

西安电子科技大学

# 硕士学位论文



国产处理器实现SAR算法

作者姓名 \_\_\_\_\_ 孙昆磊 \_\_\_\_\_

指导教师姓名、职称 \_\_\_\_\_ 苏 涛 教授 \_\_\_\_\_

申请学位类别 \_\_\_\_\_ 工学硕士 \_\_\_\_\_

学校代码 10701  
分 类 号 TN95

学 号 18021210880  
密 级 公开

# 西安电子科技大学

## 硕士学位论文

### 国产处理器实现 SAR 算法

作者姓名：孙昆磊

一级学科：信息与通信工程

二级学科（研究方向）：信号与信息处理

学位类别：工学硕士

指导教师姓名、职称：苏 涛 教授

学 院：电子工程学院

提交日期：2021 年 6 月

# **Implementing Synthetic Aperture Radar Algorithm Algorithm Based on Domestic Processor**

A thesis submitted to  
XIDIAN UNIVERSITY  
in partial fulfillment of the requirements  
for the degree of Master  
in Information and Communications Engineering

By

Sun Kunlei

Supervisor: Su Tao    Title: Professor

June 2021



## 摘要

合成孔径雷达(SAR)成像具有全天候、全天时、远距离和高分辨成像的特点,可以大大提高雷达的信息获取能力。以飞机为载体的机载 SAR 成像系统已在军事和民用领域被广泛应用。SAR 成像处理数据量大,计算复杂,对处理系统性能要求高。且随着国产处理器的发展与国产化替代的需求,机载 SAR 成像算法在国产处理器实时处理的研究具有重大的实用意义。

首先,本文论述机载 SAR 成像原理以及改进方法。首先概述机载 SAR 成像的几何模型与信号模型。然后介绍两种距离压缩算法:匹配滤波法与高分辨大带宽信号下的解线频调(dechirp)方法的原理与实现方法。然后介绍通过后向投影(BP)算法进行方位聚焦的原理以及改进的算法实现方式。最后,针对平台的运动误差,分析基于惯导设备信息以及基于相位梯度自聚焦(PGA)算法的运动补偿方法,并提出三步运动补偿法。

其次,本文针对改善 SAR 成像后的图像观感,解决图像在观测域、亮度、分辨率和连续性上的问题,分析了几何矫正、亮度均衡、多视量化和图像拼接的算法原理和实现方法。

随后,本文详细论述机载 SAR 成像在国产处理器平台上的实现方案。首先介绍全国产硬件平台拓补结构以及国产数字信号处理器(DSP)和国产现场可编程门阵列(FPGA)的资源。然后设计了 DSP 的算法实现方案,包括多 DSP 的并行处理流程控制, DSP 的多核并行处理控制方法,通过 cache 与 DMA 的快速数据存取方法,快速矩阵实现方法以及通过 FFT 加速器与内核联合处理的快速 FFT 实现方法,并给出性能对比与效果分析,接着提出 FPGA 的系统控制实现方案,包括 DSP 上电顺序的控制, DSP 的初始化配置控制、原始数据打包转发功能、多片处理器高速数据交换等功能的实现方法。

最后,通过实测数据实验验证整套系统,对比分析不同算法步骤的实现效果与对成像结果的影响。首先对比基于惯导信息与 PGA 的运动补偿效果,验证三步运动补偿法的有效性;然后对比通过 chirp-z 变换(CZT)实现插值与直接插值的效果,得出通过 CZT 快速实现距离徙动矫正(RCMC)的有效性;接着通过实测图像的观感分析,验证几何矫正、亮度均衡、多视量化与图像拼接算法的效果。最后给出整机系统的完整成像效果图。

**关键词:** 合成孔径雷达成像, 高分辨, 距离徙动矫正, CZT, 运动补偿, 相位梯度自聚焦, 国产 DSP

## ABSTRACT

Synthetic Aperture Radar (SAR) imaging has the characteristics of all-weather, all-weather, long-distance and high-resolution imaging, which can greatly improve the radar's information acquisition capabilities. Airborne SAR imaging systems using aircraft as carriers have been widely used in military and civilian fields. SAR imaging processes a large amount of data, complex calculations, and high requirements for processing system performance. And with the development of domestic processors and the demand for localized replacement, the research on real-time processing of airborne SAR imaging algorithms in domestic processors is of great practical significance.

First of all, the principle of airborne SAR imaging and its improvement methods are discussed. Firstly, the geometric model and signal model of airborne SAR imaging are summarized. Then two distance compression algorithms are introduced: matched filtering method and the principle and realization method of dechirp method under high resolution and large bandwidth signal. The thesis analyzes the principle of azimuth focusing through the Back Projection (BP) algorithm, and then proposes an improvement method. Finally, for the motion error of the platform, the motion compensation method based on the inertial navigation equipment information and the phase gradient autofocus (PGA) algorithm is introduced, and a three-step motion compensation method is proposed.

In order to improve the image perception after SAR imaging and solve the problems of the image's observation domain, brightness, resolution and continuity, the thesis analyzes the algorithm principles and implementation methods of geometric correction, brightness equalization, multi-view quantization and image stitching.

Subsequently, the thesis introduces in detail the implementation of airborne SAR imaging on the domestic processor platform. First, the topological structure of the nationally produced hardware platform and the resources of domestically produced digital signal processors (DSP) and domestically produced field programmable gate arrays (FPGA) are introduced. Then the DSP algorithm implementation plan is designed in detail, including multi-DSP parallel processing flow control, DSP multi-core parallel processing control method, fast data access method through cache and DMA, fast matrix realization method

and joint processing through FFT accelerator and core Fast FFT implementation method, performance comparison and effect analysis are given. Next, the FPGA system control implementation plan is proposed, including DSP power-on sequence control, DSP initialization configuration control, original data packet forwarding function, multi-chip processor high-speed data exchange and other functions.

Finally, the entire system is verified through experiments with measured data, and the effects of different algorithm steps and their effects on imaging results are compared and analyzed. Firstly, compare the effects of motion compensation based on inertial navigation information and PGA to verify the effectiveness of the three-step motion compensation method; Then compare the effects of direct interpolation and interpolation through chirp-z transform (CZT), and get the effectiveness of quickly achieving Range Cell Migration Correction (RCMC) through CZT; then through the perception analysis of the measured images, the effects of geometric correction, brightness balance, multi-view quantization and image stitching algorithms are verified. Finally, a complete imaging rendering of the whole system is given.

**Keywords:** SAR, Range Cell Migration Correction(RCMC), CZT, Motion Compensation, Phase Gradient Autofocus(PGA)

## 插图索引

图 1.1	机载 SAR 示意图 .....	2
图 1.2	SAR 工作模式 .....	2
图 1.3	存在运动误差的机载 SAR 系统 .....	5
图 2.1	机载 SAR 几何模型 .....	9
图 2.2	匹配滤波实现流程 .....	11
图 2.3	解线频调运算流程 .....	13
图 2.4	BP 算法成像网格 .....	14
图 2.5	keystone 插值前后数据采样位置 .....	16
图 3.1	不同坐标系成像网格 .....	22
图 3.2	不同位置目标照射时间 .....	24
图 3.3	不同分辨率探测场景 .....	24
图 4.1	信号处理机整体结构 .....	31
图 4.2	FT-M6678 整体结构 .....	32
图 4.3	DSP 主工作流程 .....	35
图 4.4	SRIO 数据包格式 .....	36
图 4.5	数据解析流程 .....	37
图 4.6	多 DSP 并行处理方式 .....	38
图 4.7	中断处理流程 .....	39
图 4.8	共享资源互斥访问实现流程 .....	40
图 4.9	多核同步实现流程 .....	41
图 4.10	FT-M6678 多级存储结构 .....	42
图 4.11	DMA 加速实现流程 .....	44
图 4.12	传统矩阵数据存储方式 .....	45
图 4.13	矩阵分块存储方式 .....	46
图 4.14	矩阵划分示意图 .....	46
图 4.15	快速矩阵转置流程 .....	47
图 4.16	FFT 并行加速处理流程 .....	48
图 4.17	DSP 上电控制模块 .....	50
图 4.18	上电控制状态机 .....	51
图 4.19	FPGA 控制 DSP 上电时序图 .....	51
图 4.20	GPIO 控制模块 .....	52



图 4.21 FPGA 数据采集打包发送模块 .....	53
图 4.22 SRIO 交换模块.....	54
图 4.23 系统处理流程.....	54
图 4.24 处理流程时间统计图.....	55
图 5.1 基于惯导运动补偿的成像效果.....	58
图 5.2 PGA 运动补偿效果.....	59
图 5.3 距离徙动矫正效果对比图.....	60
图 5.4 直接插值与 CZT 插值对比图 .....	61
图 5.5 几何矫正效果对比图.....	62
图 5.6 亮度均衡前图像亮度参数.....	62
图 5.7 亮度均衡后图像亮度.....	63
图 5.8 亮度均衡前后拼接大图亮度沿方位维变化.....	63
图 5.9 多视量化前后对比图.....	64
图 5.10 条带模式拼接后大图.....	65

## 表格索引

表 4.1	各级存储器访问速度表.....	42
表 4.2	不同条件下完成 1 次向量复乘运算所需时间.....	44
表 4.3	不同矩阵转置方式耗时对比.....	47
表 4.4	不同方式进行 FFT 所需时间.....	49
表 4.5	FT-M6678 电源列表 .....	50

## 符号对照表

符号	符号名称
$h$	平台高度
$v_r$	理想速度
$t_m$	慢时间
$t$	全时间
$\theta$	斜视角
$R$	斜距
$f_c$	载波频率
$T$	脉冲重复周期
$\tau$	快时间变量
$T_p$	脉冲持续时间
$\gamma$	线性调频率
$c$	电磁波传播速度
$rect(\bullet)$	矩形窗函数
$f_r$	距离频率
$B$	信号带宽
$F_s$	快时间采样率
$R_{ref}$	参考斜距
$R_\Delta$	目标与参考目标斜距差
$\Delta f$	解线频调带宽
$\rho_r$	距离分辨率
$\Delta\varphi$	解线频调特有相位
$R_{i0}$	初始时刻斜距
$f_d$	多普勒频率
$\tau_m$	虚拟慢时间
$\Theta$	角域变量
$k_\Theta$	角域波数
$\Delta x$	航向运动误差
$\Delta y$	垂直航向运动误差
$\Delta z$	高度向运动误差
$v_x$	沿航向速度分量

$v_y$	垂直航向速度分量
$v_z$	沿高度方向速度分量
$v_e$	正东方向速度分量
$v_n$	正北方向速度分量
$v_u$	天空方向速度分量
$\alpha$	真实航向与理想航向夹角
$mid(\bullet)$	求中位数函数
$\phi$	相位梯度
$w$	加权因子
$f_a$	多普勒频率轴
$\Delta R$	距离维点间距
$F_{sa}$	慢时间为采样率
$R_s$	中心斜距
$\lambda$	中心频率对应波长
$\rho_a$	方位分辨率
$v$	平均速度
$N$	距离维采样点数
$M$	方位维采样点数
$\text{floor}(\bullet)$	向下取整函数
$\text{ceil}(\bullet)$	向上取整函数

## 缩略语对照表

缩略语	英文全称	中文对照
Radar	Radio detection and ranging	雷达
SAR	Synthetic Aperture Radar	合成孔径雷达
RCMC	Range Cell Migration Correction	距离徙动矫正
RD	Range Doppler	距离多普勒
FBP	Fast Back Projection	快速后向投影
FFBP	Fast Factorized Back Projection	快速分解后向投影
INS	Inertial Navigation System,	惯性导航系统
DBS	Doppler Beam Sharpening	多普勒锐化
PFA	Polar Format Algorithm	极坐标算法
RMA	Range Migration Algorithm	距离徙动算法
LFM	Linear Frequency Modulation	线性调频
CS	Chirp Scaling	线频调变标
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
SRC	Second Range Compression	二次距离压缩
ECS	Extended Chirp Scaling	扩展线频调变标
FS	Frequency Scaling	频率变标
NCS	Nonlinear Chirp Scaling	非线性线频调变标
MD	Map Drift	子图像偏置
PGA	Phase Gradient Autofocus	相位梯度自聚焦
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
APC	Antenna Phase Center	天线相位中心
IFFT	Invert Fast Fourier Transform	逆快速傅里叶变换
RVP	Residual Video Phase	剩余视频相位
PRT	Pulse Repetition Time	脉冲重复间隔
CZT	Chirp-Z Transform	chirp-z 变换
PRF	Pulse Repetition Frequency	脉冲重复频率
ML	Maximum Likelihood	最大似然
WML	Weighted ML	加权最大似然
LWML	Local WML	局部加权最大似然

# 目录

摘要 .....	I
ABSTRACT .....	III
插图索引 .....	V
表格索引 .....	VII
符号对照表 .....	IX
缩略语对照表 .....	XI
<b>第一章 绪论</b> .....	1
1.1 研究背景和意义 .....	1
1.2 国内外研究现状 .....	3
1.2.1 机载 SAR 成像算法 .....	4
1.2.2 机载 SAR 运动补偿 .....	5
1.3 论文内容安排 .....	6
<b>第二章 机载 SAR 成像算法原理</b> .....	9
2.1 机载 SAR 信号模型 .....	9
2.2 距离压缩原理 .....	10
2.2.1 匹配滤波处理 .....	10
2.2.2 解线频调处理 .....	12
2.3 SAR 算法原理 .....	14
2.3.1 BP 算法原理 .....	14
2.3.2 距离徙动校正 .....	15
2.3.3 改进 BP 积分 .....	17
2.4 载机平台运动补偿 .....	18
2.4.1 基于惯导信息的运动补偿 .....	18
2.4.2 基于 PGA 的运动补偿 .....	19
2.5 本章小结 .....	20
<b>第三章 图像后处理算法原理</b> .....	22
3.1 几何矫正 .....	22
3.1.1 原理分析 .....	22
3.1.2 实现方法 .....	23
3.2 亮度均衡 .....	24
3.2.1 原理分析 .....	24

3.2.2 实现方法.....	25
3.3 多视量化 .....	26
3.3.1 原理分析.....	26
3.3.2 实现方法.....	27
3.4 图像拼接 .....	27
3.4.1 原理分析.....	27
3.4.2 实现方法.....	28
3.5 本章小结 .....	29
<b>第四章 总体实现方案 .....</b>	<b>31</b>
4.1 系统硬件平台介绍 .....	31
4.1.2 DSP 平台介绍.....	32
4.1.3 FPGA 平台介绍.....	33
4.2 DSP 功能实现方案 .....	34
4.2.1 处理流程控制.....	34
4.2.2 信号量实现多核管理.....	39
4.2.3 快速数据传输.....	41
4.2.4 快速实现矩阵转置.....	44
4.2.5 FFT 并行加速 .....	47
4.3 FPGA 功能实现方案 .....	49
4.3.1 DSP 上电控制.....	49
4.3.2 DSP 引导模式控制.....	51
4.3.3 原始数据采集与打包.....	52
4.3.4 SRIO 接口数据交换.....	53
4.4 系统处理时间分析 .....	54
4.5 本章小结 .....	55
<b>第五章 实测效果对比分析 .....</b>	<b>57</b>
5.1 SAR 成像算法效果分析.....	57
5.1.1 运动补偿效果分析.....	57
5.1.2 距离徙动矫正效果分析.....	59
5.2 图像处理效果分析 .....	61
5.2.1 几何矫正效果分析.....	61
5.2.2 亮度均衡效果分析.....	62
5.2.3 多视量化效果分析.....	64
5.2.4 图像拼接效果分析.....	64

5.3 本章小结.....	65
第六章 总结与展望.....	67
6.1 本文工作总结.....	67
6.2 展望.....	68
参考文献 .....	69
致谢 .....	71
作者简介 .....	73



## 第一章 绪论

### 1.1 研究背景和意义

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)在 20 世纪 50 年代中后期首次面向世人<sup>[1]</sup>, 由于其可提供二维高分辨率, 所以可用于区域探测成像。与传统雷达相比, SAR 具有两维高分辨率, 获取目标的信息更加丰富。SAR 通过发射信号的大带宽得到高距离分辨率, 通过合成等效孔径得到高方位分辨率。SAR 的成像工作不受天气、时间的影响, 且有很强的抗干扰性能, 在遥感观测、战场侦察、战场目标精确打击等众多民用、军用领域发挥着不可替代的作用。经过 60 多年的不断发展, SAR 的高分辨、多频段、多参数、多平台、多模式、多极化等成为热门研究方向<sup>[2]</sup>, 是国内外众多科研工作者重点关注和研究的课题。

在传统雷达中, 雷达的天线尺寸越大, 波束宽度越小, 方位分辨率也就越高。而实际的机载雷达系统, 受制于载机平台的体积与载重限制, 无法安装大尺寸天线。SAR 系统在载机平台与目标的相对运动过程中, 逐脉冲发射信号, 通过在方位向合成大的虚拟孔径, 得到高方位分辨率。受军用和民用方面的驱动, SAR 成像技术不断发展完善, 其工作模式也从单一模式向多模式方向发展。

根据工作平台不同, SAR 可以分为机载 SAR、星载 SAR、弹载 SAR 及车载 SAR 等<sup>[3]</sup>。机载 SAR 是将雷达装在侦查机、飞艇或无人机等空中平台上, 主要用于低空探测, 如图 1.1 所示。星载 SAR 是将雷达装在人造地球卫星上, 可随与地球的相对运动观测整个地球任意位置。弹载 SAR 是将雷达装在飞弹等打击设备上, 用于目标的识别追踪。车载 SAR 是将雷达装在汽车的各个方向上, 主要用于交通探测、无人驾驶领域。本文只研究机载 SAR 成像技术, 故而下面的论述主要针对机载 SAR 进行展开。

按照载机的高度划分, 机载 SAR 大体可分为低空机载 SAR (几百米~5 千米) 和高空机载 SAR (5 千米以上)。近年来, 低空无人机载 SAR 由于其独特的优势, 成为优先发展的研究热点<sup>[4]</sup>。低空无人机的飞行高度低, 与敌方探测雷达的距离近, 位于目标雷达的盲区中, 不容易被发现。且由于机动能力强, 无人机可以在复杂战场环境中对突发事件进行探测。但低空存在大气湍流, 影响 SAR 的运动状态, 带来了一系列新问题。

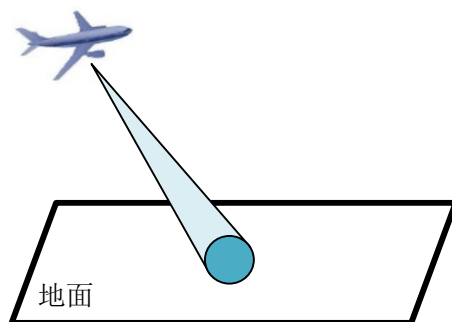


图1.1 机载 SAR 示意图

条带和聚束是最常用的机载 SAR 成像模式，本课题主要研究条带 SAR 和聚束 SAR 的实时成像问题。条带 SAR 模式指雷达的波束指向在整个回波数据的采集过程中不变，波束均匀扫过地面，形成一个带状观测区域，雷达扫描方式如图 1.2(a)所示。因此，在条带 SAR 输出的图像中，探测场景是连续的<sup>[5]</sup>。雷达的移动距离决定了单幅图像的场景宽度；方位分辨率取决于雷达的合成孔径大小，不受雷达作用距离的影响。如果雷达的波束在载机平台运动过程中一直指向同一场景，则此时的成像模式为聚束 SAR，如图 1.2(b)所示。在聚束 SAR 中，每完成一个指向场景的成像，需要重新选择一个新的成像场景并对波束进行调整。因此，聚束 SAR 无法形成场景连续的图像，且需要高精确度的波束控制系统。但聚束 SAR 理论上可以形成无限长的合成孔径，也就是说方位分辨率不受天线实际孔径影响，能够对观测场景进行更高分辨率的成像，且积累脉冲个数多，信号信噪比高。

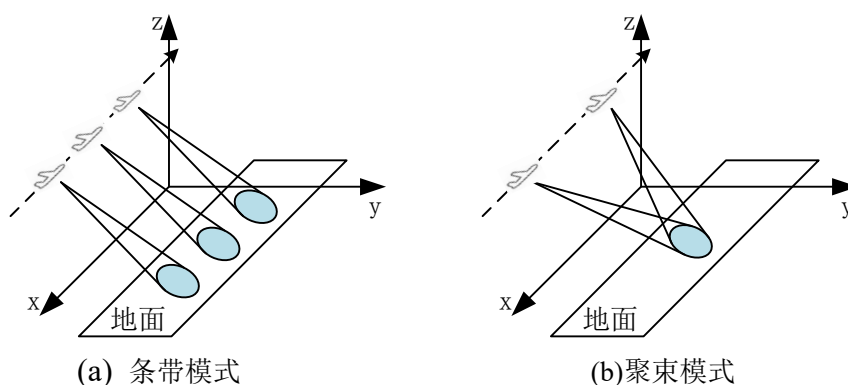


图1.2 SAR 工作模式

机载 SAR 利用载机的相对运动在空间上形成较长的虚拟天线阵列。然而，虚拟天线阵列虽然实现了方位高分辨率，但却引起了回波信号在距离和方位维的耦合。所以成像算法均需围绕解耦合展开信号处理。

同时，在通过 SAR 算法进行成像后，还面临以下的问题：

- 1) 低空机载平台易受地表气流影响，飞行稳定性差，因此需要结合几何模型对

回波信号做运动补偿。虽然时域算法便于结合惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)开展运动补偿,但是,当 INS 的精度或信息刷新率不能满足要求时,为了获得高质量图像,需要基于图像或数据进行自聚焦处理。

- 2) 由于天线方向图和雷达威力对信号幅度的影响,图像的亮度沿距离维和方位维不一致,需要对图像的亮度进行补偿。
- 3) 由于某些 SAR 成像算法的图像建立在方位角域,导致图像像素采样在极坐标系场景,造成图像的几何扭曲,因此需要将图像变换到直角坐标系。
- 4) 为了在条带模式下获得一副能展示整个航迹探测场景的图像,需要对图像进行拼接。
- 5) 由于 SAR 成像算法的距离分辨率与方位分辨率是独立计算,造成 SAR 成像结果的像素尺寸在两个维度上不一致,表现为图像的拉伸,因此需要对图像进行多视量化。

为解决上述问题,且随着国产处理器的发展和高分辨成像的需求,本课题对 SAR 算法的原理和在国产处理器上实时实现进行研究。同时,本文还讨论分析了 SAR 成像后的辅助处理步骤与实现效果。

## 1.2 国内外研究现状

1951 年 6 月,美国 Goodyear Aerospace 公司的 C. Wiley 提出利用多普勒波束锐化技术(Doppler Beam Sharpening, DBS)来提高方位分辨率,为雷达信号对地表进行二维高分辨成像提供依据。DBS 利用空间采样构建了一个等效的长天线孔径,突破了实孔径技术对方位分辨率的限制,标志着合成孔径雷达成像技术的诞生。1953 年,在美国密歇根大学召开的暑期讨论会上,学者们进一步明确了非聚焦和聚焦成像的区别,正式提出了“合成孔径”的概念。1957 年 8 月,密歇根大学 Willow Run 实验室与德州仪器公司联合研制的 SAR 系统进行了飞行实验,通过光学信号处理手段获得了世界第一张机载聚焦型 SAR 图像。限于早期的器件发展水平, SAR 成像还只能采用光学信号处理。20 世纪 70 年代初,军用 SAR 成像技术一部分转向民用,实验证明 SAR 图像信息能够为光学图像信息提供补充。

20 世纪 80 年代,美国开始针对机载 SAR 系统开展相关研究工作<sup>[6]</sup>。经过几十年的发展,其他国家也陆续着手研制自己的机载 SAR 系统。美国 Raytheon 公司、Goodyear 公司,德国宇航局(DLR)、国内众多高校与科研单位均针对机载 SAR 做了很多相关工作

国外的机载 SAR 系统发展较早,1998 年,美国的全球鹰无人侦察机首飞,搭载的 SAR-MTI 系统工作在 X 波段,可对最远 110 公里的区域进行半径 40 公里的大范

围成像,分辨率可达到6米。且在高分辨模式下,可对距离10公里的区域进行1.8米分辨率的成像。

在机载 SAR 系统的工程实现方面,我国的研发较晚。2010 年,中国航天科工二院研制成功第一部机载全极化 SAR。该系统工作在 C 波段<sup>[7]</sup>,支持 4 种极化方式。2011 年,我国首套机载 SAR 多极化干涉测图系统由中国电科 38 所研制成功。该系统的极化 SAR 工作在 P 波段,分辨率可达到 1 米。干涉 SAR 工作在 X 波段,分辨率可达到 0.5 米。2015 年,由北京一家企业研制的轻型机载 SAR 搭载在无人机上,可实现 0.2 米分辨率的实时成像,工作在条带 SAR 模式,可达到 2 千米的扫描宽度。整套设备重量只有不到 3 千克。

机载 SAR 系统主要需解决的问题集中在两方面:成像算法与运动补偿。以下将从机载 SAR 成像算法和运动补偿两个方面对国内外研究动态进行概述<sup>[8]</sup>。

