

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院 博士学位论文

压缩感知理论在雷达成像中的应用研究

谢晓春

指导教师 张云华 研究员 博士 中国科学院空间科学与应用研究中心

申请学位级别 博士 学科专业名称 计算机应用技术

论文提交日期 2010-04-20 论文答辩日期 2010-06-02

培养单位 中国科学院空间科学与应用研究中心

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院

博士学位论文

压缩感知理论在雷达成像中的应用研究

谢晓春

指导教师 张云华 研究员 博士 中国科学院空间科学与应用研究中心

申请学位级别 博士 学科专业名称 计算机应用技术

论文提交日期 2010-04-20 论文答辩日期 2010-06-02

培养单位 中国科学院空间科学与应用研究中心

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____

Study on the Application of Compressive Sensing in Radar Imaging

By

Xie Xiao-Chun

A Dissertation Submitted to
The Center for Space Science and Applied Research,
Chinese Academy of Sciences
in Partial fulfillment of the Requirements for the Degree of
Doctor of Philosophy

Major: Computer Applied Technology

Advisor: Professor Zhang Yun-Hua

April 2010

独 创 性 声 明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含任何其他人已发表或撰写过的材料，也不包含为获得其它教育机构的别种学位或证书而大量使用过的材料。与我一同工作的人对本研究所做的任何贡献已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

签名： 谢晓春 日期： 2010.6.3.

关于论文使用授权的说明

本人完全了解培养单位有关保留、使用学位论文的规定，即：培养单位有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；培养单位可以公布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论文。

签名： 谢晓春 见证人： 张云华 日期： 2010.6.3.

摘要

以 ISAR 和 InISAR 为代表的高分辨率雷达成像技术在军事和民用领域有着广泛的需求。通常情况下, 高分辨率雷达图像的获得需要宽带雷达信号, 而宽带雷达信号则又会导致雷达数据率的增加。近年来在雷达技术领域得到高度关注的压缩感知理论, 其非相关测量过程能够有效地降低高分辨率雷达成像系统的数据率, 有望解决雷达系统中超大数据量的采集、存储与传输问题。因此压缩感知理论和技术在雷达成像领域的应用, 有可能会为高分辨率雷达成像技术带来巨大变革。压缩感知在高分辨率雷达成像中的应用研究工作虽然取得了一定的进展, 但还没有针对压缩感知雷达成像理论进行系统性研究, 也没能在此基础上给出实用化的成像算法。论文以基于压缩感知的雷达成像理论与算法作为研究内容, 将压缩感知理论应用到高分辨率雷达成像算法中。论文围绕着成像数据获取方法、成像信号处理方法和压缩感知在宽带雷达成像中的应用等紧密联系而侧重不同的三个方面展开了研究, 建立了匹配滤波体制和去斜体制下的基带回波信号稀疏表示模型, 提出了压缩感知测量器应用到雷达接收机的数字方案与模拟方案, 构建了具有保相性的压缩感知距离压缩算法, 通过距离-方位解耦合的雷达成像框架, 将压缩感知距离压缩算法与传统的雷达二维成像和 InISAR 三维成像算法相结合, 形成了压缩感知雷达成像算法, 并将其应用到调频步进宽带雷达成像中。论文通过对仿真和实测数据的处理, 证明了所提出的方法的有效性。

论文的主要贡献体现在以下三个方面:

在基于压缩感知的雷达数据获取方法研究中, 通过对雷达回波信号的分析, 建立了匹配滤波体制和去斜体制下的雷达回波信号稀疏表示模型, 并将模拟/信息转换器引入压缩感知雷达成像处理中, 以实现距离向雷达回波信号的实时测量。在此基础上提出了压缩感知测量器应用到雷达接收端的数字实现方案与模拟实现方案。

在压缩感知雷达成像算法研究中, 首先在常用的稀疏信号重建算法中筛选出适合雷达成像的算法, 然后与雷达回波信号稀疏表示模型以及非相干测量矩阵一起构建了具有保相性的压缩感知距离压缩算法。在此基础上利用距离-方位解耦合的雷达成像框架, 将压缩感知距离压缩算法与传统的雷达二维成像和 InISAR 三维成像算法相结合, 形成了压缩感知雷达成像算法。

在压缩感知宽带雷达成像算法研究中, 结合调频步进信号的子脉冲合成方法, 提出了

针对调频步进信号的压缩感知测量方法，实现了压缩感知宽带雷达成像。

关键词：雷达成像，逆合成孔径雷达，干涉逆合成孔径雷达，压缩感知，压缩感知匹配滤波，压缩感知傅里叶变换，相位保持，距离-方位解耦合

Abstract

High-resolution radar imaging is widely demanded in many applications. Usually high-resolution radar imaging needs wide-band radar signals, and wide-band radar signals result in the increase of data rate. In recent years, compressive sensing (CS) theory is highly focused in radar community, and its incoherence measurement process can effectively reduce the data rate of high-resolution imaging radar system, and release the burden of radar system on huge amount of data sampling, storage and transmission. So, CS theory and technologies may bring deep change to high-resolution imaging radar system. Although the research of CS based radar imaging has made some progress, there is still lack of systemic research on the CS based radar imaging theory, and no practicable imaging algorithm. In the dissertation, the theory and algorithms of CS based radar imaging is discussed and applied to high-resolution radar imaging. The major works include the following three parts: the CS based radar imaging data acquisition methods, the CS based radar imaging algorithms and the application of CS in wide-band radar imaging. Firstly, we establish the sparse representation models of the baseband echo under both matched filtering and de-chirp processing, and propose digital or analog realization scheme of analog-to-information convertor in radar receiver. Secondly, we realize a phase-reservation CS based range compression algorithm, construct a CS based radar imaging framework with range and azimuth decoupled and apply it to both 2D and 3D radar imaging combined with conventional imaging algorithms. Finally, we apply the CS based imaging method to wideband radar imaging system. The effectiveness of the proposed algorithms are tested through processing both simulation and real data.

The major contributions of the dissertation are summarized as follows:

In the study of CS based radar data acquisition methods, we firstly analyze the radar echo signal, and then establish the sparse representation models of the processed signals under matching filter mode and de-chirp mode. Aiming to real-time measurement, we introduce Analog-to-Information converter(AIC) into compressive sensing imaging processing, and propose both digital and analog solutions of AIC in radar receiver.

In the study of CS based imaging algorithms, we firstly select the sparse signal

reconstruction algorithm suitable for radar imaging, and then propose a phase-reserve CS range compression algorithm combined with sparse representation of radar echo signal and non-correlation measurement matrix. Finally, we propose a range-azimuth decoupling radar imaging frame, in which CS range compression algorithm is combined with traditional radar 2D imaging and 3D imaging algorithms so as to realize the CS imaging algorithm.

In the study of CS based wide-band radar imaging algorithm, we propose a CS measurement method for stepped-frequency chirp signal (SFCS) and realize CS imaging for wide-band radar with application of the subaperture processing method of SFCS.

Key words: Radar Imaging, Inverse Synthetic Aperture Radar(ISAR), Interferometric Inverse Synthetic Aperture Radar(InISAR), Compressive Sensing(CS), Compressive Sensing Based Matched Filtering, Compressive Sensing Based Fourier Transform, Phase Reservation, Range-Azimuth Decoupling

目 录

摘 要	I
Abstract	III
第 1 章 绪论	1
1.1 论文的研究背景和意义	1
1.2 相关研究的历史与现状	2
1.2.1 雷达成像研究历史与现状	2
1.2.2 压缩感知雷达成像研究历史与现状	5
1.3 论文的研究内容和主要贡献	7
1.3.1 论文的研究内容	7
1.3.2 论文的主要贡献	8
第 2 章 距离向高分辨率成像原理	11
2.1 引言	11
2.2 脉冲压缩距离成像技术	11
2.3 脉冲压缩原理	13
2.3.1 匹配滤波方法	14
2.3.2 去斜方法	15
2.4 调频步进信号的处理方法	17
2.4.1 频域子孔径处理方法	18
2.4.2 频域-时域子孔径处理方法	20
2.4.3 全去斜处理方法	20
2.4.4 调频步进信号脉冲压缩仿真实验	21
2.5 本章小结	24
第 3 章 雷达二维/三维成像技术	25
3.1 引言	25
3.2 雷达二维信号模型	25
3.3 单站 ISAR 成像技术	27
3.3.1 单站 ISAR 转台模型	27
3.3.2 ISAR 距离—多普勒成像算法	30
3.3.3 ISAR 运动补偿	31

3.4 SAR 成像技术	36
3.4.1 SAR 信号性质	36
3.4.2 校正线性距离走动的距离-多普勒 SAR 成像算法	38
3.4.3 基于时频分析和图像处理的参数估计	39
3.5 InSAR 三维成像技术	43
3.5.1 双站 ISAR 成像	43
3.5.2 双站 InSAR 三维成像技术	48
3.5.3 基于天线阵列的 InSAR 三维成像技术	50
3.5.4 基于 MIMO 的 InSAR 三维成像	52
3.5.5 仿真实验与成像结果	56
3.6 本章小结	58
第 4 章 压缩感知基本理论	61
4.1 引言	61
4.2 压缩感知理论概述	61
4.2.1 稀疏信号的近似表示	62
4.2.2 信号的降维投影与重建	63
4.3 测量矩阵	64
4.3.1 随机测量矩阵	64
4.3.2 模拟/信息转换	65
4.3.3 测量矩阵性能比较	67
4.4 重建算法	73
4.4.1 最小 l_1 范数算法	73
4.4.2 稀疏贝叶斯算法	76
4.4.3 平滑 l_0 算法	78
4.4.4 重建算法性能比较	79
4.5 本章小结	83
第 5 章 基于压缩感知的雷达成像	85
5.1 引言	85
5.2 压缩感知在一维雷达成像中的应用	85
5.2.1 匹配滤波模式下的压缩感知距离压缩算法 ^[144]	86
5.2.2 去斜模式下的压缩感知距离压缩算法 ^[145]	89
5.2.3 调频步进信号的处理	92
5.2.4 仿真及实测数据处理	93
5.2.5 压缩感知距离压缩算法的性能分析	98
5.3 基于压缩感知的二维雷达成像算法	100

5.3.1 基于压缩感知的 ISAR 方位向处理.....	101
5.3.2 实测数据处理.....	102
5.4 基于压缩感知的雷达三维成像处理.....	112
5.4.1 基于压缩感知的雷达三维成像处理方法.....	112
5.4.2 压缩感知雷达三维成像仿真实验.....	112
5.5 本章小结.....	116
第 6 章 结束语.....	117
6.1 论文的主要内容和结论.....	117
6.2 后续工作及展望.....	118
参考文献.....	121
作者攻读博士学位期间发表的论文.....	128
致谢.....	129

图表目录

图 1-1 传统编解码理论的框图.....	5
图 1-2 基于压缩感知理论的编解码框图.....	5
图 2-1 一维雷达成像几何关系.....	11
图 2-2 脉冲压缩滤波器的工作原理.....	13
图 2-3 频域子孔径处理方法框图.....	19
图 2-4 全去斜处理方法框图.....	21
图 2-5 时域搬移后的调频步进信号.....	22
图 2-6 完成子孔径相干合成后的调频步进信号.....	23
图 2-7 调频步进信号脉冲压缩仿真结果.....	23
图 3-1 二维雷达信号获取过程示意图.....	26
图 3-2 ISAR 成像的转台模型	27
图 3-3 距离—多普勒成像算法信号处理流程.....	30
图 3-4 ISAR 目标的普遍运动形式	31
图 3-5 正侧视雷达的基本几何关系.....	36
图 3-6 Radon 变换示意图	40
图 3-7 距离走动率估计示意图.....	41
图 3-8 双站平面上的几何关系.....	44
图 3-9 双站 ISAR 转台模型	45
图 3-10 双站 ISAR 成像仿真实验结果	48
图 3-11 双站 InISAR 三维成像系统几何关系	49
图 3-12 天线阵列 InISAR 三维成像系统几何关系	50
图 3-13 MIMO-InISAR 三维成像系统几何关系	52
图 3-14 MIMO-InISAR 成像目标的三维模型	56
图 3-15 TR00 成的 ISAR 图像	57
图 3-16 重建的目标三维图像.....	58
图 4-1 AIC 系统框图.....	65
图 4-2 数字化 AIC 系统.....	66
图 4-3 基于 Simulink 的模拟 AIC 仿真框图	67
图 4-4 信号的随机调制.....	68
图 4-5 模拟 AIC 的 Simulink 仿真结果	69
图 4-6 基于 Simulink 的数字 AIC 仿真框图	69
图 4-7 数字 AIC 的 Simulink 仿真结果	71
图 4-8 基于 Simulink 和 Matlab 代码仿真效果的比较.....	71
图 4-9 随机测量矩阵与 AIC 的性能比较.....	73
图 4-10 不同输入信噪比下重建算法的幅度精度对比.....	82
图 4-11 不同输入信噪比下重建算法的相位精度对比.....	82
图 4-12 不同输入信噪比下重建算法的动态范围对比.....	83
图 5-1 压缩感知雷达成像框图.....	85
图 5-2 压缩感知匹配滤波算法流程图.....	89

图 5-3 压缩感知去斜算法流程图.....	91
图 5-4 调频步进信号的子孔径压缩感知脉冲压缩方案.....	92
图 5-5 调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩方案.....	92
图 5-6 压缩感知匹配滤波方法距离压缩仿真实验结果.....	96
图 5-7 调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩成像结果.....	98
图 5-8 运算速度曲线.....	99
图 5-9 重建信号信噪比曲线.....	99
图 5-10 重建信号的平均相位误差曲线.....	100
图 5-11 重建信号动态范围曲线.....	100
图 5-12 压缩感知雷达二维成像框架.....	101
图 5-13 方位向采用压缩感知傅里叶变换的 ISAR 成像效果	103
图 5-14 压缩感知方法二维 ISAR 成像效果	106
图 5-15 传统方法二维 ISAR 成像结果	107
图 5-16 采用压缩感知方法数据的调频步进信号 ISAR 成像效果	109
图 5-17 采用传统方法数据的调频步进信号 ISAR 成像效果	109
图 5-18 城铁实测数据成像实验结果对比.....	110
图 5-19 成像质量与降采样率的关系曲线.....	111
图 5-20 不同距离向降采样率下的成像效果.....	112
图 5-21 压缩感知雷达三维成像框架.....	112
图 5-22 距离剖面.....	114
图 5-23 雷达 R_A 上的 ISAR 图像	115
图 5-24 目标的 InISAR 三维图像	116
表 2-1 调频步进信号脉冲压缩仿真实验参数.....	22
表 3-1 双站 ISAR 成像仿真实验参数	47
表 3-2 MIMO-InISAR 成像散射点坐标	56
表 3-3 ISAR 图像中散射点的坐标及其空间频率成分	57
表 3-4 重建的散射点坐标.....	57
表 4-1 无噪声干扰情况下的重建算法性能对比.....	81
表 4-2 输入信噪比为 20dB 情况下的重建算法性能对比.....	83
表 5-1 压缩感知匹配滤波方法距离压缩仿真实验参数.....	93
表 5-2 重建信号归一化幅度差异.....	96
表 5-3 重建信号相位差异.....	97
表 5-4 调频步进去斜体制雷达系统参数.....	97
表 5-5 匹配滤波体制雷达系统参数.....	104
表 5-6 调频步进去斜体制雷达系统参数.....	108
表 5-7 InSAR 三维成像雷达系统与目标仿真参数	113
表 5-8 目标散射点仿真参数.....	113
表 5-9 距离剖面峰值信息.....	114
表 5-10 ISAR 图像中散射点信息	115
表 5-11 重建散射点位置.....	116

第1章 绪论

1.1 论文的研究背景和意义

雷达(Radio detection and ranging, Radar)是从第二次世界大战中的军事需求中发展起来的,原意是无线电探测和测距。由于雷达能够全天候、全天时、远距离地对目标进行检测和定位,自它问世以来就成为人类对周围环境进行探测的重要工具。随着雷达技术的不断发展和人们对高分辨雷达的迫切需求,以宽带微波技术和先进信号处理技术为基础的成像雷达应运而生。

成像雷达通过对接接收的宽带回波信号进行脉冲压缩获得距离向高分辨;利用目标和雷达间的相对运动形成一个很大的合成天线孔径,从而实现方位向多普勒高分辨^[1-4]。利用合成孔径对目标成像的雷达可以分为两种:如果雷达移动,目标固定不动,则为合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR);反之,若雷达固定不动,目标移动,则为逆合成孔径雷达(Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR)。由于ISAR具有对非合作运动目标的高分辨二维成像能力,在战略防御、反卫星、战术武器以及雷达天文学方面都有重要的应用价值,因此一直是国内外雷达成像的重点研究方向之一^[5-20]。然而,传统的ISAR二维成像技术存在一定的缺陷。一方面,ISAR图像是三维目标的等效散射中心在成像平面上的投影图像,其横向坐标反映的是目标散射点的多普勒分布,这与光学投影像的几何关系并不一致;另一方面,当成像过程中目标存在复杂的运动时,ISAR二维成像的投影平面以及横向多普勒分布会随着目标的机动和姿态的变化而显著不同,从而在很大程度上限制了ISAR二维成像的目标识别能力。

近年来,一种结合干涉技术和ISAR二维分辨技术的干涉逆合成孔径雷达(Interferometric ISAR, InISAR)三维成像方法引起了人们的关注^[21-24]。该方法的主要思想来自于干涉合成孔径雷达(Interferometric SAR, InSAR)^[25-29],能够通过成一定视角差的多幅ISAR复图像间的干涉处理,恢复出目标散射中心的真实三维位置。InISAR通常利用多天线结构分别对垂直于雷达视距方向的两个正交维度进行干涉处理,形成非合作运动目标的三维图像。由于InISAR所获得的三维图像不再依赖于传统ISAR的横向多普勒分布形式,而是直接与目标的物理尺寸相一致,能够反映出雷达目标不受运动特性影响的特征信

息, 因此成为提高目标识别能力的一种极为有效的技术途径。

目前 InISAR 三维成像技术方兴未艾, 获得高分辨率的 InISAR 三维成像具有很强的实际应用意义。高分辨率的 ISAR 图像是 InISAR 三维成像的基础, 而且分辨率是衡量雷达图像质量最重要的指标之一。因此, 提高图像分辨率是雷达成像技术发展的主要目标之一。高分辨率雷达图像通常需要大的信号带宽和长的成像时间才能实现, 然而这会导致系统数据量的剧增, 而数据量的增加给雷达成像系统的信号处理能力特别是实时信号处理能力提出了更高的要求, 也给相应的硬件设备带来了极大的挑战。寻找新的数据采集、处理方法成为高分辨率雷达成像的一种迫切需要。

近年来, Donoho、Candes和Tao等人提出的压缩感知(Compressive Sensing, CS)^[30-33]理论是一个充分利用信号稀疏性或可压缩性的全新信号采集、编解码理论。该理论指出, 当信号具有稀疏性或可压缩性时, 通过求解一个非线性最优化问题, 可以依靠以远低于 Nyquist率的方式所采集到的信号测量值实现对信号的准确或近似重构。雷达成像是利用雷达系统接收到的目标回波信号获得目标反射特性的空间分布, 因此雷达成像过程本质上就是利用回波信号重建目标表示的过程。对雷达目标电磁散射特性的研究结果表明在高频区, 雷达目标回波可看作是多个散射中心回波的合成^[1, 2, 4, 34]。因此雷达目标回波信号的这种构成特点能够满足压缩感知理论对信号稀疏性的要求, 压缩感知理论是能够应用于雷达成像中的。国内外学者和科研机构陆续展开了压缩感知理论应用于雷达成像的研究工作, 相关的工作已经取得了一定的进展。由于压缩感知理论中的非相关测量过程能够有效地降低雷达成像系统的原始数据率, 解决系统中超大数据量的采集、存储与传输问题, 这将给高分辨率雷达成像带来巨大变革。

1.2 相关研究的历史与现状

1.2.1 雷达成像研究历史与现状

雷达成像的历史可以追溯到 20 世纪 50 年代。1951 年 6 月, 美国 Goodyear Aircraft 公司的 Carl Wiley 首先提出利用频率分析方法改善雷达的角分辨率, 并设计了实验装置进行验证, 这是合成孔径雷达思想的最初体现。1957 年 8 月, Michigan 大学雷达和光学实验室的 Cutrona 和 Leith 等人研制的机载合成孔径雷达进行了飞行试验, 得到了第一张大面积的聚焦型合成孔径雷达图像^[35]。70 年代, Kirk 等人研制了第一台 SAR 数字处理系统^[36]。1978 年 5 月, 星载 SAR SeaSat 升空, 标志着 SAR 技术已进入空间领域^[37]。目前, 美国、欧空

局、加拿大、日本等都有自己的实用化机载和星载合成孔径雷达系统，机载 SAR 系统有美国的 AN/APY-6，德国的 AER-II，英国的 DERA ‘ESR’，以及瑞士的 DO-SAR 等；星载 SAR 系统有美国的 SIR-A 和 SIR-B 卫星，欧空局的 ERS-1 和 ERS-2 卫星，日本的 JERS-1 和 ALOS 卫星，加拿大的 Radarsat-1 和 Radarsat-2 卫星，意大利航天局的 COSMO-SkyMed 高分辨雷达卫星星座系统，美国航天局、德国空间局和意大利空间局联合发射的 SIR-C/X-SAR 以及德国空间中心和欧洲 EADS Astrium 公司合作开发的 TerraSAR-X 卫星等。在国内，从七十年代开始大力研究 SAR 相关技术，中国科学院电子学研究所 1979 年成功研制了机载合成孔径雷达原理样机，并获得首批 SAR 成像数据。从“八五”开始，对 SAR 系统的研究就一直是遥感技术中的重点研究方向之一。目前，中科院电子所、信息产业部 14 所、38 所、航空工业总公司 607 所，以及航科集团等单位都已对 SAR 技术开展了研究，许多单位已经有了机载 SAR 的实验系统，并获得了大量实际成像数据^[38]。

逆合成孔径雷达是在合成孔径雷达的基础上发展起来的又一种高分辨成像雷达，其历史可以追溯到二十世纪六十年代。六十年代，在 Brown 领导下的 Willow Run 实验室就开展了对旋转目标的成像^[39]。Walker 从 1970 年起开展对旋转目标成像的研究，他的研究工作对距离-多普勒成像理论做了更明确的阐述，并且由于引入了极坐标存储技术（光学处理），解决了运动穿越分辨单元的处理问题^[40]。1978 年，C.C.Chen 等人利用地基雷达对直线飞行和弯道飞行的飞机进行了成像研究，对信号预处理、距离曲率、距离校准以及运动补偿等问题均作了分析和研究，实现了对非合作运动目标的 ISAR 成像^[41]。70 年代末，美国 MIT 林肯实验室研制出了第一部远距离成像雷达 ALCOR，并成功获得了高质量的近地空间卫星的 ISAR 图像；同一时期，D.B. Campbell 利用旋转目标成像原理，成功地获得了金星表面的高分辨雷达图像^[42]。80 年代末 ISAR 成像的理论和测量技术已经取得了巨大的发展和广泛应用，并成为电磁散射实验室、目标特性及其控制研究、微波遥感等诸多领域不可缺少的标志性技术。

目前，主要发达国家都已掌握了较成熟的 ISAR 技术并使之走向实用。由于其高分辨的成像能力，在防空、反舰、反潜斗争中都是十分有力的手段。而且 ISAR 还具有很高的抗干扰能力以及潜在的反隐身能力。现在国外已有多种战术成像雷达生产，如法国的 Oceanmaster-400、美国的 APS-137、英国的“雄狐”，俄罗斯已把 ISAR 做成功能部件，装备于许多雷达上。除了在军事上的应用，ISAR 在民用，如空中交通管制、机场调度、港口交通管制等许多领域也有广泛的应用。

国内在 ISAR 方面的研究起步相对较晚，北京航空航天大学在 1986 年开始用转台对飞

机、舰船、导弹等缩尺模型的旋转目标成像研究，这是国内第一个用最基本模型（转台模型）得到二维 ISAR 成像的单位。自 1988 年以来，国内几个主要从事雷达研究的高校和研究所在国家高科技研究发展计划（863 计划）的支持下开展了 ISAR 技术的研究工作，在 ISAR 理论和实践上都取得了丰硕的成果。在 ISAR 技术的相关理论和算法方面，国内研究较多的有西安电子科技大学、中国电子科技集团公司第十四研究所、南京航空航天大学、哈尔滨工业大学、南京理工大学、航天二院 23 所等。在 ISAR 系统的研制方面，由 23 所、哈工大等单位联合研制的 400MHz 的宽带实验 ISAR 于 1993 年完成，并录取了多批不同目标在不同飞行状态下的外场数据，促进了我国对 ISAR 成像技术的研究，取得较大的进展。国内 ISAR 成像结果与国外公开发表的成像结果相当，有些图像结果则明显好于国外的结果这说明国内基本上掌握 ISAR 成像技术^[2]。

近年来中科院空间中心在有关项目的支持下，正在开展用于空间目标观测的地基逆合成孔径雷达相关技术的研究，特别是针对用于逆合成孔径雷达的宽带信号处理方法取得了新的进展^[43-52]。

