



中国科学院大学

University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

多模式双基合成孔径雷达成像模型与方法研究

作者姓名: 张衡

指导教师: 邓云凯 研究员

中国科学院电子学研究所

学位类别: 工学博士

学科专业: 通信与信息系统

培养单位: 中国科学院电子学研究所

2018 年 6 月

Research on Imaging Model and Algorithms for
Multimode Bistatic Synthetic Aperture Radar

A dissertation submitted to the
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Doctor of Philosophy
in Communication and Information System

By

Zhang Heng

Supervisor: Professor Deng Yunkai

Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences

June 2018

中国科学院大学 研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明: 所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知, 除文中已经注明引用的内容外, 本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体, 均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名: 张衡
日期: 2018.5.31

中国科学院大学 学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定, 即中国科学院有权保留送交学位论文的副本, 允许该论文被查阅, 可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容, 可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名: 张衡
日期: 2018.5.31

导师签名: 邓志军
日期: 2018.5.31

摘要

双基合成孔径雷达 (Bistatic Synthetic Aperture Radar, BiSAR) 以收发平台分置为基本特征, 作为传统单基 SAR 系统的基础和延续, BiSAR 系统构型的多样性、平台搭配的灵活性使其具备广阔的应用前景。然而各种各样的 BiSAR 成像模式增加了信号特性的复杂度, 如何高效、精确地实现不同双基模式的成像处理仍是目前的研究热点。为了实现这一目标, 需要解决系统中的距离历程的复杂性和参数的空变性两大问题。实现高效高精度的多模式 BiSAR 成像处理, 正是研究者们的一致愿景。

本文针对星载双基多通道干涉 SAR 系统, 以及凝视聚束模式星地双基 SAR 模式开展了成像模型及算法研究, 做出如下工作和创新:

(1) 研究了 BiSAR 方位多通道系统特征和信号重构。

为解决双基多通道 SAR 信号重构问题, 论文构建了一般的双基多通道 SAR 方位向信号回波模型。经推导发现, BiSAR 方位多通道的方位向响应函数仍可通过一个固定的相位偏置和一个时间偏移从单通道模式下的方位向脉冲响应演变而来。其次, 双基 SAR 多通道系统接收端的等效相位中心决定于目标到收发端的最近斜距之比。对双基方位向两通道信号采用滤波器组算法进行重建, 经匹配滤波无假目标出现, 验证了其在双基 SAR 方位多通道系统中的适用性。

(2) 研究了等效单基处理方法, 并提出一种基于 ELBF 频谱模型的改进星载双基 SAR 宽幅保相成像算法。

为解决双基 SAR 宽幅保相成像的问题, 论文参考 TanDEM-X/TerraSAR-X 双基 SAR 系统数据处理方案, 研究了基于等效单基几何的星载双基 SAR 成像算法, 分析了该算法在宽幅保相成像处理中的局限性, 并给出了单基等效结合 NLCS 的成像处理方法。其次, 启发于单基 SAR 中一种保相成像算法 PRA, 提出了基于 ELBF 二维频谱的双基 SAR 的 PRA 版本, 推导出距离向一致处理、残余 RCM 项以及方位压缩滤波器, 并指出由 RD 域变换到二维时域时用到的 ISFT 方法。两种方法均通过星载 L 波段双基 SAR 的 50km 幅宽条件下的点目标仿真验证算法的有效聚焦能力。

- (3) 细致分析了凝视聚束模式星地 BiSAR 成像难点和误差来源, 并提出一种基于非均匀快速傅里叶变换 (NuFFT) 的 BiSAR 极坐标格式成像算法。

本文总结了一站固定模式 BiSAR 成像处理的四个方面的认识, 并以此归纳了现有的部分一站固定模式 BiSAR 成像处理方案。为解决凝视聚束模式星地 BiSAR 中长合成孔径时间引入的频谱混叠、大气延迟误差、轨道弯曲等问题, 本文引入了双基 SAR 极坐标格式成像方法, 并从单/双基 SAR 统一的视角对该算法进行了论述。在进行极坐标网格数据转化和聚焦时, 引入了二维高斯网格 NuFFT 取代常规 PFA 中的二维插值。文中给出了详实的处理流程, 点目标仿真以及实测数据处理结果, 并对单双基 SAR 的散射特征差异进行了说明。

- (4) 深入分析距离向一体化处理的快速 BP 成像算法, 并将其推广至 BiSAR 构型, 提出 BiSAR 快速 BP 成像算法。

作为一种对传统的 Block-FFBP 的改进算法, Bulk-FFBP 力图进一步加快算法的处理速度。本文继续对该算法进行深入思考, 分析了该方法中的锚点选择、运算复杂度、实际数据处理的基本思路等。推导了双基 SAR 方位向信号子孔径合成时目标到合成前后子孔径间的解析距离历程投影关系, 得到了一般的双基 SAR 距离向一体化处理快速分解 BP, 分别针对一站固定模式双基 SAR 和常规模式的双基 SAR 给出了具体的处理细节。最后, 通过分布式目标仿真和实测数据处理验证了算法的有效性, 并给出了不同的并行处理方法的加速性能。

关键词: 双基合成孔径雷达; 多模式成像; 多通道系统; 信号重构; 凝视聚束模式星地 BiSAR; 极坐标格式成像算法; 非均匀快速傅里叶变换; 快速 BP

Abstract

Bistatic Synthetic Aperture Radar (BiSAR) is characterized by the spatial separation between the transmitter and receiver. As the basics and extensions of the traditional monostatic SAR, BiSAR system has broad application prospects due to the diversity of system configurations and flexibility of platform collocation. However, the various BiSAR imaging geometries cause the complexity of signal properties. It is a hot topic to implement the BiSAR signal focusing with high efficiency and accuracy. To achieve this goal, it is needed to handle the two main problems: one is the complex range history, and the other one is the spatial variance of the parameters. It is each researcher's dream to realize efficient and high-precision multimode BiSAR focusing.

This thesis focuses on the future spaceborne wide-swath L-band BiSAR system, and the spaceborne/stationary BiSAR system with the illuminator operated on staring spotlight mode, this thesis would discuss such topics as following:

- (1) A deep research of BiSAR azimuth multichannel signal characteristic and reconstruction.

Firstly, general bistatic SAR azimuth multichannel signal model is constructed. It can be found that the azimuth pulse response function can be got with a fixed phase offset and a time shift from the single channel pulse response. Moreover, the equivalent phase center (EPC) of BiSAR multichannel system is dependent on the range ratio between target to transmitter and receiver. Using the classical filter bank reconstruction algorithm, the reconstructed signal has a normal compression result and no false target.

- (2) Based on the ELBF, a modified phase reserving imaging algorithm is proposed and analyzed.

Referring to the data processing scheme of Tandem-X/TerraSAR-X system, the nonlinear chirp scaling (NLCS) algorithm based on the equivalent monostatic geometry is investigated. The three important adjustment parameters in this method are described, and how to use these parameters are also presented in detail. Moreover, inspired by the monostatic phase reserving algorithm (PRA), a

BiSAR version of PRA is developed based on the extended Loffeld bistatic formular (ELBF) spectrum. The bulk range processing filter, the residual range cell migration (RCM) and azimuth filter are given. The point target simulation proves the focusing ability of both algorithm.

- (3) The difficulties and error sources of the ST mode SS-BiSAR are analyzed, and a BiSAR polar format algorithm based on nonuniform Fourier Transform is proposed.

Four acknowledges about the one-stationary BiSAR are summarized, and two differnt kinds of algorithms are described. To handle the spectrum wrapping, curved track and tropospheric error caused by long synthetic aperture of staring spotlight (ST) mode, the bistatic SAR polar format algorithm (PFA) is introduced and derived from a unified perspective. In the signal processing, a two dimensional Gaussian grid nonuniform FFT (NuFFT) is used to replace the usual interpolation and FFT operations in the traditional PFA. A detailed processing scheme is proposed. The point target simulation and real data processing result are also shown. The scattering mechanism difference of the BiSAR and monostatic SAR is also analyzed and compared.

- (4) Extend the Bulk-FFBP to BiSAR configuration, and propose the BiSAR fast BP algorithm.

As a modification to the traditional Block-FFBP algorithm, Bulk-FFBP tries to improve the efficiency. This thesis further analyzes the pivots selection, computation complexity and real data processing. Moreover, an analytical expression of the BiSAR range between target to the transmitter and receiver is constructed. Based on these work, a general BiSAR fast BP algorithm is proposed. At last, both distributed targets simulation and real data imaging both prove the imaging ability and processing efficiency.

Key Words: Bistatic SAR; Multimode Imaging; Multichannel; Signal rescontruction; Staring spotlight spaceborn/stationary BiSAR; PFA; nonuniform Fourier transform; Fast BP

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 引言：双基合成孔径雷达——追根溯源	1
1.2 双基 SAR 发展概览	3
1.2.1 双基 SAR 系统优势与应用领域	3
1.2.2 双基 SAR 成像几何构型	5
1.2.3 双基 SAR 实验与系统发展	6
1.2.4 双基 SAR 系统成像处理	12
1.3 研究框架和论文结构	13
第 2 章 双基 SAR 基本特征及现有聚焦算法	17
2.1 引言	17
2.2 双基 SAR 基本原理	17
2.2.1 双基 SAR 距离向分辨率	17
2.2.2 双基 SAR 方位向分辨率	19
2.2.3 双基雷达方程	21
2.3 双基 SAR 信号与二维频谱模型	23
2.3.1 双基 SAR 信号模型	24
2.3.2 双基 SAR 二维频谱模型	25
2.4 方位时不变模式双基 SAR 成像处理	31
2.4.1 基于 LBF 的聚焦算法	32
2.4.2 基于数值变换方程的双基 SAR 聚焦算法	33
2.4.3 基于级数反演模型的双基 SAR 聚焦算法	35
2.5 方位时变模式双基 SAR 成像处理	35
2.6 本章小结	37
2.7 附录	37
2.7.1 级数反演法则 (MSR)	37
2.7.2 变标逆傅里叶变换 (ISFT)	38
第 3 章 星载多通道双基 SAR 频域成像算法	41
3.1 引言	41
3.2 双基 SAR 方位多通道信号重构	41
3.2.1 方位多通道双基 SAR 基本原理	42
3.2.2 双基 SAR 方位多通道信号重构	45

3.3 基于等效单基和非线性 CS 的双基 SAR 信号处理	48
3.3.1 等效单基近似方法分析	48
3.3.2 仿真数据结果	51
3.4 基于 ELBF 频谱模型的双基 SAR 成像算法	54
3.4.1 算法过程分析	54
3.4.2 点目标仿真	56
3.5 后处理分析	57
3.6 本章小结	58
3.7 附录	59
3.7.1 双基 SAR 单通道方位响应函数	59
3.7.2 距离历程展开近似分析	60
3.7.3 GPRA 算法推导细节	61
第 4 章 凝视聚束模式星地双基 SAR 成像	65
4.1 引言	65
4.2 一站固定模式双基 SAR 成像方法概述	65
4.3 ST 模式 SS-SAR 实验描述与数据预处理	67
4.3.1 ST 模式 SS-BiSAR 系统描述	68
4.3.2 ST 模式 SS-BiSAR 二维分辨率	69
4.3.3 SS-BiSAR 成像方案设计	69
4.3.4 频率响应均衡	72
4.3.5 同步及传输误差补偿	73
4.4 基于 NuFFT 的双基 SAR 极坐标格式成像算法	75
4.4.1 PFA 算法概述	75
4.4.2 双基 SAR 极坐标格式成像算法	76
4.4.3 NuFTT 的应用	81
4.4.4 算法总结与复杂度分析	84
4.4.5 点目标仿真示例	87
4.4.6 实测数据处理	89
4.5 本章小结	91
第 5 章 双基 SAR 快速时域成像处理	93
5.1 引言	93
5.2 快速 BP 算法及其在双基 SAR 中的应用概述	93
5.2.1 快速 BP 算法的基本理论	93
5.2.2 双基快速 BP 算法概览	95
5.3 基于距离向一体化处理的双基快速 BP 成像	96

5.3.1 Block-FFBP 基本思想与已有改进方法	96
5.3.2 BiBulk-FFBP 算法分析	99
5.3.3 仿真与实测数据成像	102
5.4 本章小结	108
5.5 附录	108
5.5.1 子孔径合成的基本原理	108
第 6 章 总结与展望	111
6.1 工作内容总结	111
6.2 研究方向展望	112
参考文献	115
致 谢	129
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果	131

图目录

图 1.1	世界星载 SAR 发展概览	2
图 1.2	双基 SAR 的典型应用领域	4
图 1.3	双基 SAR 成像几何示意图	5
图 1.4	(a) 沿航迹 AI 模式; (b) 垂直航迹 AI 模式; (c) 一站固定模式; (d) AV 模式	6
图 1.5	ESR/ADAS 双基 SAR 实验 ^[46]	7
图 1.6	E-SAR/RAMSES 双基 SAR 系统部分结果: (左) 双基 SAR 干涉图, (右) 大入射角双基 SAR 图像 ^[47]	7
图 1.7	AER-II/PAMIR 双基实验: (左) 双基 SAR 示意图; (右) 双基 SAR 图像和对应的光学图像 ^[50]	8
图 1.8	TSX/PAMIR 星(滑动聚束模式)-机(条带模式)BiSAR 实验成果: (上) BP 算法处所得图像 ^[52] ; (下) 对应的光学图像	8
图 1.9	TSX/PAMIR 星-机双滑动模式 BiSAR 实验结果: (a) BP 算法处理所得图像, 图中方框用于细节比较 ^[52] ; (b) 双基 SAR 图像; (c) PAMIR 单基图像; (d) TerraSAR-X 单基图像	9
图 1.10	TerraSAR-X/F-SAR 双基实验结果 ^[55]	10
图 1.11	SABRINA 系统双基实验结果: (a) 场景的双基散射系数; (b) 前向和后向散射反演得到的 DEM; (c) 实验获得 DEM 和外部 DEM 之差 ^[56]	10
图 1.12	HITCHHIKER 系统获得的地形高程信息: (上) 雷达坐标系下的双基 SAR 图像与干涉相位; (下) 地距坐标下的双基 SAR 图像, 图中的干涉相位表示和 SRTM-3 DEM 的高程差 ^[58]	11
图 1.13	本文研究框架结构	13
图 2.1	双基 SAR 几何关系	18
图 2.2	高/低轨星载双基 SAR 成像几何示意图	19
图 2.3	距离向分辨率空变性仿真: (a) 等双基斜距线; (b) 等地距分辨率线分布图	20
图 2.4	方位向分辨率空变性仿真: (a) 仿真双基 SAR 等多普勒和等斜距线; (b) 方位分辨率分布图	21
图 2.5	高低轨双基 SAR 的 NESZ 仿真。(a) 发射带宽分布; (b) 实际二维分辨单元面积; (c) NESZ	23
图 2.6	双基 SAR 成像几何 (a) 和双基 SAR 斜距历程示例 (b)	24
图 2.7	$ \hat{\tau} - \tilde{\tau}_{0T} $ 上限: (a) 机载情况; (b) 星载情况	29
图 2.8	2D ISFT 成像处理流程	32

图 2.9 (a) 基于频域 CS 的 AI 模式双基 SAR 成像处理流程。(b) 通用 SAR 处理器方案	33
图 2.10 NuSAR 算法中用于斜距和多普勒历程计算的目标点分布	34
图 2.11 (a) 基于 MSR 的双基 SAR 非线性 CS 算法。(b) 基于 ELBF 的双基 SAR CS 算法	36
图 2.12 ISFT 的实现流程	38
图 3.1 双基多通道 SAR 几何图示	42
图 3.2 双基 SAR 多通道信号获取	44
图 3.3 以半接收通道长度归一化的等效相位中心在测绘带的变化	45
图 3.4 基于滤波器组的方位多通道信号重构	46
图 3.5 (a) 无重构时的脉冲压缩结果, (b)-(d) 重构后脉冲压缩结果、局部幅度、相位	46
图 3.6 等效单基近似处理示意图	49
图 3.7 远距、中距、近距点距离拟合误差	50
图 3.8 主辅星数据处理方案流程图	51
图 3.9 5 点目标仿真分布图	52
图 3.10 采用单站等效方法得到的 L 波段星载双基 SAR 点目标仿真聚焦结果	53
图 3.11 GPRA 数据处理方案流程图	54
图 3.12 BiSAR GPRA 方法点目标仿真结果	56
图 3.13 单/双基 SAR 天线方向图和目标方位聚焦位置偏差	57
图 3.14 Taylor 展开距离误差以及距离误差随基线的变化	60
图 4.1 一站固定模式 BiSAR 点目标距离历程	66
图 4.2 ST 模式 SS-BiSAR 成像几何示意图	67
图 4.3 SS-BiSAR 接收系统与时间同步方案	69
图 4.4 ST 模式 SS-BiSAR 二维分辨率。(a) 距离向分辨率; (b) 方位向分辨率	70
图 4.5 ST 模式星载 SAR (a) 多普勒历程和 (b) 三维轨道	70
图 4.6 大气传输误差模型和相位偏差。(a) 大气传输误差示意图; (b) 去除误差偏置后的残余量	71
图 4.7 ST 模式 SS-BiSAR 成像处理流程图	72
图 4.8 接收机记录的直达波和频谱	72
图 4.9 经过补偿的接收机记录的直达波和频谱	73
图 4.10 同步误差和大气延迟补偿前 (a) /后 (b) 距离压缩的结果	75
图 4.11 三维空间波束采样点及其在平面上的投影	79
图 4.12 极坐标和直角坐标之间转换	80

图 4.13 成像几何与对应的采样网格	81
图 4.14 正确聚焦和散焦的点目标图像	85
图 4.15 基于二维 FGG-NuFFT 的双基 PFA 成像算法流程	85
图 4.16 NuFFT 处理流程及分部处理复杂度	86
图 4.17 一站固定 BiSAR 点目标仿真结果: (a) 聚焦后得到的图像; (b) 经过几何校正后的图像	87
图 4.18 边缘点完全聚焦后的三维图像	87
图 4.19 边缘点完全聚焦后的二维剖面图	88
图 4.20 采用 BP 算法聚焦得到的点阵目标	88
图 4.21 采用 BP 算法聚焦得到的边缘点二维剖面图	89
图 4.22 ST 模式 SS-BiSAR 部分区域聚焦结果。(a) 双基 PFA 聚焦得到的图像; (b) BP 聚焦结果; (c) 经过几何校正后的图像	89
图 4.23 ST 模式 SS-BiSAR 全场景成像结果	90
图 4.24 ST 模式单/双基成像对比 (区域 1)。(a) 单基 SAR 图像 (DLR 提供); (b) SS-BiSAR 图像; (c) 光学图像	91
图 4.25 ST 模式单/双基成像对比 (区域 2)(a) 单基 SAR 图像 (DLR 提供); (b) SS-BiSAR 图像; (c) 光学图像	91
图 5.1 频带宽度和测绘带宽度的关系	95
图 5.2 Block-FFBP 孔径分解与子孔径合成示意图	97
图 5.3 BiSAR 孔径分解和合成示意图	97
图 5.4 BiBulk-FFBP 处理流程图	100
图 5.5 不同数量的锚点对斜距计算误差的影响 (a) 不同的距离向宽度; (b) 不同的方位向场景宽度	102
图 5.6 采用不同算法对分布式仿真目标的聚焦结果: (a) 到 (e) 分别为传统的 BP 算法、MoBulk-FFBP、基础的 FFBP、Block-FFBP 和 BiBulk-FFBP 的聚焦结果	104
图 5.7 采用 MoBulk-FFBP 处理得到高分辨率机载聚束 SAR 图像	105
图 5.8 采用 BiBulk-FFBP (a) 和 SFBP (b) 聚焦得到点目标阵列	106
图 5.9 采用 BiBulk-FFBP 和 SFBP 算法得到的点目标的二维图像	106
图 5.10 经过地理编码的 ST 模式 SSbiSAR 数据聚焦结果	107
图 5.11 不同并行环境的成像处理耗时。分别对孔径分解和后续 BP 采用不同的并行设置 (MT 表示多线程, ST 表示单线程)	108
图 5.12 子孔径融合示意	109
图 6.1 星载双/多基 SAR 系统	113

表目录

表 1.1	双基 SAR 实验与系统发展一览表	15
表 2.1	高低轨双基 SAR 系统设计参数	20
表 3.1	L 波段双基 SAR 系统部分参数	44
表 3.2	等效单基处理结果统计	52
表 3.3	GPRA 点目标聚焦结果	57
表 4.1	ST 模式 SS-BiSAR 系统参数	68
表 5.1	快速 BP 算法仿真参数	103
表 5.2	一站固定模式 BiSAR 系统仿真参数	106

第1章 绪论

1.1 引言：双基合成孔径雷达——追根溯源

由于可以有效探测远距离目标，随着电磁场与电磁波技术的不断发展，雷达在军事上的地位日益显著。在第二次世界大战前后，各种用于预警的雷达被相继研制出来并装备部队。现在，人们谈及的雷达多指单基雷达，即同一部雷达的收发装置均安装于同一平台。然而，双基雷达的概念却是在单基雷达出现数年之前就被提出，并经过理论和实际系统验证^[1]。20世纪30年代后期，研究者们提出了单基雷达的基本原理并开发了相关装置。由于单基雷达的简易性，人们对于双基雷达的研究兴趣锐减。自此之后的数十年间，单基雷达迅速发展，而双基雷达虽经历了数次起起伏伏，也多是由于其在军事方面的应用，比如接收机静默伪装、精确目标定位和反隐身等。

作为传统雷达的一个重要分支，合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR)^[2,3] 采用微波成像技术，将传统雷达的单维度定位拓展到二维成像，而天基 SAR 的开发与应用则进一步扩展了的雷达的应用领域。SAR 系统可搭载于飞机或卫星平台，通过距离向发射大宽带微波信号、方位向运动形成大虚拟天线实现二维高分辨率^[4-7]。由于 SAR 属于主动式传感器，运行于太阳同步轨道的 SAR 卫星可具备全天时、全天候、全球环境监测能力。

图1.1总结了迄今为止具有代表性的星载 SAR 系统。1978年，美国发射了世界上第一颗星载 SAR 卫星，即用于海洋监测的 SeaSAT^[8]，使得 SAR 以更广阔的视角观测蔚蓝星球，宣告航天微波遥感时代的到来。在为期 100 天的任务周期中，获得了海洋表面波、热带风暴和海冰等多种海洋和气象现象数据^[9]。自此之后，SAR 的发展便进入了如火如荼的状态，各航天大国、军事强国竞相研发高性能的星载 SAR 系统。数十年来，合成孔径雷达在系统体制、成像理论、系统性能、应用领域等方面均取得了巨大发展，从早期单一的工作模式，到现在的多模式 SAR^[10]；从固定波束扫描角（条带模式）到一维波束扫描（聚束模式^[11-15]，滑动聚束模式^[16]），再发展到二维波束扫描模式（Sentinel 的 TOPS 模式^[17]，TecSAR 的马赛克模式^[18,19] 等）；从传统体制下的单通道接收到新体制下的多通道接收，同时实现高分辨率与宽测绘带^[20-23]；从单一频段、单一极化方式发展到多频多极化^[24]；分辨率亦从初期的百米提升至亚米级，在国土资源普查、防灾减灾、海洋遥感、气象预警、江河水利测绘等领域发挥了举足轻重的作用^[25-29]。

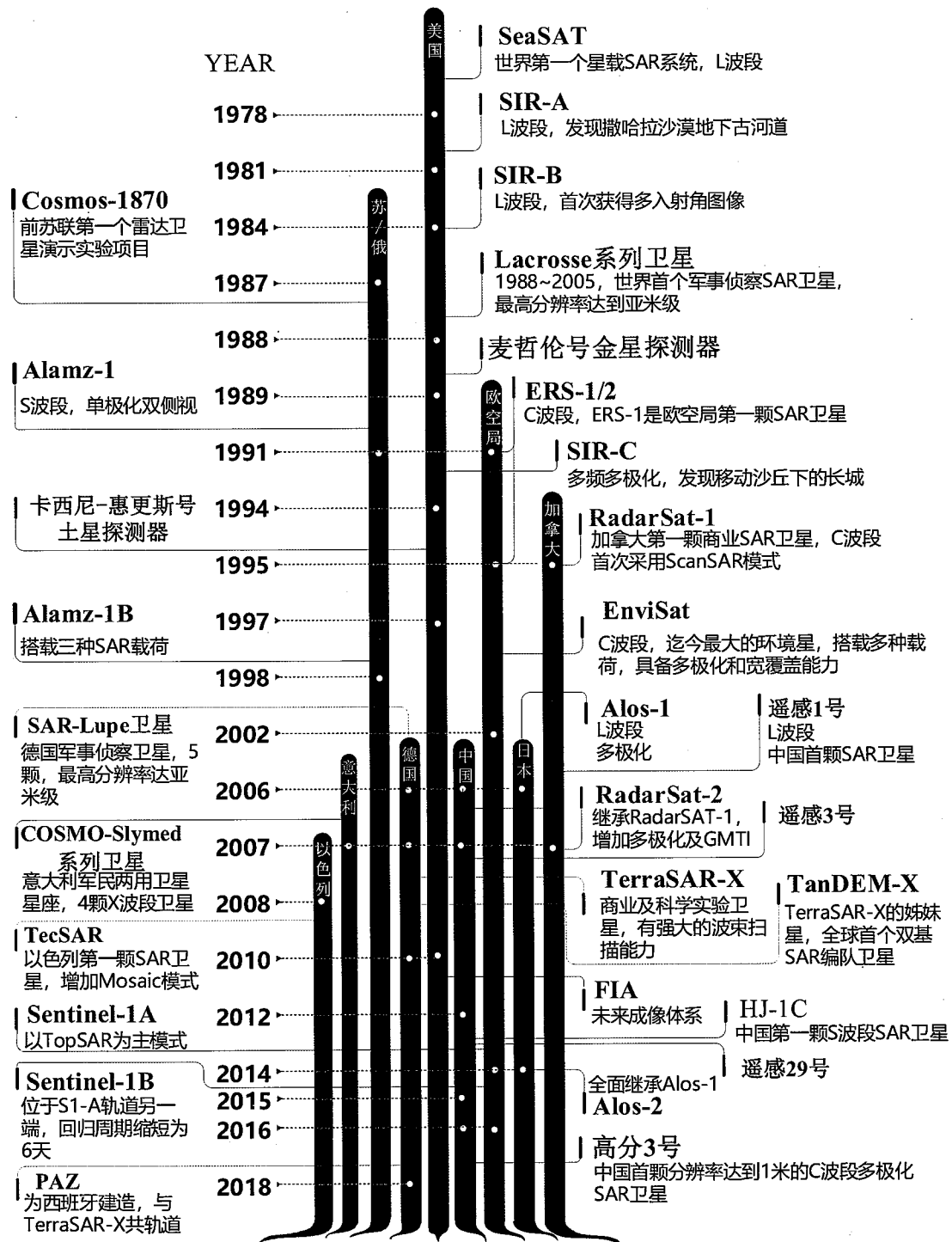


图 1.1 世界星载 SAR 发展概览

Figure 1.1 Outlook of the global spaceborne SAR development

在单基 SAR “井喷式”发展历程中,双基合成孔径雷达(Bistatic SAR, BiSAR)和多基合成孔径雷达(Multistatic SAR)也在经历着“韬光养晦”般的发展。双基 SAR 以微波信号发射子系统和接收子系统处于不同的空间位置为基本特征。1977 年,美国 Xonics 公司在研究中发现,在双基 SAR 模式下,动目标检测可以高效的整合到 SAR 成像中^[30]。1979 年,Goodyear 和 Xonics 同美国空军签署合同,研究双基 SAR 在战争中的作用。后续的多次实验获得了高质量的双基 SAR 图像,包括检测隐藏在树林中低速运动的坦克。在 20 世纪 80 年代,美国科学家发表了若干关于双基 SAR 的专利,包括数据校正处理^[31],双基图像处理^[32]和自动同步技术^[33]等。然而,在 90 年代,双基 SAR 的研究陷入沉寂,鲜有文章出现。直到 21 世纪伊始,双基 SAR 得益于其相对于单基 SAR 的独特优势,重新获得研究者的重视。在 2003 年的国际地球科学与遥感会议(International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS)中,出现了几篇关于双基 SAR 的文章^[34,35]。自此之后,每年的 IGRASS 都会设立一个关于双基 SAR 的分会。同样,从 2004 年开始,欧洲合成孔径雷达会议(European Conference on Synthetic Aperture Radar, EUSAR)也设立了两个关于双基和多基 SAR 研究的分会^[36,37]。双基 SAR 迎来了它的“春天”,大量关于双基 SAR 系统与信号处理的论文开始涌现出来。

下文将对双基 SAR 的系统优势、双基 SAR 实验和系统进行讲述,最后介绍双基 SAR 的处理难点并概述本文的结构。

1.2 双基 SAR 发展概览

1.2.1 双基 SAR 系统优势与应用领域

由于双基 SAR 收发分置的系统属性,和单基 SAR 相比,双基 SAR 具备多项独特优势:

- (1) 收发分置,视角可变。可获取目标多角度散射特性信息,实现多角度融合,利于地物分类。
- (2) 基线配置机动灵活。收发之间的空间距离构成可灵活配置的基线,根据不同观测区域的测量精度要求,基线灵活可变。
- (3) 静默接收,隐蔽性强。接收机无需发射电磁波,在现代战争中不易被对方的侦查装置侦查到。
- (4) 系统构型丰富多样。收发系统可搭载于卫星、飞机、地面装置等。未来可实现高低轨的 SAR 卫星协同工作,由高轨 SAR 卫星发射电磁波,低轨的小卫星接收回波^[38],可进一步提升系统性能。

基于上述诸多优势，双/多基 SAR 系统作为一种高度灵活的遥感技术，将会在更多的地球科学研究和人类生存环境监测领域中发挥作用，图1.2总结了部分双基 SAR 的典型应用场景，包括地形测绘、灾害应急、冰川冰原、高分辨率成像、城市规划、森林遥感等诸多方面。

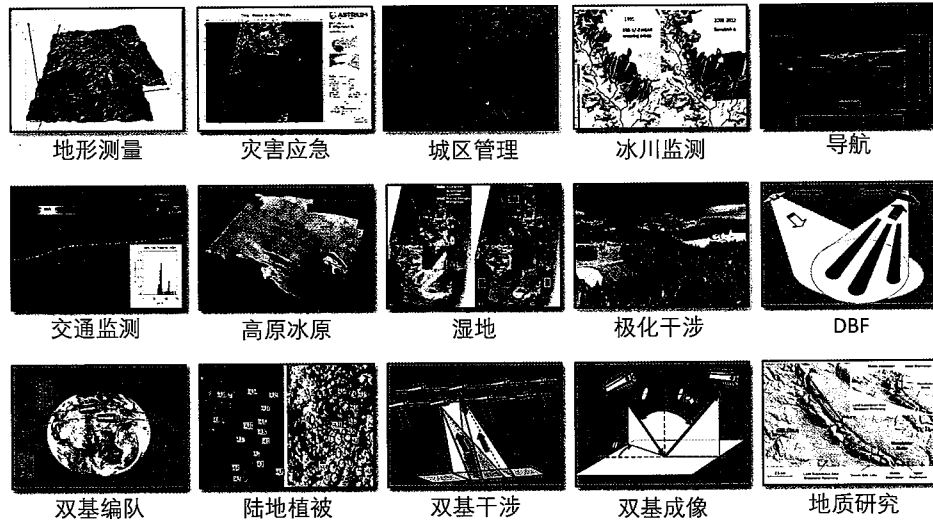


图 1.2 双基 SAR 的典型应用领域

Figure 1.2 Typical application of BiSAR

以双基干涉为例，传统的单基 SAR 一般有两种干涉配置，一是单基双航过干涉^[39]，存在较严重的时间去相干；二是单基双天线干涉系统^[40]，基线较小，干涉精度不足。双基 SAR 干涉系统，长短基线灵活配置，单次航过即可获得高时间相干的干涉数据^[41]。可实现交轨干涉 (Cross-track Interferometric SAR, CTI) 进行数字高程测量 (Digital Elevation Measurement, DEM) 和地面形变检测；其次，可实现沿航迹干涉 (Along track Interferometric SAR, ATI) 用于动目标监测，如用于海洋冰山研究^[42] 等。

另外，在城市遥感应用中，数字表面模型 (Digital Surface Model, DSM) 可用于城区基础设施规划、环境管理、古建筑保护等。随着城市化进程的不断加快，对于高精度 DSM 的需求逐渐增加。然而由于城区建筑物目标的散射特性较为复杂，需要通过双基 SAR 多次航过获取高分辨率双基图像，综合利用幅度信息、干涉相位、相干系数、场景统计数据、Tomography 技术^[43] 等多种联合技术手段实现城市区域的 DSM 获取。

1.2.2 双基 SAR 成像几何构型

双基 SAR 系统摆脱了传统单基 SAR 收发一体的局限,可以采用更高的自由度实现系统构型设计,将不同的平台纳入成像体系。收发平台既可动静结合、相辅相成,亦可齐头并进、并驾齐驱。这里简要介绍双基 SAR 的成像几何构型。

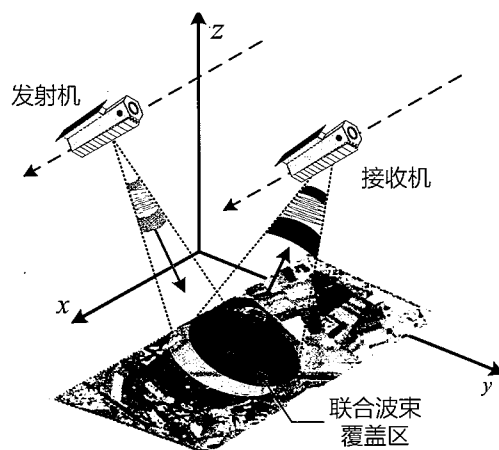


图 1.3 双基 SAR 成像几何示意图

Figure 1.3 BiSAR imaging geometry

图1.3所示为双基 SAR 成像几何示意¹,信号发射和接收装置位于不同的平台之上。平台属性的差异产生了多种多样的双基 SAR 成像模式,而不同工作模式的回波信号又具有不同的时频特征。一般的,可根据收发平台的相对运动特点,将双基 SAR 的成像模式分为三类^[44],包括方位时不变模式(Azimuth invariant, AI),方位时变模式(Azimuth variant, AV)和运动-固定模式。AI 模式又包括两种构型方案:(1)沿航迹 AI,即跟飞模式,收发平台以相同的速度矢量沿同一航线运行,前后间隔一定距离;(2)垂直航迹 AI,即平飞模式,收发平台以相同的速度矢量在平行航线上运行。在 AV 模式中,收发平台以不同的速度矢量运行,譬如下文中提到的星机混合双基 SAR 构型。运动-固定模式指收发平台中的一个处于固定端,由运动平台产生合成孔径,又称一站固定模式,包括星地、机地一站固定式双基。各个模式如图1.4所示。

除此之外,也可根据运载平台对双基 SAR 系统进行分类,一般包括星-星双基,星-机双基,星-地双基,机-机双基,机-地双基等五种构型。

¹图中卫星仅为示意,实际收发平台不限于卫星

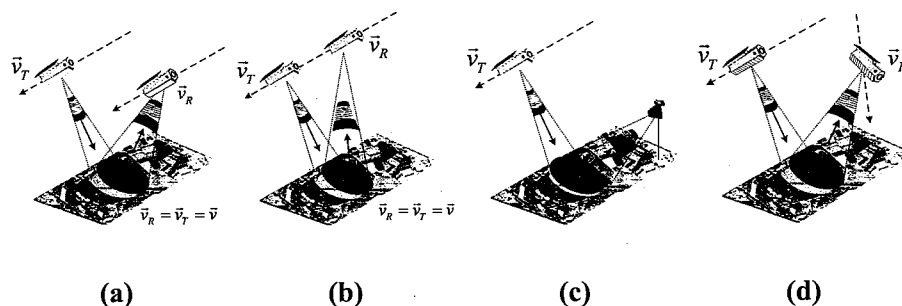


图 1.4 (a) 沿航迹 AI 模式; (b) 垂直航迹 AI 模式; (c) 一站固定模式; (d) AV 模式

Figure 1.4 (a) Along-track AI mode, (b) cross-track AI mode, (c) one-stationary mode, (d) AV mode

1.2.3 双基 SAR 实验与系统发展

经历了上个世纪的缓慢萌芽,到新世纪初的爆发式发展,相继涌现出一大批双基 SAR 实验和系统。在这一节,将根据不同的双基 SAR 系统配置介绍一些国内外已开展的重要的双基 SAR 实验及搭建的双基 SAR 系统,一窥双基 SAR 发展的重要历程^[45]。篇幅有限,不一一赘述,具体信息可参考本章最后的表格 1.1 及参考文献。

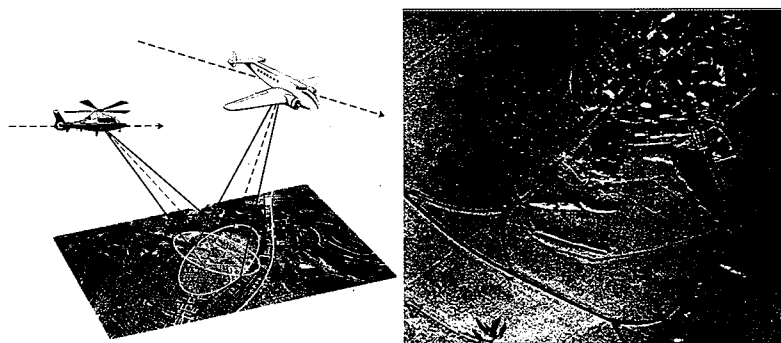
1.2.3.1 机-机双基 SAR 系统

(1) ESR/ADAS

2002 年,英国的 G. Yates 等人开展了首次机载双基 SAR 实验^[46]。该系统中,一台兼具收发功能的 ESR 雷达安装在 BAC1-11 飞机平台,一台 ADAS 雷达作为接收机安装在直升机平台。两部雷达工作于 X 波段,平台相距 2 千米,采用聚束模式。本次实验是为研究变化的双基角、入射角和平台速度对双基 SAR 图像的影响。本次实验获得了不同双基角下的双基 SAR 图像,证实了高分辨率双基 SAR 系统的可行性。如图 1.5 所示为系统工作示意图和双基角为 50° 时的双基 SAR 图像,采用极坐标格式算法 (Polar Format Algorithm, PFA) 成像。

(2) E-SAR/RAMSES

2003 年 3 月,法国国家航空航天研究中心 (ONERA) 和德宇航 (DLR) 开展了旨在为未来的星载双基系统进行技术验证^[47-49],并且为双基系统中的关键问题探索解决方案,如系统同步问题。本实验中,由 DLR 设计的 E-SAR 雷达搭载于 Dornier 288 飞机平台,由 ONERA 设计的 RAMSES 雷达搭载于 C160 运输机。两部雷达均工作于 X 波段,载频差 140 MHz。实验研究了两种配置,包括“ONERA”配置和 DLR 配置。“ONERA”配置研究不同双基角的影响,DLR 配

图 1.5 ESR/ADAS 双基 SAR 实验^[46]Figure 1.5 ESR/ADAS BiSAR experiment^[46]

置研究双基同步和干涉处理。图1.6展示了该实验所获结果，颜色渲染由蓝入绿表示高程逐渐下降。



图 1.6 E-SAR/RAMSES 双基 SAR 系统部分结果：（左）双基 SAR 干涉图，（右）大入射角双基 SAR 图像^[47]

Figure 1.6 E-SAR/RAMSES bistatic SAR results: (Left) bistatic SAR interferometry; (Right) bistatic SAR imagery of large incidence angle^[47]

(3) AER-II/PAMIR

2003 年 11 月，德国 FGAN 开展机载双基 SAR 实验^[36,50,51]。发射机为安装于 Dornier 288 飞机的 AER-II 雷达，接收机为安装于 C160 运输机的相控阵多功能成像雷达（Phased Array Multifunctional Imaging Radar, PAMIR）。系统工作于 X 波段。为研究不同双基角对成像的影响，平台的间距和高度可调，通过采用长接收时间窗解决时间同步问题。图1.7展示了采用 RMA（Range Migration Algorithm）算法处理得到的双基图像

1.2.3.2 星-机双基 SAR

(1) TerraSAR-X/PAMIR

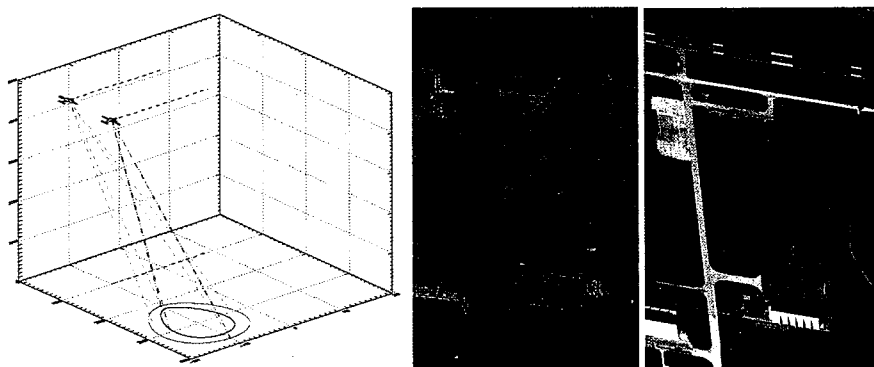


图 1.7 AER-II/PAMIR 双基实验: (左) 双基 SAR 示意图; (右) 双基 SAR 图像和对应的光学图像^[50]

Figure 1.7 AER-II/PAMIR BiSAR experiment: (Left)BiSAR geometry, (Right)bistatic SAR image and optical image

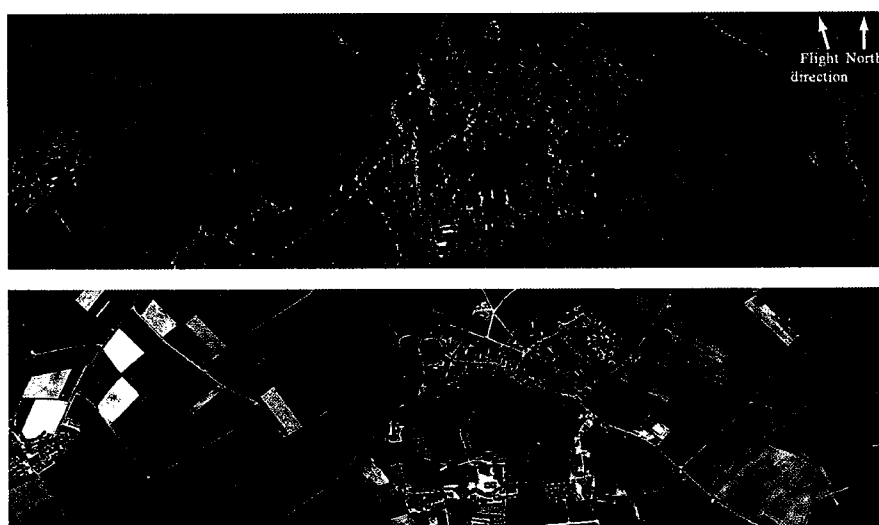


图 1.8 TSX/PAMIR 星 (滑动聚束模式)-机 (条带模式)BiSAR 实验成果: (上) BP 算法处理所得图像^[52]; (下) 对应的光学图像

Figure 1.8 TSX/PAMIR spaceborne-airborne BiSAR experiment: (Up)imagery processed by BP, (Down)optical image

从 2006 年开始, 为研究双基 SAR 中的各项关键技术, FGAN、ZESS 和 FO-MAAS 三家单位联合开展了星/机双基 SAR 实验。该项目研究了双基 SAR 模式设计、高质量成像算法、双基 SAR 同步方案、定位等诸多重要问题^[52-54]。2008 年, 该项目进行了第一次实验, TerraSAR-X 和 PAMIR 在近似平行轨道上运行, 其中 TerraSAR-X 工作于滑动聚束模式, PAMIR 工作于条带模式, 且减少天线尺寸以增加方位向波束宽度, 提升波束覆盖范围。图 1.8 给出了该次实验的双基成像结果。场景距离向幅宽为 4 km, 方位向幅宽为 1.4 km。2009 年, 该项目进行了双

