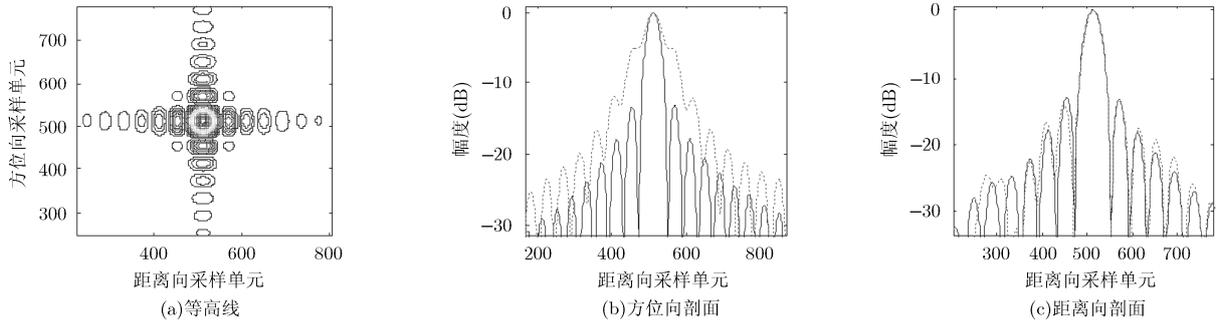


图9 点2目标成像结果((b), (c)中实线为本文算法, 虚线为ANLCS算法)

但是 ANLCS 算法只对方位向的多普勒调频率作了线性近似(图 6), 用该算法进行成像时, 点 1 由于调频率的轻微失配, 其方位向聚焦出现旁瓣抬高现象(图 8(b)); 点 2 则由于调频率的进一步失配而严重

散焦(图 9(b))。而采用本文算法进行分块压缩, 中距点、边界点的聚集效果都得到了改善, 更接近于理想的压缩效果。表 2 进一步给出了算法的具体成像性能指标对比。可见, 本文算法能有效解决大斜

表 2 成像性能指标

参数名	方位向 PSLR(dB)	方位向 ISLR(dB)	方位向分辨率(m)	距离向 PSLR(dB)	距离向 ISLR(dB)	距离向分辨率 (m)
中心点(ANLCS 算法)	-13.26	-9.63	0.354	-13.24	-9.68	0.50
中心点(本文算法)	-13.26	-9.62	0.354	-13.24	-9.65	0.50
中距点(ANLCS 算法)	-10.13	-8.32	0.36	-13.12	-9.62	0.51
中距点(本文算法)	-13.30	-9.62	0.357	-13.20	-9.61	0.52
边界点(ANLCS 算法)	-4.98	-5.21	0.78	-13.10	-9.53	0.51
边界点(本文算法)	-13.21	-9.61	0.36	-13.10	-9.54	0.51

视角下的 SAR 成像问题,且成像性能和成像场景大小均优于传统的 ANLCS 算法。

## 5 结束语

本文根据滤波器组理论,首先推导了两倍通道下的 DFT 滤波器组算法,并以此为基础,利用时频卷积关系在 SAR 信号的多普勒域完成场景方位向的分块和精聚焦,分析了算法的计算量并通过仿真实验证明了算法相对于传统的 ANLCS 算法的有效性和优越性。最后要指出的是,也可以在式(13)的基础上进行慢时间 IFFT 并加时域窗的方法完成方位向分块,再以式(16)来完成方位向的精聚焦,这样处理虽然概念上更直观,但计算量要比本文算法多。