随着 ISAR 技术的发展和 ISAR 成像机理研究的不断深入，近年来，国际公开文献上逐渐出现了一些基于 ISAR 的三维成像研究报告。雷达三维成像的方法主要有单脉冲测角法、多天线干涉法和空间合成孔径法等三类。

单脉冲测角法利用 ISAR 成像技术，将目标各个散射点在距离-多普勒面上分离，以减少散射点的相互叠加，可以有效避免角闪烁的发生；再利用水平和俯仰向的和、差波束对各个分辨单元单脉冲进行测角就可以实时得到目标上散射点的空间分布，即得到了目标的三维像^[22, 23]。但是由于一般运动目标相对雷达波束中心的张角非常小，因此这种方式只适用于近距离成像(如末制导)。

90 年代末的多篇文献研究了采用空间合成孔径的方式进行三维成像的方法，即在多个维度上进行信号的综合分析并获得了近场转台目标的成像试验结果^[53-55]。由于需要已知目标的运动形式，这种方式更多的是集中在对目标散射特性建模和分析的研究，还不能够实现对非合作运动目标的三维成像。

1996 年，美国纽约州立大学的 Soumekh 首次讨论了干涉技术在 ISAR 成像中的应用，在飞机自动着陆系统中通过干涉检测和判断飞机降落的微小倾斜角度^[56]。随后，许小剑等人在 1999 年利用高程上成一定距离的天线的干涉处理实现了对转台模型的三维成像，并随后相继研究了 InISAR 三维成像技术在复杂目标的电磁散射特性分析和建模中的应用^[57-60]。同一时期，王根原和 V.C. Chen 研究了利用三根垂直天线实现对运动目标的 InISAR

三维成像方法^[61]。西安电子科技大学的马长征等人也开展了针对运动目标的多天线阵列 InSAR 三维成像研究^[62, 63], 并对天线平面静止和连续跟踪情况下的成像方式进行了分析^[23]。此外, 干涉图像配准等实际成像问题也得到了关注^[23, 62-65]。

近几年来, InSAR 技术逐渐向着实际应用的方向发展, 针对各类地面运动目标^[66, 67]、舰船目标^[68, 69]和近轨道快速旋转的目标^[70, 71]的三维成像方法也相继出现。

1.2.2 压缩感知雷达成像研究历史与现状

压缩感知理论是信息获取与信号处理领域近年发展起来的有重大应用前景的研究方向, 有望解决高分辨率雷达系统中的超大数据量的采集、存储与传输问题。传统的信号采集、编解码过程如图 1-1 所示。编码端先对信号进行采样, 再对所有采样值进行变换, 并将其中重要系数的幅度和位置进行编码, 最后将编码值进行存储或传输。信号的解码过程仅仅是编码的逆过程, 接收的信号经解压缩、反变换后得到恢复信号。这种传统的编解码方法存在两个缺陷: 首先, 在数据获取和处理方面, Nyquist 采样使得硬件成本昂贵, 获取的信息冗余度过大且有效信息提取的效率低, 在某些情况甚至无法实现对信号的 Nyquist 采样; 其次, 在数据存储和传输方面, 压缩编码过程中大量变换计算得到的小系数被丢弃, 造成了数据计算和内存资源的浪费^[72]。

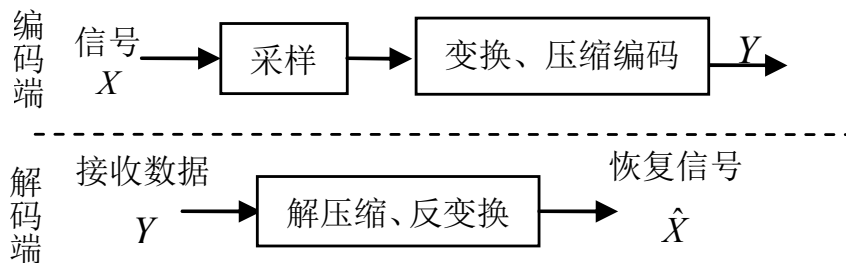


图 1-1 传统编解码理论的框图

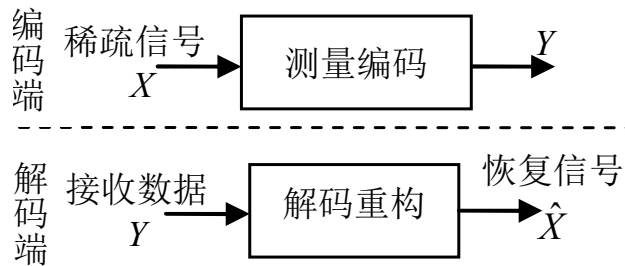


图 1-2 基于压缩感知理论的编解码框图

Donoho、Candes 和 Tao 等人提出的压缩感知(Compressive Sensing, CS)理论是一个充

分利用信号稀疏性或可压缩性的全新信号采集、编解码理论。该理论指出,当信号具有稀疏性或可压缩性时,通过求解一个非线性最优化问题,可以依靠以远低于 Nyquist 率的方式所采集到的信号测量值实现信号的准确或近似重构。其编解码框架和传统的框架大不一样,如图 1-2 所示。在压缩感知理论中,对信号的采样、压缩编码发生在同一个步骤,即利用信号的稀疏性,以远低于 Nyquist 采样率的速率对信号进行非相关测量。通过测量所得到的测量值并非信号本身,而是信号从高维数据空间到低维数据空间的投影值,从数学角度看,每个测量值是传统理论下的样本信号的组合函数,即一个测量值已经包含了所有样本信号的少量信息。压缩感知理论的解码过程不是编码的简单逆过程,而是通过求解一个非线性最优化问题在概率意义上实现信号的精确重构或者一定误差下的近似重构,解码所需测量值的数目远小于传统理论下的样本数。压缩感知理论一经提出,就在医学图像、信息论、雷达成像、天文学、无线通信等领域受到高度关注。

由于压缩感知理论能够有效地降低雷达成像系统的数据率,国内外学者和科研机构陆续展开了压缩感知理论应用于雷达成像的研究工作,如英国爱丁堡大学承担的“Compressive Sensing in Synthetic Aperture Radar”项目^[73],国内由中科院电子所牵头的 973 课题“稀疏微波成像的理论、体制和方法研究”^[74]等。

首先将压缩感知理论应用于雷达成成的是 Baraniuk,他通过理论分析和数值仿真证明了压缩感知雷达成像的可行性^[75]。Herman 采用特定的雷达波形构造了压缩感知雷达,并且通过矩阵稀疏分解,分析了在小场景实现压缩感知雷达成像的可行性,并且得到了对雷达场景稀疏度的上限要求^[76]。Varshney^[77]和 Potter^[78]等人分别分析了利用稀疏约束的小场景雷达成像的可行性,并用仿真实验验证了他们的结论。Yoon 通过仿真实验实现了逆合成孔径雷达、穿墙雷达等小场景目标的雷达成像^[79]。在此基础上,美国 Gurbuz 和 McClellan 领导的研究组对压缩感知理论在探地雷达中的应用展开了研究^[80-82],Yoon 和 Amin 领导的研究组则关注于压缩感知理论在穿墙雷达的应用^[79,83]。由于合成孔径雷达/逆合成孔径雷达在民用和军事领域的重要性,压缩感知理论在其中的应用得到了包括西安电子科技大学、中科院电子所等国内外研究机构的广泛关注,相关研究取得了一定的进展^[84-99]。

目前基于压缩感知理论的雷达成像算法主要是通过对成像所需要的所有回波数据进行二维随机采样以实现降维测量,并构建二维(时频)稀疏矩阵用于雷达图像的重建^[75,76,79,82,87,88,90,92-94,98,100,101]。通过这种方法能够直接获得二维的雷达图像,并能够充分利用雷达图像的稀疏性来降低重建图像所需的雷达回波测量值。但这种方法存在着一些制约其推向实际应用的缺陷。一是算法在进行降维测量前需要获得所有用于成像的回波数据,这样

没有从根本上缓解系统数据速率上的压力,不能解决系统对高速 A/D 的需求;同时需要预先将所有回波数据存储起来,使得回波数据测量的实时性降低。二是算法的图像重建过程是在二维稀疏矩阵构成的空间中进行的,这使得对大场景雷达图像重建所需的存储空间和运算复杂度大大地增加。

还有研究人员利用压缩感知理论减少雷达成像中对方位向相干时间长度的需求,从而实现雷达成像系统数据率的降低^[86, 95, 97, 102]。但该方法依然没能解决系统对高速 A/D 的需求,同时在进行降维测量前需要先完成对回波信号的运动补偿,这也影响了将其推向实际应用。

当雷达平台与目标在单个雷达脉冲时间内的相对运动可以忽略不计时,雷达二维成像过程可以分解为距离向处理和方位向处理两个步骤进行。通过距离-方位二维解耦,在压缩感知雷达成像过程中只需要依次处理距离向数据,这样成像算法不必一次性处理所有的二维数据,可以减小问题的尺度,从而提高运算速度。虽然一些学者提出了一维距离向的压缩感知成像算法^[75, 84, 85, 88, 91, 102, 103],但算法获得的距离像只包含目标的散射系数信息,没有将雷达脉冲在传播过程中所得到的相位信息保留下来供后续的方位向处理使用。

1.3 论文的研究内容和主要贡献

1.3.1 论文的研究内容

国内外现有的研究作为压缩感知在高分辨率雷达成像中的应用打下了基础,但还没有针对压缩感知雷达成像理论进行系统性研究,也没能在此基础上给出实用化的成像算法。本论文将基于压缩感知的高分辨率雷达成像理论与算法作为研究内容,将压缩感知理论与高分辨率雷达成像算法相结合,围绕着成像数据获取方法、成像信号处理方法和压缩感知在宽带雷达成像中的应用等紧密联系而侧重不同的三个方面展开研究。论文的主要结构如下:

第1章首先阐述了高分辨率雷达成像系统的重要意义和压缩感知技术在降低高分辨率雷达成像系统数据率的应用前景;然后回顾了雷达成像技术的发展历史,并介绍了近几年来压缩感知雷达成像研究的发展情况;最后给出了本文的主要内容和章节结构。

第2章主要对脉冲压缩理论进行了介绍,为雷达信号稀疏性分析和成像数据获取方法研究提供相关的理论背景。文中首先对脉冲压缩理论进行了阐述;然后介绍了匹配滤波和去斜这两种基本脉冲压缩算法;最后针对调频步进信号在高分辨成像雷达中的应用,介绍

了相应的子脉冲合成方法。

第 3 章主要对雷达二维成像和 InISAR 三维成像技术进行研究, 为压缩感知雷达成像算法研究提供相关的理论基础。在雷达二维成像中首先介绍了单站 ISAR 的成像原理和运动补偿算法; 然后介绍了双站 ISAR 成像基本理论, 对双站 ISAR 在距离向和方位向上的分辨率进行了分析; 针对 ISAR 数据处理中的需求, 介绍了 SAR 成像算法和基于时频分析的参数估计方法。在 InISAR 三维成像技术中首先介绍了双站 InISAR 和天线阵列 InISAR 成像的原理, 由于 MIMO 雷达阵列能够提供更加灵活天线配置模式, 所以将 MIMO 雷达阵列引入 InISAR 三维成像中, 并利用仿真实验进行了验证。

第 4 章主要针对压缩感知理论中的数据获取方法和稀疏重建算法进行研究。首先对压缩感知理论进行了阐述, 介绍了常见的三种测量矩阵和重建算法; 然后针对在雷达成像中的应用, 提出了复数域中稀疏重建算法和非相关测量矩阵性能评价标准; 最后依据性能评价标准对典型的稀疏重建算法和非相关测量矩阵进行了筛选, 选择了适合雷达成像的重建算法与测量矩阵。

第 5 章主要针对压缩感知理论在雷达成像中的应用进行研究。在一维成像方面, 首先通过分析雷达回波和脉冲压缩输出之间的映射关系, 分别构建了适用于匹配滤波模式和去斜模式的雷达回波信号稀疏基, 提出了相应的成像数据获取方法和具有保相性的压缩感知脉冲压缩算法, 然后通过对仿真数据和实测数据的处理, 对比了传统脉冲压缩方法与压缩感知脉冲压缩方法的性能。在二维成像方面, 首先通过分析 ISAR 在方位向处理的方法, 提出了方位向稀疏处理算法; 然后将距离向的压缩感知脉冲压缩算法与传统的方位向处理方法相结合, 一起构成了压缩感知二维雷达成像信号处理算法; 通过对仿真数据和实测数据的处理, 对比了传统二维雷达成像算法与压缩感知二维雷达成像算法的性能。在三维成像方面, 将压缩感知雷达二维成像方法应用到 InISAR 三维成像信号处理方法相结合, 提出了压缩感知 InISAR 三维成像方法, 通过对仿真数据的处理验证了方法的有效性。

第 6 章对全文进行了总结, 并对今后的工作进行了展望。

1.3.2 论文的主要贡献

论文的主要贡献可以归纳为以下三点:

(1) 在基于压缩感知的雷达数据获取方法研究中, 建立了匹配滤波体制和去斜体制下的雷达回波信号稀疏表示模型, 并将模拟/信息转换器 (Analog-to-Information Convertor, AIC) 引入压缩感知成像处理中, 以实现距离向雷达回波信号的实时测量。在此基础上

提出了压缩感知测量器应用到雷达接收端的数字方案与模拟方案。

(2) 在压缩感知雷达成像算法研究中,首先在常用的稀疏信号重建算法中筛选出适合雷达成像的算法,然后与雷达回波信号稀疏表示模型以及非相干测量矩阵一起构建了具有保相性的压缩感知距离压缩算法。当距离向上目标的散射点比较稀少时,该算法能够利用通过压缩感知方法得到少量的成像数据将散射点的幅度和相位正确地重建。在此基础上提出了距离-方位解耦合的雷达成像框架,将压缩感知距离压缩算法与传统的雷达二维成像和 InSAR 三维成像算法相结合,形成了压缩感知雷达成像算法。

(3) 在压缩感知宽带雷达成像算法研究中,结合调频步进信号的子脉冲合成方法,提出了针对调频步进信号的压缩感知测量方法,实现了压缩感知宽带雷达成像。

$$\begin{cases} f_{imp}(x) = \sum_n \sigma_n \delta(x - r_n) \\ f_{imp}(t) = \sum_n \sigma_n \delta\left(t - \frac{2r_n}{c}\right) \\ F_{imp}(f) = \sum_n \sigma_n \exp\left(-j4\pi f \frac{r_n}{c}\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

式中, r_n 和 σ_n 分别是第 n 个点目标的反射系数和到雷达的距离;

c 是雷达信号传播速度;

$2r_n/c$ 是雷达信号从雷达到第 n 个点目标再返回雷达的双程时间延迟。

若雷达在距离向上位于零距离点上, 用 $s_T(t)$ 表示发射的雷达信号, 用 $s_R(t)$ 表示接收的雷达信号, 则有:

$$\begin{aligned} s_R(t) &= s_T(t) * f_{imp}(t) \\ &= \sum_n \sigma_n s_T\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right) \\ &= \sum_n \sigma_n p\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right) \exp\left[j2\pi f_c\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right)\right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

式中, $s_T(t) = p(t) \exp(j2\pi f_c t)$, $p(t)$ 为归一化的雷达脉冲包络;

f_c 为载波频率。

接收机对收到的雷达回波做相干检波后, 可以得到目标的基频回波:

$$s_B(t) = \sum_n \sigma_n p\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right) \exp\left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c}\right) \quad (2.3)$$

公式(2.2)和(2.3)不仅描述了目标与雷达信号间相互作用关系, 也说明了雷达进行距离向目标分辨的基本原理。早期的雷达测距中采用的雷达信号 $s_T(t)$ 是单频调制的矩形脉冲, 也即 $p(t)$ 为时间宽度为 τ_p 的矩形脉冲。当两个点目标回波脉冲之间的时间差 $t_d > \tau_p$, 也即大于脉冲的宽度时, 这两个目标回波脉冲不会发生重叠, 可以对目标进行分辨。当 $t_d = \tau_p$, 达到了系统在距离向上分辨能力的极限, 对应的两个目标到雷达的距离差即为雷达的距离向分辨率。由于雷达带宽 $B = 1/\tau_p$, 则有

$$\rho_r = \frac{c\tau_p}{2} = \frac{c}{2B} \quad (2.4)$$

由公式(2.4)看出要提高这种单频调制矩形脉冲对距离的分辨能力，需要减小脉冲的时间宽度。然而发射窄脉冲会降低雷达的平均发射功率，减少雷达接收机的信噪比，从而影响雷达的工作距离。现代雷达大都通过发射大时宽和大带宽的信号来兼顾作用距离和分辨能力。大时宽信号有利于提高雷达发射的平均功率，大带宽信号在接收时通过脉冲压缩可以达到高的距离分辨能力。

2.3 脉冲压缩原理

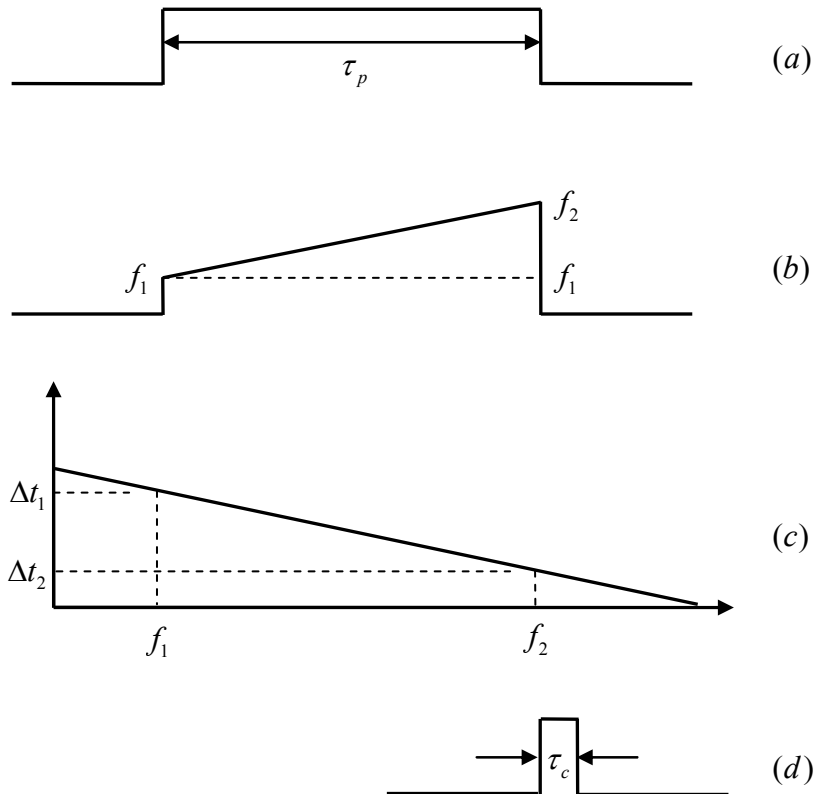


图 2-2 脉冲压缩滤波器的工作原理

从本质上说，雷达的距离分辨能力取决于发射信号带宽，带宽越宽，分辨能力越高。大时宽宽带积信号具有高的距离分辨潜力，但高距离分辨率是在脉冲压缩滤波器之后体现的。脉冲压缩滤波器的工作原理可用图 2-2 来表示。图 2-2(a)表示输入信号包络，时宽为 τ_p ；图 2-2(b)表示输入信号的频谱，它具有正的斜率，带宽 $B = f_2 - f_1$ 。脉冲压缩滤波器延迟频率特性如图 2-2(c)所示，它具有负斜率的延迟特性，对于输入脉冲起始的低频分量 f_1 具有较大的延迟时间 Δt_1 ，对于输入脉冲后面的高频分量 f_2 具有较小的延迟时间 Δt_2 ，中间频率按比例延迟。负斜率的延迟结果是实现了对脉冲的时间压缩，在某个时刻 t_{D_0} ，会在

滤波器的输出端形成一个比输入脉冲窄很多的输出脉冲，脉冲宽度(简称脉宽)为 τ_c ，如图2-2(d)所示。

通过脉冲压缩滤波器后，脉冲脉宽被压缩的倍数称为脉冲压缩比，可表示为

$$D = \frac{\tau_p}{\tau_c} \quad (2.5)$$

式中， τ_p 为输入大时宽信号的时宽；

τ_c 为输出窄脉冲的脉宽。

目前的成像雷达系统中普遍使用了脉冲压缩技术，实现的方法主要有匹配滤波处理和去斜处理两种方式^[4, 104-106]。下面将分别介绍利用这两种方法进行脉冲压缩，获得一维目标距离像的基本原理。

2.3.1 匹配滤波方法

匹配滤波法利用了线性调频信号的自相关函数具有窄脉冲特征的性质。匹配滤波能校正信号频谱中各频率分量的相移，使它们在某时刻同相的叠加在一起，形成很高的信号尖峰。匹配滤波后的信号能输出最大的信噪比，匹配滤波是在白噪声中检测信号的最佳滤波方法之一。

对雷达接收到的回波信号做相干检波后，可以得到公式(2.3)所示的目标基频回波 $s_B(t)$ ，其傅里叶变换为

$$S_B(f) = \sum_n \sigma_n P(f) \exp \left[-j4\pi(f + f_c) \frac{r_n}{c} \right] \quad (2.6)$$

式中， $P(f)$ 为雷达脉冲包络 $p(t)$ 的傅里叶变换。

将滤波器的频率响应设为 $P(f)$ 的复共轭，即可实现匹配滤波。匹配滤波器的输出为

$$\begin{aligned} s_M(t) &= \mathcal{F}^{-1} \{ S_B(f) \cdot P^*(f) \} \\ &= \mathcal{F}^{-1} \left\{ \sum_n \sigma_n |P(f)|^2 \exp \left[-j4\pi(f + f_c) \frac{r_n}{c} \right] \right\} \\ &= \sum_n \sigma_n g \left(t - 2 \frac{r_n}{c} \right) \exp \left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c} \right) \end{aligned} \quad (2.7)$$

式中， $g(t) = \mathcal{F}^{-1} \{ |P(f)|^2 \}$ 为 $p(t)$ 的自相关函数，也是距离成像系统匹配滤波的时域点目标

响应。

成像雷达系统中广泛使用的线性调频信号形式为：

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \exp(j\pi K t^2) \quad (2.8)$$

式中， $\text{rect}(\cdot)$ 为归一化的矩形函数；

τ_p 为信号的时间宽度；

K 为调频斜率。

线性调频信号的自相关函数为

$$\begin{aligned} g(t) &= (\tau_p - |t|) \text{rect}\left(\frac{t}{2\tau_p}\right) \text{sinc}[Kt(\tau_p - |t|)] \\ &\approx \tau_p \text{sinc}(K\tau_p t) \\ &= \tau_p \text{sinc}(Bt) \end{aligned} \quad (2.9)$$

公式(2.9)代入公式(2.7)可得，在采用线性调频信号下，雷达回波信号经过匹配滤波后的输出为^[4, 104-106]

$$s_M(t) = \sum_n \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[B\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right)\right] \exp\left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c}\right) \quad (2.10)$$

由公式(2.10)可以看出，对使用线性调频脉冲的雷达回波信号进行匹配滤波后，可以在时域内得到对应目标的 sinc 状的窄脉冲，脉冲宽度为 $1/B$ ，脉冲在时间轴上的位置为 $t_n = 2r_n/c$ ，与 r_n 成正比。脉冲压缩结果从时间域变换到距离域（相对于参考点的），应乘以系数 $c/2$ 。也即匹配滤波后在距离向上的脉冲压缩结果为

$$s_O(r) = \sum_n \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[\frac{Bc}{2}(r - r_n)\right] \exp\left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c}\right) \quad (2.11)$$

由于 sinc 函数的第一副瓣在 -13dB 左右，在实际的处理过程中，强信号的副瓣将淹没弱信号，使雷达系统的动态范围降低，不能区分目标细节，因而通常对线性调频信号进行加窗处理，以降低副瓣。

2.3.2 去斜方法

由于线性调频信号的特殊性，对它的处理不仅可以用一般的匹配滤波方式，还可以用

特殊的去斜方式来处理。去斜方式是针对线性调频信号提出的，对不同延迟时间信号进行脉冲压缩。

去斜方法是用一个时间固定，而频率和调频率与发射的雷达脉冲相同的线性调频信号作为参考信号，用它和回波信号做差频处理。设参考距离为 r_{ref} ，则参考信号为

$$s_{ref}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - 2r_{ref}/c}{\tau_{ref}}\right) \exp[j2\pi f_c(t - 2r_{ref}/c) + j\pi K(t - 2r_{ref}/c)^2] \quad (2.12)$$

式中， τ_{ref} 为参考信号的脉宽，它比发射脉冲的脉宽 τ_p 要大一些。

参考信号中的载频信号 $\exp(j2\pi f_c t)$ 应与发射信号中的载频信号相同，以得到良好的相干性。

雷达接收到的回波信号如公式(2.2)。进行去斜处理后，其差频输出为^[4, 105, 106]

$$\begin{aligned} s_{if}(t) &= s_R(t) \cdot s_{ref}^*(t) \\ &= \sum_n \sigma_n \text{rect}\left(\frac{t - 2r_{\Delta n}/c}{\tau_p}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}K\left(t - \frac{2r_{ref}}{c}\right)r_{\Delta n}\right] \exp\left(-j\frac{4\pi}{c}f_c r_{\Delta n}\right) \exp\left[j4\pi K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2\right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

