

# 一种适用于调频步进信号 SAR 的 2 维子孔径处理算法

毛新华 朱岱寅 朱兆达

(南京航空航天大学, 南京 210016)

**摘要** 为了将机载 SAR 超高分辨率(0.1 m)条件下的超大带宽信号的实现和成像信号的处理进行有效结合,首先深入分析了基于 PFA 的 2 维重叠子孔径处理算法(PFOSA),并对算法中采用的不合理近似进行了改进;然后将 PFOSA 应用于调频步进信号的 SAR 成像处理,在此基础上,提出了一种基于调频步进信号的 2 维子孔径处理算法。该算法不仅能够将调频步进信号处理与距离子孔径处理相结合,使之无需常规的脉冲合成过程,而且还能够利用子孔径处理获得的目标粗分辨率位置信息来有效补偿脉冲簇内由载机运动引起的空变相位误差,从而克服了常规脉冲合成方法无法补偿空变相位误差的缺点。仿真数据处理结果表明,该算法是有效的。

**关键词** 合成孔径雷达 极坐标格式算法 2 维子孔径处理 调频步进信号 带宽合成 空变相位补偿

**中图法分类号:** TN957.52 TN911.73 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-8961(2009)10-1942-08

## A 2D Sub-aperture Algorithm for SAR with Stepped-chirp Signals

MAO Xin-hua, ZHU Dai-yin, ZHU Zhao-da

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016)

**Abstract** In this work, a 2D overlapped sub-aperture polar format algorithm (PFA) based on stepped-chirp signal is proposed. In synthetic aperture radar (SAR) with stepped-chirp signals, instead of using traditional pulse synthesis to conduct preprocess, the presented method integrates the pulse synthesis process into the range sub-aperture processing. Meanwhile, due to the multi-resolution characteristics of sub-aperture processing, this algorithm is able to compensate the space-variant phase error caused by the radar motion during the period of a pulse cluster. Finally, experiments carried out on simulated and measured data confirm the validity of the algorithm.

**Keywords** synthetic aperture radar (SAR), polar format algorithm (PFA), 2D sub-aperture processing, stepped-chirp signal, bandwidth synthesis, space-variant phase compensation

## 1 引言

随着对合成孔径雷达(SAR)分辨率要求的进一步提高(达到 0.1 m 及以下),对 SAR 信号的产生、成像处理和运动补偿都提出了更严格的要求<sup>[1]</sup>。由于高的距离分辨率意味着大的信号带宽(1.5 G 以上),因此超大带宽信号的产生和处理成为一个

技术难题,目前研究的主要方法是带宽合成技术<sup>[2-6]</sup>,即先通过发射多个窄带宽的子脉冲构成一个脉冲簇,簇内每个子脉冲覆盖不同的频率段,然后在接收端通过脉冲合成处理来得到等效的大带宽信号,或采用合成距离像法直接得到目标的高分辨率像;另一方面,随着方位分辨率要求的提高,不仅使得合成孔径长度增大(通常长达数百米甚至上千米),而且距离徙动现象变得非常严重(可以达到数

**基金项目:**国家自然科学基金项目(60502030);教育部博士点基金项目(20070287053);航空基金项目(20080152004)

**收稿日期:**2008-05-16;**改回日期:**2008-08-18

**第一作者简介:**毛新华(1979 ~ ),男,南京航空航天大学讲师。主要研究方向为合成孔径雷达(SAR)及 SAR/GMTI 信号处理。E-mail: xinhua@nuaa.edu.cn

百个距离单元),在成像处理时必须进行精确的校正;此外,在长的合成孔径时间内,雷达平台通常存在大的机动,理想的匀速直线运动的假设已不再成立。在这些条件下,传统的近似算法已不能满足要求,RMA (range migration algorithm) 是非近似算法<sup>[7]</sup>,但它的主要缺点是不适合在载体做任意航迹飞行条件下使用,而且也不适合嵌入运动补偿。CSA(chirp scaling algorithm)算法<sup>[7]</sup>避免了插值操作,是一种有效的成像算法,同时可以方便地嵌入运动补偿,但在高分辨率条件下,却必须要考虑距离频率的三次相位项及二次、三次相位随距离的空变性。基于时域的算法(如卷积后向反投影算法),在其他相关成像领域已得到广泛应用,其在应用于 SAR<sup>[8-9]</sup> 成像处理时,能够在载体非理想飞行和非均匀采样条件下使用,但它的主要缺点是计算量大,需要进行分布式计算处理,成像实现的硬件代价较大。PFA(polar format algorithm)算法<sup>[7, 10]</sup> 由于是在时域(傅里叶变换前)进行信号调整及补偿,因此易于进行非理想飞行平台的校正,适合在大机动条件下的成像,但 PFA 受波前弯曲影响,其残留的二次相位误差对场景大小提出了苛刻的要求。同时由于相位误差的空变性,要校正它需要目标的空间位置信息,因此有效的校正方法要求信号历史既在图像域,又在时域,其中图像域用于提供目标的空间位置信息,时域用来进行相位校正。常规的成像方法无法满足这一要求。基于子孔径的处理方法<sup>[11-13]</sup> 分两级进行,即先对子孔径进行处理来得到目标的粗分辨率图像,再通过将不同子孔径处理得到的粗分辨率图像进行相干叠加来得到目标的高分辨率图像。由于子孔径处理得到的粗分辨率图像能够提供目标的位置信息(处于图像域),同时由于子孔径间又处于时域,可以方便地进行信号调整和补偿,因此 PFA 结合子孔径处理能够有效解决 PFA 算法的空变相位补偿问题,从而极大地增加了有效成像场景的范围。