滑动聚束模式成像实验，TerraSAR-X 作为辐射源工作于滑动聚束模式，PAMIR 工作于逆滑动聚束模式提高接收机天线足印覆盖时间，以牺牲方位向分辨率为代价换取大方位向幅宽。图1.9给出了实验结果。图中显示出单双基图像明显的散射特性差异。

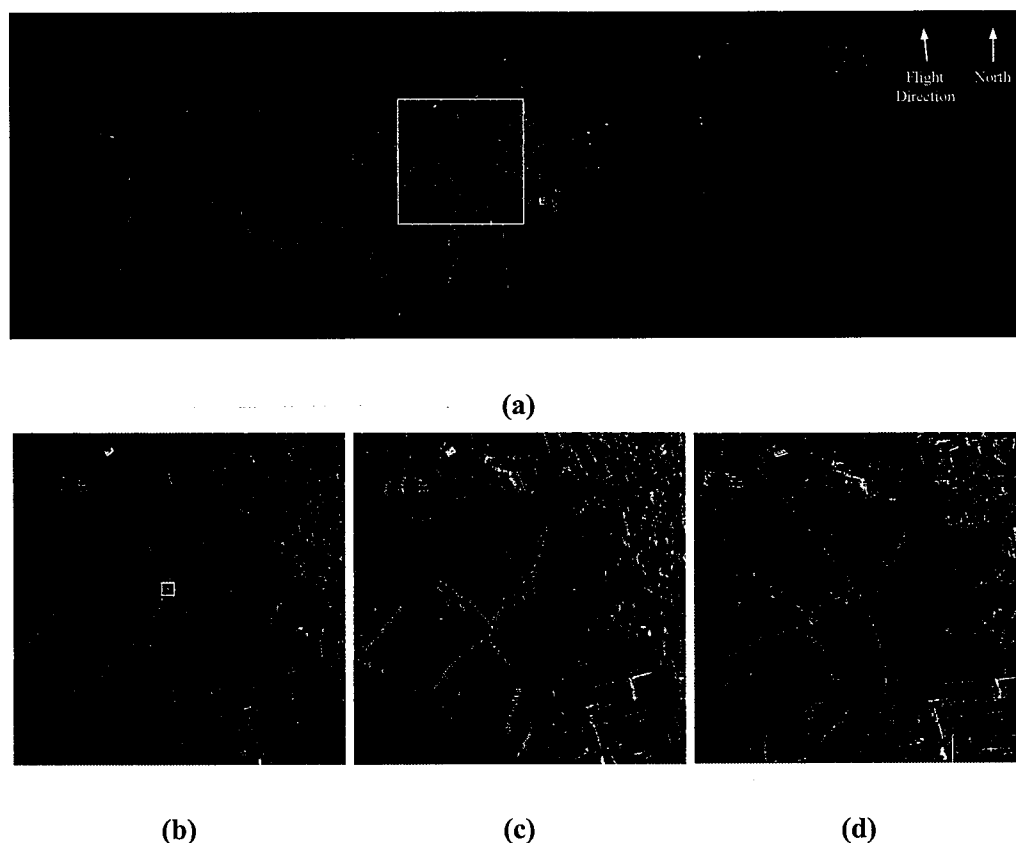


图 1.9 TSX/PAMIR 星-机双滑动模式 BiSAR 实验结果：(a) BP 算法处理所得图像，图中方框用于细节比较^[52]；(b) 双基 SAR 图像；(c) PAMIR 单基图像；(d) TerraSAR-X 单基图像

Figure 1.9 TSX/PAMIR spaceborne-airborne double sliding spotlight BiSAR experiment result: (a) image processed by BP, (b) BiSAR Image, (c) PAMIR monostatic SAR image, (d) TerraSAR-X monostatic SAR image

(2) TerraSAR-X/F-SAR

2007 年 11 月，TerraSAR-X 卫星成功发射后，DLR 以之作为发射机，机载雷达系统 F-SAR 作为接收机，开展了星-机双基实验^[55]。通过参考点同步误差提取和补偿、时域保相聚焦获得了高分辨率双基 SAR 图像，验证了空间分辨率和信噪比的空变性。图1.10所示为采用 BP 算法处理得到的双基 SAR 图像。

图 1.10 TerraSAR-X/F-SAR 双基实验结果^[55]Figure 1.10 TerraSAR-X/F-SAR BiSAR experiment^[55]

1.2.3.3 星-地双基 SAR

(1) EnviSat/SABRINA

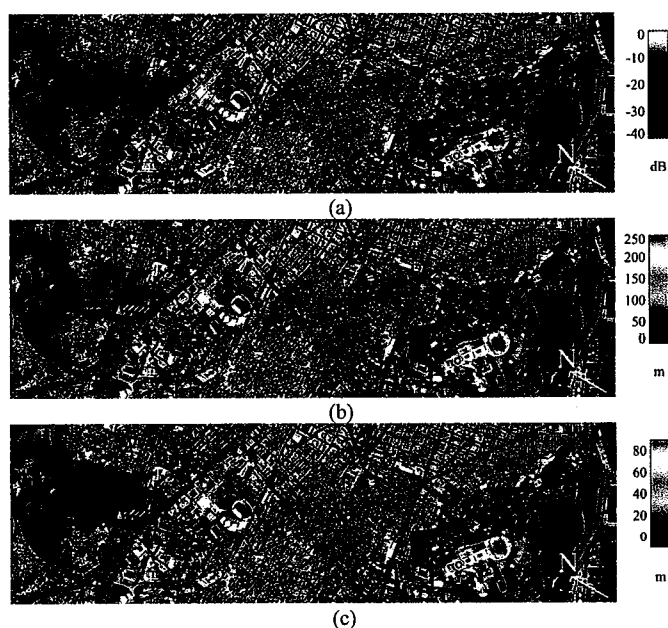


图 1.11 SABRINA 系统双基实验结果：(a) 场景的双基散射系数；(b) 前向和后向散射反演得到的 DEM；(c) 实验获得 DEM 和外部 DEM 之差^[56]

Figure 1.11 SABRINA system results: (a)scene scattering, (b)DEM obtained from fore-scattering and back-scattering, (c)Differential DEM^[56]

2006 年，西班牙 UPC(Universitat Politècnica de Catalunya) 的遥感实验室开发出地基 C 波段接收机用于干涉测量应用 (SAR bistatic receiver for interferometric applications, SABRINA)，使用 ESA 的 ERS-2 和 EnviSat 作为微波辐射源，首次开展了星-地双基 SAR 实验^[56,57]，获得地面场景的前向、后向散射图像，并验证了系统的干涉处理性能。图1.11展示了该实验获得的干涉结果。图1.11(a)左侧表示以 ERS-2 作为发射机的后向散射系数，右侧表示以 EnviSat 为发射机的前向散

射系数。图1.11(c)中的 DEM 偏差主要是由建筑物的高程测量不一致导致。实验验证了星-地双基 SAR 构型的干涉性能。

(2) TerraSAR-X/HITCHHIKER

2009 年,德国 ZESS 开启 HITCHHIKER 项目^[58-60],作为高分辨率接收系统开展双基 SAR 实验,2011 年系统升级,增加了大带宽发射机模块,使其具备高分辨率双基 SAR 成像、单航过高精度 DEM 生成、多极化成像等多项功能。图1.12展示了该系统获得的双基 SAR 图像与干涉处理结果。在雷达坐标系中,水平轴表示的是目标的双基距离,其数值约为地距向距离的 2 倍。由于在地距图像聚焦时采用了外部参考 DEM,干涉相位补偿后的相位表示场景目标真实高程和高程模型之间的相位差。图中可见干涉图较高的信噪比和精度。



图 1.12 HITCHHIKER 系统获得的地形高程信息:(上)雷达坐标系下的双基 SAR 图像与干涉相位;(下)地距坐标下的双基 SAR 图像,图中的干涉相位表示和 SRTM-3 DEM 的高程差^[58]

Figure 1.12 DEM obtained by the HITCHHIKER system: (Up)bistatic SAR image and inteferomettric phase in radar coordinate, (Down) Differential DEM between SRTM-3 and the BiSAR result^[58]

1.2.3.4 国内双基 SAR 的发展

当国际上双基 SAR 理论和实践迅速发展之时,国内多家科研单位也不落后,在双基 SAR 系统建设,理论研究等方面不懈努力,并取得了丰富的成果。2007 年,电子科技大学开展了国内首次机载双基 SAR 实验^[61,62],同年华东电子

工程研究所获得了国内首次机-地模式双基 SAR 图像^[63]。2011 年起,中科院电子所完成了多次星-地双基 SAR 实验,获得了高分辨率双基 SAR 图像^[64-66]、国内首个双基立体测量结果^[67]、多基线联合测高^[68]等,且于 2013 年成功完成国际首次双基数字波束形成(Digital Beamforming, DBF)实验验证^[69]。北京理工大学基于国产遥感-1 号、遥感-3 号 L 波段 SAR 卫星开展了多次双基 SAR 实验,获得了双基 SAR 图像^[70,71]及干涉测高结果^[72]。

1.2.4 双基 SAR 系统成像处理

双基 SAR 系统构型的多样性、平台搭配的灵活性使其具备广阔的应用前景,然而各种各样的成像模式增加了信号特性的复杂度,如何高效、精确地实现多模式双基 SAR 成像处理仍是目前的研究热点。这一部分先概括双基 SAR 成像处理中的难点,为课题的设计提供指引。

1.2.4.1 双基距离历程的复杂性

在单基 SAR 中,信号的距离历程由 SAR 平台和散射点之间的相位位置决定,表现为双曲线模型。而在双基 SAR 中,距离历程由散射点和空间中的两个平台的相对位置决定,表现为两个根号之和的形式。这种距离历程一方面导致双基 SAR 无法采用驻留相位原理获得二维频谱的解析表达式,从而无法得到精确的频域成像算法;另一方面,双根式之和的距离历程表达使得单基 SAR 的成像算法在应用于双基 SAR 时,必须考虑不同模式的差异性,很难实现各个模式下双基信号的统一处理。为实现双基 SAR 信号的频域成像,研究者们分别从不同的角度提出了近似的双基 SAR 频谱模型,并基于这些频谱模型和单基 SAR 成像思想建立起双基 SAR 的成像算法。诸多频谱模型和成像算法将在第二章中详述。然而随着双基 SAR 系统分辨率的提升、测绘带宽的加大,工作平台的运动差异性更加显著,场景参数的空变性更加明显,传统的成像算法面临新的挑战。

1.2.4.2 参数的空变性

发射端和接收端的空间分置,使得双基 SAR 成像几何不再遵循单基 SAR 的旋转不变性,回波信号无法直接投影到一个固定的斜距平面上。在三维空间中,目标的位置由平台和目标的相对位置确定,因而要在三维空间中对信号建模,成像处理也应在三维空间中进行,相比单基 SAR 在斜距平面上成像,这也无疑增加了处理的复杂度。另外,信号的多普勒频率由两个平台共同提供,不同空间位置的目标其多普勒特性存在差异性,当幅宽增大时,多普勒的差异性更加明显,

在建立成像算法时必须直面参数空变的问题。在处理参数空变的问题上，不同的算法采用的策略各有千秋，将在第二章中给出论述。

1.3 研究框架和论文结构

基于前文所做的调研，结合星载高分辨率、宽测绘带双基 SAR 系统的发展和新的双基 SAR 的应用需求，本文的行文框架如图1.13所示。

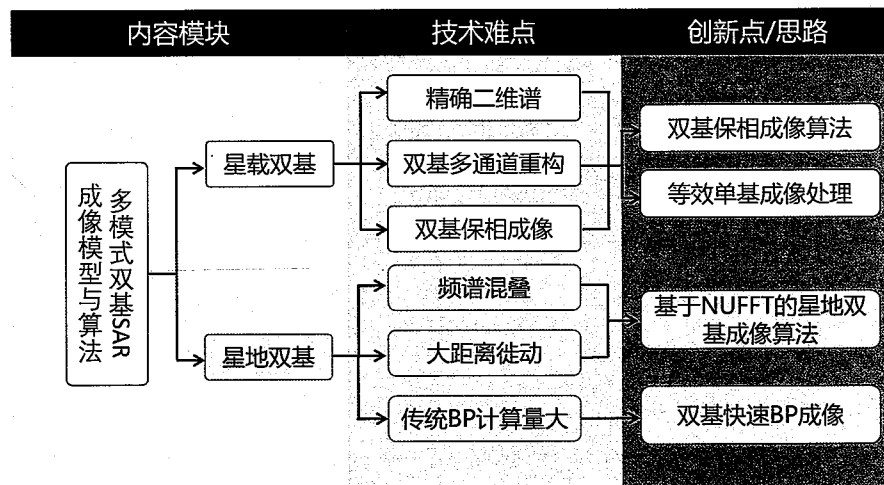


图 1.13 本文研究框架结构

Figure 1.13 Architecture of this thesis

第二章双基 SAR 基本特征及现有聚焦算法。本章首先介绍双基 SAR 不同于单基 SAR 的基本性质，从距离梯度和多普勒梯度的角度给出双基 SAR 二维空变的距离向和方位向分辨率。之后，根据微波信号辐射传输路径给出双基 SAR 雷达方程，并以一个双基 SAR 构型进行形象化的展示。接着介绍成像算法，着重描述了人们为克服双基 SAR 距离历程的“双根式”表达无法求得解析二维频谱所做出的不懈努力，概括分析了双基 SAR 二维频谱的基本原理，并在此基础上论述了方位时变/时不变模式双基 SAR 的经典频域成像算法，为后续几个章节的研究打下理论基础。

第三章星载双基多通道 SAR 频域成像算法。面向未来星载双基干涉 SAR 系统中的成像处理任务（如 L 波段差分干涉 SAR 系统），首先介绍双基 SAR 方位两通道系统信号重构，基于单基 SAR 多通道方位向响应函数的方法推导出双基 SAR 方位多通道系统的方位向响应函数，进而得到多通道回波信号和单通道回波信号的变换关系。接着分别基于单站等效几何模型和 ELBF 二维频谱模型研究了两种双基 SAR 宽幅保相成像算法，并通过仿真验证了算法的有效性。

第四章凝视聚束模式星地双基 SAR 成像算法。针对一站固定模式双基 SAR, 分析了该模式下成像处理的几个难点, 包括距运动端相同最近斜距处的目标的多普勒历程相同但距离历程不同; 距离历程的空变性导致了成像处理的复杂性。其次, 当运动端工作于聚束或滑动聚束的高分辨率成像模式时, 通常 PRF 低于多普勒带宽, 回波信号存在多普勒频谱混叠, 会增加成像处理的复杂度。这一章先描述凝视模式星地双基 SAR 的系统构成、二维分辨率、信号特征、同步和相位误差补偿、以及频域成像算法的难点。接着详细论述基于非均匀快速傅里叶变换 (Nonuniform FFT, NUFFT) 的 BiSAR 极坐标格式成像算法 (Polar Format Algorithm, PFA), 详细阐述了双基 PFA 算法推导、成像处理流程、算法复杂度分析、点目标仿真以及实测数据成像结果分析。

第五章双基 SAR 快速时域成像处理。首先概述快速 BP 算法的基本原理以及现有的几种 BP 算法加速案。接着针对新近出现的距离向一体化处理的快速分解 BP 算法, 本章进一步分析该算法的复杂度、参考点设置、并行性分析等, 并将该算法推广到一般的双基 SAR 成像处理中, 推导了用于双基子孔径合成的斜距投影关系, 进而通过并行处理比较不同处理策略的时间消耗。

第六章总结与展望。本部分总结全文的主要研究成果, 分析工作中存在的不足之处, 并结合目前双基 SAR 的发展趋势构思后续的研究思路。

表 1.1 双基 SAR 实验与系统发展一览表

Table 1.1 BiSAR systems and developments

时间	国家	机构	双基模式	发射机	接收机	备注
1984 年 10 月	美国	NASA	星-机	SIR-B	机载 L 波段雷达	分辨率 20m, 验证直达波信号 可用于双基同步处理
1994 年	美国	JPL/AFPL	星-机	ERS-I	机载雷达	首次成功进行星-机 BiSAR 实验 ^[73]
2002 年	英国	QinetiQ	机-机	ESR	ADAS	研究不同的双基角、入射角和平台速度 对 BiSAR 图像的影响 ^[46]
2003 年	法国/德国	ONERA/DLR	机-机	E-SAR	RAMSES	研究 BiSAR 关键技术, 如系统同步 和干涉处理 ^[47-49]
2003 年	德国	FGAN	机-机	AER-II	PAMIR	研究不同双基角对成像的影响 ^[36,30,51]
2006 年	西班牙	UPC	星-地	EnviSAT	SABRINA	首次星地 BiSAR 实验, 并进行干涉与地面形变测量 ^[56,57]
2007 年 11 月	德国	DLR	星-机	TerraSAR-X	F-SAR	获得高分辨率双基 SAR 图像, 验证分辨率和信噪比的空变性 ^[55]
2007 年	德国	FHR/ZESS	机-地	X 波段雷达	PAMIR ^[74]	
2007 年	中国	华东电子工程研究所	机-地	运-7 平台		成功获得中国首个双基 SAR 实验图像 ^[63]
2007 年	中国	电子科技大学	机-机	运-5 平台	运-5 平台	X 波段, 成功获得国内首个机载双基 SAR 图像
2008-2009 年	德国	FHR/ZESS	星-机	TerraSAR-X	PAMIR	研究双基 SAR 模式设计、高质量成像 算法、双基 SAR 同步方案等关键技术 ^[52-54]
2010 年	日本	JAXA	星-机	PALSAR	Pi-SAR-L ^[75]	
2010 年	澳大利亚	DSTO	机-地	机载 X 波段雷达	Ingara	全极化 BiSAR 实验 ^[76,77]
2010 年	瑞典	瑞典	机-机	LORA 系统	SETHI 系统	系统工作于 P 波段, 实验总结为从单基模式 到 10° 双基角, 信噪比提升 7dB ^[78]
2009 年-2011 年	德国	FHR/ZESS	星-地	TerraSAR-X	HITCHHIKER	可获得高分辨率单航过 DEM ^[58-60]
2012 年 11 月	中国	电子科技大学	机-机	运-5 平台	运-5 平台	X 波段, 国内首次机载双基前视实验 ^[79]
2011 年	美国	Sandia 实验室	星-地 ^[80,81]	TerraSAR-X Cosmo-Skymed		
2013 年-至今	中国	中科院电子所	星-地	TerraSAR-X		研究 BiSAR 同步, 高分辨率成像 与多基线干涉技术 ^[64-68]
2013 年	波兰		星-地 BiSAR	TerraSAR-X		双极化 BiSAR 实验 ^[82]
2013 年-2015 年	中国	北京理工大学	星-地	遥感-1 号 遥感-3 号		双基成像算法、干涉处理研究 ^[70-72]

第2章 双基 SAR 基本特征及现有聚焦算法

2.1 引言

双基 SAR 成像几何的旋转变异性导致了信号特征的空变性,使得双基 SAR 在基本特征方面表现出和单基 SAR 的差异。本章将从距离梯度和多普勒梯度的角度描述双基 SAR 二维分辨率的空变性。从微波信号辐射路径给出双基 SAR 雷达方程,并通过高低轨道双基 SAR 示例展示双基 SAR 的独特魅力。

在第1章的1.2.2节中,笔者已介绍了双基 SAR 的几何构型并根据收发平台的相对运动特点对其进行了分类。不同的双基 SAR 模式的信号具有不同的时频特性,其参数空变性程度也大相径庭。由于时域的卷积滤波可转化为频域的参考函数相乘,为了实现在频域快速聚焦,人们致力于开发双基 SAR 的频域成像算法。而频域成像算法依赖于解析的二维频谱模型而建立,双基 SAR 距离历程的复杂性决定了双基 SAR 信号无法通过常规方法求得解析频谱^[83]。因此,采用不同的近似条件,便得到不同的频谱模型。本章介绍了几种典型的双基 SAR 频谱模型和基于已有模型的频域成像算法。然而,双基 SAR 发展至今,各种成像算法不胜枚举,无法做到详细描述,此处仅给简要说明,具体细节可参考所列文献。

2.2 双基 SAR 基本原理

对不同模式的双基 SAR 系统而言,所发射的信号并无二致,均为宽带线性调频信号,接收机接收到的场景前向或后向散射信号经过匹配滤波获得对应的高斜距向分辨率。然而,在双基 SAR 几何构型中,斜距历程不再由散射点和单一平台的相对位置决定,双基 SAR 收发分置产生新的空间自由度,进而产生信号的空变性,其表现之一就是相同斜距上的地距分辨率不同。因此,本节分析双基 SAR 系统设计的基本原理,包括二维分辨率和双基雷达方程。

2.2.1 双基 SAR 距离向分辨率

图2.1所示为双基 SAR 微波信号传输路径图,信号由发射机发射经过散射点 $\vec{P}$ 反射至接收机,此时双基斜距¹历程为

$$R = R_{Tx} + R_{Rx} \quad \dots(2.1)$$

¹双基等距离平面不同于单基 SAR 中的斜平面,为求统一,仍称为斜距

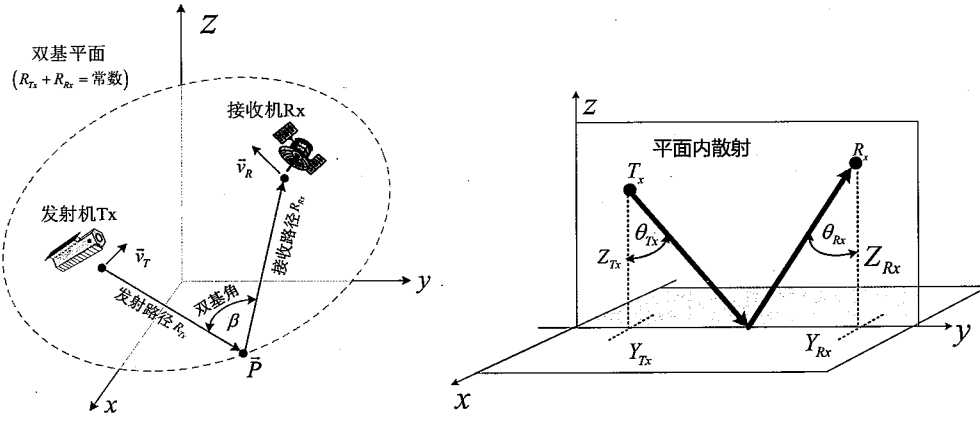


图 2.1 双基 SAR 几何关系

Figure 2.1 Bistatic SAR geometry

由发射机、接收机和散射点三点构成一个等斜距平面，不同于单基 SAR 中的由平台和散射点构成的圆形等斜距平面，双基等斜距平面为椭圆面，如图 2.1 所示，其半长轴 a 为 $a = \frac{R}{2}$ 。在单基 SAR 中，相同距离门上的点其地距分辨率相同，而在双基 SAR 几何中，这个结论便不再成立，分辨率的分布呈现出二维空变性。一般，定义距离分辨率的方向为斜距平面梯度的指向^[84,85]。距离 R 的梯度为

$$\nabla R = \left[\frac{\partial R}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial R}{\partial y} \vec{j} + \frac{\partial R}{\partial z} \vec{k} \right] = \vec{i}_{Rx} + \vec{i}_{Tx} \quad \dots(2.2)$$

其中， $\vec{i}_{Rx}$ 和 $\vec{i}_{Tx}$ 分别表示从 $\vec{P}$ 到接收机和发射机的单位向量。

斜距历程梯度在地平面上的投影为

$$dR_g = d\vec{P} \cdot \nabla R \quad \dots(2.3)$$

从公式 (2.3) 可知， ∇R 表征了斜距变化最大的方向，当 ∇R 和地距矢量 $d\vec{P}$ 方向相同当即 ∇R 投影到地距时， dR_g 取得最大值。从单基 SAR 可知，系统可分辨的最小斜距单元与信号带宽 B_r 成反比，因此，双基 SAR 地距向分辨率可表示为

$$\rho_{grd} = \frac{1}{dR_g} \cdot \frac{c}{B_r} \quad \dots(2.4)$$

当地面散射点位于发射机、接收机和 z 轴组成的平面时，构成如图 2.1 右侧所示的平面内散射，此时，双基斜距和在地面上的投影分别为

$$R = \sqrt{(y - Y_{Tx})^2 + z_{Tx}^2} + \sqrt{(y - Y_{Rx})^2 + z_{Rx}^2} \quad \dots(2.5)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} R = \frac{y - Y_{Tx}}{\sqrt{(y - Y_{Tx})^2 + z_{Tx}^2}} + \frac{y - Y_{Rx}}{\sqrt{(y - Y_{Rx})^2 + z_{Rx}^2}} = \sin \theta_{Tx} - \sin \theta_{Rx} \quad \dots(2.6)$$

地面分辨率为

$$\rho_{grd} = \frac{c}{B_r |\sin \theta_{Tx} + \sin \theta_{Rx}|} \quad \dots(2.7)$$

这里给出一个系统仿真实例，对上述理论进行说明。仿真双基 SAR 系统以地

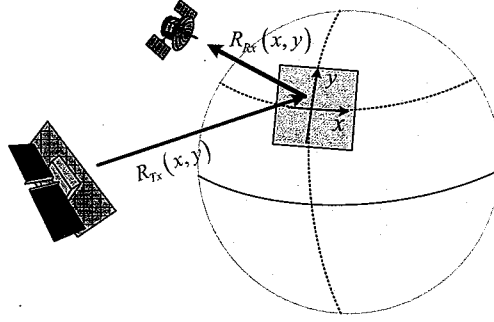


图 2.2 高/低轨星载双基 SAR 成像几何示意图

Figure 2.2 Imaging geometry of the GEO-SAR and low-orbit SAR

球同步轨道 SAR 作为辐射源，以低轨道卫星作为接收机，可实现短时间内快速重访，并降低系统成本^[38,86]。系统工作原理示意如图2.2所示，系统主要参数见表2.1。仿真中低轨卫星作为接收机位于北纬 50°，地球同步轨道卫星与接收机处于相同经度。图2.3(a) 表示出以低轨卫星星下点为切点的切平面上的散射点的等双基斜距线，距离向分辨率向量由 $\vec{\rho}_{grd}$ 标识于图中。由图2.3(a) 可知双基 SAR 的等斜距线为椭圆线，而非单基 SAR 的圆形线。图中心处的黑色圆和箭头表征了接收机星下点位置和接收机运行速度矢量。图2.3(b) 为由公式 (2.4) 计算得到的地距分辨率空间分布，可见地距向分辨率存在明显的二维空变性。

2.2.2 双基 SAR 方位向分辨率

双基 SAR 系统方位向分辨率仍可采用求梯度的方法求解。从图2.1可知，散射点 $\vec{P}$ 的多普勒频率 f_r 为

$$f_r = \frac{1}{\lambda} \left[\vec{v}_R \cdot \vec{i}_{R_R} + \vec{v}_T \cdot \vec{i}_{R_T} \right] \quad \dots(2.8)$$

当令多普勒频率为常数，即 $f_r = const$ ，可得回波的等多普勒平面。仍采用第2.2.1节中的仿真参数，可得等多普勒线分布如图所示。在图2.4(a) 中，可见方位向分辨率也并非沿卫星飞行方向均匀变化。多普勒频率在点 $\vec{P}$ 的梯度为

$$\begin{aligned} \nabla f_r &= \left[\frac{\partial f_r}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial f_r}{\partial y} \vec{j} + \frac{\partial f_r}{\partial z} \vec{k} \right] \\ &= \frac{1}{\lambda} \left\{ \frac{1}{R_{Rx}} \left[\vec{v}_R - \left(\vec{v}_R \cdot \vec{i}_{R_R} \right) \vec{i}_{R_R} \right] + \frac{1}{R_{Tx}} \left[\vec{v}_T - \left(\vec{v}_T \cdot \vec{i}_{R_T} \right) \vec{i}_{R_T} \right] \right\} \end{aligned} \quad \dots(2.9)$$

表 2.1 高低轨双基 SAR 系统设计参数

Table 2.1 The system parameters

系统参数	数值
波长 (λ)	0.031 m
平均发射功率 (P_{avg})	1000 W
发射机天线面积 (A_{Tx})	100m ²
接收机天线面积 (A_{Rx})	6m ²
噪声系数和损耗 ($F + L$)	5 dB
发射机高度 (h_{Tx})	35850 km
接收机高度 (h_{Rx})	400 km
入射角 (i)	50°
地距分辨率 (Δrg)	3 m
方位分辨率 (Δaz)	3 m
相干积累时间 (T_a)	0.5 1 s

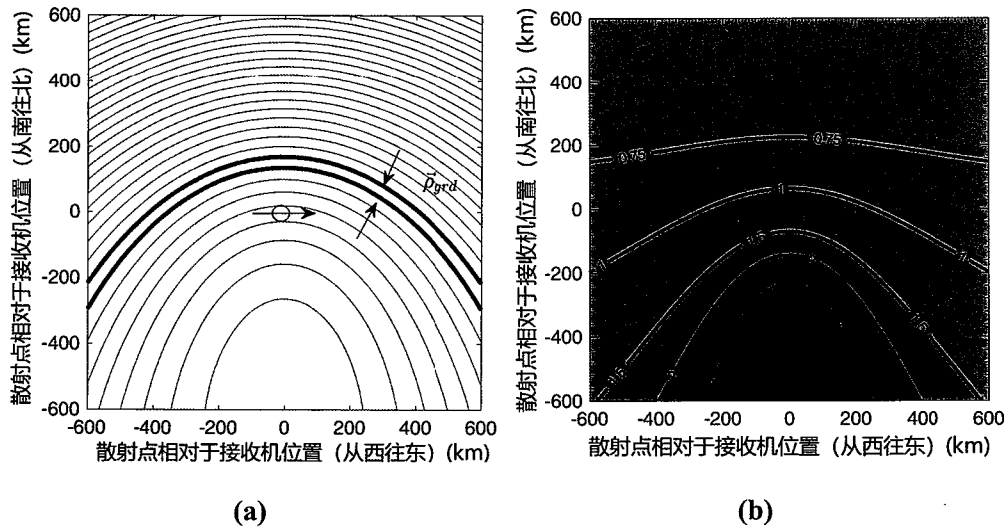


图 2.3 距离向分辨率空变性仿真：(a) 等双基斜距线；(b) 等地距分辨率线分布图

Figure 2.3 Space variance of the range resolution: (a) iso-range, (b) iso-rusolution in the ground plane

当 ∇f_r 投影到其地平面向量 $\nabla f_{\tau G}$ 时，多普勒频率变化量最大。系统所能测得的多普勒频率变化反比于合成孔径时间 T_a ，从而双基 SAR 的方位向地距分辨率为

$$\vec{a}_g = \frac{\overrightarrow{i_{f_{\tau G}}}}{|\nabla f_{\tau G}|} \cdot \frac{1}{T_a} \quad \dots(2.10)$$

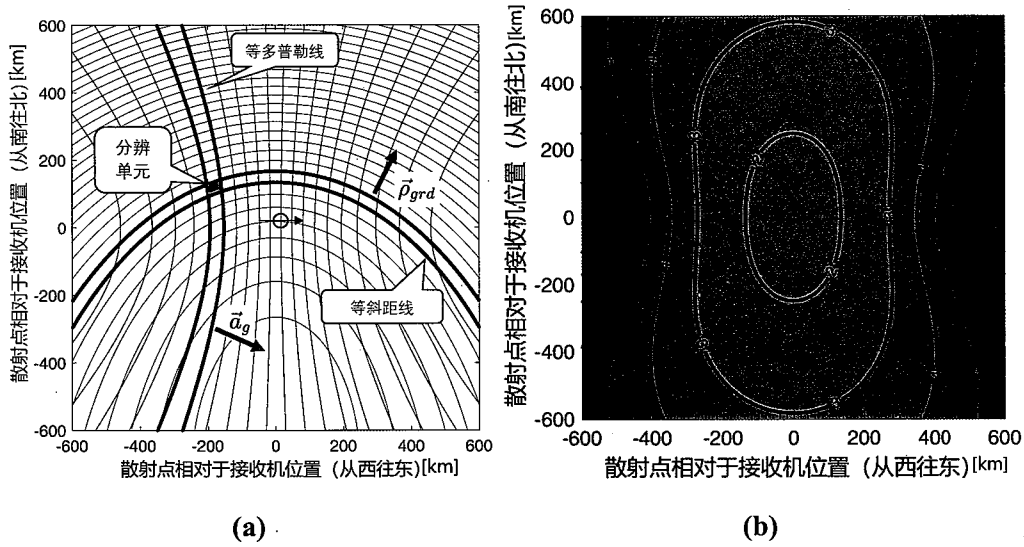


图 2.4 方位向分辨空变性仿真：(a) 仿真双基 SAR 等多普勒和等斜距线；(b) 方位分辨率分布图

Figure 2.4 Space variance of the azimuth resolution: (a) iso-Doppler and iso-range lines, (b) distribution of azimuth resolution

图2.4(a) 中矢量 $\vec{a}_g$ 所示为方位向分辨率矢量方向，图2.4(b) 所示为方位分辨率的空间分布。

2.2.3 双基雷达方程

在雷达系统研究中，雷达方程通常用来衡量雷达探测距离和各种影响雷达系统的参数（如，发射和接收天线的增益等）之间的关系。对双基 SAR 而言，探测目标位置不再是其主要功能，然而成像处理依然依赖于对目标的感知，因此双基雷达方程对双基 SAR 系统的设计也是至关重要的。

设发射机的输出功率为 P_T ，增益为 G_T ，则目标点处的功率密度为

$$S_T = \frac{P_T G_T}{4\pi R_{Tx}^2} \quad \dots(2.11)$$

对目标散射点而言，其 RCS 取决于以下参数：入射角 θ_{Tx} ，散射角 θ_{Rx} ，双基角 β ，波长 λ ，极化方式，表面特性等。这里将其简记为 σ_B 。设分辨单元的大小为 A_{cell} ，从而，到达接收机的功率密度为

$$S_R = \frac{S_T A_{cell} \sigma_B}{4\pi R_{Rx}^2} \quad \dots(2.12)$$

设接收机的增益为 G_R ，则接收机的等效天线面积为

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \quad \dots(2.13)$$

因此,接收机获得的功率 $P_R = S_R \cdot A_R$, 根据公式 (2.11)、(2.12)、(2.13) 可得

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 A_{cell} \sigma_B}{(4\pi)^3 R_{Tx}^2 R_{Rx}^2} \quad \dots(2.14)$$

此外,根据接收机获得的功率和其信噪比, $SNR_{antenna}$, 的对应关系, 可有双基 SAR 系统在接收机天线端的信噪比为

$$SNR_{antenna} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 A_{cell} \sigma_B}{k T_R B_n F_n (4\pi)^3 R_{Tx}^2 R_{Rx}^2} \quad \dots(2.15)$$

其中, k 玻尔兹曼常数, T_R 为接收机噪声温度。 B_n 为接收机噪声带宽, 当系统采用匹配滤波时, B_n 和发射信号带宽相同。 F_n 为接收机噪声系数。

然而,有限的信号接收时间限制了总接收能量, 信号的距离向脉冲压缩和方位向相干积累亦会提升 SAR 图像的信噪比。距离向处理增益 G_r 是由脉冲压缩过程中噪声带宽降低导致的

$$G_r = \frac{T_p B_N}{L_r} = \frac{P_{avg}}{P_T \cdot PRF} \cdot \frac{B_N}{L_r} \quad \dots(2.16)$$

其中, T_p 为有效脉冲宽度, PRF 为脉冲重复频率, P_{avg} 为平均发射功率, L_r 是由非理想匹配滤波产生的 SNR 损耗。方位向处理增益取决于多个脉冲的相干积累。相干积累脉冲数由雷达 PRF 和照射时间决定, 而后者又取决于平台速度和总体天线足印覆盖范围。综合以上各因素, 可有方位向处理增益

$$G_a = \frac{PRF \cdot T_a}{L_a} \quad \dots(2.17)$$

其中, L_a 为方位向非理想匹配滤波产生的 SNR 损耗。综合上述两个处理增益和天线端的信噪比, 可得双基 SAR 系统的信噪比为

$$SNR = \frac{P_{avg} G_T G_R \lambda^2 A_{cell} \sigma_B T_a}{k T_R F_n (4\pi)^3 R_{Tx}^2 R_{Rx}^2 L_r L_a} \quad \dots(2.18)$$

在 SAR 系统设计中, 噪声等效后向散射系数 (Noise Equivalent Sigma Zero, NESZ) 衡量了一个 SAR 系统的灵敏度。NESZ 对应于当 SNR 等于 1 时的双基散射系数, 即

$$NESZ = \sigma_B (SNR = 1) = \frac{(4\pi)^3 R_{Tx}^2 R_{Rx}^2 k T_R F_n L_r L_a}{P_{avg} G_T G_R \lambda^2 A_{cell} \cdot T_a} \quad \dots(2.19)$$

仍以上文中的地球同步轨道 SAR 作为发射机, 低轨卫星做为接收机, 以表2.1所示系统参数, 调整发射信号带宽和合成孔径时间使得距离向地距分辨率和方位分辨率分别为 3 米, 得到 NESZ、系统带宽以及实际分辨单元大小如图2.5所示。从图中可见, 系统的 NESZ 多数在 -20dB 以下, 满足星载 SAR 系统设计的要求。

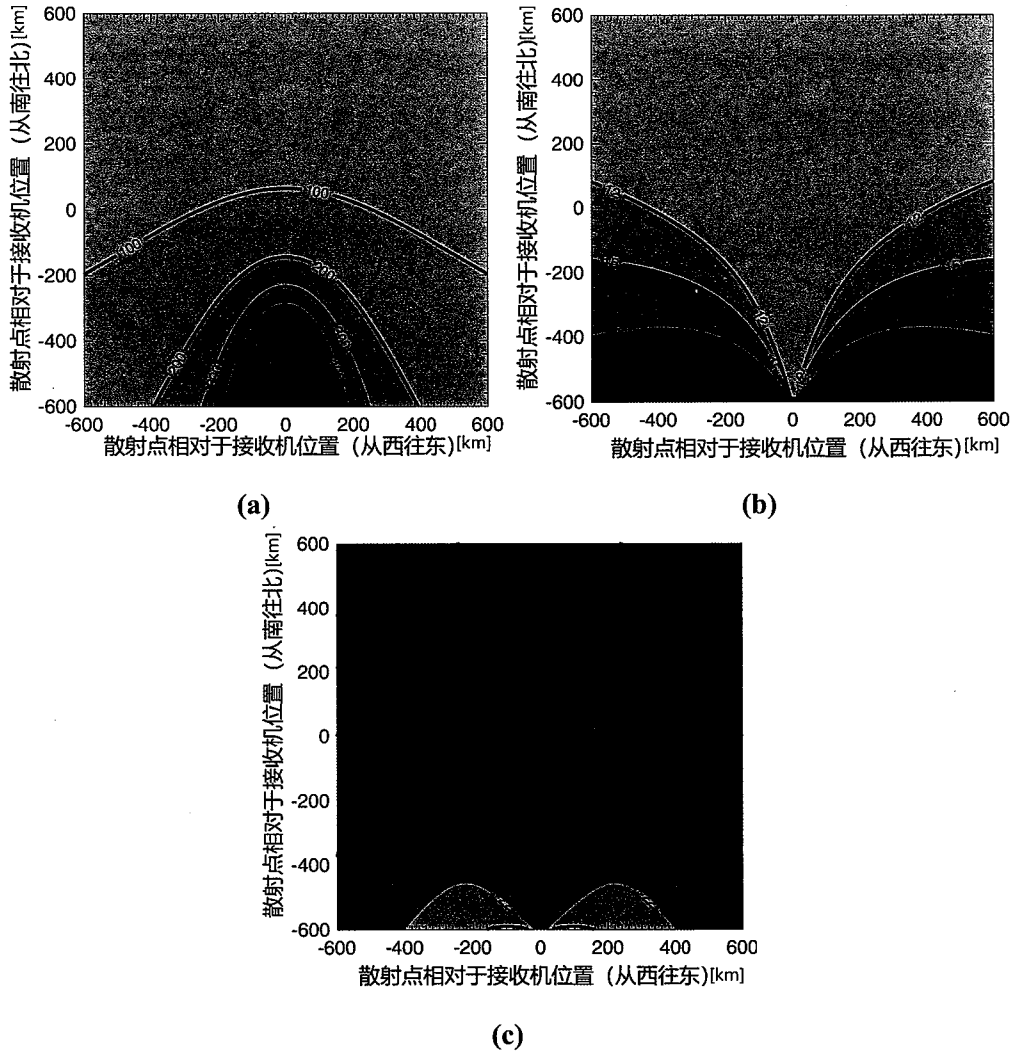


图 2.5 高低轨双基 SAR 的 NESZ 仿真。(a) 发射带宽分布；(b) 实际二维分辨单元面积；(c) NESZ

Figure 2.5 NESZ simulation of the GEO/LEO BiSAR system. (a)bandwidth, (b)area of the true resolution cell, (c)NESZ

2.3 双基 SAR 信号与二维频谱模型

准确的信号模型是建立二维频谱和精确成像处理的基础。本节先行定义一般性的双基 SAR 成像几何模型，给出基本要素，得到双基 SAR 回波信号的二维时域描述。之后简明扼要的论述已有的三种双基 SAR 点目标频谱，为下文中的成像算法做铺垫。文中涉及的经典信号处理方法，如驻留相位定理^[87]等众多参考文献中已详尽说明，此处不再赘述。

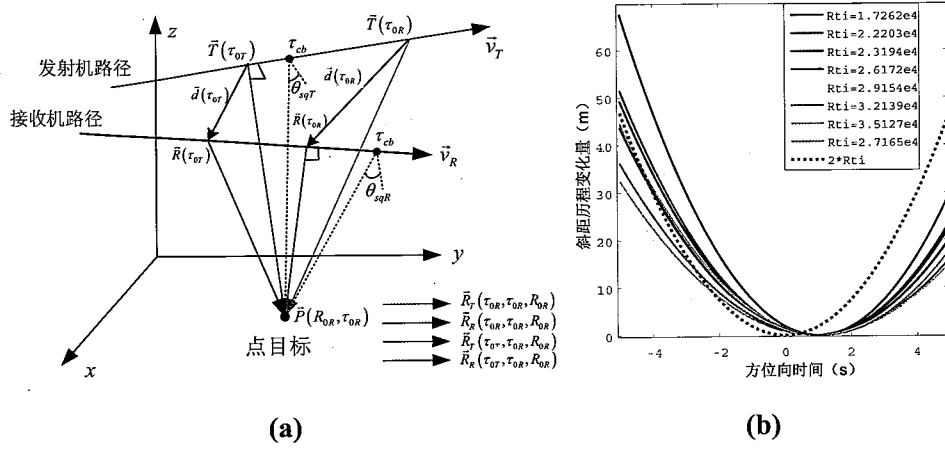


图 2.6 双基 SAR 成像几何 (a) 和双基 SAR 斜距历程示例 (b)

Figure 2.6 (a) Bistatic SAR imaging geometry, and (b) example of BiSAR range history

2.3.1 双基 SAR 信号模型

图2.6描述了一般情景下的双基 SAR 成像几何关系^[88]。图中两个运动平台照射相同地面目标 $\vec{P}$ 。发射机和接收机的速度分别为 v_T 和 v_R 。 τ 为慢时间, τ_{0T} 和 τ_{0R} 分别表示发射机和接收机距目标最近的方位时刻, 对应的最近距离分别为 R_{0T} 和 R_{0R} 。 τ_{cb} 表示联合波束中心穿越时刻, θ_{sqR} 和 θ_{sqT} 表示 τ_{cb} 时刻接收端和发射端的斜视角。从而, 接收机的斜距历程可以向量形式描述为

$$\vec{R}_R(\tau) = \vec{R}_R(\tau_{0R}, R_{0R}, \tau_{0R}) - \vec{v}_R \cdot (\tau - \tau_{0R}) \quad \dots(2.20)$$