式中， $r_{\Delta n} = r_n - r_{ref}$ 。

对差频输出信号 $s_{if}(t)$ 做傅里叶变换，得到回波信号在差频域的表达式为

$$S_{if}(f) = \sum_n \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[\tau_p\left(f + 2K\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)\right] \exp\left\{-j4\pi\left[f_c\frac{r_{\Delta n}}{c} + K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2 + f\frac{r_{\Delta n}}{c}\right]\right\} \quad (2.14)$$

在利用 $S_c(f) = \exp(-j\pi f^2/K)$ 去除公式(2.14)中的剩余视频相位(RVP)和包络斜置两个相位项后，有

$$S_e(f) = \sum_n \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[\tau_p\left(f + 2K\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)\right] \exp\left(-j4\pi f_c\frac{r_{\Delta n}}{c}\right) \quad (2.15)$$

由公式(2.15)可以看出，对去斜后的信号做傅里叶变换，可以在频域内得到对应目标的 sinc 状的窄脉冲，脉冲宽度为 $1/\tau_p$ ，脉冲在频率轴上的位置为 $f_n = -2Kr_{\Delta n}/c$ ，与 $r_{\Delta n}$ 成正比。乘以变换系数 $-c/2K$ ，能够将去斜脉冲压缩结果从频率域变换到距离域（相对于参考点的），从而得到与匹配滤波方式相同的脉冲压缩结果

$$s_O(r) = \sum_n \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[\frac{2\tau_p K}{c}(r - r_{\Delta n})\right] \exp\left(-j4\pi f_c\frac{r_{\Delta n}}{c}\right) \quad (2.16)$$

差频信号变换到频域后窄脉冲的分辨率为 $1/\tau_p$ ，利用变换系数可以得到相应的距离分辨率为

$$\rho_r = \frac{c}{2K} \times \frac{1}{\tau_p} = \frac{c}{2B} \quad (2.17)$$

这与匹配滤波脉冲压缩的结果是一致的。

2.4 调频步进信号的处理方法

在雷达宽带信号中，线性调频脉冲信号因其优良的性能，例如高信噪比、低副瓣等，成为了应用最为广泛的雷达宽带信号。然而随着线性调频信号带宽的不断增加需要更高速的 A/D 转换器以及更高速的数据存储，因此给具体应用带来巨大的困难。要解决这一困难，可以采用线性调频信号作为频率步进的子脉冲，即调频步进信号，这种信号同时具有线性调频脉冲和步进频率信号两者的特点，可以在获得距离高分辨率的同时，降低对数字信号处理机瞬时带宽的要求，提高系统数据率，同时保证信号的作用距离^[44]。

调频步进信号的模型可以表示为：

$$\begin{aligned} s_{SFCS}(t) &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} s_{T_l} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_1(t - lT_r) \exp(j2\pi f_l t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

式中， L 为步进脉冲的个数；

$$p_1(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \exp(j\pi K t^2) \text{ 为单个线性调频子脉冲；}$$

$K = \frac{B_1}{\tau_p}$ 为线性调频子脉冲的调频斜率， B_1 和 τ_p 分别为脉冲的带宽和脉冲宽度；

T_r 为线性调频子脉冲的脉冲重复周期；

$f_l = f_0 + (l-1)\Delta F$ ， f_0 为发射信号的载波起始频率， ΔF 为步进频率的大小。

发射信号经 r_n 处的点目标反射，到达接收机前端时为：

$$s_{R_{SFCS}}(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_1\left(t - lT_r - 2\frac{r_n}{c}\right) \exp\left[j2\pi f_l\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right)\right] \quad (2.19)$$

雷达接收到的信号经过下变频和正交检波后为：

$$s_{B_{SFCS}}(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} p_l \left(t - lT_r - 2\frac{r_n}{c} \right) \exp \left(-j4\pi f_l \frac{r_n}{c} \right) \quad (2.20)$$

由上述公式可以看出, 在实际的雷达系统中, 通过步进地改变发射信号的载波频率和相应地在接收时步进地改变接收机的本振频率, 从而保证接收机输出基带信号的带宽保持不变, 因此极大地简化了雷达系统信号采集的复杂度。

2.4.1 频域子孔径处理方法

对于调频步进信号, 可以对每个步进频率的线性调频信号进行脉冲压缩, 经频谱搬移后在频域进行相干合成, 最后再进行逆傅里叶变换, 就可以得到目标的一维距离像。从而能够获得分辨率的提高, 即达到通过步进频率增加信号带宽从而获得高距离分辨率的目的。

为不失一般性, 假定发射的第 l 个脉冲所形成的回波信号为:

$$s_{R_l}(t) = s_{T_l}(t) * f_{imp}(t) \quad (2.21)$$

式中, $s_{T_l}(t) = p_l(t - lT_r) \exp(j2\pi f_l t)$ 表示发射的第 l 个脉冲;

$f_{imp}(t)$ 为公式(2.1)所定义的距离向上理想点目标的冲激响应。

回波信号(2.21)经过接收机下变频处理, 数学表达式为

$$s_{R_l}(t) \exp(-j2\pi f_l t) = [s_{T_l}(t) * f_{imp}(t)] \exp(-j2\pi f_l t) \quad (2.22)$$

对公式(2.22)进行逆傅里叶变换, 得:

$$\begin{aligned} S_{R_l}(f - f_l) &= S_{T_l}(f - f_l) \cdot F_{imp}(f - f_l) \\ &= S_{T_l}(f - f_l) \cdot F_{imp_l}(f - f_l) \end{aligned} \quad (2.23)$$

式中, $(f - f_l) \in [-K\tau_p, K\tau_p]$ 为基带信号频率范围;

$S_{R_l}(f - f_l)$ 为发射第 l 个脉冲时接收到的基带信号频谱;

$S_{T_l}(f - f_l)$ 为第 l 个发射脉冲的基带频谱;

$F_{imp_l}(f - f_l)$ 为目标的第 l 个基带观测频谱。

对公式(2.22)进行第二次变频处理, 得

$$\begin{aligned} s_{R_l}(t) \cdot \exp(-j2\pi f_l t) \cdot \exp[-j2\pi(l-1)\Delta Ft] \\ = [s_{T_l}(t) * f_{imp_l}(t)] \cdot \exp(-j2\pi f_l t) \cdot \exp[-j2\pi(l-1)\Delta Ft] \end{aligned} \quad (2.24)$$

对上式进行傅里叶变换，得

$$S_{R_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) = S_{T_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) \cdot F_{imp_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) \quad (2.25)$$

$$F_{imp_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) = S_{R_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) \cdot S_{T_l}^*(f - f_l + (l-1)\Delta F) \quad (2.26)$$

式中， $S_{T_l}^*(f)$ 是 $S_{T_l}(f)$ 的复共轭。

将 $l=1 \sim L$ 个脉冲所得到的 F_{imp_l} 进行相干合成，得

$$\begin{aligned} F_{imp}(f - f_l + (L-1)\Delta F) &= \sum_{l=0}^{L-1} F_{imp_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} S_{R_l}(f - f_l + (l-1)\Delta F) \cdot S_{T_l}^*(f - f_l + (l-1)\Delta F) \end{aligned} \quad (2.27)$$

于是最终获得一维距离像

$$f_0\left(\frac{ct}{2}\right) = f_{imp}(t) = \text{FFT}^{-1}[F_{imp}(f - f_l + (L-1)\Delta F)] \quad (2.28)$$

假设目标回波幅度为 1，则步进调频信号压缩处理的输出结果为^[44]：

$$|y(r)| = \sqrt{K\tau_p^2} \left| \frac{\sin[\pi(r - L\Delta F \cdot 2r_n/c)]}{L \sin[\pi(r/L - \Delta F \cdot 2r_n/c)]} \right| \quad (2.29)$$

从上式可以看出，调频步进信号压缩处理后的最终输出是一个离散的 sinc 函数，其时间分辨率为 $1/(L\Delta F) = 1/B$ 。

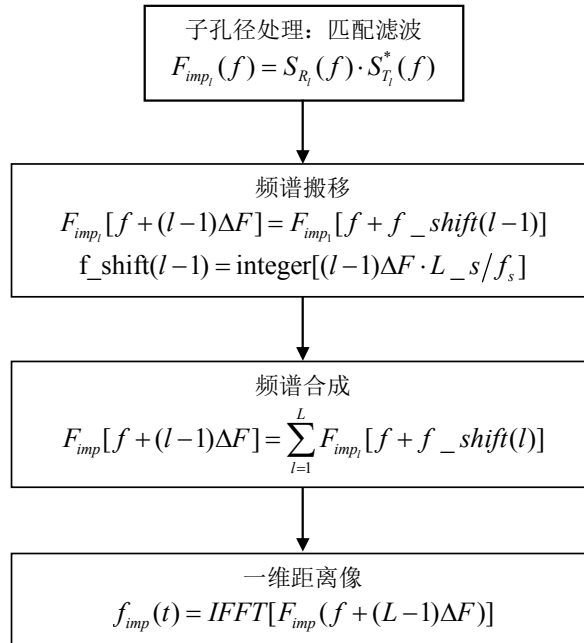


图 2-3 频域子孔径处理方法框图

图 2-3 给出了算法框图，框图中 L_s 为时域采样点数， f_s 为时域采样频率。上述所谓子孔径处理方法，就是将 $l=1 \sim L$ 个发射脉冲的回波信号分别进行匹配滤波处理，相当于 L 个子孔径的处理过程，最后在频域进行相干合成并将合成后的频谱进行逆傅里叶变换，从而完成脉冲压缩的信号处理。

2.4.2 频域-时域子孔径处理方法

在实际中还可以选择频域-时域混合处理的方法。所谓频域-时域混合处理是指子脉冲在进行频域匹配滤波后变换到时域，经过时域上变频，然后在时域进行相干叠加以实现脉冲压缩。由公式(2.24)、(2.27)、(2.28)可知，如果将第 n 个线性调频子脉冲的回波信号进行匹配滤波后得到的时域信号，乘以 $\exp[j2\pi(l-1)\Delta Ft]$ （相当于上变频运算），然后将 L 个这样处理的时域信号在时域进行相干叠加，便可以最终获得整个脉冲串带宽的时域压缩结果。

频域-时域子孔径处理方法与频域子孔径处理方法的区别在于，前者不需要进行频谱搬移运算，但要进行时域上变频运算。一般情况下前者的算法精度要高于后者，因为频谱搬移时可能存在搬移量的四舍五入情况，但是计算量通常要比后者大。

2.4.3 全去斜处理方法

当子脉冲采用去斜方法进行脉冲压缩时，调频步进信号还可以采用全去斜方法进行子孔径相干合成^[49]。

根据公式(2.13)和公式(2.20)，可知调频步进信号中第 l 个子脉冲的回波差频信号可以写为

$$\begin{aligned}
 s_{if_l}(t) &= \sum_n \sigma_n \operatorname{rect}\left(\frac{t - 2r_{\Delta n}/c}{\tau_p}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}K\left(t - \frac{2r_{ref}}{c}\right)r_{\Delta n} - j\frac{4\pi}{c}f_{c_l}r_{\Delta n} + j4\pi K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2\right] \\
 &= \sum_n \sigma_n \operatorname{rect}\left(\frac{t - 2r_{\Delta n}/c}{\tau_p}\right) \exp\left[j\frac{8\pi r_{ref}r_{\Delta n}}{c^2}K + j4\pi K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2 - j\frac{4\pi}{c}r_{\Delta n}(Kt + f_{c_l})\right] \\
 &= \sum_n \sigma_n \operatorname{rect}\left(\frac{t - 2r_{\Delta n}/c}{\tau_p}\right) \exp\left[j\frac{8\pi r_{ref}r_{\Delta n}}{c^2}K + j4\pi K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2 - j\frac{4\pi}{c}r_{\Delta n}f_0\right] \\
 &\quad \times \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}r_{\Delta n}[Kt - (l-1)\Delta F]\right\}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

由公式(2.30)可以看出，调频步进信号中后一个子脉冲的回波差频信号比前一个子脉

冲的回波差频信号多了一个由 $\Delta F/K$ 决定的时间偏置。如果选取合适的步进频率 ΔF 和采样频率 f_s ，满足 $\tau_p = \Delta F/K$ ，即 $\Delta F = B$ ，且 $f_s \cdot \tau_p$ 整数，这样后一个子脉冲的回波去斜后的相位与前一个子脉冲的回波去斜后的相位完全连续。如果将后一个脉冲的时域回波延迟 τ_p ，相邻两个子脉冲的回波全去斜后能够在时域完整地连接起来，也就是说每一个点目标的回波得到了更长的时间观察，进行傅里叶变换后频谱分辨率提高了，也即距离分辨率提高了。按照此方法可以将所有子脉冲的回波去斜以及经时间延迟后再在时域相干合成，从而能够获得所期望的带宽 $B = f_0 + (L-1)\Delta F$ 。

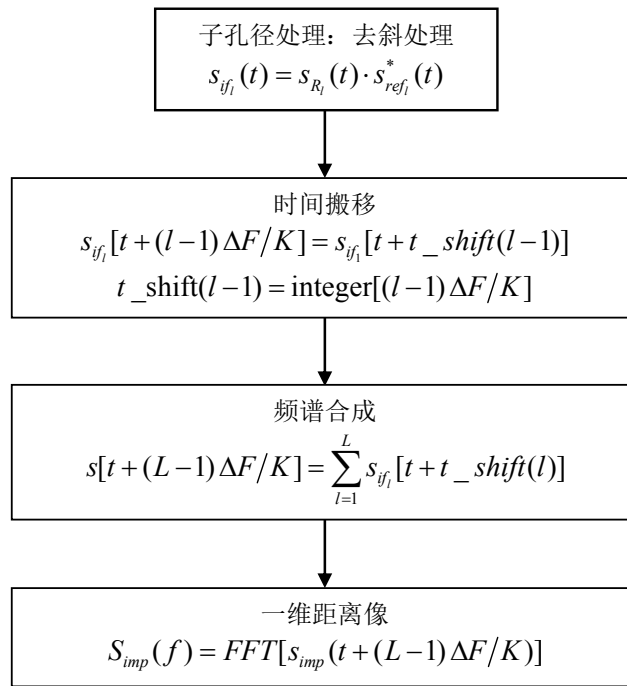


图 2-4 全去斜处理方法框图

全去斜处理方法的具体步骤如图 2-4 所示。首先分别对线性调频子脉冲进行去斜处理，根据频率步进值，将去斜后的时域回波差频信号进行时间搬移，然后再将所有去斜后并经过时域搬移的回波差频信号在时域进行相干合成，最后进行傅里叶变换便可实现调频步进信号的压缩处理。

2.4.4 调频步进信号脉冲压缩仿真实验

为验证全去斜方法对调频步进信号处理的有效性，本节将对点目标进行成像仿真。仿真采用的参数如表 2-1 所示，按照图 2-4 所示信号处理流程对调频步进信号进行子孔径相干合成。

表 2-1 调频步进信号脉冲压缩仿真实验参数

参数	模拟值	参数	模拟值
雷达起始载频	33.1GHz	子脉冲个数	4
步进频率值	100MHz	目标 1（相对距离，归一化幅度）	(87m, 1)
子脉冲时间宽度	6 μ s	目标 2（相对距离，归一化幅度）	(87.6m, 1)
子脉冲带宽	120MHz	目标 3（相对距离，归一化幅度）	(107m, 1)
采样频率	50MHz	目标 4（相对距离，归一化幅度）	(102.3m, 1)

将各个子脉冲去斜后的数据进行按照步进频率值对应的时间进行时域搬移，可以得到如图 2-5 所示信号。由于子脉冲的带宽大于载频的步进频率值，所以相邻两脉冲之间存在频谱重叠。这意味着相邻子脉冲之间在时间上也存在着重叠部分，从图中可以看出，在 6 μ s、11 μ s 和 15 μ s 附近均出现的相邻脉冲信号重叠现象。

根据 2.4.2 中的推导，若将相邻脉冲信号重叠区域各自保留一半的值，则能够保证整个合成信号的相位连续。时域合成后的信号如图 2-6 完成子孔径相干合成后的调频步进信号所示，对其做傅里叶变换后，即可得到如图 2-7 所示的成像结果。从图中可以看出，由于将 4 个子脉冲合成后处理，使得原来无法分辨的第 1、2 个目标有了良好的区分。

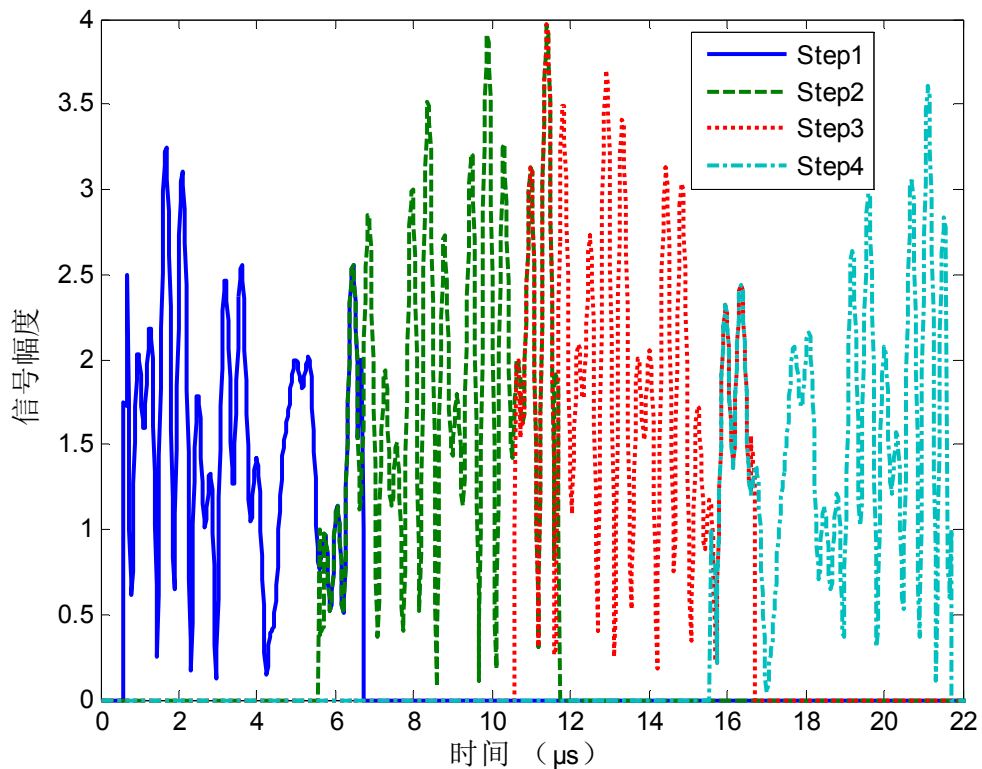


图 2-5 时域搬移后的调频步进信号

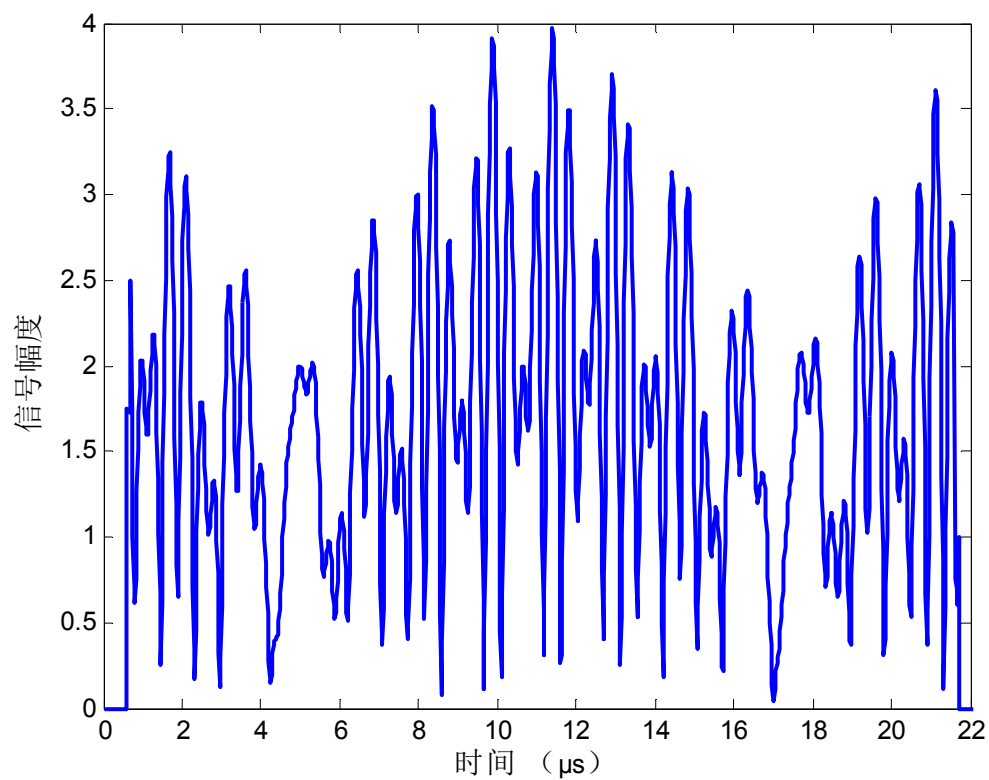


图 2-6 完成子孔径相干合成后的调频步进信号

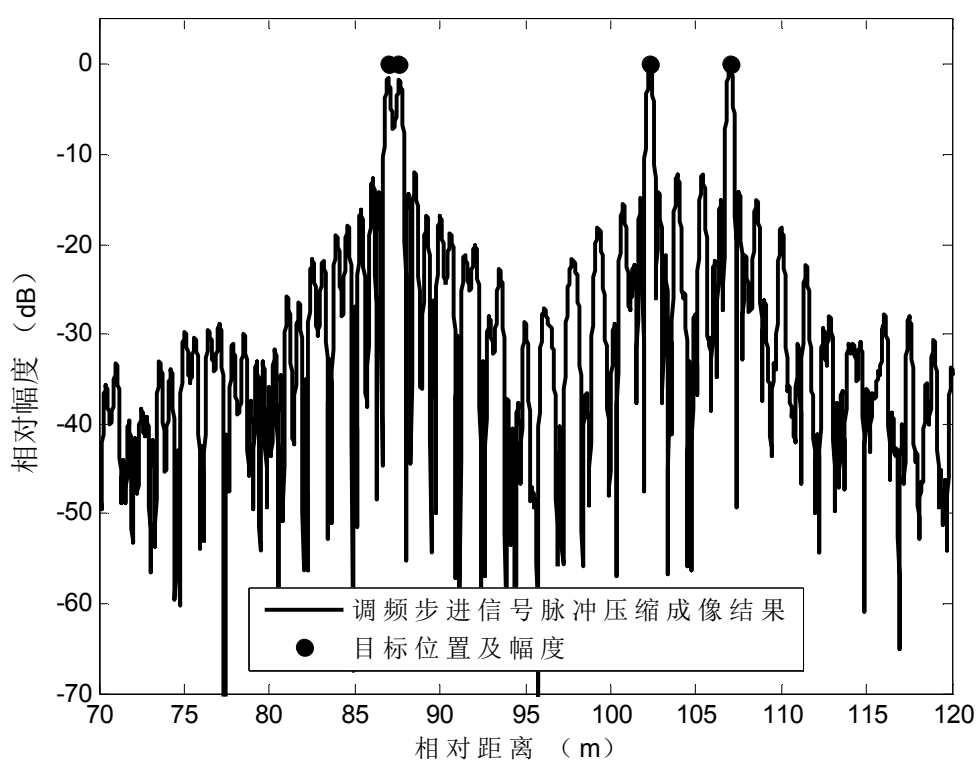


图 2-7 调频步进信号脉冲压缩仿真结果

2.5 本章小结

本章回顾了匹配滤波和去斜两种脉冲压缩方法，推导了脉冲压缩过程中的信号模型，为后面的压缩感知距离压缩算法的构建提供了理论基础。同时针对调频步进信号在高分辨成像雷达中的应用，介绍了相应的子脉冲合成方法，为压缩感知距离压缩算法在调频步进信号中的应用打下了基础。

第3章 雷达二维/三维成像技术

3.1 引言

雷达成像包括二维成像和三维成像，本章将围绕着这两个方面展开讨论，分析相应的成像算法和信号处理流程，为压缩感知雷达成像算法研究提供基础。

由于 ISAR 具有高分辨率成像的能力特性，已被广泛地应用于目标侦察与识别等许多领域。在某些情况下，由于目标尺寸大于雷达波束宽度，会导致在成像期间目标是穿过雷达波束的，此时使用 ISAR 成像算法处理数据将无法成像。为了解决这个问题，本章将 SAR 成像算法引入到对 ISAR 数据的处理中。由于无法直接获得 SAR 成像算法中所需要的运动参数，本章还提出了基于时频分析方法的距离徙动率和线性调频率的估计方法。通过对实测数据的处理验证了方法的有效性。

在 InISAR 三维成像中，由于 MIMO 雷达阵列能够提供更加灵活天线配置模式，故将其引入到 InISAR 三维成像中。利用该方法，散射点的 X 轴和 Y 轴坐标直接从 ISAR 图像中获得，利用沿 Z 轴配置的 MIMO 雷达阵列将位于同一距离-多普勒单元中的散射点分离。Z 轴坐标是通过 MIMO 雷达阵列所获得的散射点的空间频率来重建。