本文结合子孔径处理算法和带宽合成技术各自的优点,将基于 PFA 的重叠子孔径处理算法应用于调频步进信号 SAR,提出了一种基于调频步进信号的 2 维子孔径处理算法,该算法将子带信号有机结合进距离子孔径处理,不仅避免了常规带宽合成技术的脉冲合成过程,同时该算法还能够利用子孔径处理获得的目标粗分辨率位置信息来有效补偿脉冲簇内由载体运动引起的空变相位误差,从而克服了常规脉冲合成方法无法补偿空变误差的缺点。

## 2 SAR 信号模型

SAR 成像几何模型如图 1 所示,为简化分析,设载体以速度  $v$  进行水平匀速直线飞行,雷达工作在正侧视聚束模式。以场景中心  $O$  为坐标原点建立

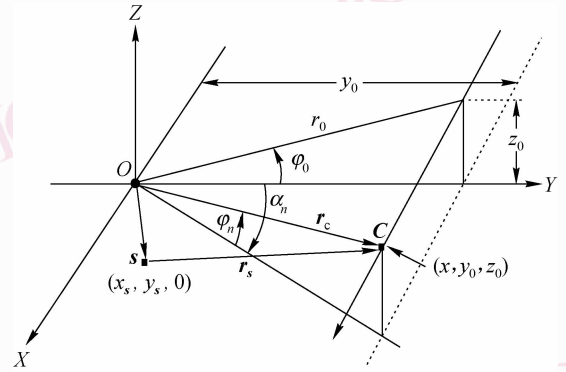


图 1 聚束 SAR 成像几何模型

Fig. 1 Spotlight SAR imaging geometry

坐标系,雷达天线相位中心点  $C$  的坐标为  $(x, y_0, z_0)$ ,  $\alpha_n$  和  $\varphi_n$  分别为发射第  $n$  个脉冲时雷达天线相位中心的瞬时方位角和俯仰角,在孔径中心时,其分别为  $\alpha_0$  和  $\varphi_0$ ,  $|r_c|$  为天线相位中心  $C$  到场景中心  $O$  的瞬时距离,设地面点目标  $s$  的坐标为  $(x_s, y_s, 0)$ , 天线相位中心到该目标的瞬时距离为  $|r_s|$ 。雷达接收回波信号通过解调、dechirp 和去除 RVP (residual video phase) 处理并采样后可表示为<sup>[7, 12]</sup>

$$X(n, i) = \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} (f_0 + \gamma T i) (|r_c| - |r_s|) \right\} \quad (1)$$

其中,  $c$  为光速,  $f_0$  为发射信号载频,  $\gamma$  为发射的线性调频信号调频率,  $T$  为距离向信号采样间隔,  $i$  为距离向第  $i$  个采样位置,且满足  $-I/2 \leq i \leq I/2 - 1$ ,  $I$  为距离向采样点数,  $n$  为方位向采样位置,其对应第  $n$  个脉冲,且满足  $-N/2 \leq n \leq N/2 - 1$ ,  $N$  为合成孔径时间内总的脉冲数。为简化分析,这里不考虑幅度的影响。

由于  $r_c - r_s$  可分解为

$$\begin{aligned} r_c - r_s &= x_s \cos \varphi_n \sin \alpha_n + y_s \cos \varphi_n \cos \alpha_n + r_e \\ &= \cos \varphi_n \cos \alpha_n (x_s \tan \alpha_n + y_s + \xi_n) \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $r_e$  是波前弯曲引入的误差距离项,波前弯曲误

差(即空相位误差)项  $\xi_n = \frac{r_e}{\cos\varphi_n \cos\alpha_n}$  可分解成  $n$  的多项式形式,保留到二次项,即

$$\xi_n \approx \varepsilon_0 + \varepsilon_1 n + \varepsilon_2 n^2 \quad (3)$$

将式(3)代入式(1),回波采样信号可表示为

$$\begin{aligned} X(n, i) &= \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} (f_0 + \gamma T i) \cos\varphi_n \cos\alpha_n (x_s \tan\alpha_n + y_s + \xi_n) \right\} \\ &= \exp \left\{ j \kappa_n (1 + \beta_0 i) (x_s \tan\alpha_n + y_s + \xi_n) \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $\kappa_n = \frac{4\pi f_0}{c} \cos\varphi_n \cos\alpha_n$ ,  $\beta_0 = \frac{\gamma T}{f_0}$ 。