其中, 向量 $\vec{R}_R(\tau_{0R}, R_{0R}, \tau_{0R})$ 与 $\vec{v}_R$ 正交, 表示接收机到目标的最近斜距。同样, 对发射机, 其斜距历程为

$$\vec{R}_T(\tau) = \vec{R}_T(\tau_{0T}, R_{0T}, \tau_{0T}) - \vec{v}_T \cdot (\tau - \tau_{0T}) \quad \dots(2.21)$$

其中, 向量 $\vec{R}_T(\tau_{0T}, R_{0T}, \tau_{0T})$ 与 $\vec{v}_T$ 正交, 表示发射机到目标的最近斜距。

基于上述讨论, 可得标量形式的双基斜距历程为

$$R_b(\tau) = R_R(\tau) + R_T(\tau) \quad \dots(2.22)$$

可见双基距离历程由分别表示发射机和接收机到目标的距离历程构成, 当收发平台运行于直线航迹时, 公式 (2.22) 即演化为双根式 (Double Square Roots, DSR) 形式, 即

$$R_b(\tau) = \sqrt{R_{0T}^2 + v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2} + \sqrt{R_{0R}^2 + v_R^2(\tau - \tau_{0R})^2} \quad \dots(2.23)$$

图2.6(b)示意了一组双基 SAR 距离随方位时间变化,图中点状线表示单基 SAR 距离历程。可见双基 SAR 距离历程在驻留点处相对平坦,也称平顶双曲线 (flat-top hyperbola)。

设发射机发射的线性调频信号的调频率为 K_r , 高频载波频率为 f_0 , 则在某一方位时刻 τ , 发射信号为

$$s_l(t) = w_r(t) \exp(j2\pi f_0 t + j\pi K_r t^2) \quad \dots(2.24)$$

设目标点 $\vec{P}$ 的散射系数为 $\sigma(\tau_{0R}, R_{0R})$, 方位向联合天线方位图加权为 $w(\tau)$, 则接收机经过相干解调后记录的回波信号的二维时域描述为

$$g(\tau, t, \tau_{0R}, R_{0R}) = \sigma(\tau_{0R}, R_{0R}) w(\tau) \cdot s_l\left(t - \frac{R_R(\tau) + R_T(\tau)}{c}\right) \exp\left[-j2\pi f_0 \frac{R_R(\tau) + R_T(\tau)}{c}\right] \quad \dots(2.25)$$

公式 (2.25) 中, 包含信号经过双基距离历程传输后的 chirp 信号, 以及双基斜距带来的空间传播相位 $\exp\left[-j2\pi f_0 \frac{R_R(\tau) + R_T(\tau)}{c}\right]$ 。

2.3.2 双基 SAR 二维频谱模型

对二维时域信号, 进行距离向傅里叶变换 (Fourier Transform, FT) 得到信号的距离频域表达后, 在方位向进行傅里叶变换将得到二维频域模型

$$G(f_\tau, f, \tau_{0R}, R_{0R}) = \sigma(\tau_{0R}, R_{0R}) S_l(f) \cdot \int w(\tau - \tau_{cb}) \exp\left[-j2\pi(f + f_0) \frac{R_b(\tau)}{c}\right] \exp(-j2\pi f_\tau \tau) d\tau \quad \dots(2.26)$$

然而由于斜距历程的 DSR 形式, 采用驻留相位原理无法求得双基 SAR 二维频谱的解析解, 一般是采用近似解或者数值等效的方法进行求解。这一小节将对已有的三种经典的双基 SAR 二维频谱方法进行梳理总结。

2.3.2.1 单基转化

在文献 [89] 中, F. Rocca 等提出一种称为 Rocca Smile 的卷积滤波函数完成双基数据的单站转化。该方法基于地震数据处理中的 DMO 方法。DMO 指的是由放置在不同位置的信号接收机测得的反射波的传输时间差。经过 Rocca Smile 预处理, 补偿掉接收端和发射端的传输延时误差, 进而采用单基 SAR 聚焦算法完成后续成像。然而该方法局限性较大, 仅可用来处理方位时不变 BiSAR 数据。在文献 [90] 中, 作者将该方法扩展到一般的双基构型, 通过构建空变传递函数, 将双基模式转换成的单基模式。然而, 该方法不适用于极端的双基 SAR 构型^[90]。

2.3.2.2 单站等效

在文献 [91] 中, R. Balmer 等采用单站等效的方法将双基 SAR 回波等效为单基信号。通过求解等效单站速度, 将双根式斜距历程转化为单根式。当数据接收时可认为收发速度近似相同、基线不变时, 这种等效处理的误差很小, 而且可以利用现有的单基 SAR 系统处理器, 可以保证高效成像处理, 目前该方法也是 TanDEM-X/TerraSAR-X 双基系统的成像处理方案^[92]。

2.3.2.3 基于级数反演法的双基 SAR 二维频谱

在文献 [93] 中, Y. L. Neo 等利用级数反演法则 (Method of Series Inversion, MSR) 求得任意双基 SAR 模式的二维频谱模型。首先, 去除线性相位和线性距离走动 (LRCM), 从而信号的二维时域表达变为

$$g_A(t, \tau) = \sigma(\tau_{0R}, R_{0R}) s_l\left(t - \frac{R_1(\tau)}{c}\right) w(\tau) \exp\left(-j2\pi \frac{R_1(\tau)}{\lambda}\right) \quad \dots(2.27)$$

将去除 LRCM 的距离历程在孔径中心时刻, 即 $\tau = 0$ 处进行 Taylor 展开, 即

$$R_1(\tau) = R_{cen} + k_2\tau^2 + k_3\tau^3 + k_4\tau^4 + \dots \quad \dots(2.28)$$

其中,

$$R_{cen} = \sqrt{R_{0T}^2 + v_T^2 \tau_{0T}^2} + \sqrt{R_{0R}^2 + v_R^2 \tau_{0R}^2} \quad \dots(2.29)$$

孔径中心时刻的斜距。各阶展开式的系数求解此处略去不提, 详见参考文献。采用 POSP, 对 $g_A(t, \tau)$ 进行距离向 FT, 得到

$$G_A(f, \tau) = S_1(f) w(\tau) \exp\left\{-j2\pi \frac{(f + f_0) R_1(\tau)}{c}\right\} \quad \dots(2.30)$$

然后, 对 $G_A(f, \tau)$ 进行方位向 FT, 由 POSP 可得方位频率和方位时间的关系

$$-\frac{c}{f + f_0} f_\tau = 2k_2\tau + 3k_3\tau^2 + 4k_4\tau^3 + \dots \quad \dots(2.31)$$

公式 (2.31) 看出, 由于已经去除 LRCM, 等号右侧无常数项, 从而根据 MSR (见附录 2.7.1), 反解 τ 可得

$$\begin{aligned} \tau(f_\tau) = & A_1 \cdot \left(-\frac{c}{f + f_0} f_\tau\right) + A_2 \cdot \left(-\frac{c}{f + f_0} f_\tau\right)^2 \\ & + A_3 \cdot \left(-\frac{c}{f + f_0} f_\tau\right)^3 + \dots \end{aligned} \quad \dots(2.32)$$

将公式 (2.32) 带入公式 (2.30), 得到 $g_A(t, \tau)$ 的二维频谱为

$$\begin{aligned} G_A(f, f_\tau) = & S_1(f) W_{az}(f_\tau) \exp\{-j2\pi f_\tau \tau(f_\tau)\} \\ & \cdot \exp\left\{-j2\pi \frac{(f_0 + f)}{c} R_1(\tau(f_\tau))\right\} \end{aligned} \quad \dots(2.33)$$

其中, $W_{az}(\cdot)$ 为多普勒域的方向图函数。为求得原始信号的二维频谱, 重新将 LRCM 和线性相位引入 $g_A(t, \tau)$, 得到

$$\begin{aligned} g(t, \tau) &= g_A\left(t - \frac{k_1 \tau}{c}, \tau\right) \exp\left(-j2\pi \frac{f_0 k_1}{c} \tau\right) \\ &= s_l\left(t - \frac{R_1(\tau) + k_1 \tau}{c}\right) w(\tau) \exp\left(-j2\pi \left(\frac{f_0 R_1(\tau)}{c} + \frac{f_0 k_1 \tau}{c}\right)\right) \end{aligned} \quad \dots(2.34)$$

此处, k_1 即为原斜距历程 $R_b(\tau)$ 在孔径中心时刻的一阶 Taylor 展开系数。利用 FT 的尺度变换和时移频移关系, 最终的双基 SAR 二维信号频谱表达为

$$G(f, f_\tau) = G_A\left(f, f_\tau + (f + f_0) \frac{k_1}{c}\right) \quad \dots(2.35)$$

其中, 双基 SAR 相位谱为

$$\begin{aligned} \Phi_B(f, f_\tau) &= -2\pi \left(\frac{f_0 + f}{c}\right) R_{cen} - \pi \frac{f^2}{K_r} \\ &\quad + 2\pi \frac{c}{4k_2(f + f_0)} \left(f_\tau + (f + f_0) \frac{k_1}{c}\right)^2 \\ &\quad + 2\pi \frac{c^2 k_3}{8k_2^3(f + f_0)^2} \left(f_\tau + (f + f_0) \frac{k_1}{c}\right)^3 \\ &\quad + 2\pi \frac{c^3(9k_3^2 - 4k_2 k_4)}{64k_2^5(f + f_0)^3} \left(f_\tau + (f + f_0) \frac{k_1}{c}\right)^4 + \dots \end{aligned} \quad \dots(2.36)$$

因此, 利用级数反演法则, 可巧妙得到二维频谱的解析表达式, 且频谱精度仅取决于斜距 Taylor 展开的阶数, 实际数据处理中, 可平衡展开阶数和处理精度的关系, 实现快速高精度聚焦。

2.3.2.4 基于 POSP 的二维频谱模型

(1) LBF

在文献 [94] 中, O. Loffeld 等提出了一种一般模式下的双基 SAR 二维频谱模型, 简记为 LBF(Loffeld Bistatic Formulation)。该频谱包含两个相位项, 其一是准单基相位项, 其二是双基分解项。类似于 DMO 方法中通过预处理将双基回波转化为单基信号, 使用 LBF 频谱, 先补偿双基分解项, 得到准单基频谱, 进而采用单基 SAR 聚焦方案完成成像处理。

在采用 POSP 求解 LBF 时, 将发射机和接收机的方位相位历程分而治之, 即

$$\begin{aligned} \phi_b(\tau, f_\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) &= \phi_T(\tau, f_\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) + \phi_R(\tau, f_\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) \\ &= 2\pi \cdot \left[\frac{(f + f_0)}{c} \cdot R_T(\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) + \frac{f_\tau \cdot \tau}{2} \right] \\ &\quad + 2\pi \cdot \left[\frac{(f + f_0)}{c} \cdot R_R(\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) + \frac{f_\tau \cdot \tau}{2} \right] \end{aligned} \quad \dots(2.37)$$

而后, 分别求得 $\phi_T(\tau, f_\tau)$ 和 $\phi_R(\tau, f_\tau)$ 得驻留相位点

$$\begin{aligned}\tilde{\tau}_T : \dot{\phi}_T(\tilde{\tau}_T, f_\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) &= 0 \\ \tilde{\tau}_R : \dot{\phi}_R(\tilde{\tau}_R, f_\tau, R_{0R}, \tau_{0R}) &= 0\end{aligned}\quad \dots(2.38)$$

将 $\phi_T(\tau, f_\tau)$ 和 $\phi_R(\tau, f_\tau)$ 在各自的驻留相位点处进行二次 Taylor 展开, 展开式将没有一次项, 得到方位时间 τ 的二次函数, 进而可求得双基驻留相位点

$$\tilde{\tau} = \frac{\ddot{\phi}_T(\tilde{\tau}_T) \cdot \tilde{\tau}_T + \ddot{\phi}_R(\tilde{\tau}_R) \cdot \tilde{\tau}_R}{\ddot{\phi}_T(\tilde{\tau}_T) + \ddot{\phi}_R(\tilde{\tau}_R)} \quad \dots(2.39)$$

将双基驻留相位点代入 (2.37), 得到二维点目标频谱包含两个相位分量: 一个准单基项和一个双基分解项, 其中准单基项为

$$\Psi_1(f, f_\tau) = \pi f_\tau \cdot (2\tau_{0R} + a_0) + 2\pi \frac{R_{0R}}{c} \cdot \left[\sqrt{F_R(f, f_\tau)} + a_2 \cdot \sqrt{F_T(f, f_\tau)} \right] \quad \dots(2.40)$$

双基分解项可表达为

$$\Psi_2(f, f_\tau) = \frac{2\pi}{R_{0RC}} \cdot \frac{v_T^2 v_R^2}{(f + f_0)^2} \cdot \frac{F_T^{3/2}(f, f_\tau) \cdot F_R^{3/2}(f, f_\tau)}{v_T^2 F_T^{3/2}(f, f_\tau) + a_2 v_R^2 F_R^{3/2}(f, f_\tau)} \cdot (\tilde{\tau}_T - \tilde{\tau}_R)^2 \quad \dots(2.41)$$

其中

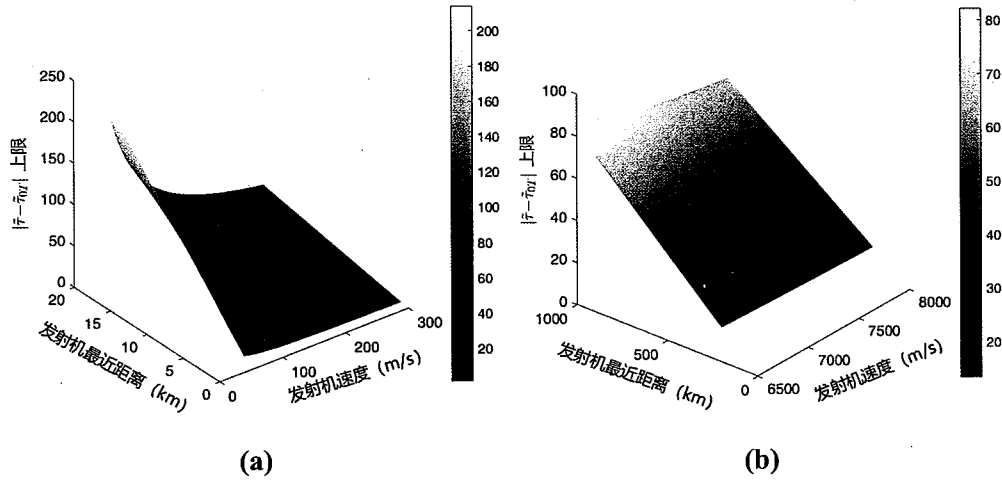
$$\begin{aligned}F_R(f, f_\tau) &= \sqrt{(f + f_0)^2 - f_\tau^2 \frac{c^2}{4v_R^2}} \\ F_T(f, f_\tau) &= \sqrt{(f + f_0)^2 - f_\tau^2 \frac{c^2}{4v_T^2}}\end{aligned}\quad \dots(2.42)$$

公式 (2.40) 和 (2.41) 中的系数 a_0 和 a_2 定义了成像几何的双基等级 (bistatic grade), 分别由收发装置方位向和距离向几何关系决定

$$\begin{aligned}a_0 &= \tau_{0T} - \tau_{0R} \\ a_2 &= \frac{R_{0T}}{R_{0R}}\end{aligned}\quad \dots(2.43)$$

观察公式 (2.40) 和 (2.41) 可知, 对于方位时不变模式, 收发平台速度向量相同, 准单基项 (2.40) 演变为纯粹的单基表达, 且对应的成像点位于 $(\frac{\tau_{0R} + \tau_{0T}}{2}, \frac{R_{0R}}{2} + \frac{R_{0T}}{2})$, 此时, 等效于在收发平台中间设置一个单基 SAR 系统; 双基分解项将不再随方位向变化, 只存在距离向的一维空变性。

然而, LBF 在推导过程中, 只用到了二阶展开近似, 且假设发射端和接收端对回波信号的方位调制贡献量相同, 当收发平台的运动特性相差较大时, 这种假

图 2.7 $|\tilde{\tau} - \tilde{\tau}_{0T}|$ 上限: (a) 机载情况; (b) 星载情况Figure 2.7 Limitation of $|\tilde{\tau} - \tilde{\tau}_{0T}|$. (a) airborne case, (b) spaceborne case

设处理的相位误差较大。文献 [94] 针对二阶 Taylor 展开有效性的初步分析, 经过推导, 收发平台各自的驻留相位时刻应满足的条件是

$$\begin{aligned} |\tilde{\tau}_T - \tilde{\tau}_{0T}|^2 &\ll \frac{2}{7} \cdot \frac{R_{0T}^2}{v_T^2} \\ |\tilde{\tau}_R - \tilde{\tau}_{0R}|^2 &\ll \frac{2}{7} \cdot \frac{R_{0R}^2}{v_R^2} \end{aligned} \quad \dots(2.44)$$

这里分别对针对星载和机载双基 SAR, 给出上式中 $|\tilde{\tau} - \tilde{\tau}_{0T}|$ 的上限, 如图2.7所示。对于机载情况, 设置发射机最近斜距变化区间为 5km 至 20km, 速度变化区间为 50m/s 至 300m/s; 对于星载情况, 发射机最近斜距变化区间为 200km 到 1000km, 速度变化区间为 6500m/s 至 8000m/s。由图可知速度的变化对 $|\tilde{\tau} - \tilde{\tau}_{0T}|$ 上限影响较小, 主要由最近斜距的变化影响了其有效性

(2) ELBF

在星-机双基等混合双基 SAR 模式中, 来自机载平台的方位向信号只占整个合成孔径时间的一小部分, 从而其时宽带宽积 (TBP) 较小。不同 TBP 的斜距历程使得收发平台共总体方位信号调制的贡献量不同。文献 [95] 以 TBP 作为加权因子解决收发平台运动差异性在方位调制中的贡献量问题。将公式 (2.37) 改写为

$$\begin{aligned} \phi_R(\tau, f) &= 2\pi \left[\frac{f + f_0}{c} R_R(\tau) + k_R f_\tau \tau \right] \\ \phi_T(\tau, f) &= 2\pi \left[\frac{f + f_0}{c} R_T(\tau) + k_T f_\tau \tau \right] \end{aligned} \quad \dots(2.45)$$

其中, 加权因子 k_R 和 k_T 由各平台 TBP 相对于总的 TBP 的比例决定, 且满足 $k_R + k_T = 1$ 。然而, 这种方法忽视了斜视角对瞬时多普勒频率的影响。在文献 [96]

中, 重新定义收发平台各自的相位历程为

$$\begin{aligned}\phi_R(\tau, f) &= 2\pi \left[\frac{f + f_0}{c} R_R(\tau) + f_{\tau R} \tau \right] \\ \phi_T(\tau, f) &= 2\pi \left[\frac{f + f_0}{c} R_T(\tau) + f_{\tau T} \tau \right]\end{aligned}\quad \dots(2.46)$$

其中, $f_{\tau R}$ 和 $f_{\tau T}$ 表示了收发平台各自贡献的瞬时多普勒频率分量, 易得总的多普勒频率 $f_\tau = f_{\tau R} + f_{\tau T}$ 。采用 LBF 中的处理策略, 分别求解收发平台相位历程的驻留相位点 $\tilde{\tau}_R$ 和 $\tilde{\tau}_T$

$$\begin{aligned}\tilde{\tau}_R &= \tau_{0R} - \frac{cR_{0R} f_{\tau R}}{v_R^2 F_R} \\ \tilde{\tau}_T &= \tau_{0T} - \frac{cR_{0T} f_{\tau T}}{v_T^2 F_T},\end{aligned}\quad \dots(2.47)$$

并将 $\phi_R(\tau, f)$ 和 $\phi_T(\tau, f)$ 分别在 $\tilde{\tau}_R$ 和 $\tilde{\tau}_T$ 进行三阶 Taylor 展开。为尽量降低模型近似阶数, 即得到更加精确的 $f_{\tau R}$ 和 $f_{\tau T}$ 并满足 $(\tau - \tilde{\tau}_R) \approx (\tau - \tilde{\tau}_T) \approx 0$, 文献中定义了欧式范数

$$\|E\|^2 = (\tau - \tilde{\tau}_R)^2 + (\tau - \tilde{\tau}_T)^2 \quad \dots(2.48)$$

通过求解 $\|E\|^2 = 0$ 使得 $\phi_R(\tau, f)$ 和 $\phi_T(\tau, f)$ 的展开式的二次和更高次项为零。然而, 这个优化目标无解析解, 通过最小平方和方法, 求得次优的近似解为

$$\begin{aligned}\tilde{\tau}_R &\approx \tau_{0R} - \frac{R_{0R}}{v_R} \tan \theta_{SR} - \frac{\lambda R_{0R}}{v_R^2 \cos^3 \theta_{SR}} (f_{\tau R} - f_{DcR}) \\ \tilde{\tau}_T &\approx \tau_{0T} - \frac{R_{0T}}{v_T} \tan \theta_{ST} - \frac{\lambda R_{0T}}{v_T^2 \cos^3 \theta_{ST}} (f_{\tau T} - f_{DcT}).\end{aligned}\quad \dots(2.49)$$

其中 f_{DcR} 和 f_{DcT} 表示在联合波束中心穿越时刻收发平台的多普勒中心频率。即

$$\begin{aligned}f_{DcR} &= \frac{(f + f_0)}{c} v_R \sin \theta_{SR}, \\ f_{DcT} &= \frac{(f + f_0)}{c} v_T \sin \theta_{ST}\end{aligned}\quad \dots(2.50)$$

通过定义新的 k_R 和 k_T ,

$$\begin{aligned}k_R &= \frac{\frac{v_R^2 \cos^3 \theta_{SR}}{\lambda R_{0R}} T_a^2}{\frac{v_R^2 \cos^3 \theta_{SR}}{\lambda R_{0R}} T_a^2 + \frac{v_T^2 \cos^3 \theta_{ST}}{\lambda R_{0T}} T_a^2} \\ k_T &= \frac{\frac{v_T^2 \cos^3 \theta_{ST}}{\lambda R_{0T}} T_a^2}{\frac{v_R^2 \cos^3 \theta_{SR}}{\lambda R_{0R}} T_a^2 + \frac{v_T^2 \cos^3 \theta_{ST}}{\lambda R_{0T}} T_a^2}\end{aligned}\quad \dots(2.51)$$

从而可得最小误差条件下的最优解, 即收发平台的多普勒频率为

$$\begin{aligned}f_{\tau R} &= k_R (f_\tau - f_{DcR} - f_{DcT}) + f_{DcR} \\ f_{\tau T} &= k_T (f_\tau - f_{DcR} - f_{DcT}) + f_{DcT},\end{aligned}\quad \dots(2.52)$$

根据 TBP 的定义, 可知 $k_R = \frac{TBP_R}{TBP_R + TBP_T}$ 且 $k_T = \frac{TBP_T}{TBP_R + TBP_T}$ 。至此, 得到新的一般的双基二维点目标频谱仅包含一个相位分量

$$\begin{aligned} \Psi_B(f_\tau, f) = & 2\pi(f_{\tau T}\tau_{0T} + f_{\tau R}\tau_{0R}) \\ & + \frac{2\pi R_{0R}}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau R}}{v_R}\right)^2} \\ & + \frac{2\pi R_{0T}}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau T}}{v_T}\right)^2} \end{aligned} \quad \dots(2.53)$$

与单基 SAR 信号二维频谱相比, 当收发平台合为一处时, $\Psi_B(f_\tau, f)$ 自然演化为单基 SAR 频谱相位模式。同 LBF 相比, $\Psi_B(f_\tau, f)$ 不包含双基分解项, 因此更加简洁。

文献 [97] 从不同平台的 TBP 不同为切入点, 以 TBP 的比率衡量不同平台各自的多普勒频率对整体的贡献量。文献 [97] 在求解公式 (2.26) 时, 将收发平台的相位历程表达成基于各自多普勒频率分量的傅里叶分解的形式, 然后采用二维 POSP 完成二次积分, 推导得出同公式 (2.53) 相同的频谱表达式。在应用二维 POSP 期间, 文献推导出不同平台的多普勒贡献量是以不同平台的多普勒调频率划分, 而与以 TBP 作为权重因子进行多普勒频率划分不谋而合。两种推导思路能够得到相同的结果, 其原因就在于两种思路都是在分别获得收发平台的驻留相位点后, 采用最小平方和的优化求解方法。

2.3.2.5 小结

不同的二维频谱计算过程中, 处理 DSR 的近似方法不同, 所求得二维频谱则不尽相同。不同的频域成像算法依赖于不同的频谱模型而建立。自从 SAR 问世以来, 在不同信号域建立的成像算法林林总总, 不一而足, 而双基 SAR 也不断吸收单基 SAR 成像算法的精神并演绎出自己的精彩。基于时域、频域和波数域等信号域的算法层出不穷。第2.4和2.5两节将以三种频谱模型为基础介绍典型的双基 SAR 频域聚焦算法, 此处只给出算法中的核心思想, 具体公式推导不再细数, 可参靠各文献。

2.4 方位时不变模式双基 SAR 成像处理

在方位时不变模式双基 SAR 系统中, 收发平台的速度向量满足 $\vec{v}_R = \vec{v}_T$, 从而对场景中的各个散射点, 其相对收发平台的最近斜距时刻偏置相同, 即 $a_0 = \text{const}$ 。因此, 上文提及的二维频谱模型将会得到一定程度地简化。

2.4.1 基于 LBF 的聚焦算法

在 AI 模式双基 SAR 中，公式 (2.40) 中的准单基项和公式 (2.41) 中的双基分解项将简化为

$$\psi_1(f, f_r) = \pi(2\tau_{0R} + a_0)f_r + \frac{4\pi}{c} \frac{R_{0R} + R_{0T}}{2} F \quad \dots(2.54)$$

$$\psi_2(f, f_r) = \frac{2\pi}{c} \cdot \frac{v^2}{(f + f_0)^2} \frac{F^3}{R_{0R} + R_{0T}} \cdot \left(a_0 - f_r \cdot \frac{c}{2v^2} \cdot \frac{R_{0T} - R_{0R}}{F} \right)^2 \quad \dots(2.55)$$

其中 $F(f, f_r) = \sqrt{(f + f_0)^2 - \frac{f_r^2 c^2}{4v^2}}$ 。对于“跟飞”模式的 AI 双基 SAR，公式 (2.54) 中的准单基项将进一步演化为纯粹的单基 SAR 相位频谱。此时二维频谱仅包含沿距离向的一维空变性，只需补偿双基分解项即可采用单基 SAR 处理算法完成二维聚焦。对于“顺飞”模式的 AI 双基 SAR，则需要完成双基项的补偿，并且解决二维空变性问题。

(1) 二维逆变标 (inverse-scaled) 傅里叶变换方法 (ISFT)

文献 [98] 为解决准单基项的空变性问题，采用距离向分块的策略，并由此给出了改进的 AI 模式双基 SAR 的 ISFT 算法，该方法只需方位向调频参考相位相乘和 FFT 操作，避免了距离向的插值处理 [99]，如图 2.8 所示。

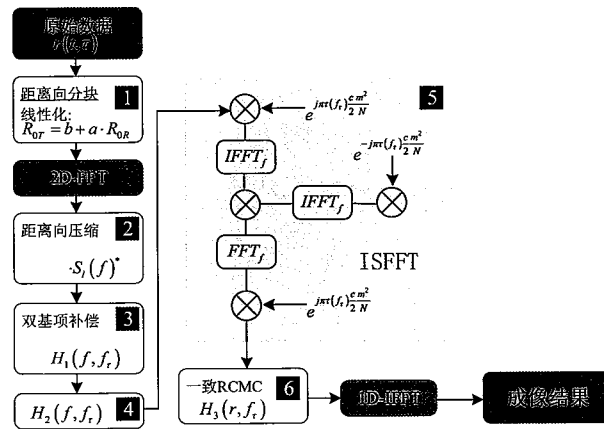


图 2.8 2D ISFT 成像处理流程

Figure 2.8 flowchart of 2D ISFFT imaging algorithm

在图 2.8 模块 1 中，将二维频域信号进行距离向分块，在每一块中将发射机斜距转化成接收机斜距的线性表达；在模块 2 和 3 中，完成距离压缩，并在每一个距离向块中以块中心斜距完成双基项补偿，通过变标操作将参考距离变换到

接收机最短斜距 $R_{0R(\min)}$ ，模块 5 通过 ISFT 处理，将距离徙动曲线变换为参考距离 $R_{0R(\min)}$ 处的距离徙动并去除方位向信号调制，可通过一致 RCMC 完成徙动校正。最后方位向逆 FT 得到最终图像。图 2.8 中的各补偿相位 H_1 、 H_2 和 H_3 此处再详述，请参阅文献。

(2) 双基 SAR 频域变标 (CS) 算法

在文献 [100] 中，首先将 R_{0R} 表达成场景中心点到接收机斜距 R_m 与零偏置距离变量 r 之和，即 $R_{0R} = r + R_m$ ，然后通过几何关系变换，将公式 (2.54) 和 (2.55) 中的斜距项通过 Taylor 展开表达为 $\frac{r}{R_m}$ 的一阶项，从而实现了将准单基项和双基分解项的整合，且采用接收机的斜距历程，避免了二维 ISFT 算法中的分块补偿处理。之后，文献将整合后的双基频谱进一步分解为随距离向变化和不变项，通过频域变标处理完成二维聚焦。处理流程如图 2.9(a) 所示。具体变标处理流程读者可参考文献 [100]。

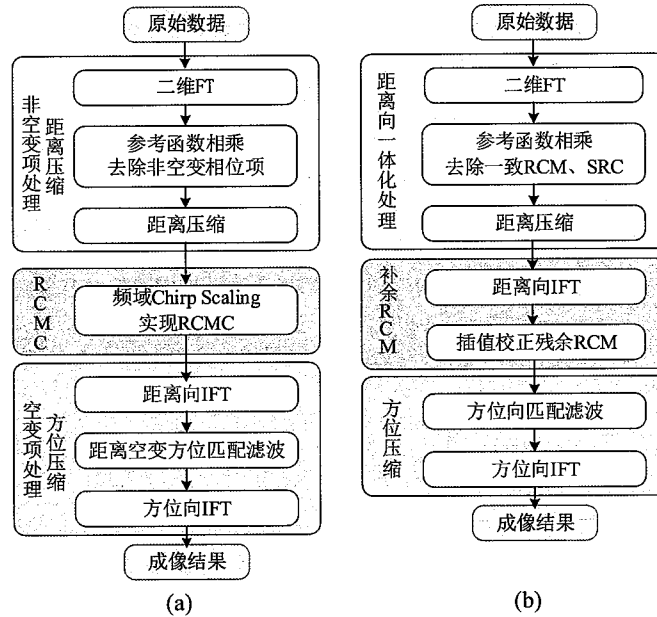


图 2.9 (a) 基于频域 CS 的 AI 模式双基 SAR 成像处理流程。(b) 通用 SAR 处理器方案

Figure 2.9 (a) Imaging algorithm based on frequency domain CS, (b) The general SAR processing method

2.4.2 基于数值变换方程的双基 SAR 聚焦算法

文献 [101] 给出了一种通用高效 SAR 聚焦处理方案，如图 2.9(b) 所示，算法包括三个主要步骤：

- (1) 在二维频域进行：一致 RCMC、距离压缩和二次距离压缩 (SRC)；

- (2) 在 RD 域插值完成残余 RCMC;
- (3) 方位向匹配滤波, 完成方位压缩

然而, 该聚焦算法的基础是根据双曲斜距历程建立的解析频谱表达式, 由于双基 SAR 斜距历程为 DSR 模式, 在图 2.9(b) 中的一致距离向参考函数 $H_R(f, f_\tau; R_{0,\text{ref}})$ 、残余距离徙动 δR_f 和方位向匹配滤波器 $H_A(t_{\text{ref}}, f_\tau)$ 需根据双基构型得出。文献 [91] 中给出一种称为 NuSAR 的算法, 采用数值计算的方式得到上述三个函数项。

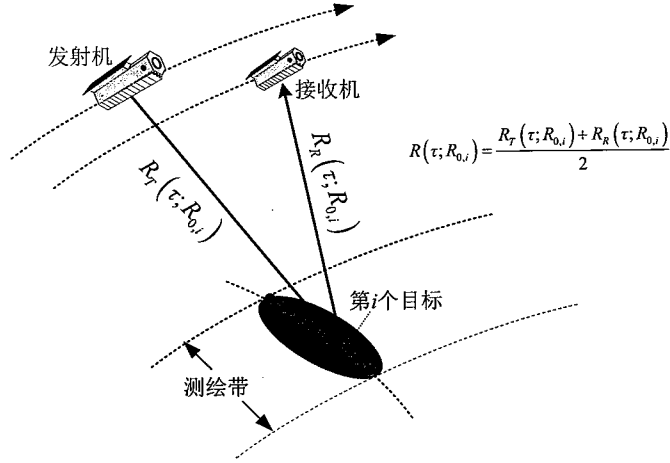


图 2.10 NuSAR 算法中用于斜距和多普勒历程计算的目标点分布

Figure 2.10 Gridding points distribution for range and Doppler calculation in the NuSAR

首先根据平台运行的轨道数据和地球模型或者数字高程模型建立雷达坐标系。根据 SAR 系统的采样间隔, 在垂直航迹方向设置一些地理参考点, 其均处于同一零多普勒时刻。如图 2.10 所示。通常选择中心斜距处的点作为参考点, 其最近斜距为 $R_{0,\text{ref}}$ 。通过平台的状态矢量, 易得每个目标点的斜距历程 $R(\tau; R_{0,i})$ 和瞬时多普勒频率 $f_D(\tau; R_{0,i}) = -\frac{2dR(\tau; R_{0,i})}{d\tau}$, 通过插值处理, 可以将斜距和多普勒历程矩阵扩展到回波数据的维度, 进而可求得所需的三个函数。这里仅以 $H_R(f, f_\tau; R_{0,\text{ref}})$ 为例说明。参考点相对于最近斜距的徙动量为 $\Delta R(\tau; R_{0,\text{ref}}) = R(\tau; R_{0,\text{ref}}) - R_{0,\text{ref}}$, 则从而参考点的二维点目标响应为

$$h(t, \tau; R_{0,\text{ref}}) = s_l \left(t - \frac{2}{c} \Delta R(\tau; R_{0,\text{ref}}) \right) \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \Delta R(\tau; R_{0,\text{ref}}) \right\} \quad \dots(2.56)$$

通过二维傅里叶变换可得距离一致处理参考函数

$$H_R(f, f_\tau; R_{0,\text{ref}}) = \text{FFT}^t \{ \text{FFT}^\tau \{ h(t, \tau; R_{0,\text{ref}}) \} \} \quad \dots(2.57)$$

剩下的两个函数项也可通过此方法求得。

NuSAR 方法的局限性在于采用方位向匹配滤波函数实现聚焦要求双基 SAR 系统具有运动稳定性, 从而可以保证方位多普勒不随距离历程变化。

2.4.3 基于级数反演模型的双基 SAR 聚焦算法

(1) 双基 SAR 距离多普勒 (RD) 算法

公式 (2.36) 给出了采用级数反演法求得的双基 SAR 二维点目标频谱, 文献 [102] 采用 Taylor 级数展开的方法, 将 $\frac{1}{(f+f_0)^i}$, $i = 1, 2, 3$ 表示为 f/f_0 的各阶函数式, 进而推导出方位调制项 $\phi_{az}(f_\tau)$ 、距离徙动项 $\phi_{rcm}(f, f_\tau)$ 、SRC 项 $\phi_{src}(f, f_\tau)$ 。类似于单基 SAR 距离多普勒 (RD) 算法, 双基 SAR 距离多普勒算法仍然是在二维频域完成距离压缩, 选择场景中心为参考点进行 SRC, 之后在 RD 域通过插值处理完成 RCM 校正, 最后每个距离门选择同一方位调频率构建匹配滤波器完成方位向压缩。

2.5 方位时变模式双基 SAR 成像处理

在方位时变 (AV) 模式双基 SAR 系统中, LBF 的准单基项和双基分解项难以简化, 将会增加处理的复杂度, 因此少有文章基于 LBF 开展 AV 模式双基 SAR 频域成像算法的研究。这一小节将给出基于 MSR 二维频谱的非线性 CS 算法和基于 ELBF 的 CS 算法。

(1) 双基 SAR 非线性 CS (NLCS) 算法

基于级数反演二维频谱模型, 文献 [103] 提出了一种拓展的双基 SAR 非线性 CS 算法, 具体流程如图 2.11 (a) 所示。在该算法中, 在完成距离压缩之后, 通过插值进行线性距离徙动校正 (LRCMC)。然而 LRCMC 只是校正了目标轨迹随方位时间的线性变化趋势, 由收发平台斜视现象导致的多普勒偏移并未被消除。因此, 在 NLCS 操作之前, 通过方位时域参考函数去除多普勒偏移。通过 LRCMC 可以部分去除斜视导致的方位向和距离向的频谱耦合。然而 LRCMC 之后同一距离门处的方位调频率不同, 无法采用统一的方位匹配滤波器完成方位向压缩, 因此, 采用非线性变标处理实现方位调频率均衡化。这里采用的是在方位时域乘以三次相位变标函数

$$s_{Apert}(t, \tau) = \exp(j\pi\alpha\tau^3) \quad \dots(2.58)$$

变标系数 α 请参考文献。由公式 (2.28) 知, LRCMC 之后, 仍存在高阶的残余距离徙动, 因此为保证目标的二维压缩质量, 在方位压缩之前的 RD 域通过插值处理校正残余 RCM。先进行方位向调频率均衡化后校正残余 RCM, 是因为 NLCS

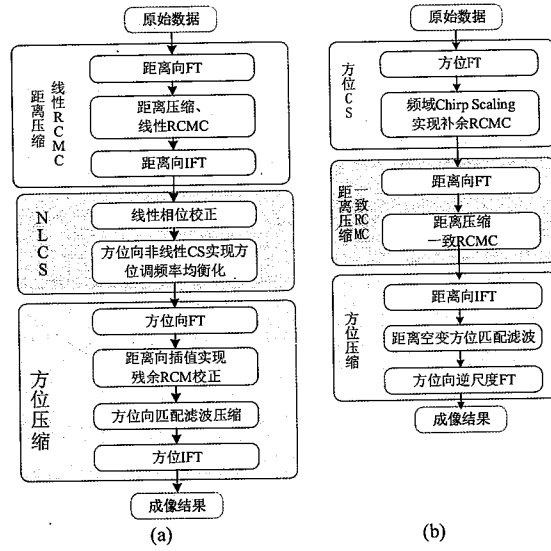


图 2.11 (a) 基于 MSR 的双基 SAR 非线性 CS 算法。(b) 基于 ELBF 的双基 SAR CS 算法

Figure 2.11 (a) BiSAR nonlinear CS algorithm based on MSR, (b) BiSAR CS algorithm based on ELBF

操作是在方位时域完成，而 RCM 校正是在 RD 域进行，可以和在一次方位 FT 之后进行，提升处理效率。

(2) 基于 ELBF 的 CS 算法

二维双基 SAR 频谱模型 ELBF 已在公式 (2.53) 给出，文献 [97] 采用几何关系变换，将 τ_{OT} 表达为 τ_{OR} 和 R_{OR} 的线性函数，并给出了 RD 域的信号描述

$$g(f_\tau, t, \tau_{OR}, R_{OR}) = \sigma(\tau_{OR}, R_{OR}) \exp \left\{ j\pi K_s \left[t - \frac{R_f(f_\tau)}{c} \right]^2 \right\} \quad \dots(2.59)$$

$$\times \exp \{-j[\Phi_{AC}(f_\tau, R_{OR}) + \Phi_{AS}(f_\tau)]\}$$

其中， K_s 表示距离向有效调频率，其包含了 SRC 的影响：

$$\frac{1}{K_s} = \frac{1}{K_r} - \frac{1}{K_{SRC}} \quad \dots(2.60)$$

$R_f(f_\tau)$ 为 RD 域的距离徙动，由发射端和接收端的距离徙动组成

$$R_f(f_\tau) = \frac{R_{OR}}{D_R} + \frac{R_{OT}}{D_T} \quad \dots(2.61)$$

在此基础上，文献 [97] 给出了一种 CS 聚焦算法，如图 2.11 (b) 所示。在方位变标处理时，将 R_{OT} 转化为 R_{OR} 的线性表达， $R_{OT} = p_0 + p_1 \cdot R_{OR}$ ，从而将双基斜距转化为以接收机为参考，求得方位变标系数，实现补余 RCMC。公式 (2.59)

中的 $\Phi_{AS}(f_r)$ 表示了附加的方位变标项，因而在最终的方位压缩时需采用 ISFFT 操作。对于平飞模式的 AI 双基 SAR， $\tau_{0T} = \tau_{0T}$ 成立时， $\beta_A = 0$ ，不存在方位变标项，在方位匹配滤波后直接逆 FT 即可得到最终的聚焦图像。

2.6 本章小结

由于双基 SAR 成像几何与单基 SAR 系统迥然不同，导致了双基 SAR 在二维分辨率等系统属性方面的差异。本章首先介绍了双基 SAR 系统的基本原理，从距离和多普勒梯度的角度给出了空变的二维分辨率的表达，推导了双基 SAR 系统的雷达方程和对应的 NESZ，并给出了一种 GEO/LEO 混合双基 SAR 系统的二维分辨率和 NESZ 分布，形象展示了 BiSAR 系统的空变属性。

本章在第2.3节系统性的介绍了几种双基 SAR 的近似二维解析频谱，并从基本原理的角度给出了必要的推导论述。然而，双基 SAR 的二维频谱研究不局限于文中涉猎的 LBF/ELBF、基于 MSR 的二位频谱等几种，其他形式的二维频谱还包括如基于拉格朗日反演法的二维双基 SAR 频谱模型^[104]、以及对 LBF 的改进模型^[105]等。在这些频谱模型基础上，第2.5节介绍了方位时不变和时变模式 BiSAR 中较为经典的几种频域成像算法，为后文的应用打下基础。然而，双基 SAR 成像算法远不止文中所列的几种，研究者们各自从其他不同的角度进行成像算法和模型的研究，如基于级数反演模型推导的方位时不变模式 BiSAR $\omega - k$ 算法^[106]、基于 LBF 模型推导的处理星机混合 BiSAR 的波数域算法^[107]，基于 ELBF 和二维 Stolt 插值的可用于方位时变模式 BiSAR $\omega - k$ 算法^[108]，基于二次椭圆模型的拓展 NLCS 算法^[109]等。成像模型与算法，卷帙浩繁，篇幅有限，此处无法一一详细展开论述。上文提及的内容对下文做了引导，为下文中不同模式的双基成像模型与算法的研究起到了兴业萤火的作用。

2.7 附录

2.7.1 级数反演法则 (MSR)

级数反演法则是用于当给定原函数的级数表达，计算反函数的级数表达的方法。如公式 (2.62) 所示，原函数表达为级数形式，且零阶项为零，即 $a_0 = 0$ ，

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \cdots \quad \dots(2.62)$$

则可采用 MSR 方法求得其反函数 $x(x)$ ，且反函数也可表达成零阶项为零的级数形式

$$x = A_1 y + A_2 y^2 + A_3 y^3 + \dots \quad \dots(2.63)$$

将式 (2.63) 代入公式 (2.62)，并以 y 阶数递增的顺序整理如下

$$0 \equiv (a_1 A_1 - 1) y + (a_2 A_1^2 + a_1 A_2) y^2 + (a_3 A_1^3 + 2a_1 A_1 A_2 + a_1 A_3) y^3 + \dots \quad \dots(2.64)$$

为保证上式成立， y 的各阶展开式系数应为 0。从而可求得反函数各阶系数为

$$\begin{aligned} A_1 &= a_1^{-1}, \\ A_2 &= -a_1^{-1} a_2, \\ A_3 &= a_1^{-5} (2a_2^2 - a_1 a_3), \\ &\dots \end{aligned} \quad \dots(2.65)$$

