

0.1 米分辨率机载 SAR 系统的带宽实现和成像算法研究

白 霞,袁运能,孙进平,毛士艺
(北京航空航天大学 203 教研室,北京 100083)

摘 要: 研究 X 波段 0.1 米分辨率机载 SAR 系统的超大带宽实现和高准确度成像算法要求的相关问题. 深入分析频域合成带宽方法,提出一种适用于去斜率接收信号的类频域合成带宽方法,详细讨论两种方法在实现过程中的具体操作问题,包括频域方法的滤波器设计和解决类频域方法的宽测绘带混叠现象. 对 Chirp Scaling 算法、Chirp z transform 算法和 Omega K 算法的聚焦处理进行比较,分析算法的聚焦准确度和计算效率性,给出近似算法对测绘距离和测绘带宽度限制的表达式. 讨论合成带宽与成像算法的联合问题,分析两种联合情况的执行过程和特点,给出频域合成带宽直接嵌入成像算法的数据处理流程. 最后,通过仿真数据验证了整个分析过程和解决方法.

关键词: 机载合成孔径雷达; 高分辨率; 合成带宽; 成像算法

中图分类号: TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 09-1622-08

Airborne SAR Imaging with 0.1m Resolution: Bandwidth Management and Image Formation

BAI Xia, YUAN Yun-neng, SUN Jin-ping, MAO Shi-yi
(Faculty 203, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: This work addresses the study of bandwidth management and image formation for airborne SAR imaging with 0.1m resolution. The frequency domain synthetic bandwidth method is analyzed, and a novel quasi method that applies to deramp receive mode is proposed. Some issues arising in practical implementation of the technique are discussed, that is, the filter design and the solution to overlap. Different algorithms with integrated motion compensation (ECS/ECZT/EOK) are compared with each other in terms of their focusing processing, and some expressions for allowable range and range scene extent are presented. Moreover, analysis of an approach combining the synthetic bandwidth technique and Omega K algorithm is presented. It offers the possibility of achievement X band airborne SAR imaging up to 0.1m resolution. Finally, we present results on simulated data aimed at validating the whole analysis and the proposed procedure.

Key words: airborne SAR; high range resolution; synthetic bandwidth; image formation

1 引言

机载合成孔径雷达(SAR)系统经过多年的发展,分辨率从最初的几十米逐步提高一米以下,目前最高的分辨率设计水平达到 0.1 米,如德国 FGAN 开发的 PAMIR 系统^[1]. 高分辨率有利于进行目标识别,对于军事领域应用尤其重要. 然而,开发 0.1 米分辨率机载 SAR 系统将面临一系列技术难题,包括宽带波束形成(broadband beamforming)、内部和外部校正(internal and external calibration)、带宽实现(bandwidth management)、运动补偿(motion compensation)和成像(image formation),这些问题

并不是现存的概念和系统的简单扩展所能解决的,必须采用一些新的策略,本文对 X 波段 0.1 米分辨率机载 SAR 系统的带宽实现和成像算法的相关问题进行了全面研究.

0.1 米分辨率所要求的带宽达到 1.5GHz 以上(实际中带宽要求约 1.8GHz),如此大带宽信号的波形发生和信号采集均面临技术上和方法上的难题,文献[2]主要讨论了采用时域合成带宽方法实现超大带宽的相关问题. 这种方法的合成信号可直接采用原有的成像处理流程,它的缺点是对于基本接收信号的时域合成带宽需要插值操作,计算效率性不高,并且在频率步长 f_{sep} 小

收稿日期: 2006-03-27; 修回日期: 2007-03-22

基金项目: 武器装备预研基金(No. 9140A07020106HK0130)

于子信号带宽 B_n 的情况下, 由于重叠区域的信号幅度波动, 两种接收模式下的合成信号经过距离压缩处理后可能存在一定水平的成对旁瓣. 本文重点讨论频域合成带宽方法^[3-5], 这种方法的计算效率性能表现好, 对于 $f_{step} < B_n$ 情况, 可采用截取有效带宽构成联合谱, 成像结果更为理想. 这种方法已经应用于, 包括 PAMIR (德国, X 波段, 0.1 米分辨率), CARABAS (瑞典, VHF 波段, 0.25 米分辨率) 和 RoofSAR (南非, X 波段, 0.3 米分辨率).

本文首先讨论了频域合成带宽方法的原理和距离压缩滤波器的设计问题, 由各个子带宽信号谱构成一个无缝且平坦的联合谱, 实现高的距离分辨率成像. 接下来分析去斜率接收信号模型, 从中可知信号经过残余视频相位(RVP)去除处理的同时完成了包络对齐, 即各个距离点的信号的时间轴一致, 并且信号的时间长度直接关联带宽大小, 因此, 它可以采用截取有效时长的方法构造联合信号以实现带宽合成, 此方法的操作过程和特点上与频域合成带宽方法一致, 故而称之为类频域合成带宽方法, 此外, 对于宽测绘带去斜率接收信号的分段处理情况给出附加因子的表达式, 保证正确完成分段信号的 RVP 去除.

成像算法的选取需要在成像质量和实时性之间取得折衷, X 波段 0.1 米分辨率 SAR 系统对于成像算法的聚焦准确度和计算效率提出的更高的要求. 本文研究扩展的 Chirp Scaling 算法^[6]、Chirp z transform 算法^[7]和 Omega K 算法^[8,9], 它们分别通过 CS 操作、Scaled 傅立叶变换和 MSTOLT 插值解决距离单元徙动现象, 比较算法的聚焦准确度和计算效率性, 给出近似算法对测绘距离和测绘带宽度限制的表达式以说明其适用范围.