对式(4)进行距离向重采样,使得重采样位置  $\tilde{i}$  满足

$$\kappa_n (1 + \beta_0 i) = \kappa_0 (1 + \beta_0 \tilde{i}) \quad (5)$$

其中,  $\kappa_0 = \frac{4\pi f_0}{c} \cos\varphi_0 \cos\alpha_0$  为常数,则重采样后的回波信号为

$$X(n, \tilde{i}) = \exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 \tilde{i}) (x_s \tan\alpha_n + y_s + \xi_n) \right\} \quad (6)$$

为后面分析方便,  $\tilde{i}$  仍用  $i$  表示,即

$$X(n, i) = \exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 i) (x_s \tan\alpha_n + y_s + \xi_n) \right\} \quad (7)$$

在载机做匀速直线飞行的条件下,  $\tan\alpha_n = \frac{vt}{y_0} = \frac{v \cdot \text{PRT}}{y_0} n = \Omega n$ , 其中 PRT 为脉冲间的采样时间间隔,  $\Omega = \frac{v \cdot \text{PRT}}{y_0}$ , 因此式(7)可表示为

$$X(n, i) = \exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 i) (x_s \Omega n + y_s + \xi_n) \right\} \quad (8)$$

### 3 改进的极坐标格式 2 维重叠子孔径处理算法

式(8)是距离插值后的信号相位历史,而 PFA 处理则忽略波前弯曲影响,对式(8)先进行方位重采样,然后通过 2 维离散傅里叶变换(DFT)实现成像,或通过方位 chirp-z 变换加距离向 DFT 实现。但是,由于空变相位误差项  $\xi_n$  的存在,致使全孔径 PFA 处理的成像场景范围受到限制,特

别是在超高分辨率的条件下 PFA 的有效成像场景范围已远不能满足实际成像需求。例如文献[7]指出,在 X 波段,在作用距离为 10 km,分辨率为 0.15 m 的条件下,PFA 的有效成像场景半径仅为 133 m。

为了补偿由波前弯曲引入的空变误差  $\xi_n$ ,以改善 PFA 成像场景大小的限制,提出了一种基于 PFA 的 2 维子孔径处理算法(PFOSA),该算法首先对距离插值后的回波信号进行 2 维子孔径划分,其在数学上等效于做如下变换:

$$\begin{aligned} n &= m_1 + \eta m_2 \\ i &= k_1 + \mu k_2 \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $-M_1/2 \leq m_1 \leq M_1/2 - 1$ ,  $-M_2/2 \leq m_2 \leq M_2/2 - 1$ ,  $m_1$  表示方位子孔径内的变量,  $M_1$  为方位子孔径的长度,  $m_2$  表示方位孔径间的变量,  $M_2$  为方位子孔径的个数,  $\eta$  为方位孔径间的间隔;  $-K_1/2 \leq k_1 \leq K_1/2 - 1$ ,  $-K_2/2 \leq k_2 \leq K_2/2 - 1$ , 其中  $k_1$  表示距离子孔径内的变量,  $K_1$  为距离子孔径的长度,  $k_2$  表示距离孔径间的变量,  $K_2$  表示距离子孔径的个数,  $\mu$  为距离孔径间的间隔。考虑到子孔径处理时的旁瓣控制,要求子孔径间要有一定的重叠。

将式(9)代入式(8),即得到

$$\begin{aligned} &X(m_1, m_2; k_1, k_2) \\ &= \exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 (k_1 + \mu k_2)) (x_s \Omega (m_1 + \eta m_2) + y_s + \xi_{m_1 + \eta m_2}) \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

再将式(3)代入式(10),整理后即得到

$$\begin{aligned} X(m_1, m_2; k_1, k_2) &= \exp \left\{ j \kappa_0 (y_s + \varepsilon_0) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 (k_1 + \mu k_2)) \left( (x_s \Omega + \varepsilon_1 + 2\varepsilon_2 \eta m_2) m_1 + \varepsilon_2 m_1^2 \right) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j \kappa_0 \beta_0 (x_s \Omega \eta m_2 + y_s + \varepsilon_0 + \varepsilon_1 \eta m_2 + \varepsilon_2 (\eta m_2)^2) k_1 \right\} \times \\ &\exp \left\{ j \kappa_0 (1 + \beta_0 \mu k_2) \left( (x_s \Omega \eta + \varepsilon_1 \eta) m_2 + \varepsilon_2 (\eta m_2)^2 \right) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j \kappa_0 \beta_0 \mu (y_s + \varepsilon_0) k_2 \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,第 1 项对应常数项,在成像时可忽略;第 2 项对应方位粗分辨子孔径项,第 3 项对应距离粗分辨子孔径项,第 4 项对应方位精分辨项,第 5 项为距离精分辨项。在子孔径内,由于分辨率较低,可以忽略空变相位误差,因此式(11)可以简化为(忽略幅度

及常数相位)

$$\begin{aligned}
 & X(m_1, m_2; k_1, k_2) \\
 &= \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0 (k_1 + \mu k_2) \right) (x_s \Omega m_1) \right\} \times \\
 & \exp \left\{ j\kappa_0 \beta_0 (x_s \Omega \eta m_2 + y_s) k_1 \right\} \times \\
 & \exp \left\{ j\kappa_0 (1 + \beta_0 \mu k_2) \left( (x_s \Omega \eta + \varepsilon_1 \eta) m_2 + \right. \right. \\
 & \left. \left. \varepsilon_2 (\eta m_2)^2 \right) \right\} \times \\
 & \exp \left\{ j\kappa_0 \beta_0 \mu (y_s + \varepsilon_0) k_2 \right\} \quad (12)
 \end{aligned}$$