### 1.2.1 机载 SAR 成像算法

成像算法大致可以分为两类:频域算法和时域算法<sup>[9]</sup>。距离和方位的耦合在频域算法中解释为距离走动与距离弯曲,统称为距离徙动。频域算法使用距离徙动矫正(Range Cell Migration Correction, RCMC)进行解耦处理。

1969 年, J. Walker 提出了极坐标算法(Polar Format Algorithm, PFA),以极坐标格式存储数据。1976 年至 1978 年,国外学者提出了距离-多普勒(Range Doppler, RD)算法。RD 算法处理简便,运算效率高,是一种非常实用的成像算法<sup>[10]</sup>。早期的 SAR 系统通过光学方式进行信号处理,无法进行复杂的二维运算,因此无法解决距离徙动导致的成像问题,只适用于低分辨 SAR 成像。

1989 年, F. Rocca 和 C. Cafforio 等人开始使用距离徙动算法(Range Migration Algorithm, RMA)进行 SAR 成像<sup>[11]</sup>,该算法在之前主要应用于地震信号处理。RMA 不采用平面波假设与其他近似,通过 SLOLT 插值来实现 RCMC。因此成像场景范围等因素不对 RMA 造成限制,可以对 SAR 回波信号进行理想成像。然而,插值类算法存在实时性与图像质量的矛盾:插值运算量大,难以实时实现。若是想降低运算量,则需降低插值精度,这又影响图像质量。1994 年, R. K. Ranev 等人针对线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号提出了线频调变标(Chirp Scaling, CS)算法。CS 算法无需插值操作,只需快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)和复乘运算<sup>[10]</sup>,这大大减小了数据的运算量与算法复杂度,可以实现高精度实时成像。

根据雷达的波束指向,还可以把 SAR 成像分为正侧视与斜视<sup>[12]</sup>。在正侧视模式下,雷达的波束指向始终垂直于航向,回波信号的距离与方位耦合简单。而在斜视条件下,距离方位耦合变得复杂且成像参数存在严重空变性,对频域成像算法的构建与应用造成了很大的困难。1984 年,美国 JPL 实验室开始进行中小斜视角 SAR 成像算

法研究, 提出在 RD 成像算法中添加二次距离压缩(Second Range Compression, SRC)处理步骤, 但这并不适用于大斜视角 SAR 成像。由于 RD 算法中的 SRC 操作会受制于回波信号的方位频率, 从而限制了 RD 算法的应用, 而 CS 算法利用调频变标实现 SAR 距离徙动校正, 解决了 SRC 的频率依赖问题。然而 CS 算法不适用于解线频调信号, 而大带宽信号受制于采样率的限制, 一般都使用解线频调方式进行距离维处理, 因此 CS 算法也存在限制。针对斜视 SAR 成像, 学者们又陆续提出了各种方法, 这进一步推动了 SAR 成像算法的发展。

2017 年, 西安电子科技大学张磊提出了基于 PFA 的大斜视 SAR 粗精两阶段聚焦方法, 但 PFA 一般应用于聚束 SAR 模式, 通过极坐标数据的投影及变换得到成像结果, 计算量较大, 这对其应用有一定程度的影响。如何解决大斜视 SAR 的大徙动、紧耦合和强空变问题, 成为成像算法研究中的关键。

与频域算法相比, 时域算法的起步较晚, 典型的为后向投影 (Back Projection, BP) 算法<sup>[13]</sup>。BP 算法不存在频域算法的诸多近似和假设, 能够精确消除距离和方位的耦合, 但受限于大的运算复杂度。随着后续发展, 快速后向投影(Fast BP, FBP)算法和快速分解后向投影(Fast Factorized BP, FFBP)算法展现强大优势。本文将针对 BP 算法的工程实现以及针对运算量的改进进行研究。

### 1.2.2 机载 SAR 运动补偿

由于运动误差在实际机载成像过程中是不可避免的, 如何将运动补偿与成像算法相结合, 也是 SAR 成像算法研究与实现中不可或缺的一部分。

低空机载 SAR 平台在实际应用中, 易受到气流、天气等外界因素影响, 使 SAR 平台的实际运动偏离理想航迹, 产生未知和随机的运动误差, 如图 1.3 所示。在实际应用中运动误差不可避免, 这是高精度成像算法必须要考虑的问题。

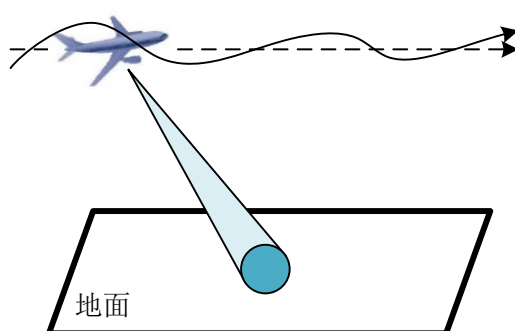


图1.3 存在运动误差的机载 SAR 系统

载机受气流影响产生运动误差主要体现在两个方面: 一是位置, 另一个是姿态<sup>[14]</sup>。两者都是三维的, 位置的变化包括天线相位中心 (Antenna Phase Center, APC) 在 X 轴、

Y 轴、Z 轴坐标上的偏移,姿态的变化包括偏航、俯仰和横滚<sup>[15]</sup>。一般姿态误差由波束控制系统进行矫正,波束控制系统在载机姿态不稳定的状况下,通过控制天线的运动得到理想的波束指向;位置误差由成像算法矫正,机载 SAR 平台可搭载高精度 INS 等运动测量装置来获得实时运动参数,再结合时域成像算法,这是一种理想的运动补偿方案<sup>[16]</sup>。但是,此方案的补偿精度依赖于载机平台搭载的 INS 等运动状态测量设备的精度。由于高精度运动测量装置存在技术限制且价格十分昂贵,大多数 SAR 系统中装备的运动测量传感器精度通常不能满足 SAR 运动补偿的要求,导致无法获得高精度 SAR 图像。基于回波数据的运动补偿是通过从回波中估计出相关参数和误差,然后进行精确补偿,从而实现对目标区域的精确成像<sup>[17]</sup>,不需要额外的设备。

对于通过基于 SAR 回波的运动参数估计来实现高精度运动补偿,国内外学者研究了很多参数估计方法和自聚焦方法。在上世纪 90 年代中期,A. Moreiras 就提出了“两步运动补偿”方法<sup>[18]</sup>,从而建立了 SAR 运动补偿的基本流程。在参数估计方面,针对多普勒中心和多普勒调频率的估计方法是研究的重点。能量均衡方法、杂波锁定方法等被相继提出,用来估计回波的多普勒中心值<sup>[19]</sup>。2005 年,Kong 利用 Randon 变换实现多普勒中心估计,可应用到中高对比度场景,但存在计算复杂度较高且精度有限的缺点。2011 年,电子科技大学李文超提出基于改进 Randon 变换的多普勒中心估计方法,通过边缘检测和两阶段 Randon 变换提高了估计效率。针对多普勒调频率的估计,图像偏置(Map Drift, MD)算法是其中的典型代表,MD 算法可对低阶运动误差实现稳健估计,在实际中应用广泛<sup>[20]</sup>。2010 年,波兰研究人员提出相干 MD 算法,从而使 MD 算法应用更加广泛。另一方面,相位梯度自聚焦(Phase Gradient Autofocus, PGA)方法是一种稳健的自聚焦方法<sup>[21]</sup>,它可直接通过估计高阶相位误差实现高阶运动误差补偿。PGA 稳健高效,是一种应用广泛的 SAR 自聚焦方法,但在低信杂比与低对比度下,表现并不好。经过多年的发展,PGA 被国内外学者做了大量的改进和优化,使之能在多种成像模式和成像场景中良好工作。另外,现在很多自聚焦方法是将图像熵,图像对比度等图像质量作为评价指标,通过优化图像质量函数,从而在补偿相位误差的同时,实现高精度成像<sup>[22]</sup>。不同于 PGA,基于图像质量指标的自聚焦方法不依赖强点,适用性更强。近年来,很多学者将参数估计方法与自聚焦方法相结合,通过迭代补偿,从而获得高精度 SAR 图像。另外,针对基于图像熵、对比度等图像质量的自聚焦算法,如何结合相关成像算法进行运动误差建模以及高效求解是此类方法重点研究的方向。

### 1.3 论文内容安排

本文针对机载 SAR 成像算法与后处理算法在国产处理器上的工程实现方法进行

研究,设计并实现了一套基于国产化硬件平台的机载 SAR 实时成像系统,并对成像效果进行分析。

本文的主要内容安排如下:

第一章讨论了国产处理器实现无人机载 SAR 成像的研究背景和意义,对机载 SAR 成像系统的国内外发展现状进行了简要介绍,然后介绍机载 SAR 的两个主要方面:成像算法与运动补偿的相关研究。最后概括论文的主要研究内容以及章节安排。

第二章介绍了机载 SAR 成像算法的基本原理,主要阐述了机载 SAR 的回波信号模型,论述了匹配滤波与解线频调(dechirp)两种距离压缩方法,介绍了成像算法对方位聚焦的基本原理和快速实现步骤,最后分析了载机平台的运动补偿方法。

第三章介绍改善图像观感的图像后处理算法的基本原理与实现方法,主要介绍了实现坐标系转换的几何矫正方法,改善图像亮度不均匀的亮度均衡方法,解决图像拉伸问题的多视量化方法以及条带模式下进行图像拼接的拼接方法。

第四章详细介绍整套系统的实时实现方案,首先介绍硬件平台架构以及国产数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)与现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)的资源与结构,然后提出 DSP 所需完成的功能以及结合硬件结构的实时性优化方案,最后提出 FPGA 所需完成的功能以及实现方案。

第五章详细分析整套系统在硬件平台实现后,第二、三章的各个算法步骤对实测数据的处理效果。首先分析 SAR 成像算法的基本实现效果,包括运动补偿与距离徙动矫正,并给出对角反射体的成像效果图;然后分析图像后处理算法的各个步骤对图像观感的改善,并给出多个局部对比图。

第六章对本论文所实现的工作进行总结,以及对未来机载 SAR 成像的算法与实现的发展进行展望。





## 第二章 机载 SAR 成像算法原理

本章将介绍机载 SAR 成像的算法原理，包括信号模型、距离压缩原理和方位聚焦原理以及机载平台的运动补偿方法。

### 2.1 机载 SAR 信号模型

本节将建立机载 SAR 几何模型与时域回波信号模型，并介绍机载 SAR 中常用的几个参数概念，且本节分析是在假设无运动误差的理想情况下进行的。

机载 SAR 的几何模型如图 2.1 所示，设载机雷达的信号发射位置，即 APC 在观测地面的投影点为坐标原点<sup>[23]</sup>。其中 APC 高度为  $h$ ，以速度  $v_r$  沿  $x$  轴正方向移动， $t_m$  为慢时间变量， $t$  为全时间变量。P 点为观测场景中心。斜视角为  $\theta$ 。

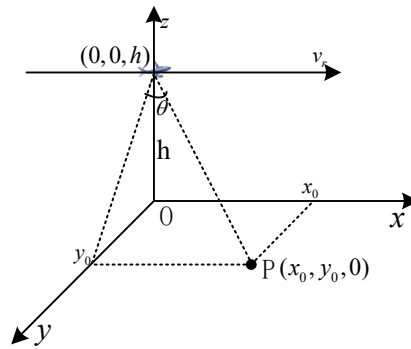


图2.1 机载 SAR 几何模型

其中，载机以匀速  $v_r$  沿  $x$  轴正方向运动且距地面场景高度不变，则载机坐标为  $(v_r t_m, 0, h)$ ，则 APC 与场景中心的斜距历程可表示为

$$R(t_m) = \sqrt{(v_r t_m - x_0)^2 + (0 - y_0)^2 + (h - 0)^2} \quad (2-1)$$

其中设 P 点坐标为  $(x_0, y_0, 0)$ 。

SAR 中一般使用 LFM 信号作为发射信号，为了对回波信号进行相参积累，雷达发射机生成基带 LFM 信号后，需要经过一个理想的载频信号进行上变频变换到射频频段进行发射。设理想的载频信号为  $e^{j2\pi f_c t}$ 。

$t$  为全时间变量。

雷达以重复周期  $T$  依次发射脉冲，则可设慢时间变量为<sup>[24]</sup>

$$t_m = mT, m = (0, 1, 2, \dots) \quad (2-2)$$

其中  $m$  是脉冲计数。

距脉冲发射的起始时刻的时间用  $\tau$  表示，即快时间。快时间表示用来计量电磁波传播时间，慢时间用来计量发射脉冲的时刻<sup>[25]</sup>。两种时间变量与全时间变量  $t$  的关系为

$$\tau = t - mT \quad (2-3)$$

因此，发射信号的时域波形为

$$s_i(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) e^{j2\pi(f_c t + \frac{1}{2}\gamma\tau^2)} \quad (2-4)$$

其中  $T_p$  代表发射脉冲宽度， $f_c$  代表电磁波传播速度， $\text{rect}$  表示矩形窗函数， $\gamma$  代表 LFM 信号的调频斜率<sup>[26]</sup>。

则与 APC 距离为  $R(t_m)$  的目标回波信号为

$$s_r(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{2R(t_m)}{c}}{T_p}\right) e^{j2\pi(f_c(t - \frac{2R(t_m)}{c}) + \frac{1}{2}\gamma(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})^2)} \quad (2-5)$$

## 2.2 距离压缩原理

本节介绍 SAR 成像中对距离维的处理，即距离压缩的算法原理及实现方法。包括通过匹配滤波器实现脉冲压缩和  $\text{dechirp}$  处理两种方法。

### 2.2.1 匹配滤波处理

匹配滤波是最常用的距离维处理方法。首先将 (2-5) 所示的目标回波信号经过混频处理变换到基频，得到基频信号

$$s(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{2R(t_m)}{c}}{T_p}\right) e^{j\pi\gamma(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})^2} e^{-j\frac{4\pi f_c R(t_m)}{c}} \quad (2-6)$$

然后，根据 LFM 信号的性质，得到匹配滤波器系统函数为：

$$h(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p}\right) e^{-j\pi\gamma\tau^2} \quad (2-7)$$

然后将回波信号与滤波器系数进行卷积

$$s_o(\tau, t_m) = s(\tau, t_m) * h(\tau, t_m) \quad (2-8)$$

得到脉冲压缩后的信号为

$$s_o(\tau, t_m) = \sin c[B(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})]e^{-j\frac{4\pi f_c R(t_m)}{c}} \quad (2-9)$$

其中,  $B$  为发射信号带宽。

通过上述运算,就完成了回波信号的距离维处理。其中,混频通过模拟电路完成。且由于卷积运算的运算量大<sup>[27]</sup>,实际运算过程中,通常在频域实现卷积。

在对回波信号进行采样时,由于机载 SAR 位于空中对地观测,因此有效的最近的地面反射回波信号与雷达的距离为载机高度  $h$ ,因此发射信号脉冲的宽度受到限制

$$T_p < \frac{2h}{c} \quad (2-10)$$

在设置回波信号的采集时间段,即波门参数时,需要结合成像场景位置进行设置,一般将观测场景的中心与雷达的距离设置为波门中心,即中心采样时刻为

$$T_0 = \frac{2R_0}{c} \quad (2-11)$$

其中  $R_0$  为成像场景中心与雷达的距离。波门持续时间为

$$T_s = \frac{2R_s}{c} \quad (2-12)$$

其中,  $R_s$  为成像幅宽。

除此之外,为了降低压缩结果的副瓣,在实际处理中,通常对频域匹配滤波器系数进行加窗,窗函数的选择根据具体情况分析。综上所述,通过匹配滤波方式进行距离压缩处理的实现流程如图 2.2。

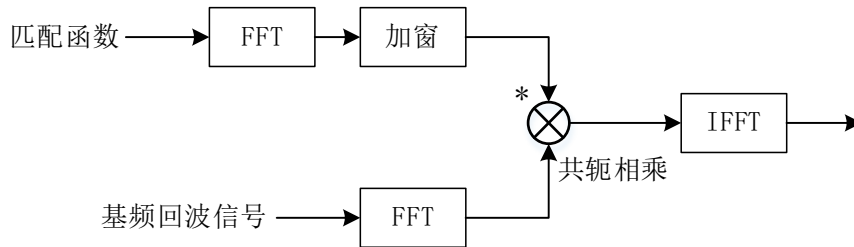


图2.2 匹配滤波实现流程

距离维匹配滤波压缩后,无论处理时是否对数据进行补零,其距离分辨率为  $\frac{c}{2B}$ ,距

离单元间隔为  $\frac{c}{2F_s}$ 。其中  $F_s$  为采样频率，距离单元间隔要求小于等于距离分辨率。

### 2.2.2 解线频调处理

根据上节所述，在通过匹配滤波进行距离压缩处理时，要求采样间隔小于等于距离分辨率。因此在高分辨率、大带宽的需求场景下，传统的匹配滤波方式受制于硬件设备采样能力的限制，不能很好满足需求。通常采用 **dechirp** 的方式进行距离压缩处理。

在 **dechirp** 处理中，使用一个时间固定，而频率、调频率与发射信号相同的 LFM 信号作为参考信号<sup>[28]</sup>，用此信号与回波信号做差频处理。参考距离为  $R_{ref}$  的参考信号为

$$s_{ref}(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{2R_{ref}}{c}}{T_p}\right) e^{j2\pi(f_c(\tau - \frac{2R_{ref}}{c}) + \frac{1}{2}\gamma(\tau - \frac{2R_{ref}}{c})^2)} \quad (2-13)$$

将目标回波信号与此参考信号做差频处理，即共轭相乘

$$s_{if}(\tau, t_m) = s_r(\tau, t_m) \cdot s_{ref}^*(\tau, t_m) \quad (2-14)$$

得到中频信号，即差频输出为

$$s_{if}(\tau, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{2R(t_m)}{c}}{T_p}\right) e^{-j\frac{4\pi}{c}\gamma(\tau - \frac{2R_{ref}}{c})R_\Delta} e^{-j\frac{4\pi}{c}f_c R_\Delta} e^{j\frac{4\pi\gamma}{c^2}R_\Delta^2} \quad (2-15)$$

其中  $R_\Delta = R(t_m) - R_{ref}$ ，表示目标斜距与参考斜距的距离差。

从式 2-15 可以看出，若不考虑慢时间变量对斜距的影响，第二三个相位项为常数项；从第一个相位项可以看出，**dechirp** 处理的结果为一个单频脉冲信号，且频率与  $R_\Delta$  成正比的单频脉冲信号，因此这种距离压缩方式被称作解线频调方式。

由式 2-15 可知，脉冲频率为

$$f_i = -\gamma \frac{2R_\Delta}{c} \quad (2-16)$$

对差频结果沿距离维做 FFT，便可得到在频域脉冲压缩的结果，其中压缩后脉冲宽度为  $1/T_p$ ，以此可得解线频调处理的信号的距离分辨率为

$$\rho_r = \frac{c}{2\gamma} \cdot \frac{1}{T_p} = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{\Delta f} \quad (2-17)$$

这与匹配滤波方式得到的结果是一致的。

$R_\Delta$  对于慢时间  $t_m$  是变化的,  $R_\Delta$  的变化不只会使得距离频率发生变化, 还会使得差频信号的第二三项也发生对应变化, 其中第二项为多普勒相位项。而第三项的相位变化是 dechirp 方式特有的剩余视频相位(Residual Video Phase, RVP)项<sup>[29]</sup>, 它会干扰多普勒项。

由于  $R(t_m)$  会随慢时间变化, 因此, 不同距离的回波信号的包络位置不一致的, 被称之为斜置。这种斜置会在后续的处理中带来不便<sup>[30-31]</sup>。因此, 要进行去斜处理, 去斜的结果中 RVP 项也随之消失, 下面将介绍去斜处理的算法原理与实现流程。

首先, 对差频信号做 FFT

$$S_{if}(f_r, t_m) = T_p \sin c[T_p(f_r + \gamma \frac{2R_\Delta}{c})] e^{-j(\frac{4\pi f_c}{c} R_\Delta + \frac{4\pi\gamma}{c^2} R_\Delta^2 + \frac{4\pi f_r}{c} R_\Delta)} \quad (2-18)$$

当差频回波变换到频域后, 信号变成宽度很窄的 sinc 脉冲<sup>[32]</sup>, 其峰值位于

$$f_r = -\gamma \frac{2R_\Delta}{c} \quad (2-19)$$

因此, 只需要对此处相位进行补偿即可。在此情况下, 式 2-15 的后两个相位也可写成

$$\Delta\varphi = -\frac{4\pi\gamma}{c^2} R_\Delta^2 - \frac{4\pi f_r}{c} R_\Delta = \frac{\pi f_r^2}{\gamma} \quad (2-20)$$

于是, 将式 2-15 乘以相位补偿因子

$$S_o(f_r, t_m) = S_{if}(f_r, t_m) \cdot e^{-j\Delta\varphi} = T_p \sin c[T_p(f_r + \gamma \frac{2R_\Delta}{c})] e^{-j\frac{4\pi f_c}{c} R_\Delta} \quad (2-21)$$

即可完成解线频调、去斜与去 RVP 项处理, 得到完成距离压缩的信号。

在实际应用处理中, 差频处理是在模拟电路完成的, 后续的傅里叶变换与相位补偿是通过数字电路处理的。综上所述, 通过解线频调方式进行距离压缩的运算流程如图 2.3 所示。

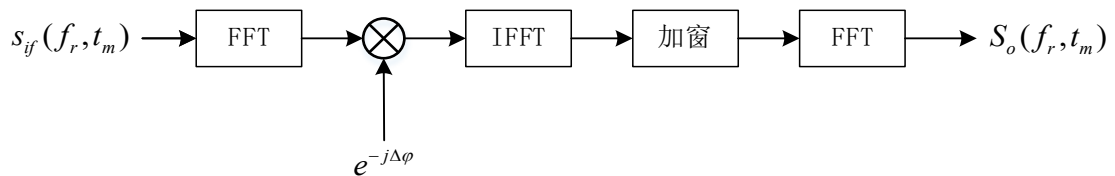


图2.3 解线频调运算流程

与匹配滤波方式相同, 在对回波信号进行采集时, 在解线频调模式下, 需要以参

考信号为波门中心，图像幅宽对应的电磁波传输时间为波门宽度。且由于参考信号的带宽受到实际硬件性能的限制，波门宽度也因此受到限制，所以解线频调模式不适用于超大幅宽的距离压缩处理，这是解线频调模式的缺点。

## 2.3 SAR 算法原理

不同的 SAR 成像算法的距离压缩的处理基本都是一致的，SAR 成像算法主要研究如何对目标在方位维上进行聚焦，本节将介绍 BP 算法的原理以及改进的快速实现方法。

### 2.3.1 BP 算法原理

BP 算法对距离压缩后的信号进行处理，由于通过 dechirp 方式得到的信号的距离压缩域为快时间信号频域，为了论述方便，使用匹配滤波的结果表达式即式 2-9 进行后续推导，实际上两种方式是等效的，不对后续算法推导造成影响。

BP 算法在成像处理之前，首先需要在目的成像平面建立适当的成像网格。成像平面一般选取雷达波束照射的地面，成像网格的中心一般选取雷达采集回波信号的斜距中心。成像网格单元的两个维度的方向一般为飞机航向与波束方向，波束方向的网格单元尺寸一般为距离分辨单元在成像平面的投影，航向方向的网格单元尺寸一般设为载机在每个脉冲重复间隔(Pulse Repetition Time, PRT)中飞过的距离，即  $v_r T$ ，以此建立直角坐标系。

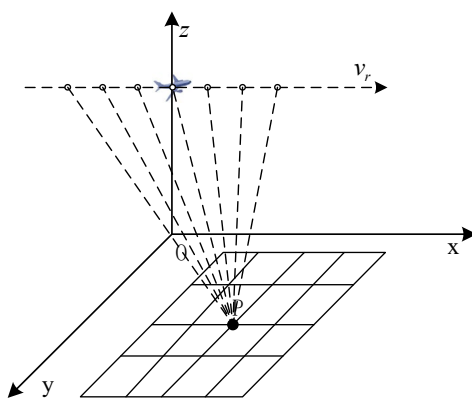


图2.4 BP 算法成像网格

如图 2.4 所示，载机以理想速度飞过航线时，在 A 点到 G 点的各个位置发射雷达脉冲。以对点目标 P 成像为例，首先计算 P 点到每个脉冲发射点的距离，获取 P 点对每个合成阵元的响应，即每个脉冲对 P 点的贡献。以 A 点为例子，A 点雷达发射的脉冲对 P 点的贡献为  $s_0(2\overline{AP}/c, t_m^A)$ ， $t_m^A$  为 A 点的方位时刻。将每个发射脉冲对 P

点的贡献进行相干积累，即可得到 P 点的重建结果<sup>[33]</sup>

$$I(x, y) = \int s_o(\tau, t_m) \cdot e^{j \frac{4\pi f_c}{c} R_p(t_m)} dt_m \quad (2-22)$$