由于 SAR 成像是不可分的二维压缩过程, 因此, 距离压缩直接关联的合成带宽技术对方位压缩处理的影响将直接关系到成像流程, 需要根据所选择的合成带宽方法和成像算法来调整, 频域合成带宽技术与成像算法联合可以有两种方法, 本文分析了两种情况的执行过程和特点. 一种便于操作的方法是成像处理先于带宽合成, 即各个子带宽信号图像经过距离傅立叶变换之后进行合成带宽, 最后经过逆距离傅立叶变换得到高距离分辨率的图像. 这种方法附加了两个傅立叶变换, 因此在计算量上有所增加, 然而这种方法也有附加的优势, 信号保持了窄带宽假设, 对成像算法的聚焦准确度要求相对比全带宽信号要低. 频域合成带宽也可以直接嵌入成像算法之中, 需要根据所选择成像算法来调整, 本文给出了两种接收模式下的联合频域合成带宽的扩展 Omega K 算法处理流程, 由于 Omega K 算法理论中无窄带宽近似, 更为适合采用这种带宽合成直接嵌入成像流程的联合方法.

最后, 应用频域合成带宽技术和扩展 Omega K 算法对仿真数据进行处理, 验证了各个方法的正确性.

2 理论分析

首先对 SAR 回波信号建模: 假设全带宽 chirp 脉冲信号中心频率 f_c , 带宽 B_p , 调频率 γ , 脉冲长度 T_p , 子 chirp 脉冲信号带宽 B_n , 频率步长 f_{step} , 步数 n . 为了得到完整的全带宽信号, 频率步长必须不大于子脉冲信号带宽, 即 $f_{step} \leq B_n$. 假设子脉冲中心频率:

$$f_c(k) = f_c + \left(k - \frac{1}{2} - \frac{n}{2}\right) \cdot f_{step}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

发射信号:

$$s_x(t, k) = \text{rect}\left[\frac{t}{T_{pn}}\right] \exp[j2\pi f_c(k)t] \cdot \exp[j\pi \gamma t^2] \quad (2)$$

距离 r_i 处的点散射体回波信号:

$$s_r(t, k) = \text{rect}\left[\frac{t - 2r_i/c}{T_{pn}}\right] \exp\left[j2\pi f_c(k)\left(t - \frac{2r_i}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[j\pi \gamma \left(t - \frac{2r_i}{c}\right)^2\right] \quad (3)$$

参考信号:

$$s_{ref1}(t, k) = \exp\left[j2\pi f_c(k)\left(t - \frac{2r_s}{c}\right)\right] \quad (4)$$

$$s_{ref2}(t, k) = \exp\left[j2\pi f_c(k)\left(t - \frac{2r_s}{c}\right)\right] \exp\left[j\pi \gamma \left(t - \frac{2r_s}{c}\right)^2\right] \quad (5)$$

参考信号 1 对应的是基本接收信号, 参考信号 2 对应的是去斜率接收信号. 回波信号乘参考信号的复数共轭, 得到点散射体接收信号:

$$s_i(t, k) = \text{rect}\left[\frac{t - 2r_i/c}{T_{pn}}\right] \cdot \exp\left[j2\pi f_c(k)\left(\frac{2r_s - 2r_i}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[j\pi \gamma \left(t - \frac{2r_i}{c}\right)^2\right] \quad (6)$$

$$s_{i_dramp}(t, k) = \text{rect}\left[\frac{t - 2r_i/c}{T_{pn}}\right] \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}\left(f_c(k) + \gamma\left(t - \frac{2r_i}{c}\right)\right)(r_i - r_s)\right] \cdot \exp(j\phi) \quad (7)$$

其中, $\phi = \pi \gamma \frac{4}{c^2}(r_i - r_s)^2$ 是残留视频相位(RVP)误差.

2.1 频域合成带宽

距离分辨率直接关联于雷达系统的测量带宽, 频域合成带宽技术通过串连步进载频的子带宽信号频谱重建目标场景的宽反射谱, 得到高距离分辨率. 处理过程包括: (见图 1)

(1) 对 n 个样本序列做傅立叶变换,

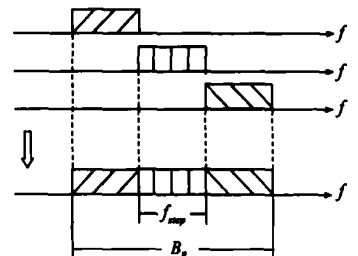


图 1 频域合成带宽

得到 n 个子信号的频谱 $S(f)$.

(2) 对 n 个子信号频谱, 截取频谱中心频率附近的有效部分 f_{step} , 构造联合谱.

(3) 设计合适压缩滤波器 $H(f)$ 乘联合谱.

(4) 逆傅立叶变换, 产生高分辨率距离像.

实际应用中特别需要注意两个问题: 第一, 参数设计: 必须保证 $\Delta f_{DFT} = f_s / n_{bins}$, 即有效带宽是频率间隔 Δf_{DFT} 的整数倍, n_{bins} 是 DFT 执行的门数, $f_{step} / \Delta f_{DFT}$ 是整数才能保证截取有效带宽子谱的拼接是完整的全带宽频谱.

第二, 压缩滤波器的设计: 最为关键的和重要的步骤, 最简单的方法是对各个子信号频域匹配滤波压缩. 距离压缩滤波器的设计中存在的一些细节问题, 基本滤波因子为:

$$H_0(f_r) = \exp\left[j \frac{\pi}{\gamma} f_r^2\right] \quad (8)$$

不同载频对应的子信号, 包含一个载频有关系的常数相位:

$$\phi(k) = \frac{4\pi r_s}{c} f_c(k) \quad (9)$$

如果不消除此相位, 联合谱的子信号边缘处发生相位跃变, 成像质量下降. 因此, 距离压缩滤波因子为:

$$H(f_r) = H_0(f_r) \cdot \exp(-j\phi(k)) \quad (10)$$

chirp 信号的精确幅度谱在顶部存在菲涅耳起伏, 并且幅度谱并不严格限制在带宽之内, 因此, 联合谱中的子谱边缘的周期性的波动可能产生虚假目标像. 一种解决的方法:

$$H(f_r) = \begin{cases} \arg(H(f_r)) = \arg(S^*(f_r)) \\ |H(f_r)S(f_r)| = 1 \end{cases} \quad (11)$$

其中 $S(f_r)$ 为发射的基带信号的傅立叶变换.