利用式(12),就可以得到 PFOSA 算法的整个处理流程(如图 2 所示)。

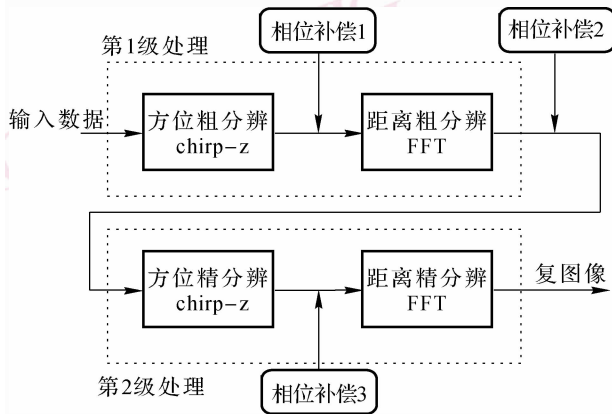


图 2 2 维重叠子孔径处理算法流程

Fig. 2 Flow chart of 2D overlapped subaperture algorithm

从处理过程可以看到,PFOSA 算法分两级实现成像,即首先将整个孔径划分成多个小的子孔径,并利用每个子孔径对整个场景进行粗分辨处理;然后再在孔径间对每个小的场景(一个粗分辨单元)进行精分辨成像,因此整个处理过程相当于进行了两级 PFA 处理,即第 1 级 PFA 在子孔径内对整个场景进行粗分辨处理,虽然成像范围大,但由于分辨率较低,因此波前弯曲影响可以忽略,在进行粗分辨成像后,即获得了场景的粗分辨位置信息,同时孔径间仍然在数据域(时域),这种既在数据域(子孔径间)又在图像域(子孔径内)的特点,为子孔径处理所特有,这就为空变误差补偿提供了可能;第 2 级 PFA 在孔径间对每个粗分辨单元进行精分辨成像处理(处理前先利用粗分辨处理获得的目标位置信息进行相位补偿),虽然分辨率提高了,但由于成像场景小(一个粗分辨单元),因此波前弯曲仍可以忽略。这就解决了全孔径 PFA 处理中分辨率与成像场景

大小的矛盾。

本文针对原算法在波前弯曲误差项(式(3))系数的求解过程中采用的不合理近似<sup>[13]</sup>,给出了更精确的表达式,详细推导见附录。

### 4 基于调频步进信号的 PFOSA

为了减小发射信号带宽,同时不降低分辨率,可以通过发射多个小带宽的 chirp 信号构成一个脉冲簇,簇内每个脉冲覆盖整个带宽的一部分(如图 3 所示),在接收端则通过信号处理来合成等效的大带宽信号。设每个脉冲簇由  $K_2$  个小带宽的 chirp 信

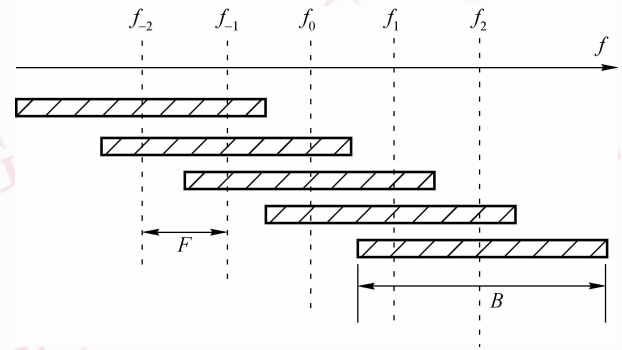


图 3 子脉冲频谱分布示意图

Fig. 3 Illustration of the spectrum of sub-pulse

号脉冲组成,每个脉冲带宽相等,且为  $B$ ,脉冲间的中心频率间隔为  $F$ ,则簇内第  $k_2$  个脉冲覆盖的频率范围为  $[f_0 + k_2 F - B/2, f_0 + k_2 F + B/2]$ ,考虑到子孔径处理时的旁瓣控制,子带之间需有一定的重叠,即需有  $F < B$ 。类似式(4),第  $n$  个脉冲簇内的第  $k_2$  个脉冲经过预处理后,其回波信号为

$$\begin{aligned}
 X(n, k_1, k_2) = \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} (f_0 + k_2 F + \right. \\
 \left. \gamma T k_1) \cos \varphi_{n, k_2} \cos \alpha_{n, k_2} (x_s \tan \alpha_{n, k_2} + \right. \\
 \left. y_s + \xi_{n, k_2}) \right\} \quad (13)
 \end{aligned}$$

同样,经过距离重采样后的回波信号变为

$$\begin{aligned}
 X(n, k_1, k_2) = \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0 (k_1 + \mu k_2) \right) \right. \\
 \left. (x_s \tan \alpha_{n, k_2} + y_s + \xi_{n, k_2}) \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