公式 (2.63) 的第 n 阶系数可查阅文献 [110]，此处不再列出。

2.7.2 变标逆傅里叶变换 (ISFT)

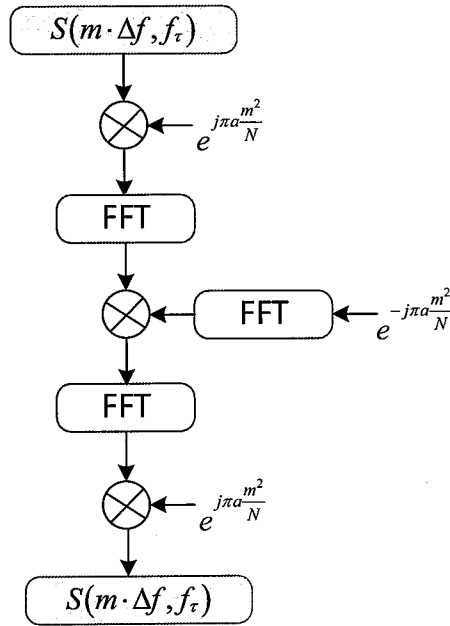


图 2.12 ISFT 的实现流程

Figure 2.12 Implementation of ISFT

总的来说，SAR 信号处理可以通过在二维频域滤波处理完成。变标逆傅里叶变换采用一系列的乘法和卷积操作实现 Chirp 信号的时频变标，在这一点上，

ISFT 和 CS 算法有着异曲同工之妙。首先, 时域的点目标响应为

$$g(t, \tau; R_0, \tau_0) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_c}{\Delta\tau}\right) \sigma(R_0, \tau_0) \cdot s_l(t - t_0(\tau; R_0, \tau_0)) \cdot \exp(-j2\pi f_0 t_0(\tau; R_0, \tau_0)) \quad \dots(2.66)$$

通过二维傅里叶变换得到点目标的频率响应为

$$G(f, f_\tau; R_0, \tau_0) = S_l(f) \sigma(R_0, \tau_0) \text{rect}\left(\frac{f_\tau - f_{dc}}{B_{az}}\right) \cdot \frac{\frac{1}{V} \cdot \sqrt{\frac{cR_0}{2}} \cdot (f + f_0) \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\left[(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}\right]^{3/4}} \cdot \exp(-j2\pi f_\tau \tau_0) \exp\left\{-j4\pi \frac{R_0}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}}\right\} \quad \dots(2.67)$$

对场景中的所有目标进行积分, 且令 $\sqrt{R_0} = \sqrt{R_m + r} \approx \sqrt{R_m}$ 得到全场景的二维频谱响应为

$$G(f, f_\tau) = S_l(f) \text{rect}\left(\frac{f_\tau - f_{dc}}{B_{az}}\right) \cdot \frac{\frac{1}{V} \cdot \sqrt{\frac{cR_m}{2}} \cdot (f + f_0) \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\left[(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}\right]^{3/4}} \cdot \sigma\left(\frac{2}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}}, f_\tau\right) \quad \dots(2.68)$$

其中 $\sigma(\cdot)$ 即为“形变”的场景频谱, 其包含了依赖于距离和方位频率的全部信息, 以及二维频谱耦合产生的距离徙动。令

$$f_r(f, f_\tau) = \frac{2}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}} \quad \dots(2.69)$$

从而可将“形变”的场景频谱改写为

$$\sigma\left(\frac{2}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \frac{f_\tau^2 c^2}{4V^2}}, f_\tau\right) = \sigma(f_r(f, f_\tau), f_\tau) \quad \dots(2.70)$$

那么, 在幅度补偿和距离压缩之后, 图像聚焦问题转变为通过对频域形变量变标处理, 将二维非线性变形的频谱转化为二维时域的无形变图像。先把这个问题分解为两个子问题:

- 将“形变”的二维频谱近似为一个变标形式, 即

$$\sigma(f_r(f, f_\tau), f_{tau}) = \sigma(a(f_\tau) \cdot f + a(f_\tau) \cdot f_0, f_\tau) \quad \dots(2.71)$$

- 将变标后的频谱通过变标逆傅里叶变换到时域

$$\sigma(t, \tau) = F_{scaledt}^{-1} \{ F_{\tau}^{-1} \{ \sigma(a(f_{\tau}) \cdot f + a(f_{\tau}) \cdot f_0, f_{\tau}) \} \} \quad \dots(2.72)$$

公式 (2.69) 代表了“变形”的场景频谱包含的非线性频率项，而第一个子问题则希望将其表示为距离频率 f 的线性函数，这里采用一阶 Taylor 展开实现，

$$f_r(f, f_{\tau}) \cong a(f_{\tau}) \cdot f + b(f_{\tau}) \cdot f_0 \quad \dots(2.73)$$

其中，变标系数为

$$a(f_{\tau}) = \frac{2}{c} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f_{\tau}^2 \lambda^2}{4V^2}}}, \quad b(f_{\tau}) = \frac{2}{c} \cdot \sqrt{1 - \frac{f_{\tau}^2 \lambda^2}{4V^2}}. \quad \dots(2.74)$$

这里给出变标逆傅里叶变换的推导和实现。首先，根据傅里叶变换的性质，对信号 $s(t)$ 及其傅里叶变换的伸缩版本 $S(a \cdot f)$ ，有

$$\frac{1}{|a|} \cdot s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(a \cdot f) \cdot e^{j2\pi a f t} \cdot df \quad \dots(2.75)$$

且， $e^{j2\pi a \cdot f \cdot t}$ 可以展开表达为

$$e^{j2\pi a \cdot f \cdot t} = e^{j\pi a \cdot t^2} \cdot e^{j\pi a \cdot f^2} e^{-j\pi a \cdot (t-f)^2} \quad \dots(2.76)$$

从而公式 (2.75) 可重新表达为

$$\frac{1}{|a|} \cdot s(t) = e^{j\pi a t^2} \int_{-\infty}^{\infty} S(a \cdot f) \cdot e^{j\pi a f^2} \cdot e^{-j\pi a (t-f)^2} df \quad \dots(2.77)$$

根据一维卷积的定义，式 (2.77) 可表示为卷积的形式

$$\frac{1}{|a|} \cdot s(t) = e^{j\pi a t^2} \left[\left(S(a \cdot f) \cdot e^{j\pi a f^2} \right) * e^{-j\pi a f^2} \right] \quad \dots(2.78)$$

而两个信号的卷积由可以采用在变换域相乘的方法加速处理，从而得到了变标逆傅里叶变换的 FFT 实现法，如图2.12所示。至此，对“变形”的二维场景频谱，经过距离向的 ISFT 操作得到 RD 域完成徙动校正的图像，通过方位匹配滤波即可完成二维压缩。

第3章 星载多通道双基 SAR 频域成像算法

3.1 引言

长久以来,合成孔径雷达以其“不畏风霜雨雪、不惧黄昏黑夜”的优秀对地观测能力,获得了军民领域的使用者们的持续青睐。然而,传统单通道 SAR 脉冲信号工作体制决定了分辨率和成像幅宽不可兼得。聚束模式以方位向波束扫描增加相干积累时间提增大多普勒带宽,提高了方位向分辨率但牺牲了测绘幅宽;扫描模式以多距离向子测绘带提升幅宽但降低了方位向分辨率。从原理上讲,方位向高分辨率和大幅宽的不可兼得来自于 SAR 系统的关键参数 PRF。方位向高分辨率要求大多普勒带宽,为实现无混叠采样则要求高 PRF,而高 PRF 导致回波窗口减小,进而降低了幅宽。为了绕过单通道 SAR 的固有矛盾,同时实现高分辨率与大幅宽,研究者们提出了方位多通道体制^[111],以低 PRF 条件下的不同通道位置处的空间采样等效高 PRF 条件下的连续时间采样,在保证方位向分辨率的同时提高了采样时间窗口长度,扩大测绘带宽。而将方位多通道信号重建为单通道信号便成为多通道体制的一个重要研究内容。

同样的,在双基 SAR 系统中,分辨率和幅宽的矛盾仍然存在,于是,双基和多基 SAR 多通道的概念便应运而生^[38,112],如文献 [38] 提出的多基稀疏孔径 SAR 的概念,采用主星发射信号,多颗辅星接收回波信号。除了这种模式,将多通道接收应用于主星和辅星也是一种实现宽测绘带的有效手段。本章针对未来星载双基干涉 SAR 系统成像处理任务,首先介绍双基 SAR 方位两通道系统信号重构,采用单基 SAR 多通道方位向响应函数的方法推出双基 SAR 方位多通道系统的方位向响应函数,进而得到多通道回波信号和单通道回波信号的变换关系。在明确星载双基 SAR 成像的具体目标后,3.3节研究了基于等效单站几何的 NLCS 成像处理方法。3.4节则在 ELBF 频谱模型的基础,将单基 SAR 的保相算法推广至双基 SAR,提出了适用于星载双基多通道 SAR 的成像算法。本章以 L 波段双基双通道星载 SAR 为例,验证算法的有效性。

3.2 双基 SAR 方位多通道信号重构

本节直接从双基 SAR 方位多通道信号模型入手,推导出一般的双基 SAR 多通道方位向响应表达,建立起各个接收通道的回波和单通道接收回波之间的关系,并通过简化得到传统单基 SAR 多通道的方位向回波模型,为下文中的的成

像算法研究做好理论基础。

3.2.1 方位多通道双基 SAR 基本原理

考虑图3.1¹所示的双基 SAR 多通道系统,其中主星作为辐射源,采用单通道发射、方位多通道接收模式;辅星以方位多通道模式只接收场景目标的散射回波。

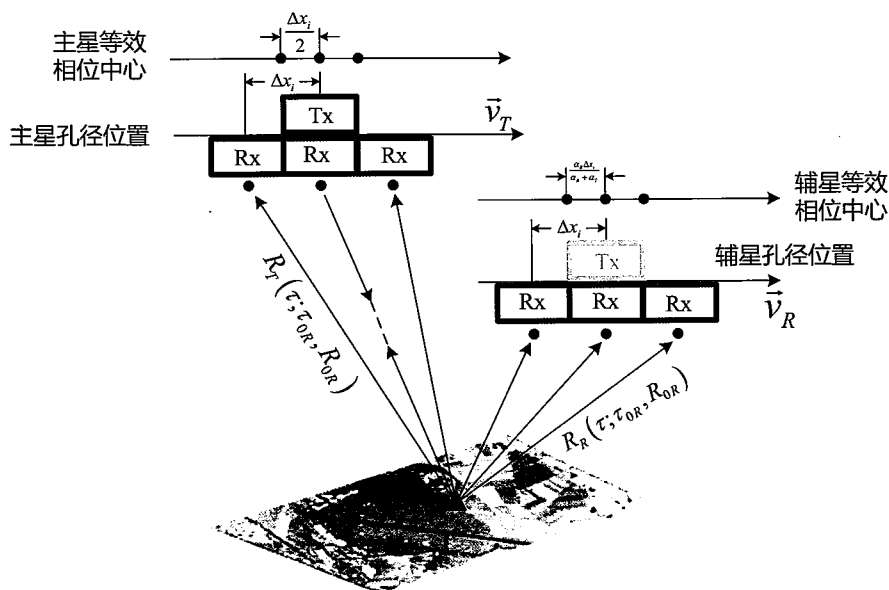


图 3.1 双基多通道 SAR 几何图示

Figure 3.1 Bistatic SAR multichannel geometry

对于主星, 假设各接收通道和发射通道之间的间隔为 Δx_i ; 对辅星, 假设各接收通道到天线中心的间隔亦为 Δx_i 。则对辅星各接收通道, 方位向信号响应为

$$h_i(\tau) = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_T(\tau) + R_{Ri}(\tau))\right) \quad \dots(3.1)$$

其中, $R_T(\tau)$ 和 $R_{Ri}(\tau)$ 分别表示信号从发射端到目标, 再到辅星第 i 个接收通道的距离

$$\begin{aligned} R_T(\tau) &= \sqrt{R_{0T}^2 + v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2} \\ R_{Ri}(\tau) &= \sqrt{R_{0R}^2 + (v_R(\tau - \tau_{0R}) + \Delta x_i)^2} \end{aligned} \quad \dots(3.2)$$

分别对 $R_T(\tau)$ 和 $R_{Ri}(\tau)$ 进行二阶 Taylor 展开, 可得到

$$\begin{aligned} R_T(\tau) &\approx R_{0T} + \frac{v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2}{2R_{0T}} \\ R_{Ri}(\tau) &\approx R_{0R} + \frac{(v_R(\tau - \tau_{0R}) + \Delta x_i)^2}{2R_{0R}} \end{aligned} \quad \dots(3.3)$$

¹实际主星/辅星轨迹并非平行，此处仅为原理示意。

类似于附录3.7.1节中的推导方法，此处仍令

$$\alpha_T = \frac{v_T^2}{2R_{0T}}, \quad \alpha_R = \frac{v_R^2}{2R_{0R}} \quad \dots(3.4)$$

则有双基距离历程表达

$$\begin{aligned} R_T(\tau) + R_{Ri}(\tau) &= R_{cen} + \alpha_T(\tau - \tau_{0T})^2 + \alpha_R \left(\tau - \left(\tau_{0R} - \frac{\Delta x_i}{v_R} \right) \right)^2 \\ &= R_{T0} + R_{R0} + (\alpha_T + \alpha_R) \left[\tau - \frac{\alpha_T \tau_{0T} + \alpha_R \tau_{0R}}{\alpha_T + \alpha_R} + \frac{\alpha_R \frac{\Delta x_i}{v_R}}{\alpha_T + \alpha_R} \right]^2 \\ &\quad + \frac{\alpha_T \alpha_R \left(\tau_{0T} - \left(\tau_{0R} - \frac{\Delta x_i}{v_R} \right) \right)^2}{\alpha_T + \alpha_R} \end{aligned} \quad \dots(3.5)$$

其中， $R_{cen} = R_{T0} + R_{R0}$ 。则双基 SAR 方位多通道的方位向响应函数 $h_i(\tau)$ 为

$$\begin{aligned} h_i(\tau) &= \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{cen} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\alpha_T \alpha_R \left(\tau_{0T} - \left(\tau_{0R} - \frac{\Delta x_i}{v_R} \right) \right)^2}{\alpha_T + \alpha_R} \right) \\ &\quad \cdot \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (\alpha_T + \alpha_R) \left[\tau - \frac{\alpha_T \tau_{0T} + \alpha_R \tau_{0R}}{\alpha_T + \alpha_R} + \frac{\alpha_R \frac{\Delta x_i}{v_R}}{\alpha_T + \alpha_R} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad \dots(3.6)$$

和公式 (3.33) 相比，双基 SAR 方位多通道的方位向响应函数可通过

- (1) 一个固定的相位偏置 $\Delta\varphi_i$,
- (2) 一个时间偏移 $\Delta\tau_i = \frac{\alpha_R \frac{\Delta x_i}{v_R}}{\alpha_T + \alpha_R}$,

从双基 SAR 单通道模式下的方位向脉冲响应 $h(\tau)$ 演变而来。从而，双基 SAR 方位多通道脉冲响应函数可表达为

$$h_i(\tau) = h(\tau - \Delta\tau_i) \exp(-j\Delta\varphi_i) \quad \dots(3.7)$$

从频域响应角度考虑，双基 SAR 方位多通道脉冲响应实为单通道模式下的方位向脉冲响应的滤波版本，即

$$H_i(f_\tau) = H(f_\tau) \cdot H_{bi}(f_\tau) = H(f_\tau) \cdot \exp(-j2\pi \cdot \Delta\tau_i \cdot f_\tau) \exp(j\Delta\varphi_i) \quad \dots(3.8)$$

其中，固定相位偏移量 $\Delta\varphi_i$ 为

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\alpha_T \alpha_R \left(\tau_{0T} - \left(\tau_{0R} - \frac{\Delta x_i}{v_R} \right) \right)^2}{\alpha_T + \alpha_R} - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\alpha_T \alpha_R (\tau_{0T} - \tau_{0R})^2}{\alpha_T + \alpha_R} \quad \dots(3.9)$$

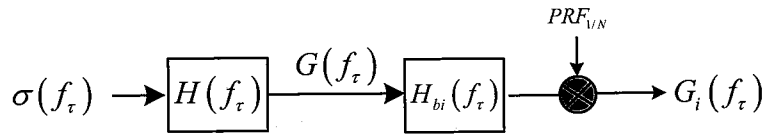


图 3.2 双基 SAR 多通道信号获取

Figure 3.2 Bistatic SAR multichannel signal acquisition

表 3.1 L 波段双基 SAR 系统部分参数

Table 3.1 Some parameters of the L-band bistatic SAR

参数	数值
载频 (λ)	0.2361 m
平台高度 (H)	670 km
脉冲重复频率 (PRF)	2000 Hz
带宽	84 MHz
入射角 (θ_{inc})	40°
方位分辨率 (ρ_{az})	3 m
垂直航迹基线	0.7 km-10 km
沿航迹基线	0.2 km-2km

从而，当存在目标 $\sigma(f_\tau)$ ，其通过 $H(f_\tau)$ 获得双基 SAR 单通道接收信号，再通过滤波器 $H_{bi}(f_\tau)$ 后以预设的 $PRF_{1/N}$ 采样，即得到双基 SAR 多通道信号，如图3.2所示，图中 $PRF_{1/N}$ 表示 Nyquist 采样率的 $\frac{1}{N}$ 。

至此，我们得到了一般模式下的双基 SAR 方位多通道脉冲响应函数，且通过简化处理即可得到主星（或一般单基 SAR 方位多通道系统）的方位向脉冲响应函数。通过观察时间偏移量 $\Delta\tau_i$ 表达式可以发现，对于场景中不同的点，由于其相对于主星和辅星的最近斜距不同，使得其对应的的时间偏移量也不同，也就是说双基 SAR 几何模型的三维空间属性导致了斜距历程的空变性，反映在双基多通道 SAR 系统中即为天线等效相位中心的空变性。其次，观察 $\Delta\tau_i$ 发现，等效相位中心在天线方位向的位置和点目标相对于主星与辅星的最近距离时刻无关。而对单基 SAR 方位多通道系统，通常 $\alpha_R = \alpha_T$ ，可认为等效相位中心在 $\Delta x_i/2$ 处。这里以 L 波段双基干涉 SAR 系统为例，给出一个简单的方位两通道等效相位中心的仿真分析。

这里给出一组方位分辨率为 3m 的方位两通道 L 波段双基 SAR 系统，方位向总的天线长度为 9.8m，仿真涉及的系统参数见表格3.1。图3.3除了当垂直航迹基线为 10km 时的等效相位中心随测绘带的变化，且以接收 Δx_i ，可见整个 50km

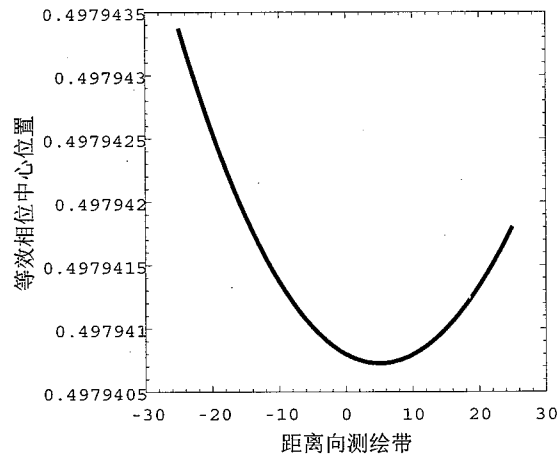


图 3.3 以半接收通道长度归一化的等效相位中心在测绘带的变化

Figure 3.3 Variance of EPCs along the swath, which is normalized by the half aperture length

测绘带内等效相位中心的变化较小, 变化量占均值的 0.00053%, 可以视为等效相位中心不变。主辅星的等效相位中心如图3.1所示。

3.2.2 双基 SAR 方位多通道信号重构

多通道 SAR 系统中信号重构问题一直是 SAR 信号处理领域的研究热点, 自方位多通道体制出现伊始, 包括被奉为圭臬的基于广义采样定理 (Generalized Sampling Principle, GSP)^[113] 的滤波器组重建算法 (Filter Bank Algorithm, FBA)^[114], 近年来围绕着空间非均匀采样、改善奇异点信噪比、带外信号重建等问题相继涌现出一大批相关文献。因其并非笔者的研究方向, 在此不做细细评论, 而采用经典的滤波器组方法基于上一小节给出的一般构型下的双基多通道方位向脉冲响应函数, 进行双基 SAR 方位多通道信号的重构处理。

首先对基于滤波器组的方位多通道信号重建方法进行简单的介绍。根据 Nyquist 采样定理, 带限信号以大于其带宽的采样率进行采样, 可通过所采样的离散信号无失真的恢复原始信号。应用在 SAR 系统中, 则当 PRF 高于方位多普勒带宽 B_D , 信号的无失真恢复才有可能; 否则采样信号频谱是混叠的, 无法准确恢复原始信号。在方位多通道系统中, PRF 是低于多普勒带宽的, 因此无法从多通道采样数据进行信号恢复。但广义采样定理给出这样的结论: 给定一个带限信号 $g(\tau)$, 令其通过 N 个独立线性系统, 且以大于 $g(\tau)$ 的 Nyquist 采样率的 $\frac{1}{N}$ 对系统输出进行采样, 则可从 N 个频域混叠的采样信号恢复带限信号 $g(\tau)$ 。以上文中推导得到的双基 SAR 多通道方位向脉冲响应为例, 如图3.4所示, 假设

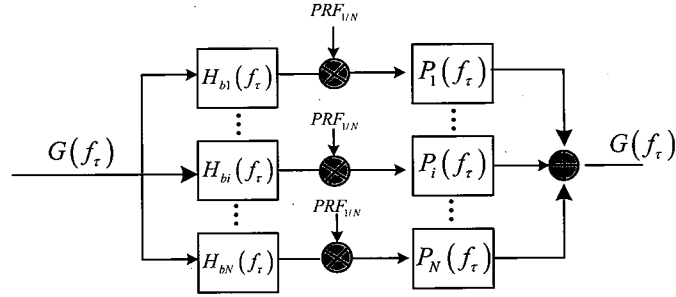


图 3.4 基于滤波器组的方位多通道信号重构

Figure 3.4 Azimuth multichannel signal reconstruction based on the filter banker algorithm

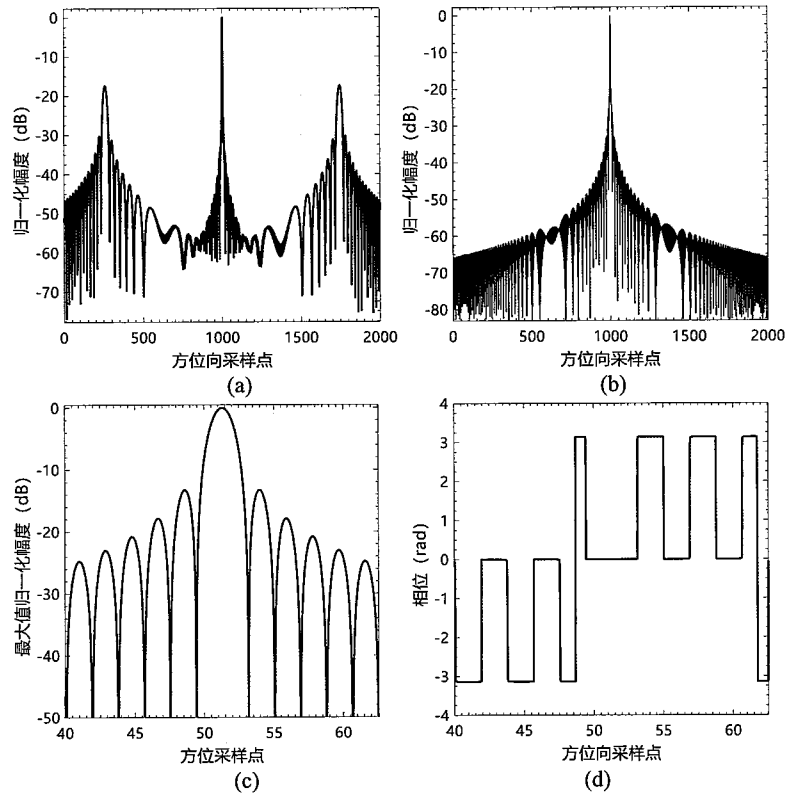


图 3.5 (a) 无重构时的脉冲压缩结果, (b)-(d) 重构后脉冲压缩结果、局部幅度、相位

Figure 3.5 (a) Pulse compression result without reconstruction, (b)-(d) are the pulse compression result with reconstruction, zoomed amplitude and phase distribution, respectively.

方位向单通道接收信号为 $G(f_\tau)$, 通过 N 个脉冲响应函数为 $H_{bi}(f_\tau)$ 的线性子系统, 输出分别为 $G_i(f_\tau)$, 经过 $PRF_{1/N}$ 采样, 得到降采样后的信号分别通过滤波器组 $P_i(f_\tau)$ 滤波后, 累加便可重建出最终采样率为 PRF 的无混叠信号。

下面从周期延拓频谱的角度推导滤波器组 $P_i(f_\tau)$, $i = 1, 2, \dots, N$, 仍假设单通道信号 $G(f_\tau)$ 是带限的, 第 i 个线性子系统的输出 $G_i(f_\tau)$ 经过 $PRF_{1/N}$ 采样, 在频谱中则表现为周期延拓记为 $G_{ip}(f_\tau)$,

$$G_{ip}(f_\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G(f_\tau + k \cdot PRF_{1/N}) H_{bi}(f_\tau + k \cdot PRF_{1/N}) \quad \dots(3.10)$$

可见, 任意频点上的信号均为 N 个周期延拓信号的叠加, 为达到从 N 个采样率为 $PRF_{1/N}$ 的混叠降采样信号恢复采样率为 PRF 的信号, 朴素的想法就是通过频谱加权处理将 $[-PRF/2, PRF/2]$ 之外的频谱置零而 $[-PRF/2, PRF/2]$ 内恢复为原始单通道信号频谱。

针对频带 $[-PRF/2, PRF/2]$ 内的 N 个频带间隔

$$I_m = \left[\left(-\frac{N}{2} + m - 1 \right) \cdot PRF_{1/N}, \left(-\frac{N}{2} + m \right) \cdot PRF_{1/N} \right], m = 1, 2, \dots, N \quad \dots(3.11)$$

令 $P_{im}(f_\tau + m \cdot PRF_{1/N})$ 表示第 i 个接收通道的第 m 个频带间隔的滤波器, 且对该频带的各通道加权结果为

$$Q(m, n) = \sum_{i=1}^N P_{im}(f_\tau + m \cdot PRF_{1/N}) \cdot G_i(f_\tau + n \cdot PRF_{1/N}) \quad \dots(3.12)$$

从而, 当 $m = n$ 时, $Q(m, n) = G(f_\tau + m \cdot PRF_{1/N})$; 否则, $Q(m, n) = 0$ 。将系统的频域脉冲响应函数表达为矩阵形式

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{b1}(f_\tau) & \cdots & H_{bN}(f_\tau) \\ H_{b1}(f_\tau + PRF_{1/N}) & \cdots & H_{bN}(f_\tau + PRF_{1/N}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{b1}(f_\tau + (N-1)PRF_{1/N}) & \cdots & H_{bN}(f_\tau + (N-1)PRF_{1/N}) \end{bmatrix} \quad \dots(3.13)$$

那么, 滤波器组矩阵和 $\mathbf{H}$ 的乘积应为单位矩阵, 即满足 $\mathbf{HP} = \mathbf{I}$, 故有滤波器组阵为

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}^{-1} \quad \dots(3.14)$$

这里给出方位两通道 L 波段双基 SAR 系统采用滤波器组算法得到的方位向信号重建结果分析。根据表3.1中给出的系统的参数, 接收机设置方位向两通道,

当不采用上述算法进行重构,而只是进行信号重排,即按照每个通道的数据记录时间将双通道整合为一个信号矢量,经过脉冲压缩,得到的压缩结果如图3.5(a)所示,可见简单的信号重排并未实现采样率提升两倍且均匀采样的效果,方位压缩后存在明显的虚假目标;而经过采用滤波器组方法进行信号重构后,如图3.5(b)所示方位脉冲压缩结果正常,假目标消失。

3.3 基于等效单基和非线性 CS 的双基 SAR 信号处理

完成方位向两通道信号重构之后,得到了无混叠的等效高 PRF 采样的方位回波信号。为完成星载双基干涉 SAR 系统的成像任务,需考虑以下问题:

- (1) 成像处理不产生分辨率损失,峰值旁瓣比 (PSLR) 和积分旁瓣比 (ISLR) 满足设计要求;
- (2) 为实现干涉处理,成像算法应满足保相要求;
- (3) 成像处理尽量高效;

目前世界上唯一成功在轨运行的 TerraSAR-X/TanDEM-X (TSX/TDX) 双基 SAR 系统,由于主星和辅星间基线较小、合成孔径时间较短,采用等效单基的处理方案结合现有的单基 SAR 处理器可以满足上述三个要求^[115]。目前 TSX/TDX 已完成全球高精度 DEM 获取任务^[41],且每景双基 SAR 图像幅宽 30km^[116],足以证明该方案对 TSX/TDX 双基 SAR 系统成像处理的有效性。因此,在 L 波段双基 SAR 成像处理中可借鉴该方案。在这一节,先进行算法的适应性分析,然后给出一种可实现星载 L 波段双基 SAR 50km 测绘带宽的成像算法。

3.3.1 等效单基近似方法分析

考虑图3.6的等效单基近似几何关系图。首先定义双基模式下的单程距离 $R_{bist}(\tau)$ 为

$$R_{bist}(\tau) = \frac{1}{2}(R_T(\tau; R_0) + R_R(\tau; R_0)) \quad \dots(3.15)$$

此处令双基 SAR 方位起始时刻为零多普勒时刻 (Zero Doppler Time, ZDT),即 $\dot{R}_{bist}(\tau) = 0$ 。 R_0 为 ZDT 时的双基最短距离。在中等双基配置²下,双基距离 $R_{bist}(\tau)$ 可通过等效速度参数 $\tilde{V}$ 以双曲线形式表达为

$$R_{bist}(\tau) \approx \tilde{R}_{bist}(\tau, R_0) = \sqrt{R_0^2 + \tilde{V}^2 \tau^2}. \quad \dots(3.16)$$

²中等双基配置指收发平台的速度向量近似相同,例如方位移不变模式 BiSAR,或星载双星编队且基线适中的情况。

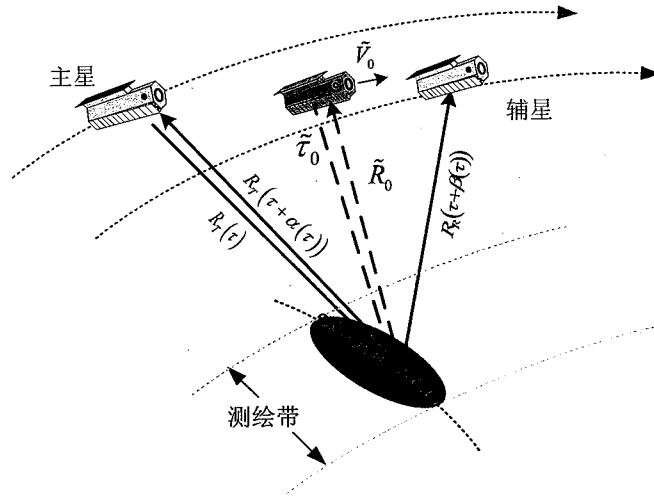


图 3.6 等效单基近似处理示意图

Figure 3.6 The equivalent monostatic processing

等效速度的选择决定了双曲线的形状和近似单基双曲距离历程对实际双基距离历程的拟合程度。理论上, $\tilde{V}$ 可通过令 $R_{bist}(\tau)$ 和 $\tilde{R}_{bist}(\tau, R_0)$ 的二阶导数相等求得。实际上, 为适应星载几何的弯曲轨道, 文献 [117] 给出的等效速度解为

$$\tilde{V} = \sqrt{R_0 \ddot{R}_{bist}(0)} \quad \dots(3.17)$$

公式 (3.17) 定义的 $\tilde{V}$ 在孔径中心位置是最优的, 而随着合成孔径时间的增加, 在孔径边缘的近似效果变差。实际处理中, 最优的办法是采用最小均方误差拟合的方式, 使得距离拟合误差在整个孔径内更加一致且控制在可接受的范围内。

考虑到电磁波信号在传输中的耗时, 在精确星载数据处理中, 通常采用迭代的方法计算距离历程, 进而得到 ZDT 时刻的距离以及等效单基速度。如图 3.6 所示, $\alpha(\tau)$ 和 $\beta(\tau)$ 分别表示主星和辅星的信号传输延时, 则应有

$$\begin{aligned} R_{bist}(\tau) &= \frac{1}{2} (R_T(\tau) + R_R(\tau + \beta(\tau))), \\ R_{mono}(\tau) &= \frac{1}{2} (R_T(\tau) + R_T(\tau + \alpha(\tau))) \end{aligned} \quad \dots(3.18)$$

而主星和辅星的传输时延又决定于各自的距离历程, 即

$$\begin{aligned} \beta(\tau) &= \frac{2R_{bist}(\tau)}{c}, \\ \alpha(\tau) &= \frac{2R_{mono}(\tau)}{c} \end{aligned} \quad \dots(3.19)$$

在迭代计算主星和辅星的距离历程时, 首先确定场景中的目标点, 计算一定数量方位时间采样点对应的距离历程数值。然后通过数值拟合的方式获得图 3.6 中等效单基配置下的三个卫星运动参数:

- (1) $\tilde{V}_0$, 等效单基卫星速度;
- (2) $\tilde{R}_0$, 双基 SAR 最近距离;
- (3) $\tilde{\tau}_0$, 双基零多普勒时刻,

从而将公式 (3.15) 定义的等效双曲距离历程转化为

$$R_{bist}(\tau) \approx \tilde{R}(\tau) = \sqrt{\tilde{R}_0^2 + \tilde{V}_0^2 \cdot (\tau - \tilde{\tau}_0)^2} \quad \dots(3.20)$$

在根据公式3.19计算得到单双/基距离历程后, 为求解等效单基参数, 首先通过迭代计算得到不同方位采样点 τ_k 处的 $R_{bist}^2(\tau_k)$, 经过最小平方误差拟合得到方位时间 τ 的二次函数, 其各阶系数分别为 γ_0 , γ_1 , γ_2 ,

$$\tilde{R}^2(\tau) = \gamma_0 + \gamma_1\tau + \gamma_2\tau^2 \quad \dots(3.21)$$

那么, 根据式 (3.20), 对应的等效单基运动参数分别为

$$\begin{aligned} \tilde{R}_0^2 &= \gamma_0 - \gamma_2 \cdot \left(\frac{\gamma_1}{2\gamma_2} \right)^2 \\ \tilde{V}_0^2 &= \gamma_2 \\ \tilde{\tau}_0 &= -\frac{\gamma_1}{2\gamma_2} \end{aligned} \quad \dots(3.22)$$

这里利用卫星工具箱软件 (STK) 采用 L 波段双基 SAR 轨道参数, 仿真等效单基近似距离历程的误差。在本次仿真中轨道高度 670km, 沿航迹基线设置为 2km、垂直航迹基线设置为 5km, 观测时间设置为 12s, 在 50km 测绘带的近距、中距和远距分别放置三个点, 得到拟合误差 $\tilde{R}(\tau) - R_{bist}(\tau)$, 并对波长进行归一化处理, 得到误差曲线如图3.7所示。

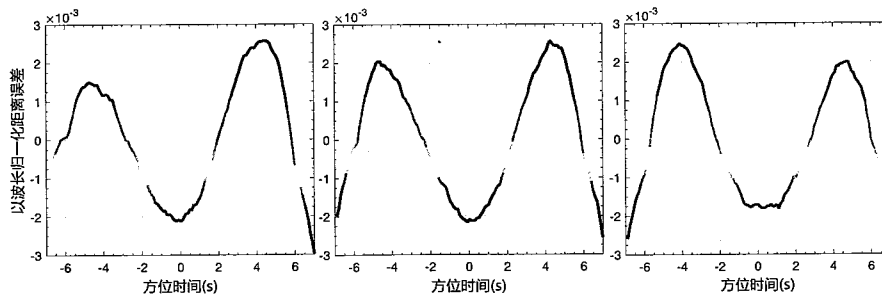


图 3.7 远距、中距、近距点距离拟合误差

Figure 3.7 Errors of range fitting of points at far, middle and near range

从图中可见, 对于这种中等或小尺度的双基 SAR 系统, 收发平台接近, 速度矢量大抵相同。因此, 采用单站等效的方法可以保证成像处理的精度。考虑到

较大幅宽下的距离向调频率的空变性, 因此采用非线性 CS^[118] 处理, 回波信号中引入三阶距离向扰动函数, 结合三阶 Scaling 函数, 补偿距离调频率随距离向的线性变化和残余离徙动。一个星载双基 SAR 系统宽幅情景下的成像处理流程如图3.8所示。

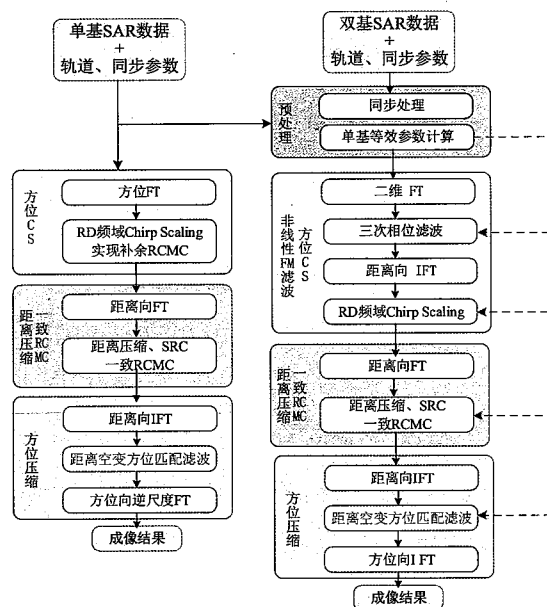


图 3.8 主辅星数据处理方案流程图

Figure 3.8 Flowchart of the data processing of both master and slave platform

这里, 对双基数据的处理流程给予必要的解释。首先在二维频域进行三次相位滤波处理, 根据单基等效数据处理方法, 在场景中设置参考点 (一般选择场景中心点), 利用轨道数据和局部地形参数通过公式 (3.20) - (3.22) 计算得到参考斜距 R_{0ref} 和参考距离处的等效速度 V_{0ref} , 计算出用于变标函数的二次和三次系数; 在最后的方位压缩时, 由于方位向调频率是随着距离向变化的, 因此, 需要在计算方位匹配滤波器时予以考虑: 根据公共波束地面覆盖区位置, 将场景分块, 利用轨道数据和局部地形参数, 计算得到每个分块中心的单站等效参数, 然后通过拟合的方式得到整个测绘带的最近距离, 构建出方位向匹配滤波器。

3.3.2 仿真数据结果

介绍完成像算法后, 这里给出仿真数据的成像结果。主要仿真参数见表格3.1, 设置场景幅宽为 50km (距离向) $\times$ 30km (方位向)。目标在场景中的分布见图3.9。其中三个点目标的聚焦结果如图3.10所示。

三个点目标聚焦后的距离向和方位向的脉冲响应宽度 (IRW)、PSLR、ISLR 统计在表格3.2中。从统计数据可见几个点目标均得到了较好的聚焦效果。从目

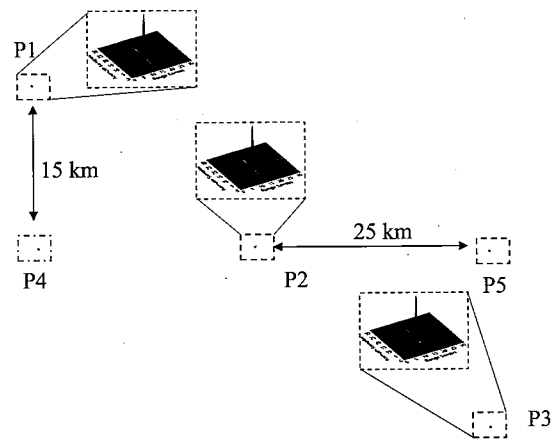


图 3.9 5 点目标仿真分布图

Figure 3.9 Distribution of the 5 points

标的峰值点相位测量得到相位误差偏差在 2° ，满足保相精度的要求。另外，仿真结果中，方位向的 PSLR 和 ISLR 较距离向低，是因为仿真中采用统一的波长进行处理，而实际的带宽相对于载频比较大，宽带效应导致方位向能量并未全部聚焦于主瓣。

表 3.2 等效单基处理结果统计

Table 3.2 Processing performance

	距离向			方位向		
	PSLR(dB)	ISLR(dB)	IRW(m)	PSLR(dB)	ISLR(dB)	IRW(m)
P1	-13.2644	-9.9034	1.802	-13.3092	-10.2695	2.512
P2	-13.2595	-9.8742	1.803	-13.2961	-10.2615	2.51
P3	-13.2552	-9.8783	1.803	-13.2947	-10.2657	2.515

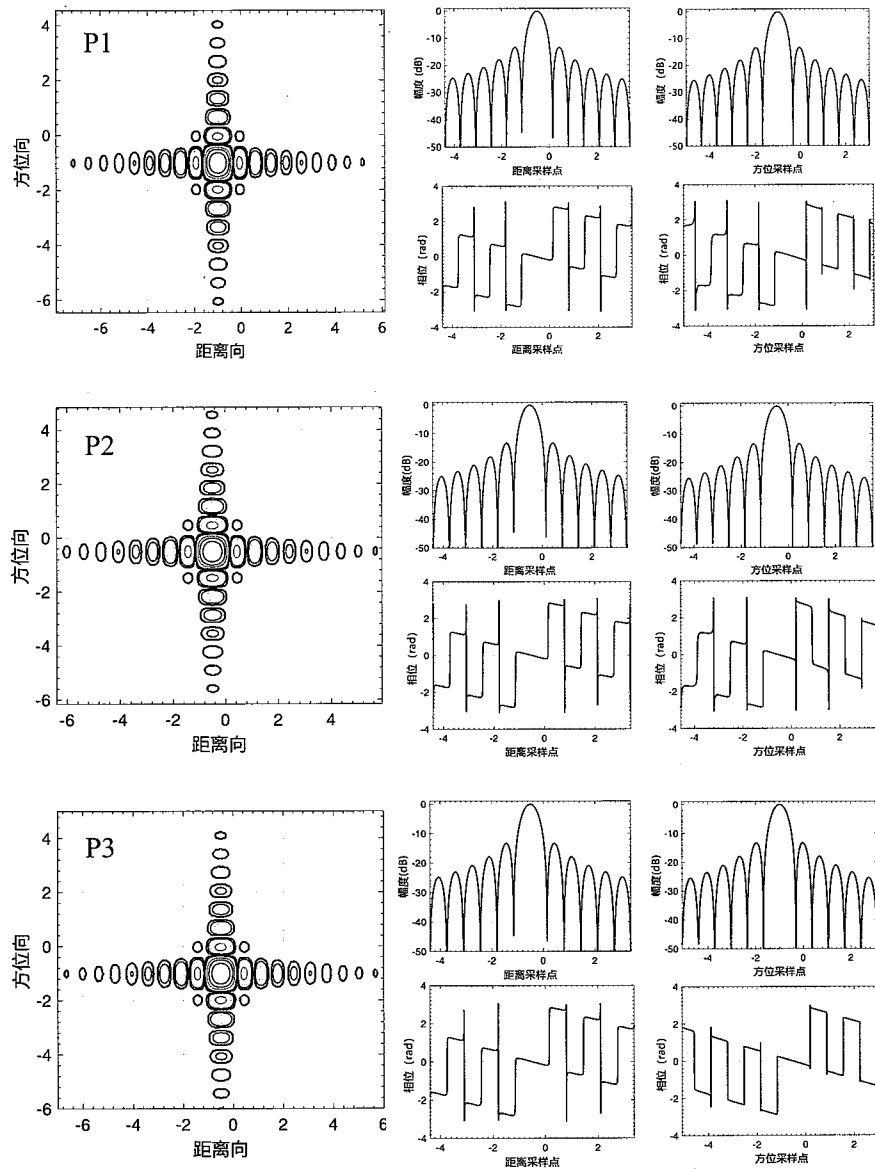


图 3.10 采用单站等效方法得到的 L 波段星载双基 SAR 点目标仿真聚焦结果

Figure 3.10 Points targets focusing results of spaceborne L-band bistatic SAR using equivalent monosatic method