倒数的幅度设计可以抑制联合谱中带有周期性的幅度误差所引起的成对旁瓣.

2.2 去斜率合成带宽

去斜率接收 (deramp on receive) 是一种广泛应用于窄测绘带情况的 SAR 接收模式, 采用频率分析法实现脉冲压缩. 本文将频域方法与去斜率接收信号特点结合, 提出一种类频域合成带宽方法, 并且讨论该方法在宽测绘带情况下的应用问题.

步进载频接收信号相当于发射中心频率 f_c 而调频率不变的大时间带宽的 chirp 信号情况下接收回波的 n 个分段, 串连各个分段实现带宽合成. 这个过程可以通过时移和叠加完成, 是一种时域合成带宽方法^[2]. 时间分段的串连还可以通过另一种方式完成, 与 RVP 和包络对齐过程相关联.

对于高分辨率情况, RVP 一般不可忽略, 否则, 能够聚焦成像的范围将变小, 一种通常采用的 RVP 消除

方法处理流程如图 2 所示.

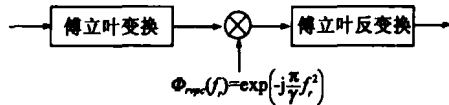


图 2 RVP 消除

如果分别对子带宽信号首先进行 RVP 误差的消除, 信号表达为:

$$s_{i_deramp_rvc}(t, k) = \text{rect}\left[\frac{t - 2r_s/c}{T_{pm}}\right] \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} \left(f_c + \gamma \left[t + \frac{\Delta f(k)}{\gamma} - \frac{2r_s}{c}\right]\right) (r_i - r_s)\right] \quad (12)$$

其中: $\Delta f_c(k) = f_c(k) - f_c$

从上式中可以看出, 包络对齐同时完成, 即各点的距离频率历程在时间上一致. 因此, 截取有效时间长度并串连, 实现合成带宽 (见图 3). 有效时长为:

$$T_e = \begin{cases} \frac{f_{step}}{\gamma}, & f_{step} < B_n \\ T_{pn}, & f_{step} = B_n \end{cases} \quad (13)$$

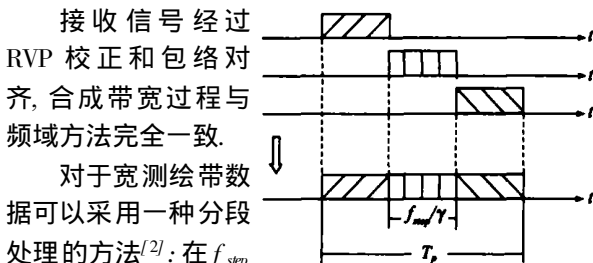


图 3 去斜率合成带宽

对于宽测绘带数据可以采用一种分段处理的方法^[2]: 在 $f_{step} = B_n$ 和 $f_s = 2B_n$ 条件下, 假设测绘带宽度为 KT_{pn} , 如果 $K \leq 2$, 则采用窄测绘带情况下的基本算法直接处理. 如果 $K > 2$, 那么整个回波序列长度 $(K+1)T_{pn}$ 采用重叠分段方法分成 K 个 $2T_{pn}$ 长度的子序列, 重叠长度为 T_{pn} . 与时域方法不同之处在于, 子序列距离去扭曲的中心距离不再是整个测绘带的中心点, 而是测绘分段的中心点, 因此, 包络对齐之前需要乘一个适当的频移因子:

$$H(t, I) = \exp\left[-j2\pi\gamma\left(I - \frac{1}{2} - \frac{K}{2}\right)T_{pn} \cdot \left(t - \frac{2r_{sl}}{c}\right)\right] \quad (14)$$

此因子使得第 I 个分段数据的测绘分段中心点 r_{sl} 的信号频率为零. 而后, 采用窄测绘带情况下的基本算法即可完成子序列的带宽合成以及距离压缩, 最后依次拼接 K 个子序列所得的有效像点 (中心部分的一个脉冲时间长度), 得到整个测绘带的距离像.

2.3 成像算法

SAR 成像处理主要有两个问题, 一是距离徙动校正, 二是运动补偿. 距离徙动 (Range Cell Migration RCM) 可分解为一次线性分量和二次以上 (包括二次的) 弯曲分量, 线性分量为距离走动 (Range Walk), 弯曲分量称为距离弯曲 (Range Curvature). 距离徙动现象的准确高

效补偿是快速和精确的 SAR 数据处理的关键. 运动补偿与成像算法联合的一种基本方法是将雷达视线方向上的载机位移所引入的相位误差分为两个成分: 距离无关(range independent)和距离依赖(range dependent), 分别予以补偿, 即一阶运动补偿和二阶运动补偿. 这种运动补偿方法与 SAR 成像算法相联合: 扩展 Chirp Scaling 算法(ECS, 1994), 扩展 Chirp z 变换算法(ECZT, 1999), 扩展 Omega K 算法(EOK, 2003). 0.1 米分辨率要求高精度的距离徙动校正和运动补偿, 本节对这三种联合运动补偿的成像算法(见图 4)进行对比分析. 三种联合运动补偿算法

(1) ECS (2) ECZT (3) EOK 流程中, 一阶运动补偿、二阶运动补偿和方位压缩的处理是完全相同的, 主要差别在于距离徙动校正, 对应着不同的途径以及相应的准确度和计算效率.