3.2 雷达二维信号模型

雷达二维成像通常通过发送宽带脉冲信号获得距离向的高分辨率，利用雷达与目标之间的相对运动获得多普勒信号进而通过合成孔径处理获得方位向的高分辨率。二维雷达信号的获取过程如图 3-1 所示，雷达按照一定的时间间隔发射宽带脉冲，并对目标反射回来的信号进行采样，并将采样值沿水平距离向逐行存储起来。在二维雷达数据中，水平距离向的坐标是以雷达信号发射时刻为起点的时间 \hat{t} ，称为快时间，是用来计量雷达信号传播的时间；竖直方位向上的坐标是用来计量雷达信号的发射时刻 η ，称为慢时间。由于雷达和目标的运动速度相比于电磁波的传播速度来说是非常慢的，因此可以认为它们之间的相对位置在雷达信号发射和接收过程中不发生变化。

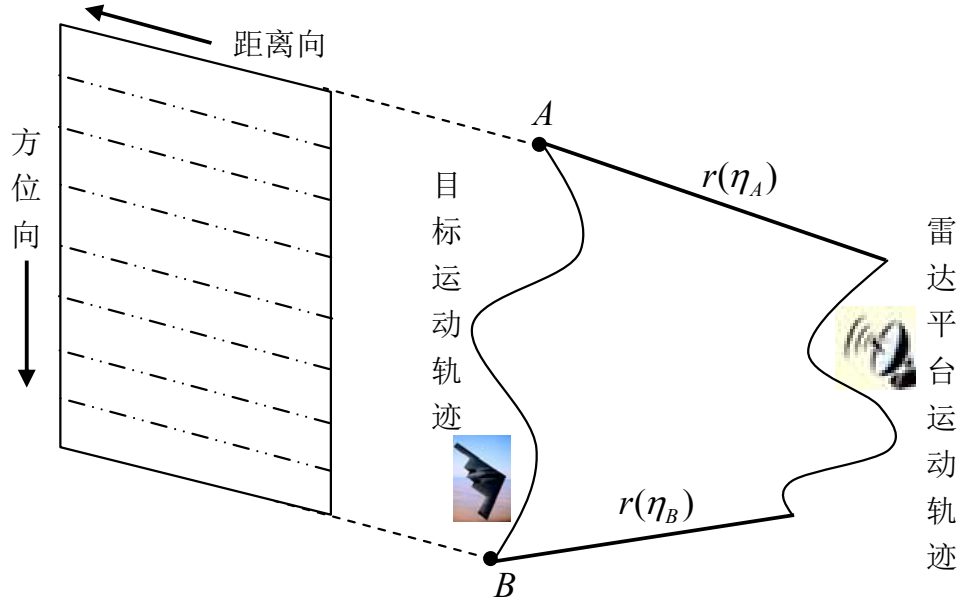


图 3-1 二维雷达信号获取过程示意图

若雷达发射的信号为线性调频信号

$$s_T(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \exp(j\pi K_r t^2) \exp(j2\pi f_c t) \quad (3.1)$$

则对点目标 A 观测所得到的雷达回波信号为

$$s_R(t) = \sigma_A s_T\left[t - 2\frac{r_A(t)}{c}\right] \quad (3.2)$$

式中, σ_A 为 A 的反射系数;

$r_A(t)$ 为 t 时刻雷达与目标间的相对位置。

公式(3.2)所示的雷达回波信号可以分解为快时间 \hat{t} 和慢时间 η 的联合表示形式^[2, 4, 106]

$$s_R(\hat{t}, \eta) = \sigma_A s_T\left[\hat{t} - 2\frac{r_A(\eta)}{c}\right] \quad (3.3)$$

在距离向上对公式(3.3)进行相干检波和距离向脉冲压缩后, 可以得到距离向脉压信号

$$s_r(\hat{t}, \eta) = \sigma_A \tau_p \text{sinc}\left[\hat{t} - 2\frac{r_A(\eta)}{c}\right] \exp\left[-j4\pi \frac{r_A(\eta)}{c}\right] \quad (3.4)$$

由公式(3.4)可以看出通过距离向脉冲压缩后, 已经获得了点目标 A 在各个慢时间 η 上的分辨率一维距离像。为了获得雷达二维图像, 还需要对距离向脉压信号进行方位向处理。根据数据处理过程中雷达平台与目标的相对运动关系, 可以将二维雷达成像技术分为

逆合成孔径雷达（ISAR）成像技术和合成孔径雷达（SAR）成像技术。本文后面的讨论主要针对 ISAR 进行。

3.3 单站 ISAR 成像技术

ISAR 成像的一般情况是雷达不动，而目标运动。ISAR 在距离向上依靠宽带信号，通过对回波进行脉冲压缩实现在距离向的高分辨率。在方位向或称横向的方向上，同一距离单元内不同位置处的点可以靠其多普勒频率的不同进行分辨。为了进行有效的分辨，目标相对于雷达必须有等效的旋转运动，也就是要有姿态变化。

3.3.1 单站 ISAR 转台模型

ISAR 是利用目标与雷达的相对运动来获得高的横向分辨率。它们之间的运动可以分解为平动和转动两个分量。当对目标的平动分量完成补偿后，就转化为雷达不动，目标相对雷达转动的转台成像^[1, 2, 4]。

ISAR 成像的转台模型如图 3-2 所示。雷达坐标系 $O_R X_R Y_R Z_R$ 中 $O_R X_R$ 为雷达视线（Radar Line of Sight, RLOS）， $O_R X_R Y_R$ 为雷达成像平面。目标以角速度 $\omega(t)$ 作旋转运动，旋转中心轴 $O_T Z_T$ 与 $O_R X_R$ 相交于点 O_T ，与成像平面 $O_R X_R Y_R$ 的夹角为 θ 。

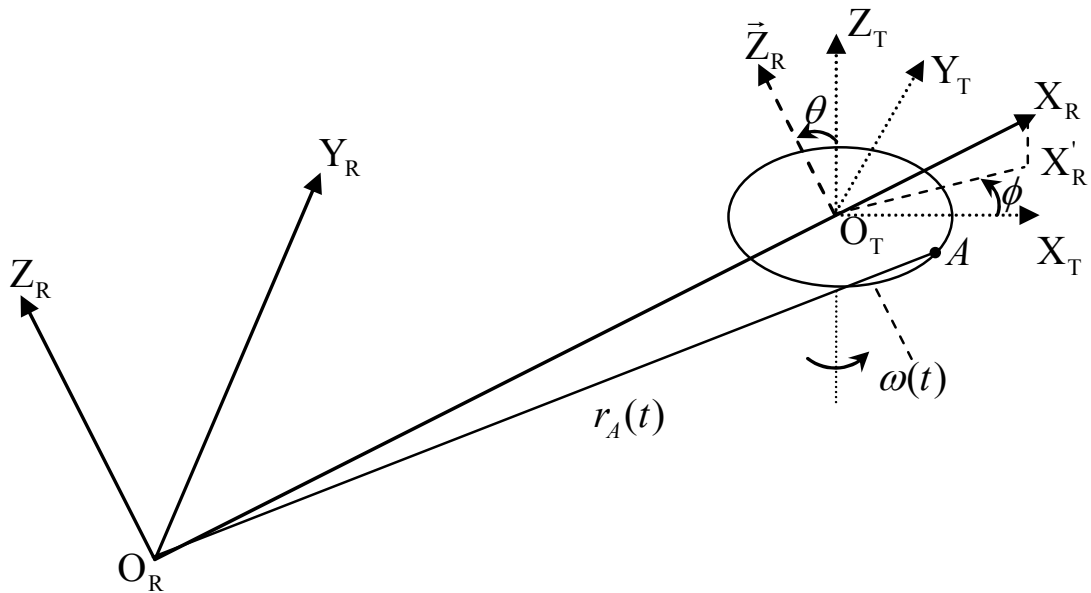


图 3-2 ISAR 成像的转台模型

若 O_T 点在雷达坐标系 $O_R X_R Y_R Z_R$ 中的坐标为 (x_0, y_0, z_0) ，根据雷达坐标系与目标坐

标系的空间关系可知，目标坐标系 $O_T X_T Y_T Z_T$ 中散射点 $A(x_{T_A}, y_{T_A}, z_{T_A})$ 在雷达坐标系 $O_R X_R Y_R Z_R$ 中的坐标为：

$$\begin{bmatrix} x_{R_A} \\ y_{R_A} \\ z_{R_A} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_\theta \mathbf{T}_\phi \begin{bmatrix} x_{T_A} \\ y_{T_A} \\ z_{T_A} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

式中，

$$\mathbf{T}_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_\phi = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ \sin \phi & \cos \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \phi \text{ 为 } O_R X_R \text{ 在 } O_T X_T Y_T \text{ 平面上的投影 } O_R X'_R \text{ 与 } O_T X_T \text{ 的夹角。}$$

若在 $t=0$ 时刻 $O_R X'_R$ 与 $O_T X_T$ 的夹角为 ϕ_0 ，则在 t 时刻，夹角 ϕ 为

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \phi_0 \quad (3.6)$$

将点 A 与雷达的距离记为 r_A ，于是有

$$r_A(t) = [x_A^2(t) + y_A^2(t) + z_A^2(t)]^{1/2} \quad (3.7)$$

回波信号的多普勒频率由目标上散射点相对于雷达的径向运动速度决定，因此若雷达脉冲载波波长为 λ ，则 A 点相对于雷达的多普勒频率是

$$f_d = -\frac{2}{\lambda} \frac{dr_A}{dt} \quad (3.8)$$

在实际的 ISAR 应用中，雷达到目标的距离 $r_0 = (x_0^2 + y_0^2 + z_0^2)^{1/2}$ 通常总远大于物体的尺寸，且目标中心位于雷达视线附近，即有 $r_0 \approx x_0 \gg y_0, z_0, x_{T_A}, y_{T_A}, z_{T_A}$ 。于是公式(3.7)和公式(3.8)可以分别近似为

$$\begin{aligned} r_A(t) &\approx x_0 + x_{T_A} \cos \theta \cos \phi(t) - y_{T_A} \cos \theta \sin \phi(t) - z_{T_A} \sin \theta \\ &\approx r_0 + x_{T_A} \cos \theta \cos \phi(t) - y_{T_A} \cos \theta \sin \phi(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$f_d \approx \frac{2\omega(t) \cos \theta [y_{T_A} \cos \phi(t) + x_{T_A} \sin \phi(t)]}{\lambda} \quad (3.10)$$

如果雷达仅在 $t = 0$ 时刻极小的范围内处理回波信号，且 $\phi_0 = 0$ ，满足 $\phi(t) \ll 0.1$ 弧度，这样公式(3.9)和公式(3.10)可以近似写作

$$r_A(t) = r_0 + x_{T_A} \cos \theta \quad (3.11)$$

$$f_d = \frac{2\omega(t)y_{T_A} \cos \theta}{\lambda} \quad (3.12)$$

从上面可以看出，通过分析回波信号的距离延时和多普勒频率，就可确定散射点在成像平面上的投影位置 $(x_{T_A} \cos \theta, y_{T_A} \cos \theta)$ 。因此，可以通过对回波的多普勒频率滤波，得到目标的方位向信息，与目标距离方向上的信息组合起来就可构成目标的二维图像。这就是基于转台模型的距离—多普勒成像的基本原理。

由公式(3.11)可知，ISAR 图像在 X 轴向上的分辨率为

$$\rho_X = \frac{\rho_r}{\cos \theta} \quad (3.13)$$

式中， $\rho_r = \frac{c}{2B}$ 为成像平面上的距离分辨率，B 为雷达发射的信号带宽；

θ 为目标旋转中心轴与成像平面法线所成的夹角。

由公式(3.12)可知，ISAR 图像在 Y 轴向上的分辨率 ρ_Y 由多普勒频率的分辨率决定：

$$\begin{aligned} \rho_Y &= \frac{\lambda \Delta f_d}{2\omega \cos \theta} \\ &= \frac{\rho_a}{\cos \theta} \end{aligned} \quad (3.14)$$

式中， $\rho_a = \frac{\lambda \Delta f_d}{2\omega}$ 为成像平面上的方位向分辨率。

而实际能达到的多普勒频率分辨率取决于相干积累时间 T。由于 $\Delta f_d = 1/T$ ，因此上式中的 ρ_a 可进一步写为

$$\rho_a = \frac{\lambda}{2\omega T} = \frac{\lambda}{2\Delta \phi} \quad (3.15)$$

式中， $\Delta \phi$ 为目标在相干积累时间内转过的角度，显然转角 $\Delta \phi$ 越大(等效天线孔径越大)，方位向分辨率越高。

由公式(3.13)和公式(3.14)可知当目标旋转中心轴不垂直于成像平面时，利用转台模型

得到的目标 ISAR 图像是目标在成像平面上的投影，与目标的实际尺寸存在差异。在 θ 足够小的情况下，所得到的目标 ISAR 图像将会与目标的结构相一致。下面的讨论中将假设目标旋转中心轴垂直于成像平面。

由于公式(3.15)是基于小转角条件下推导出的表达式，这种情况下可以直接利用距离—多普勒方法进行成像，在方位向通过 FFT 就可实现分辨。当相干积累时间内 $\Delta\phi$ 过大，会导致目标上散射点穿越分辨单元（Motion Through Resolution Cells，简称 MTRC）现象发生，此时直接采用距离—多普勒方法成像就会造成图像模糊。为避免图像模糊，要求散射点走动在相干积累时间内不超过一个距离分辨单元和多普勒分辨单元，因此目标尺寸与成像分辨率之间就存在以下的制约关系：

$$\begin{cases} \rho_a^2 > \frac{\lambda D_r}{4} \\ \rho_a \rho_r > \frac{\lambda D_a}{4} \end{cases} \quad (3.16)$$

或相干积累时间应满足下式：

$$\begin{cases} T < \frac{2\rho_r}{\omega D_a} \\ T < \frac{(\lambda/D_r)^{1/2}}{\omega} \end{cases} \quad (3.17)$$

式中 D_r ， D_a 分别是目标的纵向（距离向）尺寸和横向（方位向）尺寸。当不满足上述小转角条件时，ISAR 成像算法必须引入距离徙动校正和插值处理以获得清晰的雷达图像。

3.3.2 ISAR 距离—多普勒成像算法

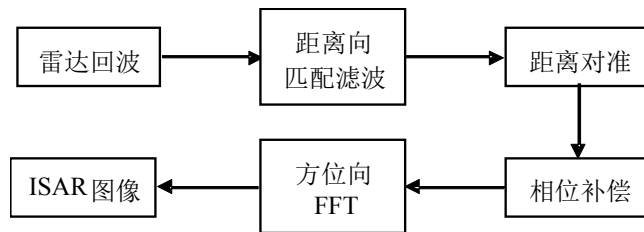


图 3-3 距离—多普勒成像算法信号处理流程

当目标的旋转角度小 ($3^\circ \sim 5^\circ$) 时，成像目标在观测时间内散射点的走动不超过一个分辨单元的情况下，所获得的频率域目标信号的极坐标数据可近似被认为是直角坐标网格上的数据，这种情况适合采用基于 FFT 的距离—多普勒成像算法^[1, 2, 4]。在经过运动补偿后，目标的运动可近似为匀速转动，对距离和方位向的数据分别进行傅氏变换就可获得目标的

雷达图像。整个流程如图 3-3 所示，这种方法的优点是运算量小，且适合于实时处理。

3.3.3 ISAR 运动补偿

转台成像是理想的 ISAR 成像模式。在这种模式下，目标运动只有相对于雷达的转动，易于得到目标的二维高分辨图像。在实际中，ISAR 更普遍的是利用目标相对于雷达的等效转动分量进行成像，这时目标与雷达间的相对运动不仅只有转动，而且伴随有平动分量存在^[1,2,4]。图 3-4 给出了通常情况下 ISAR 的成像几何关系。图中目标在成像时间内沿其轨迹从 A 点运动到 B 点。指定目标的任意一点作为参考点， $r(t)$ 为参考点到雷达之间的距离，随时间变化。在这种普遍模式下，可以把目标相对于雷达之间的运动分为三个部分：目标上参考点相对于雷达的转动，旋转半径始终为 r_0 ；参考点沿雷达视线方向上的平动；以及目标本身绕参考点的转动。由于参考点相对于雷达的转动对成像没有意义，一般认为目标运动主要包含其余两个分量。

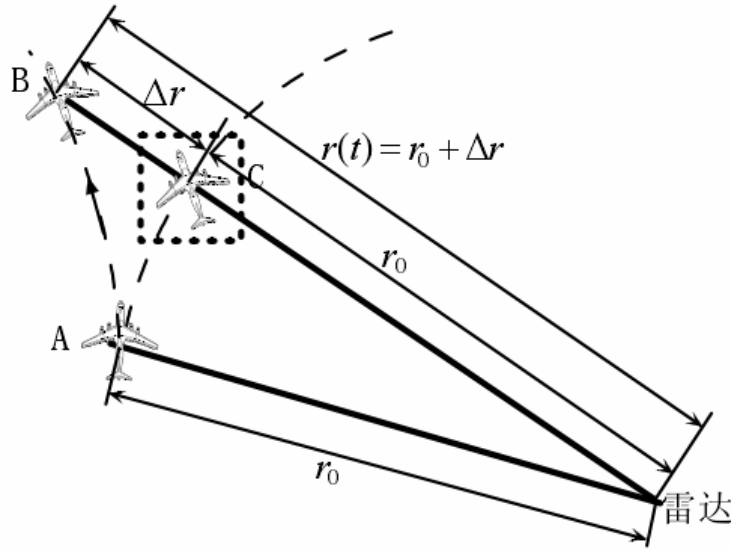


图 3-4 ISAR 目标的普遍运动形式

假设雷达发射信号形式为 $s_T(t) = p(t)\exp(j2\pi f_c t)$ ，那么对于目标上具有单位反射系数的某一散射点，其回波信号为 $s_r(t) = p(t - \tau)\exp[j2\pi f_c(t - \tau)]$ 。在基带处理下可写为

$$s_r(t) = a(t - \tau)e^{-j2\pi f_c \tau} = a\left[t - 2\frac{r'(t)}{c}\right]e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r'(t)} \quad (3.18)$$

式中， $r'(t)$ 为散射点与雷达之间的距离。

假设 $\Delta r'$ 是相邻回波间 $r'(t)$ 的变化量, 则 $\Delta r'$ 包括如图 3-4 中所示的目标平动引起 Δr 和目标自身转动引起的 Δr_R 两部分。由 $s_r(t)$ 表达式可知, $\Delta r'$ 会造成同一散射点相邻两回波信号的延时变化和相位变化。其中延时变化将导致目标相邻一维距离像的错位。由于通常要 t 求在成像时间内 Δr_R 引起的散射点在距离向的走动不超过一个距离分辨单元(大转角成像情况除外), 一维距离像的错位主要由平动分量 Δr 引起。在距离像错位情况下, 目标上同一散射点的各个回波经过距离分辨后, 将处于不同的距离单元, 因此必须要对 Δr 进行补偿, 否则根本无法完成方位向分辨。 $\Delta r'$ 引起的相邻回波的相位变化量同样是由平动相位分量 $\exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta r'\right)$ 和转动相位分量 $\exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta r_R\right)$ 两个部分组成。其中转动相位分量是 ISAR 成像获得方位向分辨的基础, 而平动相位分量与散射点坐标无关, 对成像无用, 但是其掺杂在转动相位中, 会影响成像结果。如果目标相对雷达以等径向速度运动, 且雷达系统稳定, 则 Δr 为常数, 引起固定的多普勒频率。在这种情况下, 保持原回波相位仍可成像, 只是目标在 ISAR 图像中的方位向位置发生了偏移。而实际中平动通常是非匀速变化, 系统本身的不稳定也会给平动带来扰动。因此不对平动相位分量进行补偿, 不可能成像。

ISAR 运动补偿的主要任务就是消除平动在上述两方面的影响, 使成像转变为经典的转台成像。与之对应, 补偿过程一般分为距离对准和相位补偿两步, 分别将相邻的回波信号在距离向对齐, 和把目标距离走动造成的多普勒相位变化补偿掉。在一般情况下, ISAR 成像目标是非合作性的, 需要进行基于回波信号的运动补偿。

3.3.3.1 包络对齐

ISAR 运动补偿中, 距离对准是进行相位补偿的基础, 因为相位补偿是调整相同距离单元内各次回波的相位关系, 很明显, 如果距离对准精度差, 则难以实现有效的相位补偿。只有在把目标回波在距离向对准之后, 才能开始考虑在方位向补偿其他散焦因素。

如果目标上存在稳定的强散射点, 那么就可以跟踪回波信号中的强散射点位置, 以它为基准, 完成对各个回波的距离对准。但由于闪烁效应和遮挡现象, 很难找到一个在整个成像积累时间内都很稳定的强散射点, 所以这种方法的应用不是很广泛。一直普遍采用的相邻回波包络互相关距离对准法是基于目标相邻一维像的复包络变化不大的假设, 利用互相关准则, 确定距离平移量 Δr [41]。为了解决突跳误差和漂移误差, 出现了在包络互相关

法基础上改进的积累互相关法,这种方法有效提高了距离对准的精度^[107]。除此之外,还出现了另一种以最小熵为准则的距离对准方法,这种方法利用综合距离像波形的锐化度最大,即熵最小来判断距离平移量,更能保证距离对准精度^[108, 109]。

1. 包络互相关法

包络互相关法可分复包络互相关法和实包络互相关法^[1, 2, 4]。复包络互相关法(又称为空域法)是由 C.C.Chen 和 H.C.Andrews 最先提出来的。它的基本算法如下:

假设 $s_{R_1}(t)$ 和 $s_{R_2}(t)$ 为相邻脉冲的复回波信号, $G_1(t)$ 和 $G_2(t)$ 分别为 $s_{R_1}(t)$ 和 $s_{R_2}(t)$ 的复包络。则可定义复包络的互相关函数为:

$$R(s) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_1(t)G_2^*(t-s)dt}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |G_1(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |G_2(t)|^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.19)$$

由于 $G_1(t+\Delta t) \approx G_2(t)$; 根据 Schwartz 不等式, 可知 $R(s)$ 在 $s=\Delta t = 2\Delta r/c$ 处得到最大值。

因为分母与 $R(s)$ 的峰值位置无关, 因此可以采用下式估计 Δt

$$R'(s) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(t)G_2^*(t-s)dt \quad (3.20)$$

由于公式(3.20)是在复数域进行的, 求取峰值位置时使用其模值。因为将复数迭加后互相关再取模, 会引入很多的交叉项, 所以该方法只能将相邻包络两两对齐, 而不能利用多个已对齐的回波包络组合进行包络对齐。

实包络互相关法的理论基础和推导与复包络互相关法相同, 区别就在于它是将待对齐的回波包络先取模再求互相关。即用下式估计 Δt

$$R'(s) = \int_{-\infty}^{\infty} |G_1(t)| |G_2(t-s)| dt \quad (3.21)$$

使用实包络互相关法对相邻回波包络进行两两对齐, 误差一般可以控制在距离单元内。但是随着处理回波的增加, 很有可能产生误差累积, 从而导致包络发生漂移。再加上严重闪烁现象引起的突跳误差, 有可能使总的对齐误差超过几个距离单元, 这将导致对目标的成像严重散焦。为了减小包络漂移, 可以将前一组回波包络(已对齐)的累加求和作为后面互相关处理的参考包络, 这就是积累互相关法。

2. 包络最小熵法

包络最小熵法是包络对齐的另一种常用准则。对于一个序列 $x=\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ ，其熵定义为

$$H(x) = -\sum_{j=1}^N p_j \log p_j \quad (3.22)$$

其中， $p_j = |x_j| / \sum_{j=1}^N |x_j|$ 。当 x 的所有分量比较接近时， $H(x)$ 较大，相反，若除几个分量外，其余分量可忽略时， $H(x)$ 较小。显然， $H(x)$ 可用来反映 x 序列里的集中程度，即波形锐化度。

应用包络最小熵法进行包络对齐的实现方法是，对于相邻的两个距离像 $s_i(r)$ 和 $s_{i+1}(r)$ ，令

$$s_{i+1,\Delta r}(r) = s_{i+1}(r - \Delta r) \quad (3.23)$$

即 $s_{i+1,\Delta r}(r)$ 是 $s_{i+1}(r)$ 平移 Δr 后的距离像。将相邻两个距离像求和（这里采用距离像幅度求和），用离散形式表示为 $Y_{i,\Delta r} = \{x_{j,i} + x_{j,i+1,\Delta r}\}_{j=1}^N$ ，其中 $X_i = \{x_{j,i}\}_{j=1}^N$ 和 $X_{i+1} = \{x_{j,i+1,\Delta r}\}_{j=1}^N$ ，分别为离散化的 $s_i(r)$ 和 $s_{i+1,\Delta r}(r)$ 的幅度。当经过平移 Δr ，两次距离像已经对齐时，

$$H(Y_{i,\Delta r}) = -\sum_{j=1}^N y_{j,i,\Delta r} \log y_{j,i,\Delta r} \text{ 最小；}$$