3.4 基于 ELBF 频谱模型的双基 SAR 成像算法

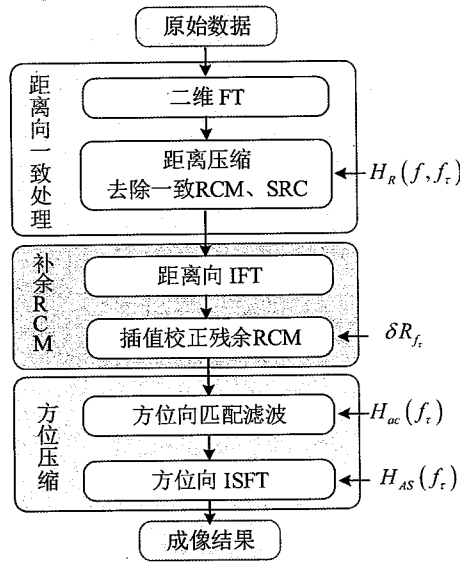


图 3.11 GPRA 数据处理方案流程图

Figure 3.11 Flowchart of GPRA data processing

第2章中,笔者介绍了基于二维 POSP 求解得到二维解析频谱,并在第2章2.5节中描述了基于该二维频谱的 CS 成像算法。文献 [97] 通过星-机 BiSAR 实验数据处理验证了该方法的良好聚焦性能。然而对于 L 波段星载双基 SAR 宽幅数据处理,该方法的相位误差较大,需要针对保相问题进行进一步改进。在这一节采用文献 [101] 中的通用保相成像算法框架 (如图2.10(b) 所示,为行文简洁,将该算法记为 GPRA (General Phase Reserving Algorithm)), 结合 ELBF 二维频谱模型,实现 L 波段星载双基 SAR 的保相成像处理。本节将给出算法中的处理细节和仿真结果。

3.4.1 算法过程分析

这里考虑第2章中图2.8描述的一般双基 SAR 几何构型。首先给出基于二维 POSP 推导得到的二维解析频谱

$$G(f_r, f, \tau_{0T}, R_{0T}) = \sigma(\tau_{0T}, R_{0T}) W_r(f) W_a(f_r) \exp \{j\Phi_B(f_r, f)\} \quad \dots(3.23)$$

其中, 二维相位谱 $\Psi_B(f_r, f)$ 为

$$\begin{aligned} \Psi_B(f_r, f) = & -\pi \frac{f^2}{K_r^2} - 2\pi(f_{\tau T} \tau_{0T} + f_{\tau R} \tau_{0R}) \\ & - \frac{2\pi R_{0R}}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau R}}{v_R}\right)^2} - \frac{2\pi R_{0T}}{c} \sqrt{(f + f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau T}}{v_T}\right)^2} \quad \dots(3.24) \end{aligned}$$

为消除二阶及高阶距离和方位频率耦合产生的残余相位误差, GPRA 首先在二维频域进行参考斜距处的匹配滤波操作。通过该处理, 参考点处得以完成聚焦, 且同时进行了一致 RCMC、SRC、高阶耦合相位补偿等。设置 $R_{0R_{ref}}$ 和 $R_{0T_{ref}}$ 分别为目标到接收机和发射机的参考最近斜距, 那么距离向一致处理函数 $H_R(f, f_\tau)$ 为

$$\begin{aligned}
 H_R(f, f_\tau) = & \exp\left(j\pi \frac{f^2}{K_r^2}\right) \\
 & \times \exp\left\{-j2\pi f \left(\frac{R_{0R_{ref}}}{c} \left(1 + \frac{\mu_{R1}\mu_{R2}}{D_R}\right) + \frac{R_{0T_{ref}}}{c} \left(1 + \frac{\mu_{T1}\mu_{T2}}{D_T}\right)\right)\right\} \\
 & \times \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} \left(R_{0R_{ref}} \sqrt{\left(\frac{f+f_0}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{\lambda f_{\tau R}}{V_r}\right)^2}\right)\right) \\
 & \times \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} \left(R_{0T_{ref}} \sqrt{\left(\frac{f+f_0}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{\lambda f_{\tau T}}{V_T}\right)^2}\right)\right)
 \end{aligned} \quad \dots(3.25)$$

等式右边第二项为的是消除宽带效应产生的 RCM, 具体公式表达见附录3.7.3。由于残余 RCM 是随距离变化的, 为去除残余 RCM 需在距离时域进行。因此, 将距离向一致处理后的二维频域在距离维进行逆傅里叶变换, 得到 RD 域的信号。而从点目标二维频谱可见, 方位向的目标压缩位置由发射端和接受端共同决定, 为得到明确的方位压缩位置, 通过双线性变换将 τ_{0R} 表达为 R_{0T} 和 τ_{0T} 的线性函数;

$$\tau_{0R} = p_{10} + p_{11}R_{0R} + p_{12}\tau_{0T} \quad \dots(3.26)$$

令二维频率耦合项分别做如下简记

$$\begin{aligned}
 F_R &= \sqrt{(f+f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau R}}{v_R}\right)^2} = f_0 \sqrt{\left(1 + \frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{cf_{\tau R}}{f_0 v_R}\right)^2} \\
 F_T &= \sqrt{(f+f_0)^2 - \left(\frac{cf_{\tau T}}{v_T}\right)^2} = f_0 \sqrt{\left(1 + \frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{cf_{\tau T}}{f_0 v_T}\right)^2}
 \end{aligned} \quad \dots(3.27)$$

那么, 二维相位谱可根据各项表达的信号特性, 归并简化为

$$\begin{aligned}
 \Phi_B(f_\tau, f) = & -2\pi\tau_{0T}(k_T + p_{12}k_R)f_\tau - 2\pi k_R(p_{10} + p_{11}R_{0T})f_\tau \\
 & - 2\pi \left(\frac{R_{0R} - R_{0R_{ref}}}{c} F_R + \frac{R_{0T} - R_{0T_{ref}}}{c} F_T\right) - \bar{\Phi}
 \end{aligned} \quad \dots(3.28)$$

关于式中各项的推导可见附录3.7.3。变换到距离多普勒域之后, 通过插值处理校正残余 RCM 项 $\delta R(t, f_\tau)$, 即公式 (3.48)。

完成残余距离徙动校正之后,即可利用附录3.7.3给出的方位压缩函数进行方位匹配滤波。为保证正确的方位压缩位置,在方位向逆傅里叶变换时采用 ISFT 完成最终的方位聚焦。总的处理流程如图3.11所示。

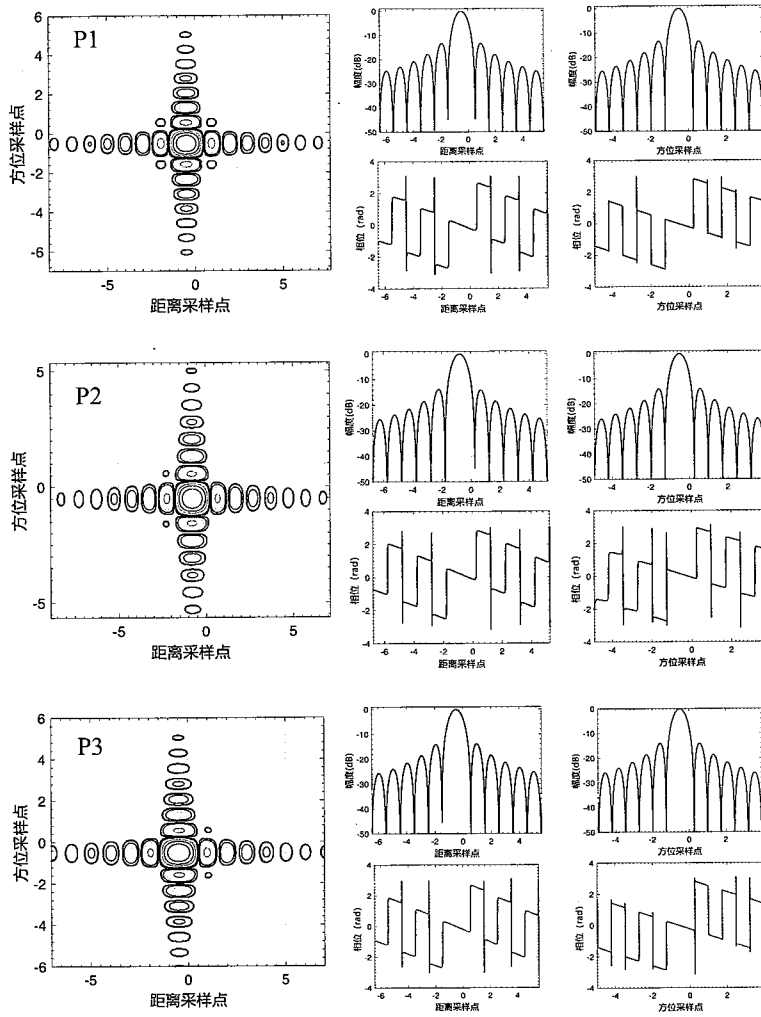


图 3.12 BiSAR GPRA 方法点目标仿真结果

Figure 3.12 Point target simulation using GPRA method

3.4.2 点目标仿真

同样采样表格3.1给出的 L 波段双基 SAR 系统参数进行 5 点目标仿真,点目标的布局仍为图3.9采用上文提到的方法进行二维聚焦处理,其聚焦结果如图3.12所示。三个点目标聚焦后的距离向和方位向的脉冲响应宽度 (IRW)、峰值旁瓣比 (PSLR)、积分旁瓣比 (ISLR) 统计在表格3.3中。可见几个点目标均得到了较好的聚焦效果。另外,三个点目标峰值点相位误差均小于 2° , 满足保相精度的要求。

表 3.3 GPRA 点目标聚焦结果

Table 3.3 Processing performance of GPRA

	距离向			方位向		
	PSLR(dB)	ISLR(dB)	IRW(m)	PSLR(dB)	ISLR(dB)	IRW(m)
P1	-13.2875	-10.0534	1.804	-13.3013	-10.2699	2.50
P2	-13.2695	-10.2454	1.8	-13.5812	-10.5778	2.51
P3	-13.2862	-10.6539	1.803	-13.3954	-10.6617	2.503

3.5 后处理分析

在上一小节中，笔者给出了一种基于 ELBF 二维频谱模型的双基 SAR 成像处理算法 GPRA。通观单基等效处理方法或者 GPRA 方法，为了聚焦所得的单/双基 SAR 图像可以进行后续的干涉地形反演，对于单/双基 SAR 聚焦位置的分析也在成像处理的研究范围。这里对基于等效单基和 GPRA 的成像算法分别进行分析说明。

(1) 等效单基聚焦方法分析

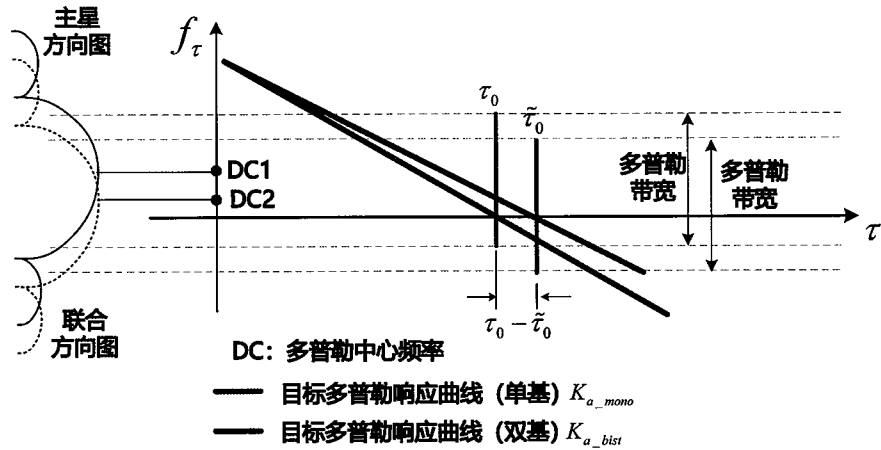


图 3.13 单/双基 SAR 天线方向图和目标方位聚焦位置偏差

Figure 3.13 Monostatic/bistatic SAR antenna pattern and the focusing location errors

采用频域成像算法，如 CS，对星载单基 SAR 数据进行聚焦处理，考虑到天线方向图，通常将图像中的每个像素单元聚焦在其方位零多普勒时刻。对于工作在自发自收模式的主星，其方位向天线方向图由自身决定。然而，对于工作在只接收模式的辅星，其方位向天线方向图表现为收发平台的联合作用。在双基 SAR 图像聚焦时，零多普勒时刻为等效单基几何参数 $\tilde{\tau}_0$ 。如图3.13所示。图中 $\tau_0 - \tilde{\tau}_0$ 表示目标在单基图像和双基图像中的方位聚焦位置偏差。因此，在方位向逆傅里

叶变换前可通过方位延时滤波器进行偏置补偿^[115]。由于多普勒调频率随距离变化，且同一距离单元内的点零多普勒时刻也存在偏差。因此，在构建滤波器时，设单基图像中第 i 距离单元的方位中心时刻的目标点作为参考点，其零多普勒时刻为 τ_{0i} ，改点对应的双基零多普勒时刻为 $\tilde{\tau}_{0i}$ 。对于双基图像，在 RD 域构建方位延时滤波器为

$$H_{shift}(i; f_\tau) = \exp(-j2\pi \cdot (\tau_{0i} - \tilde{\tau}_{0i}) \cdot f_\tau) \quad \dots(3.29)$$

通过零多普勒时刻偏差补偿，实现了单基图像和双基图像的初步方位配准，方便后续双基干涉处理。

(2) GPRA 方法分析

采样基于 ELBF 双基二维频谱模型建立的 GPRA 方法，首先，在将原始频谱 (3.24) 中各项进行归并化简时，将目标到接收机的最近时刻 τ_{0R} 以目标到发射机的最近距离 R_{0T} 和最近时刻 τ_{0T} 的双线性形式表征，即公式 (3.26)，从将最终的方位聚焦位置转换到主星的成像几何： $(k_T + k_R \cdot p_{12}) \tau_{0T}$ 。因此，在 GPRA 算法的最后采用了 ISFT 进行变标逆傅里叶变换，将双基图像聚焦在主星的最近距离时刻，即主星的零多普勒时刻。从而，不需要额外的方位时间延迟滤波器进行校正即可完成单基图像和双基图像的方位向粗聚焦。

3.6 本章小结

本章致力于研究星载双基 SAR 高分宽幅成像处理方法。首先从双基距离历程出发，借鉴传统单基 SAR 多通道回波信号的方位向脉冲响应的建立方法，构建了一般的双基多通道方位向信号回波模型。经推导发现，双基 SAR 方位多通道的方位向响应函数可通过一个固定的相位偏置和一个时间偏置从单通道模式下的方位向脉冲响应演变而来。与传统单基 SAR 不同的是，单基 SAR 方位多通道信号相当于在位于 Δx_i 位置处的等效相位中心处获得，而多通道的等效相位中心并非位于 Δx_i 处：双基 SAR 多通道系统接收端的等效相位中心决定于目标到收发端的最近斜距之比。采用经典的滤波器组重构算法对仿真信号进行重构处理，本章验证了其在双基 SAR 方位多通道系统中的适用性。

在方位向信号重构后，本文参考 TanDEM-X/TerraSAR-X 的数据处理方法，给出了 NLCS 算法在星载双基 SAR 数据处理的主要流程。介绍了等效单基构型的三个核心几何参数，对各个处理步骤中的参数给出了说明，通过点目标仿真验证了在 L 波段大幅宽数据聚焦中的有效聚焦能力。其次，启发于单基 SAR 中的一

种保相成像算法 (PRA)，在 ELBF 双基二维频谱基础上，给出了双基 SAR 的 GPRA 版本，推导出距离向一致处理滤波器、残余 RCM 项以及方位压缩滤波器，并指出由 RD 域变换到二维时域时应用到的 ISFT 方法。同样的，本章采用点目标仿真验证了算法的有效性。

3.7 附录

3.7.1 双基 SAR 单通道方位响应函数

在主星和辅星均采用单通道体制时，接收端方位向响应函数为

$$\begin{aligned} h(\tau) &= \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_T(\tau) + R_R(\tau)) \right) \\ &= \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{R_{0T}^2 + v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2} + \sqrt{R_{0R}^2 + v_R^2(\tau - \tau_{0R})^2} \right) \right) \end{aligned} \quad \dots(3.30)$$

同样的，对 $R_T(\tau)$ 和 $R_R(\tau)$ 分别进行一阶 Taylor 展开，得到

$$\begin{aligned} R_T(\tau) &= R_{0T} + \frac{v_T^2(\tau - \tau_{0T})^2}{2R_{0T}} \\ R_R(\tau) &= R_{0R} + \frac{v_R^2(\tau - \tau_{0R})^2}{2R_{0R}} \end{aligned} \quad \dots(3.31)$$

令 $\alpha_T = \frac{v_T^2}{2R_{0T}}$ ， $\alpha_R = \frac{v_R^2}{2R_{0R}}$ ，则有

$$\begin{aligned} R_T(\tau) + R_R(\tau) &= R_{0T} + R_{0R} + \alpha_T(\tau - \tau_{0T})^2 + \alpha_R(\tau - \tau_{0R})^2 \\ &= R_{0T} + R_{0R} + (\alpha_T + \alpha_R) \left[\tau^2 - 2 \frac{\alpha_T \tau_{0T} + \alpha_R \tau_{0R}}{\alpha_T + \alpha_R} \tau \right. \\ &\quad \left. + \alpha_T \tau_{0T}^2 + \alpha_R \tau_{0R}^2 \right] \\ &= R_{0T} + R_{0R} + (\alpha_T + \alpha_R) \left(\tau - \frac{\alpha_T \tau_{0T} + \alpha_R \tau_{0R}}{\alpha_T + \alpha_R} \right)^2 \\ &\quad + \frac{\alpha_T \alpha_R (\tau_{0T} - \tau_{0R})^2}{\alpha_T + \alpha_R} \end{aligned} \quad \dots(3.32)$$

那么，接收端方位向响应函数为

$$\begin{aligned} h(\tau) &= \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{0T} + R_{0R}) \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\alpha_T \alpha_R (\tau_{0T} - \tau_{0R})^2}{\alpha_T + \alpha_R} \right) \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (\alpha_T + \alpha_R) \left(\tau - \frac{\alpha_T \tau_{0T} + \alpha_R \tau_{0R}}{\alpha_T + \alpha_R} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad \dots(3.33)$$

当发射机和接收机共平台，即 $R_{0R} = R_{0T}$ ， $\tau_{0T} = \tau_{0R}$ ，则公式 (3.33) 转化为单基 SAR 方位向响应函数

$$h(\tau) \approx \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_{0T} \right) \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{v_T^2}{R_{0T}} (\tau - \tau_{0T})^2 \right] \quad \dots(3.34)$$

3.7.2 距离历程展开近似分析

在建立方位脉冲响应时，对收发距离历程分别应用了二阶 Taylor 展开，然而，这种处理方式的有效性应加以评估，特别是对于波长较长的 SAR 系统，随着波长增加，合成孔径时间增加，斜距历程偏离二次 Taylor 展开的效应逐渐明显，因此有必要针对 L 波段双基 SAR 系统，分析该处理方法的有效性。对于表 3.1 中所列的 L 波段双基 SAR 系统参数，达到方位分辨率大致需要的合成孔径时间为 3s-3.5s。仿真中以精确的距离历程（3.5）作为对比，且假设主星和辅星工作于方位移不变模式，即主星和辅星的速度矢量相同。

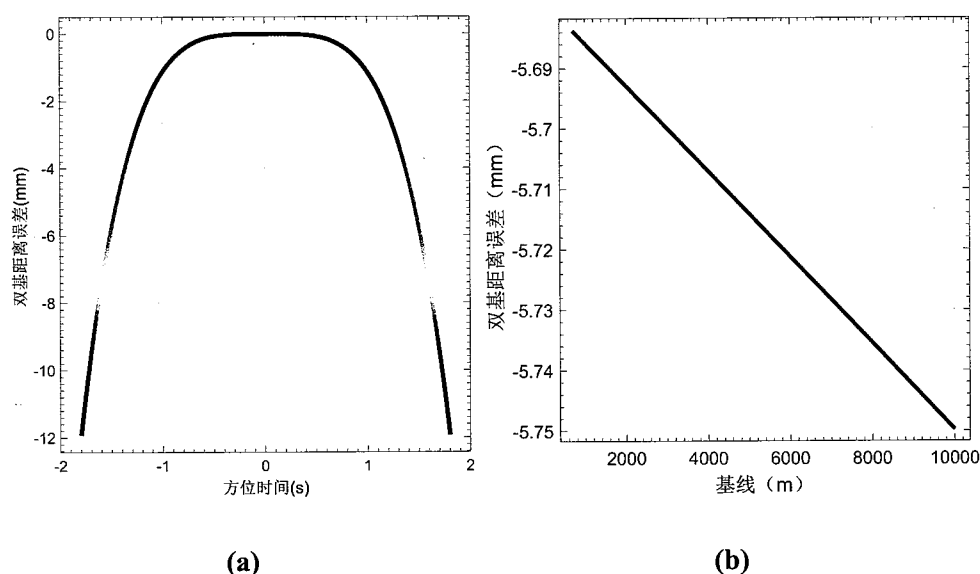


图 3.14 Taylor 展开距离误差以及距离误差随基线的变化

Figure 3.14 The range error and variance of range error with baseline of Taylor expansion

首先给出当主星和辅星的视线基线达到 10km、且主星和辅星的最近距离时刻相同（不考虑沿航迹基线）时的情况，图 3.14 (a) 给出了对收发距离历程独自进行 Taylor 展开时产生的距离误差。另外，设定合成孔径时间为 3s，考虑不同基线时的展开式引入的距离误差和相位误差，仿真结果如图 3.14 (b) 所示，仿真中基线变化范围为 0.7km 至 10km，可见随着基线的增加，斜距误差的整体变化很小，说明垂直航迹基线的变化对展开式引入的距离误差贡献较为稳定。

3.7.3 GPRA 算法推导细节

下面对公式 (3.28) 中的各项给出推导说明。结合 $f_{\tau R}$ 和 $f_{\tau T}$ 的定义^[97], 可分别得到如下关系式

$$\begin{aligned}
 f_{\tau R} &= k_R(f_\tau - f_{DcR} - f_{DcT}) + f_{DcR} \\
 &= k_R f_\tau + (k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST}) \frac{f + f_0}{c} \\
 f_{\tau T} &= k_T(f_\tau - f_{DcR} - f_{DcT}) + f_{DcT} \\
 &= k_T f_\tau - (k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST}) \frac{f + f_0}{c}
 \end{aligned} \quad \dots(3.35)$$

其中, f_{DcR} 和 f_{DcT} 分别表示接收端和发射端的多普勒中心频率, k_R 和 k_T 分别表示接收端和发射端的多普勒调频率占总多普勒调频率的比例, 故有 $k_R + k_T = 1$ 。那么, F_R 中的 $\frac{cf_{\tau R}}{f_0 v_R}$ 可转化为

$$\begin{aligned}
 \frac{cf_{\tau R}}{f_0 v_R} &= \frac{c}{v_R f_0} \left[k_R f_\tau + (k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST}) \frac{(f + f_0)}{c} \right] \\
 &= \left[k_R \frac{\lambda f_\tau}{v_R} + \frac{(k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST}) (f + f_0)}{v_R f_0} \right] \\
 &= \frac{\lambda}{v_R} \left[k_R f_\tau + \frac{(k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST})}{\lambda} \right] \\
 &\quad + \frac{\lambda}{v_R} \frac{(k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST})}{\lambda} \frac{f}{f_0}
 \end{aligned} \quad \dots(3.36)$$

令, $\mu_c = \frac{k_T v_R \sin \theta_{SR} - k_R v_T \sin \theta_{ST}}{\lambda}$, 且

$$\begin{aligned}
 \mu_{R1} &= \frac{\lambda}{v_R} (k_R f_\tau + \mu_c), \quad \mu_{R2} = \frac{\lambda}{v_R} \mu_c \\
 \mu_{T1} &= \frac{\lambda}{v_T} (k_T f_\tau - \mu_c), \quad \mu_{T2} = -\frac{\lambda}{v_T} \mu_c
 \end{aligned} \quad \dots(3.37)$$

则公式 (3.36) 可简化为

$$\frac{cf_{\tau R}}{f_0 v_R} = \frac{\lambda}{v_R} [k_R f_\tau + \mu_c] + \frac{\lambda}{v_R} \mu_c \frac{f}{f_0} = \mu_{R1} + \mu_{R2} \frac{f}{f_0} \quad \dots(3.38)$$

同理, $\frac{cf_{\tau T}}{f_0 v_T}$ 可简化为

$$\frac{cf_{\tau T}}{f_0 v_T} = \frac{\lambda}{v_T} [k_T f_\tau - \mu_c] - \frac{\lambda}{v_T} \mu_c \frac{f}{f_0} = \mu_{T1} - \mu_{T2} \frac{f}{f_0} \quad \dots(3.39)$$

将 F_R 在 $f = 0$ 处关于 $\frac{f}{f_0}$ 进行 3 阶 Taylor 展开, 可得

$$\begin{aligned}
 F_R &= f_0 \sqrt{\left(1 + \frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\frac{cf_{\tau R}}{f_0 v_R}\right)^2} \\
 &= f_0 \sqrt{\left(1 + \frac{f}{f_0}\right)^2 - \left(\mu_{R1} + \mu_{R2} \frac{f}{f_0}\right)^2} \\
 &\approx f_0 \sqrt{1 - \mu_{R1}^2} + \frac{1 - \mu_{R1}\mu_{R2}}{\sqrt{1 - \mu_{R1}^2}} f - \frac{(\mu_{R1} - \mu_{R2})^2}{2f_0(\sqrt{1 - \mu_{R1}^2})^3} f^2 \\
 &\quad + \frac{(1 - \mu_{R1}\mu_{R2})(\mu_{R1} - \mu_{R2})^2}{2f_0^2(\sqrt{1 - \mu_{R1}^2})^5} f^3
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

令 $D_R = \sqrt{1 - \mu_{R1}^2}$, 则有

$$\begin{aligned}
 F_R &\approx f_0 D_R + \frac{1 - \mu_{R1}\mu_{R2}}{D_R} f - \frac{(\mu_{R1} - \mu_{R2})^2}{2f_0 D_R^3} f^2 \\
 &\quad + \frac{(1 - \mu_{R1}\mu_{R2})(\mu_{R1} - \mu_{R2})^2}{2f_0^2 D_R^5} f^3
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

同理, 令 $D_T = \sqrt{1 - \mu_{T1}^2}$, 可得 F_T 的前三阶 Taylor 展开为

$$\begin{aligned}
 F_T &\approx f_0 D_T + \frac{1 - \mu_{T1}\mu_{T2}}{D_T} f - \frac{(\mu_{T1} - \mu_{T2})^2}{2f_0 D_T^3} f^2 \\
 &\quad + \frac{(1 - \mu_{T1}\mu_{T2})(\mu_{T1} - \mu_{T2})^2}{2f_0^2 D_T^5} f^3
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

公式 (3.41) 和 (3.42) 中的关于距离频率 f 的零阶项代表了和距离频率无关的方位调制相位, 一次项即代表了距离徙动项, 三次和高次项代表了二维频率的耦合项。另外, 在二维傅里叶空间, 方位向频率的支撑域 (Supporting Area) 范围受到波长的影响, 在 L 波段, 带宽和载频比相对 X 波段较大, 波长变化较宽, 方位向多普勒中心频率随距离频率变化。发射端和接收端的多普勒中心可描述为

$$\begin{aligned}
 f_{DcT} &= \frac{v_T \sin \theta_{ST}}{c/(f + f_0)} \\
 f_{DcR} &= \frac{v_R \sin \theta_{SR}}{c/(f + f_0)}
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

从而, 公式 (3.28) 中的 $\bar{\Phi}$ 可进行如下简化计算

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi} &= -2\pi\tau_{0R}(f_{DcR} - k_R(f_{DcR} + f_{DcT})) \\
 &\quad - 2\pi(-k_T(f_{DcR} + f_{DcT}) + f_{DcT})\tau_{0T} \\
 &= 2\pi\tau_{0R}(f_{DcR}k_T - k_Rf_{DcT}) + 2\pi\tau_{0T}(k_Rf_{DcT} - k_Tf_{DcR}) \quad \dots(3.44) \\
 &= 2\pi\tau_{0R}\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR}}{c/(f+f_0)} - \frac{k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c/(f+f_0)}\right) \\
 &\quad + 2\pi\tau_{0T}\left(\frac{k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c/(f+f_0)} - \frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR}}{c/(f+f_0)}\right)
 \end{aligned}$$

可见, 其中包含一定的 RCM 成分以及不随距离频率变化的残余相位 Φ_{res} 。对于其中的 RCM 部分, 有

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi}_{RCM}(f) &= 2\pi\tau_{0R}\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR} - k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c}\right)f \\
 &\quad - 2\pi\tau_{0T}\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR} - k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c}\right)f \\
 &= 2\pi\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR} - k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c}\right)(\tau_{0R} - \tau_{0T})f \\
 &= 2\pi\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR} - k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c}\right)((\tau_{cb} - \tau_{0T}) - (\tau_{cb} - \tau_{0R}))f \\
 &= 2\pi\left(\frac{k_Tv_R \sin \theta_{SR} - k_Rv_T \sin \theta_{ST}}{c}\right) \cdot \left(\frac{R_{oT}}{v_T} \tan(\theta_{ST}) - \frac{R_{oR}}{v_R} \tan(\theta_{SR})\right) \cdot f \\
 &= -2\pi\frac{\lambda\mu_c}{v_T} \frac{R_{oT}}{c} \tan(\theta_{ST})f - 2\pi\frac{\lambda\mu_c}{v_R} \frac{R_{oR}}{c} \tan(\theta_{SR})f \quad \dots(3.45)
 \end{aligned}$$

根据文献 [4] 中关于距离多普勒域中 RCM 的定义, 可知

$$\begin{aligned}
 \tan(\theta_{SR}) &= \frac{1 - D_R}{D_R} \\
 \tan(\theta_{ST}) &= \frac{1 - D_T}{D_T} \quad \dots(3.46)
 \end{aligned}$$

结合 D_R 、 D_T 和公式 (3.37) 可知,

$$\bar{\Phi}_{RCM}(f) = -2\pi\frac{R_{oT}}{c}\frac{\mu_{T1}\mu_{T2}}{D_T}f - 2\pi\frac{R_{oR}}{c}\frac{\mu_{R1}\mu_{R2}}{D_R}f \quad \dots(3.47)$$

公式 (3.47) 即代表了由宽带效应产生的距离徙动。结合 F_R 和 F_T 的 Taylor 展开, 以及距离向一致处理函数 H_R 和公式 (3.47), 可得总的残余 RCM 为

$$\delta R_{f_\tau} = \Delta R_R(f_\tau) + \Delta R_T(f_\tau) \quad \dots(3.48)$$

其中,

$$\begin{aligned}\Delta R_R(f_\tau) &= \frac{R_{0R} - R_{0R_{ref}}}{D_R} - (R_{0R} - R_{0R_{ref}}) \\ \Delta R_T(f_\tau) &= \frac{R_{0T} - R_{0T_{ref}}}{D_T} - (R_{0T} - R_{0T_{ref}})\end{aligned}\quad \dots(3.49)$$

除了距离徙动项, 由 F_R 和 F_T 的 Taylor 展开还带来了方位向的频率调制, 需要在方位压缩时去除。另外由发射端和接收端的零多普勒面不相同产生的附加距离向变化的方位向线性相位在方位匹配滤波时需一并去除。综合这些因素, 总的方位压缩滤波函数应为

$$\begin{aligned}H_{Ac}(f_\tau) &= \exp(j2\pi(p_{10} + p_{11}R_{0T})k_T f_\tau) \\ &\cdot \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}((R_{0R} - R_{0R_{ref}})D_R + (R_{0T} - R_{0T_{ref}})D_T)\right)\end{aligned}\quad \dots(3.50)$$

除了由发射端和接收端的零多普勒面不相同产生的附加距离空变方位向线性相位外, 公式 (3.28) 还包含了方位变标相位, 即

$$H_{As} = \exp(j2\pi(k_T + k_R p_{12})\tau_{0T} f_\tau)\quad \dots(3.51)$$

最后, 公式 (3.44) 中除 RCM 项外的残余相位为

$$\Phi_{res}(\tau_{0T}, R_{0T}) = -2\pi\mu_c\tau_{0T} + 2\pi(p_{10} + p_{11}R_{0T} + p_{12}\tau_{0T})\mu_c\quad \dots(3.52)$$

Φ_{res} 与距离向和方位向频率无关, 可在二维时域进行补偿。

第4章 凝视聚束模式星地双基 SAR 成像

4.1 引言

一站固定模式 BiSAR 系统搭建灵活, 可选择在轨的 SAR 卫星或者机载 SAR 作为微波辐射源, 接收机放置在建筑物或者山丘之上。另外, 发射机也可以处于固定位置, 由运动平台接收场景散射信号, 用于动目标识别^[119], 监测重点道路的车辆, 机场目标监测^[120] 等。对接收机固定的一站固定 BiSAR 系统, 地面系统只需由接收天线和信号解调、存储装置, 从而可以以较小的代价在俯仰向放置多个天线构成多基线测量系统, 用于地形测绘^[68,72]、形变测量等。下文中论述发射端运动、接收端固定的 BiSAR 系统。

一站固定模式 BiSAR 的特殊性在于运动端提供多普勒历程形成合成孔径, 固定端提供附加距离偏置和空间相位。从而, 距运动端相同最近斜距处的目标的多普勒历程相同但距离历程不同。距离历程的空变性导致了成像处理的复杂性。当运动端工作于聚束或滑动聚束的高分辨率成像模式时, 通常 PRF 低于多普勒带宽, 接收到的信号无可避免的存在多普勒频谱混叠, 进一步增加了成像处理的复杂度。本章首先回顾一站固定模式 BiSAR 的成像算法, 总结该模式下的成像处理要点。为行文便捷, 本章先描述凝视模式星地双基 SAR (Spaceborne/Stationary BiSAR, SS-BiSAR) 的系统构成、二维分辨率、信号特征、同步和相位误差补偿、以及频域成像算法的难点。接着详细论述基于非均匀快速傅里叶变换 (Nonuniform FFT, NUFFT) 的 BiSAR 极坐标格式成像算法 (Polar Format Algorithm, PFA), 详细阐述了双基 PFA 算法推导、成像处理流程、算法复杂度分析、点目标仿真以及实测数据成像结果分析。

4.2 一站固定模式双基 SAR 成像方法概述

针对一站固定模式 BiSAR 成像, 已有的算法包括在距离多普勒频谱模型上的频域成像算法、具有广泛适应性和高聚焦质量的 BP 算法以及极坐标格式成像算法。不同于常规 BiSAR 模式, 一站固定模式 BiSAR 的斜距历程为单根式加上固定距离偏置的形式, 如图4.1所示, 从中可以得到四点认识

- (1) 认知 1: 距离运动端路径最近斜距 R_{0T} 相同的点到固定端的距离不同;
- (2) 认知 2: 点目标距离徙动由运动端和点目标的相对运动产生;
- (3) 认知 3: 多普勒由运动端决定, 与固定端无关;

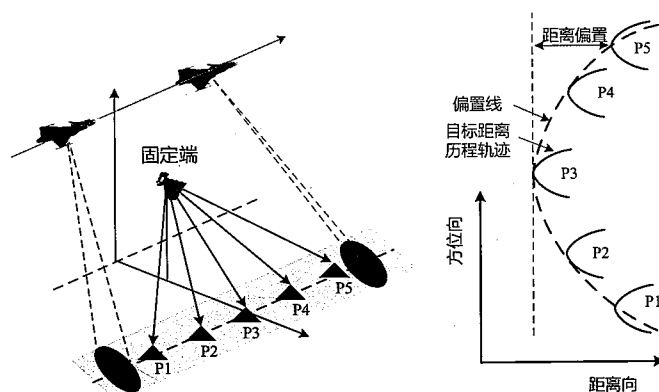


图 4.1 一站固定模式 BiSAR 点目标距离历程

Figure 4.1 Range history of the one-stationary bistatic SAR mode

(4) 认知 4: 相同双基斜距的点多普勒调频率不同。

由上述认知, 采用驻留相位定理可推导出一站固定模式 BiSAR 的二维解析频谱模型^[121]。文献 [74] 基于二维频谱模型给出了一站固定模式 BiSAR 的 RD 算法。首先选择场景中心点作为参考点, 以其至运动端的最近斜距构建参考函数谱, 进行场景中心点的匹配滤波, 从而实现距离压缩、一致 RCMC 和 SRC。此时场景中心点处的方位向调制被完全去除, 而非参考点处仍存在残余方位调制。接着, 将信号变换到距离多普勒域, 进行第一次空变性处理, 策略为: 将 RD 域数据在距离向分块, 每一块数据单独进行距离向 FT, 而后采用块中心点进行残余相位匹配滤波。经过这一步实现进一步方位压缩和二次 RCMC。此时, 由认知 1, 即文献 [74] 中坐标相关距离偏置 (CDRO), 导致方位向压缩函数二维空变, 文献 [74] 采用插值的方法将最小双基距离校正到 R_{0T} , 最后在 RD 域进行距离空变的残余方位压缩。

2001 年, H. Frank 最早将非线性 CS(NLCS) 引入到机/地模式一站固定 BiSAR 成像^[122]。通过在方位时域校正线性 RCM, 克服了场景空变距离偏置项。根据认知 4, 同一个距离门内的信号无法采用统一的方位滤波器进行聚焦。文献 [122] 采用非线性变标函数完成同一距离单元内的目标方位调频率均衡化, 从而每个距离单元内的目标采用统一的方位调频率构建匹配滤波器完成方位压缩。在此基础上, 文献 [123] 给出了一种改进的 NLCS 算法。首先采用距离扰动函数函数进行非线性变标处理, 校正残余 RCM。在这一步, 因双基最短斜距是 R_{0T} 的非线性函数, 二次拟合已可保证在场景范围内由拟合误差导致的最大距离徙动残余不超过半个距离徙动单元, 从而满足成像的需求。最后, 采用基于局部拟合的方位调频扰动的算法解决方位向的空变性。而该方法忽略了同一距离门内目标距离

徙动随方位位置的变化。通常认为,当目标距离徙动之间的差异在半个距离分辨单元以内时,可忽略距离徙动的变化,这一条件限制了该算法一次成像的方位向范围。

以文献[123]为基础,文献[70]给出了一种发射机处于斜视成像几何的 NLCS 算法;文献[124]提出了一种基于级数反演的 NLCS 算法,用于补偿星地双基 SAR 系统中的高次残余 RCM。文献[125]采用 keystone 变换的方法对解调频(dechirp)的数据进行线性 RCM 校正,采用插值的方法对残余 RCM 进行校正,通过方位向分块校正残余方位调制,最后方位向逆 FT 得到聚焦图像。文献[126]在采用 keystone 校正线性 RCM 后,距离调频率仍是二维空变的,在距离频域使用参考函数进行距离压缩;最后采用方位向 NLCS 实现方位调频率均衡化。

4.3 ST 模式 SS-SAR 实验描述与数据预处理

在 SAR 系统中,聚束模式以方位向波束扫描(机械扫描或电扫描)使得天线方向图指向同一地面旋转中心为特征^[127]。在 SAR 开机时间内,凝视聚束(Staring Spotlight, ST)模式 SAR 波束始终照射地面目标区域,从而延长相干积累时间,突破条带模式 SAR 半天线孔径方位分辨率的限制。对于 TerraSAR-X 平台,ST 模式的波束扫描角为 $\pm 2.2^\circ$,超过了 TerraSAR-X 高分聚束模式方位扫描角 $\pm 0.75^\circ$ 的限制,将方位分辨率提升至 0.2m,且方位向幅宽保持在 3km^[128]。

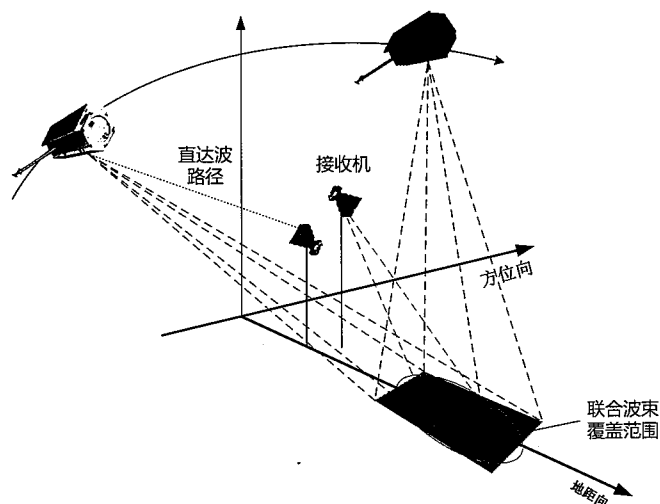


图 4.2 ST 模式 SS-BiSAR 成像几何示意图

Figure 4.2 Imaging geometry of ST mode SS-BiSAR

表 4.1 ST 模式 SS-BiSAR 系统参数

Table 4.1 System parameters of ST mode SS-BiSAR

系统参数	数值
波长 (λ)	0.031 m
卫星高度 (H_T)	505.4 km
卫星速度 (v_T)	7600m/s
信号带宽 (B_r)	300MHz
接收机采样率 (F_s)	1 GHz
接收机高度 (H_R)	341m
PRF	3965.29 Hz
入射角 (θ_{Tx})	45°
相干积累时间 (T_a)	7.5 s

4.3.1 ST 模式 SS-BiSAR 系统描述

2015 年, 中科院电子所航天微波遥感系统部开展了星地混合模式的一站固定式双基实验, 其中发射机 TerraSAR-X 工作于凝视聚束模式, 接收机位于卫星照射场景中的一处海拔 350 米的山上。成像几何关系如图4.2所示。系统参数见表格4.1。

地面接收机系统已在文献 [129, 130] 中给出过详细说明, 此处为清晰的说明算法推导脉络, 只给出必要性的阐述。如图4.3所示, 其中通道 CH1 用于获取 TerraSAR-X 发射的直达波信号, CH2 用于接收地面反射信号。多通道接收机具有两项作用, 一是产生本地振荡器信号用于和接收到的射频信号进行混频, 二是为 FPGA 模块提供同步时钟信号。由于存储空间和存储速率的限制, 系统不可以工作在连续采样接收的状态, 通过 FPGA 模块产生接收时间窗进行接收。

由于接收机和发射机工作于不同的平台之上, 不同的本地振荡器导致收发之间存在相位同步问题。不同的工作时间轴又会使得收发之间产生时间和波束同步的问题。关于双基 SAR 同步问题, 研究者们开展了丰富的理论研究和试验探索, 因其不在本文研究的范围内, 故不再详述。为了获得无时间和相位同步误差的双基回波信号, 必须进行同步误差补偿。在本接收系统中, 直达波接收通道以较高的信噪比接收卫星发射的信号, 该信号被 FPGA 模块采样并积累, 当被采样信号高于预设的门限电平时, 产生 PRF 信号和采样保持信号, 其中 PRF 信号用于触发采集设计采样回波接收信号, 其 PRF 信号将保持几个采样间隔后消失, 等待下一个直达波信号的到来再次生成 PRF 信号。

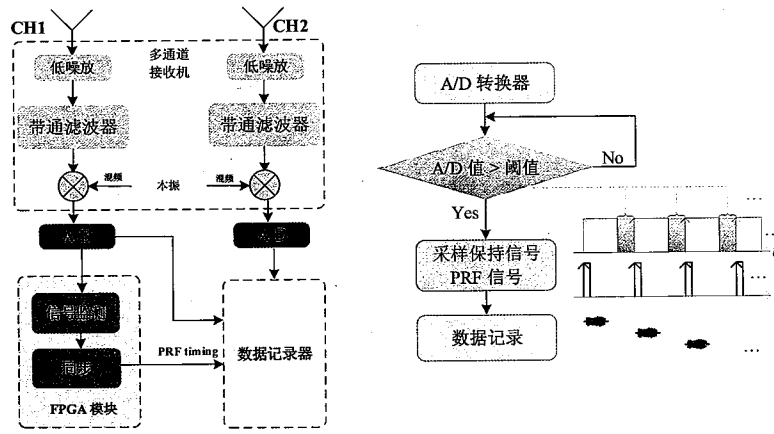


图 4.3 SS-BiSAR 接收系统与时间同步方案

Figure 4.3 The receiving system and time synchronization schedule of SS-BiSAR

4.3.2 ST 模式 SS-BiSAR 二维分辨率

简述完系统概况后，此处给出 ST 模式 SS-BiSAR 二维分辨率，为下文的分析做下铺垫。沿用第二章中的双基 SAR 二维分辨率的分析方法，按照表格 4.1 所列系统参数，可得二维分辨率如图 4.4 所示。从图 4.4(a) 观察可知，从近距到远距，地距分辨率从 1.4 米变化到 0.6 米，而根据系统参数，单基图像的地距分辨率约为 0.8 米，两者的差距来自于地面接收机的本地入射角更大，根据地距分辨率公式

$$\sigma_{rg} = \frac{c}{B_r} \cdot \frac{1}{\sin \theta_T + \sin \theta_R}, \quad \dots(4.1)$$

可知双基 SAR 的地距分辨率更高。从图 4.4(b) 观察可知，方位向分辨率约为 0.4 米，在整个测绘带内的变化较小，单基 SAR 图像的方位分辨率约为 0.2 米，两者的差距来自于第 4.2 小节中的认知 3，接收机不提供多普勒信息，从而目标的多普勒带宽仅为单基 SAR 回波的一半，故方位分辨率也减半。

4.3.3 SS-BiSAR 成像方案设计

对于 ST 模式成像，需要考虑多个影响因素。首先是大多普勒带宽产生的频谱混叠。如前所述，发射端工作于凝视聚束模式，在 7.5s 的合成孔径时间内，场景中心点的多普勒历程估计如图 4.5(a) 所示。从估计的多普勒历程可以得出，整个相干积累时间内的瞬时多普勒频率最大达到 18 kHz，大于 3965.29 Hz 的方位向采样频率，将会在方位向产生严重的频谱混叠。在单基聚束模式中，通常采用子孔径^[131]或者去斜 (Deramp)^[11]的方法解决方位频谱混叠问题。然而一站固定模式双基 SAR 的空变性使得采用上述两种方法具有较大的处理复杂度。对于子孔

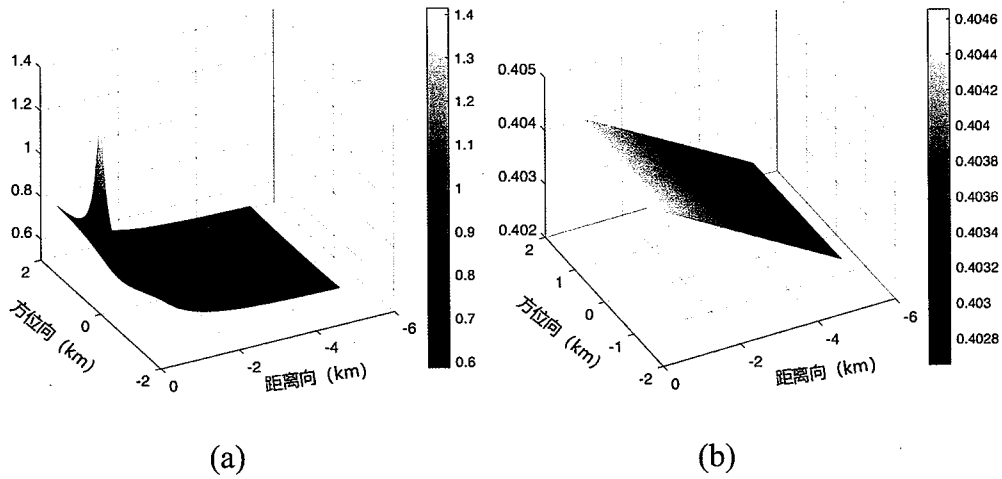


图 4.4 ST 模式 SS-BiSAR 二维分辨率。(a) 距离向分辨率；(b) 方位向分辨率
Figure 4.4 Two-dimensional resolutions of ST mode SS-BiSAR. (a) Range resolution, (b) azimuth resolution.