ECS 算法基本思路是在距离多普勒域通过 Chirp Scaling 操作修正距离徙动曲线, 使之与参考距离相同, 而后经过距离傅立叶变换, 在二维波数域通过简单的相位相乘完成距离徙动校正, 从而避免了插值运算, 是一种计算效率非常高的算法. 该算法的理论基础是波数域的泰勒近似(式(15)), 即忽略三次以上相位, 在此近似的基础上, 信号在距离-多普勒域的相位可以表达为式(16), 因此, 泰勒二阶近似是 CS 算法在 CS 操作之前仅进行方位傅立叶变换的前提. 算法另一个近似则是由于 CS 因子以参考距离为参数(式(17)), 所以二次距离压缩无距离更新.

$$\theta(f_r, f_a) = -\frac{4\pi}{c} \cdot r \cdot \sqrt{(f_c - f_r)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} - \frac{\pi f_r^2}{\gamma} \\ \approx -\frac{4\pi}{c} \cdot r \cdot \left[f_c \beta + \frac{f_r}{\beta} + \frac{\beta^2 - 1}{2f_c \beta^3} f_r^2 \right] - \frac{\pi f_r^2}{\gamma} \quad (15)$$

其中 f_r 和 f_a 分别为距离频率和方位频率, $\beta =$

$$\sqrt{1 - \frac{\lambda^2 f_a^2}{4v^2}}.$$

$$\theta(f_a, r) = \pi k(f_a; r) \left[\tau - \frac{2r}{c} \cdot \frac{1}{\beta} \right]^2 - \frac{4\pi}{\lambda} \cdot r \cdot \beta \quad (16)$$

$$\frac{1}{k(f_a; r)} \approx \frac{1}{\gamma} + r \cdot \frac{2\lambda(\beta^2 - 1)}{c^2 \beta^3} \quad (17)$$

$$k(f_a; r) \approx k(f_a; r_{ref})$$

ECZT 算法和 EOK 算法均采用分别处理距离单元徙动中距离无关和距离依赖成分的方法(见表 1).

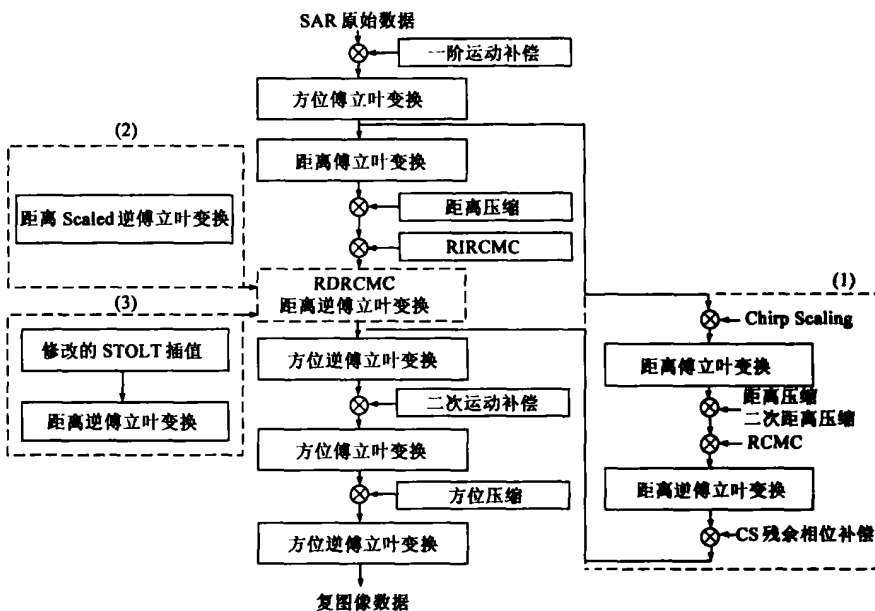


图 4 联合运动补偿的成像流程

表 1 ECZT 和 EOK 算法的距离徙动校正

距离无关距离单元徙动补偿(RIRCMC)		
ECZT	$\theta_{RIRCMC}(f_r, f_a) = \frac{4\pi}{c} \cdot r_{ref} \cdot \frac{f_r}{\beta} + \pi \cdot r_{ref} \cdot \frac{2 \cdot \lambda \cdot (\beta^2 - 1)}{c^2 \beta^3} \cdot f_r^2$	(18)
EOK	$\theta_{RIRCMC}(f_r, f_a) = \frac{4\pi}{c} \cdot r_{ref} \cdot \left[\sqrt{(f_c + f_r)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} - \sqrt{f_c^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \right]$	(19)
距离依赖距离单元徙动补偿(RDRCMC)		
ECZT	$f_r \rightarrow \frac{f_r}{\beta(f_a)}$	(20) CZT
EOK	$f_r \rightarrow \sqrt{(f_c + f_r)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} - \sqrt{f_c^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}}$	(21) 插值

比较上述三种算法: (1) EOK 算法中采用修改的 STOLT 插值(式(21)), 进一步展开,

$$f_r \rightarrow f_r' \approx \frac{f_r}{\beta(f_a)} - \frac{f_r^2}{2f_c \beta^3(f_a)} \cdot \frac{c^2 f_a^2}{4v^2 f_c} \approx \frac{f_r}{\beta(f_a)} \quad (22)$$

可见, 修改的 STOLT 变换完成距离单元徙动校正, 并且它的补偿作用是完整的, 包括所有的高次耦合项. (2) ECZT 算法中采用 Chirp z 变换(CZT)完成距离向的 Scaled 逆傅立叶变换, 计算效率性通常好于 EOK 算法所要求插值过程. (3) 在波数域泰勒近似成立的情况下, ECS 和 ECZT 算法的聚焦性能是等价的^[10], 二者差别仅在于实现过程; ECZT 算法对信号性质没有要求, 较 ECS 算法更为灵活; 由于采用 ECS 实现可以减少一个卷积步骤, ECS 算法具有更高的计算效率.