其中,  $\kappa_0 = \frac{4\pi f_0}{c} \cos \varphi_{0,0} \cos \alpha_{0,0}$ ,  $\beta_0 = \frac{\gamma T}{f_0}$ ,  $\mu = \frac{F}{\gamma T}$ 。

从式(14)可见,通过发射子带信号,无需上节所述的距离子孔径划分过程,就自然得到了 2 维子孔径处理所需的距离子孔径数据,所不同的是每个脉冲簇内与不同脉冲对应的方位角  $\alpha_{n,k_2}$  是随  $k_2$  变化的(见图 4),这是脉冲合成所不希望的,常规的子带合成技术针对场景的中心点对此进行了补偿,但非场景的中心点仍存在近似。

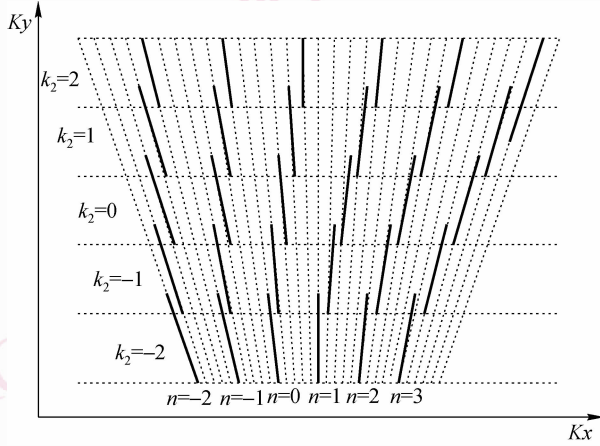


图 4 波束域采样分布示意图

Fig. 4 Diagram of the distribution of samples in wavenumber

设空域采样满足  $\tan\alpha_{n,k_2} = \Omega(nK_2 + k_2)$ , 则式(14)可表示为

$$X(n, k_1, k_2) = \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0(k_1 + \mu k_2) \right) \left( x_s \Omega(nK_2 + k_2) + y_s + \xi_{n,k_2} \right) \right\} \quad (15)$$

进一步划分方位子孔径,其数学上等效于做变量替换  $n = m_1 + \eta m_2$ , 由此可得到

$$\begin{aligned} X(m_1, m_2; k_1, k_2) &= \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0(k_1 + \mu k_2) \right) \left( x_s \Omega \left( K_2(m_1 + \eta m_2) + k_2 \right) + y_s + \xi_{m_1 + \eta m_2, k_2} \right) \right\} \\ &= \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0(k_1 + \mu k_2) \right) \left( x_s \Omega K_2(m_1 + \eta m_2) + y_s \right) + j\xi_{m_1 + \eta m_2, k_2} + j\phi_e(k_1, k_2) \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

其中,  $\phi_e(k_1, k_2) = \kappa_0 \left( 1 + \beta_0(k_1 + \mu k_2) \right) x_s \Omega k_2$ 。

这里忽略波前弯曲误差项  $\xi_{m_1 + \eta m_2, k_2}$  随  $k_2$  的变化,对比式(10)可见,式(16)增加了一个相位误差项  $\phi_e$ 。类似式(12),若按子孔径处理顺序对式(16)进行整理,同时忽略常数相位项及子孔径内的

波前弯曲误差项,则得到

$$\begin{aligned} X(m_1, m_2; k_1, k_2) &= \exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0(k_1 + \mu k_2) \right) \left( x_s \Omega K_2 m_1 \right) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j\kappa_0 \beta_0 \left( x_s \Omega K_2 \eta m_2 + y_s \right) k_1 + j\phi_e(k_1) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j\kappa_0 \left( 1 + \beta_0 \mu k_2 \right) \left( \left( x_s \Omega K_2 \eta + \varepsilon_1 \eta \right) m_2 + \varepsilon_2 \left( \eta m_2 \right)^2 \right) \right\} \times \\ &\exp \left\{ j\kappa_0 \beta_0 \mu \left( y_s + \varepsilon_0 \right) k_2 + j\phi_e(k_2) \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $\phi_e(k_1) = \kappa_0 \beta_0 x_s \Omega k_2 k_1$ ,  $\phi_e(k_2) = \kappa_0 x_s \Omega k_2 + \kappa_0 \beta_0 \mu x_s \Omega k_2^2$ 。

从式(17)可见,该式类似于式(12),不同之处在于增加了额外的相位误差项  $\phi_e(k_1)$  和  $\phi_e(k_2)$ , 该误差项由脉冲簇内的雷达天线相位中心的运动造成,大小与目标  $s$  的方位位置  $x_s$  有关(与目标  $s$  的距离坐标  $y_s$  有关的项在距离重采样过程中已消除),并具有空变性,如果不进行补偿,将会引起目标距离向的徙动和散焦。由于在子孔径算法处理过程中可以获知目标的粗分辨位置信息,因此可以对该空变相位误差进行补偿。对比式(17)和式(12)即可得到基于调频步进信号的 2 维子孔径处理算法流程(如图 5 所示),与全带宽 2 维子孔径处理算法不同之处在于相位补偿过程需要增加对相位误差项  $\phi_e(k_1)$  和  $\phi_e(k_2)$  的补偿,其具体实现过程如下:

- (1) 根据式(17)第 1 行对  $m_1$  做 chirp-z 变换,来得到目标  $s$  的方位坐标  $x_s$  的粗分辨估计;
- (2) 先用估计的  $x_s$  计算  $\phi_e(k_1)$ , 然后用估计的  $x_s$  和  $\phi_e(k_1)$  对第 2 行进行相位补偿,补偿后再对  $k_1$  做 FFT,即得到目标  $s$  的距离坐标  $y_s$  的粗分辨估计;
- (3) 先利用估计的目标  $s$  的坐标  $x_s$  和  $y_s$ , 即可以计算出  $\varepsilon_1$  和  $\varepsilon_2$ , 然后对第 3 行进行相位补偿,补偿后再对  $m_2$  做 chirp-z 变换,即可得到  $x_s$  的精分辨估计;
- (4) 先利用估计的  $x_s$  的精分辨坐标和  $y_s$  的粗分辨坐标来计算  $\varepsilon_0$  和  $\phi_e(k_2)$ , 然后进行相位补偿;最后通过对补偿后的信号进行 FFT 来得到  $y_s$  的精分辨估计,从而实现了目标的 2 维高分辨成像。

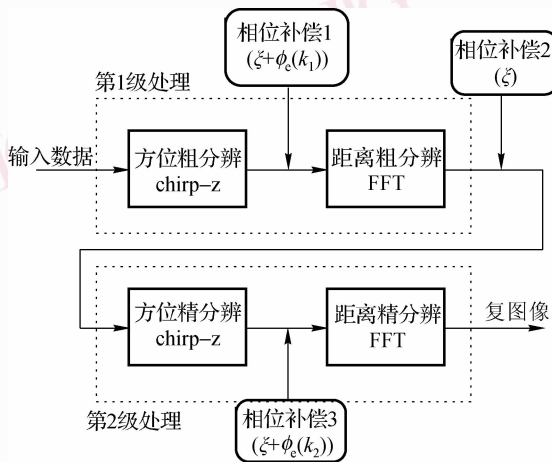


图 5 基于调频步进信号的 2 维子孔径处理算法流程图  
Fig. 5 Flow chart of PFOSA base on stepped-chirp signal

## 5 仿真结果

### 5.1 点目标仿真

仿真雷达波形参数如表 1 所示,考虑到子孔径处理的旁瓣控制,子带之间频率覆盖需有一定的重叠,其他主要参数选择如下:作用距离为 10 km,方位分辨率为 0.1 m,载机速度  $v = 150 \text{ m/s}$ 。由于簇内载机运动引入的空变相位误差主要影响目标的距离向聚焦,因此图 6 给出了场景中心点和方位偏离中心点 150 m 处的点目标响应的距离剖面图,其中实线表示本文算法(方法 1)的处理结果,虚线表示采用常规脉冲合成再进行子孔径处理(方法 2)的结果。从图中可以看出,场景中心点由于都进行了补偿,因此两者成像质量几乎一样。对于非场景中心点,方法 2 由于没有补偿空变相位误差,致使距离向发生了明显的散焦,由于方法 1 补偿了由簇内载机运动所导致的空变相位误差,因此成像质量得到明显的改善,如主瓣 3 dB 宽度改善了 12% 左右。

表 1 仿真雷达波形参数

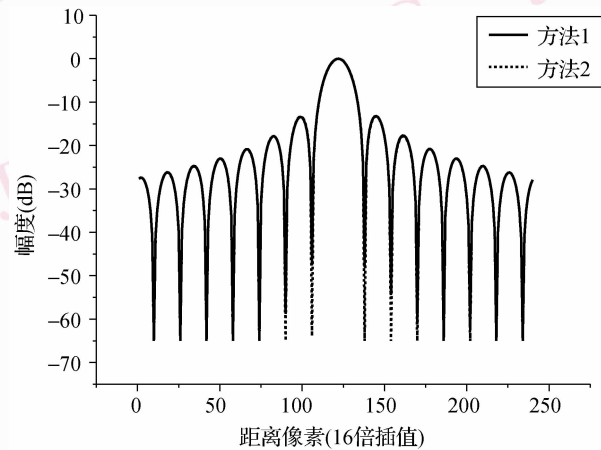
Tab. 1 Simulation parameters of radar waveform