径处理方法，要在每一个子孔径内考虑散射点的斜距非线性和方位调频率的非均衡化；对 Deramp 方法，还需考虑时域的能量混叠。

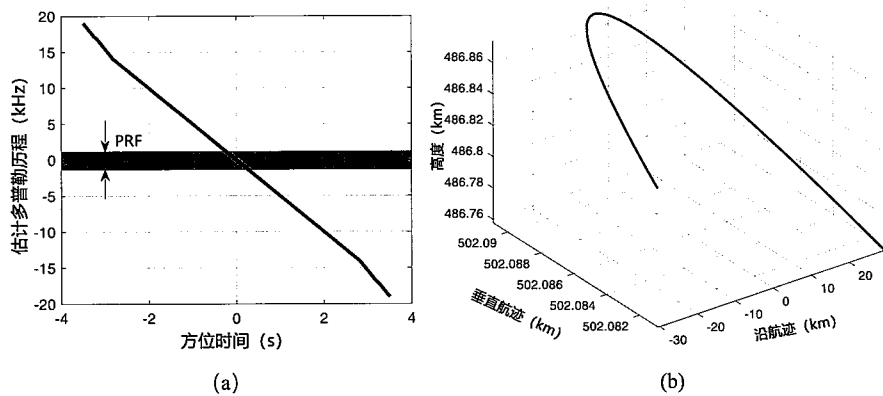


图 4.5 ST 模式星载 SAR (a) 多普勒历程和 (b) 三维轨道
Figure 4.5 (a) Doppler history, and (b) 3D orbit of ST mode spaceborne SAR

除了频谱混叠问题，长合成孔径时间的轨道弯曲问题也是频域成像算法应该考虑的问题。文献 [132] 提出，当入射角为 45° ，北纬 40° 处 ST 模式下由于轨道的弯曲效应导致的方位向边缘二次相位误差将达到 40° ，反映在聚焦图像上即为方位向分辨率下降和旁瓣不对称。同样在 ST 模式的双基数据处理时，采用频域的成像方案也要顾及这个问题。

第三个因素是大气传输误差。文献 [132] 指出电磁波在大气传输时产生的大致为 $2\sim 4\text{m}$ 的数量级。然而这并不意味着大气延迟在合成孔径时间内时保持不

变。如图4.6 (a) 所示, 大气延迟在合成孔径时间内随着入射角和方位角发生变化。

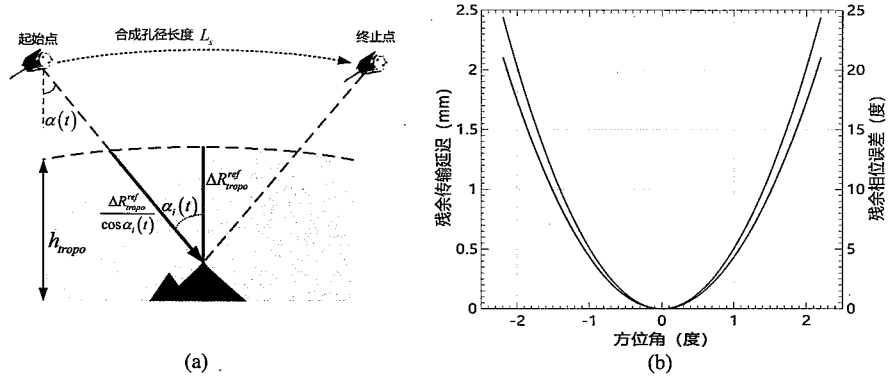


图 4.6 大气传输误差模型和相位偏差。(a) 大气传输误差示意图；(b) 去除误差偏置后的残余量

Figure 4.6 (a) Tropospheric delay variation within the synthetic aperture, (b) Delta tropospheric delay, i.e., after subtracting a constant offset, as a function of the azimuth angle

文献 [132] 将电磁波经过大气的传输路径和目标高度的关系建模为

$$\Delta R_{tropo}(t; r_{ref}) = \frac{Z \cdot \exp[-h(r_{ref})/H]}{\cos \theta(r_{ref}) \cdot \cos \alpha_i(t; r_{ref})} = \frac{\Delta R_{tropo}^{ref}(r_{ref})}{\cos \alpha_i(t; r_{ref})} \quad \dots(4.2)$$

其中, Z 表示常量定点路径延迟, H 为参考高度, h 为目标高程, θ 为入射角, $\alpha_i(t)$ 表示合成孔径时间内的方位角变化。图4.6 (b) 描述了去除常量偏置后的残余传输延迟误差随方位角的变化。仿真中设定参考高度 $H = 6km$, $Z = 2.6m$, $h = 629m$, 入射角设为 45° 。在长合成孔径时间下, 大气延时随着方位扫描角度的变化不可忽略, 其会导致散焦和相位误差。因此, 为了提高图像质量, 合成孔径时间内的大气传输误差需进行补偿处理。在本实验系统中, 直达波和回波信号是同时记录的, 从而由大气产生的时延可认为是相同的。

由于收发平台装备的振荡器不同, 两者产生的 PRF 信号就会存在偏差。接收平台记录信号的时刻与发射机平台发射信号的时刻就会不同, 而且两者之间的时间偏差还会随着合成孔径时间进行积累。因此为了进行正确的成像处理, 必须进行时间和相位同步的处理。基于上述几点考虑, 设计如图4.7所示成像处理流程。第一步频率响应均衡作为数据的预处理, 用于提升系统的信号噪声比。第二步相位同步可以分为两步, 其一以直达波作为匹配滤波器压缩回波实现相位同步和距离压缩。其二, 直达波信号相位历史补偿, 恢复正常的相位信息。最后, 经

过同步和距离压缩后的信号采用改进的双基 PFA 算法进行成像聚焦和地理编码操作。

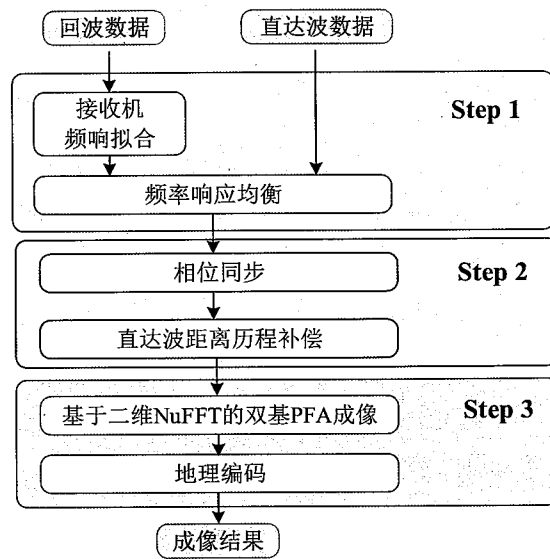


图 4.7 ST 模式 SS-BiSAR 成像处理流程图

Figure 4.7 Imaging schedule of the ST mode SS-BiSAR

4.3.4 频率响应均衡

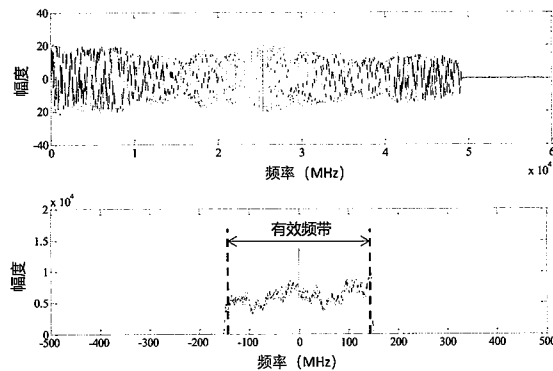


图 4.8 接收机记录的直达波和频谱

Figure 4.8 The direct signal, and its spectrum

在数据接收模块，多通道接收机系统的硬件特性不同，且存在较大的噪声，导致系统的频率响应曲线不平坦，信噪比下降。为了降低噪声，提高信噪比和成像质量，需对信号的通道频率响应进行补偿。图4.8所示为一帧直达波信号及其频谱。从图中可以看出，由于附加幅度调制存在，接收到的直达波信号不是理想的 chirp 信号。假设在合成孔径时间内，各个通道的频率响应是一致的，那么相同的频率响应均衡可应用于 CH1 和 CH2 获得原始信号中。为了提出信号的频

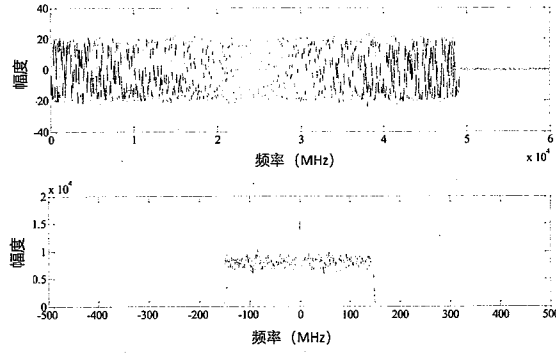


图 4.9 经过补偿的接收机记录的直达波和频谱

Figure 4.9 The error-compensated direct signal, and its spectrum

率响应曲线, 在信号的有效频带内拟合信号频率响应曲线, 对频率响应进行补偿操作。图4.8所示为经过补偿之后的信号的实部和频率响应曲线。

4.3.5 同步及传输误差补偿

设发射机和接收机的由各自本地振荡器产生的载频频率为 f_T 和 f_R , 考虑到时间同步误差 $\varepsilon_i(\tau)$ 和相位同步误差, 大气传输误差 $\varepsilon_{tropo}(\tau)$, CH1 解调后的直达波信号可表达为

$$\begin{aligned}
 S_D(t, \tau) = & w_r \left[t - \left(\frac{R_D(\tau)}{c} + \varepsilon_i(\tau) \right) \right] \\
 & \times \exp \left(-j\pi K_r \left(t - \frac{R_D(\tau)}{c} + \varepsilon_i(\tau) + \varepsilon_{tropo}(\tau) \right)^2 \right) \\
 & \times \exp(j(\varphi_T(\tau) - \varphi_R(\tau))) \\
 & \times \exp(j2\pi(f_T - f_R)(t - \varepsilon_i(\tau))) \exp \left(-j2\pi f_T \frac{R_D(\tau)}{c} \right)
 \end{aligned} \quad \dots(4.3)$$

其中, $R_D(\tau)$ 为直达波接收机相对于发射机的距离历程

$$R_D(\tau) = \|\vec{\mathbf{r}}_t(\tau) - \vec{\mathbf{r}}_s\| \quad \dots(4.4)$$

$\vec{\mathbf{r}}_t(\tau) = (x_T(\tau), y_T(\tau), z_T(\tau))$ 表示发射机的瞬时位置。 $\vec{\mathbf{r}}_s = (x_s, y_s, z_s)$ 为固定接收机的位置, $w_r(\cdot)$ 为发射信号的包络。假设场景中的一个散射点的位置为 $\vec{\mathbf{r}} = (x, y, z)$, 其后向散射系数为 $\sigma(\vec{\mathbf{r}})$ 。则对 CH2, 经过解调处理, 该通道记录

的反射信号为

$$\begin{aligned}
 S_E(\tau, t; \vec{r}) = & \sigma(\vec{r}) w_r \left[t - \left(\frac{R_T(\tau; \vec{r}) + R_R(\vec{r})}{c} + \varepsilon_i(\tau) \right) \right] \\
 & \times \exp \left(-j\pi K_r \left(t - \frac{R_T(\tau; \vec{r}) + R_R(\vec{r})}{c} + \varepsilon_i(\tau) + \varepsilon_{tropo}(\tau) \right)^2 \right) \quad \dots(4.5) \\
 & \times \exp \{ j[2\pi(f_T - f_R)(t - \varepsilon_i(\tau)) + \varphi_T(\tau) - \varphi_R(\tau)] \} \\
 & \times \exp \left(-j2\pi f_T \frac{R_T(\tau; \vec{r}) + R_R(\vec{r})}{c} \right)
 \end{aligned}$$

其中, $R_T(\tau; \vec{r})$ 和 $R_R(\vec{r})$ 分别表示目标到发射端和接收端的距离历程

$$\begin{aligned}
 R_T(\tau; \vec{r}) &= \|\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}\| \\
 R_R(\vec{r}) &= \|\vec{r}_s - \vec{r}\|
 \end{aligned} \quad \dots(4.6)$$

使用直达波信号作为距离向匹配滤波器, 在距离频域得到距离压缩和同步误差补偿后的信号为

$$\begin{aligned}
 S_{com}(\tau, f; \vec{r}) &= FFT_t[S_E(t, \tau; \vec{r})] \times conj\{FFT_t[S_D(t, \tau)]\} \\
 &= W_r(f) \times \exp \left\{ -j2\pi(f_R + f) \frac{R_T(\tau; \vec{r}) + R_R(\vec{r}) - R_D(\tau)}{c} \right\} \quad \dots(4.7)
 \end{aligned}$$

经过直达波同步误差补偿, 第二步处理就完成了, 从公式(4.7)中可以看出, 直达波相位历程必须进行补偿, 来获得正确的双基相位历史域数据。补偿项为

$$S_c(\tau, f) = \exp \left\{ -j2\pi(f_R + f) \frac{R_D(\tau)}{c} \right\} \quad \dots(4.8)$$

其中直达波信号的距离历程 $R_D(\tau)$ 可通过 TerraSAR-X 的 XML 文件获得。直达波相位历史的补偿是在双基成像坐标系中进行的, 补偿后的信号 $S_{com}(\tau, f; \vec{r})$ 为

$$\begin{aligned}
 S_{com}(\tau, f; \vec{r}) &= S_{com}(\tau, f; \vec{r}) \times S_c(\tau, f; \vec{r}) \\
 &= W_r(f) \times \exp \left\{ -j2\pi(f_R + f) \frac{R_T(\tau; \vec{r}) + R_R(\vec{r})}{c} \right\} \quad \dots(4.9)
 \end{aligned}$$

从式(4.9)可以看出, 时间同步误差、相位同步误差和大气延时误差已经被去除了, 距离压缩后的结果为图4.10所示, 可见同步误差和大气延迟补偿后距离压缩的结果无沿方位时间的距离漂移。

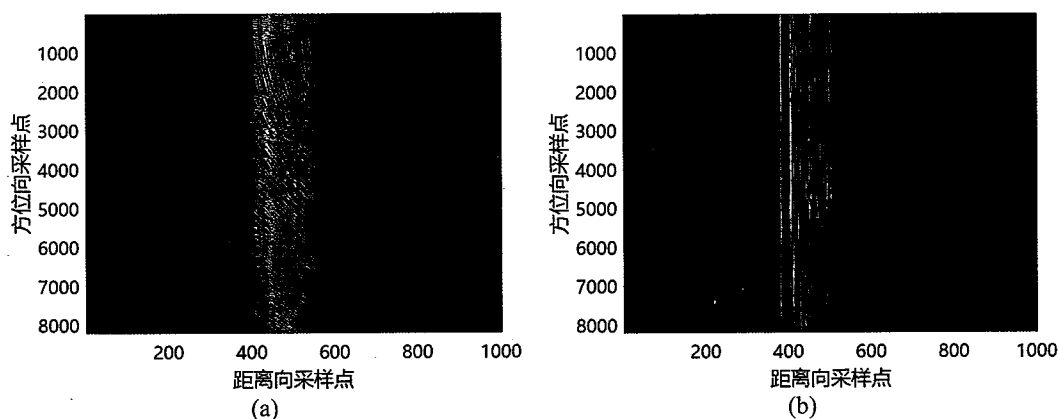


图 4.10 同步误差和大气延迟补偿前 (a) /后 (b) 距离压缩的结果

Figure 4.10 Before/after synchronization error and tropospheric delay error.

4.4 基于 NuFFT 的双基 SAR 极坐标格式成像算法

行文至此，便得到了无同步和传输误差的距离压缩数据。如前文所述，多数的单基聚束成像算法在进行凝视聚束模式下的双基成像时存在较大的困难，然而该模式下成像场景的幅宽较小，方位向幅宽 3 km，距离向幅宽 5 km。正是传统的极坐标格式算法的用武之地。

4.4.1 PFA 算法概述

由于雷达接收的数据表征了三维场景散射系数的傅里叶空间，因此采用 Dechirp 方式接收的聚束 SAR 数据一般采用二维傅里叶变换获得 SAR 图像^[133]。然而，当成像的场景变大，单纯的二维傅里叶变换无法有效去除不同分辨单元内的残余运动误差问题^[134]。文献 [135] 提出了 PFA 算法，用于校正残余运动误差，进而去除了图像中的散焦。一般的，在傅里叶空间，场景的回波数据实际张成一个极坐标模式分布，因此，通俗来讲，PFA 算法是通过将傅里叶域中的极坐标网格转换成直角坐标网格，从而可以高效的实现图像聚焦^[136,137]。

PFA 算法的实现大致有三种不同的方式。其一是采用硬件辅助的方式。通过调整每个脉冲重复时刻的波形和采样参数，使得接收到的回波数据在傅里叶域不再是极坐标分网格分布，而是梯形网格分布，数据点在距离向的分布是等间隔的，从而将二维的插值问题转换成单个方位向插值的问题。待数据变换到直角坐标网格后通过二维傅里叶变换即可得到聚焦图像。第二种方法在文献 [138] 提出，利用傅里叶变换的二维可分性，将 PFA 算法分成三个步骤，首先分别进行距离向和方位向傅里叶变换，其次在方位向插值并进行方位向傅里叶傅里叶变换，最后距离向傅里叶变换完成成像处理。第三种方法是采用 Chirp-Z 变换的方法代替

方位向的插值处理，提高运算的速度^[139]。

为减少 SAR 系统的复杂度，通常不希望实时改变系统相关参数。PFA 算法对去线性调频的数据采用数字处理的方法获得聚焦结果。由于采用去线性调频模式接收回波数据，PFA 算法依赖于系统正确获得参考点和发射端的距离历程测量，从而可在时域进行运动误差的补偿。鉴于 PFA 算法的简洁明快，其在聚束模式 SAR 数据处理中获得了较大的应用并获得了大量的研究^[140]。然而，PFA 算法的推导依赖于波前为平面波的假设，当场景范围大于该假设成立的幅宽阈值，球面波前的效应将会在图像中显现，具体表现为在场景边缘图像散焦（defocusing）以及图像几何畸变（distortion），为解决此问题，一种称为空变后滤波（SVPF）^[141]的波前弯曲校正方法被提出，并在斜视聚束 SAR 模型中获得了改进。

双基聚束模式下的 PFA 算法的基本原理已在文献 [142] 给出：PFA 方法采用简化假设将双基二维频谱线性化，从而可通过傅里叶变换实现高效成像。然而高效的代价是 PFA 方法未能完全补偿信号相位中的距离弯曲项，产生几何失真和散焦，从而限制了图像的有效聚焦范围。对聚束模式，场景的尺寸通常较小。PFA 算法便成为处理聚束 SAR 数据的有效工具。在设计上，PFA 算法的处理对象是去线性调频的信号，即对一个参考点完成运动历程补偿的信号。在传统的聚束 SAR 中，这通常是在采用一个延迟版本的发射信号（包括包络延时和附加空间传输相位，延迟对应于参考点到 SAR 平台的距离历程）和接收信号进行卷积滤波^[136,137,143]。在本文中的双基 SAR 系统中，直达波通道采集了卫星发射的线性调频信号，并以之触发回波采样，此时的直达波信号便相当于一个延迟版本的发射信号，那么以直达波做为距离向脉冲压缩的匹配滤波，亦可等效于去线性调频的操作。故可以应用 PFA 算法进行聚焦处理。

4.4.2 双基 SAR 极坐标格式成像算法

上文中，对距离压缩后的信号，根据卫星轨迹补偿了直达波的距离历程，此时，选择场景中心点 $\vec{r}_0 = (x_0, y_0, z_0)$ 作为参考点，重新进行双基距离历程的补偿操作，去除场景中心点的弯曲和距离徙动，

$$S(\tau, f; \vec{r}) = S_{com}(\tau, f; \vec{r}) \times \exp \left\{ j2\pi (f_R + f) \frac{R_T(\tau; \vec{r}_0) + R_R(\vec{r}_0)}{c} \right\} \quad \dots(4.10)$$

经过这一步骤后，新的相位历史可表达为

$$\Phi(f_m, \tau_n) = -2\pi (f_R + f_m) \frac{\Delta R(\tau_n)}{c}, \quad m = 1, \dots, N_r, \quad n = 1, \dots, N_a \quad \dots(4.11)$$

其中 $\Delta R(\tau_n; \vec{r})$ 表示差分距离历程

$$\Delta R(\tau_n; \vec{r}) = R_T(\tau_n; \vec{r}) + R_R(\vec{r}) - R_T(\tau_n; \vec{r}_0) + R_R(\vec{r}_0) \quad \dots(4.12)$$

此时, 在方位时刻 τ_n , 距离频域 f_m , 来自于场景中所有散射点的接收信号可表达为

$$S(\tau, f) = \sum_l S(\tau_n, f_m; \vec{r}_0) \quad \dots(4.13)$$

给定双基 SAR 相位历史域数据 $\{S(f_m, \tau_m)\}$, 我们总是希望可以在均匀采样网格上得到图像, 假设每个像素点只有一个散射中心, 那么, 该像素点的值可通过从 $\{S(f_m, \tau_m)\}$ 对该位置的复散射系数 $P(x, y, z)$ 的最大似然估计求得。在高斯误差模型假设下, 某点处的最大似然估计可转化为求解一个最小平方和代价函数形式

$$J = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |S(\tau_n, f_m) - P(\vec{r}) e^{j\Phi_{\vec{r}}(\tau_n, f_m)}|^2 \quad \dots(4.14)$$

其中, $\Phi_{\vec{r}}(\tau_n, f_m)$ 由公式 (4.11) 给出。通过代价函数 J 取微分

$$\frac{\partial J}{\partial P} = 2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N P(\vec{r}) - S(\tau_n, f_m) e^{-j\Phi_{\vec{r}}(\tau_n, f_m)} \quad \dots(4.15)$$

令 $\frac{\partial J}{\partial P} = 0$, 求 $P(\vec{r})$ 的驻留点, 可得到该点的最大似然估计值表达为

$$P(\vec{r}) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N S(\tau_n, f_m) e^{-j\Phi_{\vec{r}}(\tau_n, f_m)} \quad \dots(4.16)$$

观察公式 (4.16) 可知, 计算每一个像素点的值所需要的运算量随距离频率采样点数 M 和方位时间采样点数 N 的乘积线性尺度变化, 即估计每个点的散射系数需要的运算量是 $O(MN)$ 。假设场景中由 N^2 个散射点, 总的的数据采样点数为 $MN \approx N^2$, 那么总的运算量将达到 $O(N^4)$ 。一般的, 采用运算量为 $O(N^3)$ 的 BP 算法来代替直接采用公式 (4.16) 进行成像。

为进一步降低运算量, 对差分斜距历程 ΔR 根据平面波前假设在 $\vec{r}_0$ 处进行一阶空间 Taylor 展开,

$$\Delta R(\tau_n; \vec{r}) = \Delta R(\tau_n; \vec{r}_0) + \vec{r} \cdot \frac{\partial}{\partial \vec{r}} \Delta R|_{\vec{r}=\vec{r}_0} \quad \dots(4.17)$$

其中, $\Delta R(\tau_n; \vec{r}_0) = 0$, 且

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta R}{\partial \vec{r}} &= \frac{\partial}{\partial \vec{r}} (R_T(\tau_n; \vec{r}) + R_R(\vec{r})) - \frac{\partial}{\partial \vec{r}} (R_T(\tau_n; \vec{r}_0) + R_R(\vec{r}_0)) \\ &= \frac{\partial}{\partial \vec{r}} (\|\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}\| + \|\vec{r}_s - \vec{r}\|) \\ &= -\frac{\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}}{\|\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}\|} - \frac{\vec{r}_s - \vec{r}}{\|\vec{r}_s - \vec{r}\|} \end{aligned} \quad \dots(4.18)$$

设发射机相对于参考点的方位角和俯仰角分别是 $\phi_t(\tau_n)$ 和 $\theta_t(\tau_n)$, 接收机相对于参考点的方位角和俯仰角分别是 ϕ_r 和 θ_r , 从而有

$$\frac{\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}_0}{\|\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}_0\|} = \begin{bmatrix} \sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) \\ \cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) \\ \sin \theta_t(\tau_n) \end{bmatrix} \quad \dots(4.19)$$

$$\frac{\vec{r}_s(\tau) - \vec{r}_0}{\|\vec{r}_s(\tau) - \vec{r}_0\|} = \begin{bmatrix} \sin \phi_r \cos \theta_r \\ \cos \phi_r \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix}$$

则差分斜距历程 $\Delta R(\tau_n; \vec{r})$ 可以表达成

$$\Delta R(\tau_n; \vec{r}) \approx -\vec{r} \cdot \xi \quad \dots(4.20)$$

其中,

$$\xi = \begin{bmatrix} \sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \sin \phi_r \cos \theta_r \\ \cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \cos \phi_r \cos \theta_r \\ \sin \theta_t(\tau_n) + \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad \dots(4.21)$$

将公式 (4.20) 代入公式 (4.16) 可得凝视聚束模式下双基的近似匹配滤波处理为

$$P(\vec{r}) = \frac{1}{N_a N_r} \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{n=1}^{N_r} S(\tau_n, f_m) \times \exp[-j(\vec{r} \cdot \mathbf{k})] \quad \dots(4.22)$$

令 $k_r(f_m) = \frac{2\pi(f_m + f_R)}{c}$, 则公式 (4.22) 中的三维波数域向量 $\mathbf{k}$

$$\mathbf{k} = [k_x(f_m, \tau_n), k_y(f_m, \tau_n), k_z(f_m, \tau_n)]^T = k_r(f_m) \times \xi \quad \dots(4.23)$$

公式 (4.14) 至 (4.23) 的推导具有一般性。首先, 对于单基 SAR 模式, 有 $\vec{r}_s(\tau) = \vec{r}_t(\tau)$ 成立, 则

$$\frac{\partial \Delta R}{\partial \vec{r}} = -2 \frac{\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}}{\|\vec{r}_t(\tau) - \vec{r}\|} \quad \dots(4.24)$$

且公式 (4.21) 变为

$$\xi = 2 \begin{bmatrix} \sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) \\ \cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) \\ \sin \theta_t(\tau_n) + \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad \dots(4.25)$$

而公式 (4.25) 与文献 [139] 中的结论一致。

当接收处于运动平台时，(4.21) 将自然的演变为

$$\xi = \begin{bmatrix} \sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \sin \phi_r(\tau_n) \cos \theta_r(\tau_n) \\ \cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \cos \phi_r(\tau_n) \cos \theta_r(\tau_n) \\ \sin \theta_t(\tau_n) + \sin \theta_r(\tau_n) \end{bmatrix} \quad \dots(4.26)$$

而公式 (4.26) 又与文献 [142] 中的差分斜距表达式契合。

这些三维波数的组合构成了三维傅里叶空间的坐标系，这意味每一个索引 (m, n) 的组合表征了一个波束域的坐标，从而定义了一个傅里叶空间中的特定的点，从而，一系列的相位历史域数据定义了该场景对应的傅里叶空间。通常设定将图像聚焦在平面上，即 $z = 0$ ，那么空间波数可投影到 $k_z = 0$ 的平面，从而获得了一个地面图像，可表示为

$$P(x, y, z) = \frac{1}{N_a N_r} \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{n=1}^{N_r} S(f_m, \tau_n) \cdot \exp[-j(xk_x(f_m, \tau_n) + yk_y(f_m, \tau_n))] \quad \dots(4.27)$$

当空间波数域 $k_x(f_m, \tau_n)$ 和 $k_y(f_m, \tau_n)$ 均为等间隔采样网格时，易见公式 (4.27)

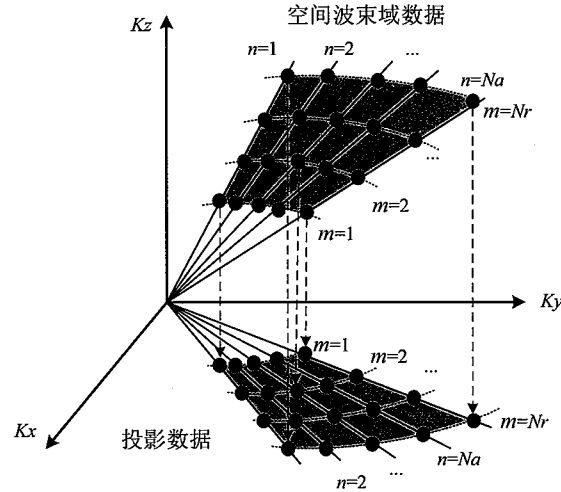


图 4.11 三维空间波束采样点及其在平面上的投影

Figure 4.11 Three dimensional wavenumber samples and its projection onto ground plane

可直接采用傅里叶变换得到。而从波数向量 $k_r(f_m)$ 的表达式可知， k_x 和 k_y 并非是等间隔均匀采样的。图4.11表征了采集获得的傅里叶数据及其在 $k_z = 0$ 平面上的投影。在传统的单基 PFA 中，因为二维可分性质，在方位向插值前通常进行极坐标下距离向方向的插值处理，为的是 $k_y(f_m, \tau_n)$ 不随方位脉冲数发生变化，因此将其采样到新的位置 m' ，

$$k_y(f_m, \tau_n) \rightarrow k_y(f_{m'}, \tau_0) = k_r(f_{m'}) \cdot (\cos \theta_t(\tau_0) + \cos \theta_r) \quad \dots(4.28)$$

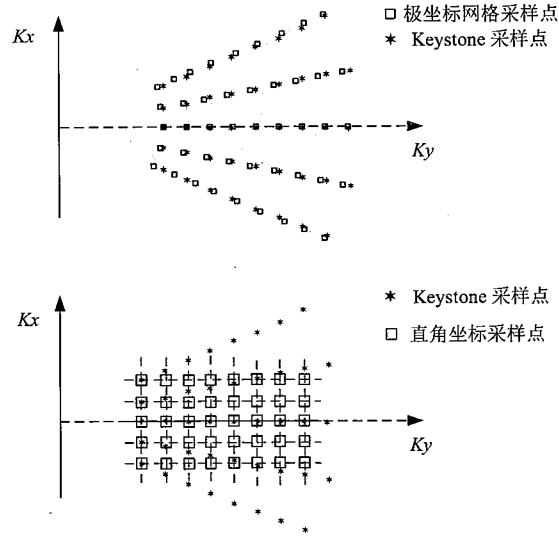


图 4.12 极坐标和直角坐标之间转换

Figure 4.12 Transformation between polar coordinated and Cartesian coordinate system

从而有

$$k_r(f_m)(\cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \cos \phi_r \cos \theta_r) = k_r(f_{m'}) \cdot (\cos \theta_t(\tau_0) + \cos \theta_r) \quad \dots(4.29)$$

令 $\beta_n = \frac{\cos \theta_t(\tau_0) + \cos \theta_r}{\cos \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \cos \phi_r \cos \theta_r}$, 可得距离频率采样的变换关系为

$$f_m = f_R(\beta_n - 1) + \beta_n f_{m'} \quad \dots(4.30)$$

该方法称为梯形化网格法, 将极坐标下的采样点变为 Keystone 网格下的采样点。新的方位向波数采样变为

$$k_x(f_{m'}, \tau_n) = k_r(f_{m'}) \beta_n \cdot (\sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \sin \phi_r \cos \theta_r) \quad \dots(4.31)$$

在第二步, keystone 网格下的数据沿方位向插值获得最终的直角坐标系下的采样。去除 k_x 对 $f_{m'}$ 的依赖关系。方位向的插值将 $k_x(f_{m'}, \tau_n)$ 转换为

$$k_x(f_{m'}, \tau_n) \rightarrow k_x(\tau_n') \quad \dots(4.32)$$

即

$$k_r(f_{m'}) \beta_n \cdot (\sin \phi_t(\tau_n) \cos \theta_t(\tau_n) + \sin \phi_r \cos \theta_r) = f_R d\alpha \cdot n' \quad \dots(4.33)$$

图4.12表示了两步插值策略。

在一站固定式情况下, 需考虑两种不同的几何关系。第一种, 接收机处于沿航迹方向的中间位置。在这种情况下, 采样数据构成一个扇形波数区域, 其频带

支撑域是对称的。另一种是一般成像几何的情况，接收机位于成像场景中的任意位置，其对应的采样信号的频谱支撑域是非对称的。如图4.13所示。与特殊情况下相比，一般情况下的成像几何对应的波数网格等间隔化操作导致数据的利用率下降，即有效带宽减少，造成聚焦后图像分辨率下降。为了保证数据利用率进而保证两维的图像分辨率，文献 [142] 中给出了两种处理方法，其一是双基视角对波数域坐标进行旋转，二是采用平行四边形网格进行插值处理。尽管坐标轴旋转可以增加数据的利用率，然而坐标轴旋转带来的附加操作增加了算法的复杂度。为了在充分利用数据的前提下简化算法，本文给出一种基于二维快速高斯网格 (Fast Gaussian Gridding, FGG) 的非均匀傅里叶变换方法，代替了原来的插值采样处理。

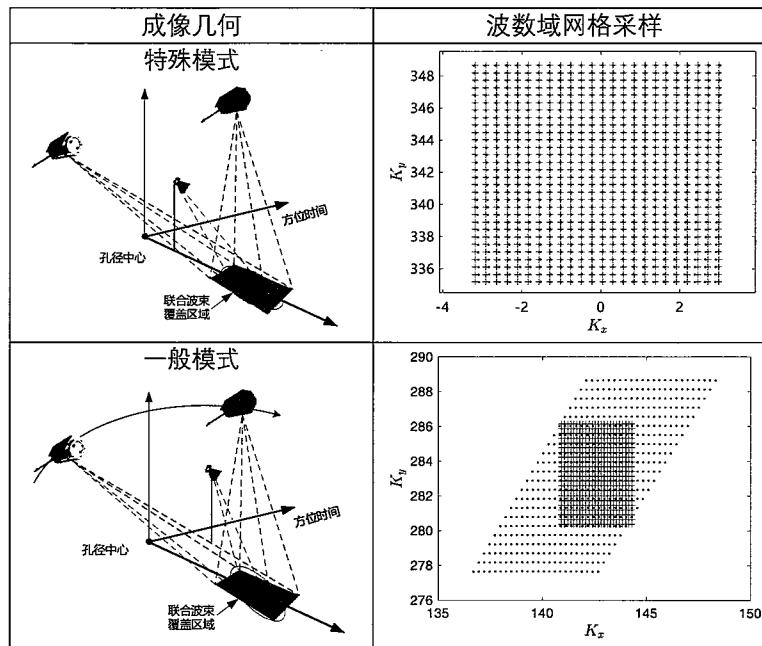


图 4.13 成像几何与对应的采样网格

Figure 4.13 The imaging geometry and corresponding sampling gridding

4.4.3 NuFTT 的应用

为了实现对非均匀采样间隔的离散信号进行频谱分析，文献 [144] 提出了一种基于插值和 FFT 相结合的处理策略，进行时域或者频域非均匀采样点的傅里叶变换。为了提高计算精度和速度，关于非均匀傅里叶变换的研究多年来从未终止。包括使用多分辨率分析的插值方法^[145]，基于均匀傅里叶矩阵的最小均方差插值方法^[146]，以及快速高斯网格法^[147]。

在单基和双基 SAR 系统中，非均匀采样的问题也是屡见不鲜。比如多通道

系统中的空间非均匀采样和机载 SAR 平台飞行速度不均匀产生的非均匀采样问题。文献 [148] 提出了一种基于周期非均匀采样和一维 NuFFT 的多通道信号重建方案,提高了多通道信号重建效率。文献 [149] 提出利用 NuFFT 校正非均匀间隔的频谱数据以便利用傅里叶变换实现快速成像处理的方法;文献 [150] 利用基于 NuFFT 的傅里叶矩阵进行双基 SAR 极坐标成像;文献 [151] 采用 FGG-NuFFT 处理单基聚束 SAR 中的非均匀采样问题。

为了加快 ST 模式 SS-BiSAR 的成像处理,且充分利用波数域数据保证分辨率不损失,本文引入了二维 FGG-NuFF 进行非均匀波数域采样点的均匀化。

根据 k_x 和 k_y 的构成可知,距离波数是距离频率的加权且权重项是方位变化的。因此,沿距离向的重采样是两个等间距网格之间的变换。然而,沿方位向的重采样是从非均匀采样间隔到均匀采样间隔的变换。理论上,距离向的重采样可通过传统的 *sinc* 插值函数或一维距离向的 NUFFT 的方法完成。然而两维采用不同的插值方法会增加算法的复杂度同时无法获得最优的成像处理结果。基于上述考虑,本文采用了两维高斯网格 NUFFT 方法将极坐标下的网格采样到直角坐标系下的网格,变换速度和精度更高,可以保证更好的成像结果。

快速高斯网格方法的基本思路是在过采样的网格上将非均匀采样的数据同二维高斯核函数进行卷积,从而将非均匀采样点转化为均匀采样点。卷积获得的均匀网格点通过一个标准的傅里叶变换转到到图像域,最后消除卷积带来的效应得到最后聚焦的图像。

首先,二维波数域支撑区间内的数据投影到 $[0, 2\pi] \times [0, 2\pi]$ 范围内,新的网格点的索引为 $(v_x(m, n), v_y(m, n))$,波数域的信号可表示为

$$\hat{S}(v_x, v_y) = \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{n=1}^{N_r} \hat{S}(v_x(m, n), v_y(m, n)) \delta(v_x - v_x(m, n), v_y - v_y(m, n)) \quad \dots(4.34)$$

函数 $\hat{S}(v_x, v_y)$ 可视为 $[0, 2\pi] \times [0, 2\pi]$ 上的二维周期函数, $\delta(v_x, v_y)$ 表示二维 Dirac 函数。

影响重建算法的效率和精度的关键参数包括:

- (1) 二维过采样系数 $R_{x,y} = M_{rx,ry}/M_{x,y}$, 该系数通常设置为 2;
- (2) 核函数的扩展尺度 M_{spx} 和 M_{spx} ;
- (3) 高斯核函数参数 α_x 和 α_y (下标 x 和 y 分别表示方位向和距离向)

在 $[0, 2\pi] \times [0, 2\pi]$ 上的二维高斯核函数可表述为

$$g_{\tau}(x, y) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{-(x-2l\pi)^2/4\alpha_x - (y-2m\pi)^2/4\alpha_y} \quad \dots(4.35)$$

之后, 通过高斯核函数的卷积操作, 非均匀采样点数据转换为

$$\begin{aligned} S_{conv}(v_x, v_y) &= \hat{S}(v_x, v_y) \otimes g_{\tau}(v_x, v_y) \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \hat{S}(\zeta_x, \zeta_y) g_{\tau}(v_x - \zeta_x, v_y - \zeta_y) d\zeta_x d\zeta_y \end{aligned} \quad \dots(4.36)$$

在过采样的网格上, 我们只需要关注等间隔点上的数值 $S_{conv}(v_x, v_y)$, 即

$$\begin{aligned} S_{conv}(2\pi m/M_{rx}, 2\pi n/M_{ry}) \\ = \sum_{j=1}^{N_A} \sum_{k=1}^{N_r} \hat{S}(v_{xj}, v_{yk}) g_{\tau}(2\pi m/M_{rx} - v_{xj}, 2\pi n/M_{ry} - v_{yk}) \end{aligned} \quad \dots(4.37)$$