ECS 和 ECZT 算法中的近似所引起误差主要有两部分, 在二维波数域内分析, 包括二次相位误差

$$\phi_q = \frac{4\pi}{c} \cdot (r_0 - r_{ref}) \cdot \frac{\beta^2 - 1}{2f_c \beta^3} f_r^2 \quad (23)$$

和高次相位误差, 它的主要成分为三次相位误差

$$\phi_{cubic} = \frac{4\pi}{c} \cdot r_0 \cdot \frac{\beta^2 - 1}{2f_c^2 \beta^5} f_r^3 \quad (24)$$

β 和 f_r 的最大值可以表示为

$$\beta_{\max} = \sqrt{1 - \left[K_a \cdot \frac{c}{4f_c \cdot \rho_a} \right]^2}, f_{r_{\max}} = K_r \cdot \frac{c}{4\rho_r} \quad (25)$$

其中 K_r 和 K_a 分别为距离向和方位向的展宽因子. 因此, 相位误差的峰值分别为

$$\phi_{q_pk} = \left[1 - \left(\frac{K_a}{4f_c \rho_a} \right)^2 \right]^{3/2} \left(\frac{c}{f_c} \right)^3 \left(\frac{K_a}{4\rho_a} \right)^2 \left(\frac{K_r}{4\rho_r} \right)^2 \cdot (r_0 - r_{rf}) \quad (26)$$

$$\phi_{cubic_pk} = \left[1 - \left(\frac{K_a}{4f_c \rho_a} \right)^2 \right]^{5/2} \left(\frac{c}{f_c} \right)^4 \left(\frac{K_a}{4\rho_a} \right)^2 \left(\frac{K_r}{4\rho_r} \right)^3 \cdot r_0 \quad (27)$$

对上述二次和三次相差峰值设置门限值 $\pi/2$, 于是根据 $\phi_{q_pk} \leq \pi/2$ 可以确定测绘带宽度限制 $W_R = 2 \cdot (r_0 - r_{rf})$, 而根据 $\phi_{cubic_pk} \leq \pi/2$ 可以确定临界测绘斜距长度 R . 根据

$$W_R \approx \frac{\lambda}{2} \cdot \left(\frac{4\rho_a}{\lambda K_a} \right)^2 \left[1 - \left(\frac{\lambda K_a}{4\rho_a} \right)^2 \right]^{3/2} \quad (28)$$

$$R \approx \frac{\lambda}{4} \cdot \left(\frac{4\rho_a}{\lambda K_a} \right)^2 \left[1 - \left(\frac{\lambda K_a}{4\rho_a} \right)^2 \right]^{5/2} \quad (29)$$

可以得到表 2.

表 2 ECS 和 ECZI 算法对测绘带宽和斜距长度的限制(正侧视)

波段	分辨率	$K_a = 1$	$K_r = 1$	$K_a = 1.2$	$K_r = 1.2$
	$(\rho_a \times \rho_r) (m \times m)$	W_R	R	W_R	R
X (10GHz)	0.3×0.3	38364	766800	18494	307950
	0.1×0.5	11752	389530	5646	155570
	0.1×0.3	4230	84140	2032	33603
	0.1×0.1	470	3116	225	1244

从表 2 中可以看出, 随着分辨率要求的提高, ECS 和 ECZI 算法的适用性已经不能满足机载 SAR 成像的普遍应用条件——测绘带宽度和斜距长度分别可达到 3km 和 100km, 为了保证成像质量, EOK 算法具有适应性广泛的优势. 在此需要说明一点, 由于篇幅所限, ECS 和 ECZI 算法的进一步改进的相关问题另行讨论.

根据基本接收信号的 EOK 算法流程, 类似地, 对于去斜率接收信号可以采用如图 5 所示的处理流程, 它的 RVP 消除和距离去扭曲因子见图 2 所示, 再经过方位傅立叶变换, 信号相位:

$$\phi(f_a, t) = -\frac{4\pi}{c} \sqrt{\left(f_c + \sqrt{\left(t - \frac{2r_s}{c} \right)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \right)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \quad (30)$$

于是, 类似于式(21), 修改的 STOLT 变换:

$$\sqrt{\left(t - \frac{2r_s}{c} \right)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \rightarrow \sqrt{\left(f_c + \sqrt{\left(t - \frac{2r_s}{c} \right)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \right)^2 - \frac{c^2 f_a^2}{4v^2}} \quad (31)$$

其他步骤的因子表达式同原始 EOK 算法.

2.4 成像算法与频域合成带宽的结合

频域合成带宽方法是在距离像的傅立叶变换域内进行带宽合成, 如果带宽合成先于成像处理, 则不能直接完全采用原有算法. 如果子带宽数据成像处理先于带宽合成, 可以采用原有算法流程对子带宽数据进行成像, 而后子图像经过距离傅立叶变换之后进行合成带宽, 最后经过距离逆傅立叶变换得到高的距离分辨率的图像. (见图 6) 这种方法可以

解释为: 各个子图像经过距离傅立叶变换到频域, 它们分别是目标在不同的子带宽内的反射率谱, 合成带宽过程将得到整个信号在全带宽内反射率谱, 距离逆傅立叶变换返回时域, 得到高的距离分辨率的 SAR 图像.

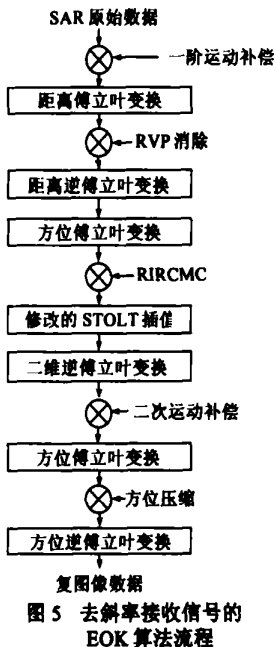


图 5 去斜率接收信号的 EOK 算法流程

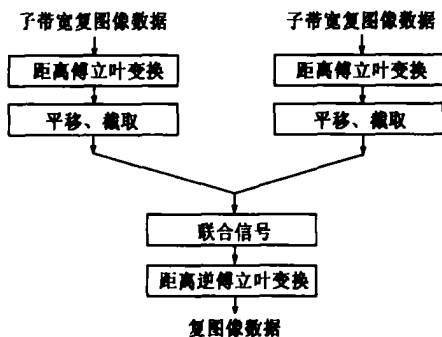


图 6 频域合成带宽后处理

频域合成带宽嵌入成像算法之中, 需要根据所选择成像算法来调整, 本文给出频域合成带宽与 EOK 算法直接结合的数据处理流程(见图 7), 其中(1)和(2)分别对应基本接收信号和去斜率接收信号, 联合信号构建即是合成带宽过程.