否则，如果两次距离像没有对准，迭加后的距离像的

波形的锐化度变小， $H(Y_{i,\Delta r})$ 加大。因此，距离平移量可通过下式求出：

$$\Delta r_i = \min_{\Delta r} H(Y_{i,\Delta r}) \quad (3.24)$$

在目标回波起伏较大的情况下，采用包络最小熵法同样有可能出现较大的误差。而且两两对准的误差的积累性会将大的误差累积到后面的包络对其结果中。所以真正实用的最小熵法是结合积累的方法，具体步骤如下：

令 Y_i 是前面所有 i 个距离像对齐后距离像幅度 X_1, \dots, X_i 的平均和构成的序列，即

$$Y_i = \{y_{j,i}\}_{j=1}^N, \text{ 其中 } x_{j,i+1} = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i x_{j,k}。 \text{ 于是，将公式(3.24)中作为基准的第 } i \text{ 次距离像 } X_i,$$

改为 Y_i ，用以求第 $i+1$ 次距离像的平移量 Δr_i 。这样就利用了已对准距离像的整体信息，

可以避免突跳积累。

3.3.3.2 相位补偿

把目标回波在距离向对准之后, 需要继续消除平动分量对回波相位的影响, 即进行相位补偿, 将回波数据在方位向调整为相对于转台目标的数据。相位补偿的目的就是补偿掉回波中的复指数项 $\exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta r_R\right)$, 该相位分量在一个回波中固定不变, 在脉间的变化反映了目标平动所造成的相移。理论上可以使用在距离对准过程中得到的距离平移量估值进行相位补偿。但是要达到所需的相位补偿精度, 距离估计精度应达到十分之一的雷达波长的量级, 而实际距离对准的精度与波长相比很大, 因此无法用对距离的估计值实现相位补偿, 必须采用其它方法对平动相位分量进行估计和补偿。目前常用的相位补偿算法有特显点法和多普勒中心跟踪法^[4]。

1. 特显点法

在理想的情况下, 能够在目标的距离单元中找到一个只存在孤立散射点的单元。找到该单元后, 若令其相邻回波的相位差为零, 则相当于将该距离单元的散射点作为目标的旋转中心(即其转动相位差为零), 同时将由平动和系统误差产生的相位差补偿掉。但在实际中, 理想的孤立点是不存在的, 而在一个单元里只有一个特显点, 同时还有弱的分布散射点的情况出现, 这时单元回波的幅度和相位会有小的起伏。用这样的距离单元当作孤立点的情况进行处理, 就是特显点法。由于特显点不是孤立点, 在校正原有相位误差的同时, 把该单元小杂波和噪声引起的相位变化也错误的“补偿”掉, 而带来新的误差, 如果特显点的质量不高, 成像质量会明显下降。因此, 特显点法对于距离单元的要求比较严格, 一般归一化幅度起伏方差小于 0.12 时才适用^[4]。

2. 多普勒中心跟踪法

多普勒中心跟踪法假设目标存在一个多普勒中心(或称之为多普勒重心和等效相位中心), 目标绕此多普勒中心旋转时的平均多普勒频率为零, 即以多普勒中心作为等效的转台轴心。具体做法是在距离对准完成之后, 将相邻距离像各距离单元相位差进行加权平均, 并作为相邻距离像的多普勒中心相位差, 这也就是相邻距离像距离走动引起的附加多普勒相位。为了避免相位解模糊, 按下式求相位函数:

$$e^{j\Delta\phi_i} = \frac{\int e_i^*(r)e_{i+1}(r + \Delta r_i)dr}{\left| \int e_i^*(r)e_{i+1}(r + \Delta r_i)dr \right|} \quad (3.25)$$

其中 $e_{i+1}(r+\Delta r_i)$ 为对准后的距离像。依次迭加相邻距离像的多普勒中心相位差，可求得各个距离像的多普勒中心相位函数，最后用这一多普勒中心相位函数对各距离单元的相位进行校正。

由于多普勒中心跟踪法跟踪的是整体目标，而不是任何一个散射点，所以在实际中被广泛使用。

3.4 SAR 成像技术

在获取 ISAR 数据的过程中会出现目标整体没有同时被雷达波束照射，只是陆续穿过雷达波束的情况。在这种情况下 ISAR 成像技术不再适用，此时可以采用 SAR 成像技术对数据进行处理实现成像。

3.4.1 SAR 信号性质

图 3-5 给出了正侧视下条带合成孔径雷达的基本几何关系。其中 v_a 为雷达平台的运动速度，取此速度方向为 y 方向，建立直角坐标系如图 3-5 所示^[4, 106]。

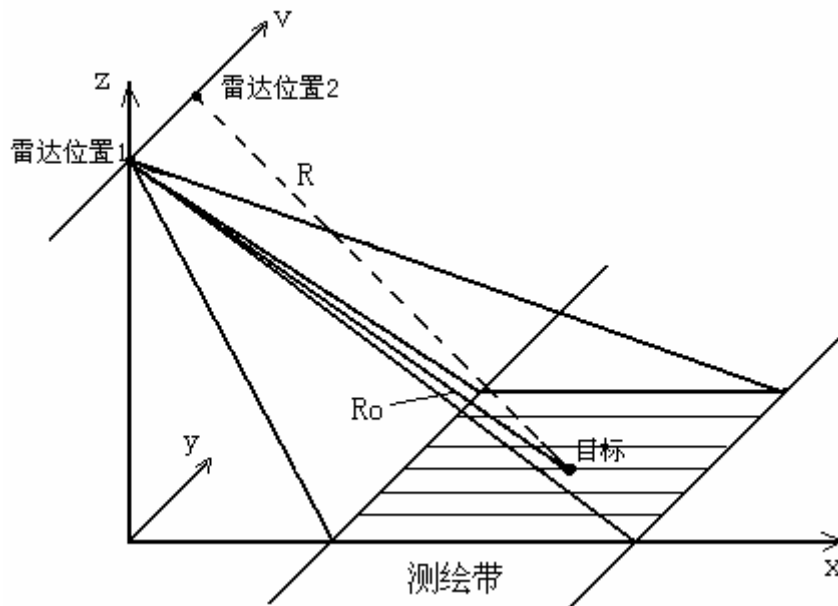


图 3-5 正侧视雷达的基本几何关系

在 y 方向上第 n 个点目标的坐标记为 y_n ，雷达坐标记为 y_r 。雷达与目标最近的距离为

x_n ，选择雷达位置 $y_r = 0$ 时刻为方位向慢时间起始点 $\eta = 0$ ，于是有

$$y_r = y_0 + v_a \eta \quad (3.26)$$

当雷达平台沿着 y 方向匀速直线前进时，目标和雷达的距离也随之改变，也即 r_n 是 η 的函数：

$$r_n(\eta) = [x_n^2 + (v_a \eta - y_n)^2]^{1/2}$$

假设雷达发射信号为

$$s_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \exp(j\pi K_r t^2 + j2\pi f_c t) \quad (3.27)$$

式中， τ_p 为信号脉宽， K_r 为信号线性调频率， f_c 为发射信号的载频。

则点目标 n 反射的基带回波信号经过脉冲压缩后的输出为

$$s_M(\hat{t}, \eta) = \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left\{B_r \left[\hat{t} - 2 \frac{r_n(\eta)}{c}\right]\right\} \exp\left[-j4\pi f_c \frac{r_n(\eta)}{c}\right] \quad (3.28)$$

式中， B_r 为线性调频信号的带宽；

\hat{t} 为距离向快时间；

η 为方位向慢时间。

(3.28)式中的 sinc 函数峰值点随着目标距离的变化而变化，形成了距离弯曲。在 $x_n \gg v_a \eta - y_n$ 时，距离弯曲对 sinc 函数时延的影响可以忽略。那么 sinc 函数的延时可以写成与慢时间 η 无关的常数，即其中的 $r_n(\eta) \approx x_n$ ；相位项中则可以采用如下的近似

$$\begin{aligned} r_n(\eta) &= [x_n^2 + (v_a \eta - y_n)^2]^{1/2} \\ &\approx x_n + \frac{(v_a \eta - y_n)^2}{2x_n} \end{aligned} \quad (3.29)$$

即

$$s_M(\hat{t}, \eta) = \sigma_n \tau_p \text{sinc}\left[B_r \left(\hat{t} - 2 \frac{x_n}{c}\right)\right] \exp\left(-j \frac{4\pi f_c}{c} x_n\right) \exp\left[-j \frac{4\pi f_c}{c x_n} (v_a \eta - y_n)^2\right] \quad (3.30)$$

通过公式(3.30)的近似，将 $\hat{t} - \eta$ 平面里的曲线型距离向压缩结果简化为 $\hat{t} = 2x_n/c$ 的平行于雷达平台轨迹的函数。那么在方位向的处理可以分解为对各个方位向单元进匹配滤

波，其匹配滤波函数为

$$s_{m_a}(\hat{t}, \eta; x_n) = \exp(j\pi K_a \eta^2) \quad (3.31)$$

式中， $K_a = \frac{2f_c}{cx_n} v_a^2$ 称为多普勒调频率。

通过对回波信号的快时间域（距离域）和慢时间域（多普勒域）的脉冲压缩，可以得到二维输出脉冲为

$$s_3(\hat{t}, \eta) = A \cdot \text{sinc} \left[B_r \left(\hat{t} - \frac{2x_n}{c} \right) \right] \cdot \text{sinc} \left[B_a \left(\eta - \frac{y_n}{v_a} \right) \right] \quad (3.32)$$

式中 A 为常数， $B_a = k_a \tau_a$ 为方位多普勒带宽， τ_a 为合成孔径时间。

3.4.2 校正线性距离走动的距离-多普勒 SAR 成像算法

当距离弯曲的影响仍然可以忽略，但距离走动的影响需要加以考虑时，可以采用校正线性距离走动的距离-多普勒算法，其算法流程下所示^[4]。

首先利用距离向匹配滤波器 $h_r(\hat{t}, \eta)$ 对回波信号 $s_r(\hat{t}, \eta)$ 进行距离向脉冲压缩，得到

$$\begin{aligned} s_1(\hat{t}, \eta) &= s_r(\hat{t}, \eta) \otimes h_r(\hat{t}, \eta) \\ &= \sigma_n \tau_p \text{sinc} \left\{ B_r \left[\hat{t} - 2 \frac{r_n(\eta)}{c} \right] \right\} \exp \left[-j4\pi f_c \frac{r_n(\eta)}{c} \right] \end{aligned} \quad (3.33)$$

然后对距离向脉冲信号进行距离走动校正，使得各次回波的包络对齐，得到校正后的脉压信号

$$s_2(\hat{t}, \eta; r_0) = \text{IFFT}_f \left\{ \text{FFT}_{\hat{t}} [s_1(\hat{t}, \eta; r_0)] \times \text{FFT}_{\hat{t}} \left[\exp \left(-j4\pi \frac{\Delta r(\eta)}{c} f_r \right) \right] \right\} \quad (3.34)$$

式中，将随方位时间变化的斜距 $r(\eta)$ 分解成两部分，一是零时刻距离 r_0 ，二是走动距离 $\Delta r(\eta)$ ，其值为

$$\Delta r(\eta) = V \sin \theta_0 \eta \quad (3.35)$$

完成距离压缩和距离走动校正后的脉压信号为

$$s_2(\hat{t}, \eta; r_0) = A \text{sinc} \left[B_r \left(\hat{t} - \frac{2r_0}{c} \right) \right] a_a(\eta) \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} r_0 + j2\pi f_{dc} \eta + j\pi K_a(r_0) \eta^2 \right] \quad (3.36)$$

式中， $f_{dc} = \frac{2V \sin \theta_0}{\lambda}$ ；

$$K_a(r_0) = \frac{2V^2 \cos \theta_0}{\lambda r_0}。$$

构造如下的方位向匹配滤波器

$$h_a(\eta; r_0) = a_a^*(\eta) \exp[-j2\pi f_{dc}\eta - j\pi K_a(r_0)\eta^2] \quad (3.37)$$

对所有距离单元进行方位压缩后，就可以获得 SAR 图像 $s(t, \eta)$ 。

3.4.3 基于时频分析和图像处理的参数估计

在对距离脉压信号进行距离走动校正和方位向匹配滤波时，需要通过几何和运动参数 V 、 θ_0 和 r_0 计算 Δr 、 f_{dc} 和 K_a 。这些几何和运动参数在某些情况下是无法直接得到的，此时可以利用时频方法对回波进行参数估计来获得，或者直接利用时频分析方法进行成像 [110-118]。

在前面的讨论中可以知道，距离走动 $\Delta r(\eta)$ 可以近似为慢时间 η 的线性函数，点目标距离向脉压结果在慢时间 η 上的轨迹可以用直线去近似。所以如果获得轨迹的斜率，就能够得到点目标在慢时间上的距离走动率 (Range Walk Ratio, RWR)，从而对 SAR 数据进行距离走动校正。而距离走动校正后的雷达距离向脉压结果在方位向是线性调频信号，在时频平面表现为一段直线。直线的斜率对应于信号的线性调频率 K_a ，中点对应于信号的多普勒中心频率 f_{dc} 。这些参数可以通过时频分析的方法提取出来。

3.4.3.1 时频分析方法简介

时频分析方法能同时用时间和频率描述信号的能量密度，便于对非平稳信号的分析。Wigner分布满足许多优良的时频分布数学特性，如边缘特性，实值性，时、频移不变性，一致性等等。因此，Wigner分布是一种常用的非平稳信号分析工具。但是由于Wigner - Ville分布(WVD)本质上是一种双线性变换，对于多分量信号处理时会出现“交叉项干扰”，特别是当信号中有两个以上的目标分量时，每一对分量之间都有交叉项干扰。虽然采用平滑技术，如时域加窗或频域加窗等，可以减小WVD中交叉项的影响，但是平滑处理会丧失WVD的许多有用的特性，信号项的时频聚集性也会有所下降，而且通常不能完全消除交叉项^[45, 124]。

Radon - Wigner 变换是一种直线积分的投影变换，由于理想LFM信号的Wigner - Ville

分布为直线型冲激函数，有限长度的LFM 信号的WVD 为背鳍状，所以对其WVD 的时频平面沿相应直线作积分平滑，Radon - Wigner 变换是一种理想选择。

3.4.3.2 Radon 变换与距离走动率估计

1. Radon 变换

Radon变换是J. Radon于1917年提出的。如图 3-6所示，在 (x, y) 平面上有一条直线 L 。那么，逆时针旋转坐标轴 ϕ 角度，坐标轴由 (x, y) 转到 (r, s) ，沿 s 轴向 r 轴做投影积分。当 r 轴与直线 L 垂直时，则在直线 L 与 r 轴的交点 A 点处，投影将有峰值出现。Radon变换可以表示为

$$R[f(x, y)] = R(r, \phi) = \int_s f[r \cos \phi - s \sin \phi, r \sin \phi + s \cos \phi] ds \quad (3.38)$$

因此，令 ϕ 从 $0^\circ \sim 180^\circ$ 变化，不断旋转 (r, s) 轴，并沿 s 轴做积分，利用积分的结果就可以检测到 (x, y) 平面上所有的直线。Radon 变换实际上就是将 $x - y$ 平面上任意一条直线映射到 $r - \phi$ 平面上的某一个点，而平面 $r - \phi$ 上的每一个点 (r_0, ϕ_0) 都唯一地确定 $x - y$ 平面上的直线 $x \sin \phi_0 + y \cos \phi_0 = r_0$ ，两者是一一对应的。

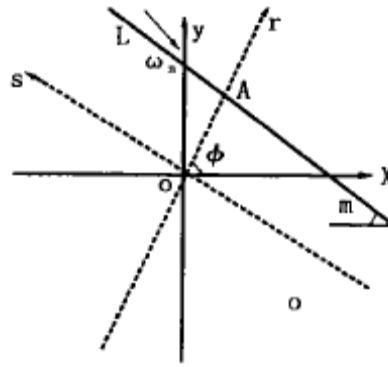


图 3-6 Radon 变换示意图

2. 距离走动率估计

对如图 3-7 所示对距离向脉冲压缩后的数据做 Radon 变换，可以得到与点目标轨迹相垂直的直线 L 与水平面的夹角 θ_0 。那么由图 3-7 可知，轨迹的斜率为 $R = \tan(\alpha) = \cot(\theta_0)$ 。

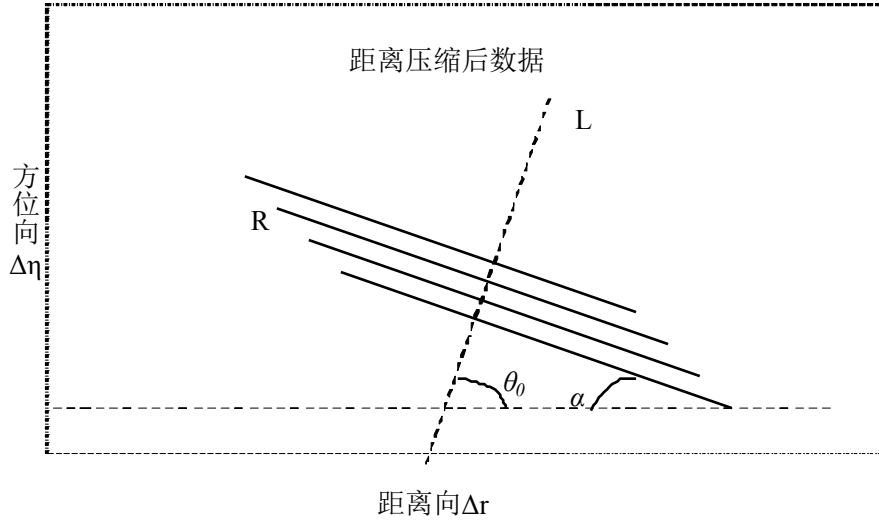


图 3-7 距离走动率估计示意图

由 Radon 变换直接得到的斜率 R 是无量纲的参数, 需要通过变换将其转换为具有量纲的距离走动率 RWR 。如果参与 Radon 变换的数据在方位向上的时间步长为 $\Delta\eta$, 距离向上的距离步长为 Δr , 那么回波的轨迹斜率可以通过如下公式转换为距离走动率

$$\begin{aligned} RWR &= \frac{\Delta r}{R\Delta\eta} \\ &= \frac{\Delta r}{\Delta\eta} \tan \theta_0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

由公式(3.35)和公式(3.36)可以得到方位向多普勒中心频率与距离走动率 RWR 的关系为:

$$f_{dc} = \frac{2RWR}{\lambda} \quad (3.40)$$

所以在得到距离走动率 RWR 后, 即可由公式(3.40)求出方位向多普勒中心频率 f_{dc} 。

由公式(3.39)可以看出距离走动率 RWR 估计的精度与夹角 θ_0 有关:

$$\begin{aligned} dRWR &= \frac{\Delta r}{\Delta\eta} d(\tan \theta_0) \\ &= \frac{\Delta r}{\Delta\eta} \sec^2 \theta_0 d\theta_0 \end{aligned} \quad (3.41)$$

所以为了提高距离走动率 RWR 的估计精度, 在做 Radon 变换时, 旋转角度 ϕ 的步长要尽可能短。为了提高速度, 可以采用分级搜索的办法来寻找: 先用大步长找到粗略位置 θ' , 然后在 θ' 附近用小步长寻找更高精度的 θ_0 , 从而提高距离走动率 RWR 的估计精度。

3.4.3.3 Radon - Wigner 变换与多普勒调频率估计

1. Radon - Wigner 变换

Wigner - Ville分布是一种最基本、也是应用最多的一种时频分布。解析信号 $s(t)$ 的 Wigner-Ville分布(WVD)定义为^[119]

$$W_s(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \frac{\tau}{2}) s^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.42)$$

Wigner分布对正弦信号和线性调频信号具有最理想的信号时频聚集度。

由于线性调频信号的WVD为背鳍状，所以对Wigner - Ville平面通过Radon变换进行积分可以实现信号项的聚集和交叉项的平滑。线性调频信号在时频平面上是具有一定斜率的直线，因而，利用Radon变换来检测时频平面上的直线，就可以获得线性调频信号的频率信息，这一过程称为Radon - Wigner 变换(RWT)。

通常，Radon变换直线积分的参数用原点至该直线的垂距 s 和幅角 ϕ 来表示，为更直观地与线性调频信号联系起来，这里采用该直线与时频面频率轴的截距 f_0 (即初始频率)和调频斜率 K 作为Radon变换后的参数，如图 3-6所示。Radon - Wigner变换表示如下：

$$\begin{aligned} RW_s(K, f_0) &= R[WVD_s(t, f)] \\ &= \sqrt{1 + K^2} \int WVD_s(t, f_0 + Kt) dt \end{aligned} \quad (3.43)$$

其中， $WVD_s(t, \omega)$ 是信号 $s(t)$ 的Wigner分布。 (s, ϕ) 与 (K, ω_0) 的对应关系为

$$\begin{cases} K = -\cot \phi \\ f_0 = s/\sin \phi \end{cases} \quad (3.44)$$

2. 多普勒调频率估计

在估计回波信号的多普勒调频率时，首先对距离剖面作 Wigner-Ville 变换，得到在指定距离门上数据的时频分布。其分布特点可以用直线拟合，直线的斜率对应于信号的线性调频率 K_r 。然后对距离剖面的 WVD 做 Radon 变换，求得与 WVD 中分布曲线相垂直的直线与 x 轴的夹角 ϕ_0 和距离 s 。根据公式(3.44)可以计算出时频分布的斜率 K 和起始频率 f_0 。

由 Radon - Wigner 变换得到的斜率 K 是一个无量纲的参数，需要通过变换将其转换为具有量纲的方位向线性调频率 K_a 。如果参与 Radon - Wigner 变换的数据在方位向上的采样频率为 $f_a = PRF$ ，方位向上的数据为 N ，那么时频平面上直线的斜率可以通过如下公式

转换为线性调频率

$$K_a = \frac{\cot(\phi_0)f_a^2}{2N} \quad (3.45)$$

3.5 InISAR 三维成像技术

3.5.1 双站 ISAR 成像

在有些InISAR三维成像系统中发射雷达和接收雷达不在相同的空间位置。当发射和接收雷达分别处于空间的不同位置时，所构成的系统称为双站雷达系统。由于双站雷达系统具有隐蔽性、抗干扰能力强以及获取信息丰富等优点，近年来成为雷达成像技术的研究热点之一^[19, 120-122]。双站ISAR成像也是利用距离多普勒成像原理，通过对宽带雷达信号的脉冲压缩形成距离向的高分辨。在方位向上，同一距离单元内不同位置的点靠其相对于雷达旋转运动产生的多普勒频率进行分辨。

3.5.1.1 双站雷达的几何关系与距离向分辨率

双站雷达是以收发分置为其本质特征，它的特点都是由于该系统的几何结构引起的。图 3-8 显示了发射站(用 T_x 表示)、接收站(用 R_x 表示)及目标(用 A 表示)构成的平面^[123, 124]。双站平面中，发射站与接收站之间的连线称为基线，其长度 L 称为基线长度。发射站或接收站任一端向外延伸的基线称为基线延长线。 θ_T 和 θ_R 分别为双站平面上以发射站和接收站为本地坐标原点的方位角，也称为双站平面上的目标视角。 r_T 和 r_R 分别为发射站和接收站到目标之间的距离。 $\varphi = \theta_R - \theta_T$ 称为双站角，它是以目标为顶点，发射站、接收站与目标连线之间的夹角。

在双站雷达中测量的目标距离通常指的是由发射雷达到目标再到接收雷达的距离和 $r_B = r_T + r_R$ 。当以发射雷达 T_x 和接收雷达 R_x 位置为定点，距离和 r_B 为常数，所画出的曲线为半长轴为 $a = r_B/2$ 的椭圆。 T_x 和 R_x 就位于椭圆的两个焦点上，椭圆的长轴与基线及其延长线相重合。当发射雷达 T_x 和接收雷达 R_x 位置重叠于同一点时，距离等值线将变化成半径为 a 的同心圆。

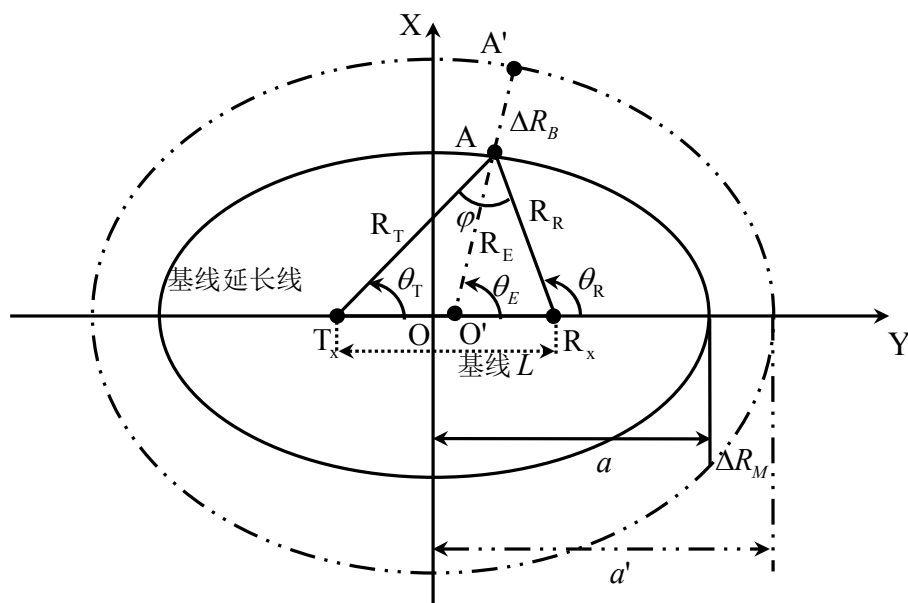


图 3-8 双站平面上的几何关系

根据双站雷达理论^[123, 124], 图 3-8 中所示的双站雷达系统 T_x/R_x 可以用一个单站雷达系统来等效。等效单站雷达位于双站基线与双站角平分线的交点 O' 处, 等效雷达视线角为 $\theta_E = \frac{\theta_R + \theta_T}{2}$, 相应的距离等值线即为以 O' 为圆心, 半径为 a 的同心圆。