其中  $R_p(t_m)$  代表每个脉冲发射时刻的 APC 到 P 点的距离。

类似的，对成像网格中的其他点重建时，只需修改上式中的斜距历程，即可得到成像网格中任意点的重建结果。已知载机平台的任意脉冲发射时刻的 APC 的坐标为  $(v_r t_m, 0, h)$ ，假设任意成像点的坐标为  $(x_0, y_0, 0)$ ，则其对应的斜距表达式为

$$R(t_m) = \sqrt{(v_r t_m - x_0)^2 + (0 - y_0)^2 + (h - 0)^2} \quad (2-23)$$

式 2-22 是一个广义的 BP 积分表达，采用逐网格点、逐脉冲的方式便于精确计算 APC 到每个成像网格点的精确斜距，因此，精确的斜距计算是 BP 成像的关键，关乎图像质量好坏<sup>[10]</sup>。

如上所述，BP 算法具有精确运动补偿的能力，不存在各种假设。然而，BP 算法逐点进行积分，且在高分辨情况下，存在目标回波包络的距离徙动问题，需要在二维平面上进行搜索积分，运算复杂度较高<sup>[34]</sup>，为  $O(N^3)$ 。这极大限制了 BP 算法在大成像平面、高分辨场景下的应用，接下来将介绍从两方面对 BP 算法进行改进以减小运算量的原理与实现方法。

### 2.3.2 距离徙动矫正

如上文所述，BP 算法沿斜距历程进行相干积累。然而在高分辨场景下，存在距离徙动问题，逐点进行 BP 积分时需要对其贡献的数据点进行二维搜索，增大了运算量与计算复杂度。因此，本节将介绍一种 RCMC 方法解决此问题，使得传统的 BP 积分改善为逐距离门的方位维的累加运算。

#### (1) 尺度变换

以点目标的回波为例，将距离压缩后的信号对快时间做傅里叶变换，可以得到距离频域信号

$$S_o(f_r, t_m) = P(f_r) e^{-j \frac{4\pi}{c} (f_r + f_c) R(t_m)} \quad (2-24)$$

其中， $P(f_r)$  为频域的归一化包络。假设目标与不同时刻 APC 的斜距为线性变化的，即  $R(t_m) \approx R_{i0} + v_r t_m$  则式 2-24 可写成

$$S_o(f_r, t_m) = P(f_r) e^{-j \frac{4\pi}{c} (f_r + f_c) R_{i0}} e^{-j \frac{4\pi}{c} (f_r + f_c) v_r t_m} \quad (2-25)$$

式中，在第二个指数项，距离包络平移量的表达式中包含慢时间变量，即在不同的  $t_m$  时刻，目标回波的包络位于不同的位置，即产生了距离徙动<sup>[35]</sup>，也可以看做不同的距离频点拥有不同的多普勒频率

$$f_d = -\frac{2v_r}{c}(f_r + f_c) \quad (2-26)$$

为了消除包络平移即去除多普勒频率的耦合，可以定义一个虚拟慢时间，使得

$$f_c \tau_m = (f_r + f_c) t_m \quad (2-27)$$

将 2-27 代回到式 2-25，可得到回波在虚拟慢时间上的表达式

$$S_o(f_r, \tau_m) = P(f_r) e^{-j\frac{4\pi}{c}(f_r + f_c)R_{i0}} e^{-j\frac{4\pi}{c}f_c v_r \tau_m} \quad (2-28)$$

通过上述对慢时间变量的尺度变换，消除了距离方位耦合<sup>[36]</sup>，但也导致了其他问题。

## (2) keystone 插值

通过 2-27 式可以看出，当慢时间  $t_m$  等间隔采样时，虚拟慢时间  $\tau_m$  却在不同的距离频点上以不同的间隔进行等间隔采样，如图 2.5 所示。

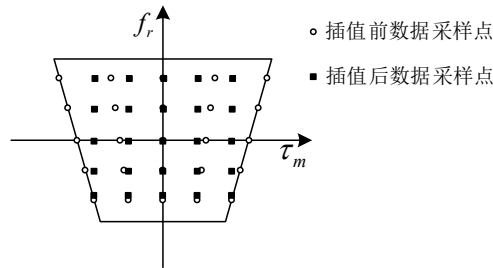


图2.5 keystone 插值前后数据采样位置

在  $(f_r - \tau_m)$  平面上，原来的信号采样点变为楔石(keystone)形格式<sup>[37]</sup>，为了在后续处理中能使用 FFT 运算，需要将信号插值到等间隔采样的矩形格式，这一步操作称为 keystone 插值。

虽然直接用插值法将数据从楔石格式变换到矩形格式是逐距离频点的一维运算，但运算量依旧巨大，实际应用中需要运算量更小的方法。

实际应用中，为了降低运算量，通常采用 chirp-z 变换 (Chirp-Z Transform, CZT) 实现 keystone 插值。根据以上分析，当求慢时间对应的多普勒域时，频谱采样点在单位圆上的分布间隔变为



$$\Delta f = \frac{f_r + f_c}{f_c} \frac{2\pi}{M} \quad (2-29)$$

此间隔与距离频率有关，不再是整个圆周均匀分布<sup>[38]</sup>，这是不能应用 FFT 的原因。而 CZT 是求取上述非等间隔下各点采样点的采样值的快速算法。

通过 CZT 求 keystone 插值，实际上是把不同等采样间隔下的对虚拟慢时间域的 DFT 运算转变为了卷积运算<sup>[39]</sup>。再根据卷积定理，通过 FFT 实现快速卷积，实现了减小 keystone 插值运算量的目的。

### 2.3.3 改进 BP 积分

如第 2.3.1 节介绍，传统的 BP 算法通过方位维的一维累加运算进行场景重建。但以此重建的图像无法提供图像域与方位相位历程域间的傅里叶变换关系，导致成像后无法通过 PGA 算法进行运动补偿。且通过逐点累加的积分方式进行场景重建运算量大，为了能通过 FFT 进行场景重建，且适应后续的 PGA 算法，本节将通过改变成像网格的方式进行 BP 成像处理。

首先，以合成孔径中心为原点建立极坐标系  $(r, \theta)$ ，则目标 P 的坐标变为  $(r_p, \theta_p)$ 。为了方便论述，定义  $(r, \Theta)$  为虚拟极坐标系，其中  $\Theta = \sin \theta$ ，此时，APC 到 P 点的瞬时斜距为

$$R(r_p, \Theta_p; t_m) = \sqrt{r_p^2 + (v_r t_m)^2 - 2r_p v_r t_m \Theta_p} \quad (2-30)$$

接下来，在虚拟极坐标系下，点目标 P 的方位脉冲响应为。

$$\begin{aligned} h(r_p, \Theta) &= \int s_o\left[\tau = \frac{2R(r_p, \Theta_p; t_m)}{c}; t_m\right] e^{-j\frac{4\pi f_c}{c} R(r_p, \Theta; t_m)} dt_m \\ &= \int e^{-j\frac{4\pi f_c}{c} [R(r_p, \Theta; t_m) - R(r_p, \Theta_p; t_m)]} dt_m \end{aligned} \quad (2-31)$$

将式中的斜距变量进行泰勒展开且忽略  $v_r t_m$  的二次及更高次项后，上述表达式变为

$$h(r_p, \Theta) = \int e^{-j\frac{4\pi f_c}{c} (\Theta - \Theta_p) v_r t_m} dt_m = \int e^{-jk_\Theta x} dx, k_\Theta = \frac{4\pi f_c}{c} (\Theta - \Theta_p), x = v_r t_m \quad (2-32)$$

可以看出，在  $(r, \Theta)$  构成的虚拟极坐标系上，P 点的回波脉冲位置（即图像域）与相位历程域（即方位时域信号）间具有傅里叶变换关系<sup>[40]</sup>。其中  $k_\Theta$  代表图像域， $x$  代表相位历程域，即方位时域。

综上所述，本文通过建立虚拟极坐标系，推导出点目标的方位脉冲响应的表达形式，得到了图像域与相位历程域间的傅里叶关系。因此可以将 BP 积分的累加运算变

换为 FFT 运算,大大减小了运算量。但此种运算将图像建立在极坐标系上,影响图像观感。此问题的解决将在第四章详细论述。

## 2.4 载机平台运动补偿

通过第 2.3.1 节的描述, BP 算法成像需要获取真实的 APC 位置与成像网格各像素点间的精确斜距。但在机载 SAR 场景下,由于受到低空大气湍流影响,容易引起平台振动、旋转、偏航等运动误差,因此需要进行运动补偿来解决运动误差导致的图像质量问题。

本节将介绍通过惯导参数与 PGA 进行运动补偿的算法原理与实现步骤,以及本文提出的运动误差三步补偿法。

### 2.4.1 基于惯导信息的运动补偿

为了应对运动误差,通常载机平台会携带与天线刚性连接的测量设备,一般为 INS,以获取实时的载机运动状态,以此计算载机运动状态与理想运动状态之间的偏差量。

根据第 2.1 节建立的机载 SAR 运动模型,将载机平台的运动误差分解为三个坐标轴方向的运动误差<sup>[41]</sup>:  $\Delta x(t_m)$ 、 $\Delta y(t_m)$  和  $\Delta z(t_m)$ , 以此可得到结合惯导信息下的载机 APC 位置坐标为  $(v_r t_m + \Delta x(t_m), \Delta y(t_m), h + \Delta z(t_m))$ 。

此时的基于惯导信息下的真实斜距由式 2-1 的理想斜距公式修正为

$$R(t_m) = \sqrt{(v_r t_m + \Delta x(t_m) - x_0)^2 + (\Delta y(t_m) - y_0)^2 + (h + \Delta z(t_m))^2} \quad (2-33)$$

使用此斜距表达式代入式 2-22 进行 BP 积分,则可得到经过惯导信息运动补偿的成像结果。

一般的 INS 不能直接给出载机的位移量,只能给出东北天速测量值,因此要想得到载机坐标系三个坐标轴方向的运动误差量,首先要对载机东北天速进行投影

$$[v_x(t_m), v_y(t_m), v_z(t_m)] = [\sqrt{v_e^2(t_m) + v_n^2(t_m)}, \sqrt{v_e^2(t_m) + v_n^2(t_m)}, v_u(t_m)] \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha(t_m) & & \\ & \sin \alpha(t_m) & \\ & & 1 \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

其中,  $[v_x(t_m), v_y(t_m), v_z(t_m)]$  为载机坐标系下的速度矢量,  $[v_e(t_m), v_n(t_m), v_u(t_m)]$  为惯导设备给出东北天坐标系下的速度矢量,  $\alpha(t_m)$  为载机的速度在水平方向上的投影速度与载机理想航向的轴夹角。

得到载机坐标系下的各方向速度误差后,通过对速度沿慢时间积分,得到载机在

三个方向的运动误差，注意积分后需要减去三个方向的初始位置。

$$\begin{cases} \Delta x(t_m) = \int (v_x(t_m) - v_r) dt_m - mid(\int (v_x(t_m) - v_r) dt_m) \\ \Delta y(t_m) = \int v_y(t_m) dt_m - mid(\int v_y(t_m) dt_m) \\ \Delta z(t_m) = \int v_z(t_m) dt_m - mid(\int v_z(t_m) dt_m) \end{cases} \quad (2-35)$$

综上所述的运算步骤即是基于惯导的运动补偿。

然而在高分辨率场景下，雷达脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)高，惯导设备的更新速率不能满足雷达要求，即不能得到每个脉冲对应的惯导信息。且惯导设备本身具有测量误差。以上两个问题综合表现为，惯导设备只能给出低频运动信息。

因此只基于惯导信息进行运动补偿不能精确的补偿运动误差，接下来将介绍通过 PGA 算法进行运动补偿的原理。

## 2.4.2 基于 PGA 的运动补偿

PGA 是当前 SAR 成像处理中最常用的运动补偿方法，具有很强的精确性与鲁棒性。标准 PGA 对相位误差估计，一般分为以下几个步骤：

- 1) 样本选择。通过筛选高信杂比的距离单元样本，提高相位误差估计的精度与效率。
- 2) 循环移位。为了方便后续的开窗滤波与相位误差估计，将特显点移位到图像方位中心。
- 3) 开窗滤波。对特显点进行开窗滤波。在此步骤中，窗长与窗的个数的选择非常关键，需要结合载机平台的振动情况考虑。
- 4) 相位梯度估计。在方位时域进行相位梯度估计<sup>[42]</sup>，一般使用的估计算子有两种：最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计算子与线性无偏估计算子。
- 5) 迭代相位补偿与估计。将估计出的相位梯度进行积分，得到相位误差，去除线性分量后将相位误差补偿到样本中，重复步骤 2、3、4，直到估计参数收敛。

为了进一步加大 PGA 的准确度，接下看介绍结合实际应用情况，对标准 PGA 的流程进行改善的方法。

在样本选择步骤中，以距离单元的样本平均能量来作为评价标准进行样本选择，且选择多个样本。

在循环移位步骤中，根据傅里叶变换的循环移位定理，为了获得更精准的移位值，通过对信号进行补零后的大点数的 FFT，变换到频域然后与移位相位相乘的方式进行

此步处理。

在进行相位梯度估计时，为了降低 PGA 对样本数的需求以及快速迭代到收敛状态，采用基于样本方差的加权最大似然(Weighted Maximum Likelihood, WML)PGA 的方式进行梯度估计

$$\phi_{pga}(h) = \frac{\arg \sum_{k=1}^K w_k [\text{conj}[s(k, h)] \cdot s(k, h-1)]}{\sum_{k=1}^K w_k} \quad (2-36)$$

通过以上的 WML-PGA 处理，可以有效消除惯导信息无法消除的运动误差。然而，在条带模式下，以及大幅宽场景成像下，运动误差具有强空变性。在强空变性下，WML-PGA 无法很好的消除空变误差相位。

为了解决上述问题，本文提出一种局部加权最大似然(Local Weighted Maximum Likelihood, LWML)PGA。此种方法首先将全孔径数据沿方位维分为若干子孔径，子孔径的大小与空变参数有关，即认为空变误差项在当前的子孔径大小中的空变值可以忽略不计。然后对每个子孔径分别进行 PGA 处理。通过 LMWL-PGA 可以消除运动误差中的空变相位误差项。

综上所述，本文为充分进行运动补偿，设计运动误差三步补偿法：首先基于惯导信息进行精确斜距计算，然后进行 BP 成像；然后，通过 WML-PGA 处理补偿误差相位中的非空变相位项；最后，通过 LWML-PGA 处理补偿误差相位中的空变相位项。经过以上处理步骤，可以对运动误差的低频分量、高频分量以及空变部分分别进行精确补偿，得到良好聚焦的图像。

## 2.5 本章小结

本章主要介绍机载 SAR 成像的算法原理与实现步骤。

首先介绍机载 SAR 的几何模型与时域回波信号形式，给出了在载机坐标系下的斜距表达式与发射信号和回波信号的表达式。

接下来介绍信号的距离维处理。首先介绍雷达回波信号的基带表达式，然后介绍通过匹配滤波实现距离压缩的的算法原理与实现步骤；接下来针对线性调频信号在大带宽下对硬件采样率要求过高的问题，介绍了通过 dechirp 方法进行距离压缩的算法原理与实现步骤。

然后详细介绍 SAR 成像算法即方位维聚焦处理的原理。首先介绍 BP 算法的基本原理；针对 BP 算法运算量大的问题，介绍了通过距离徙动矫正减小运算量的方法，即将目标在不同脉冲的回波矫正到同一个距离单元，以此将 BP 算法的二维运算分解

为两个一维运算。然后针对 RCMC 中的 keystone 插值运算量大, 介绍通过 CZT 快速进行 RCMC 的算法原理与运算步骤; 最后为了快速进行 BP 积分, 通过推导在虚拟极坐标系下的 BP 积分表达式, 得到了图像域与方位时域间的傅里叶变换关系, 以此将 BP 积分的方位累加运算转换为了 FFT 运算, 极大减小了运算量。

最后针对载机平台不稳定问题, 介绍通过惯导信息和 PGA 进行运动补偿的方法。首先推导了通过 INS 给出的速度信息详细计算斜距的方法; 然后介绍通过 WML-PGA 与针对误差空变性的 LWML-PGA 进行运动补偿的步骤; 最后提出能够充分进行运动补偿的三步法的处理步骤, 得到聚焦良好的图像。

### 第三章 图像后处理算法原理

通过机载 SAR 算法完成成像后，为了增强图像观感，还需进行图像后处理。本章详细分析图像后处理的算法原理以及实现方法，包括几何矫正、亮度均衡、多视量化和图像拼接。

#### 3.1 几何矫正

##### 3.1.1 原理分析

根据第 2.3.3 节所述，为了快速实现 BP 积分，将 BP 算法的成像网格建立在虚拟极坐标系上。在此坐标系上，图像域与相位历程域存在傅里叶变换的关系，通过沿数据方位维做 FFT，实现了 BP 算法的方位累加。

通过 FFT 进行场景重建，将数据从方位时域（即相位历程域）变换到图像域的方法，实际上是将图像的方位维建立在方位频域（即多普勒域），因此图像建立在距离-多普勒域（即  $(r, f_a)$  域）。根据式 3-1 多普勒频率的定义， $f_a$  与  $\theta$  成正比，因此成像网格是建立在  $(r, \theta)$  两个维度构成的极坐标系上，其中两种坐标系第二个维度变量的关系为

$$f_a = \frac{2v \sin \theta}{\lambda} \quad (3-1)$$

从上式可以看出，当把在极坐标系上采样建立的图像以矩阵的方式呈现出来时，会出现几何形变的问题，如图 3.1(a)所示，严重影响图像观感与后续处理。

因此，本设计通过一种几何矫正方法，将图像从  $(r, \theta)$  两个维度构成的极坐标系变换到  $(x, y)$  两个维度构成的直角坐标系，其中  $x$  方向为航向方向， $y$  方向为波束方向，如图 3.1(b)所示，接下来介绍坐标转换的原理分析与实现方法。

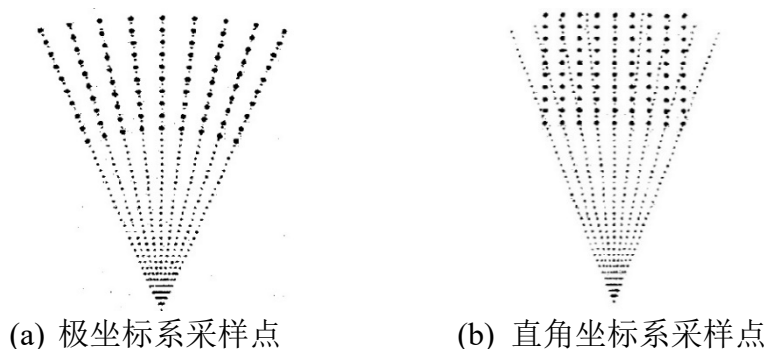


图3.1 不同坐标系成像网格

### 3.1.2 实现方法

进行坐标转换的方式一般有直接投影法或直接插值法：直接投影法通过计算两个坐标系之间的每个点的坐标的对应关系，然后根据对应关系将原始坐标系的像素值直接放在目标坐标点。这种方法运算量小，但存在坐标点的舍入误差，精确度低。直接插值法对目标坐标系的每个坐标点进行反推，找出其对应的源坐标系的坐标点，然后通过源坐标系坐标点附近的采样点的像素值插值得到其本身的像素值。这种方法精确度高，但需要进行二维插值，运算量巨大。因此在本文中，为了平衡运算量与精确度，提出一种将直接插值法与投影法相结合的间接投影法完成坐标系转换。

首先根据极坐标系的数据边界确定直角坐标系的采样位置，如图 3.1 所示，为了充分利用插值信息，选取极坐标系内的矩形而不选取极坐标外的矩形。极坐标系坐标与直角坐标系的映射关系如式 3-2。其中， $N$  是距离维点数， $M$  是方位维点数， $\Delta R$  是距离维点间距， $R_s$  是场景中心斜距， $F_{sa}$  是方位维采样频率，即 PRF。经过式 3-2 的运算可以通过  $(r, \theta)$  坐标系的边界得到  $(x, y)$  坐标系的边界，然后根据图 3.1，对  $x$  轴进行等间隔  $N$  点采样，对  $y$  轴进行等间隔  $M$  点采样，以此得到直角坐标系下每个采样点的坐标  $(x_i, y_i)$ 。

$$\begin{cases} x = r \sin \theta \\ y = r \cos \theta \\ \theta = \arcsin(\frac{f_a \lambda}{2v}) \end{cases}, \begin{cases} r \in [-\frac{N}{2} : \frac{N}{2} - 1] \cdot \Delta R + R_s \\ f_a \in \frac{[-\frac{M}{2} : \frac{M}{2} - 1]}{M \cdot F_{sa}} \end{cases} \quad (3-2)$$

然后分别对极坐标系的距离维数据与角域维数据进行等间隔插值运算，插值得到更精细采样的极坐标采样点。

最后遍历直角坐标系的每个坐标点  $(x_i, y_i)$ 。首先根据式 3-3 与式 3-1 计算其对应的极坐标系中的坐标点  $(r_i, f_i)$ ，然后计算  $(r_i, f_i)$  对应的采样点位置  $(n_i, m_i)$ 。若  $(n_i, m_i)$  存在小数，则进行四舍五入，最后将  $(n_i, m_i)$  处的像素值放入  $(x_i, y_i)$  完成投影。

$$\begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \theta = \arctan \frac{x}{y} \end{cases}, \begin{cases} n = \frac{r - R_s}{\Delta R} \\ m = \frac{M \cdot f}{F_{sa}} \end{cases} \quad (3-3)$$

上述的先插值后投影的几何变换方法，用两次一维插值运算代替了插值法的逐点二维插值运算，降低了运算量。且避免了投影法的舍入误差过大的问题，精确实现了图像从极坐标系变换到直角坐标系的处理。

## 3.2 亮度均衡

### 3.2.1 原理分析

在条带模式成像中,由于波束角不发生变化,雷达波束均匀扫过成像区域。因此,除了合成孔径中心对应的目标被每个雷达脉冲照射到外,两侧的目标随着靠近航线的边界,被照射到的次数依次减少,回波积累时间逐渐减少。如图 3.2 所示,航线中心的目标被照射到的时间为载机飞过距离  $L_0$  所需的时间,而左侧目标被照射到的时间为载机飞过距离  $L_1$  所需的时间。从天线增益的角度分析,在天线波束扫过成像区域时,沿航线不同位置的目标与航线中心的夹角不同,天线增益从  $0^\circ$  位置向两侧逐渐降低。

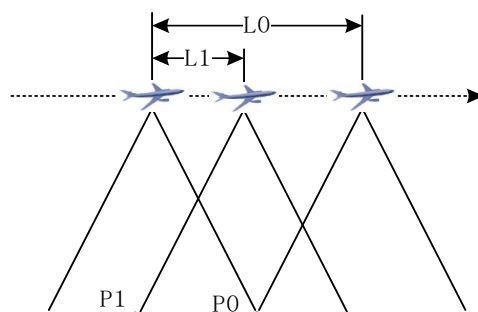


图3.2 不同位置目标照射时间

因此综上所述,在机载 SAR 成像后,由于积累时间与天线增益的变化,图像的亮度沿方位维,从方位维中间像素点向两侧逐渐降低,亮度变化的趋势即为天线水平方向的方向图。

且在低分辨模式下,由于距离维分辨单元尺寸大,成像幅宽随之增大,在此场景下,图像的最近点与最远点目标位置与 APC 的连线与波束中心线的夹角差不可忽略,如图 3.3 所示,因此图像的亮度沿距离向也收到天线俯仰向增益的影响。且远近目标的回波受到雷达回波威力的影响也不可忽略,因此图像沿距离维的亮度变化趋势存在天线俯仰向的方向图与雷达威力综合调制的现象。

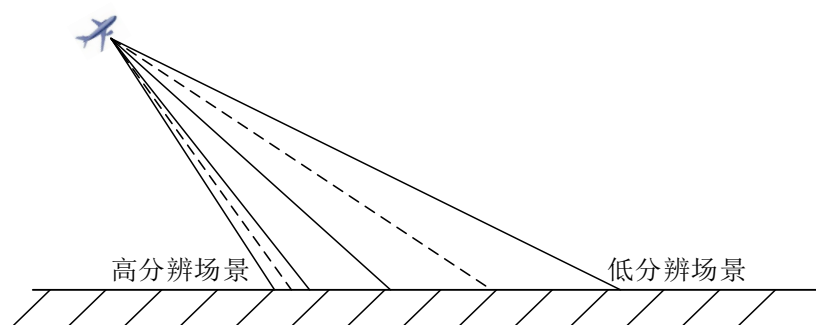


图3.3 不同分辨率探测场景



综上所述，SAR 成像的图像亮度沿方位维与距离维受方向图与雷达回波威力调制，存在亮度不均匀的缺陷，这严重影响图像观感。为了解决上述问题，需要通过一种图像亮度均衡的方法对图像亮度进行补偿，接下来将介绍本文的亮度均衡方法。