需要特别说明的是子信号与联合信号的在距离像的傅立叶变换域内变量表达. 子信号距离傅立叶变换, 信号相位:

$$\phi(k, f_r) = -\frac{4\pi}{c} \sqrt{\left(f_c(k) + f_r \right)^2 - \frac{c^2 f_r^2}{v^2}}, \quad |f_r| \leq B_n$$

(32)

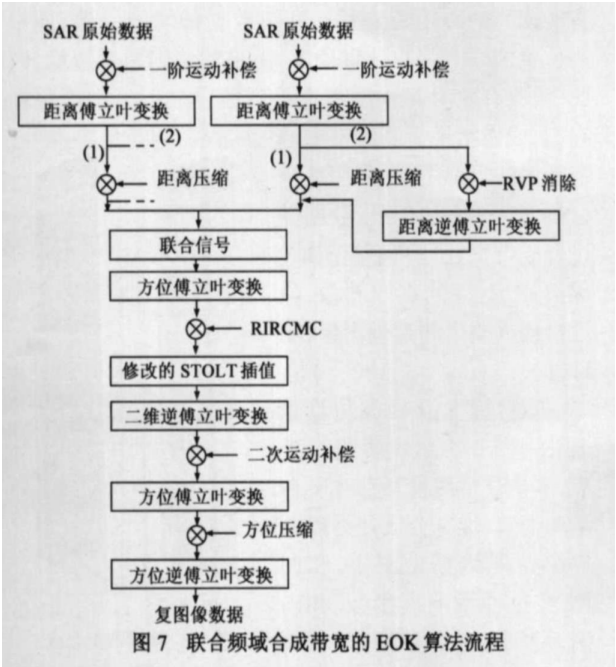


图 7 联合频域合成带宽的 EOK 算法流程

距离压缩处理, 信号相位:

$$\phi(k, f_r) = -\frac{4\pi}{c}r(f_c + \Delta f_c(k) + f_r) \tag{33}$$

带宽合成, 联合信号的相位:

$$\phi(F_r) = -\frac{4\pi}{c}r(f_c + F_r) \tag{34}$$

其中 $|F_r| \leq B_p$, $F_r = f_r + \Delta f_c(k)$

去斜率接收子信号经过 RVP 消除, 信号相位:

$$\begin{aligned} \phi(k, t) &= -\frac{4\pi}{c}r\left[f_c(k) + \gamma\left(t - \frac{2r_s}{c}\right)\right] \\ &= -\frac{4\pi}{c}r\left[f_c + \gamma\left(\frac{\Delta f_c(k)}{\gamma} + t - \frac{2r_s}{c}\right)\right], |t| \leq T_{pn} \end{aligned} \tag{35}$$

带宽合成, 联合信号的相位:

$$\phi(T) = -\frac{4\pi}{c}r\left[f_c + \gamma\left(T - \frac{2r_s}{c}\right)\right] \tag{36}$$

其中 $|T| \leq T_p$, $T = t + \frac{\Delta f_c(k)}{\gamma}$

频域合成带宽与成像算法联合的两种方式对聚焦算法的聚焦准确度要求有所不同, 以距离单元徙动二

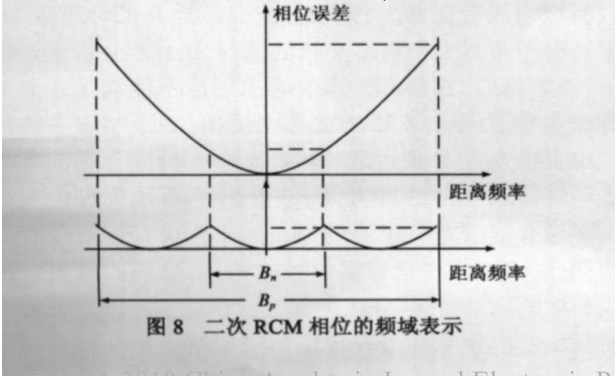


图 8 二次 RCM 相位的频域表示

次成分在距离频率上的表现为例(见图 8), 子带宽数据先成像方式比先带宽合成方式中的二次 RCM 相位要小. 因此, ECS 和 ECZT 算法更宜采用第一种方式以保证成像质量, 而理论上无窄带宽近似的 EOK 算法则适合采用不需要附加计算量的第二种方式.

3 数据验证

数据验证工作主要包括: (1) 通过距离维仿真数据验证两种频域合成带宽方法; (2) 通过二维仿真数据验证联合频域合成带宽方法的扩展 Omega K 算法实现 X 波段 0.1 米分辨率 SAR 成像的能力. 仿真参数见表 3.