参数名称	取值
簇内脉冲数	8
子脉冲带宽 (MHz)	300
子脉冲时宽 (us)	1
步进频率 (MHz)	150

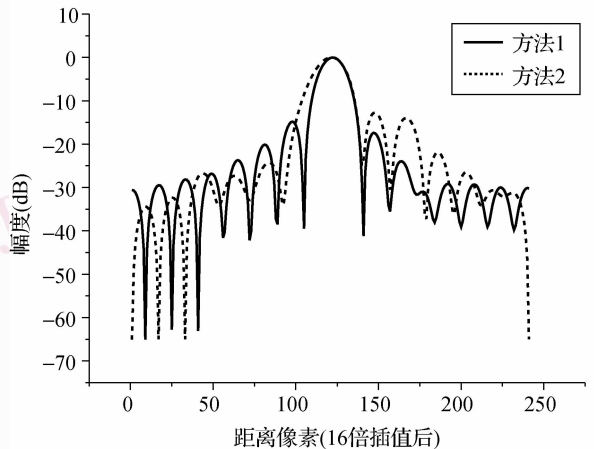
### 5.2 仿真数据处理

由于没有调频步进信号的 SAR 实测数据,因此

这里只能先通过对单载频 SAR 信号进行预处理来得到等效的调频步进信号 SAR 数据,然后再进行算法验证。由于单载频 SAR 数据经过距离重采样后,其波数域采样分布如图 4 中虚线所示,而所需的调频步进信号的数据经距离重采样后,其波数域采样分布如图 4 中实线所示,因此只要通过对经过距离重采样后的单载频 SAR 实测数据进行数据筛选就能得到所需的调频步进信号的数据。但由于通过预处理后实际的脉冲重复频率 (PRF) 降低,因此在成像场景较大时有可能引起方位采样模糊,为此处理前还需要通过对数据进行滤波来减小场景方位宽度,以适应 PRF 的减小。处理时,先采用上述方法对某实测数据进行数据转换,再利用本文方法进行成像处理,其处理结果如图 7(a) 所示,图 7(b) 同时给出了原始实测数据经 PFA 处理后的结果。由此可见,本文算法针对调频步进信号的处理可以得到类似全



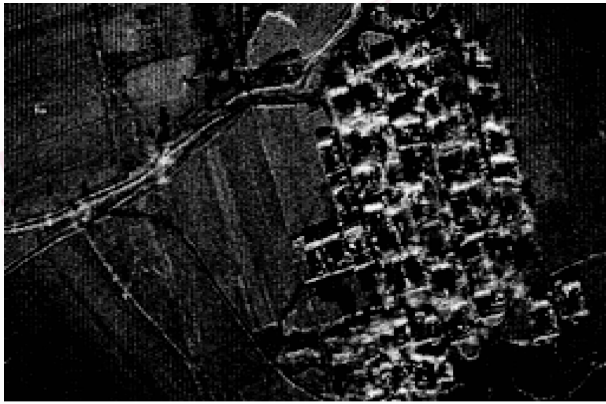
(a) 场景中心点目标响应距离剖面



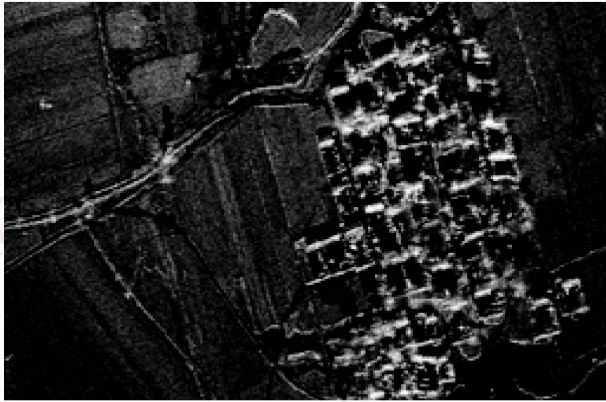
(b) 方位150m点目标响应距离剖面

图 6 点目标响应距离剖面图

Fig. 6 Range profile of point target response



(a) 仿真调频步进数据经本文方法处理结果



(b) 全带宽信号PFA处理结果

图 7 仿真数据处理结果

Fig. 7 Processing results of simulated data

带宽信号的处理结果。

## 6 结 论

本文对原有的 PFOSA 算法进行了改进,并将其应用于调频步进信号 SAR 成像处理,提出了一种新的 2 维子孔径处理算法,该算法将子带信号处理结合在距离子孔径处理中,使其无需常规的脉冲合成过程,同时该算法还能够利用子孔径处理获得的目标粗分辨率位置信息来补偿脉冲簇内载机运动引入的空变误差,从而克服了常规脉冲合成方法无法补偿空变误差的缺点。最后通过仿真数据处理,验证了该算法在调频步进信号 SAR 成像处理中的有效性。

### 参考文献 (References)

- 1 Cantalloube H. Airborne X-band SAR imaging with 10cm resolution-technical challenge and preliminary results [J]. IEE Proceedings, Radar, Sonar and Navigation, 2006, **153**(2): 163-176.
- 2 Schiimpf H, Wahlen A. High range resolution by means of synthetic

bandwidth generated by frequency-stepped chirps [J]. Electronics Letters, 2003, **39**(18): 1346-1348.