### 3.2.2 实现方法

本文在具有上节所分析的亮度变化趋势的先验知识的情况下，通过参数估计的方式对亮度在方位维和距离维的调制包络进行计算，然后得出补偿因子，最后对数据进行补偿，以此均衡图像亮度。

设  $I(x, y)$  为 SAR 成像后的经过几何矫正的图像，图像中心为坐标原点。将  $I(x, y)$  的像素数据沿距离维进行累加

$$w(x) = \sum_{y=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} I(x, y) \quad (3-4)$$

其中  $N$  是图像的距离维点数，将  $w(x)$  当做图像沿方位维的亮度变化趋势。

由于图像中场景不是均匀的单一环境，因此， $w(x)$  中存在由于特殊场景的回波导致的尖刺与噪声，不能充分代表天线在水平方向的方向图。因此，通过对  $w(x)$  做最小二乘多项式拟合

$$w(x) = \sum_{n=0}^{\infty} p_n x^n \quad (3-5)$$

其中  $p$  为多项式系数，为了去除数据中的尖峰与噪声，忽略  $w(x)$  的高次项后，得到更能反映图像亮度变化趋势的曲线为

$$w_p(x) = \sum_{n=0}^k p_n x^n \quad (3-6)$$

其中  $k$  为多项式的有效拟合次数，更高次数被忽略。然后得到沿方位维的亮度补偿因子为

$$h_1(x) = \frac{\overline{w_p(x)}}{w_p(x)} \quad (3-7)$$

其中， $\overline{w_p(x)}$  为  $w_p(x)$  的平均值。

接下来进行距离维的处理，距离维的亮度补偿因子的计算步骤与方位维的基本一致。按上述步骤，将像素累加方向与多项式拟合次数稍作修正，即可得到沿距离维的

亮度补偿因子  $h_2(y)$ 。

得到沿距离维和方位维的亮度补偿因子后，对图像进行亮度补偿

$$I_{12}(x, y) = I(x, y) \cdot h_1(x) \cdot h_2(y) \quad (3-8)$$

最后得到沿距离维与方位维亮度均匀的图像，至此，亮度均衡处理完成。

### 3.3 多视量化

#### 3.3.1 原理分析

根据第 2.3 节所述，BP 算法的图像建立在由用户构建的成像网格上，在此网格上，距离分辨单元为

$$\rho_r = \frac{c}{2F_s} \quad (3-9)$$

其中  $c$  为光速， $F_s$  为距离向采样率。方位分辨单元为

$$\rho_{a1} = v \cdot T \quad (3-10)$$

其中  $v$  为载机沿航向平均速度， $T$  为 PRT。为了快速实现 BP 积分，在建立的虚拟极坐标系成像网格上，方位分辨率不同于在直角坐标系建立的成像网格。此时的方位分辨率在不同距离门下不一致，结合式 3-1 与式 3-2，为

$$\rho_{a2} = \frac{2r \cdot \arcsin(\frac{F_{sa}\lambda}{4v})}{M} \quad (3-11)$$

其中  $r$  是当前距离门的斜距， $F_{sa}$  是方位采样率， $\lambda$  是信号波长， $M$  是方位维采样点数。再根据第 3.1.1 节所述，将图像按图 3.1 从极坐标系的采样点变换到直角坐标系的采样点后，最终的方位分辨率为

$$\rho_{a3} = \frac{2r_0 \cdot \tan(\arcsin(\frac{F_{sa}\lambda}{4v}))}{M} \quad (3-12)$$

其中， $r_0$  是第一个距离门对应的斜距。

综上所述，距离维分辨单元  $\rho_r$  与方位维分辨单元  $\rho_{a3}$  大小不一致。即成像的结果中，每个像素单元的宽度尺寸与高度尺寸不一致，导致图像出现沿高分辨率的方向拉伸的现象，严重影响图像观感。因此，本文设计一种多视量化方法，通过抽取与插值

的方式，使得图像的像素宽度与高度尺寸一致。接下来将介绍具体实现方法。

### 3.3.2 实现方法

本文通过一种多视量化的方式进行两个维度单元尺寸的一致化。一般 SAR 为抑制相干斑或尖刺噪声会采用多视处理，获取多视图像可用两种方法：一种是将整个合成孔径分为几个子孔径，从每个子孔径得到一视低分辨图像，将每视图像进行非相参叠加，得到新图像；另一种是将相邻像素作为多视进行平滑处理。这两种方式实际具有等效性：第一种方法在多普勒域做处理，在多普勒域降低带宽并降采样后，再变换到图像域；另一种直接在图像域做处理。都是来降低分辨率并能减少干涉相位噪声与相关斑。由于在本文的设计中，多视处理在成像后实现，此时已经无法得到复图像信息，因此使用第二种方式降低像素单元大小。

首先根据式 3-9 与式 3-12 计算得到本幅图像的距离分辨率  $\rho_r$  与方位分辨率  $\rho_{a3}$ ，然后计算得到平滑窗长度为

$$w_a = \text{floor}\left(\frac{\rho_r}{\rho_{a3}}\right) \quad (3-13)$$

其中， $\text{floor}$  代表向下取整。由于使用平滑处理即均值窗运算来进行非相参叠加，因此，窗长向下取整，可以避免窗内数据混叠。又因为本步算法的目的为降低分辨率，所以需要再滑窗处理后对结果进行抽取，抽取后的方位维点数为

$$M' = \text{floor}\left(\frac{M}{w_a}\right) \quad (3-14)$$

滑窗运算后再进行抽取运算，每个窗内会存在  $w_a - 1$  次的无效运算，因此为了减少无效运算量，滑窗抽取运算步骤为：

$$I'(n, m) = \frac{\sum_{i=0}^{w_a-1} I(n, w_a m + i)}{w_a} \quad (3-15)$$

其中  $m$  的取值为  $1, 2, \dots, M'$ 。  $I'(n, m)$  为多视量化后的距离分辨率与方位分辨率基本一致的图像。

## 3.4 图像拼接

### 3.4.1 原理分析

在条带 SAR 成像模式下，雷达天线的波束角不变，波束均匀扫过探测区域。因

此, 条带 SAR 可以形成场景连续的图像。但受制于有效合成孔径长度、SAR 成像算法原理及处理器内存等限制, 不能直接形成显示整条航线探测场景的单幅大图。因此, 将数张有重叠部分的 SAR 图像, 拼接成一副连续无缝的 SAR 图像, 成为条带 SAR 成像后的必须步骤, 本节将介绍图像拼接的算法原理与实现方法。

图像拼接是从连续的图像序列中提取共同特征, 并进行特征配准, 从特征配准中估计图像帧之间的变化参数, 实现拼接。因此, 接收 SAR 回波脉冲进行处理时, 为了得到共同的图像特征, 需要对处理的方位脉冲进行重叠, 重叠数取决于图像的定位误差。

SAR 图像拼接处理方面还存在多视角问题, 当两幅图的视角不一致时, 提取图像特征时不仅需要提取二维特征进行配准, 而且估计出变换参数进行图像拼接时, 还需对图像做旋转操作, 加大了处理难度。但由第二章的分析可知, SAR 成像的图像中, 两个维度的方向分别代表航向方向与斜视角方向。因此在运动补偿时, 将载机平台的航线补偿到参考航线; 且建立成像网格时, 使用参考斜视角而不是数据的实际斜视角建立成像网格, 由此造成的斜视角偏移问题由天线控制模块负责, 不由成像处理。因此, 在条带 SAR 模式下的整条航线上的所有成像图, 均为同样视角, 因此图像间只存在距离维和方位维的平移拼接的关系, 不存在旋转关系。且在此情况下, 特征提取时, 不需提取二维特征, 只需分别提取距离维与方位维, 即图像的高度与宽度方向的一维特征即可。

本文将相关度做为图像配准的特征, 在两幅图有共同区域的情况下, 相关度最能反应场景的相似程度, 将两幅图相关度最高的区域, 看做是做同一个场景的成像。然后计算此场景在两幅图中的各自位置, 即可得到两幅图像的平移参数。接下来将详细介绍图像拼接的实现方法。

### 3.4.2 实现方法

根据上述分析, 进行图像拼接首先需要对前后两次成像的方位脉冲进行重叠处理。重叠度取决于图像的定位误差。在极限情况, 即左侧图像的定位误差偏向左侧, 右侧图像的定位误差偏向右侧下, 要想保证图像重叠, 方位脉冲的重叠个数为

$$m_{ol} = \text{ceil}\left(\frac{2E_a}{\rho_{a3}}\right) \quad (3-16)$$

其中,  $E_a$  是图像的定位误差, 取决于运动补偿的效果。

然后, 根据相关度进行图像特征配准, 从左侧图像的右侧区域与右侧图像的左侧区域, 分别选取  $K$  个图像子块, 然后对图像像素值进行归一化处理

$$I_{Li}(n, m) = \frac{I_L(n, m)}{\sum_{n=N_1}^{N_2} \sum_{m=M_1}^{M_2} I_L^2(n, m)} \quad (3-17)$$

其中,  $I_L(n, m)$  为选取的左侧图像的第  $i$  个子块,  $N_1 N_2 M_1 M_2$  为图像子块的边界位置,  $I_{Li}(n, m)$  为进行归一化后的左侧图像子块。同理, 对右侧图像也做同样的操作, 得到归一化后的右侧图像子块  $I_{Ri}(n, m)$ 。

接下来, 左侧与右侧的图像子块做相关处理, 为了加快运算速度, 根据卷积定理, 两个信号的相关系数可以通过两个信号频域共轭相乘结果的 IFFT 得到

$$R_{ij}(n, m) = \text{IFFT}[\text{FFT}[I_{Li}(n, m)] \cdot \text{FFT}[I_{Rj}(n, m)]^*] \quad (3-18)$$

其中,  $R_{ij}(n, m)$  为左侧第  $i$  个子块与右侧第  $j$  个子块的相关系数。

经过  $K \cdot K$  次的相关运算, 可得到左侧与右侧任意两个子块间的相关系数, 然后寻找所有的相关系数中的最大值, 即相关性最强的两个图像子块

$$R_{i', j'}(n', m') = \max_{i=1, j=1}^{K, K} (R_{ij}(n, m)) \quad (3-19)$$

将这两个子块视为同一场景, 则此时的  $n'$  与  $m'$  即为两个图像在两个维度上的平移值。

最后, 将两幅图中后续的图像按照以上步骤计算的平移值进行平移, 然后裁剪掉两幅图像的重叠部分, 即可得到两幅图像拼接后的结果, 不断重复上述步骤, 即可得到整条航线的无缝连续图。

### 3.5 本章小结

本章从 SAR 成像图像观感出发, 分析了 BP 成像后, 图像在观感方面存在的问题。并针对每个问题介绍问题来源, 提出解决算法与实现方法。

首先介绍图像在观测域上的问题, 由于成像网格建立在虚拟极坐标系上, 图像存在几何畸变的问题。针对此问题提出了结合投影法与插值法的间接投影法的几何矫正原理与实现方法。

然后针对图像亮度受到天线方向图与雷达威力综合调制, 沿方位维与距离维不均匀的问题, 介绍了图像亮度均衡算法的原理与实现步骤。

接下来针对图像在距离维与方位维分辨率不一致导致的图像拉伸问题, 提出了通过多视量化进行分辨率一致化的算法原理与实现步骤, 解决了图像拉伸问题。

最后针对 SAR 成像在条带模式下的连续性问题, 提出了基于图像相关性的拼接参数估计方法, 完成了条带模式成像的连续拼接。

通过以上四个步骤的处理，机载 SAR 成像后影响图像观感的问题基本被解决，可得到聚焦良好、观感强、场景连续的 SAR 图像。

## 第四章 总体实现方案

本论文设计一个信号处理机实现整套算法，包括硬件平台的设计和算法流程在平台上的实现及针对硬件结构的优化。本章首先简要介绍硬件平台，然后根据硬件平台设计算法实现处理流程，最后完成整套系统方案的设计与实现。

### 4.1 系统硬件平台介绍

系统硬件平台主要包括信号处理部分与接口通信部分。由于 SAR 成像的算法步骤灵活性强，因此设计信号处理部分由 DSP 完成，且由于 SAR 成像算法的运算量大，还需要设计多片 DSP 联合工作才能满足实时性要求。接口通信部分包括多片 DSP 间的数据通信与参数传递，以及整个信号处理机对外的数据传输，接口速度快，数量多，因此选用 FPGA 实现。

信号处理机硬件结构如图 4.1 所示，由 4 片 DSP 完成并行的 SAR 成像处理，由 1 片处理器完成 SAR 的图像拼接及通过千兆以太网与上位机交互等工作。由 FPGA 完成多片 DSP 处理器的 SRIO 接口数据交换以及通过 GTX 接口接收原始雷达采样数据以及数据的格式转换。

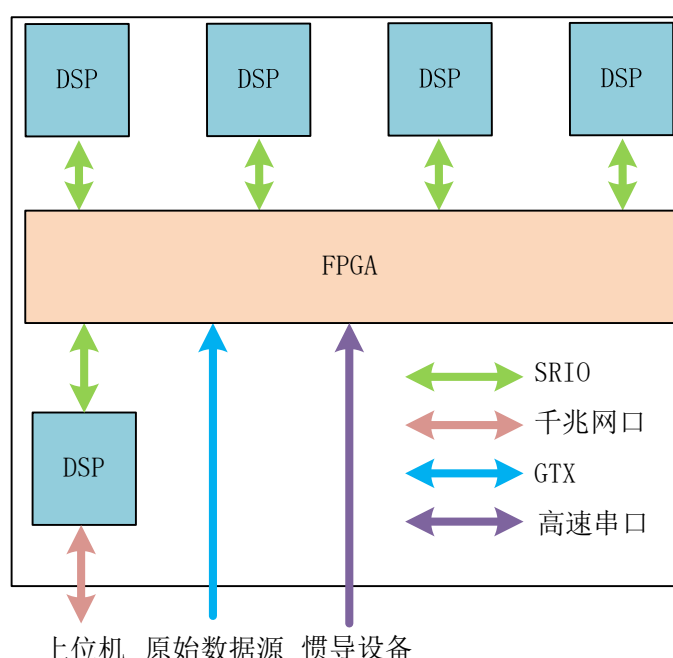


图4.1 信号处理机整体结构

### 4.1.1 DSP平台介绍

随着国防科技大学自主研制的飞腾多核 DSP 的推广应用以及国产化的需求，本系统采用 FT-M6678 型号的 DSP，DSP 整体结构如图 4.2 所示。FT-M6678 集成 DSP 处理器内核的软件可编程性与外设协处理器的硬件加速功能，是单位能效比最高的运算平台。

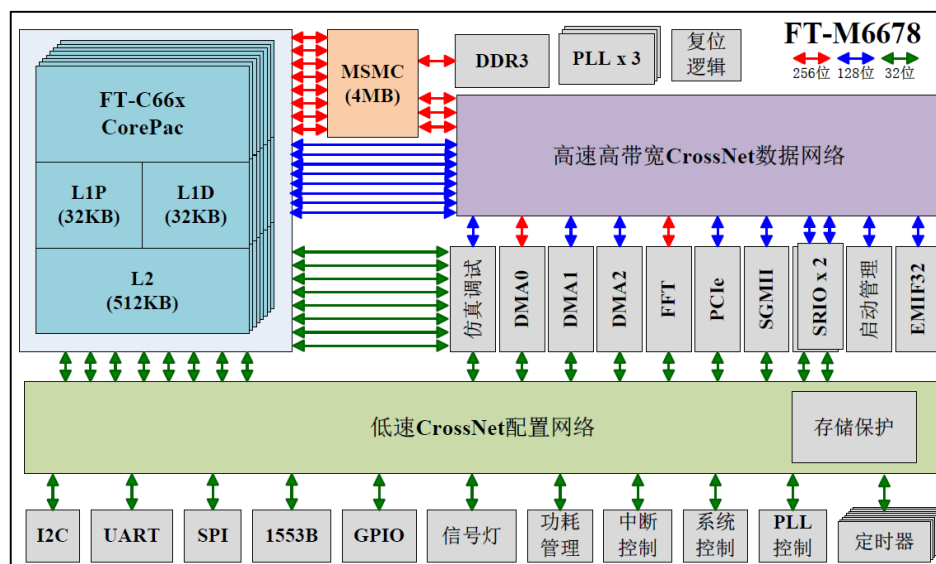


图4.2 FT-M6678 整体结构

FT-6678 DSP 主要包括 8 个 M66xx 内核以及 FFT 硬件加速器，内核使用 C 语言编程，加速器用户可全配置，不占用内核运算资源。

DMA 是 FT-M6678 的数据传输引擎之一，提供片上存储资源、片外存储资源以及其他外设之间的数据传输服务。其中，DMA 具有 3 组逻辑通道，分别为 DMA0、DMA1、DMA2，总共有 10 个 DMA 传输控制器。10 个传输控制器分为 3 组，第 0 组包含 2 个传输控制器，第 1 组和第 2 组各包含 4 个传输控制器，3 组传输控制器由 8 个 DSP 核共享。DMA 通过参数组定义传输通道的请求描述，其中 DMA0 可设置 16 个通道，DMA1 和 DMA2 可分别设置 64 个通道。

M6678 每个核采用两级 cache 结构，其中包括 L1P、L1D、和 L2。L2 cache 作为 L1D 和 L1P 公用的下一级存储器<sup>[43]</sup>，既可以放程序也可以放数据。其中，L1P 负责直接向 CPU 提供指令，L1D 是最靠近 CPU 的数据存储体，工作频率与 CPU 一致，处理 CPU 的存储指令（Load 和 Store 指令）。

此外，FT-M6678 还具有多核共享存储空间(MSMC)，容量为 4MB，可以被 8 个 DSP 内核共同访问，用于存放共享变量。

最后，M6678 还提供了丰富的外围接口：

- 1) 8 通道 SRIO 控制器，每个通道支持最高 3.125Gbps 的数据传输速率，本设



计中每个 DSP 通过 SRIO 与 FPGA 相连。

- 2) 64bits DDR3 接口, 高达 8GB 的可寻址内存空间, 2GB 的直接访问空间。本设计采用 4 片国产 16bits DDR3-1600, 提供 2GB 的内存空间。
- 3) 1 个 SGMII 接口, 可与 PHY 芯片、变压器、RJ-45 接口与上位机相连, 进行指令和数据的交互。
- 4) 32 位的 EMIF 接口, 本设计通过 EMIF 外挂 16bits, 容量为 256Mb 的 NAND FLASH, 用于程序固化以及部分关键参数的存储。此外, M6678 还具有 GPIO、UART、SPI、IIC 等低速接口。

#### 4.1.2 FPGA平台介绍

信号处理机除了运算平台外, 还需要进行多片 DSP 的高速数据通信与参数传递, 因此, 选用 FPGA 实现多片 DSP 之间的数据通信与接收原始数据的功能。

FPGA 选用某国内企业完全自主研发的产品, 此 FPGA 的主要参数如下:

- 1) 326080 个 logic cells。
- 2) 50950 个 slices。
- 3) 445 个 block ram (每个 36Kb)。
- 4) 10 个时钟管理单元 (CMTs)。
- 5) 840 个 DSP48 slices。
- 6) 16 个 GTX 收发器。

FPGA 相关设计如下:

此 FPGA 提供 BPI FLASH 接口与 SPI 接口, 可外接多种 FLASH 用于程序固化, 为了加快引导速度, 本设计选用 BPI FLASH, 根据 FPGA 手册说明, BPI 接口最大数据位宽为 16bits, FPGA 生成的程序大小为 32MB。因此, 本设计选用国内某企业自主研发的兼容 S29GL256 型号的 BPI FLASH。

由于 DSP 的引导模式需由上电时的 GPIO 状态控制, 以及 DSP 各个电源引脚上电顺序的要求, 因此 FPGA 需要至少 80 个单端 IO 去连接 5 片 DSP 的 GPIO 引脚, 除此之外, 外部电源管理芯片的使能控制也需要 FPGA 完成。

由于前端需要采用高速 ADC, 因此 FPGA 需通过 GTX 高速收发器接收 ADC 采集的雷达信号。

为实现多片 DSP 的数据交互, FPGA 需通过 GTX 实现 SRIO 协议, 与多片 DSP 的 SRIO 接口通信。

## 4.2 DSP 功能实现方案

本节主要介绍由 DSP 完成 SAR 成像算法流程的实现与控制方案以及各个实现方案的优化方法。

DSP 功能实现过程中主要需解决的问题包括实现多 DSP 多模式实时成像的程序流程控制、DSP 的快速矩阵转置实现算法、通过 Cache 机制加速运算、FFT 并行加速运算等。

### 4.2.1 处理流程控制

本设计需要处理聚束与条带两种模式的雷达信号，每种模式下有多种分辨率的处理需求，且在工作过程中，会面临实时模式切换的需求，以及本设计中需多片 DSP 并行工作。因此，需要专门设计一套完善的流程控制机制满足多模式成像需求。

#### (1) 主程序处理流程

本系统的主程序处理流程如图 4.3 所示，主要的处理步骤如下：

- 1) 资源初始化：DSP 引导完成后，要对整套系统利用到的硬件资源进行初始化配置，包括时钟、DDR3、对外接口（SRIO、GPIO、UART 等）、信号量、中断控制器；硬件配置完成后，对 DSP 程序运行过程中需用到的全局控制参数进行设置；最后，对 DDR3 内存的内容进行读写误码测试，测试无误后进行下一步。
- 2) 等待数据就绪：在处理流程中，等待用于成像的雷达数据是否准备好，雷达数据的接收在中断服务程序中进行，详情请参考下文。如果数据准备好，就进行下一步成像处理，否则继续等待；
- 3) 实时成像：在成像处理过程中，根据第二章与第三章的成像算法对数据进行处理，然后进行下一步。
- 4) 图像上报：在成像处理完成后，将图像像素数据与图像信息参数进行打包，打包完成后，通过 SRIO 接口将数据包上报给 FPGA。然后回到步骤 2，不停循环，完成整套系统的连续成像工作。

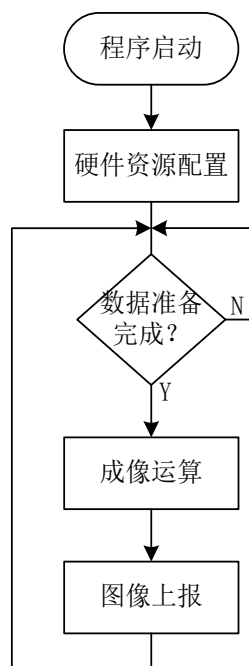


图4.3 DSP 主工作流程

因为 SAR 成像需要采集一整个合成孔径的数据才能开始处理，且不同模式与不同分辨率的数据不能统一处理，所以模式与分辨率的切换控制无法在主程序处理流程中设置。因此，本设计中，DSP 端对多分辨率及多模式的控制与切换需要在雷达数据接收过程中实现，接下来讨论 DSP 接收雷达回波数据过程中的程序操作。

每个 PRT 的数据包通过 SRIO 接口写入到 DSP 的内存空间上。因此，为了使得 DSP 进行 SRIO 数据接收完成后的后续处理，需要利用中断机制触发 DSP，使得 DSP 在中断服务程序进行相应的处理。DSP 的 SRIO 部件支持门铃消息的发送接收与门铃中断，因此本设计中，FPGA 需在每包数据通过 SRIO 发送给 DSP 后，需要发送一个门铃中断触发 DSP 的对应处理。DSP 的处理流程将在下一小节介绍

## (2) 数据解析及模式切换实现

根据第二章所述，DSP 在成像过程中，需要获得一系列的参数，如带宽、脉冲重复周期、采样率、采样点数等波形参数，以及高度、GPS 位置、东北天速等由惯导系统或外部传感器提供的信息。这些信息由整套系统中的实时控制部分提供，且这些数据需要与每个 PRT 的雷达回波数据同步。因此，DSP 接收的数据包，除了 ADC 采集的雷达回波数据之外，还需要实时控制系统整理的控制参数与惯导信息两部分，数据包由 FPGA 整理好后发给 DSP，详细过程见本章第 4.3 节 FPGA 功能实现方案。数据包结构如图 4.4 所示，DSP 在中断服务程序中解析数据包时，根据预先制定好的数据包协议解析数据，提取控制参数与惯导信息，并把回波数据按设计的存放方式放到 DDR3，回波数据的存放方式详见第 4.2.4 节，然后等待下一个 SRIO 门铃中断数据的

到来。



图4.4 SRIO 数据包格式

如图 4.4 所示，实时控制系统发出的模式（聚束、条带）标志与分辨率标志都包含在控制参数中，在中断服务函数中的数据解析模块中，当遇到模式或分辨率的切换时，由于 SAR 成像所需的整批数据的参数需一致，且为了维护多 DSP 并行协调的流程，因此当检测到模式与分辨率的切换时，当前 DSP 不仅需清空已接收的当前批的回波数据，还需跳过接下来将要到达一部分数据，同时更新全局控制参数。本设计的数据解析流程如图 4.5 所示，多模式成像的控制步骤如下：