当 r_B 为不同的常数时, 可以得到一族距离和等值线, 简称距离等值线。双站雷达的距离向分辨率体现在对图 3-8 中相邻的共焦椭圆的区分间隔 Δr_R 上,

$$\Delta r_B = \frac{\Delta r_M}{\cos(\varphi/2)} \quad (3.46)$$

式中, Δr_M 为等效单站雷达的距离向分辨率。

在使用带宽为 B 的线性调频信号时，双站雷达的距离向分辨率为

$$\begin{aligned}\rho_{r_B} &= \frac{\rho_{r_M}}{\cos(\varphi/2)} \\ &= \frac{c}{2B \cos(\varphi/2)}\end{aligned}\tag{3.47}$$

由公式(3.46)和(3.47)可以看出,双站雷达的距离向分辨率除了与雷达信号带宽 B 有关以外,还与观测目标时所形成的双站角 φ 有关系。

3.5.1.2 双站 ISAR 转台模型与方位向分辨率

在双站雷达几何结构的基础上,可以得到如图 3-9 所示双站 ISAR 的转台模型^[123, 124]。其中 T_x 和 R_x 分别为发、收雷达,目标物体绕目标上 A 点以角速度 $\omega(t)$ 旋转,散射点 P 为目标上任意点, $\varphi = \angle R_x A T_x$ 。以发、收雷达为焦点可以得到过 A 点的椭圆。以 A 点处的椭圆切线为 y 轴,以过 A 点的椭圆法线作为 x 轴建立直角坐标。根据椭圆性质,法线 x 轴同时为椭圆的内角平分线,即有

$$\angle T_x A K = \angle K A R_x = \frac{\varphi}{2} \quad (3.48)$$

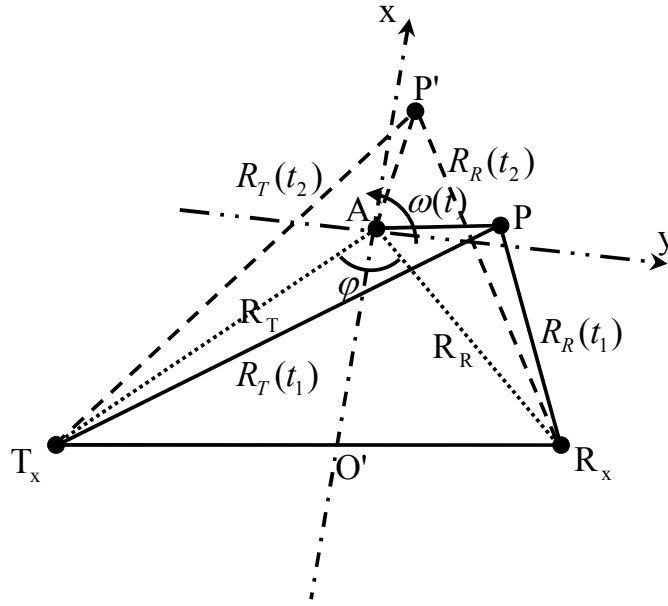


图 3-9 双站 ISAR 转台模型

若点 P 到转台中心 A 的距离为 r , t_0 时刻 AP 与 y 轴的夹角为 θ_0 , 则 t 时刻点 P 的双站距离 $r_{B_p}(t)$ 为

$$r_{B_p}(t) = r_T(t) + r_R(t) \quad (3.49)$$

式中, $r_T(t) = \left\{ \left[r_T \sin \frac{\varphi}{2} + r \cos \theta(t) \right]^2 + \left[r_T \cos \frac{\varphi}{2} + r \sin \theta(t) \right]^2 \right\}^{1/2}$;

$$r_R(t) = \left\{ \left[r_R \sin \frac{\varphi}{2} - r \cos \theta(t) \right]^2 + \left[r_R \cos \frac{\varphi}{2} + r \sin \theta(t) \right]^2 \right\}^{1/2}。$$

则 P 点的双站多普勒频率为

$$\begin{aligned}
f_{d_B}(t) &= -\frac{1}{\lambda} \frac{dr_{B_P}(t)}{dt} \\
&= -\frac{1}{\lambda} \left[\frac{dr_T(t)}{dt} + \frac{dr_R(t)}{dt} \right]
\end{aligned} \tag{3.50}$$

由于

$$\begin{aligned}
\frac{dr_T(t)}{dt} &\approx r\omega(t) \cos\left[\frac{\varphi}{2} + \theta(t)\right] \\
\frac{dr_R(t)}{dt} &\approx r\omega(t) \cos\left[\frac{\varphi}{2} - \theta(t)\right]
\end{aligned}$$

故有

$$\begin{aligned}
f_{d_B}(t) &\approx -\frac{r\omega(t)}{\lambda} \left[\cos\left(\frac{\varphi}{2} + \theta(t)\right) + \cos\left(\frac{\varphi}{2} - \theta(t)\right) \right] \\
&= -\frac{2r \cos \theta(t) \omega(t)}{\lambda} \cos \frac{\varphi}{2} \\
&= -\frac{2y(t)\omega(t)}{\lambda} \cos \frac{\varphi}{2}
\end{aligned} \tag{3.51}$$

当双站角 $\varphi = 0$ 时, 有 $f_d(t) = -\frac{2y(t)\omega(t)}{\lambda}$, 这就是单站 ISAR 回波的多普勒频率。所以双站 ISAR 的方位向分辨率为

$$\begin{aligned}
\rho_{a_B} &= \frac{\lambda}{2\Delta\theta \cos(\varphi/2)} \\
&= \frac{\rho_{a_M}}{\cos(\varphi/2)}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

可见双站 ISAR 的方位向分辨率与单站 ISAR 的方位向分辨率之间也是相差一个系数 $\cos(\varphi/2)$ 。

3.5.1.3 双站 ISAR 的成像与仿真实验

双站 ISAR 的成像方法可以借用单站 ISAR 的算法, 即在完成距离向脉冲压缩后, 先进行运动补偿, 再在方位向上进行 IFFT, 就可以获得双站 ISAR 图像^[123, 124]。为了验证双站 ISAR 在距离向和方位向上的分辨率, 利用本节仿真了双站 ISAR 成像。仿真参数如表 3-1 所示, 15 个点目标的后向散射系数均为 1。仿真结果如图 3-10 所示。

表 3-1 双站 ISAR 成像仿真实验参数

参数	仿真值	参数	仿真值
雷达载频	10GHz	目标 6 坐标(m)	(5, 0, 0)
雷达带宽	150MHz	目标 7 坐标(m)	(11, 0, 0)
采样频率	300MHz	目标 8 坐标(m)	(18, 0, 0)
目标平台转动角速度(rad/s)	(0, 0, 0.05)	目标 9 坐标(m)	(0, 1, 0)
成像时间	0.3s	目标 10 坐标(m)	(0, 3, 0)
目标 1 坐标(m)	(-10, 0, 0)	目标 11 坐标(m)	(0, 6, 0)
目标 2 坐标(m)	(-9, 0, 0)	目标 12 坐标(m)	(0, 10, 0)
目标 3 坐标(m)	(-7, 0, 0)	目标 13 坐标(m)	(0, 15, 0)
目标 4 坐标(m)	(-4, 0, 0)	目标 14 坐标(m)	(0, 21, 0)
目标 5 坐标(m)	(0, 0, 0,)	目标 15 坐标(m)	(0, 28, 0)

图 3-10 (a)显示了双站角 $\varphi = 0 \text{ rad}$ 情况下的成像效果。由仿真参数可知,系统的距离向分辨率为 $\rho_r = \frac{c}{2B} = 1 \text{ m}$, 方位向分辨率为 $\rho_a = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} = 1 \text{ m}$ 。点目标 1 和 2 在方位向上的间隔为 1m, 等于系统的方位向分辨率; 而点目标 5 和 9 在距离向上的间隔为 1m, 等于系统的距离向分辨率; 故这两组点目标的成像结果能够将它们区分开来。当双站角变为 $\varphi = 0.1 \text{ rad}$ 时, 系统的距离向分辨率和方位向分辨率降低为 $\rho_r = \rho_a = 1 / \cos(0.1) = 1.005 \text{ m}$, 与单站 ISAR 成像系统的分辨率差别不大。但从图 3-10(b)可以看出, 由于分辨率的下降, 在点目标 1 和 2 和目标 5 和 9 之间已经出现微弱的模糊现象, 而其它点目标的成像效果与图 3-10 (a)基本一样。当双站角增至 $\varphi = 0.4 \text{ rad}$ 时, 系统的距离向分辨率和方位向分辨率降低为 $\rho_r = \rho_a = 1 / \cos(0.2) = 1.02 \text{ m}$ 。从图 3-10 (c)可以看出, 此时点目标 1 和 2 和目标 5 和 9 之间的模糊现象更加严重。当双站角达到 $\varphi = 2\pi/3 \text{ rad}$ 时, 系统的距离向分辨率和方位向分辨率降低为 $\rho_r = \rho_a = 2 \text{ m}$ 。从图 3-10 (d)可以看出, 此时点目标 1 和 2 和目标 5 和 9 已经分别在同一个分辨单元内, 无法区分了。

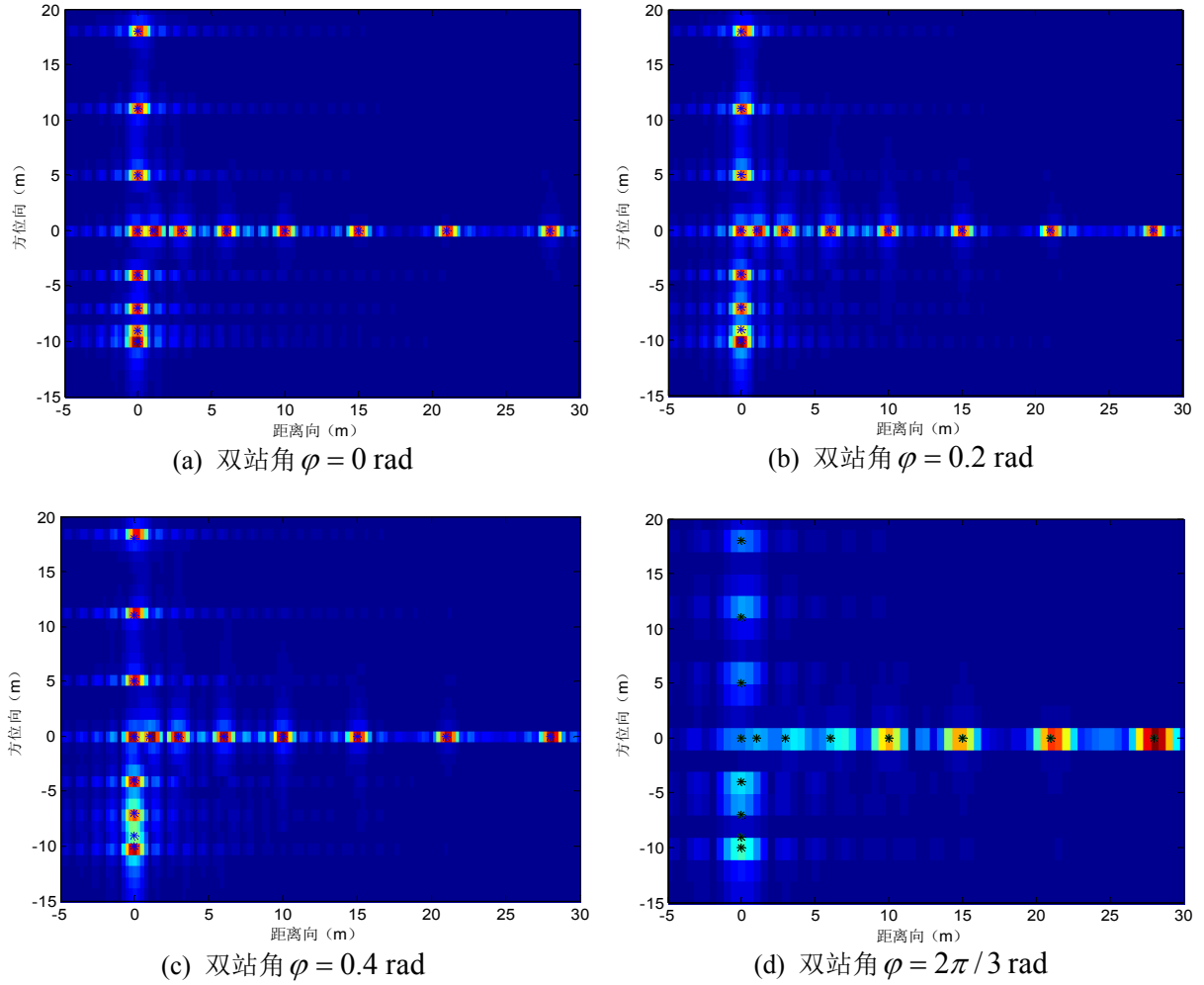


图 3-10 双站 ISAR 成像仿真实验结果

通过上面的仿真实验可以验证双站 ISAR 分辨率与双站角之间的关系。此外还可以看出当双站角很小时，双站 ISAR 成像效果与单站 ISAR 的成像效果非常接近，此时可以利用等效单站 ISAR 来替代^[123, 124]。

3.5.2 双站 InISAR 三维成像技术

图 3-11 所示为双站 InISAR 三维成像系统几何关系。接收雷达 R_1 和 R_2 构成与目标旋转轴平行的干涉基线位于 Z 轴上，发射雷达 T_0 也位于 Z 轴上，XOY 平面垂直于 Z 轴。三个雷达的坐标分别为 $(0, 0, z_0)$ 、 $(0, 0, z_1)$ 和 $(0, 0, z_2)$ ，干涉基线长度 $L = z_2 - z_1$ 。接收雷达 R_1 和 R_2 分别与发射雷达 T_0 构成双站 ISAR 成像系统 BISAR_1 和 BISAR_2 。A 和 B 为远场目标上的散射点，坐标分别为 (x_A, y_A, z_A) 和 (x_B, y_B, z_B) 。

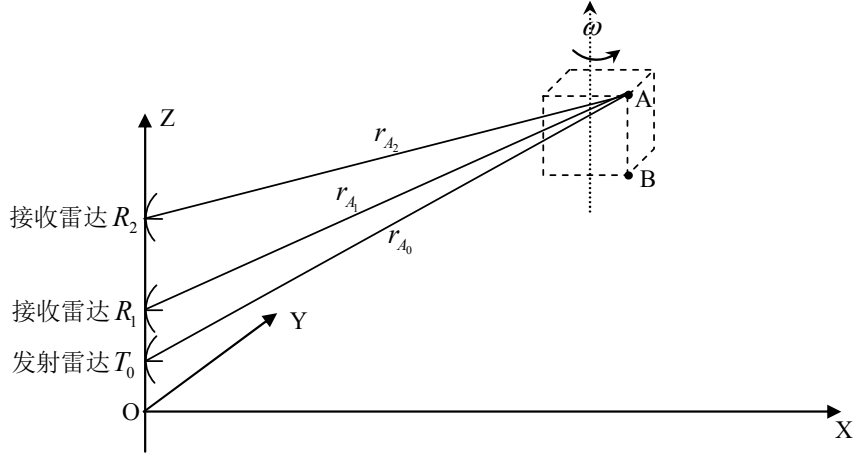


图 3-11 双站 InISAR 三维成像系统几何关系

假设发射雷达 T_0 发射的信号为 $s_T(t) = p(t) \exp(j2\pi f_c t)$ ，则第 i 个双站 InISAR 接收到 A 点的回波信号所成的 ISAR 图像近似为

$$I_{RA_i} = \sigma_{A_i} \delta(x - x_{A_i}, y - y_{A_i}) \exp \left[j2\pi f_c \left(t - \frac{r_{A_0} + r_{A_i}}{c} \right) \right] \quad (3.53)$$

式中， σ_{A_i} 为 A 点对 BISR $_i$ 的散射强度；

(x_{A_i}, y_{A_i}) 散射点为 A 在 ISAR 图像 s_{RA_i} 中的坐标。

经过图像配准和相位干涉后， $R_1 R_2$ 干涉雷达对接收到的信号为

$$\begin{aligned} I_{In_{1,2}}(t) &= I_{RA_1}^*(t) \cdot I_{RA_2}(t) \\ &= \sigma_{A_1}^* \sigma_{A_2} \delta(x - x_A, y - y_A) \exp \left(j2\pi f_c \frac{r_{A_1} - r_{A_2}}{c} \right) \\ &= \sigma_{A_1}^* \sigma_{A_2} \delta(x - x_A, y - y_A) \exp \left[j2\pi \frac{L(2z_A - z_1 - z_2)}{\lambda_c(r_{A_1} + r_{A_2})} \right] \\ &= \sigma_{A_1}^* \sigma_{A_2} \delta(x - x_A, y - y_A) \exp(j\varphi_{A_{1,2}}) \end{aligned} \quad (3.54)$$

那么由干涉相位差 $\varphi_{A_{1,2}}$ 可以计算出散射点 A 沿干涉基线的高度信息为

$$z_A = \lambda_c \frac{\varphi_{A_{1,2}}}{2\pi} \frac{r_{A_{1,2}}}{L} + \frac{z_1 + z_2}{2} \quad (3.55)$$

式中， $r_{A_{1,2}} = \frac{(r_{A_1} + r_{A_2})}{2}$ ；

$\frac{z_1 + z_2}{2}$ 项是为了将相对于干涉基线 L 中点的坐标校正为以坐标系原点 O 的坐标，

而根据实际应用的需要，这种整体的偏移并不影响目标散射点的相对几何位置，通常可

以不予考虑。

结合由 ISAR 图像得到的散射点 A 在 XOY 平面上的投影坐标 (x_A, y_A) ，就可以恢复出散射点 A 在干涉雷达坐标系下的三维空间坐标，即实现了对点目标的三维干涉成像。

由于 ISAR 图像是空间三维目标在距离—多普勒平面的投影，这就有可能造成多个均为可见的散射点由于距离和多普勒相同而被投影到同一个分辨单元的情况。如图 3-11 所示，A 和 B 两个散射点的连线垂直于成像平面，则由于距离和多普勒都相同而会被投影到同一个 ISAR 图像的分辨单元中，那么基于 ISAR 图像的 InISAR 成像方式将不能对这两个散射点形成分辨，所获得的成像结果是两散射点等效散射重心的空间三维分布。由于 ISAR 是目前对空间运动目标散射点分离的最佳雷达成像方式，所以这种散射点干涉重叠现象的本质还是由于 ISAR 分辨率不够造成的角闪烁，因此可以通过提高 ISAR 二维分辨率的方法来减弱这种角闪烁现象。此外，有文献给出了一种角闪烁剔除准则^[23]，通过比较两干涉天线对应像元点的幅度差异将发生角闪烁的像元剔除，以实现更真实的反映目标散射点在空间中的三维分布。

3.5.3 基于天线阵列的 InISAR 三维成像技术

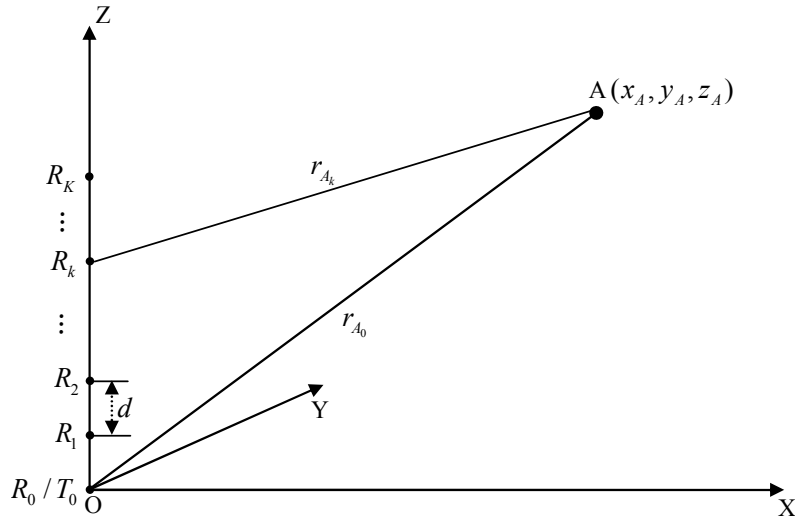


图 3-12 天线阵列 InISAR 三维成像系统几何关系

剔除角闪烁点能够更真实的反映目标散射点在空间中的三维分布，但同时也损失了一些目标散射点在空间三维分布的信息。为了更好地重建目标，马长征提出通过构造二维天线阵列，利用散射点在两个横向距离方向上空间频率的差异实现对同一分辨单元中散射点的分离^[63]。

图 3-12 所示为天线阵列 InISAR 三维成像系统几何关系。图中 $K+1$ 个接收天线沿着 Z 轴以间隔 d 均匀分布，收发天线 R_0/T_0 位于坐标系原点 O 处。由图 3-12 可知，散射点 A 到位于原点的接收天线的距离 r_{A_0} 与点 A 到 Z 轴上第 k 个接收天线的距离 r_{A_k} 之差为

$$\begin{aligned}\Delta r_k &= r_{A_0} - r_{A_k} \\ &= \frac{(x_A^2 + y_A^2 + z_A^2) - [x_A^2 + y_A^2 + (z_A - kd)^2]}{r_{A_0} + r_{A_k}} \\ &= \frac{2z_A kd}{r_{A_0} + r_{A_k}} - \frac{k^2 d^2}{r_{A_0} + r_{A_k}}\end{aligned}\quad (3.56)$$

由于 d 已知， r_{A_0} 和 r_{A_k} 能够通过散射点 A 在 ISAR 图像中的位置估算出来，因此 $\frac{k^2 d^2}{r_{A_0} + r_{A_k}}$ 能够被估计出来并加以补偿。所以经过图像配准和相位补偿后的接收阵列的 ISAR 图像可以写为

$$\mathbf{I}_{R_A} = I_{R_{A_0}} \times \left[1, \dots, \exp\left(j4\pi \frac{z_A kd}{\lambda_c(r_{A_0} + r_{A_k})}\right), \dots, \exp\left(j4\pi \frac{z_A Kd}{\lambda_c(r_{A_0} + r_{A_K})}\right) \right] \quad (3.57)$$

式中， $I_{R_{A_0}}$ 为散射点 A 在 R_0/T_0 构成的单站 ISAR 所成的图像。

在远场条件下，各个接收雷达到散射点 A 的距离 r_{A_k} 近似相等，则有

$$\mathbf{I}_{R_A} = I_{R_{A_0}} \times \left[1, \dots, e^{j2\pi \frac{z_A kd}{\lambda R}}, \dots, e^{j2\pi \frac{z_A Kd}{\lambda R}} \right] \quad (3.58)$$

式中， $R = r_{A_0} \approx \frac{r_{A_0} + r_{A_k}}{2}$ 。

由公式(3.58)可以得到空间频率

$$f_{s_z} = z_A \frac{d}{\lambda_c R} \quad (3.59)$$

那么散射点 A 沿干涉基线的高度信息为

$$z_A = f_{s_z} \frac{\lambda_c R}{d} \quad (3.60)$$

由公式(3.59)可知，位于不同高度的散射点具有各自的空间频率 f_s ，因此可以利用空间频率 f_s ，通过公式(3.60)将落在相同距离—多普勒分辨单元内的散射点分离，从而得到目标散射点在空间中的真实三维分布。

3.5.4 基于 MIMO 的 InISAR 三维成像

由于 MIMO 雷达阵列能够提供更加灵活天线配置模式^[6]，可以用少量的收发天线实现更多的双站 ISAR 系统，从而得到更高分辨率的空间频率 f_s 。所以本节将讨论基于 MIMO 雷达阵列的 InISAR 三维成像方法^[125]。

3.5.4.1 MIMO 雷达阵列的信号模型

MIMO-InISAR 系统的天线阵列配置如图 3-13(a)所示。在这个配置中，接收阵元 $R_j (0 \leq j \leq N_R)$ 和发射阵元 $T_i (0 \leq i \leq N_T)$ 是沿着 Z 轴排列， R_0 和 T_0 位于三维坐标系的原点。接收阵元间的距离为 d ，发射阵元间的距离为 D ，且 $D \geq N_R d$ ，其中的发射阵元 T_i 和接收阵元 R_j 构成了双站 ISAR 成像系统 $\text{BISAR}_{i,j}$ 。基于 MIMO 雷达理论^[126]，这个配置等效于如图 3-13(b)所示的 $N_R \times N_T$ 个收发共用阵元构成的虚拟阵列，图中的等效收发共用阵元 TR_{ij} 等效于图 3-13(a)中的双站 ISAR 成像系统 $\text{BISAR}_{i,j}$ ， $r_{A_{ij}} = (r_{T_{A_i}} + r_{R_{A_j}}) / 2$ 。