表 3 仿真参数

	X 波段
中心频率	10GHz
信号全带宽	1.5GHz
信号子带宽	300MHz
频率步长	300MHz
频率步数	5
天线直径	0.2m
方位采样间隔	0.05m
载机速度	100m/s
中心测绘斜距	5000m

图 9 表明倒数的幅度设计可以抑制联合谱中带有周期性的幅度误差所引起的成对旁瓣, 得到理想的 0.1 米分辨率的冲激响应. 去斜率经过 RVP 去除之后的信号发生一定的畸变, 合成信号在子信号边缘处存在一定的起伏, 图 10(a)、(b) 与图 9(a)、(b) 的表现几乎一致. 定义 $K_B = B_n/f_{step}$ 为逆有效带宽比, 图 10(c)、(d) 表明 $K_B > 1$ 的情况下, 有效部分的截取使得合成信号在子信号边缘处的波动减弱, 距离压缩结果接近理想冲

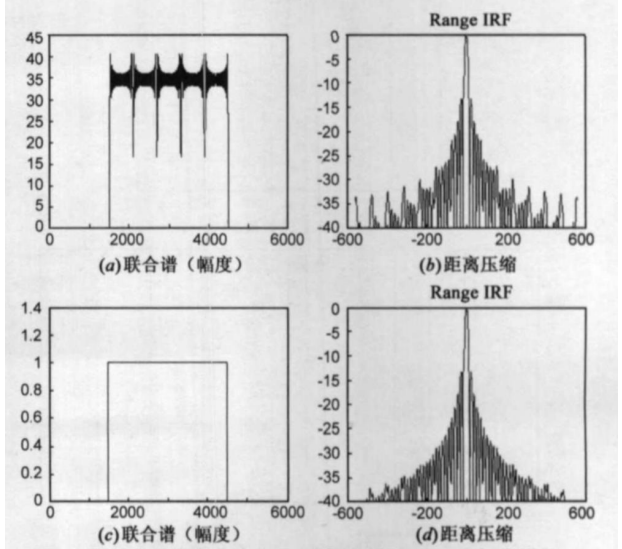
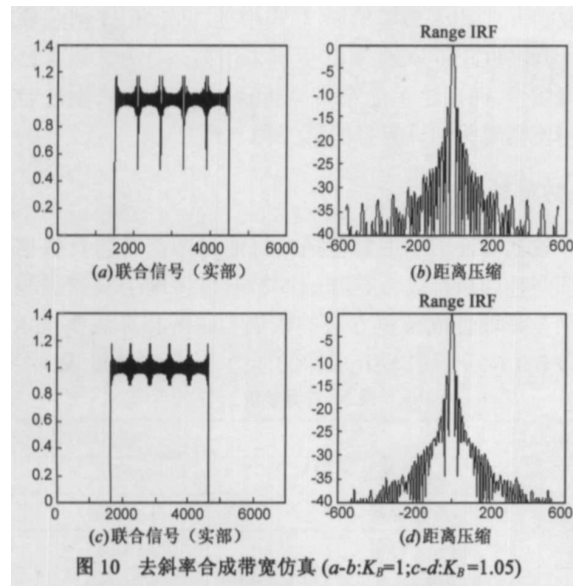


图 9 频域合成带宽仿真 (a-b:无幅度设计;c-d:有幅度设计)

激响应, 频域合成带宽方法有同样的特点.



宽测绘带去斜率信号的处理, 以测绘带时长 $\tau_R = 3T_{pn}$ 为例, 在满足 $f_s = 2B_n$ 和 $f_{step} = B_n$ 的条件下, 选择分段时长为 $T = 2T_{pn}$, 重合长度为 $\Delta T = T_{pn}$, 那么整个回波时间长度采用重叠分段方法分成 3 个数据段. 仿真采用的波形参数见表 3, 采样率 600MHz, 时间长度为 3 个 T_{pn} 的测绘带内设置 9 个点目标, 每个 T_{pn} 内 3 个点目标: 中心位置及其两侧对称位置.

如果直接采用窄测绘带情况下的基本算法, 图像没有混叠, 仅包含部分图像, 即 $f_s / \gamma = 2T_{pn}$ 对应的时间长度内的测绘带中心范围. 图 11(a) 中无目标 ($T1-$) 和目标 ($T3+$), 此现象产生的原因是: 中心范围之外的点目标回波数据经过 RVP 消除和包络对齐, 信号并没

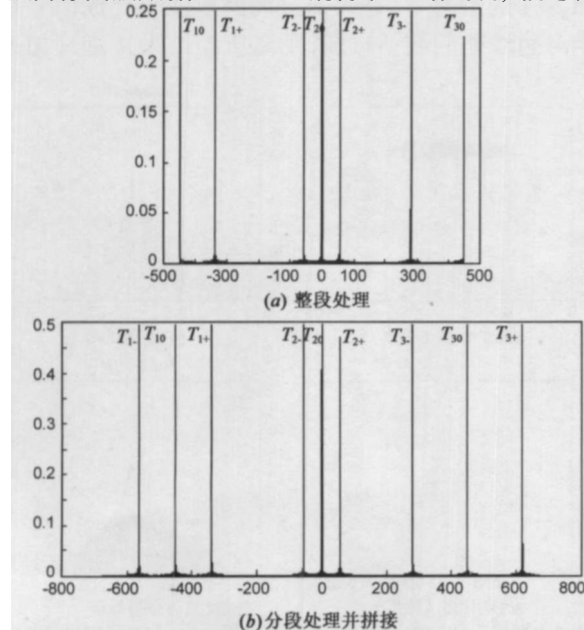
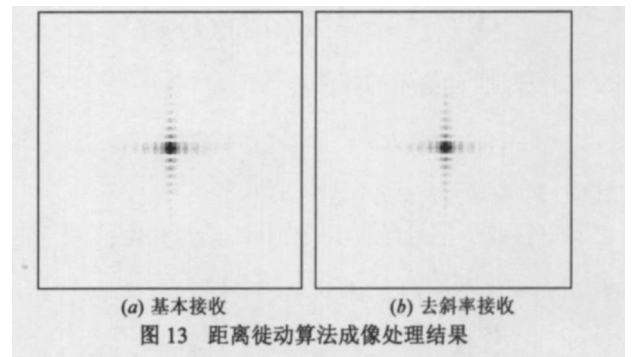
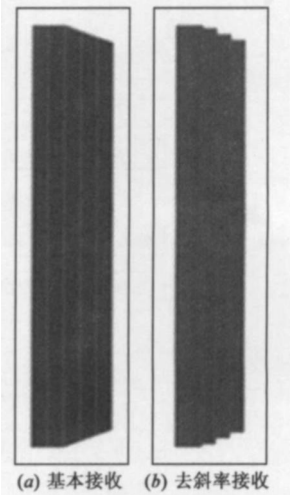


图 11 宽测绘带信号去斜率合成带宽

有实现与中心距离点目标回波数据的时间一致, 即中心位置的一个脉冲时间长度, 而是偏移到两侧边缘, 因此, 截取有效时间长度串连得到的合成信号中不包括它们, 成像结果为测绘带中心范围内的目标图像. 采用重叠分段处理的方法, 分段数据经过合成带宽处理和距离压缩, 保留 T_{pn} 对应的有效图像, 最后拼接成整个测绘带图像(图 11(b)).