- 1) 首先根据数据包协议，解析控制参数中的模式与分辨率，如果模式和分辨率与上一包数据中的一致，则继续下一步；若模式或分辨率发生变化，则更新 DSP 本地全局控制参数中对应的标志位，然后清空本 DSP 已存放的参数与数据，且略过本批数据剩余的 PRT，最后跳出中断，返回主程序，等待下一批数据。
- 2) 如果模式与分辨率不变，则根据第二章的 SAR 算法需求，解析控制参数与惯导信息，存储其中存放的各种雷达波形参数与平台运动信息，如带宽、采样率、PRT、载机速度矢量、载机航向角、载机海拔等等。
- 3) 然后，将雷达回波数据根据特定的存放方式写入到 DDR3 空间的对应地址上，为了加快矩阵转置的运算，雷达的回波数据不是逐 PRT 顺序存储，详细见第 4.2.4 节。
- 4) 最后判断当前 PRT 是否是当前合成孔径的最后一个 PRT。如果是，表示当前图像成像所述的所有 PRT 已经接收完成，然后置位全局参数中的雷达数据准

备完成标志，开始对当前批数据成像；如果不是，则跳出中断返回主程序，继续等待下一个 PRT 数据包。

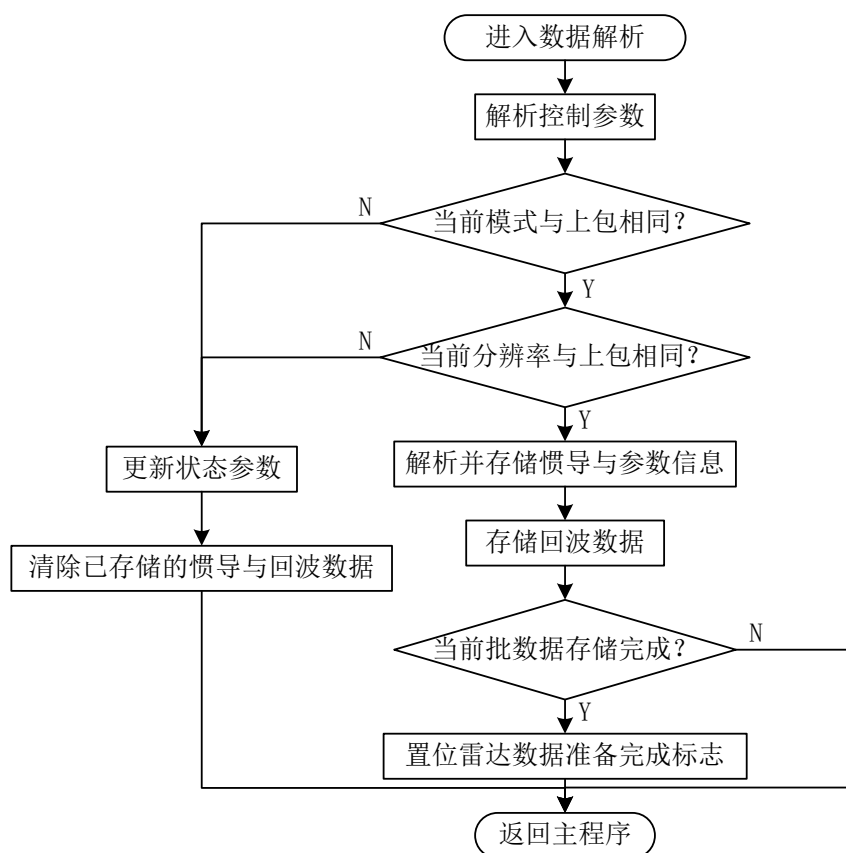


图4.5 数据解析流程

### (3) 多 DSP 并行处理

除此之外，本文中设计多片 DSP 并行完成 SAR 成像算法的实现。并行处理的方法有多种，一种是对 SAR 回波数据在距离维分段处理，不同的 DSP 处理不同的距离门的数据。每个 DSP 需要处理的距离门为：

$$R_b = i \cdot \frac{N}{C}, \quad R_e = (i+1) \cdot \frac{N}{C} - 1 \quad (4-1)$$

其中， $R_b$  为当前 DSP 需要处理的起始距离门， $R_e$  为当前 DSP 需要处理的终止距离门， $i$  为当前 DSP 的编号，取值为 0, 1, 2, 3。N 为雷达回波数据的距离门数，C 为整个系统参与并行成像的 DSP 个数。

这种方式的优点是多片 DSP 的程序流程控制较为统一，程序设计简单，缺点是在对距离维进行划分时，需要距离门数与 DSP 个数的商为整数，且算法中有 FFT 运算，DSP 的快速 FFT 运算程序只支持 FFT 点数为 2 的整数次幂，因此此种方法对距

离门数与 DSP 个数有较大限制，且算法中某些步骤需要对距离维做 FFT 运算，此时需要将分段的数据重新放到某个 DSP 去单独运算，使得并行度下降，因此本设计中采用第二种并行方式。

第二种方式是多片 DSP 轮流独立处理先后批次的雷达数据，以此实现并行处理，连续成像。并行处理流程如图 4.6 所示，图中数字为回波数据的批次号，每批数据为处理一副 SAR 图像所需的雷达回波数据。多片 DSP 使用一个统一的 PRT 序号来判断当前数据是否需要接收并处理，每个 DSP 需接收处理的 PRT 序号为：

$$P_b = i * M, P_e = (i+1) * M - 1, i = C * k + c \quad (4-2)$$

其中， $P_b$  为每个 DSP 需要接收处理的每批数据的起始 PRT 序号， $P_e$  为每个 DSP 需要接收处理的每批数据的结束 PRT 序号，PRT 序号从 0 开始计数。 $i$  为数据批次号即图像序号， $C$  为并行处理的总 DSP 个数， $k$  为并行周期序号， $c$  为当前 DSP 的编号，从 0 开始计数。

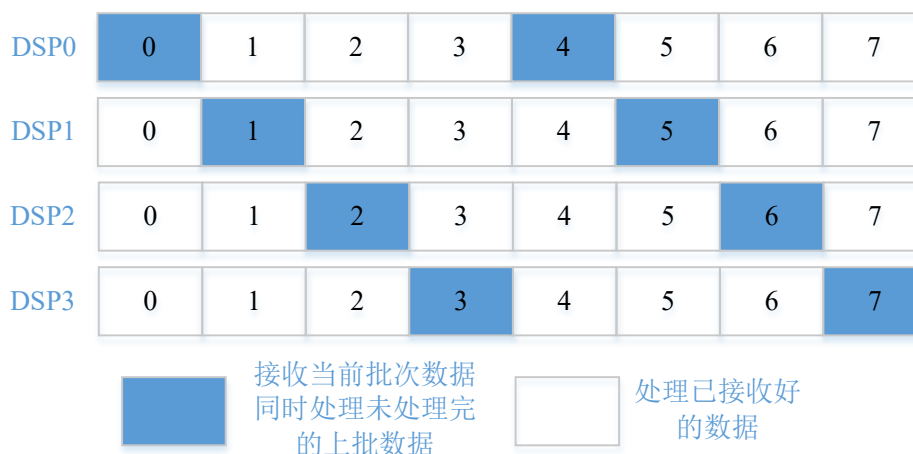


图4.6 多 DSP 并行处理方式

根据上述所示，每个 DSP 接收数据包后的处理流程如图 4.7 所示，首先根据 PRT 序号判断当前 PRT 是否是需本机处理的数据，如果是，进行后续的数据解析与存储，如果不是，退出中断，不对数据做处理。下一节将重点介绍中断服务函数中的数据解析过程。

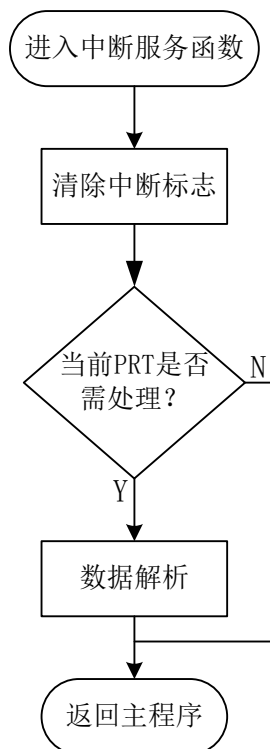


图4.7 中断处理流程

### 4.2.2 信号量实现多核管理

本设计中选用的 DSP 为八核 DSP，且每个核的性能参数，内核结构与访问权限均一致，因此，在多核环境下，系统资源是共享的，互斥访问共享资源很重要。若多核同时对同一共享资源进行配置或操作，容易产生配置错误或其他未知问题。因此，为了确保系统操作的正确性，需要确保每一次限制一个核（唯一的一个）来访问共享资源。本 DSP 中由硬件信号量机制为交叉多核的资源共享提供互斥功能。

除此之外，在多核处理器中，为了提高运算效率，加大并行度，满足实时性要求，需要多核联合工作。联合工作时，多核之间的同步非常重要。尤其是在软件复杂度高，程序运行时序要求严格的场景中，多核同步成为整个软件的关键<sup>[44]</sup>。本设计中也使用硬件信号量为多核提供状态同步。

M6678 的信号量模块提供了 64 个独立的信号量，这些信号量可以通过用户的应用程序来请求和释放。每个信号量都可以被 8 个核进行请求与释放。以下两节将分别介绍如何通过信号量的机制来实现多核同步与共享资源的互斥访问。

#### (1) 共享资源互斥访问

M6678 的任何一个硬件信号量，在被请求成功后且释放之前，不能被其他核再次请求成功，且当前信号量的释放只能被请求成功的核释放，不能被其他核释放，因此可以利用此机制实现共享资源的互斥。

在本设计中, 预先将信号量分配给需要进行互斥访问的共享资源, 在程序中, 通过信号量进行资源互斥的流程如图 4.8 所示, 每个核在访问或调用某个共享资源之前, 先对其对应的信号量进行请求, 如果请求成功, 则此核可以对此资源进行访问与调用, 如果请求失败, 则表示此共享资源处于占用状态, 则继续请求, 直到请求成功。在对共享资源访问完成后, 释放对应的信号量, 让此共享资源恢复到空闲状态。

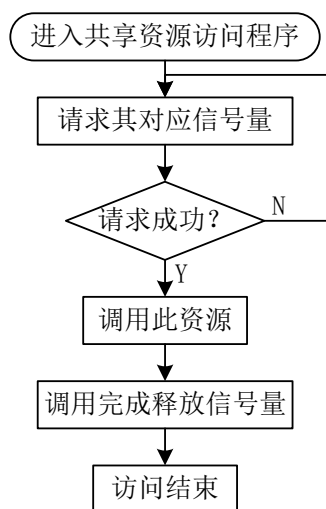


图4.8 共享资源互斥访问实现流程

## (2) 多核同步

M6678 的每个信号量除了上节所述的特性外, 还具有每个信号量都可以被任意核查询状态的功能, 通过此特性, 可以将信号量当做一种特殊的共享数据, 以查询标志的方式实现多核同步。

利用信号量实现多核同步, 首先给每个核绑定特定的信号量, 在本设计中, 为了方便理解, 将信号量与核号一一对应, 即将第  $i$  个信号量绑定给第  $i$  个 DSP 内核, 且第  $i$  个信号量只允许第  $i$  个核进行请求与释放操作, 禁止由其他内核进行请求与释放操作, 只允许其他内核进行状态查询操作, 这需要通过用户应用程序来保证。

通过信号量实现多核同步的流程如图 4.9 所示, 在实现同步时, 在需要同步执行的程序前, 每个核请求与自己绑定的信号量, 请求成功后, 查询其他核对应信号量的状态, 如果其他核均处于请求成功后的被占用状态, 则继续执行应用程序; 如果其他核有处于空闲状态的, 则继续查询, 直到信号量处于被占用状态。在同步执行的应用程序执行完成后, 每个核释放与自己绑定的信号量, 释放成功后, 查询其他核对应信号量的状态, 如果其他核均处于释放成功后的空闲状态, 则应用程序同步执行完成, 可以执行用户的后续程序; 如果其他核有处于被占用状态的, 则继续查询, 直到信号量处于空闲状态。



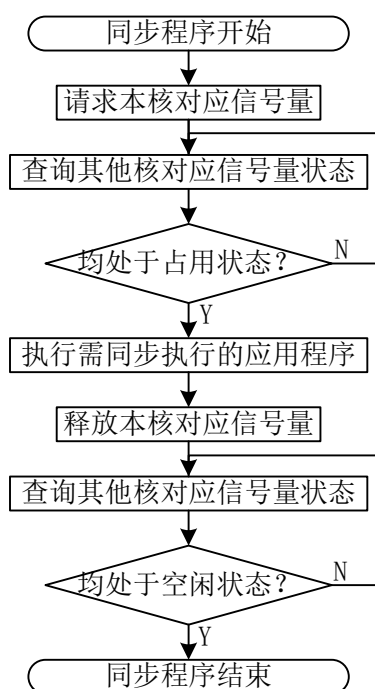


图4.9多核同步实现流程

### 4.2.3 快速数据传输

DSP 的程序运行速度主要取决于两部分，一部分是 DSP 核内定点运算单元与浮点运算单元的个数与速度，另一部分则取决于数据传输速度。DSP 内核的运算单元以与内核时钟同频率的速度进行运算，且有多个运算单元，因此数据传输速度成为提高 DSP 运行速度的瓶颈。本节将讨论根据 DSP 内的硬件结构加速数据传输速度的实现方法。

#### (1) 通过 cache 加速运算数据存取

FT-M6678 片内存储采用了两级 Cache 结构，其中 L2 为 512KB，L1 分为 L1P 和 L1D，容量均为 32KB。除此之外，还有 4MB 的 MSMC SRAM，以及 2GB 的外部 DDR3 空间，存储结构与各级存储器的工作频率如图 4.10 所示。

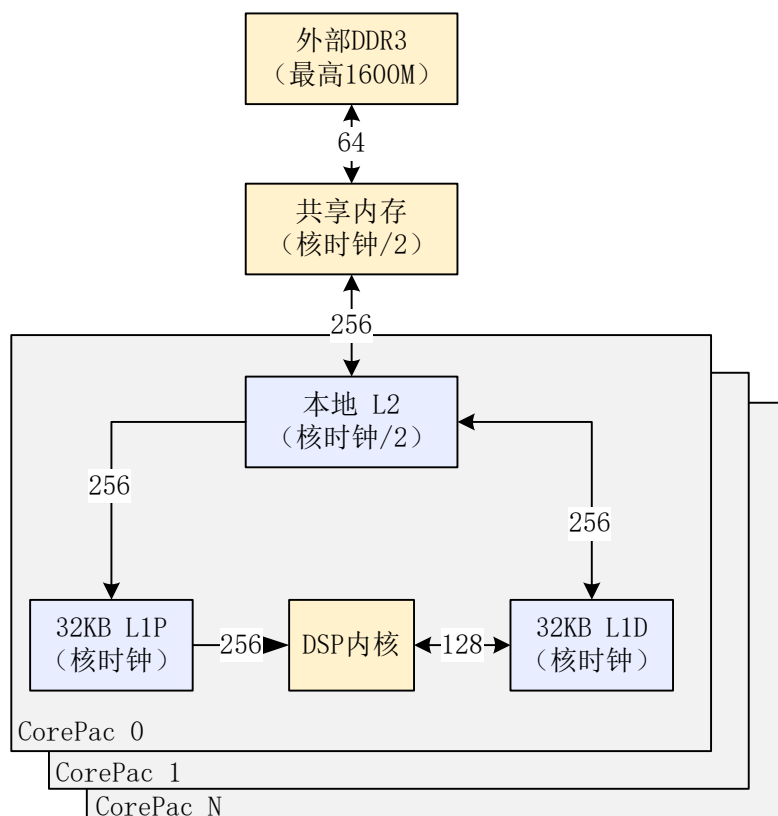


图4.10 FT-M6678 多级存储结构

如图所示，DSP 内核只能从 L1P 中读取程序指令，从 L1D 中加载数据，L1D 与 L1P 直接与 L2 通信，L2 直接与共享内存通信，共享内存直接与外部 DDR3 通信。且离内核越远，存储器工作时钟越低，数据位宽越小，因此内存访问速度越慢，其中，L1P 与 L1D 用作 Cache，且由硬件自动维护其与 L2 中数据的一致性，用户不可操作。各级内存的访问速度如表 4.1 所示，表中为内核时钟为 1GHz，DDR 速率为 1333M 的实际测试结果。

表4.1 各级存储器访问速度表

源存储器→目的地址	内核访问带宽(MB/s)	DMA 访问带宽(MB/s)
LL2→LL2(32KB L1D cache)	2557	4939
LL2→SL2(32KB L1D cache)	3756	5266
SL2→LL2(32KB L1D cache)	3270	5266
SL2→SL2(32KB L1D cache)	2660	7878
LL2→DDR3	1336	5267
DDR3→LL2	188	5253
DDR3→DDR3	150	3878

如表 4.1 所示，表中 LL2 为核内的本地 L2 内存，SL2 为 8 核共享内存，LL2 与 LL2 之间的数据传输速度远大于 LL2 与 DDR3 之间的数据传输速度。且 SL2 为共享内存，存在多核访问冲突的问题，当多个主设备同时访问 SL2 时，必然会造成数据传输速度的降低，因此在本系统中，为了加速程序的运行，在程序设计中，将各核程序的私有变量定义在本地 L2 空间，这样可以加快访问速度，提高程序运行效率。

除此之外，在 SAR 成像这一工作场景中，程序需要处理的数据量巨大，每个孔径一般达到 GB 的数据规模。根据上述，DSP 的 L2 空间只有 512KB，共享内存也只有 4MB 的空间，远远不足以存放 SAR 回波数据，因此需要把 SAR 回波数据存放在外部 DDR3，根据表 4.1 所示，外部 DDR3 的读写速度远远不如片内存储空间，因此为了加速回波数据的运算，本设计将本地 L2 空间用作数据缓存，在程序设计时，在成像的每个运算步骤执行之前，先将要操作的当前距离维或方位维数据搬移到本地 L2 空间，在本地 L2 空间运算完成后，再将运算结果写回 DDR3，然后执行下一个距离维或方位维的处理，以此避免 DDR3 间数据传输速度过慢的问题。

## (2) 通过 DMA 加速数据存取

DMA 是直接存储器访问机制，是 FT-M6678 的数据传输引擎之一。可在不同的片内设备间传输数据，且不占用处理器资源。因此，本节讨论通过合理调用 DMA 的资源来实现高速数据传输。

根据上节所示，程序需将每次需处理的回波的距离维或方位维数据，先从 DDR3 搬移到 LL2，等待处理完成后，再将运算结果从 LL2 搬移到 DDR3。由表 4.1 可以看出，DMA 将数据从 LL2 与 DDR3 互相传输的速度远远超过通过 DSP 内核进行传输的速度，因此设计将 LL2 与 DDR3 互相传输数据由 DMA 来实现。通过 DMA 与乒乓机制加速数据传输与处理的实现流程如图 4.11 所示

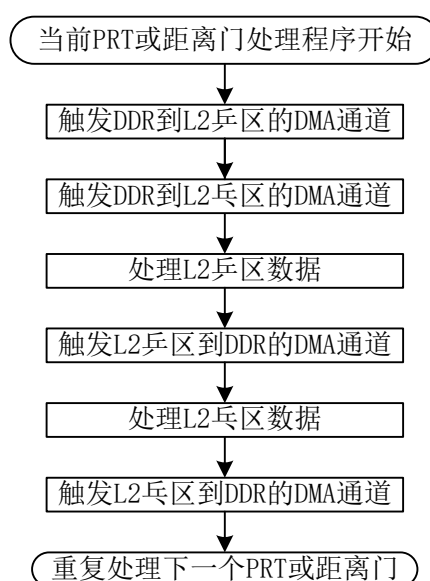


图4.11 DMA 加速实现流程通过 DMA 加速数据存取

### (3) 实测性能对比

以上两节论述了通过 cache 与 DMA 方式加速数据存取的实现方法, 本节将通过在国产 DSP 上的实测实验, 进行以上两种方法的效果分析。

实验统计不同条件下, DSP 完成 1000 次 16384 点单精度浮点复数向量的乘法时, 平均每完成 1 次向量复乘运算所需消耗的时间。参与运算的原始数据与运算结果均需存放在 DDR, 实验结果如表 4.2 所示

表4.2 不同条件下完成 1 次向量复乘运算所需时间

调用核数	是否打开 cache	数据存放位置	平均时间(us)
单核	否	DDR	1101
单核	是	DDR	137
单核	是	通过 DMA 在 DDR 与 L2 间搬移	92
八核	否	DDR	829
八核	是	DDR	101
八核	是	通过 DMA 在 DDR 与 L2 间搬移	22

通过分析表 4.2 中单核运算下是否打开 cache 的运算时间可以看出, 在开启 cache 的条件下, 运算所需时间大概缩短为原来的八分之一。由此可以得出, 充分利用 DSP 的 cache 缓存, 可以极大的加快 DDR 大批数据运算与存取的速度。

通过对比单核与八核条件下, DSP 平均完成 1 次向量复乘所需时间可以看出, 在多核同时参与 DDR 中数据运算时, 运算速度与核数不成正比, 即并行度大幅降低。可以得出, 多核同时运算 DDR 中数据时, 速度的瓶颈主要受 DDR 访问速度的限制, 这也验证了上节中, 多核访问共享内存存在冲突导致访问效率下降的结论。

通过表中八核运算条件下, 通过 DMA 将数据在 DDR 与 L2 间搬移的方法进行运算所需的时间可以看出, 此种方式通过数据运算与传输的并行化, 规避了多核同时访问 DDR 时造成的效率下降, 可以大幅提高 DDR 的访问效率与数据运算速度。由此验证了本节所提出的数据运算存取方法的有效性。

#### 4.2.4 快速实现矩阵转置

SAR 成像算法处理的数据为大规模的二维数据, 且既包含距离维的处理, 又包含方位维的处理, 此外, 两个维度的处理在整个成像过程中交错出现, 因此矩阵转置的操作是必不可少的。又考虑到 SAR 成像需要数据量大, 数据必须存储在外部 DDR3 上。DDR3 内存在进行跨页读写数据时速度陡降, 不恰当的读取方式会极大降低系统

的处理效率。

目前矩阵转置方法都存在大量的翻页操作,使得 DDR 访问效率降低数倍,直接采用传统的方法进行矩阵转置效率同样会比较低<sup>[45]</sup>。且如果实现传统的矩阵转置方法,不管是调用内核对数据读写转置还是利用 DMA 操作,不但有大量冗余的跨页操作,而且矩阵转置前后的空间不能够复用,使得系统的存储空间利用率不高。

鉴于以上情况,本设计实现了一种新的基于本系统平台的实时 SAR 成像快速矩阵转置与数据存储方法,即数据分割转置法。并基于本平台完成转置方法的测试,以下将详细描述本设计中快速矩阵转置的实现方法。

传统的二维数据的存放方式是其中一个维度的数据连续存放,另一个维度的数据离散存放,如图 4.12 所示,图中不同颜色代表不同的矩阵行,右侧的箭头代表存储地址连续的方向。假设矩阵规模为  $W \times H$ ,  $W$  是矩阵第一维的数据个数,即列数,  $H$  是矩阵第二维数据个数,即行数,传统存放方式中,先连续存放数据的每一行,每行存放完成后,继续连续存放矩阵的下一行。在这种存放方式下,每行的数据读写完全是顺序的,每列的数据读写全部是跨页的,因此在进行列数据处理或矩阵转置时,不可避免的出现读写速度下降的问题。且进行矩阵转置时,转置前与转置后的数据不能复用地址空间,需要分别存放,额外消耗了一倍的内存空间。



图4.12 传统矩阵数据存储方式

本设计开发了一种新的数据存储方式,解决了跨页读写导致速度下降的问题。在本设计中,数据存放时,将数据按行分段,即先将每行的前  $I$  个数据连续存放,然后存放下一行的数据,直到最后一行,然后再存放每一行的下  $I$  个数据,直到整个数据矩阵存放完成。原因是,在 DDR3 的特性中,每页的数据容量为 2KB,使用多片 DDR3 并联时,最大不跨页数据量为 2KB 乘 DDR3 并联数,因此,只要每次连续读写的数据超过最大不跨页数据量,就会出现跨页时序损失。因此当矩阵每行的数据量超过最大不跨页数据量时,即使数据地址不连续,也不会引入额外的跨页时序损失。数据存放方式如图 4.13 所示。