## 参考文献

- [1] WONG F H and YEO T S. New applications of nonlinear chirp scaling in SAR data processing[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2001, 5(39): 946-953.
- [2] 吴勇, 宋红军, 彭靳. 基于时域去走动的 SAR 大斜视 CS 成像算法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(3): 593-598. doi: 10.3724/SP.J.1146.2009.00472.  
WU Yong, SONG Hongjun, and PENG Jin. Chirp scaling imaging algorithm of SAR in high squint mode based on range walk removal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(3): 593-598. doi: 10.3724/SP.J.1146.-2009.00472.
- [3] 肖忠源, 徐华平, 李春生. 基于俯冲模型的频域距离走动校正 NLCS-SAR 成像算法[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(5): 1090-1096. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.01207.  
XIAO Zhongyuan, Xu Huaping, and LI Chunsheng. NLCS SAR imaging algorithm with range-walk correction in frequency domain based on dive model[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(5): 1090-1096. doi:10.3724/SP.J.1146.2012.01207.
- [4] 周松, 包敏, 周鹏, 等. 基于方位非线性变标的弹载 SAR 下降段成像算法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(6): 1420-1426. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01124.  
ZHOU Song, BAO Min, ZHOU Peng, et al. An imaging algorithm for missile-borne SAR with downward movement based on azimuth nonlinear chirp scaling[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(6): 1420-1426. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.01124.
- [5] 李震宇, 梁毅, 邢孟道, 等. 弹载合成孔径雷达大斜视子孔径频域相位滤波成像算法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(4): 954-959. Doi: 10.11999/JEIT140618.  
LI Zhenyu, LIANG Yi, XING Mengdao, et al. A frequency phase filtering imaging algorithm for highly squint missile-borne synthetic aperture radar with subaperture[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 954-959. doi: 10.11999/JEIT140618.
- [6] 江淮, 赵惠昌, 汉敏, 等. 基于变量解耦的俯冲加速段弹载 SAR 大场景成像算法[J]. *物理学报*, 2014, 63(7): 1320-1325.  
JIANG Huai, ZHAO Huichang, HAN Min, et al. An imaging algorithm for missile-borne SAR with downward movement based on variable decoupling[J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(7): 1320-1325.
- [7] LIU Gaogao, LI Peng, TANG Shiyang, et al. Focusing highly squinted data with motion errors based on modified nonlinear chirp scaling[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2013, 7(5): 568-578.
- [8] SUN Guangcai, JIANG Xiuwei, XING Mengdao, et al. Focus improvement of highly squinted data based on azimuth nonlinear scaling[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(6): 2308-2322.
- [9] AN Daoxiang, HUANG Xiaotao, JIN Tian, et al. Extended nonlinear chirp scaling algorithm for high-Resolution highly squint SAR data focusing[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(9): 3595-3609.
- [10] 江淮, 汉敏, 赵惠昌, 等. 基于子带补偿的弹载聚束 SAR 成像算法[J]. *物理学报*, 2014, 63(19): 1123-1127.  
JIANG Huai, HAN Min, ZHAO Huichang, et al. An imaging algorithm for missile-borne spotlight SAR based on subband compensation[J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(19): 1123-1127.
- [11] CHANG C Y, JIN M, and CURLANDEER J C. Squint mode SAR processing algorithms[C]. 12th Canadian Symposium on Remote Sensing, Canada, 1989: 1702-1706.
- [12] SCHIMIDT A R. Secondary range compression for improved range Doppler processing of SAR data with high squint[R]. University of British Columbia, Vancouver, 2008, 9.
- [13] DAVIDSO G W and CUMMIN I. Signal properties of space borne squint mode SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1997, 5(12): 611-617.
- [14] 黄源宝, 保铮, 周峰. 一种新的机载条带式 SAR 沿航向运动补偿方法[J]. *电子学报*, 2003, 33(3): 459-462.  
HUANG Yuanbao, BAO Zheng, and ZHOU Feng. A novel method for along track motion compensation of the airborne stripmap SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(3): 459-462.
- [15] XING M, JIANG X, WU R, et al. Motion compensation for UAV SAR based on raw radar data[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(8): 2870-2883.
- [16] WANG Yan, LI Jingwen, CHEN Jie, et al. A parameter adjusting polar format algorithm for extremely high squint SAR imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2014, 52(1): 640-650.
- [17] 周峰, 王琦, 刑孟道, 等. 一种机载大斜视 SAR 运动补偿方法[J]. *电子学报*, 2007, 3(3): 460-469.  
ZHOU Feng, WANG Qi, XING Mengdao, et al. A novel method of motion compensation for airborne high squint Synthetic Aperture Radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 3(3): 460-469.

江淮: 男, 1988 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 成像处理。  
赵惠昌: 男, 1958 年生, 教授, 博士, 研究方向为引信信号处理、SAR 成像处理、电子对抗技术等。  
汉敏: 女, 1989 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 成像处理、DOA 估计等。  
张淑宁: 女, 1977 年生, 副教授, 博士, 研究方向为引信信号处理、分形理论等。