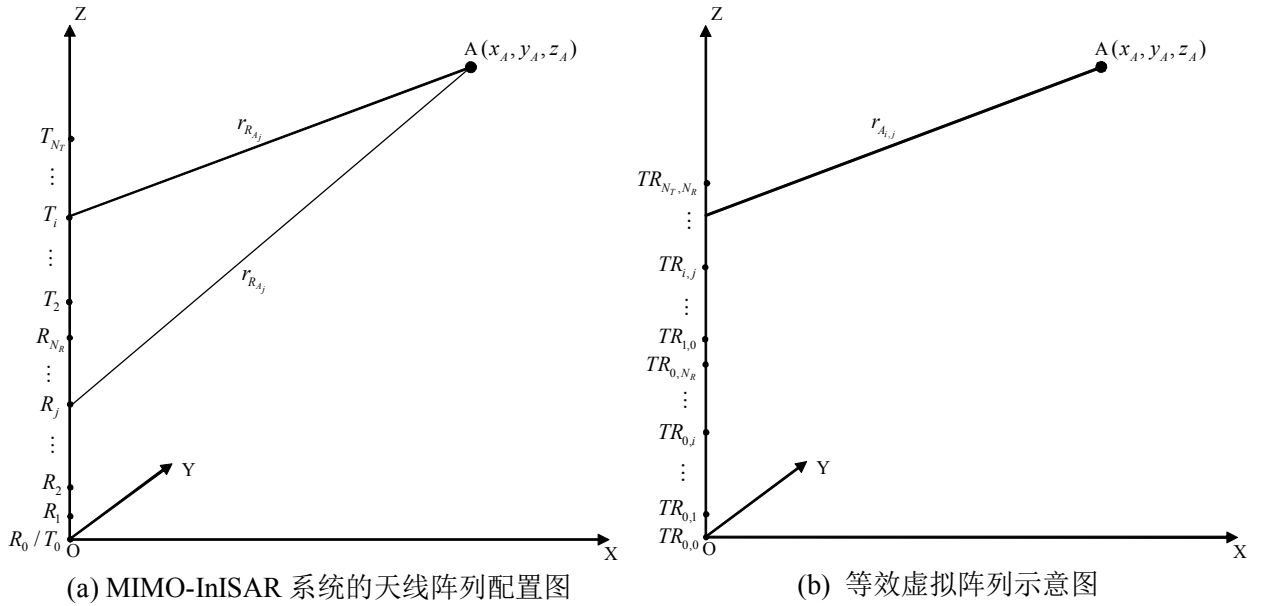


图 3-13 MIMO-InISAR 三维成像系统几何关系

由图 3-13 可知散射点 A 到等效阵元 $\text{TR}_{0,0}$ 的距离 $r_{A_{0,0}}$ 与点 A 到等效阵元 $\text{TR}_{i,j}$ 的距离 $r_{A_{i,j}}$ 之差为

$$\begin{aligned}
 \Delta r_{A_{i,j}} &= r_{A_{0,0}} - r_{A_{i,j}} \\
 &= \frac{(x_A^2 + y_A^2 + z_A^2) - [x_A^2 + y_A^2 + (z_A - iD)^2]}{2(r_{T_{A_0}} + r_{T_{A_i}})} + \frac{(x_A^2 + y_A^2 + z_A^2) - [x_A^2 + y_A^2 + (z_A - jd)^2]}{2(r_{R_{A_0}} + r_{R_{A_j}})} \quad (3.61) \\
 &= z_A \left(\frac{iD}{r_{T_{A_0}} + r_{T_{A_i}}} + \frac{jd}{r_{R_{A_0}} + r_{R_{A_j}}} \right) - \left[\frac{i^2 D^2}{2(r_{T_{A_0}} + r_{T_{A_i}})} + \frac{j^2 d^2}{2(r_{R_{A_0}} + r_{R_{A_j}})} \right]
 \end{aligned}$$

由于 $r_{T_{A_0}} = r_{R_{A_0}} = r_{A_{0,0}}$ ，而且在远场条件下公式(3.61)中 $r_{T_{A_i}} \approx r_{R_{A_j}} \approx r_{A_{i,j}}$ ，因此公式(3.61)可以近似为

$$\Delta r_{A_{i,j}} \approx z_A \frac{iD + jd}{r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}}} - \frac{i^2 D^2 + j^2 d^2}{2(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})} \quad (3.62)$$

由于 d 和 D 已知， $r_{A_{0,0}}$ 和 $r_{A_{i,j}}$ 同样能够通过散射点 A 在 ISAR 图像中的位置估算出来，因此 $\frac{i^2 D^2 + j^2 d^2}{2(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})}$ 能够被估计出来并加以补偿。所以经过图像配准和相位补偿后的接收阵列的 ISAR 图像可以写为

$$\mathbf{I}_{R_A} = I_{R_{A_{0,0}}} \times \left[1, \dots, \exp \left(j4\pi \frac{z_A(iD + jd)}{\lambda_c(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})} \right), \dots, \exp \left(j4\pi \frac{z_A(N_T D + N_R d)}{\lambda_c(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})} \right) \right] \quad (3.63)$$

式中， $I_{R_{A_{0,0}}}$ 为散射点 A 在等效阵元 $TR_{0,0}$ 所成的 ISAR 图像。

若设定 $D = N_R d$ ，则对应的空间频率为

$$f_{s_z} = \frac{2z_A d}{\lambda_c(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})} \quad (3.64)$$

那么散射点 A 沿干涉基线的高度信息为

$$z_A = f_{s_z} \frac{\lambda_c(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})}{2d} \quad (3.65)$$

公式(3.62)中的 $\frac{i^2 D^2 + j^2 d^2}{2(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})}$ 与散射点的位置有关，不同的散射点需要计算相应的补偿

函数，不便于图像的快速处理。通过下面的成像算法，能够在 ISAR 成像的过程中将其补偿掉，从而能够加快处理速度。

3.5.4.2 基于 MIMO 雷达阵列的三维成像算法

为了保证所有的发射信号具有相同的载频，MIMO-InISAR系统采用全向正交发射体制，发射端的 N_T 个天线阵元同时发射 N_T 个相互正交的同频带相位编码(PCM)信号^[127]。为了讨论简便，在下面的讨论中将只考虑两个散射点的情况。

散射点 A 和 B 在零时刻的坐标分别记为 (x_A, y_A, z_A) 和 (x_B, y_B, z_B) 。经过图像配准和相位补偿后的接收阵列的ISAR图像可以写为

$$\begin{bmatrix} I_{0,0} \\ \vdots \\ I_{i,j} \\ \vdots \\ I_{N_T,N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots & I_{A_{0,0}} & \cdots & I_{B_{0,0}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & I_{A_{i,j}} & \cdots & I_{B_{i,j}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & I_{A_{N_T,N_R}} & \cdots & I_{B_{N_T,N_R}} & \cdots \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

式中， $I_{A_{i,j}} = I_A \exp[-j4\pi f_c r_{A_{i,j}}/c]$ ；

$$I_{B_{i,j}} = I_B \exp[-j4\pi f_c r_{B_{i,j}}/c]。$$

假设 A 所在的距离—多普勒单元中没有其它散射点，则可以选择 A 作为特显点，并以其在等效阵元 TR_{00} 的回波相位作为参考相位，对阵列中所有的图像做相位补偿。于是有

$$\begin{bmatrix} p_{0,0} \\ \vdots \\ p_{i,j} \\ \vdots \\ p_{N_T,N_R} \end{bmatrix} = \exp(j4\pi \frac{r_{A_{0,0}}}{\lambda_c}) \begin{bmatrix} I_{0,0} \\ \vdots \\ I_{i,j} \\ \vdots \\ I_{N_T,N_R} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

式中，

$$p_{A_{i,j}} = I_A \exp\left(j4\pi \frac{\Delta r_{A_{i,j}}}{\lambda_c}\right)；$$

$$p_{B_{i,j}} = I_B \exp\left(j4\pi \frac{\Delta r_{B_{i,j}}}{\lambda_c}\right)。$$

由公式(3.62)可以得到

$$\Delta r_{A_{i,j}} = z_A \frac{iD + jd}{r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}}} - \frac{i^2 D^2 + j^2 d^2}{2(r_{A_{0,0}} + r_{A_{i,j}})} \quad (3.68)$$

$$\Delta r_{B_{i,j}} = z_B \frac{iD + jd}{r_{B_{0,0}} + r_{B_{i,j}}} - \frac{i^2 D^2 + j^2 d^2}{2(r_{B_{0,0}} + r_{B_{i,j}})} \quad (3.69)$$

由于在远场成像的情况下雷达与目标间的距离远大于目标尺寸和干涉基线，所以有 $r = r_{A_{0,0}} \approx r_{B_{0,0}} \approx r_{A_{i,j}} \approx r_{B_{i,j}}$ 。根据以上的近似，有

$$\Delta r_{B_{i,j}} - \Delta r_{A_{i,j}} \approx (z_B - z_A) \frac{iD + jd}{2r} \quad (3.70)$$

故可在各个图像中减去特显点A的相位，以消除其它散射点相位中的 $i^2 D^2$ 和 $j^2 d^2$ ，得到

$$\begin{bmatrix} q_{00} \\ \vdots \\ q_{ij} \\ \vdots \\ q_{N_T, N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots & q_{A_{0,0}} & \cdots & q_{B_{0,0}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & q_{A_{i,j}} & \cdots & q_{B_{i,j}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & q_{A_{N_T, N_R}} & \cdots & q_{B_{N_T, N_R}} & \cdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots & p_{A_{0,0}} & \cdots & p_{B_{0,0}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & p_{A_{i,j}} & \cdots & p_{B_{i,j}} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & p_{A_{N_T, N_R}} & \cdots & p_{B_{N_T, N_R}} & \cdots \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \exp[j4\pi \Delta r_{A_{0,0}}/\lambda_c] \\ \vdots \\ \exp[j4\pi \Delta r_{A_{i,j}}/\lambda_c] \\ \vdots \\ \exp[j4\pi \Delta r_{A_{N_T, N_R}}/\lambda_c] \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

式中， $q_{A_{i,j}} = I_A$ ；

$$q_{B_{i,j}} = I_B \exp \left[j2\pi(z_B - z_A) \frac{iD + jd}{\lambda_c r} \right]。$$

由公式(3.70)可知 $q_{B_{i,j}}$ 的相位中只保留下散射点B在Z轴上的相对与A的位置，于是散射点B的阵列信号经过成像算法处理后为

$$I = I_{B_{0,0}} \left[1 \quad \cdots \quad \exp \left[j2\pi(z_B - z_A) \frac{iD + jd}{\lambda_c r} \right] \quad \cdots \quad \exp \left[j2\pi(z_B - z_A) \frac{N_T D + N_R d}{\lambda_c r} \right] \right] \quad (3.72)$$

其中 $I_{B_{0,0}}$ 为散射点B在天线 $T_{0,0}$ 的ISAR图像。若 $D = N_R d$ ，则对应的空间频率为

$$f_{Bz} = \frac{(z_B - z_A)d}{\lambda_c r}$$

得到空间频率后，很容易推得横向距离坐标 z_B

$$z_B = f_{Bz} \frac{\lambda_c r}{d} + z_A \quad (3.73)$$

得到散射点的z坐标后，再通过ISAR图像得到的距离向和横向距离向信息，散射点的三维坐标就得到了恢复。

3.5.5 仿真实验与成像结果

本节将通过仿真实验证明所提出基于MIMO雷达阵列的三维成像算法的有效性。在仿真中，目标位于Y轴10km处，发射信号的载波波长为 $\lambda = 0.03 \text{ m}$ ，信号带宽为300 MHz，相应的距离向分辨率（即Y轴方向分辨率）为0.5m。有三个接收阵元和三个发射阵元按图 3-13所示的配置方案在Z轴上分布，阵元0位于原点。接收阵元间的距离为75 m，发射阵元间的距离为225 m。由前面的分析可知该阵元配置方案等效于9个均匀排列的收发共用阵元，即对同一个ISAR分辨单元有9个采样值。

表 3-2 MIMO-InISAR 成像散射点坐标

散射点序号	X(m)	Y(m)	Z(m)
1	0	0	0
2	6	3	0
3	3	3	0
4	0	3	0
5	6	3	3
6	3	3	1
7	0	6	0

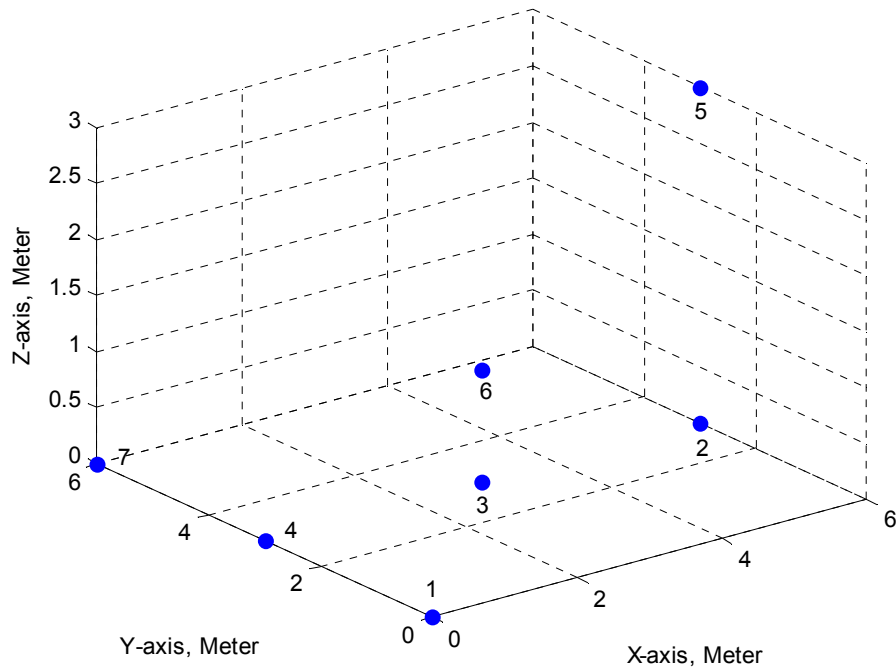


图 3-14 MIMO-InISAR 成像目标的三维模型

成像目标由7个散射点构成，它们的坐标如表 3-2 所示，图 3-14 显示了目标的三维模型。目标围绕Z轴以 0.015rad/s 的角速度旋转，成像时间为 2s 。在成像时间内目标的转动角度为 0.03 rad ，对应的X轴方向分辨率为 0.5 m 。

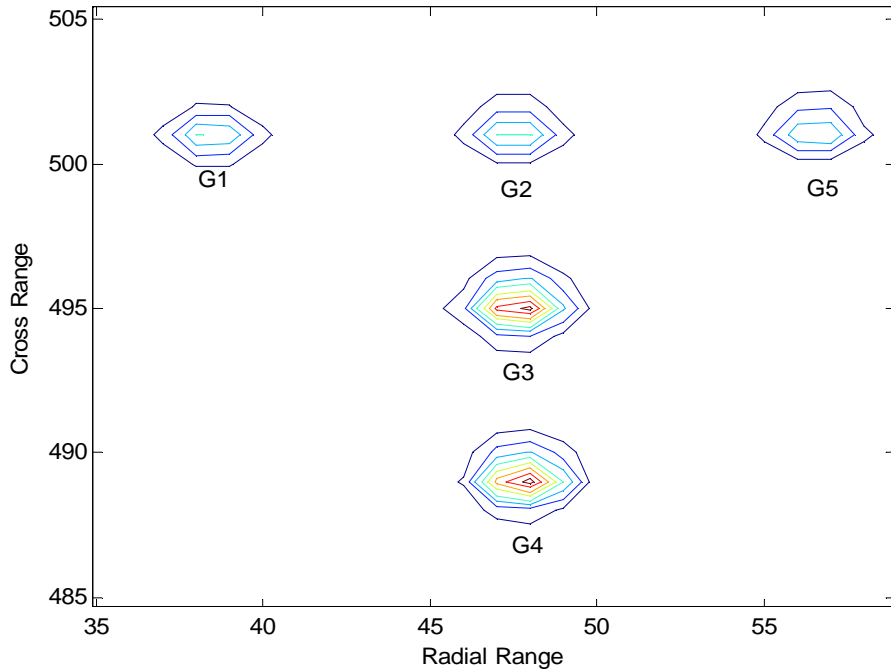


图 3-15 TR00 成的 ISAR 图像

经过匹配滤波和距离对齐后，由阵元 TR_{00} 获得的 ISAR 图像如图 3-15 所示。从图中可以看出，由于散射点 3 和 6 具有相同的 x 和 y 坐标，它们成像于同一个分辨单元内。由于相同的原因，散射点 2 和 5 也投影到 ISAR 图像中的于同一个分辨单元内。

表 3-3 ISAR 图像中散射点的坐标及其空间频率成分

散射点	距离向位置	横向距离向位置	f_{sz}
G1 38	5	501	0
G2 47	5	501	0
G3 47	5	495	0, 2/8
G4 48		489	0, 7/8
G5 56	5	501	1

在完成各个阵元的ISAR成像后，根据上节中的算法可以计算出合成散射点中各个散射点对应的空间频率，如表 3-3 所示。重建的散射点坐标及三维图像分别如表 3-4 和图 3-16 所示。与散射点实际坐标对比可以看出散射点的三维坐标大部分被正确地重建了。在 z 坐标

的重建上存在较小的误差，这是由于在推导公式(3.73)时采用了一些近似。此外如果增加 MIMO 阵列中的阵元数量，提高空间频率的分辨率，也能够有效地减小误差。

表 3-4 重建的散射点坐标

散射点序号	x(m)	y(m)	z(m)
1 0		0	0
2 6		3	0
3 3		3	0
4 0		3	0
5 6		3	3.5
6 3		3	1
7 0		6	0

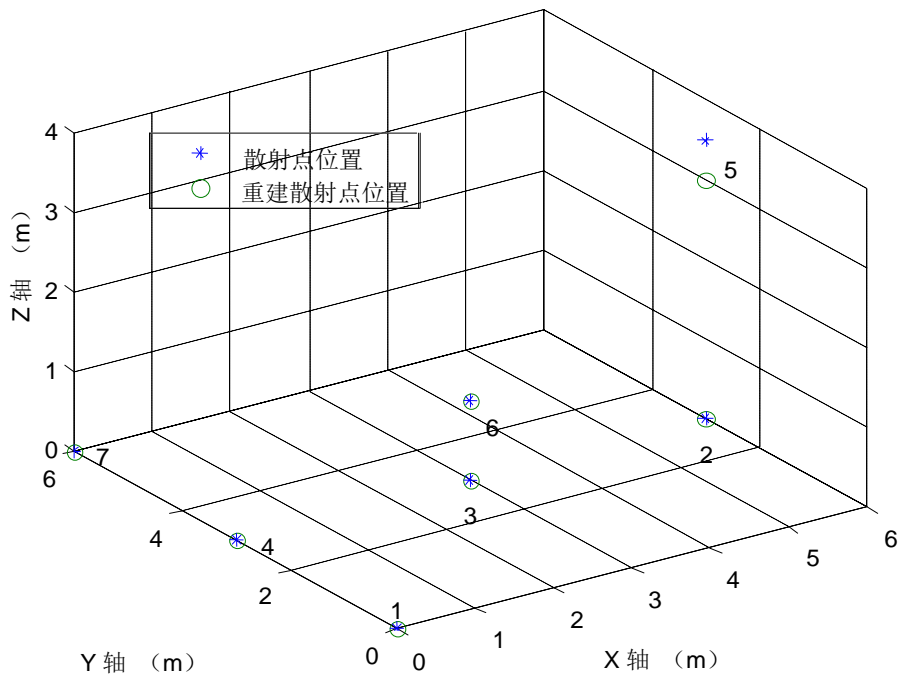


图 3-16 重建的目标三维图像

3.6 本章小结

本章结合 ISAR 和 SRA 成像算法介绍了二维雷达成像技术。针对在实测数据处理中遇到的问题，将 SAR 成像算法应用到 ISAR 数据处理中，并结合时频分析方法对距离走动率和多普勒线性调频率的估计方法进行了改进。

和多普勒线性调频率的估计方法进行了改进。

在 InISAR 成像方面, 针对分离二维 ISAR 图像中同一分辨单元内中的散射点的问题, 将 MIMO 雷达阵列引入三维 InISAR 成像中, 该方法利用沿 Z 轴配置的 MIMO 雷达阵列将位于同一距离-多普勒单元中的散射点分离开。散射点的 X 轴和 Y 轴坐标直接从逆合成孔径雷达图像中获得, Z 轴坐标是通过 MIMO 雷达阵列所获得的散射点的空间频率来重建。仿真实验显示该方法能够有效地实现三维雷达图像重建。

第4章 压缩感知基本理论

4.1 引言

Donoho 和 Candès 等人提出的压缩感知理论主要包括信号的稀疏表示、信号的非相关测量以及重建算法等三个核心内容^[30-33]，其前提条件是信号具有稀疏性或可压缩性。将压缩感知理论应用到雷达成像中也需要解决相应的三个问题，即雷达回波信号的稀疏表示、压缩感知雷达成像信号的获取以及处理方法。由于雷达回波信号及图像信号都是复数形式的，本章将围绕复数域内稀疏信号的测量与重建展开讨论，研究目前常用的测量矩阵和重建算法在复数域下的性能，为压缩感知雷达成像算法寻找性能良好的信号获取方法和重建算法。

4.2 压缩感知理论概述

由信号理论可知，信号 $x \in \mathbb{C}^N$ ，能够用一组基 $\Psi = [\psi_1 | \psi_2 | \cdots | \psi_N]$ 线性表示，即：

$$x = \sum_{n=1}^N \psi_n \alpha_n = \Psi \alpha \quad (4.1)$$

式中， α 是 $N \times 1$ 的系数向量， $\alpha_n = \langle x, \psi_n \rangle$ 。如果公式(4.1)中仅有 K ($K \ll N$) 个非零系数（或远大于零的系数） α_n 时，则称信号 x 在基 Ψ 上是稀疏的（或可压缩的），称 Ψ 为信号 x 的稀疏基或稀疏字典， K 为信号 x 的稀疏度。

在压缩感知理论中，对稀疏信号 x 的观测并不是直接测量信号 x 本身，而是通过非相关测量将信号 x 投影到一组低维的测量向量 $\Phi = [\varphi_1 | \varphi_2 | \cdots | \varphi_M]^T$ 上，即

$$y = \Phi x \quad (4.2)$$

式中， y 是 $M \times 1$ ($M < N$) 向量， $y_m = \langle x, \varphi_m^T \rangle$ ， Φ 是 $M \times N$ 的测量矩阵。

将公式(4.1)代入公式(4.2)中，有

$$y = \Phi x = \Phi \Psi \alpha = \Theta \alpha \quad (4.3)$$

式中, $\Theta = \Phi\Psi$ 是 $M \times N$ 矩阵。

由于信号测量值维数 M 小于信号维数 N , 直接求解公式(4.3)是一个病态问题, 所以无法直接从 y 中解出信号 x 。由于公式(4.3)中 α 是 K 稀疏的, 即仅有 K 个非零系数, 而且 $K < M < N$, 那么可以通过求解公式(4.3)的逆问题得到稀疏系数 α , 也即等同于得到了原信号 x 。

重建信号的最直接方法是通过 l_0 范数下求解公式(4.3)的最优化问题:

$$\min_{\alpha} \|\alpha\|_{l_0} \quad s.t. \quad y = \Theta\alpha \quad (4.4)$$

从而得到对稀疏系数 α 的估计。由于公式(4.4)的求解是一个 NP-hard 问题, 无法直接求解。Donoho 和 Candès 指出在矩阵 Θ 满足一定约束的条件下, 公式(4.4)可以转化为 l_p ($0 < p < 2$) 范数下的最优化问题^[30-33]:

$$\min_{\alpha} \|\alpha\|_{l_p} \quad s.t. \quad y = \Theta\alpha \quad (4.5)$$

通过求解公式(4.5)的最优化问题即得到对稀疏系数 α 的估计。

为了保证重建算法的收敛性, 使得 K 个系数能够由 M 个测量值准确地恢复, 测量矩阵 Φ 的选择必须受到稀疏字典 Ψ 和重建矩阵 Θ 的共同约束。当公式(4.3)中的矩阵 $\Theta = \Phi\Psi$ 满足重建算法的收敛条件时, 压缩感知理论能够通过公式(4.3)的逆问题先求解稀疏系数 α , 然后代入公式(4.1), 将稀疏度为 K 的信号 x 从 M 维的测量值 y 中正确地重建出来。

4.2.1 稀疏信号的近似表示

传统的信号表示就是把给定的信号在已知的函数集上进行分解, 在相应的变换域上表达原始信号, 其中以正交分解最为常见。对于信号 $x \in \mathbb{C}^N$, 有以下的正交分解模型表示:

$$x = \sum_{n=1}^N \psi_n \alpha_n$$

式中 ψ_n ($n=1, \dots, N$) 为空间 \mathbb{C}^N 内的一组标准正交基, 变换系数 $\alpha_n = \langle x, \psi_n \rangle$ 。