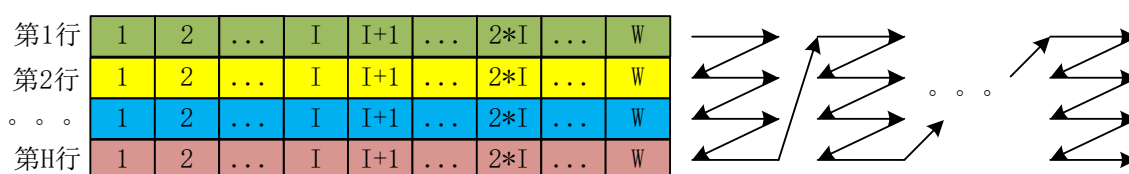


图4.13 矩阵分块存储方式

通过上述的数据存放方式，数据的二维数据均为局部连续，分块离散，将原始矩阵横向划分。进行矩阵转置时，再对矩阵纵向划分，通过划分规划，将原始矩阵划分为 $M \times N$ 个粗分方阵，粗分方阵的个数为8的整数倍，以此方便DSP的8个内核的并行处理。然后对每个粗分方阵进行矩阵转置，在传统的数据存放方式下，对矩阵进行分块并对每一块内元素转置后，还需进行分块级的转置，但在上述数据存放方式下，由于数据本身就是分块离散存储，因此不需进行分块级的转置，且不会降低读写的跨页效率。且转置前的数据与转置后的数据复用同一片地址空间，不需额外的存储空间，节省了大量存储资源。

在对每个粗分矩阵进行转置时，为加快转置速度，先将需要转置的数据通过DMA搬移到LL2空间，对存放在LL2空间的数据调用DSP库函数中的矩阵转置函数进行操作，操作完成后，将数据搬移回DDR。考虑到LL2空间的容量，需要将粗分矩阵再进行细分处理，将粗分矩阵划分为两类单元小方阵，即对角单元方阵与非对角单元方阵。每个单元方阵的大小为 $128 \times 128$ 。在对对角单元矩阵转置操作时，直接转置完成后放回DDR的原地址即可，对非对角单元方阵转置时，需要成对处理，粗分矩阵划分单元方阵如图4.14所示。图中左侧为原始矩阵划分为 $M \times N$ 个粗分方阵，由图可知每个粗分方阵划分为 $128 \times 128$ 的小单元方阵，在对小单元方阵转置时，要注意对角单元与非对角单元，非对角单元转置完成后，需要和其对应的非对角单元交换位置。

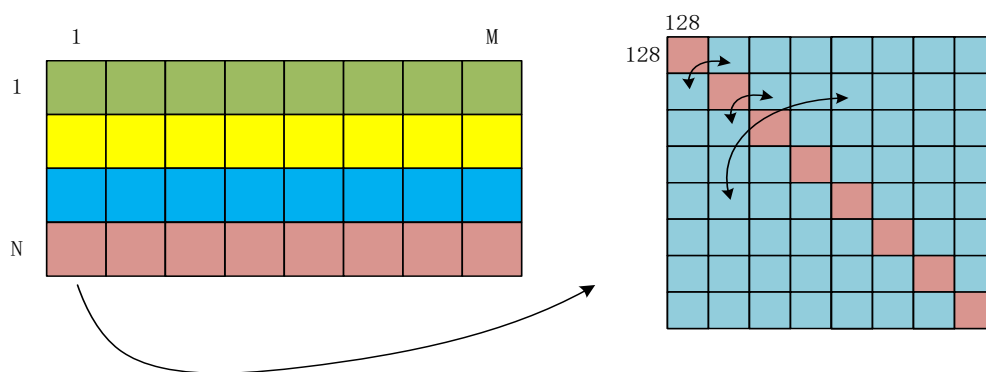


图4.14 矩阵划分示意图

综上所述，本设计的数据转置操作流程如图4.15所示。

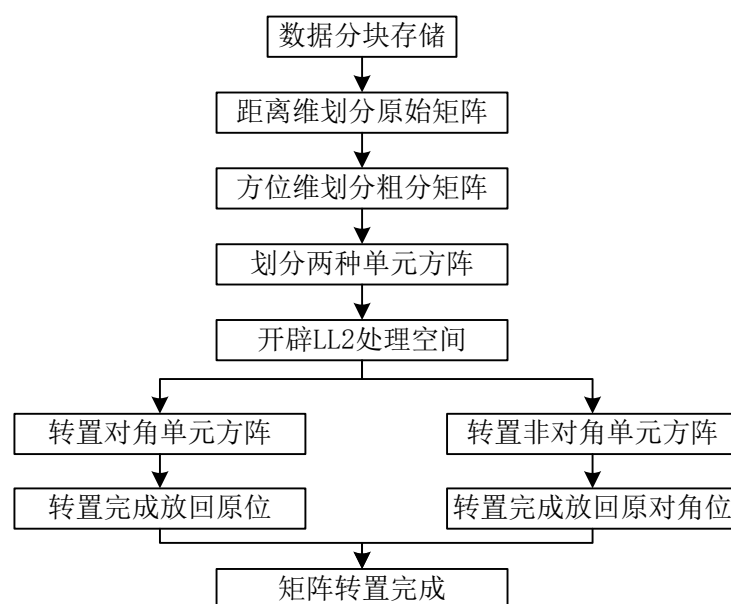


图4.15 快速矩阵转置流程

通过在 DSP 平台上进行实测实验，将本文所采用的矩阵分割转置法与普通的行读列存或列读行存法的耗时进行对比，转置的耗时如表 4.3 所示。实验中进行转置的数据均为单精度浮点复数数据，每个矩阵元素占据 8 个字节。

表4.3 不同矩阵转置方式耗时对比

转置方法	矩阵大小	耗时(s)
行读列存（列读行存）	16384×8192	8.8
行读列存（列读行存）	16384×16384	17.2
矩阵分割转置法	16384×8192	0.62s
矩阵分割转置法	16384×16384	1.25s

通过实测结果表可以看出，矩阵分割转置法的处理效率相比传统的行读列存法或列读行存法有了极大提升，处理速率大约提升 13 倍。由此可以验证，本节提出的快速矩阵转置方法，能够更好的满足该硬件平台在 SAR 成像过程中对大数据量矩阵转置的实时性要求。

### 4.2.5 FFT 并行加速

FFT 是 SAR 成像算法算法中最常用的运算，同样也是信号处理算法中最常见的运算。且随着算法的发展与实际工程大带宽、大计算量的需求，FFT 运算的点数与规模日益增加。因此，如何加快 FFT 的计算，提高运算速度与运算效率的问题需要解决，本文将基于国产 FT-M6678 的 DSP 平台，设计一种快速 FFT 实现的策略。

根据 4.1.2 节所述, FT-M6678 DSP 平台为了适应客户需求, 除了 8 个可进行运算的 CPU 内核, 本身还带有一个 FFT 加速协处理器, 因此, 本设计考虑充分利用 CPU 和 FFT 加速器高效实现大规模 FFT 的运算。

由于 FFT 加速器不占用运算资源, 因此可以在进行大批量 FFT 运算前, 首先配置 FFT 加速器, 将一部分的 FFT 运算交由 FFT 加速器做, 然后由 DSP 的 8 个内核并行对剩下的数据进行 FFT 运算。

假设总共需要运算的 FFT 次数为  $N$ , FFT 加速器执行一次 FFT 运算的平均时间为  $T_1$ , 8 个内核执行一次 FFT 运算的平均时间为  $T_2$ , 则为了提高并行度, 使 DSP 内核与 FFT 加速器同时完成各自的运算任务, 分配给 FFT 加速器的 FFT 次数为

$$N_1 = \frac{N \cdot T_2}{T_1 + T_2} \quad (4-3)$$

分配给 DSP 内核的 FFT 次数为

$$N_2 = \frac{N \cdot T_1}{T_1 + T_2} \quad (4-4)$$

且实际计算时, 将交由内核执行的 FFT 次数舍入到 8 的倍数, 以此方便 8 个 DSP 内核并行化处理。

综上所述, 本设计进行 FFT 运算的流程如下图 4.16。

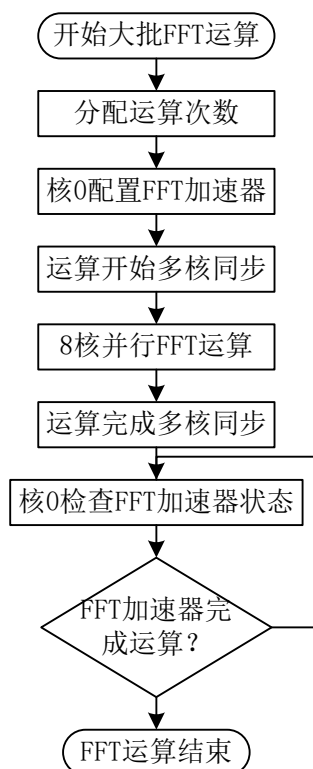


图4.16 FFT 并行加速处理流程



接下来在 DSP 平台上进行实测实验，验证本节所述的 FFT 并行加速方法的实际性能。

实测实验测试在 DSP 平台上单独使用 DSP 内核进行 FFT 运算、单独通过 FFT 并行加速度进行 FFT 运算以及本节所述的 DSP 内核与 FFT 加速器同时运算。其中，进行 FFT 运算的原始数据与结果数据均存放在 DDR 里。且使用内核进行 FFT 运算时，按照 4.2.3 节所示的运算方法，开启 cache，通过 DMA 将原始数据搬移到 L2，运算完成后再搬移回 DDR。

统计三种条件下，完成大规模大点数 FFT 后，平均每次 FFT 所需的时间。统计结果如表 4.4 所示。

表4.4 不同方式进行 FFT 所需时间

运算方式	平均每次 16384 点 FFT 所需时间(us)
单独调用 DSP 内核	54
单独调用 FFT 加速器	118
内核与加速器同时运算（理论）	37
内核与加速器同时运算（实际）	4554

通过表中可以看出，本节设计的内核与加速器同时运算的方法可以有效缩短 FFT 运算所需时间。理论上，比单端调用 DSP 内核的运算时间可以缩短大约三分之一。实际测试发现只缩短了大约六分之一，这是由于 DDR 被内核与加速器同时访问导致的 DDR 接口带宽不足导致的。

## 4.3 FPGA 功能实现方案

本文由 FPGA 完成多片 DSP 的上电控制，DSP 的 SRIO 接口数据交换以及原始雷达与惯导数据的打包发送，以下将分别介绍以上功能的实现方案。

### 4.3.1 DSP 上电控制

为确保 DSP 的正常工作，DSP 的上下电通常需要遵循一定时序，设计中必须满足 DSP 的上电时序和掉电时序才能保证 DSP 的安全性与稳定性。本设计通过 FPGA 控制 DSP 的上电时序。

本设计中通过硬件电路的结构来满足 FPGA 的上电时序，在 FPGA 正常引导完成后，通过 FPGA 检查用于 DSP 供电的电源芯片的状态引脚和控制使能引脚来控制 DSP 的上电顺序。

表4.5 FT-M6678 电源列表

名称	描述	电压值(V)
VDD	内核电源电压	$0.9 \times (1 \pm 5\%)$
VDDP	SERDES 内核电源电压	$0.9 \times (1 \pm 5\%)$
VDD18	IO 电源电压	$1.8 \times (1 \pm 5\%)$
VDDQ	DDR IO 电源电压	$1.5 \times (1 \pm 5\%)$
VDDP15	SERDES IO 电源电压	$1.5 \times (1 \pm 5\%)$

DSP 所需的电源如表 4.5 所示, 从表中可以看出, DSP 总共需要三种电压的电源, 即 0.9V、1.5V 和 1.8V, 除此之外, 还有 0.75V 的 DDR 参考电源以及 DSP 的上电复位引脚 POR。因此, 根据手册要求, 设计 FPGA 的上电控制步骤如下:

- (1) FPGA 引导完成后, 首先对 IO 电源上电, 即使能 1.8V 电源。
- (2) 等待 1.8V 电源开始供电后, 延迟 20ms, 使能 0.9V 的内核电源以及 1.5V 的 DDR IO 电源。
- (3) 等待上一步电源开始供电后, 延迟 10ms, 使能 0.9V 的 SERDES 内核电源以及 1.5V 的 SERDES IO 电源。
- (4) 等待上一步电源开始供电后, 拉低 POR 引脚, 同时延迟 40ms 后, 使能 0.75V 的 DDR 参考电源。
- (5) 等待上一步电源开始供电后, 电源控制结束。

为在 FPGA 上实现上述的控制步骤, 本文设计了一个上电控制模块, 如图 4.17 所示, 通过电源的上电状态引脚与使能引脚进行电源芯片的状态监测与控制。

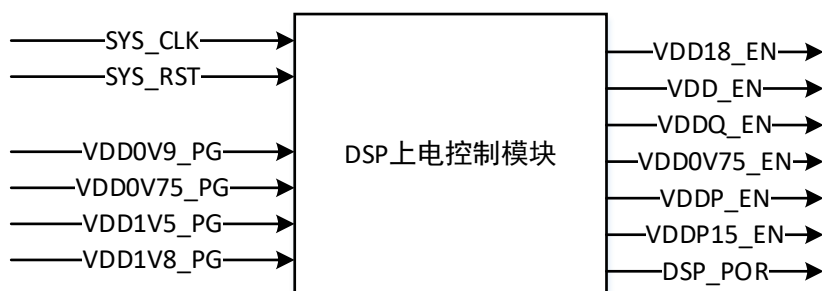


图4.17 DSP 上电控制模块

在 DSP 上电控制模块中, 设计一个状态机才实现上电顺序控制功能, 状态机工作流程如图 4.18 所示。

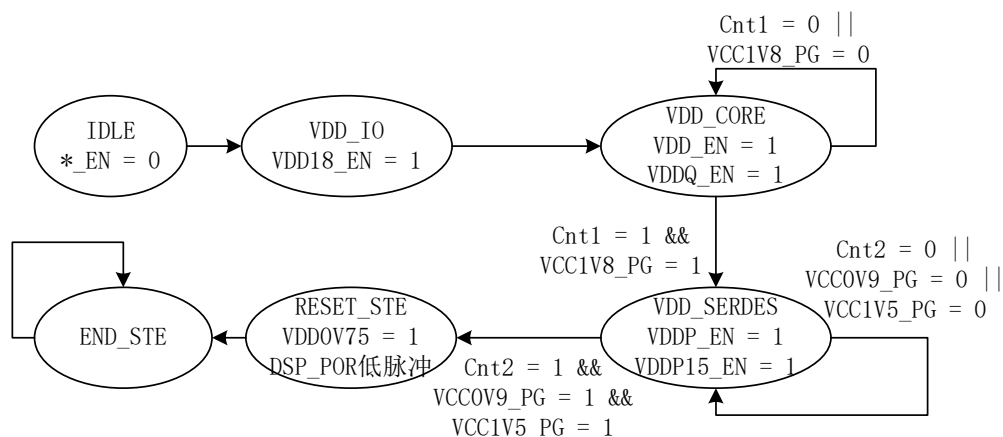


图4.18 上电控制状态机

上电控制模块的实现效果如图 4.19 所示，通过 FPGA 上电控制状态机成功实现了 DSP 的上电顺序控制功能。

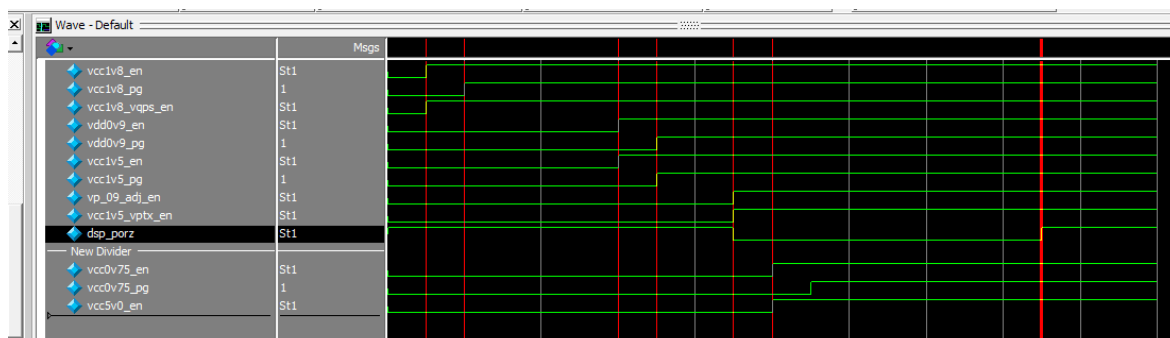


图4.19 FPGA 控制 DSP 上电时序图

### 4.3.2 DSP 引导模式控制

除了 DSP 的上电时序需要 FPGA 控制之外。DSP 的上电复位后的引导模式也需要 FPGA 来控制。DSP 在上电复位时，首先将 boot mode 引脚值锁存在内部寄存器里，然后根据寄存器的值执行引导程序。DSP 的 boot mode 引脚与 GPIO 引脚复用，DSP 共 16 个 GPIO，其中一部分用来确定引导时的 PLL 配置，一部分用来选择引导设备，如 EMIF、GMAC、PCIe 等等，一部分用来选择引导设备的参数，如 FLASH 的位宽，SPI 的速率等等。

因此本系统需要 FPGA 在进行上电复位时，控制与 DSP 的 GPIO 相连的引脚的电平状态来控制 DSP 的引导模式，并且还需在 DSP 引导完成后，恢复 GPIO 的正常用户功能，本设计通过一个 GPIO 控制模块来实现此功能。

GPIO 控制模块如图 4.20 所示，除了 GPIO 外，每个 DSP 还有一个 BC 引脚，此引脚的电平状态用于指示 DSP 是否引导完成，因此 FPGA 的 GPIO 控制模块需要根据此引脚的状态判断 DSP 是否引导完成，以此来控制 GPIO 工作在引导模式或是用

户模式。

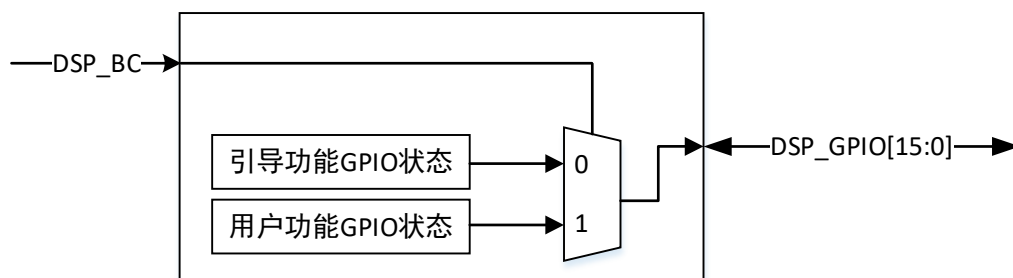


图4.20 GPIO 控制模块

### 4.3.3 原始数据采集与打包

根据 4.2 节所述，DSP 需要的数据需要通过 FPGA 完成采集和打包，因此需要设计一个 FPGA 功能模块实现对原始数据和惯导数据的接收、打包和发送功能。

原始数据为雷达前端 ADC 采集的经过混频之后的波形数据。由于 SAR 成像的大带宽与高精度的需求，本系统需选用高采样率与大位宽的 ADC，因此，ADC 与 FPGA 间传输数据率高，需要使用高速接口进行 FPGA 与 ADC 的通信。本设计选用选用的 ADC 数据接口为 JESD204B 接口，在 FPGA 的 ADC 数据接收模块中，先通过 J204B 接口模块解析 JESD204B 传输协议，将 ADC 数据还原后，通过 AXI\_STREAM 接口存入一个双口 RAM，通过此 RAM 与数据打包模块进行通信。同时前端发送给 FPGA 的 PRT 同步脉冲来进行 RAM 地址的对齐，以此保证 RAM 内的数据以 PRT 为整体对齐。

由于惯导数据的数据率远小于原始雷达采样数据，因此惯导设备可通过一个高速串口来与 FPGA 通信，FPGA 通过高速串口接口模块接收惯导数据后，同样存入一个双口 RAM，通过此 RAM 与数据打包模块通信。

数据打包模块从存放原始数据 RAM 和存放惯导数据的 RAM 中分别读出原始数据与惯导数据，并且根据 4.2.1.3 节所示的数据包格式，将数据存放到对应的数据位后，将数据写入与 SRIO 接口通信的双口异步 RAM

FPGA 将打包的数据通过 SRIO 接口发送给 4 个 DSP，因此需要数据发送模块从数据打包模块的双口 RAM 通过 AXI\_STREAM 接口读取数据，将数据传给 SRIO 接口模块，通过 SRIO 接口发送给 DSP。

综上所述，FPGA 的数据接收打包发送模块如图 4.21。

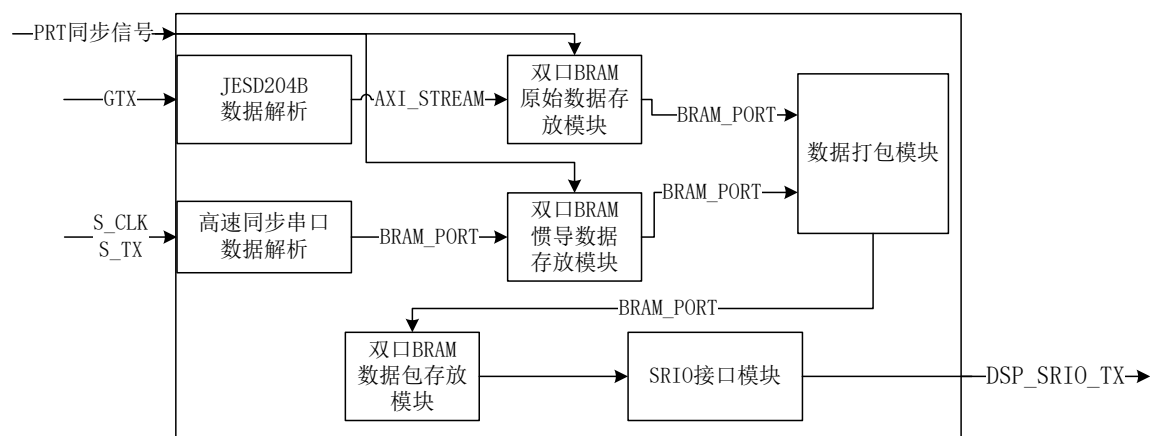


图4.21 FPGA 数据采集打包发送模块

### 4.3.4 SRIO 接口数据交换

根据 4.1 节所述，本系统通过 FPGA 完成对多个 DSP 原始数据包的发送和多个 DSP 的成像结果的汇总转发，系统中的 DSP 均使用 SRIO 接口与 FPGA 进行连接，因此，需要设计一个 SRIO 交换模块实现数据的转发，本节将介绍 SRIO 交换模块的设计以及功能实现。

SRIO 交换模块的系统框图如图 4.22 所示，在本设计中，FPGA 通过 4 个 SRIO 接口模块与 4 个成像 DSP 相连。通过 1 个 SRIO 接口模块与图像拼接的 DSP 进行通信。每个 SRIO 接口模块包括数据发送模块与数据接收模块。

在与成像 DSP 相连的 SRIO 接口模块中，每个数据发送模块通过 AXI\_STREAM 接口将数据打包模块中的数据包取出，然后通过 SRIO 接口发送给 DSP。数据接收模块接收每个 DSP 通过 SRIO 接口发送给 FPGA 的成像结果，将 SRIO 数据包解析后通过 AXI\_STREAM 接口将像素数据存入一个双口 RAM。

在与图像拼接 DSP 相连的 SRIO 接口模块中，数据发送模块通过 AXI\_STREAM 接口从双口 RAM 中取出像素数据，将数据通过 SRIO 接口发送给图像拼接 DSP。由于成像 DSP 有 4 个，且分时成像，因此数据发送模块需要通过一个 4 选 1 的数据选择器选定一个双口 RAM。数据选择器的控制信号由 DSP 的 GPIO 给出。当某个 DSP 发送成像结果时，置位对应的 GPIO，以此使得数据发送模块选择对应的 RAM。