- 3 Lord R T, Inggis M R. High resolution SAR processing using stepped-frequencies [A]. In: Proceedings of IEEE Geoscience Remote Sensing Symposium [C], Singapore, 1997: 490-492.
- 4 Wilkinson A J, Lord R T, Inggis M R. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum [A]. In: Proceedings of the South African Symposium on Communications and Signal Processing [C], Cape Town, South African, 1998: 101-104.
- 5 Inggis M R, Van M W. A simulation of synthetic range profile radar [A]. In: Proceedings of the South African Symposium on Communications and Signal Processing [C], Cape Town, South African, 1992: 1-16.
- 6 Ender J H G. PAMIR-a wide phased array SAR/MTI system [J]. IEE Proceedings, Radar, Sonar and Navigation, 2003, **150**(3): 165-172.
- 7 Carrara W G, Goodman R S, Majewski R M. Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms [M]. Boston, MA, USA: Artech House, 1995.
- 8 Mita D D. Convolution backprojection image reconstruction for spotlight mode synthetic aperture radar [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 1992, **1**(4): 505-517.
- 9 Bauck J L. Tomographic processing of spotlight-mode synthetic aperture radar signals with compensation for wavefront curvature [A]. In: Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C], New York, USA, 1988: 1192-1195.
- 10 Jakowatz C V, Wahl D E. Spotlight-mode Synthetic Aperture Radar: A Signal Processing Approach [M]. Boston, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- 11 Burns B L, Cordaro J T. SAR image formation algorithm that compensates for the spatially variant effects of antenna motion [A]. In: Proceedings of SPIE [C], Orlando, FL, USA, 1994: 14-24.
- 12 Doerry A W. Synthetic aperture radar processing with polar formatted subapertures [A]. In: Proceedings of the 28th Asilomar Conference on Signals Systems & Computers [C], Pacific Grove, California, USA, 1994: 1210-1215.
- 13 Doerry A W. Synthetic Aperture Radar Processing with Tiered Subapertures [D]. University of New Mexico, Albuquerque, New Mexico, USA, 1995.

## 附录 A

下面将详细推导波前弯曲项  $\xi(n)$  的展开式(式(3))中各系数的表达式。

由文献[7]可知,  $r_c \doteq -\frac{|s|^2}{2r_c} + \frac{(r_c \cdot s)^2}{2r_c^3}$ , 其中

$$r_c \cdot s = r_c (x_s \cos \varphi_n \sin \alpha_n + y_s \cos \varphi_n \cos \alpha_n)$$

$$|s| = \sqrt{x_s^2 + y_s^2} \quad (\text{A-1})$$

由此可得到

$$r_e = \frac{-(x_s^2 + y_s^2) + \cos^2 \varphi_n \cos^2 \alpha_n (x_s \tan \alpha_n + y_s)^2}{2r_c} \quad (A-2)$$

因此  $\xi_n$  可进一步表示为

$$\begin{aligned} \xi_n &= \frac{r_e}{\cos \varphi_n \cos \alpha_n} \\ &= \frac{-(x_s^2 + y_s^2) + \cos^2 \varphi_n \cos^2 \alpha_n (x_s \tan \alpha_n + y_s)^2}{2r_c \cos \varphi_n \cos \alpha_n} \end{aligned} \quad (A-3)$$

由于原算法在对上式展开时忽略了  $r_c$  和  $\varphi_n$  的变化,因此随着分辨率的提高,由此引入的误差将不可忽略。下面将做更精确的推导。

考虑到图 1 中成像的几何关系,有

$$\begin{aligned} r_c \cos \varphi_n \cos \alpha_n &= y_0 \\ \cos^2 \varphi_n \cos^2 \alpha_n &= \frac{x^2 + y_0^2}{x^2 + y_0^2 + z_0^2} \cdot \frac{y_0^2}{x^2 + y_0^2} = \frac{y_0^2}{x^2 + y_0^2 + z_0^2} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{z_0^2}{y_0^2} + \frac{x^2}{y_0^2}} = \frac{1}{1 + \tan^2 \varphi_0 + \tan^2 \alpha_n} \end{aligned} \quad (A-4)$$

代入式(A-3),可得到

$$\xi_n = \frac{-(x_s^2 + y_s^2) + \frac{(x_s \tan \alpha_n + y_s)^2}{1 + \tan^2 \varphi_0 + \tan^2 \alpha_n}}{2y_0} \quad (A-5)$$

对于正侧视情况,由于  $\tan \alpha_n$  取值在 0 附近,因此对上式右边在  $\tan \alpha_n = 0$  点处进行泰勒展开,保留到二次项,即得到

$$\begin{aligned} \xi_n &= \frac{x_s^2 + (x_s^2 + y_s^2) \tan^2 \varphi_0}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} + \frac{x_s y_s}{y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} \tan \alpha_n + \\ &\quad \frac{x_s^2(1 + \tan^2 \varphi_0) - y_s^2}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)^2} \tan^2 \alpha_n \\ &= \frac{x_s^2 + (x_s^2 + y_s^2) \tan^2 \varphi_0}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} + \frac{x_s y_s \Omega}{y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} n + \\ &\quad \frac{x_s^2(1 + \tan^2 \varphi_0) - y_s^2}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)^2} \Omega^2 n^2 \end{aligned} \quad (A-6)$$

由此,得到式(3)中的各系数分别为

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 &= -\frac{x_s^2 + (x_s^2 + y_s^2) \tan^2 \varphi_0}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} \\ \varepsilon_1 &= \frac{x_s y_s \Omega}{y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)} \\ \varepsilon_2 &= \frac{x_s^2(1 + \tan^2 \varphi_0) - y_s^2}{2y_0(1 + \tan^2 \varphi_0)^2} \Omega^2 \end{aligned} \quad (A-7)$$