式中 S_{conv} 的二维傅里叶系数可通过傅里叶变换得到

$$s_{\alpha}(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M_{rx}} \sum_{n=0}^{M_{ry}} S_{conv}(2\pi m/M_{rx}, 2\pi n/M_{ry}) e^{-ik_x 2\pi m/M_{rx} - ik_y 2\pi n/M_{ry}} \quad \dots(4.38)$$

此处采用文献 [146] 推荐的二维高斯核函数参数, 即

$$\alpha_i = \frac{1}{M_i^2} \frac{\pi}{R_i(R_i - 0.5)} M_{spi} \quad (i = x, y) \quad \dots(4.39)$$

该数值足够小从而可以保证高斯核函数的分布足够集中, 使得在卷积操作中, 每个点 (v_{xj}, v_{yk}) 的 $\hat{S}$ 均由其临近的网格点贡献。为这种考虑算法的精度和效率, 将 M_{sp} 设置为 12。从而二维卷积 (4.37) 可以重新表达为

$$\begin{aligned} S_{conv}(2\pi m/M_{rx}, 2\pi n/M_{ry}) \\ = \sum_{j=m-M_{sp}/2}^{m+M_{sp}/2-1} \sum_{k=n-M_{sp}/2}^{n+M_{sp}/2-1} \hat{S}(v_{xj}, v_{yk}) e^{-\frac{(2\pi m/M_{rx} - v_{xj})^2}{4\alpha_x} - \frac{(2\pi n/M_{ry} - v_{yk})^2}{4\alpha_y}} \end{aligned} \quad \dots(4.40)$$

其中, $m = \left\lfloor \frac{M_{rx} v_{xj}}{2\pi} \right\rfloor$, $n = \left\lfloor \frac{M_{ry} v_{yk}}{2\pi} \right\rfloor$ 。 $\lfloor x \rfloor$ 表示距 x 最近的整数。

为简化卷积操作, 文献 [146] 将高斯核函数表达为向量相乘的形式, 且令二维高斯核函数的参数满足 $\alpha_x = \alpha_y = \alpha$,

$$\begin{aligned} &e^{-(2\pi m/M_{rx} - v_{xj})^2/(4\alpha_x) - (2\pi n/M_{ry} - v_{yk})^2/(4\alpha_y)} \\ &= e^{(\pi v_{xj}/M_{rx}\alpha)^2} \cdot e^{(\pi v_{yk}/M_{ry}\alpha)^2} \\ &\quad \cdot e^{-(v_{xj} + v_{yk})^2/(4\alpha)} \cdot e^{-(\pi m/M_{rx})^2/\alpha - (\pi n/M_{ry})^2/\alpha} \end{aligned} \quad \dots(4.41)$$

该属性表征了高斯核函数的两维可分性,在实际卷积处理时将计算分别在两维单独处理,待完成后再将各部分结果相乘即可,这里将公式(4.41)中的各个子项重新命名归纳如下

$$\begin{aligned}
 E_1 &= e^{-(v_{xj}-2\pi m/M_{rx})^2/4\alpha_x-(v_{yj}-2\pi n/M_{ry})^2/4\alpha_y} \\
 E_{2,i} &= e^{(k(v_{ij}-2\pi m/M_{r,i})/M_{r,i}\tau_i)}, k = -M_{sp,i}, \dots, M_{sp,i} - 1, i = x, y \\
 E_{3,i} &= \exp[-(\pi k/M_{r,i})^2/\alpha_i], k = -M_{sp,i}, \dots, M_{sp,i} - 1, i = x, y \\
 E_{4,i} &= \sqrt{\frac{\pi}{\alpha_i}} e^{\alpha_i m^2}, m = -M_i/2, \dots, M_i/2 - 1, i = x, y
 \end{aligned} \quad \dots(4.42)$$

经过卷积处理后,公式(4.36)便可通过常规的傅里叶变换求解。最后,去掉由于过采样带来的多余像素点之后,卷积的效应可通过除以卷积核的变换域表达式 $\hat{g}_\alpha$ 去除,至此得到聚焦的双基 SAR 图像。

$$\hat{g}_\alpha = \sqrt{\frac{\pi}{\tau}} e^{\tau_x k_{1x}^2 + \tau_y k_{1y}^2}, \frac{M_x}{2} \leq k_{1x} \leq \frac{M_x}{2} - 1, \frac{M_y}{2} \leq k_{1y} \leq \frac{M_y}{2} - 1 \quad \dots(4.43)$$

4.4.4 算法总结与复杂度分析

在第4.4.2小节中,双基 SAR 极坐标格式算法的推导基于平面波前的假设而建立,将差分斜距历程在场景中心点处进行一阶 Taylor 展开,得到了近似的差分斜距表达式,将目标的最大似然估计重建转换为空间波数域的两维傅里叶变换。然而,实际电磁波以球面波形向空间辐射,当成像场景增大,图像边缘处的波前弯曲效应将会引起图像的几何失真和散焦^[152]。文献[142]则给出了能够无散焦重建图像的场景最大半径 r_{max} 为

$$r = \sqrt{2\lambda} \left(\frac{L_t^2}{r_t^3} + \frac{L_r^2}{r_r^3} \right)^{-1/2} \quad \dots(4.44)$$

式中 L_t 和 L_r 分别为发射机和接收机的合成孔径长度, r_t 和 r_r 表示场景中心到发射机和接收机的距离。对于 SS-BiSAR 模式, $L_r = 0$,从而(4.44)简化^[81]为

$$r = \sqrt{2\lambda} \left(\frac{L_t^2}{r_t^3} \right)^{-1/2} \quad \dots(4.45)$$

根据成像表4.1所示的成像几何参数,可得最大无散焦区域半径为 2804 米,ST 模式的成像幅宽为方位向 3km、距离向 5km,依照这种计算方法,ST 模式下的 SS-BiSAR 正处于 PFA 算法有效聚焦范围内。然而,这算法计算方式忽略了接收机的波前弯曲问题,因此实际的有效聚焦范围会低于公式(4.45)的计算值。

当成像场景大于有效聚焦场景范围时,差分斜距在边缘处的一阶 Taylor 展开不再成立,文献[141, 152]中分析得出由于波前弯曲效应产生的散焦是由方位

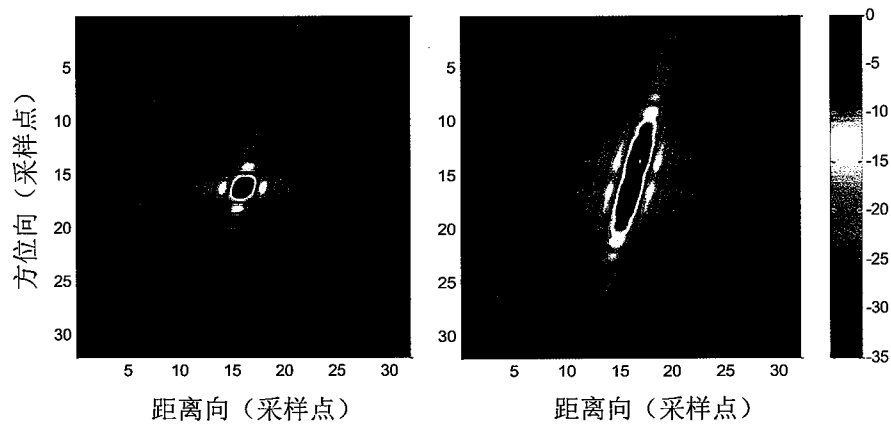


图 4.14 正确聚焦和散焦的点目标图像

Figure 4.14 The corrected focused and unfocused point targets

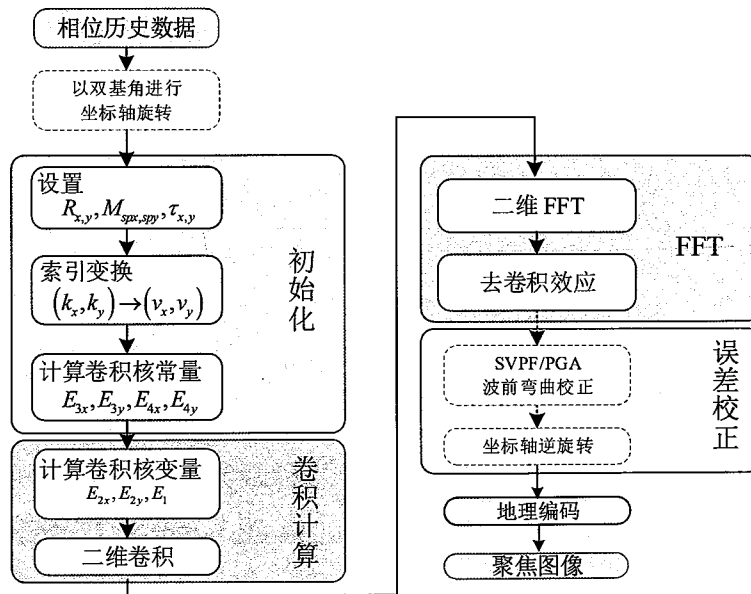


图 4.15 基于二维 FGG-NuFFT 的双基 PFA 成像算法流程

Figure 4.15 The bistatic SAR PFA processing flowchart based on 2D FGG-NuFFT

向残余二次相位导致的。对一般双基 SAR 构型，相位历史域数据的支撑域多是平行四边形，以表4.1系统参数，得到聚焦后的点目标的和散焦图像（取有效成像区域外）如图4.14所示。可见散焦问题发生在距离和方位两个方向。而常规的基于 SVPF 和 PGA^[153] 在方位向进行残余相位补偿。因此，为采用基于 SVPF 或 PGA^[153] 方法实现散焦区域的重新聚焦，需对波数支撑域进行坐标轴旋转，是残余相位误差发生在方位向。综合以上考虑，完善的双基 SAR 极坐标格式成像算法流程见图4.15所示¹。

步骤	复杂度	处理伪代码
初始化	$O(M^2)$	Comment [Input parameter is spatial wavenumber k_x, k_y] Set the oversampling rate R_x, R_y , spreading parameter M_{sp} , M_{spy} , and the Gaussian kernel $\alpha_x = \alpha_y = \alpha$. Scale and shift the spatial wavenumber to $[0, 2\pi] \times [0, 2\pi]$. Compute E_{3x}, E_{4x} . Compute E_{3y}, E_{4y} .
1	$O(2M^2(4M_{sp} + (2M_{sp})^2))$	Comment [Input parameter is the phase history data] do $j = 0, M_x \cdot M_y - 1$ Compute $m = \lceil M_{rx} v_{sj} / 2\pi \rceil, n = \lceil M_{ry} v_{sj} / 2\pi \rceil$ Compute E_{1x}, E_{1y} Compute E_{2x}, E_{2y} $V_0 = \hat{S}(v_{sj}, v_{sk}) \cdot E_{1x} \cdot E_{1y}$ do $l_2 = -M_{spx}, M_{spx} - 1$ $V_1 = V_0 \cdot E_{2y} \cdot E_{3y}$ do $l_1 = -M_{spx}, M_{spx} - 1$ $S(m + l_2, n + l_1) \leftarrow S(m + l_2, n + l_1) + V_1 \cdot E_{2x} \cdot E_{2y}$ End do End do End do
2	$O(2M^2 \log_2 M)$	Comment [Evaluate this Fourier coefficients at uniform grid points by 2D standard FFT] $s_\alpha(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M_x} \sum_{n=0}^{M_y} S_{conv}(2\pi m / M_{rx}, 2\pi n / M_{ry}) e^{-ik_x 2\pi m / M_{rx} - ik_y 2\pi n / M_{ry}}$
3	$O(M^2)$	Comment [Remote the effect of convolution] $s_i(k_x, k_y) \leftarrow s_\alpha(k_x, k_y) \cdot E_{4x} \cdot E_{4y}$

图 4.16 NuFFT 处理流程及分部处理复杂度

Figure 4.16 Processing schedule of NuFFT and corresponding computation complexity

参考文献 [147] 中对 NuFFT 的算法复杂度的介绍，此处对图4.15给出的各模块给出运算量的说明²。对于每个输入点，包含 3 次指数项计算（第二步）， $2 \cdot 2M_{sp} + (2M_{sp})^2$ 次乘法。则总的运算量为

$$O\{M^2 \cdot [2 + 4M_{sp} + (2M_{sp})^2] + M^2 \log_2 M \times 2\} \quad \dots(4.46)$$

最后，在图4.16中给出各步骤的运算复杂度的伪代码。

¹当场景均位于有效成像区域之内时，无需图中的坐标轴旋转和误差补偿模块，故以灰色示之。

²此处不考虑误差补偿模块

4.4.5 点目标仿真示例

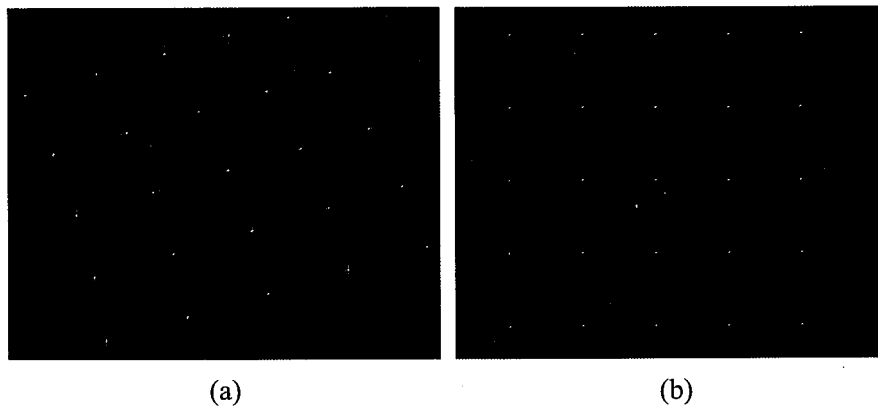


图 4.17 一站固定 BiSAR 点目标仿真结果: (a) 聚焦后得到的图像; (b) 经过几何校正后的图像

Figure 4.17 Point targets focusing results. (a) focused image, (b) image after geo-correction

在这一小节, 利用表4.1给出的参数进行点目标仿真以进行算法验证。在仿真中, 设置了一个由 5×5 个点目标构成的场景, 场景大小为方位向 3km, 距离向 4km, 仿真中用到的卫星轨迹从 XML 中获得, 采用二维 FGG-NuFFT 处理获得的边缘点目标聚焦结果如图4.17所示。

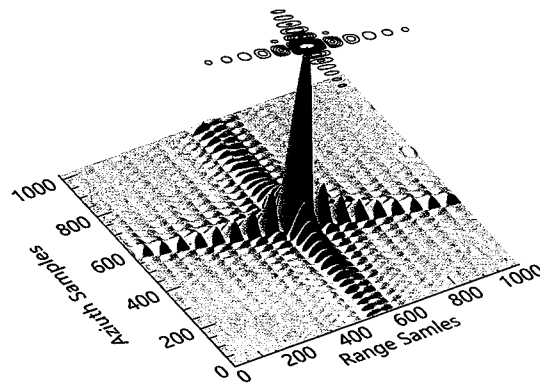


图 4.18 边缘点完全聚焦后的三维图像

Figure 4.18 Three dimensional profile of focused point at edge

从边缘点的聚焦效果可见存在散焦现象, 因此, 在成像时加入了波数域坐标轴的旋转操作, 对初步聚焦后的图像利用 SVPF 校正方位向残余的二次相位误差, 使边缘点重新聚焦。精确聚焦后点目标三维图形与二维剖面结果分别见图4.18和图4.19。从图4.4可知, 地距分辨率从 1.4m 变到 0.6m, 方位向分辨率大致为 0.4m。点目标提取自目标阵列的边缘, 其二维脉冲响应宽度 (IRW) 分别

为 1.56 和 0.96 个分辨单元。按照距离向的过采样率设计, 距离向的分辨率为 $0.378\text{m}/\text{Sample} \times 1.56\text{Sample} = 0.59\text{m}$; 按照方位向 PRF 和卫星速度, 方位向的分辨率为 $0.41\text{m}/\text{Sample} \times 0.96\text{Samples} = 0.39\text{m}$ 。另外, 从峰值旁瓣比和积分旁瓣比看, 聚焦深度足够, 无明显旁瓣不对称和抬高现象。

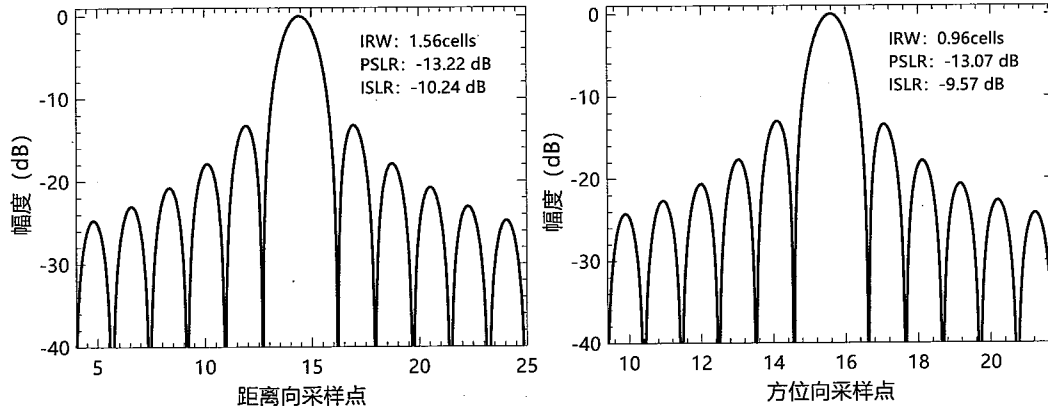


图 4.19 边缘点完全聚焦后的二维剖面图

Figure 4.19 Two dimensional profiles of focused point at edge

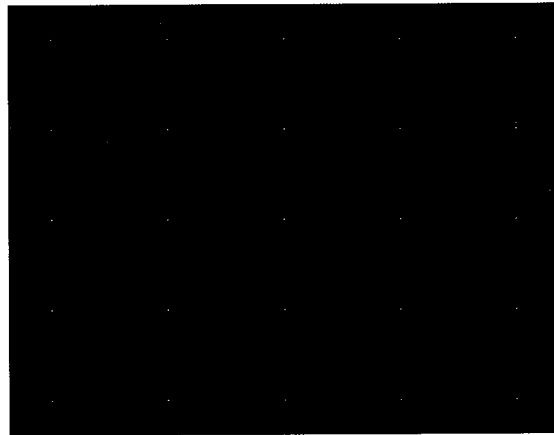


图 4.20 采用 BP 算法聚焦得到的点阵目标

Figure 4.20 Focusing result of the point array using BP algorithm

为进一步证明该算法的有效性, 仿真中还采用了 BP 算法进行点阵目标的聚焦处理, 点目标的聚焦结果如图 4.20 所示。同样的, 对边缘点的聚焦效果, 给出二维剖面图, 如图 4.21 所示。其中, 二维 PSLR 分别为 -13.268 dB(距离), -13.252 dB(方位); ISLR 分别为 -10.31 dB(距离), -10.21 dB(方位)。距离向的 IRW 为 0.588 m, 方位向的分辨率为 0.39m。从分辨率的角度可见基于 NuFFT 的方法可以获得较好的聚焦效果, 且耗时较短。

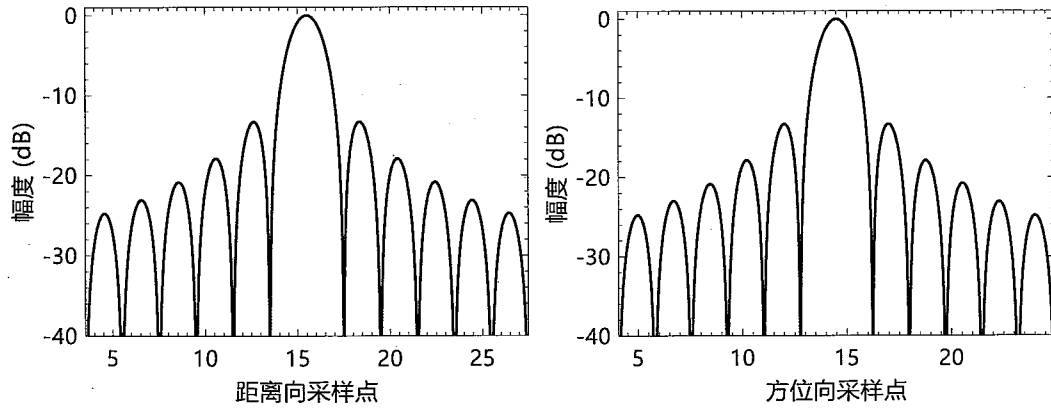


图 4.21 采用 BP 算法聚焦得到的边缘点二维剖面图

Figure 4.21 Two dimensional profiles of focused point at edge

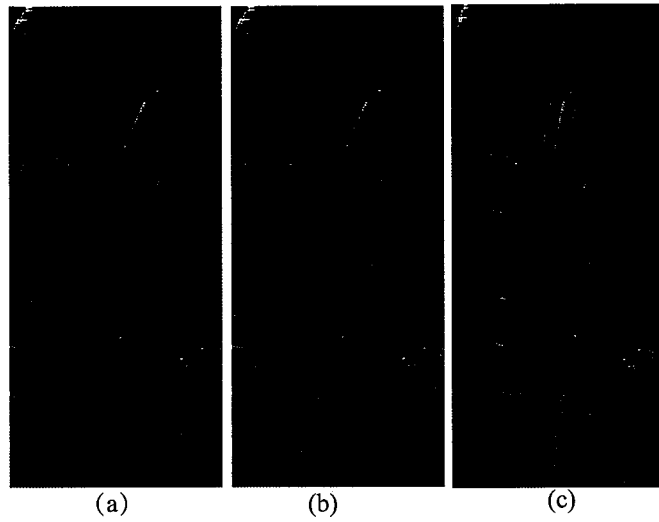


图 4.22 ST 模式 SS-BiSAR 部分区域聚焦结果。(a) 双基 PFA 聚焦得到的图像；(b) BP 聚焦结果；(c) 经过几何校正后的图像

Figure 4.22 Sub-area of the focused scene. (a) Image processed by modified bistatic PFA, (b) Image processed by BP, (c) Geo-located bistatic image

4.4.6 实测数据处理

在这一小节，将给出经过基于二维 FGG-NuFFT 的 PFA 算法处理得到 ST 模式 SS-BiSAR 实测数据图像。图4.22给出了距离向远端的以处高速公路成像结果。从图4.22(a)中可以看出由于几何失真导致图中的道路变弯曲。在图4.22(b)中，由BP处理得到的图像中无弯曲现象。图4.22(c)给出经几何校正后的结果。图4.23给出了经过几何校正后的完整场景的双基 SAR 图像。其中，接收机天线方向图主瓣由图中红色扇形区域 A 给出，由于主瓣区域增益较高，表现为 A 区域的反射强度较高。在黄线标注的 B 区域内，由于建筑物的密度大，多径散射效应叠加，

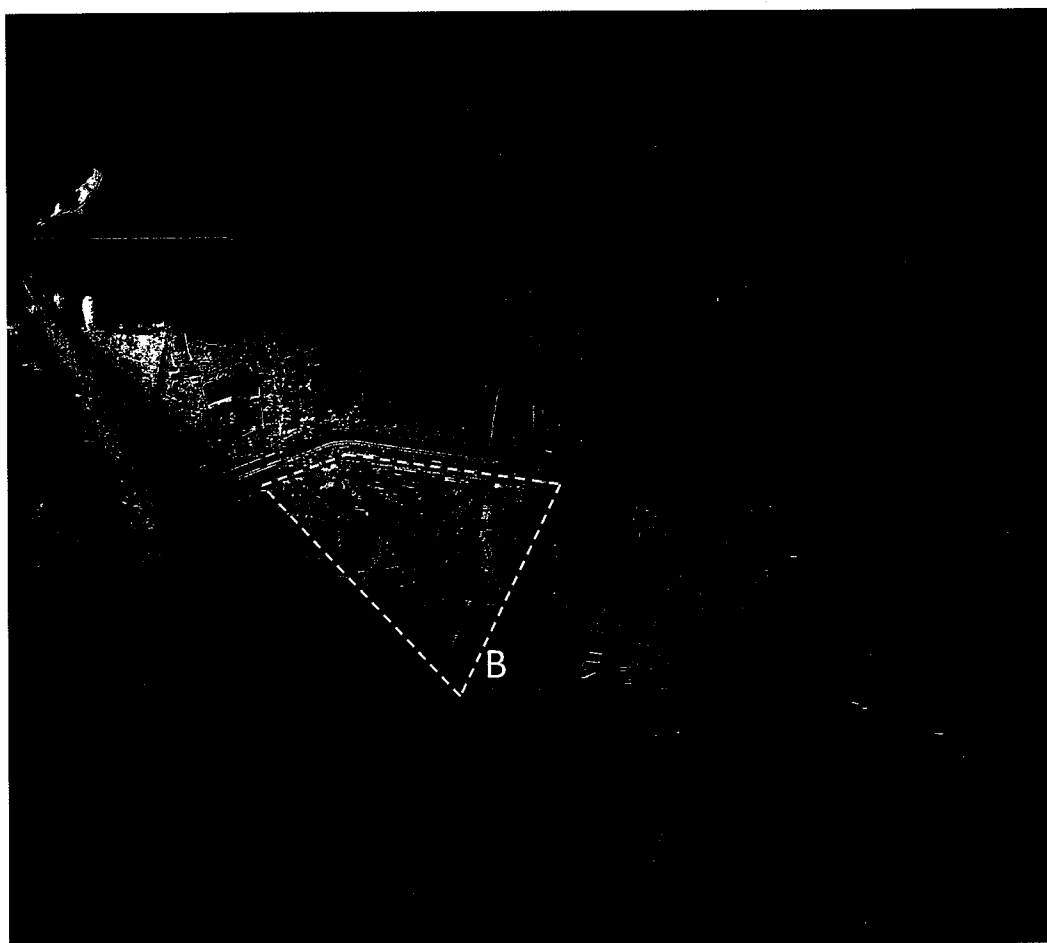


图 4.23 ST 模式 SS-BiSAR 全场景成像结果

Figure 4.23 The geo-located SS-BiSAR image processed by the proposed algorithm.

散射机制较为复杂，影响了 B 区域的目标判读。下文中，将进一步给出单基 SAR 和双基 SAR 图像的对比说明。

图4.24展示了单基 SAR 图像、SS-BiSAR 双基图像中的一处场景及对应的光学图像。受益于 ST 模式的大带宽发射信号，图像中展示了很多的细节信息。在图像信噪比方面，根据第2章双基 SAR 图像的信噪比分析公式 (2.18) 可知，SS-BiSAR 模式固定接收端到目标的距离远小于卫星到目标的距离，因此，双基 SAR 图像的信噪比高于单基 SAR 图像。图中 A 区域和 B 区域的明暗对比佐证了双基 SAR 图像较高的信噪比：图4.24 (b) 中 B 区域中的跑道清晰可见，而图4.24 (a) 中 B 区域则无法辨识出跑道。其次，固定端接收机相对于场景的俯仰角为 4.78° ，场景相对于卫星的平均入射角为 45° 。从而固定端接收机可以接收到更到物体侧面的散射信息，比如双基 SAR 图像中的树木，其体散射强度较高，可以清楚的辨识出来，而在单基 SAR 图像中几乎难以发现。另外，较大入射角也导致了双基 SAR 图像中存在较多的阴影区域。如图中的 C 区域，由于建筑物的遮挡，建

筑物后方的目标被阴影掩盖。

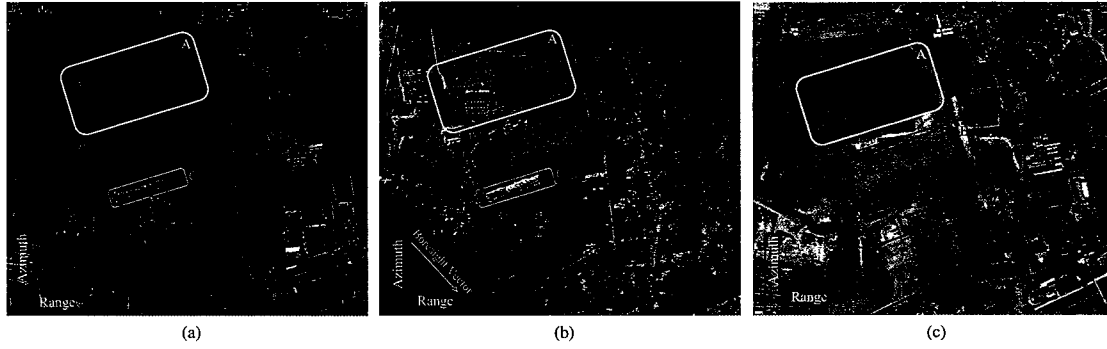


图 4.24 ST 模式单/双基成像对比 (区域 1)。(a) 单基 SAR 图像 (DLR 提供); (b) SS-BiSAR 图像; (c) 光学图像

Figure 4.24 (a) Spaceborne monostatic SAR image. (b) Bistatic ST SAR image processed by the proposed algorithm. (c) Optical image from Google Earth.

另一处能够说明单基 SAR 和双基 SAR 散射特性差异的地区如图 4.25 所示。图中包含一个坡度较小的屋顶，对卫星发射电磁波产生镜面反射效果，故后向散射较强，而对于山上的固定接收机，其反射的能量较弱，接收机只接收到很小一部分散射能量，类似于一个定向的辐射天线，卫星处于其主瓣之内，而固定端的接收机却处于其旁瓣之中，获得的散射能量小，表现在强度图即较为暗淡。

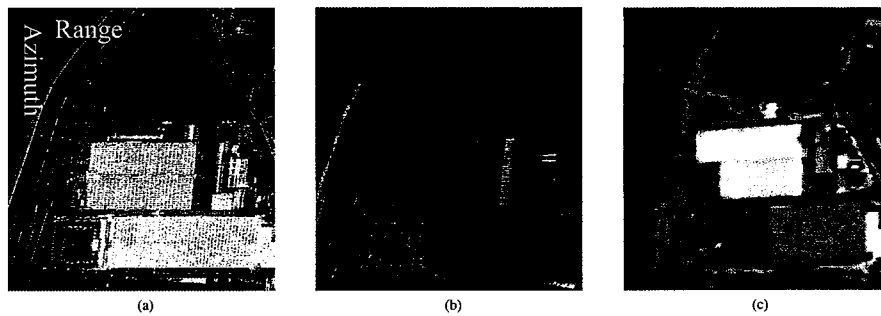


图 4.25 ST 模式单/双基成像对比 (区域 2) (a) 单基 SAR 图像 (DLR 提供); (b) SS-BiSAR 图像; (c) 光学图像

Figure 4.25 (a) Spaceborne monostatic SAR image. (b) Bistatic ST SAR image processed by the proposed algorithm. (c) Optical image from Google Earth.

4.5 本章小结

针对一站固定模式双基 SAR 成像问题，本章首先总结了该模式下的四个主要信号特征，并根据这些特征，介绍了现有的几种一站固定模式 BiSAR 成像算法：

基于二维频域参考函数补偿和分块校正空变性的方法,以及采用距离向 NLCS 校正距离徙动和基于局部变标方程的方位向调频率均衡化处理的 NLCS 方法。针对凝视聚束模式星地 BiSAR 中的方位向频谱混叠、距离徙动大等问题,鉴于传统成像方案对处理该模式数据存在的重重困难,本章引入了双基 SAR 极坐标格式成像方法,推导了一般情况下的双基 SAR PFA 成像算法模型。为提高处理效率,且保证二维分辨率,本文引入二维高斯网格 NuFFT 代替常规 PFA 中的二维插值方法,实现快速高精度成像处理。本章给出了详实的处理流程和实测数据处理结果,并对单/双基 SAR 的散射特征差异进行了分析和对比。

第5章 双基 SAR 快速时域成像处理

5.1 引言

在第2章中,笔者针对单基 SAR 和双基 SAR 的差异从二维分辨率、雷达方程、成像几何等角度给出了说明,阐述了双基 SAR 的“双根式”斜距历程导致无法求得解析二维频谱的现实,介绍了研究者们为了利用频域处理的高效率优势而提出的几种双基 SAR 二维近似频谱表达。然而,双基 SAR 的构型丰富多彩,造成了为某一模式开发的算法在其他模式下无法取得好的处理效果。作为一种“古老”而具有高度适应能力的成像方法,后向投影(backprojection, BP)算法可以完成各个双基 SAR 模式的成像。然而 BP 算法颇高的时间复杂度,限制了 BP 算法在 SAR 处理器中的应用。目前,对 BP 算法的加速处理策略一般有三种:基于“器”,即采用具有强大计算能力的处理器进行算法加速^[58,154-157];基于“理”,即针对 BP 算法中的能量相干累加机理进行简化,从基本原理上降低处理复杂度;“理器结合”,采用高计算能力处理器进一步加速优化的 BP 处理流程。

本章从第三个角度出发,给出双基 SAR 的快速 BP 成像处理算法。本章第一部分概述快速 BP 算法的基本原理以及现有的几种快速 BP 算法方案。接着针对文献[158, 159]中提出的距离向一体化处理的快速分解 BP(Fast Factorized BP, FBP),进一步分析该算法的复杂度、参考点设置、并行性分析等,并将该算法推广到一般的双基 SAR 成像处理中,推导了用于子孔径合成的斜距投影关系,进而通过并行处理比较不同处理策略的时间消耗。

5.2 快速 BP 算法及其在双基 SAR 中的应用概述

5.2.1 快速 BP 算法的基本理论

在第4章中,笔者给出了在最大似然估计框架下场景中的点 $\vec{r}$ 的复散射系数可通过式(5.1)求得

$$P(\vec{r}) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N S(\tau_n, f_m) e^{-j\Phi(\tau_n, f_m, \vec{r})} \quad \dots(5.1)$$

并且得出最大似然框架下全场景成像所需的运算量将达到 $O(N^4)$ 的规模。对式 (5.1) 进行降维处理, 即

$$\begin{aligned} P(\vec{r}) &= \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N S(\tau_n, f_m) e^{j2\pi(f_R + f_m) \frac{\Delta R(\tau_n)}{c}} \\ &= \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N S(\tau_n, f_m) e^{j2\pi \frac{\Delta R(\tau)}{c} f_m} \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta R(\tau)}{\lambda_R}} \end{aligned} \quad \dots(5.2)$$

采用离散傅里叶逆变换, 将信号从距离频域变换到时域,

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M S(\tau_n, f_m) e^{j2\pi \frac{\Delta R(\tau)}{c} f_m} = s_{com} \left(\tau_n, t_m - \frac{\Delta R(\tau)}{c} \right) \quad \dots(5.3)$$

其中 $\frac{c}{f_R} = \lambda_R$ 。从而, 公式 (5.1) 可由两维积分简化为一维积分

$$P(\vec{r}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{com} \left(\tau_n, t_m - \frac{\Delta R(\tau)}{c} \right) e^{j2\pi \frac{\Delta R(\tau)}{\lambda_R}} \quad \dots(5.4)$$

其中 $s_{com} \left(\tau_n, t_m - \frac{\Delta R(\tau)}{c} \right)$ 表示了距离时域中的距离压缩后的信号, 而 $\frac{\Delta R(\tau)}{c}$ 则代表了目标距离向的聚焦位置。公式 (5.4) 即为时域 BP 算法的由来。至此, 将匹配滤波模式下的 $O(N^4)$ 复杂度降低为 $O(N^3)$ 的复杂度。

继续对 BP 的方位向相干累加的过程进行简化即得到一系列的快速 BP 算法。一个朴素的想法为在保证最终成像质量的前提下减少参与后向投影的采样点数量。首先, 从基于 Dechirp 数据的极坐标格式算法入手, 根据图 5.1¹ 可知, dechirp 后的信号带宽为

$$B_{IF} = \frac{2K_r \Delta W}{c} \quad \dots(5.5)$$

从而, 根据 Nyquist 采样定理, 采样率 F_s 应满足

$$F_s > B_{IF} \quad \dots(5.6)$$

因此, 照射幅宽的增加将导致采样率的提升, 即变换域采样间隔的减小。而为了降低带宽, 使得小采样率同样不产生波数域的混叠现象, 便可采取减少场景尺寸的策略。基于这种场景大小和采样率的映射关系, 便可实现公式 5.4 的处理复杂度的下降。文献 [160] 中给出了一种级联分解的思想, 首先将尺寸为 $N \times N$ 的目标图像分成四个大小为 $N/2 \times N/2$ 的子图像, 幅宽下降使得可以对应的降低采样率, 从而对每个子图像可以采用 $N/2$ 个孔径的采样数据进行子图像重构, 将各个子图像合成即得最终全尺寸图像。总的运算量为 $4 \times (N/2)^2 N/2 = N^3/2$ 。

¹ ΔW 表示场景宽度

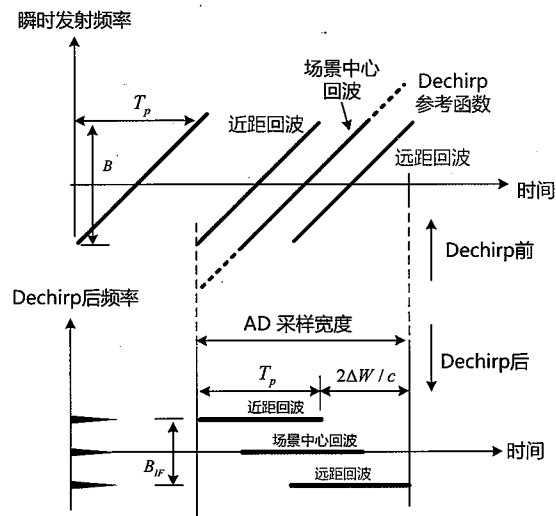


图 5.1 频带宽度和测绘带宽度的关系

Figure 5.1 Relationship between spectrum bandwidth and swath

继续对每个子图像再次进行迭代分解, 那么最终的运算代价即为 $N^2 \log N$ 。文献 [161] 基于极坐标下信号过采样的结论, 提出了快速 BP (Fast backprojection, FBP) 的方法, 在极坐标网格下进行子孔径的成像处理, 通过两级子孔径处理将低复杂度至 $O(N^{2.5})$ 。文献 [162] 将 FBP 中图像域中由于子孔径数据融合实现插值改进为在波数域的子孔径频谱融合, 而子孔径频谱融合可通过傅里叶变换的圆周移位得到。

文献 [163] 通过在极坐标网格下的迭代孔径分解和合成操作, 提出了一般意义上的快速分解 BP 算法 (FFBP)。为进一步简化处理步骤, 文献 [163] 还提出了一种距离向分块的 Block-FFBP, 将图像同样进行多级分解, 在避免极坐标下进行子孔径分解和合成处理的复杂操作的同时, 在每一个图像块可单独进行误差控制。得益于 FFBP 算法的理论奠基, 一些基于 FFBP 的方法和应用被相继提出。如文献 [164] 将 FFBP 应用于超宽带 SAR 成像中 [165–167]。文献 [165] 采用不同于原始 FFBP 的极坐标处理框架, 通过波数分数, 得到准极坐标系下的解析频谱, 且在准极坐标系下相位误差非空变可精确补偿。文献 [166] 等采用频谱压缩方法降低方位像采样率要求, 同时在直角坐标系下进行粗图像重建和融合, 避免了 FFBP 中的图像插值处理。

5.2.2 双基快速 BP 算法概览

在处理双基 SAR 实验数据中, 快速 BP 算法也广泛研究的课题 [161, 168–175]。在 2010 年的 EUSAR 会议中, FFBP 的作者将其扩展到双基 SAR 成像处理中 [168]。

文献 [169] 将 FFBP 应用于星-机双基 SAR 模式，文中以发射机路径设计椭圆距离坐标系和极坐标系。文献 [170–172] 将 FFBP 应用于机载超宽带双基 SAR 模式中。文献 [161] 中极坐标处理思路推广到一般模式下的机载双基 SAR 几何。文献 [173] 提出了一种机载 VHF/UHF、超宽带双基 SAR 快速分解 BP 算法，在椭圆极坐标下完成子图像重建。通过椭圆极坐标系下的子图像采样率设计降低运动误差对图像质量的影响。文献 [174] 将地形信息加入双基 FFBP 成像处理中，完成了 TerraSAR-X/F-SAR 星机双基 SAR 实验。

5.3 基于距离向一体化处理的双基快速 BP 成像

FFBP 在极坐标系进行孔径分解和子孔径合成（参考附录 5.5.1），涉及到直角坐标系和极坐标系的转换，且从子孔径合成公式（5.22）可见，当场景中仅在波束中心位置存在一个散射点时，对该点回波数据的子孔径合成操作是无斜距误差的。而实际接收数据是场景中所有散射点目标的回波的累加，因此，针对以波束中心点为参考点进行的子孔径合成操作是存在斜距误差的，且随着散射点偏离波束中心的距离越远，斜距误差将越大，进而残余相位将会影响目标的聚焦效果。为了控制误差，文献 [163] 给出了一种 FFBP 的实现方法，下文中将对 Block-FFBP 算法的基本思想，距离向一体化处理的 Bulk-FFBP 算法及其在双基中的推广应用进行详细介绍。

5.3.1 Block-FFBP 基本思想与已有改进方法

Block-FFBP，顾名思义，即在孔径分解的同时，根据子孔径的波束中心点进行距离向的分解。这里采用图 5.2 进行示意。8 个方位采样的全孔径进行 3 级分解，每级 2 个采样合成一个新孔径。从而，在第 i 级将形成 $2^i \times 2^i$ 个波束。在 Block-FFBP 中，每个距离块中的波束中心及其斜距、差分斜距均是在直角坐标系下确定的。同一距离块中非波束中心点的斜距是通过波束中心点的斜距和等间隔化的一系列差分斜距通过线性外推得到的。

Block-FFBP 的处理策略存在两个主要的缺点^[158]：

- (1) 距离向分块使得子孔径合成过程需在每一块单独采用插值操作完成，而无法用 FFT 实现快速插值处理；
- (2) 距离向分块导致内存空间波动，降低了处理效率。

针对这两个问题，文献 [158] 提出了称为 Bulk-FFBP 的改进算法，在该算法中采用距离向一体化处理改进策略：设定 K 个距离向锚点，其位置为 $\vec{p}_i, i =$

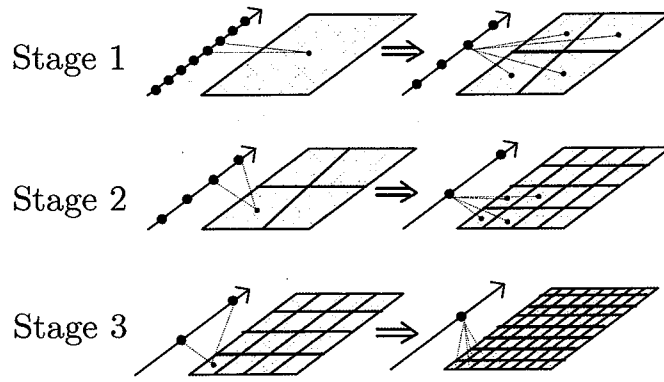


图 5.2 Block-FFBP 孔径分解与子孔径合成示意图

Figure 5.2 Schematic illustration of the FFBP with 8 apertures and 3 factorization stages.