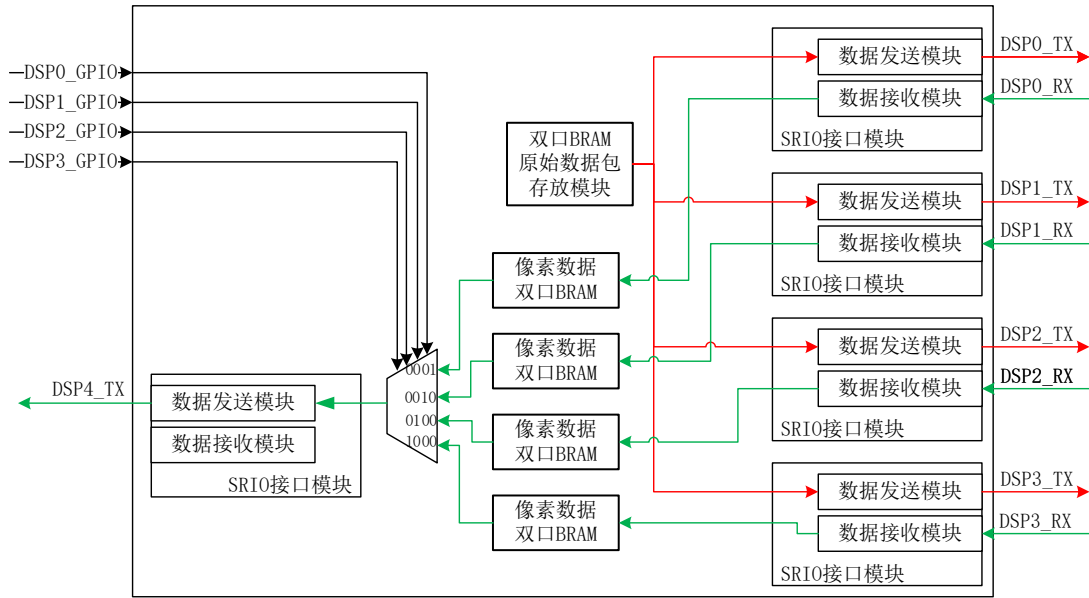


图4.22 SRIO 交换模块

4.4 系统处理时间分析

经过本章以上论述及第二三章的算法分析结果，总结整套系统的处理流程如图4.23 所示。

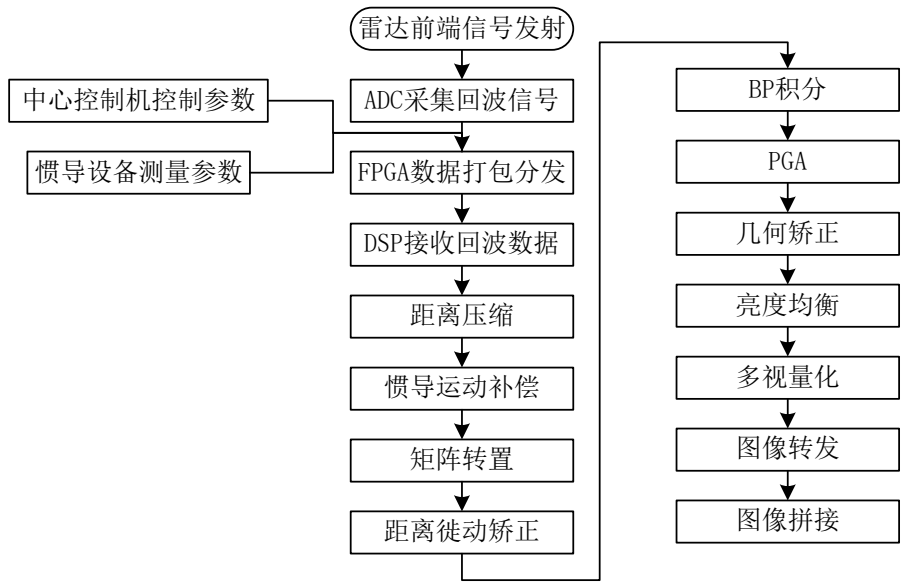


图4.23 系统处理流程

整套系统依据上述方案进行实时成像处理，对一批距离维点数为 16384 点，方位维点数为 8192 点的回波数据进行测试，处理流程中各模块的处理时间如下图：

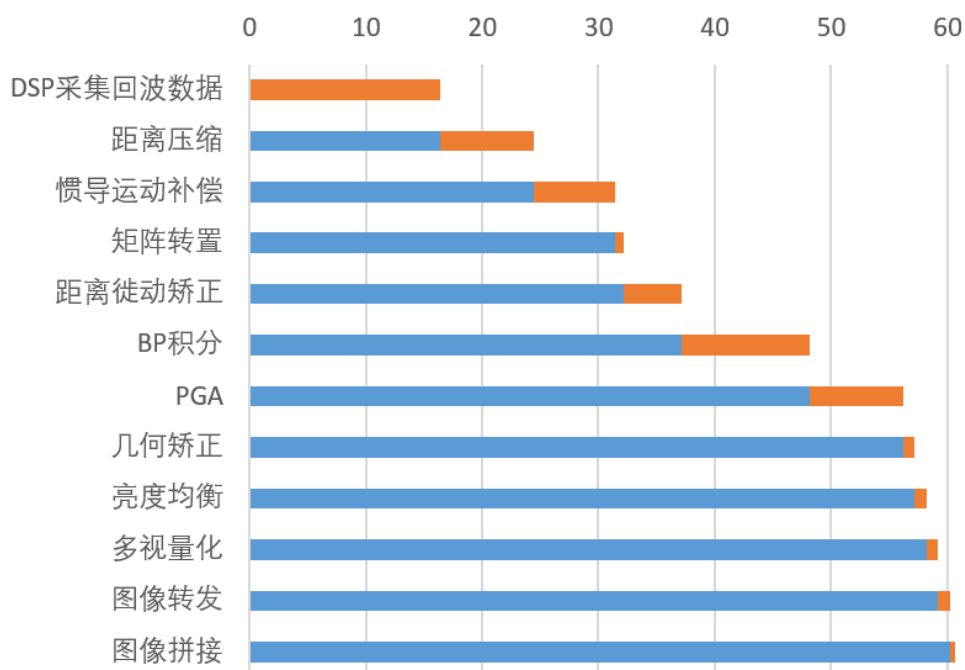


图4.24 处理流程时间统计图

上图为单个 DSP 从回波数据采集到最终图像上传的整套处理流程的各模块用时图，从图中可以看出，单个 DSP 成像延迟总共为 62 秒。由于系统采用 4 片 DSP 并行处理，平均每片 DSP 的运算时间为 15.5 秒。

在回波数据的 PRT 为 2 毫秒的情况下，每批数据约有 16.4 秒的可用处理时间。因此，本系统可以，满足 SAR 成像的实时性需求，且留有约 1 秒的时间余量。

## 4.5 本章小结

本章详细介绍 SAR 成像系统在硬件平台上的各部分实现方案，主要分为系统硬件平台介绍、DSP 功能的实现方案介绍和 FPGA 功能的实现方案介绍三个部分。

第一部分首先介绍了整套硬件平台的系统结构，然后分别介绍 DSP 和 FPGA 平台结构与资源。

第二部分详细介绍 DSP 需要实现的功能以及针对 DSP 结构的优化实现方案。首先介绍处理流程的控制，包括主程序处理流程、多 DSP 的并行策略以及多模式切换的实现方法；然后详细介绍每个 DSP 的多核并行管理以及共享资源互斥的实现方法；接下来介绍通过多级 cache 与 DMA 结构实现高效快速数据传输的方法；继续介绍在 DSP 上如何快速实现矩阵转置的方法；最后介绍结合 FFT 加速器快速实现 FFT 的方案。

第三部分详细阐述 FPGA 的功能实现方案，首先介绍 FPGA 通过控制电源芯片的使能，间接实现 DSP 有序上电的实现方法；然后介绍通过 GPIO 控制 DSP 上电复

位的方法；接下来介绍 FPGA 对原始数据的采集整理与打包的实现方案；最后介绍多 DSP 间的 SRIO 数据交换功能的实现方法与结构。



## 第五章 实测效果对比分析

在整套系统调试完成后,本章对上文提到的算法步骤的实现效果进行分析。首先对成像算法中运动补偿的实测效果进行分析,分别对比基于惯导的运动补偿和使用 PGA 估计运动误差进行补偿的前后的成像效果,以及不同的 PGA 方法对图像的影响。然后对 RCMC 效果进行对比,对比直接通过 keystone 插值实现以及通过 CZT 实现的效果以及运算误差。接下来对图像处理算法中几何矫正前后的图像视角,亮度均衡与多视量化后的图像观感进行分析,最后结合图像拼接后的图像连续性,总结分析图像后处理的运算效果。

### 5.1 SAR 成像算法效果分析

#### 5.1.1 运动补偿效果分析

根据第 2.4 节所述,由于低空大气气流不稳定导致载机平台不稳定,在 SAR 成像时,需要对数据做运动补偿。运动补偿需要获得载机平台的运动参数,根据运动参数的获取方式不同,本文使用了两种运动补偿方法,一种是基于惯导信息的运动补偿,通过机载的测速设备获得运动误差参数;一种是基于数据估计的运动补偿,即 PGA。本节将通过实测数据的处理效果,分析两种运动补偿方法对成像质量的影响。

##### (1) 基于惯导的运动补偿

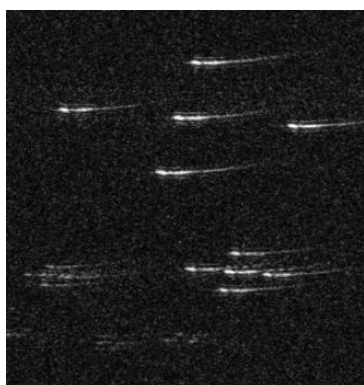
基于惯导的运动补偿通过机载平台的测速设备获得飞机的实时速度矢量,通过对速度矢量进行投影与积分,得到理想航线与实际航向的运动误差,以此对数据进行运动补偿,如图 5.1 所示为基于惯导的运动补偿效果。以下将针对补偿效果进行分析。

图 5.1 为对几个点目标,即角反射体成像的效果。5.1(a)为不做任何运动补偿的成像效果,图 5.1(b)为只做基于惯导的运动补偿的成像效果。由图中可以看出,点目标在方位向出现了散焦问题,由此可以看出,只进行基于惯导的运动补偿不能完成补偿由于平台运动误差引起的图像质量下降问题,这充分验证了第二章的分析,即受制于惯导测速设备本身存在的测量误差,惯导信息给出的参数不能真实反映载机平台的运动情况,特别是高频振动误差。

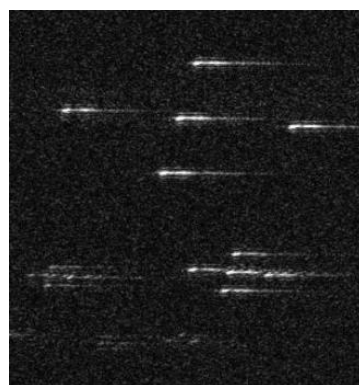
从图中还可以看出,若不进行运动补偿,点目标不仅沿方位维进行散焦,沿距离向还存在距离徙动现象,这是由于在高分辨率场景下,较大的平台运动误差不仅引入大的相位误差,还会导致包络偏移,使得距离徙动矫正不准,目标回波的包络在距离维上跨单元存在,这不仅会影响目标位置,还会导致目标回波不能沿方位维有效积累,

使得目标成像真正有效合成孔径长度变短,影响目标成像的信噪比和分辨率。

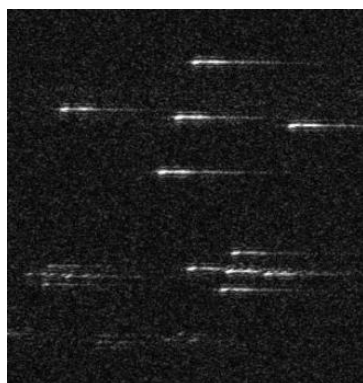
为了降低惯导测量中存在的测量误差与更新速率低问题,对惯导设备测得的速度信息进行低通滤波,然后再进行运动补偿,补偿效果如 5.1(c)所示,可以看出,与 5.1(b)对比,方位散焦问题略有下降。



(a)不进行运动补偿



(b)直接用惯导信息做运动补偿



(c)对惯导信息滤波后做运动补偿

图5.1 基于惯导运动补偿的成像效果

对比以上三幅图可以看出,运动补偿可以有效提高成像质量。而且可以看出惯导设备的测量误差主要为高频误差,且可以通过对惯导测得的速度进行低通滤波来有效抑制此误差。

## (2) 基于 PGA 的运动补偿

根据第 2.4 节的算法原理分析及上节的实测数据处理结果显示,对载机平台来说,只基于惯导设备给出的运动参数来计算运动状况,然后对雷达回波数据做运动补偿不能完全补偿运动误差带来的问题,其中主要是高频振动和高次相位误差不能被充分补偿,因此,还需通过 PGA 算法估计误差相位来进行运动补偿。

PGA 补偿的成像效果如图 5.2 所示,图 5.2(a)为不对数据沿方位维划分子孔径处理,直接对全部数据对 PGA 补偿的效果,只补偿非空变相位项;图 5.2(b)为补偿非空变相位项后,对数据沿方位维划分子孔径,然后分别对每个子孔径数据进行 PGA 处

理的效果，不但补偿了非空变相位项，而且补偿了空变相位项。

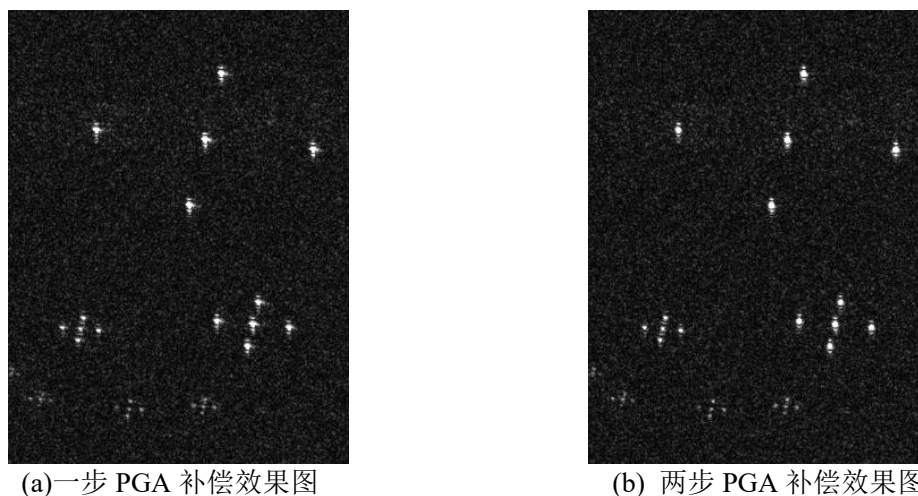


图5.2 PGA 运动补偿效果

对比图 5.2 与图 5.1，可以看出，PGA 运动补偿的效果明显，在点目标不存在距离徙动的条件下，图像的方位聚焦效果大幅提高，点目标的分辨率得到提升。且由于运动误差导致相位不连续，以此出现的强旁瓣基本被消除，点目标成像后基本显示为一个点，不再是一条沿方位维的线。在信噪比方面，PGA 后的图像信噪比明显提升。

对比图 5.2(a)与图 5.2(b)可以看出，如果只对所有方位维统一进行 PGA 处理估算误差相位，进行补偿后，点目标依旧有散焦现象，表现为主瓣加宽，旁瓣提高，这是因为此种 PGA 没有考虑在大场景下，相位误差存在较强空变性。可以看出，通过本文设计的两步 PGA，先不划分子孔径补偿非空变相位误差项，然后划分子孔径补偿空变相位误差项，可以充分补偿运动误差相位，实现点目标的有效聚焦。

### 5.1.2 距离徙动矫正效果分析

根据第 2.3 节所述，在 BP 算法中，对成像网格进行图像重建时，需要对数据进行积分。且由于距离徙动的影响，同一个点目标在不同的回波脉冲中所占据的距离单元不同，因此存在距离维与方位维的耦合运算。为了提高程序的实时性，简化运算流程，通过 RCMC 的运算，将点目标的回波脉冲矫正到同一个距离单元中，在此情况下进行积分时，将二维运算将简化成了一维运算。

本文采用 keystone 插值的方式进行 RCMC 处理，插值前后的距离压缩域-方位时域图如图 5.3 所示，图 5.3(a)为 RCMC 前的几个点目标的效果图，可见存在严重的距离徙动问题；图 5.3(b)为通过 keystone 插值进行 RCMC 的效果图。若不对数据进行 RCMC 处理，在此高分辨率场景下，同一个点目标最多可跨越十数个距离单元，在此情况下直接对方位维进行场景重建，聚焦效果与成像质量将严重下降。

图 5.3(c)与图 5.3(d)为不进行 RCMC 与进行 RCMC 处理两种情况下的对实测数

据的最终成像效果图，可以看出，上述分析基本正确。

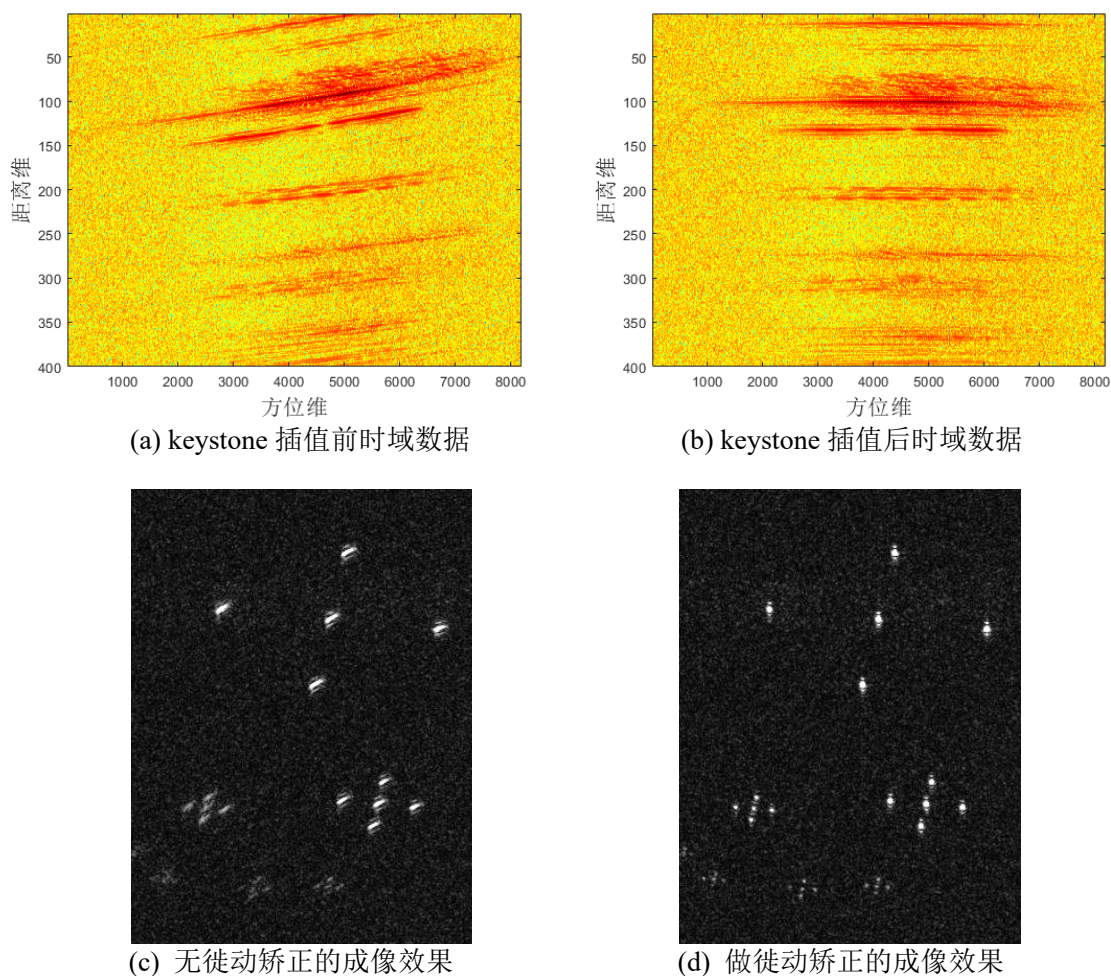


图5.3 距离徙动矫正效果对比图

根据 2.3.2 节所述，直接用插值方法从楔石形格式的数据得到所需的矩形格式数据，虽然只是一维变换，但运算量依旧很大。为了便于工程应用，满足系统实时性要求，本文最终选用通过 CZT 算法来实现 keystone 插值。图 5.4(a)为使用直接插值法的 RCMC 效果图，图 5.4(b)为使用两种插值法的差值图，由图 5.4(a)与图 5.3(b)对比可见，使用 CZT 算法与直接插值算法的处理结果基本一致，从图 5.4(b)可以看出，两种方法实现结果的差只存在由运算流程和运算平台不同导致的精度误差与噪声误差。



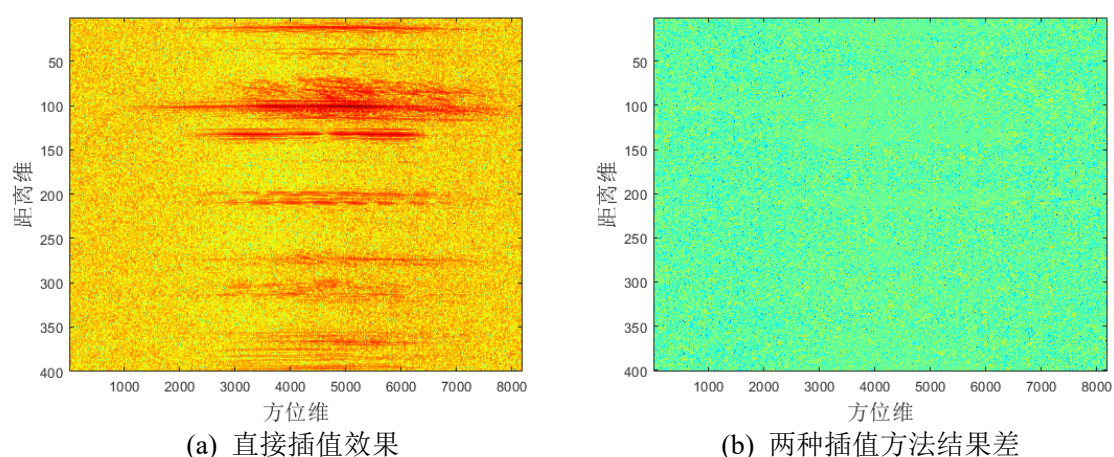


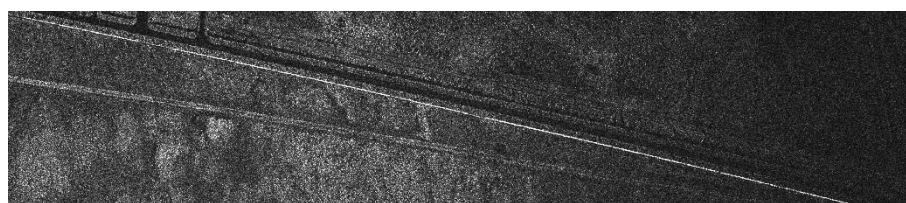
图5.4 直接插值与 CZT 插值对比图

## 5.2 图像处理效果分析

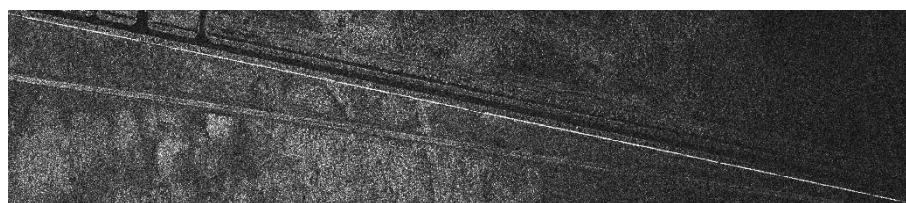
### 5.2.1 几何矫正效果分析

本节针对图像的几何矫正算法的处理效果进行分析，在本文使用的成像算法中，据第二章所述，图像建立在数据频域，因此图像建立在距离向（ $R$  轴）-方位角（ $\theta$  轴）构成的极坐标系，不符合人的观察习惯，且在条带连续成像过程中，影响图像的连续性与拼接效果因此需要对图像做几何矫正，将图像转移到波束方向（ $Y$  轴）-航线方向（ $X$  轴）构成的直角坐标系。

本文通过投影的方式进行几何矫正，矫正效果如图 5.5 所示，图中有一条连接图像对角得直线，图 5.5(a)为几何矫正前的图像，通过图中的直线可以看出，直线的顶点不在图像右下角。这是由于观测坐标系的原因，导致直线场景表现为弧线；图 5.5(b)为几何矫正后的图像，可以看出，通过坐标系转换，弧线被矫正成实际的直线，图像更符合人的观感。



(a) 几何校正前图像



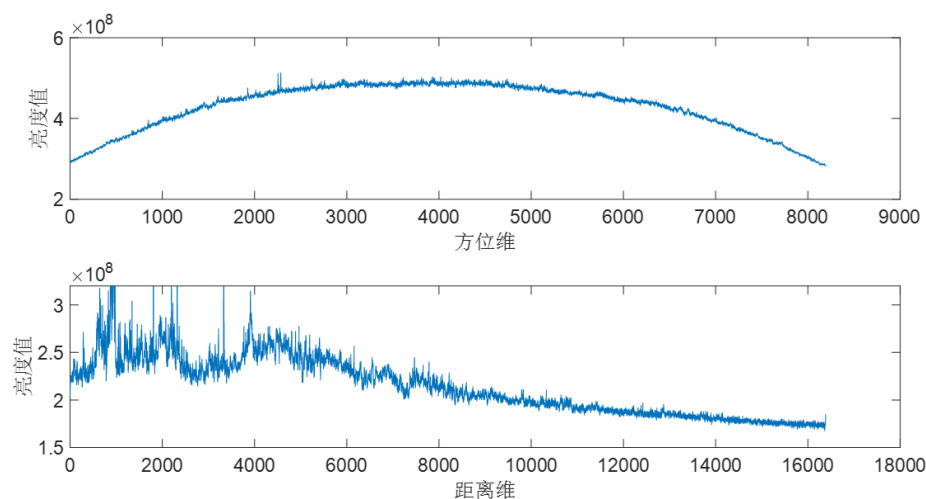
(b) 几何校正后图像

图5.5 几何矫正效果对比图

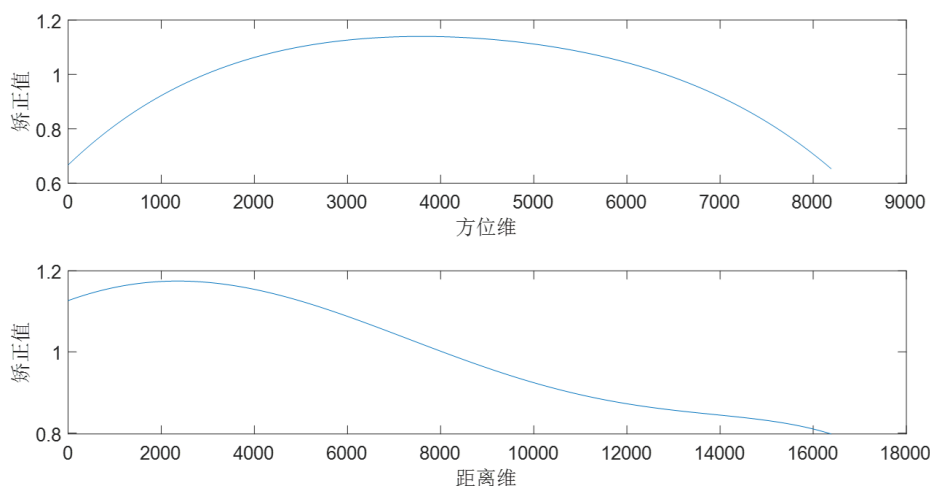
### 5.2.2 亮度均衡效果分析

根据第三章所述,由于存在天线方向图对信号包络的调制与条带下有效合成孔径时间衰减问题,图像存在沿方位维和距离维亮度不均匀的问题。为了增强图像观感以及图像的连续性,需要对图像的整体亮度做均衡处理。