点目标 SAR 回波仿真数据采用图 6 所示流程进行处理, 本仿真中假设不存在平台运动误差, 带宽合成数据以及成像处理结果见图 12 和图 13, 经过冲激响应函数 (IRF) 测评表明, 两种接收模式下均得到了理想的 X 波段 0.1 米分辨率图像.



4 结束语

机载 SAR 系统的高分辨率发展趋势对 SAR 成像技术提出了新的要求, X 波段 0.1 米分辨率 SAR 成像面临带宽实现、运动补偿和成像等方面的难题. 本文以合成带宽技术实现大带宽观测为出发点, 深入研究了频域合成带宽方法, 提出了一种适合于去斜率接收信号的类频域合成带宽方法, 并且对比基本频域方法, 详细地解释了两种接收模式下的带宽合成的过程和特点. 比较时域合成带宽方法, 频域方法具有更高的计算效率, 更适合子带宽大于频率步长的情况. 0.1 米分辨率要求下, 高效率的 CS 和 CZT 算法的适用性不能满足普遍的测绘条件, Omega K 算法被考虑采用. 为了明确完整的二维 SAR 数据处理过程, 本文讨论了频域合成带宽与成像算法联合的两种方式, 并给出了两种接收模式下的频域合成带宽与扩展的 Omega K 算法直接结合的流程图, 它可以完成全带宽信号的构造, 准确的聚焦以及高精度的运动补偿, 适用性广泛. 最后, 仿真结果表明将频域合成带宽和 Omega K 算法相结合是一种实现 X

波段 0.1 米分辨率 SAR 成像有效途径.

此外,本文的信号模型是步进载频的线性调频脉冲组,子带宽信号之间的相干连接是实现过程中的一个重要问题,否则将造成图像质量的下降.系统设计必须保证准确的发射器输出脉冲间的相对时间和转换门时刻,以及合适的相位补偿,后续的研究工作需要进一步考虑这些实际问题.

参考文献:

- [1] Ender J H G, Brenner A R. PAMIR: a wideband phased array SAR/MTI system[J]. IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(3): 165–172.
- [2] 白霞,毛士艺,袁运能.时域合成带宽方法:一种 0.1 米分辨率 SAR 技术[J]. 电子学报,2006,34(3):472–477.
Bai Xia, Mao Shiyi, Yuan Yunneng. Time domain synthetic bandwidth methods: a 0.1m resolution SAR technique[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3): 472–477. (in Chinese)
- [3] Nel W, Tait J, Lord R, Wilkinson A. The use of a frequency domain stepped frequency technique to obtain high range resolution on the CSIR X-band SAR system[A]. Africon Conference in Africa[C]. George, South Africa: IEEE, 2002. 327–332.
- [4] Nomant E, Fronteau B, Hardange J P, Mignot E. Characteristics and applications of long range ultra high resolution SAR mode[A]. IEE Colloquium: High Resolution Radar and Sonar [C]. London: IEE, 1999. 1–4.
- [5] Wilkinson A J, Lord R T, Inggs M R. Stepped frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum[A]. 1998 South African Symposium on Communication and Signal Processing, COMSIG'98[C]. Cape Town, South African: IEEE, 1998. 101–104.
- [6] Moreira A, Yonghong Huang. Airborne SAR processing of highly squinted data using a chirp scaling approach with integrated motion compensation[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1994, 32(5): 1029–1040.

- [7] G Fomaro. Trajectory deviations in airborne SAR: analysis and compensation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(3): 998–1003.
- [8] Reigber A, Potsis A, Alivizatos E, Uzunoglu N, Moreira A. Wavenumber domain SAR focusing with integrated motion compensation[A]. 2003 International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS'03[C]. Toulouse, France: IEEE, 2003. 1465–1467.
- [9] Emmanouil Alivizatos, Athanasios Potsis, Andreas Reigber. SAR processing with motion compensation using the extended wavenumber algorithm[A]. Processing of EU SAR 2004[C]. Ulm, Germany: VDE, 2004. 157–160.
- [10] Lanari R, Fornaro G. A short discussion on the exact compensation of the SAR range dependent range cell migration effect[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1997, 35(6): 1446–1452.

作者简介:



白霞女,1978 年出生于辽宁省,2000 年毕业于长春邮电学院通信工程系,获工学学士学位,2006 年毕业于北京航空航天大学电子信息学院,获工学博士学位,现为北京航空航天大学博士后.目前的主要研究方向为高分辨率 SAR 成像、双基地 SAR 成像. E-mail:xx_bai@sohu.com

袁运能男,1962 年出生于江西省,北京航空航天大学副教授,博士.主要研究领域为小波分析及其应用,高分辨率雷达成像. E-mail: yuan203@buaa.edu.cn

孙进平男,1975 年出生于甘肃省,北京航空航天大学副教授,博士.主要研究领域为机载 SAR 和星载 SAR 成像. E-mail: sunjp2000@263.net

毛士艺男,1935 年出生于浙江省,北京航空航天大学教授,博士生导师,中国电子学会信号处理专业副主任委员,中国电子学会会士.主要研究领域为高分辨率雷达成像、信号建模与谱分析、信号检测与分类、多目标跟踪和数据融合等.