1, 2, ..., K。在整个孔径分解和子孔径合成过程中, 不改变锚点的个数和空间位置。在子孔径合成过程时, 计算锚点与合成前后的孔径之间的斜距历程, 而整个距离向所有点相对于合成前后的各孔径之间的斜距历程则通过插值函数得到, 之后根据公式 (5.22) 得到合成后的新孔径数据。在计算公式 (5.22) 时, 由于距离向数据未进行分块处理, 从而整个距离向数据可采用 FFT 对数据进行升采样代替插值操作, 从而简化了处理步骤, 提升了处理效率。

5.3.1.1 距离向一体化处理快速 BP 在双基成像中的应用

在这一小节, 将 Bulk_FFBP 用于双基 SAR 模式成像处理, 并推导出双基 SAR 模式下的相关公式。为和原算法区别, 此处将双基 SAR 模式下的快速 BP 算法称为 BiBulk-FFBP, 将文献 [158] 提出的单基 SAR 快速 BP 算法称为 MoBulk-FFBP。另外, 在一站固定式 BiSAR 中, 固定端仅提供常量距离偏置而由运动端形成合成孔径, 因此, 孔径分解和合成仅针对运动端即可。

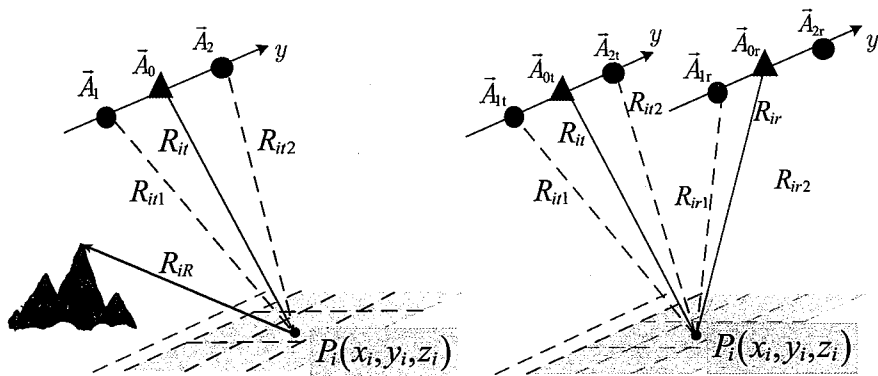


图 5.3 BiSAR 孔径分解和合成示意图

Figure 5.3 Subaperture factorization and summation in BiSAR

图5.3给出了双基 SAR 模式下的孔径分解和合成示意图。此处，假设每级孔径合成系数为 $l = 2$ ， $\vec{p}_i(x_i, y_i, z_i)$ 第 i 个距离向锚点，假设发射机处于运动端。设 R_{it1} 、 R_{it2} 和 R_{it} 分别表示锚点到发射端合成前孔径 $\vec{A}_1(x'_1, y'_1, z'_1)$ 、 $\vec{A}_2(x'_2, y'_2, z'_2)$ ，以及新合成孔径 $\vec{A}_0(x', y', z')$ 的距离历程。针对一站固定 BiSAR 模式，见图5.3左侧，固定端接收机到锚点 $\vec{p}_i$ 的距离为 R_{ir} ，至此，信号由发射端经锚点传输至接收端各孔径的双基距离历程分别为

$$\begin{aligned} R_{iBm} &= R_{itm} + R_{ir} = |\vec{p}_i - \vec{A}_m| + |\vec{p}_i - \vec{r}_s|, \quad m = 1, \dots, l \\ R_{iB} &= R_{it} + R_{ir} = |\vec{p}_i - \vec{A}_0| + |\vec{p}_i - \vec{r}_s| \end{aligned} \quad \dots(5.7)$$

采用插核函数，如三次样条插值，建立起各点到合成操作前后的子孔径之间距离历程映射关系。设插值核函数为 $h(\cdot)$ ，满足

$$h(R_{iB}) = R_{iBm}; \quad i = 1, 2, \dots, K; \quad m = 1, \dots, l \quad \dots(5.8)$$

将等间隔离散化的距离历程表达为连续的形式 $h(R_B)$ ，从而根据子孔径合成公式 (5.22) 可得到合成后的数据为

$$s(t) = \sum_{m=1}^l s_{com} \left(t - \frac{h(R_B)}{c} \right) \exp \left\{ j2\pi f_R \left(\frac{h(R_B)}{c} - t \right) \right\}, \quad \dots(5.9)$$

由于整体的距离向数据无截断分块操作，那么公式 (5.9) 便可采用傅里叶变换在频域补充零值采样点，实现在时域的升采样，代替采用插值函数进行的插值处理。进而将 MoBulk-FFBP 推广到一站固定 BiSAR 模式。

对于一般构型的双基 SAR，见图5.3右侧，距离历程由锚点到发射机和接收机两项构成，此时，只需改写公式 (5.7) 为

$$\begin{aligned} R_{iBm} &= R_{itm} + R_{irm} = |\vec{p}_i - \vec{A}_{mt}| + |\vec{p}_i - \vec{A}_{mr}|, \quad m = 1, \dots, l \\ R_{iB} &= R_{it} + R_{ir} = |\vec{p}_i - \vec{A}_{0t}| + |\vec{p}_i - \vec{A}_{0r}| \end{aligned} \quad \dots(5.10)$$

仍可采用公式 (5.8) 和公式 (5.9) 完成锚点到合成前后各个孔径距离历程间的映射，以及子孔径的合成处理。另外，对于无沿航迹基线的“平飞”方位移不变 BiSAR 模式，上述插值过程可以进行化简操作。此时， $(y_i - y'_{0t})^2 = (y_i - y'_{0r})^2$ 且 $(z_i - z'_{0t})^2 = (z_i - z'_{0r})^2$ ，令

$$a = (y_i - y'_{0t})^2 + (z_i - z'_{0t})^2 \quad \dots(5.11)$$

可以将锚点到合成孔径的距离历程写为

$$R_{iB} = \sqrt{(x_i - x_1)^2 + a} + \sqrt{(x_i - x_2)^2 + a} \quad \dots(5.12)$$

从公式 (5.12) 反解 x_i 可以得到

$$x_i = \frac{b(x'_{0t} + x'_{0r}) - R_{iB}\sqrt{b(4a+b)}}{2b} \quad \dots(5.13)$$

其中 $b = (x'_{0t} - x'_{0r})^2 - R_{iB}^2$ 。将 x_i 的解析表达式代入公式 (5.10) 即可求得解析解 $R_{iBm}(R_{iB})$ ，同样将离散的表达连续化，可得到解析的子孔径合成公式，

$$s(t) = \sum_{m=1}^l s_{com} \left(t - \frac{h(R_{Bm}(t \cdot c))}{c} \right) \exp \left\{ j2\pi f_R \left(\frac{R_{Bm}(t \cdot c)}{c} - t \right) \right\} \quad \dots(5.14)$$

这时，锚点的作用就被淡化了，不再需要在方位向设立锚点而直接通过解析的映射表达式亦可完成子孔径的合成处理。继续对公式 (5.13) 进行简化，将收发平台置于一处，构成单基 SAR 系统，那么 $x'_{0t} = x'_{0r}$ ，从而 b 简化为 $b = -R_{iB}^2$ ，此时的 R_{iB} 便是单基 SAR 模式中的双程斜距历程。而 x_i 简化为

$$\begin{aligned} x_i &= \frac{b(x'_{0t} + x'_{0r}) - R_{iB}\sqrt{b(4a+b)}}{2b} \\ &= \frac{-R_{iB}^2 \cdot 2x'_{0t} - R_{iB}\sqrt{-R_{iB}^2(4a - R_{iB}^2)}}{-2R_{iB}^2} \\ &= \frac{2x'_{0t} + \sqrt{R_{iB}^2 - 4a}}{2} \end{aligned} \quad \dots(5.15)$$

其中， a 的定义不变。将公式 (5.15) 代入式 (5.10) 即可得到锚点到合成前后各孔径的斜距历程间映射关系的解析表达式。因此，对于沿直线飞行的单基 SAR 构型，仍可以采用公式 (5.14) 进行子孔径的合成操作。因此，该算法是一种单基 SAR 和双基 SAR 的通用化快速 BP 处理方法。

至此，双基模式下的 BiBulk-FFBP 算法便推导完成了。在这一小节的最后，透过繁杂的公式对上文做个简答的总结。首先给出 BiBulk-FFBP 的整个处理流程，如图5.4所示。首先，对 BiSAR 数据进行距离向压缩，之后，根据具体的成像模式设置锚点数量、位置、孔径分解级数和每一级参与合成的子孔径数量；通过插值或解析表达式计算相邻两级之间的距离时间历程之间的依赖关系，之后通过全距离向的 FFT 进行升采样和子孔径合成。为进一步加快聚焦的速度，对经过多级分解和子孔径合成后的数据采用多线程的方式通过 BP 进行聚焦处理，获得最终的聚焦 BiSAR 图像。

5.3.2 BiBulk-FFBP 算法分析

上文中给出了双基算法的详细推导说明，在这一小节将给出算法的相关细节的分析。首先，从整体运算量的角度给出算法的复杂度分析。之后，从可并行性的角度给出算法的并行加速处理方法；最后，就算法中参考点的数值从数值仿真的角度给出说明。

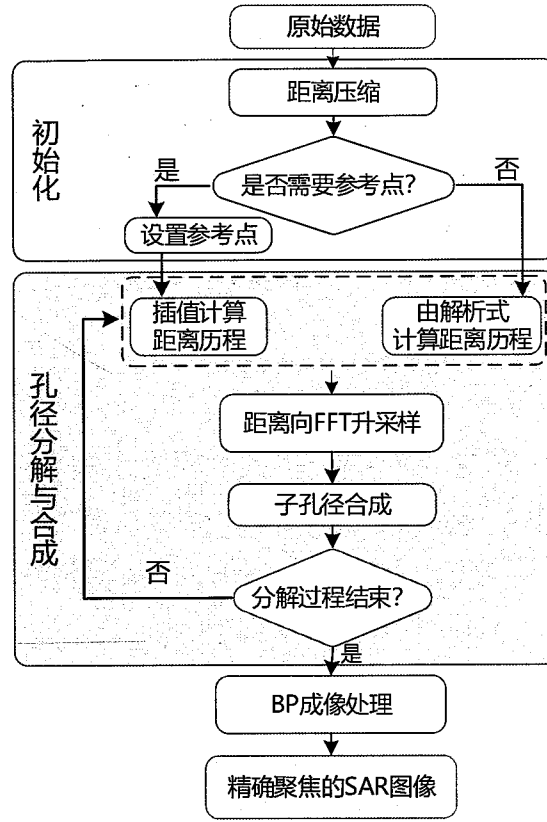


图 5.4 BiBulk-FFBP 处理流程图

Figure 5.4 Processing flowchart of BiBulk-FFBP

5.3.2.1 算法复杂度分析

假设合成孔径长度为 L ，数据矩阵维度为 $N(Az) \times M(Rg)^2$ 。在孔径分解和合成过程中，假设将全孔径进行 K 次分解，每级参与合成一个新孔径的子孔径的个数为 l_i , $i = 1, 2, \dots, K$ ，从而 L 可以表达为

$$L = l_1 \times l_2 \times l_3 \times \dots \times l_K \quad \dots(5.16)$$

为简化分析，通常每级参与合成一个新孔径的子孔径的个数是相同的，即 $l_i = n$, $i = 1, 2, \dots, K$ 。从而，总的孔径为 $L = n^K$ 且 $K = \log_n N$ 。设距离向的锚点个数为 Q ，每级参与孔径分解与子孔径合成的锚点数量是固定不变的。总的孔径采样点数和方位向数据点数相同，即 $L = N$ 。

在第一级子孔径合成中，总的孔径分成 N/n 个小孔径，每个新的孔径由 n 个孔径采样点合成。为了当前孔径与合成前各孔径间的距离历程关系，这里采用一个高效的三次样条插值算法^[176]进行公式 (5.8) 的插值处理。三次样条插值的

² Az 表示方位向, Rg 表示距离向

效率较高, 其中生成样条所需的运算量为 $O(Q)$, 在单个点处计算得到估计值所需的运算量为 $O(\log(Q))$, 因此, 完成这一级的斜距历程的插值处理需要的运算量为

$$\frac{N}{n} \times n(Q + M \log Q) \quad \dots(5.17)$$

接着, 对数据的插值操作通过傅里叶变换实现, 用于进行傅里叶变换和逆傅里叶变换的运算复杂度为

$$\frac{N}{n} \times n(M \log M + \alpha M \log \alpha M) \quad \dots(5.18)$$

其中, α 表示升采样的倍数。在第一级分解得到的波束数量为 n , 则波束形成需要的总的运算量为

$$\frac{N}{n} \times n \times (nM) \quad \dots(5.19)$$

其中, $\frac{N}{n}$ 为子孔径数量, n 为每个子孔径的方位向采样点数, nM 为每个波束的采样点数。

公式 (5.19) 可以简化为 nmN 。基于第一级分解, 第二级分解将会得到 N/n^2 个新的波束。因为距离向锚点的数量不变, 且上一次处理未改变距离向数据的采样点数, 距离历程插值和升采样所需的运算量不变, 而合成新的波束所需的运算量变为

$$\frac{N}{n^2} \times n \times (n^2 M) = nMN \quad \dots(5.20)$$

从公式 (5.20) 可见, 每级合成新的波束需要的运算量是相同的。综合以上讨论可得总的运算复杂度为

$$[N(Q + M \log Q + M \log M + \alpha M \log \alpha M) + nMN] \times \log_n N \quad \dots(5.21)$$

5.3.2.2 并行性分析

从图5.4给出的处理流程可见, 孔径分解和子孔径合成是迭代完成的。但是, 距离向的数据确实按照整体进行处理的插值处理的, 在每一级的子孔径合成过程中, 这种插值处理是采用傅里叶变换完成的。在同一级孔径分解过程中, 每个子孔径的合成操作是独立进行的, 没有先后顺序, 因此, 在每级孔径分解的内部均可采用并行化执行方式。此外, 在完成孔径分解和子孔径合成后, 后续的 BP 处理可以完全采用并行计算方案, 如采用通用高性能图像处理器 (GPGPU)^[177], 或者多线程 CPU 技术。

5.3.2.3 距离向锚点的设置

作为该算法的一个重要概念，距离向锚点的引入降低了算法的复杂度，同时保证了距离向各点到孔径合成前后的各个孔径的距离历程映射关系的准确性。因此，有必要分析距离向锚点的选择。在 Block-FFBP 算法中，各点斜距计算的精度是由插值决定的，而在本算法中，斜距计算的精度是由公式 (5.8) 决定的。为了评估所设定的距离向锚点的数量对距离历程计算误差的影响，分别考察不同的测绘大宽和锚点数量对斜距误差的影响，并和直接计算得到的精确距离历程进行对比。

在仿真中，采用“平飞”方位移不变 BiSAR 模式，平台高度为 8km，子孔径间隔为 400m，收发平台的间距为 500m，采用三次样条插值计算斜距。在每次仿真中，锚点的数量为 4 到 64 个等间隔分布在测绘带上。首先，考虑不同距离向测绘带宽度的影响。在距离向设置 3000 个点。图 5.5(a) 和 (b) 分别表示了在不同距离向和方位向幅宽条件下的距离计算误差随着锚点数量的变化。从图中易见，由于插值精度足够高，使得距离计算误差较小。从而，在成像处理中，锚点数量的限制较小。三次样条插值中，由于产生样条最小需要四个采样点，因此，最小的距离向锚点数量为 4。

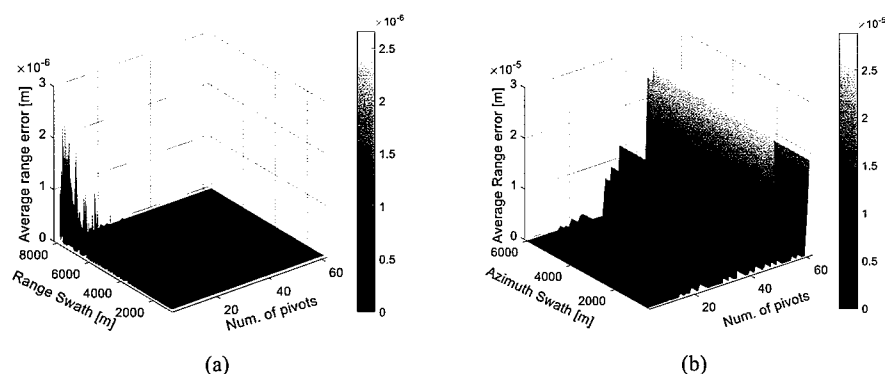


图 5.5 不同数量的锚点对斜距计算误差的影响 (a) 不同的距离向宽度; (b) 不同的方位向场景宽度

Figure 5.5 Simulation of slant range error caused by different numbers of pivots and (a) range swaths and (b) azimuth swath.

5.3.3 仿真与实测数据成像

5.3.3.1 MoBulk-FFBP 分布式目标仿真与实测数据处理

在这一节，经分别采用点目标仿真和实测数据成像验证算法的精度和处理效率。由于算法具有可并行性，因此，本节也将给出关于不同并行处理策略的横向

表 5.1 快速 BP 算法仿真参数

Table 5.1 Simulation parameters of fast BP

参数	数值
波长 (λ)	0.031 m
信号带宽 (B_r)	400MHz
PRF	160 Hz
入射角 (θ_{Tx})	45°
方位扫描角 (θ_a)	$\pm 1.62^\circ$
速度 (v_r)	120m/s
平台高度 (H_t)	80000 m
BiSAR 模式基线 (B_r)	500 m

比较。对于方位移不变 BiSAR 模式，采用仿真的 BiSAR 数据进行处理验证，对于一站固定 BiSAR 模式，采用第4章中的 ST 模式 SS-BiSAR 实测数据进行算法验证。由于 MoBulk-FFBP 的点目标仿真验证已在文献 [158, 159] 中给出，此处不在重复。而只给出场景目标的仿真和实际机载高分辨率聚束 SAR 数据成像结果，并针对处理细节给出说明。

首先给出面目标的仿真结果，为利于仿真结果的评估，选择带有水体和陆地的场景进行分布式目标的仿真。仿真所用参数见表格5.1。图5.6给出了针对仿真的面目标回波，采用不同的算法处理得到聚焦图像。其中，图5.6 (a) 到 (e) 分别为传统的 BP 算法、MoBulk-FFBP、基础的 FFBP、Block-FFBP 和 BiBulk-FFBP 的聚焦结果。各图中的红色框用于对比不同算法对分布式目标的聚焦效果，子图像 (a) 到 (e) 中的红色框中中的图像均被放大显示在图5.6的右下角。对比各图可知，由于 Block-FFBP 在距离块内的相位误差较大，使得其聚焦效果弱于其他处理算法；计算各图中的绿色选框区域的信噪比分别为：22.83dB、22.78dB、22.46dB 和 22.61dB，尽管各图的信噪比接近，但改进后的算法在信噪比对比意义上的结果更优。

此处，将单基模式下的 MoBulk-FFBP 应用于机载实测数据处理。该数据来源于 2016 年 6 月的机载聚束 SAR 飞行试验，信号带宽 1200MHz，载频为 9.6GHz，机载平台飞行高度为 7500m，平台的实时位置和姿态信息由机载 GPS 和惯性导航装置 INS 提供。首先，采用交叉相关法计算回波的多普勒中心频率，进而初步估计等效速度；然后，利用 GPS 和管道测量的东、北、天向速度进行回波数据的运动补偿，将飞行轨迹校正为一条直线；完成运动补偿之后，再次估计等效速度，

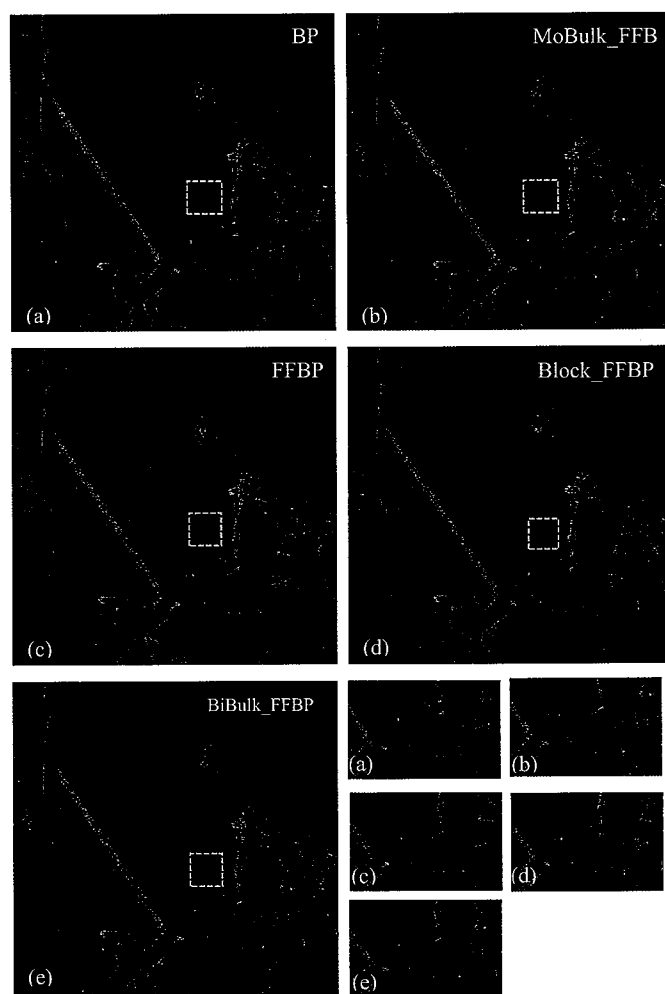


图 5.6 采用不同算法对分布式仿真目标的聚焦结果: (a) 到 (e) 分别为传统的 BP 算法、MoBulk-FFBP、基础的 FFBP、Block-FFBP 和 BiBulk-FFBP 的聚焦结果

Figure 5.6 Focusing results of the synthesized distributed scene. Processing result with (a) BP, (b) MoBulk-FFBP, (c) FFBP, (d) Block-FFBP and (e) BiBulk-FFBP for azimuth-invariant bistatic SAR geometry.

根据初始点的 GPS 信息和新的等效速度, 拟合一条直线飞行轨迹; 选择场景平均高度作为聚焦平面, 按照图 5.4 给出的算法处理流程。在孔径分解和子孔径合成过程中, 在傅里叶变换完成升采样处理后, 采用并行机制 OpenMP 对子孔径合成公式 (5.9) 进行按照新的波束数并行完成。图 5.7 展示了算法处理结果。参与成像处理的总的方位向孔径采样点数为 24576, 程序设计中设定 4 级孔径分解, 每一级相邻 4 各孔径合成一个新的孔径, 即 $24576 = 4^4 \times 96$, 从而, 经过分解, 将总的方位向孔径分解为 96 个子孔径, 每个子孔径由原来的 256 个孔径经 4 级合成。图 5.7(a) 为实际成像结果, 可见机载 SAR 系统较高的图像信噪比, 使得图中的植被、道路清晰可见。另外, 较大的入射角使得图中的阴影较为明显。通过与

图5.7(b) 中的光学图像对比可见 SAR 图像聚焦效果较好。

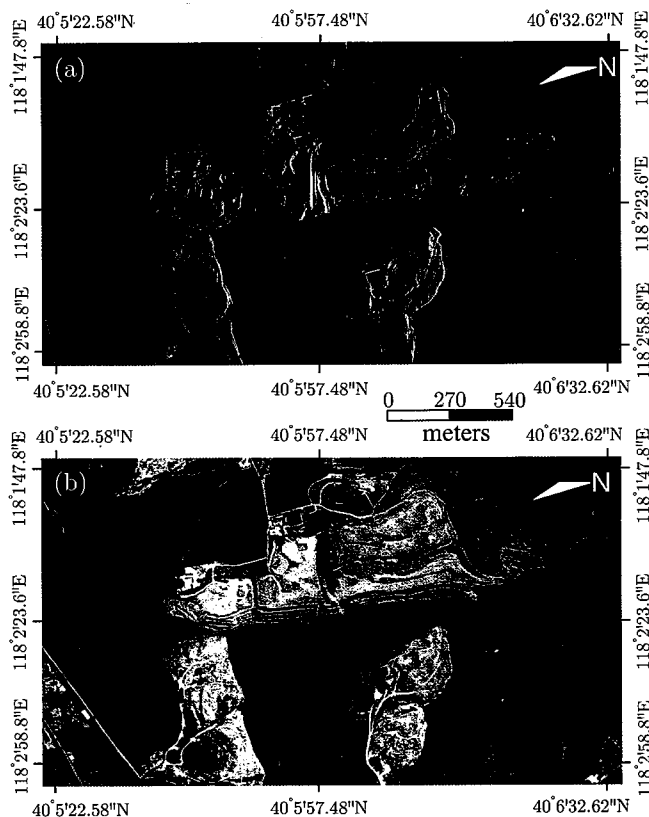


图 5.7 采用 MoBulk-FFBP 处理得到高分辨率机载聚束 SAR 图像

Figure 5.7 Monostatic spotlight image processed using MoBulk-FFBP. (a) The monostatic spotlight image; (b) the optical image of the imaging area from Google Earth

5.3.3.2 BiBulk-FFBP 仿真与实测数据处理

为验证算法在 BiSAR 模式中的聚焦能力, 首先对方位移不变模式 BiSAR 进行了面目标的仿真, 仿真所用参数见表格 5.1, 成像结果已展示于图 5.6(e), 仿真采用了根据公式 (5.13) 的解析表达式计算距离投影关系, 同样采用 4 级分解, 每级均将相邻 4 个孔径合成新的孔径。通过和图 5.6(b) 中单基 SAR 的成像效果对比, 可见对方位移不变模式 BiSAR 的良好聚焦效果。

针对一站固定模式, 首先进行点目标的仿真试验。此处将所提算法和文献 [64] 提出的快速 BP 算法³的成像效果进行对比。仿真所用参数如表 5.2 所示。图 5.8 给出了经由 SFBP 算法和 BiBulk-FFBP 算法处理得到的点目标仿真结果。为对成像质量进行评估, 这里给出两图中左上角的点目标的二维图像, 如图 5.9 所示。点目标的二维压缩水平也在图中分别做了标注。通过对比, 两种方法在距离向的表现

³简记为 SFBP, 此处仅给出处理结果, 具体算法分析见第 4.4.2

表 5.2 一站固定模式 BiSAR 系统仿真参数

Table 5.2 Spaceborne/stationary bistatic SAR simulation parameters

参数	数值
载频 (GHz)	9.6
带宽 (MHz)	150
采样率 (MHz)	180
PRF (Hz)	8000
合成孔径时间 (s)	1.27
发射机孔径中心 (km)	(0, 400, 692.8203)
同步接收机位置 (m)	(0, 0, 533)
回波接收机位置 (m)	(0, 0, 533)
待评估点目标位置 (m)	(-320, -9216, 0)

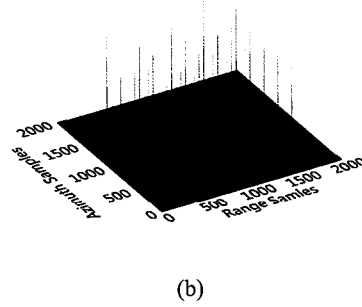
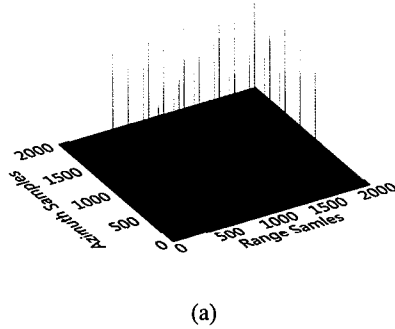


图 5.8 采用 BiBulk-FFBP (a) 和 SFBP (b) 聚焦得到点目标阵列

Figure 5.8 Focusing result of point targets. The result is processed with (a) BiBulk-FFBP and (b) SFBP

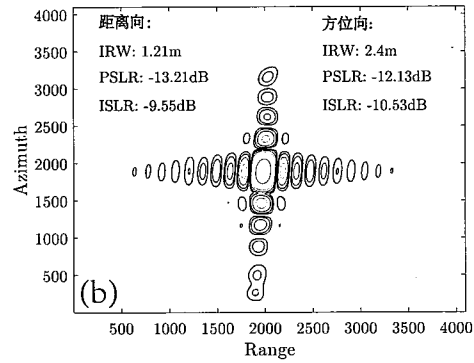
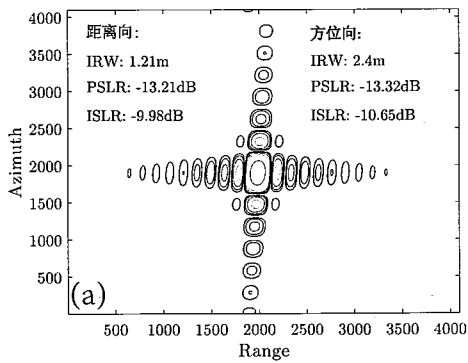


图 5.9 采用 BiBulk-FFBP 和 SFBP 算法得到的点目标的二维图像

Figure 5.9 Extended target contours. The result is processed with (a) BiBulk-FFBP and (b) SFBP

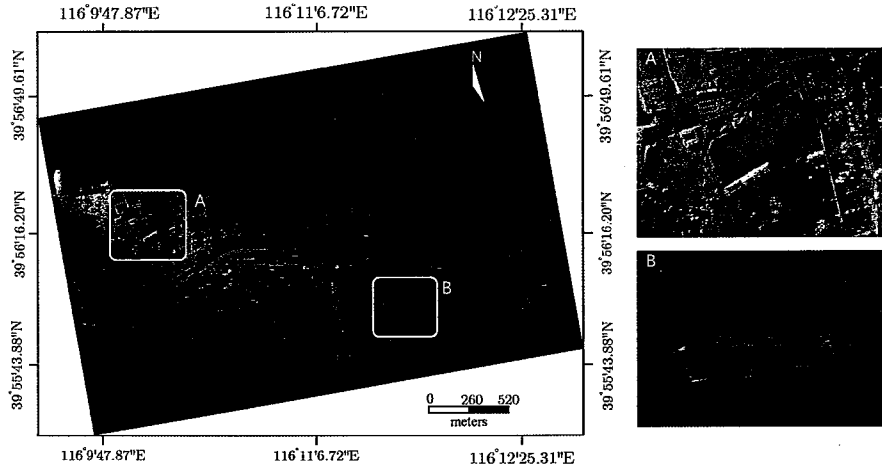


图 5.10 经过地理编码的 ST 模式 SSBiSAR 数据聚焦结果

Figure 5.10 The SS-BiSAR image processed by the proposed algorithm. Area A and B are used for demonstrating the focusing performance

相当，而在方位向上，BiBulk-FFBP 的表现更优，因为 SFBP 的固定网格会使得不同的点压缩质量出现差异。

在本小节最后给出第4章中 ST 模式星地一站固定式 BiSAR 数据的处理。同样首先采用第4章中给出的同步和相位误差校正方法进行数据预处理，之后，采用 BiBulk-FFBP 进行成像处理。图5.10给出了经过地理编码的处理结果。本次程序设计中，采用了 4 级孔径分解，每级中相邻的 4 个孔径合成一个新的孔径。图5.10右侧给出了场景中两处区域的放大图像，其中的 A 区域接近接收机，总体信噪比较高，B 区域为一处建筑工地，红色虚线框标注了两处吊塔设备的塔臂，而这在单基 SAR 图像中是无法分辨出来的。可见单双基 SAR 在目标识别方面的互补性。

除了验证算法的聚焦效果之外，算法的可并行性也在验证之列。图5.11给出了不同并行环境⁴下的成像处理耗时。孔径分解和子孔径合成、后续的 BP 处理分别采用多线程（MT）或单线程处理，原始数据点数为 1536M 采样点，图像有 144M 个网格点，三种不同的处理方式的总耗时分别为 203.6min, 306min 和 400.405 min，可见采用多线程操作处理对成像处理的加速作用。

⁴本次试验在一台 4 核 8 线程的 CPU 上执行

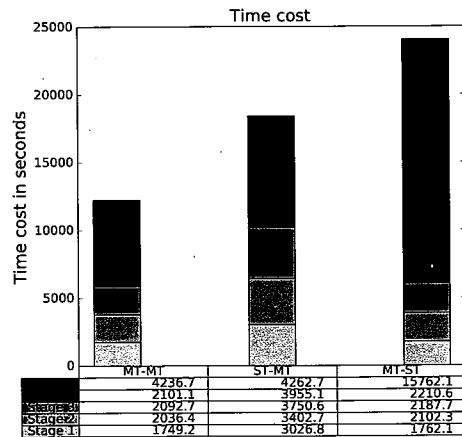


图 5.11 不同并行环境的成像处理耗时。分别对孔径分解和后续 BP 采用不同的并行设置 (MT 表示多线程, ST 表示单线程)

Figure 5.11 Time cost of BiBulk-FFBP in different executing environments. Stages 1-4 represent the factorization step, and Stage 5 is the subsequent focusing with BP. (MT: multi-thread; ST: single-thread).

5.4 本章小结

本章针对双基 SAR 快速时域成像算法, 本章承接于第四章中双基 SAR 聚焦的匹配滤波方案, 推导出常规 SAR 聚焦的 BP 算法, 接着从测绘带宽和时域采样点之间的关系继续对 BP 算法的相干累加过程进行简化处理, 回顾了现有的几种快速 BP 成像算法。接着介绍了 Block-FFBP 算法的基本原理和算法存在的问题, 并以简洁的文字描述了距离向一体化处理快速分解 BP 算法。对于该算法, 本文进一步分析了该方法中的几个重要特征, 包括锚点的选择、运算复杂度、实际数据处理的基本思路等。在 5.3 节, 推导了双基 SAR 方位向信号子孔径合成时目标到合成前后子孔径间的解析距离历程投影关系, 得到了一般的双基 SAR 距离向一体化处理快速分解 BP, 分别针对一站固定模式双基 SAR 和常规模式的双基 SAR 给出了具体的处理细节。最后, 通过分布式目标仿真和实测数据处理验证了算法的有效性, 并给出了不同的并行处理方法的加速性能。

5.5 附录

5.5.1 子孔径合成的基本原理

从 BP 算法的原始公式 5.4 可以得出, 准确重建目标散射复散射系数需要全孔径距离压缩后的数据进行相干累加。图 5.12 以相邻两个孔径合成一个新的孔径,

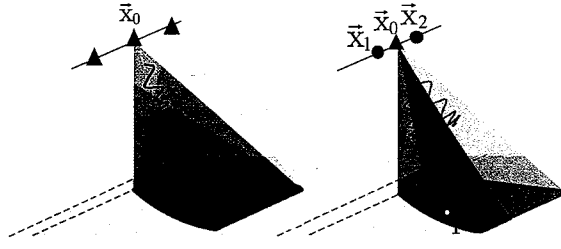


图 5.12 子孔径融合示意

Figure 5.12 subaperture summation

其中 $\vec{x}_0$ 表示新合成孔径的位置矢量, $\vec{x}_1$ 和 $\vec{x}_2$ 表示合成之前的两个孔径的位置矢量。 $\vec{p}$ 表示新合成孔径的波束中心点。这里给出一般性的子孔径合成方案: 假设有 m 个孔径参与子孔径融合, 则对 $\vec{p}$ 点而言, 其对应的信号为

$$s(\vec{x}, \vec{p}; t) = \sum_{i=1}^m s_{com}(\vec{x}_i, \vec{p}; t - \Delta R_i/c) \exp\{-j2\pi f_R \Delta R_i/c\}, \quad \dots(5.22)$$

其中, ΔR_i 表示合成前各孔径和新孔径到波束中心 $\vec{p}$ 的差分斜距历程, 即 $\Delta R_i = \|\vec{x}_i - \vec{p}\|$ 。

对比公式 (5.22) 和 (5.4), 可发现公式 (5.22) 即为当方位向采样点数为 m 时的对位于 $\vec{p}$ 点目标的 BP 成像处理。换言之, 通过子孔径合成方位向采样点数下降为原来的 $\frac{1}{m}$, 且在图像域已通过子孔径的合成完成部分能量的相干累加, 从频带的角度看即为频带的融合。从而, 通过子孔径的合成保证了在 PRF 降低、成像场景减小的同时, 场景中每个点均不会产生混叠现象。图5.12即为两个孔径参与子孔径合成, 等效获得两个无混叠的子波束覆盖区。

第6章 总结与展望

6.1 工作内容总结

双基 SAR 系统构型的多样性、平台搭配的灵活性使其具备广阔的应用前景,得到了 SAR 领域越来越多研究者的重视,也必将在诸如高精度地形高程模型获取、三维成像、海洋研究、高分宽幅成像、冰川运动监测、极化干涉等领域将发挥出重要作用。然而系统的灵活性也是一把双刃剑,各种各样的双基 SAR 成像模式也增加了信号特性的复杂度。为了实现更加高精度、高高精度的双基 SAR 信号处理,需要解决系统中的距离历程的复杂性和参数的空变性两大问题。本文针对星载双基多通道 SAR 系统成像和凝视聚束模式双基 SAR,开展研究工作,这里将文中的主要工作和创新点进行梳理如下:

- (1) 细致分析双基 SAR 系统的独特性,对已有成像算法和模型给出清晰的归纳和总结。

双基 SAR 信号特征具有较强的空变属性。本文从等距离和等多普勒面梯度角度,以一种高低轨星载双基 SAR 系统例子为辅助,展示双基 SAR 二维分辨率及 NESZ 等方面的空变性。双基 SAR 中的 DSR 距离历程决定了无法通过常规方法求得双基 SAR 二维解析频谱。研究者们另辟蹊径,采用不同的近似条件,得到了多种频谱模型。本文系统性的梳理了几种典型的双基 SAR 频谱模型和基于已有模型的频域成像算法,并总结了每种算法的主要思想和处理方法。

- (2) 双基 SAR 方位多通道系统特征分析和信号重构。

本文从双基距离历程出发,构建了一般的双基多通道 SAR 方位向信号回波模型。经推导发现,双基 SAR 方位多通道系统的方位向响应函数可通过一个固定的相位偏置和时间偏移从单通道模式下的方位向脉冲响应演变而来。与传统单基 SAR 不同之处在于单基 SAR 方位多通道信号相当于在位于 Δx_i 位置处的等效相位中心处获得,双基 SAR 多通道系统接收端的等效相位中心决定于目标到收发端的最近斜距之比。采用经典的滤波器组重构算法,重构后的双基 SAR 方位向信号压缩正常,无假目标出现,验证了该方法在双基 SAR 方位多通道系统中的适用性。

- (3) L 波段星载宽幅双基 SAR 的频域成像算法研究和分析。

TanDEM-X/TerraSAR-X 星载双基 SAR 系统以其卓越的性能验证了其双基成像处理的有效性, 本文参考其数据处理方案, 给出了基于等效单基成像几何的 NLCS 算法在星载双基 SAR 成像处理的主要流程, 描述了等效单基几何中三个参数, 并针对这些等效参数在双基成像处理中的应用给出了说明。其次, 启发于单基 SAR 中一种保相成像算法 PRA, 在 ELBF 双基二维频谱基础上, 给出了双基 SAR 的 GPRA 版本, 推导出距离向一致处理、残余 RCM 项以及方位压缩滤波器, 并指出由 RD 域变换到二维时域时用到的 ISFT 方法。对于两种方案, 采用过星载 L 波段双基 SAR 系统 50km 幅宽条件下的点目标仿真, 从聚焦性能和相位误差的角度验证算法的有效性。

(4) 凝视聚束模式星地双基 SAR 的高精度成像。

经过对几何特征的分析, 本文先行给出了一站固定模式双基 SAR 成像处理的四个方面的认识, 并以此归纳了现有的部分成像处理方案。针对凝视聚束模式中的轨道弯曲、大气传输误差、同步误差、多普勒混叠等一系列问题, 本文引入了双基 SAR 极坐标格式成像方法, 从单/双基 SAR 统一的视角推导了一般情况下的 PFA 成像算法。在进行极坐标网格数据转化和聚焦时, 引入二维高斯网格 NuFFT 取代常规 PFA 中的二维插值, 实现快速高精度成像处理。给出了详实的处理流程和点目标以及实测数据处理结果, 并对单双基 SAR 的散射特征差异进行了分析和对比。

(5) 基于距离向一体化处理的双基 SAR 快速 BP 成像算法。

作为一种对传统的 Block-FFBP 的改进算法, Bulk-FFBP 力图进一步加快算法的处理速度。本文继续对该算法进行深入思考, 分析了该方法中的几个重要特征, 包括锚点的选择、运算复杂度、实际数据处理的基本思路等。推导了双基 SAR 方位向信号子孔径合成时目标到合成前后子孔径间的解析距离历程投影关系, 得到了一般的双基 SAR 距离向一体化处理快速分解 BP, 分别针对一站固定模式双基 SAR 和常规模式的双基 SAR 给出了具体的处理细节。最后, 通过分布式目标仿真和实测数据处理验证了算法的有效性, 并给出了不同的并行处理方法的加速性能。

6.2 研究方向展望

受限于个人视野、学识及经历, 对双基 SAR 成像处理尚待进一步深入研究, 面对开发中的多样性星载双基 SAR 系统, 在双基 SAR 常规及非常规成像处理领

域仍有广阔的研究天地，这里简要给出一些思考。

(1) 星载多基稀疏阵列多通道 SAR 成像。

利用现有的在轨 SAR 卫星作为发射机，以工作于只接收模式的同轨道小型 SAR 卫星构成空间分布的双/多基分布式方位多通道系统，实现高分宽测、沿航迹干涉等多项功能。文中推导得出的方位多通道脉冲响应函数在这种双基构型下的有效性需要进一步的分析和验证。

(2) 星载双基 SAR 的误差补偿。

双基 SAR 系统中发射端和接收端所使用的本振存在差别，导致了辅星接收信号存在时间同步误差和相位同步误差，舍去空间同步不谈，如何更加高效地实现同步误差的补偿，是精确成像处理的先决条件。目前 TanDEM-x/TerraSAR-X 系统所采用的同步方案仍需打断正常的信号接收过程，因此研究如何实现信号收发和同步信号提取间的互不干扰也是双基 SAR 研究的重要一环。其次，将同步误差提取和补偿加入到成像处理中，形成完整的处理链路也是后续的研究方向。

(3) NuFFT 算法的加速处理。

目前，NuFFT 算法的计算仍采用卷积的方式进行，算法仍有加速处理的空间。为进一步加速运算处理，可基于现有的并行计算处理器，如 GPGPU，设计 NuFFT 的并行计算方案。

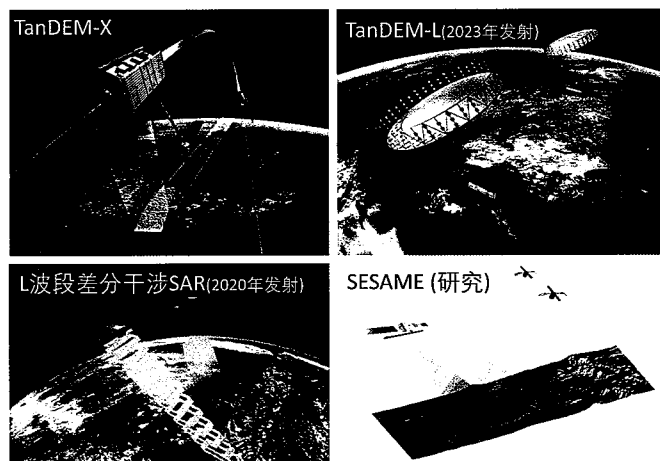


图 6.1 星载双/多基 SAR 系统

Figure 6.1 Spaceborne bi-and-multi-static SAR systems

除此之外,新的、功能更加丰富的星载双基 SAR 系统已在研制阶段,如图6.1,在若干年后,中国的 L 波段双星差分干涉 SAR 系统,DLR 的 TanDEM-L^[178],以及近期提出的 SESAME(SEntinel-1 SAR Companion Multistatic Explorer)^[179,180]都将是太空中的双/多基 SAR 系统的重要代表。2018 年发射的 PAZ 雷达卫星,因其基于 TerraSAR-X(TSX)系统建造,且与 TSX 运行于同一轨道。鉴于 TSX 已孜孜工作 10 年之久,PAZ 卫星或许会继承 TSX 同 TanDEM-X 构成双星系统,继续开展新的双基研究,也尚未可知。

提供聚焦良好的图像是发挥双基 SAR 系统功能的基础,然而成像奠定基础,应用长路漫漫,随着大量星载双基 SAR 数据的获取,借助于海量观测数据,深入研究行星地球的动态变迁,更好的发挥星载双基 SAR 在航天遥感中的作用,也是每一个研究者的考量。