图 5.6(a)为通过实测数据估计出的图像沿距离维与方位维的亮度变化趋势,可以看出,理论分析与实际相符,图像存在亮度不均衡现象。图 5.6(b)为通过多项式拟合得出的沿距离维与方位维的亮度矫正系数,可以看出,矫正因子基本符合天线方向图在波束内的形状,说明可以通过多项式拟合的方法较准确地估算出亮度矫正因子。



(a) 图像亮度变化趋势



(b) 亮度矫正系数

图5.6 亮度均衡前图像亮度参数

根据第 3.2 节所述,使用矫正系数对图像的距离维与方位维分别进行亮度均衡,图 5.7 为亮度均衡后的图像沿距离维与方位维的亮度变化趋势,通过图 5.7 与图 5.6(a)

对比可以看出,亮度均衡后,图像沿距离维和方位维的亮度调制被补偿,亮度趋势基本不随距离或方位维变化,算法有效解决了图像亮度不均匀问题,增强了图像观感。

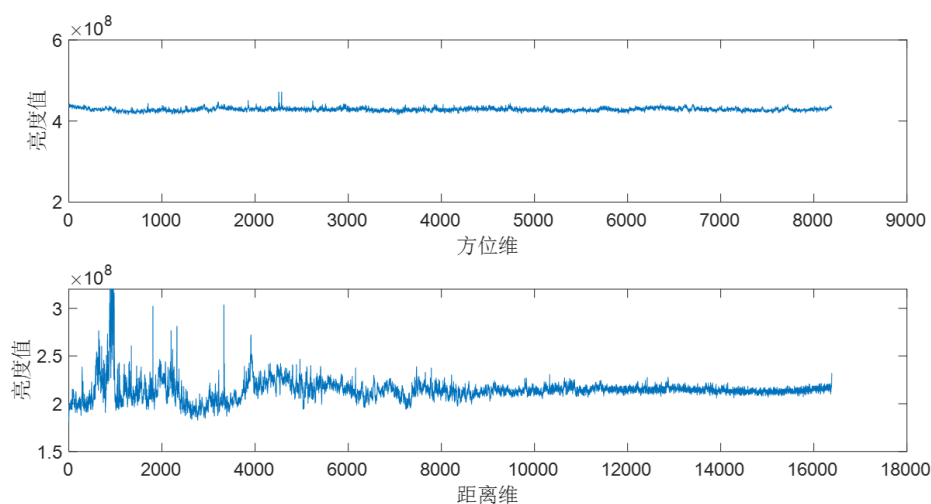


图5.7 亮度均衡后图像亮度

且除了单幅图像观感外,在条带模式下,由于图像亮度在方位维的中心向两侧衰减,导致图像拼接后的大图中存在沿方位变换的明暗条纹,严重影响图像连续性与图像观感。如图 5.8 所示,图 5.8 上半幅图为多幅图像拼接后的大图的亮度沿方位维变化趋势,可以看出在两幅图的交界处存在明显的亮度凹口,在图像中表现为暗条纹;图 5.8 下半幅图为先对每幅图进行亮度均衡处理后,然后拼接成大图后的亮度沿方位维变化趋势,可以看出在两幅图的交界处不存在亮度凹口,图像亮度基本一致。因此可以得出结论,通过图像亮度均衡处理,可以消除子图像间拼接处的明暗条纹,提高条带模式成像下的图像连续性,增强图像观感。

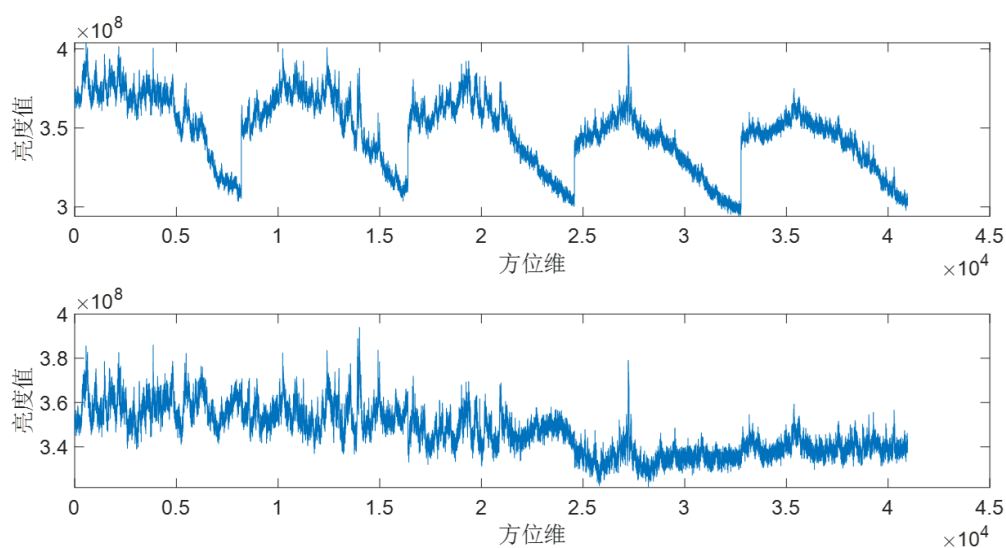


图5.8 亮度均衡前后拼接图亮度沿方位维变化

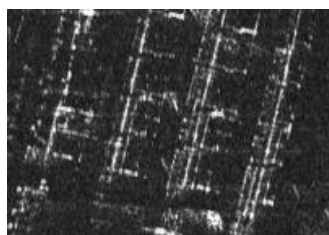
### 5.2.3 多视量化效果分析

根据第 3.3 节所述, 由于成像的距离分辨率与方位分辨率不一致, 图像的像素宽度与像素高度不一致, 存在图像场景在宽度和高度中分辨率较高方向的拉伸问题。因此, 为了解决图像拉伸问题, 对图像进行量化时, 需要针对分辨率较高的维度进行多视量化处理。

如图 5.9 所示, 图像的高度方向为距离维方向, 宽度方向为方位维方向。图 5.9(a) 为距离分辨率低于方位分辨率的某个场景的成像效果, 可以看出, 由于距离分辨率低, 图像的每个像素的高度尺寸大于宽度尺寸, 导致场景中房屋沿方位维拉伸, 严重影响图像观感。



(a) 直接量化图



(b) 多视量化图

图5.9多视量化前后对比图

图 5.9(b) 为进行多视量化后的成像结果, 可以看出, 图像的像素尺寸被调整一致, 成像观感大幅提升。

### 5.2.4 图像拼接效果分析

根据第 3.4 节所述, 在条带模式下, SAR 可以对场景进行连续成像, 因此可以获得整个探测航线的场景信息。为了便于观测, 通常需要在 SAR 成像后, 通过拼接算法对单独处理的连续图像进行拼接, 拼接后得到一副能反映整条航线的大图。

如图 5.10 所示, 此图为对某个场景的条带模式下的 10 幅独立处理的连续 SAR 图像进行拼接后的效果, 为了便于显示, 图中只截取了距离向的一小段。可以看出, 通过本文使用的拼接算法, 可以在低运算量的情况下准确的进行图像拼接, 形成完整无错位的一副大图。



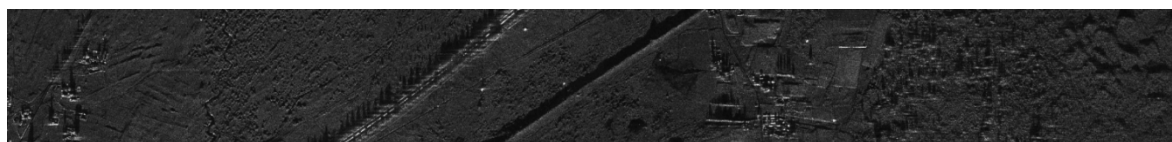


图5.10 条带模式拼接后大图

### 5.3 本章小结

本章在系统搭建完成后，详细分析成像算法的各个步骤对实测数据处理的效果，主要分为两部分分析。

第一部分是 SAR 成像算法的效果分析，详细分析运动补偿与距离徙动矫正的效果与对成像结果的影响。首先分析运动补偿，运动补偿分为基于惯导的运动补偿和基于 PGA 的运动补偿，分析得出，只利用惯导信息进行运动补偿不能充分对数据进行补偿，还需要借助 PGA 才能充分对运动误差进行补偿。然后分析距离徙动矫正的效果，分析得出，通过 keystone 插值进行距离徙动矫正能充分矫正距离徙动，便于方位维图像聚焦，且通过 CZT 的快速实现方法可以降低 keystone 插值的运算量，且不影响算法效果。

第二部分是图像后处理算法的效果分析，详细分析几何矫正、亮度均衡、多视量化与图像拼接对 SAR 图像观感改善的效果。通过几何矫正，可以有效解决图像观测视角问题；通过亮度均衡算法，解决了图像亮度不均与拼接图像明暗条纹问题；通过多视量化，解决了图像距离与方位分辨率不一致导致的图像拉伸问题；通过图像拼接，得到了条带模式下整条航线的整体图像。



## 第六章 总结与展望

### 6.1 本文工作总结

机载 SAR 能够对地面进行高分辨率、远距离的成像,且不受任何天气与时间段的影响,因此其在军用和民用中的作用越来越广泛。SAR 成像算法运算量大,系统设计复杂,随着国产处理器的性能发展与产业需求,将机载 SAR 成像算法在国产处理器系统上实现成为研究热点。目前主流的国产 DSP 是银河飞腾公司的 FT-M6678 8 核 DSP,拥有丰富的运算资源与外设接口。本文主要详细介绍了条带 SAR、聚束 SAR 及多分辨率成像在该处理器上的实现,对各部分算法进行原理介绍以及改进方式,并在最后给出实测数据在整机的运行结果。现将各部分的内容总结如下几点:

首先,介绍机载 SAR 成像的研究背景与意义,同时从成像算法与运动补偿两个方面介绍 SAR 成像的发展状况,最后给出本文研究的主要内容。

其次,介绍机载 SAR 成像的算法原理。首先给出机载 SAR 的几何模型与信号回波模型,然后介绍信号的距离压缩原理。距离压缩最基本的就是针对线性调频信号的匹配滤波方式,然后针对高分率要求下的大带宽信号,介绍了为降低硬件采样率需求而采用的解线频调的距离压缩方式。接下来介绍方位压缩原理,即成像算法。成像算法最基本的就是 RD 算法,为了避免 RD 算法不适于工作在大斜视和大幅宽场景下的问题,本文采用 BP 算法实现成像。为了解决 BP 算法二维积分运算量大且需要二维插值的问题,通过 keystone 插值完成距离徙动矫正来使得 BP 算法的二维积分变为一维累加运算;为了解决一维逐点累加运算量大的问题,通过在虚拟极坐标系上建立成像网格,将累加运算简化为 FFT 运算。最后介绍由于机载平台低空飞行不稳,导致运动误差影响成像,需要进行运动补偿。分析了基于惯导的运动补偿与基于数据估计的 PGA 运动补偿方式,针对惯导精度与误差相位的方位空变性,提出了 3 步运动补偿法,即惯导运动补偿、WPGA 和 LML-WPGA 来实现充分的运动补偿。

然后,在成像算法结束后,分析 SAR 图像存在的在观测域、亮度、分辨率和连续性方面存在的观感问题以及对应的解决算法和实现方法。首先通过插值投影法将图像从极坐标系变换到直角坐标系,然后通过图像亮度分维拟合法得到亮度补偿因子,将图像亮度均衡化,接下来通过多视量化法解决图像二维分辨率不一致导致的图像拉伸问题,最后通过相关图像拼接法将分散的条带模式 SAR 图像拼接成整体图像。

接下来,在所有算法步骤分析完毕后,详细介绍整套算法流程在硬件系统上的实现方案。首先介绍系统硬件平台,包括系统结构以及 DSP 和 FPGA 的资源与接口。然后介绍关键处理步骤在 DSP 上的结合硬件资源的实现方案,包括多模式及多分辨

率的切换机制、多 DSP 的并行策略、DSP 的多核与共享资源的管理、数据传输与矩阵转置的快速实现方法以及 FFT 运算的快速实现方案。最后介绍 FPGA 的功能需求与实现方案,包括 DSP 的上电时序控制、DSP 的复位状态控制、雷达数据与惯导数据的采集分发以及多 DSP 间的 SRIO 接口数据交换功能的实现方案。

最后,通过实测数据对系统进行测试实验,对实验结果进行分析。首先分析 SAR 成像算法中运动补偿的效果,得出 3 步运动补偿各自对成像结果的贡献;然后分析距离徙动矫正的效果,对比直接 keystone 插值与通过 CZT 插值的效果,验证两种方式是等价的。接下来分析图像后处理算法的效果,包括上文提到的几何矫正、亮度均衡、多视量化以及图像拼接,最后得到完整的 SAR 图像。

本文紧密结合实验项目,介绍 SAR 成像算法、图像后处理算法及雷达硬件平台实现方案。在硬件系统的配合下软件部分能够满足预定的要求,实时实现算法运算需求,并验证算法效果切合理论分析、满足实际需求。

## 6.2 展望

机载 SAR 成像由于其特有的优势,无论是在军用还是民用中都得到了快速的发展和广泛的应用。尤其在军用中,对机载 SAR 成像的性能具有很高要求。机载 SAR 成像的性能主要包括实时性和分辨率。

实时性主要由硬件性能满足。在国产化的背景下,机载 SAR 成像系统使用 FPGA+多 DSP 的架构,目前来说基本满足处理需求。然而未来 SAR 系统不断的向小型化发展,处理器也不断向微型化、集成化与低功耗发展。如何在更小型的系统,处理器集成度更高的系统实现 SAR 成像是未来的挑战。且在 SAR 成像算法中,FFT 使用频率极高,运算量占比大,如何在新系统中合理的调用软硬件资源高效执行 FFT 运算值得深入研究与运用。除了硬件系统外,实时性还取决于算法本身的运算量,如何开发出运算量小且运算流程简便的简便算法或者探寻已有的成像算法的等效运算形式,使之更适合硬件处理器的结构,也值得算法工作者深入研究。

分辨率主要取决于算法本身性能。在机载 SAR 成像的场景下,机载平台受大气影响运动误差大。虽然 BP 算法能简便的进行运动补偿,但惯导补偿受制于惯导设备的精度与更新速率,一般不能满足高分辨率需求或成本太高。PGA 运动补偿虽然不依赖外部设备,但对数据信噪比要求大,补偿效果稳定性差。且误差相位在大幅宽,大纵深场景下存在严重的空变形,导致 PGA 需要分子孔径进行补偿,子孔径补偿存在图像割裂的隐患。因此,机载平台运动补偿的方法在成像需求不断提高的背景下也不断面临新的挑战,值得深入研究。

## 参考文献

- [1] 杨玉锋. 基于目标分解的全极化 SAR 图像分类方法研究[D]. 南京:南京林业大学,2016.
- [2] 吴一戎, 朱敏慧. 合成孔径雷达技术的发展现状与趋势[J]. 遥感技术与应用(2):121-123.
- [3] 李国航. SAR 成像与运动补偿方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2015.
- [4] 梁福来. 低空无人机载 UWB SAR 增强成像技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学,2013.
- [5] 毛新华. PFA 在 SAR 超高分辨率成像和 SAR/GMTI 中的应用研究[D]. 南京: 南京航空航天大学,2009.
- [6] 陈春红. UDP 在合成孔径雷达分布式仿真中的应用研究[D]. 洛阳: 河南科技大学,2011.
- [7] 白俊武. 复杂背景下 SAR 图像弱目标检测方法研究[D]. 武汉: 武汉大学,2011.
- [8] 蒲巍. 机载双基地前视 SAR 运动补偿方法研究[D]. 成都: 电子科技大学,2018.
- [9] 余涛. 改进高机动平台曲线轨迹 SAR 频域成像算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2019.
- [10] 李浩林. 机载 SAR 快速后向投影成像算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2015.
- [11] 边健. 合成孔径雷达时域成像算法并行设计与系统开发[D]. 西安: 西安电子科技大学,2017.
- [12] 余同欢. 机载合成孔径雷达大斜视成像算法研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学,2016.
- [13] 张华美,张业荣,王芳芳. 雷达近场成像中 SVM 的目标识别方法[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2014,34(05):41-46.
- [14] 高扬. 机载 InSAR 运动误差分析与补偿研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2012.
- [15] 马龙称,杨雷,程烺. 基于 B/S 架构的可量测全景平台设计与实现[J]. 北京测绘,2019,33(12):1544-1548.
- [16] 李云莉. 合成孔径雷达时域反投影成像运动误差补偿方法[D]. 成都: 电子科技大学,2018.
- [17] 陈思,赵惠昌,张淑宁,等. 基于 dechirp 弹载 SAR 的改进后向投影算法[J]. 物理学报,2013,62(21):445-453.
- [18] 路庆春. 视频帧率上变换算法研究[D]. 上海:上海交通大学,2015.
- [19] 袁孝康. 星载合成孔径雷达的运动效应[J]. 上海航天,1995(01):3-9.
- [20] 冉磊. 弹载前侧视 SAR 成像及运动补偿技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2018.
- [21] 安道祥,王亮,黄晓涛,等. 基于 SPGA 算法的低频超宽带 SAR 运动补偿方法[J]. 系统工程与电子技术,2010,32(02):260-265.
- [22] 姜义成,张璘. 机载 SAR 相位误差补偿算法及实现[J]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学学报,2007,39(5):749-752. DOI:10.3321/j.issn:0367-6234.2007.05.018.
- [23] 邹海丽. Burst 模式合成孔径雷达成像算法研究[D]. 江苏:南京航空航天大学,2008. DOI:10.7666/d.d076753.

- [24] 刘峥,张翼,付强. 雷达平台运动特性及其对一维距离像影响分析[J]. 国防科技大学学报,2011,33(3):126-133. DOI:10.3969/j.issn.1001-2486.2011.03.025.
- [25] 马磊. 合成孔径雷达自聚焦算法的研究[D]. 上海: 上海交通大学,2008.
- [26] 韦顺军. 线阵三维合成孔径雷达稀疏成像技术研究[D]. 成都: 电子科技大学,2013.
- [27] 王琦. 空间目标 ISAR 成像的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2007.
- [28] 卢护林,陈潜. 去调频 SAR 成像处理算法[J]. 制导与引信,2010,31(04):7-11.
- [29] 李松,梁颖,张群,等. 高速弹道目标进动微多普勒分析及脉内补偿[J]. 弹箭与制导学报,2012,32(04):37-40.
- [30] 刘春燕. 调频连续波 ISAR 成像算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2012.
- [31] 刘闯,洪香茹,张涛. 小型 SAR 系统设计[J]. 火控雷达技术,2012,41(01):1-5.
- [32] 王树超. 低截获雷达一维成像研究[D]. 成都: 电子科技大学,2008.
- [33] 潘丰,王文静,孟祥新,等. 基于 SAR 成像的 FBP 算法、FFBP 算法三维快速重建[J]. 电子测量技术,2020,43(04):153-158.
- [34] 苏东. 基于双目视觉的小型无人飞行器的导航与避障[D]. 成都: 电子科技大学,2014.
- [35] 鄢钊. 合成孔径雷达回波信号产生与成像方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2009. DOI:10.7666/d.y1668174.
- [36] 刘亚波. SAR/ISAR 运动目标检测及成像新技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2011.
- [37] 祁明硕. 机动目标逆合成孔径雷达高分辨率成像与定标方法[D]. 西安: 西安电子科技大学,2018.
- [38] 宁娜,郝凤玉. Keystone 变换实现方法研究[J]. 现代电子技术,2011,34(24):133-136.
- [39] 王娟,赵永波. Keystone 变换实现方法研究[J]. 火控雷达技术,2011,40(01):45-51.
- [40] 刘飞扬. 非平稳运动平台的高分辨成像[D]. 西安: 西安电子科技大学,2017.
- [41] 杨丹. 机载干涉合成孔径雷达运动补偿[D]. 西安: 西安电子科技大学,2011.
- [42] 张磊. 高分辨 SAR/ISAR 成像及误差补偿技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学,2012.
- [43] 魏少雄. YHFT-X 芯片内核的层次化物理设计[D]. 合肥: 国防科学技术大学,2014.
- [44] 刘德保,汪安民,韩道文. 硬件信号量在多核处理器核间通信中的应用[J]. 单片机与嵌入式系统应用,2015,15(01):9-11.
- [45] 张兰,秦斯奇,唐瑞. SAR 成像系统快速矩阵转置算法的设计[J]. 科学技术与工程,2016,16(21):266-271.

## 致谢

光阴似箭，日月如梭，三年的研究生生涯如白驹过隙般转瞬即逝，毕业的日子将要到来。回顾往昔，硕士生涯的点点滴滴都铭记在心，成为生命中的宝贵回忆。感慨之余更多的是感激，在此，我由衷的感谢所有给予我关爱与帮助的老师、同学、朋友和亲人么。

首先要感谢西安电子科技大学，感谢雷达信号处理国家重点实验室，感谢民用雷达工程中心。感谢母校和实验室提供的浓厚的学术氛围、雄厚的师资力量与充足的实验条件。我将永远心系母校。

我要特别感谢我的导师苏涛教授，感谢苏老师给了我进一步学习提升的机会，感谢苏老师多年来的关怀与指导。苏老师自从我入实验室就给我提供非常多的指导与帮助，以高瞻远瞩的目光为我规划前沿的研究方向，使我自己的研究课题与实验室的科研任务以及社会的产业需求紧密结合。他严谨的科研态度与忘我的工作精神深深感染着我，成为我的奋斗目标。另外，苏老师也时刻关心我的生活并提供很多帮助与关怀。在此，我谨向苏老师致以最诚挚的谢意！

感谢何学辉副教授，何老师勤勉督学，知识深厚，谈吐幽默，与何老师在一起总是充满着欢声笑语。感谢刘江涛师兄在工作和生活中给予的支持和帮助，刘江涛师兄待人热情，学识丰厚，在系统设计和硬件方面造诣精深，在学术和科研管理上对于作者也启发良多，在此我表示衷心的感谢。

感谢实验室的博士师兄们：杨天园、李强、牛志永、张晓杰，感谢他们对我的帮助和指导。感谢已经毕业的师兄彭宇、桂宪满、张瑞波、张永振、董浩，以及师姐马鲁潼、王瑞昕、张丽、朱晨曦，是他们帮助我逐渐深入这个领域。

感谢与我同一课题组的师弟师妹王瑞秋博士、胡泽、韩永杰、孙旗，感谢你们对我的科研项目和论文初稿提供的无私帮助，感谢白静、刘馨璐、梁远、田少诚，与他们学习交流的时光非常快乐。感谢电子所 2018 届的硕士研究生，我们一起度过了三年的难忘时光。

衷心感谢我的同级好友张轩瑞、董文杰、黄明杰、门浩。路逢知己，同心共行，我们在学习中相互帮助、工作中相互协作、生活中相互关心，感谢三年的支持与包容。

感谢我的女友黄素馨，感谢你对我的工作和生活的支持！你的陪伴使我能够专注于学习，与你的沟通交流让我有了更开阔的眼界与更灵活的思路，愿我们能一路同行。

最后要感谢我的家人，没有你们的养育和呵护就没有我的今天，感谢你们对我学业和生活的鼎力支持与理解！家人是我奋斗永恒动力。









西安电子科技大学  
XIDIAN UNIVERSITY

地址：西安市太白南路2号

邮编：710071

网址：[www.xidian.edu.cn](http://www.xidian.edu.cn)