很多信号的变换系数对于某些 $0 < p < 2$ 和 $D > 0$, 满足以下的 l_p 约束:

$$\|\alpha\|_p = \left(\sum_n |\alpha_n|^p \right)^{1/p} < D \quad (4.6)$$

l_p 约束反映了变换系数 α 的稀疏性, 是变换编码压缩算法能够在这些稀疏信号上成功应用

的基础^[126]。在变换编码压缩算法中，稀疏信号可以用前 L 个大系数近似表示：

$$\hat{x} = \sum_{l=1}^L \psi_{n_l} \alpha_{n_l} \quad (4.7)$$

式中 α_{n_l} 为表示系数， ψ_{n_l} 为相应的基。稀疏信号这种近似表示的误差为

$$\|\hat{x} - x\|_2 = \|\alpha_L - \alpha\|_2 \leq \zeta_{2,p} \cdot \|\alpha\|_p \cdot (L+1)^{1/2-1/p} \quad (4.8)$$

式中， α_L 为将矢量 α 中 L 个大系数之外的所有系数置为 0 后得到的新矢量，常数 $\zeta_{2,p}$ 仅取决于 $0 < p < 2$ 。

4.2.2 信号的降维投影与重建

压缩感知理论是通过一对信息算子 I_M 和重建算子 A_M 来实现对满足 l_p 约束的稀疏信号的观测与重建。所有满足给定 p 和 D 条件下 l_p 约束的 N 维稀疏信号 x 可以构成一个空间，记为：

$$X_{p,N}(D) = \{x : \|\alpha(x)\|_p \leq D\} \quad (4.9)$$

信息算子 $I_M : X_{p,N}(D) \mapsto \mathbb{C}^M$ 将 $X_{p,N}(D)$ 中的 N 维稀疏信号 x 降维投影到 \mathbb{C}^M 空间，以获得稀疏信号 x 的 M 个信息片段。其形式为

$$I_M(x) = (\langle x, \xi_1 \rangle, \dots, \langle x, \xi_n \rangle, \dots, \langle x, \xi_N \rangle) \quad (4.10)$$

式中， $\xi_n (n=1, \dots, N)$ 为采样核。而重建算子 $A_M : \mathbb{C}^M \mapsto \mathbb{C}^N$ 能够利用这 M 个信息片段可靠地重建原信号 x 。

由于对空间 $X_{p,N}(D)$ 中的信号进行降维投影与重建时，通常所关注的是操作后信号的 l_2 误差。为了比较不同 (I_M, A_M) 算子对的性能，可以用 (I_M, A_M) 算子对对空间 $X_{p,N}(D)$ 中所有信号进行投影和重建后所得到的最大 l_2 误差作为性能评价标准：

$$Error(X_{p,N}(D), A_M, I_M) = \sup_{x \in X_{p,N}(D)} \|x - A_M(I_M(x))\|_2 \quad (4.11)$$

将 $Error(X_{p,N}(D), A_M, I_M)$ 的下限记为

$$E_M(X_{p,N}(D)) = \inf_{A_M, I_M} Error(X_{p,N}(D), A_M, I_M) \quad (4.12)$$

Donoho 等人在其定理^[30, 31]中指出在 $0 < p \leq 1$ 下 $E_M(X_{p,N}(D))$ 的上限为

$$E_M(X_{p,N}(D)) \leq C_p \cdot D \cdot (M/\log(N_M))^{1/2-1/p} \quad M \rightarrow \infty \quad (4.13)$$

对比公式(4.13)和(4.8)可以, 若令 $M = (L+1) \cdot \log(N_M)$, 则两者是相似的。也就是说对于满足 l_p ($0 < p \leq 1$) 约束的稀疏信号, 利用其投影到 \mathbb{C}^M 空间中的 $M \approx (L+1) \cdot \log(N_M)$ 个信息片段进行信号重建的质量等价于用 \mathbb{C}^N 空间中 $\alpha(x)$ 的 L 个最大变换系数重建的质量。公式(4.13)同时也给出了利用算子对 (I_M, A_M) 进行信号投影和重建所产生的误差的上限。

4.3 测量矩阵

在压缩感知理论中是利用稀疏基 Ψ 和测量矩阵 Φ 构建信息算子 $I_M = \Phi\Psi = \Theta$ 。在确定了信号的稀疏表示基 Ψ 后, 需要设计压缩感知系统的观测器 Φ 。观测器 Φ 的设计是围绕信息算子 I_M 展开的, 以保证稀疏信号 x 在降维投影过程中保持几何性质的一致, 并保证其中的信息能够正确地重建。

Candès 和 Tao 指出, 为了保证在 l_1 范数下 K 个稀疏系数能够由 M 个测量值准确地恢复, 公式(4.5)中矩阵 Θ 必须满足受限等距特性 (RIP) ^[127]。其具体含义是, 对于任意具有严格 K 稀疏 (可压缩情况时, 要求是 $3K$) 的矢量 α , 要求矩阵 Θ 都能保证如下不等式成立:

$$1 - \varepsilon \leq \frac{\|\Theta\alpha\|_2}{\|\alpha\|_2} \leq 1 + \varepsilon \quad (4.14)$$

式中, $\varepsilon > 0$ 。

4.3.1 随机测量矩阵

由于在不知道矢量 α 非零系数的具体位置的情况下, 公式(4.14)的判断将是一个组合复杂度问题, 这使得测量矩阵 Φ 的构造是一个难点。Baraniuk 指出如果保证观测矩阵 Φ 和稀疏基 Ψ 不相干, 则信息算子 $I_M = \Phi\Psi = \Theta$ 能够以很高的概率满足 RIP 条件^[128]。观测矩阵和稀疏基不相干是指 Φ 中的向量 $\{\varphi_i\}$ 不能由 Ψ 中的向量 $\{\psi_i\}$ 稀疏表示, 反之亦然^[30, 31, 128]。

在实际测量中, 稀疏基 Ψ 会因观测信号的不同可能而改变, 所以希望找到测量基 Φ 对任意的稀疏基 Ψ 都能满足 Φ 和 Ψ 的不相关性。由于对不同的稀疏基 Ψ , $M \times N$ 的高斯随机

矩阵 Φ 在 $M \geq cK \log(N/K)$ 时都能够保证 $I_M = \Phi\Psi$ 在很大概率下具有 RIP 性质(其中 c 是一个很小的常数), 从而可以从 M 个测量值 $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_M)^T$ 中以很高的概率去恢复稀疏基 Ψ 中长度为 N 的 K 稀疏信号。与高斯随机矩阵相类, 元素服从伯努利分布的随机矩阵也具有与绝大多数信号的稀疏字典之间存在着不相关性。所以高斯随机矩阵和伯努利随机矩阵在压缩感知理论中被广泛地作为测量矩阵使用。

在确定好信号的稀疏基 Ψ 和测量矩阵 Φ 后, 根据公式(4.3)即可求得相应的重建矩阵 $\Theta = \Phi\Psi$ 供重建算法使用。

4.3.2 模拟/信息转换

在前面的讨论中, 压缩感知理论只能应用于已经离散化的信号, 这无助于降低雷达系统对模拟/数字转换器性能的要求。于是有学者将压缩感知框架扩展到诸如

$$x(t) = \sum_{n=1}^N \psi_n(t) \alpha_n \quad (4.15)$$

的连续信号, 构建了适用于模拟信号的直接信息采样方法, 即模拟/信息转换器 (Analog-to-Information Converter, AIC)^[129-131]。整个 AIC 系统如图 4-1 所示, 由随机调制器、低通滤波器和低速率的 A/D 转换器构成。输入带宽为 B 的信号 $x(t)$ 首先被由 ± 1 组成的随机信号 $p(t)$ 所调制, 为了保证 $x(t)$ 中的信息在后面的处理中不被破坏, 要求 $p(t)$ 的变化频率等于或大于 $2B$ 。调制后的信号通过低通滤波器 $h(t)$ 后被低速 AD 采样, 即实现了对 $x(t)$ 的模拟/信息转换, 也就是压缩感知测量。

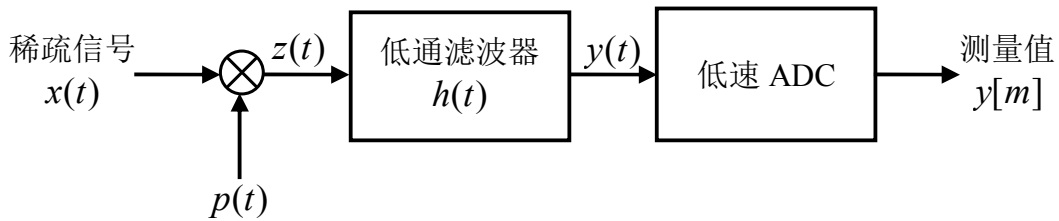


图 4-1 AIC 系统框图

根据图 4-1 和公式(4.15)可以得到测量数据 $y[m]$ 的表达式为

$$\begin{aligned}
 y[m] &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) p(\tau) h(t-\tau) d\tau \Big|_{t=mRT} \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^N \alpha_n \psi_n(\tau) p(\tau) h(t-\tau) d\tau \Big|_{t=mRT} \\
 &= \sum_{n=1}^N \alpha_n \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_n(\tau) p(\tau) h(mRT-\tau) d\tau
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

也即

$$\mathbf{y} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \theta_{m,n} = \mathbf{\Theta} \mathbf{a} \tag{4.17}$$

式中,

$$\theta_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_n(\tau) p(\tau) h(mRT-\tau) d\tau \tag{4.18}$$

那么根据公式(4.18)就可以构建重建算法中所需要的矩阵 $\mathbf{\Theta}$ 。此外,也可以将预先构建的稀疏矩阵 $\mathbf{\Psi}$ 的列向量逐个通过图 4-1 中的 AIC 系统即可获得相应的重建矩阵 $\mathbf{\Theta}$ 。

由于 AIC 系统能够对信号进行实时的随机测量,因此也可以将数字化的 AIC 系统放在高速 ADC 后面,对采样数据进行实时的压缩感知测量,如图 4-2 所示。该方案虽然不能降低 ADC 的采样速度,但能够降低系统的输出数据率,同时对现有的数据测量系统结构改变不大,技术风险小,而且便于利用现有数据进行计算机仿真实验。

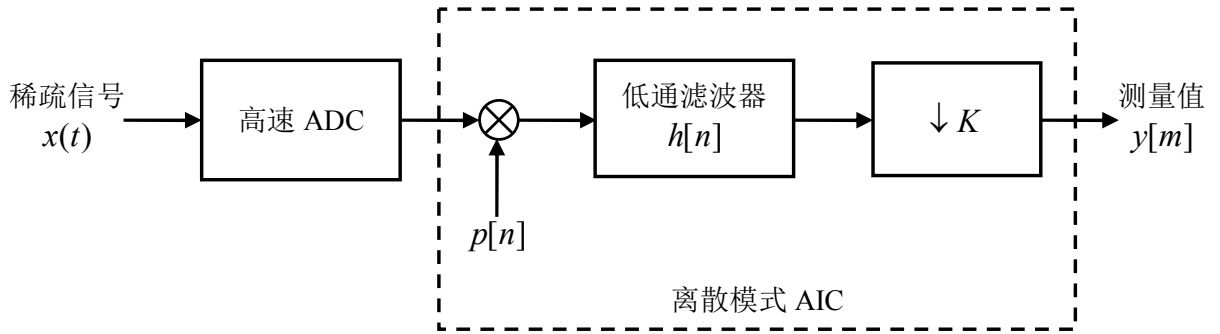


图 4-2 数字化 AIC 系统

由图 4-2 可以知道,描述离散 AIC 系统的测量矩阵 $\mathbf{\Phi}$ 由三个部分组成:

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{DHP} \tag{4.19}$$

式中,

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ K\text{个}0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ K\text{个}0 & K\text{个}0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{M \times N} \quad \text{为描述抽取器的矩阵, } M = \text{ceil}(N/K);$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h[1] & 0 & \cdots & 0 \\ h[2] & h[1] & \cdots & 0 \\ \vdots & h[2] & \cdots & \vdots \\ h[L] & \vdots & \cdots & 0 \\ 0 & h[L] & \cdots & h[1] \\ \vdots & 0 & \cdots & h[2] \\ 0 & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h[L] \end{bmatrix}$$

为由滤波器冲激响应 $h[n]$ 构造的矩阵^[134];

$\mathbf{P} = \text{diag}(p[n])$ 为由随机调制序列 $p[n]$ 生成的对角矩阵。

测量矩阵 Φ 与离散化的稀疏矩阵 Ψ 一起构造重建矩阵 $\Theta = \Phi\Psi$ 应用与重建算法当中。

4.3.3 测量矩阵性能比较

通过上面的讨论可知, 适用范围广的测量矩阵是高斯随机矩阵和伯努利随机矩阵, 而 AIC 系统则具有能够实时测量信号的优点, 因此有必要了解这三种测量矩阵的性能差异。

本节将分别使用这三种测量矩阵对相同的稀疏信号进行测量, 利用相同的重建算法从得到的测量值中恢复原信号的稀疏系数, 并以此对测量矩阵的性能进行比较。由于在雷达信号处理中信号的幅度和相位信息都具有非常重要的价值, 所以将恢复稀疏系数的信噪比和平均相位误差作为性能评价标准的主要内容。

4.3.3.1 AIC 实现方法仿真

1. 基于 Simulink 的模拟 AIC 仿真

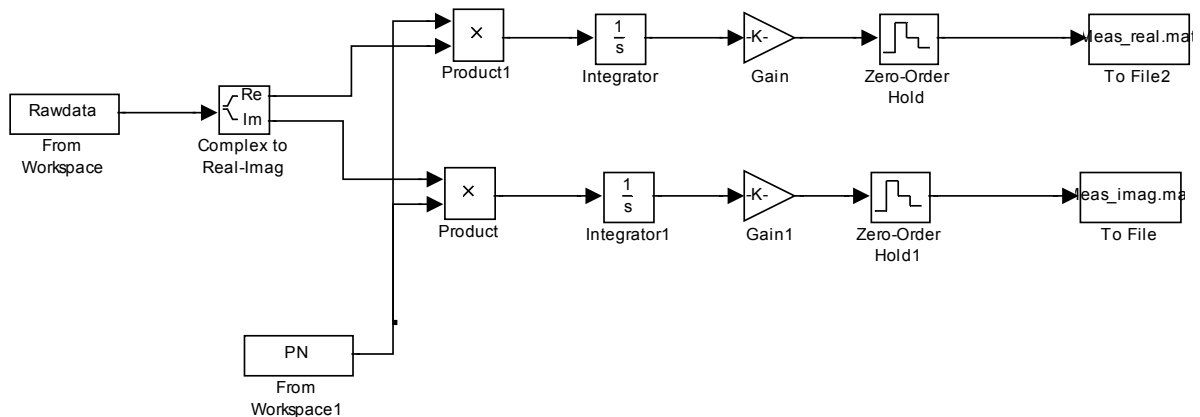


图 4-3 基于 Simulink 的模拟 AIC 仿真框图

实验中根据图 4-1 所示的模拟 AIC 系统框图, 构建了如图 4-3 所示基于 Simulink 的模拟 AIC 仿真系统。系统中选用积分器作为 AIC 中的低通滤波器, 随机调制信号的跳变频率

f_p 为输入信号带宽的 6 倍, ADC 的采样频率为 $f_s = 0.1f_p$ 。

待测量的稀疏复信号的实部如图 4-4 (a)所示, 与图 4-4 (b)中的伯努利随机信号相乘后的输出信号如图 4-4 (c)所示。比较图 4-4 (a)、(c)两图可以看出两者在包络上没有差异, 只是(c)图中信号的极性会随机跳变。比较图 4-4 (e)~(f)可以看出, 经过随机调制后, 输入信号的频谱由 75MHz 扩展到 450MHz。由于输入信号的频谱与类似于白噪声的随机调制信号的频谱相卷积, 使得调制后的输出信号频谱中的每个频率分量都包含了近乎完整的输入信号频率信息。所以只要获取输出信号频谱中的一部分, 就可以利用压缩感知理论将输入的稀疏信号重建出来。

调制后的信号经过积分器和低速 ADC 采样后, 得到如图 4-5 (a)所示的测量值, 信号的长度由测量前的 3751 点采样值减少到 376 点, 极大地降低了数据量。将信号的稀疏基 Ψ 逐列地通过 AIC 系统可以得到如图 4-5 (b)所示的重建矩阵 Θ , 将 Θ 应用到后面将要介绍的重建算法中即可由测量值恢复出如图 4-5 (c)、(d)所示的信号稀疏系数。从图中可以看出, 稀疏系数的幅度和相位都得到了良好的重建。

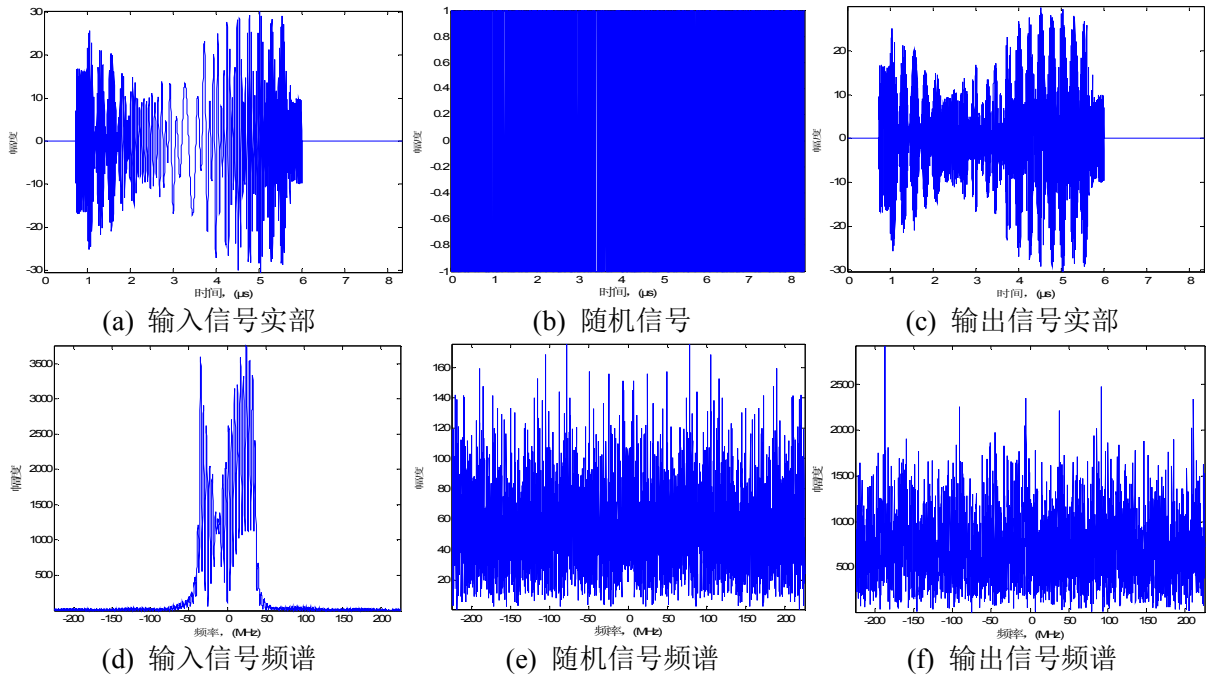


图 4-4 信号的随机调制

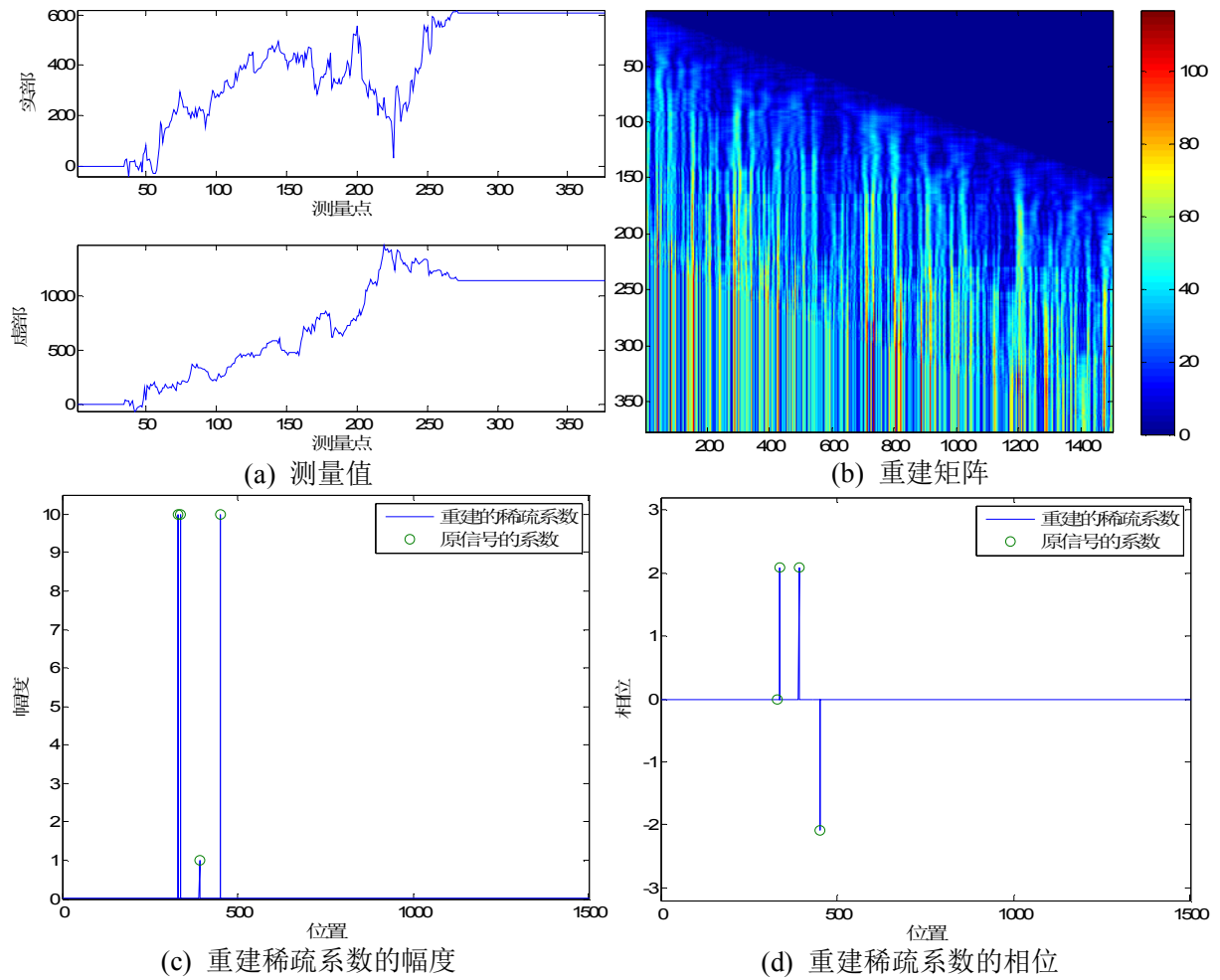


图 4-5 模拟 AIC 的 Simulink 仿真结果

2. 基于 Simulink 的数字 AIC 仿真实验

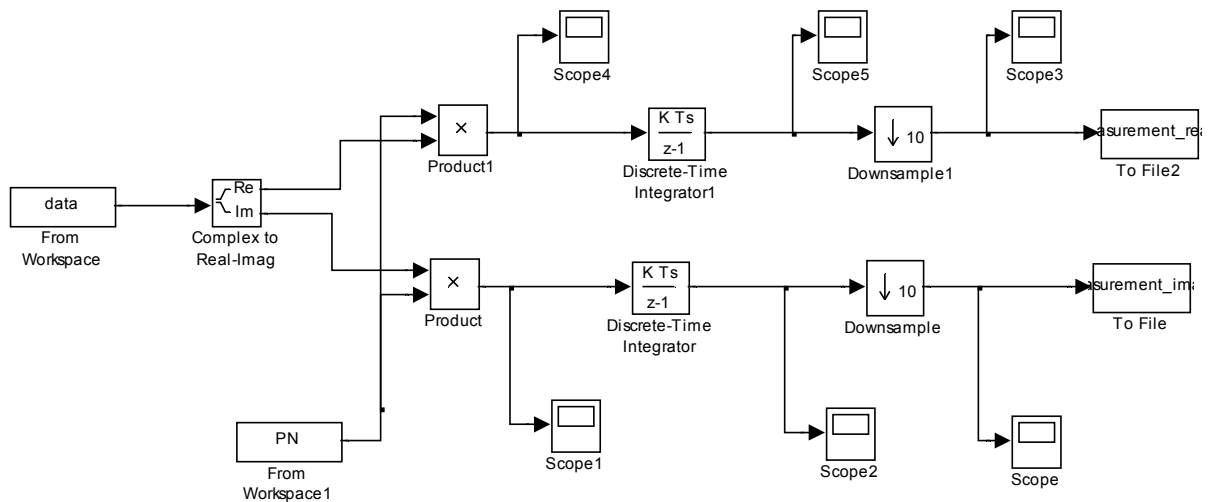
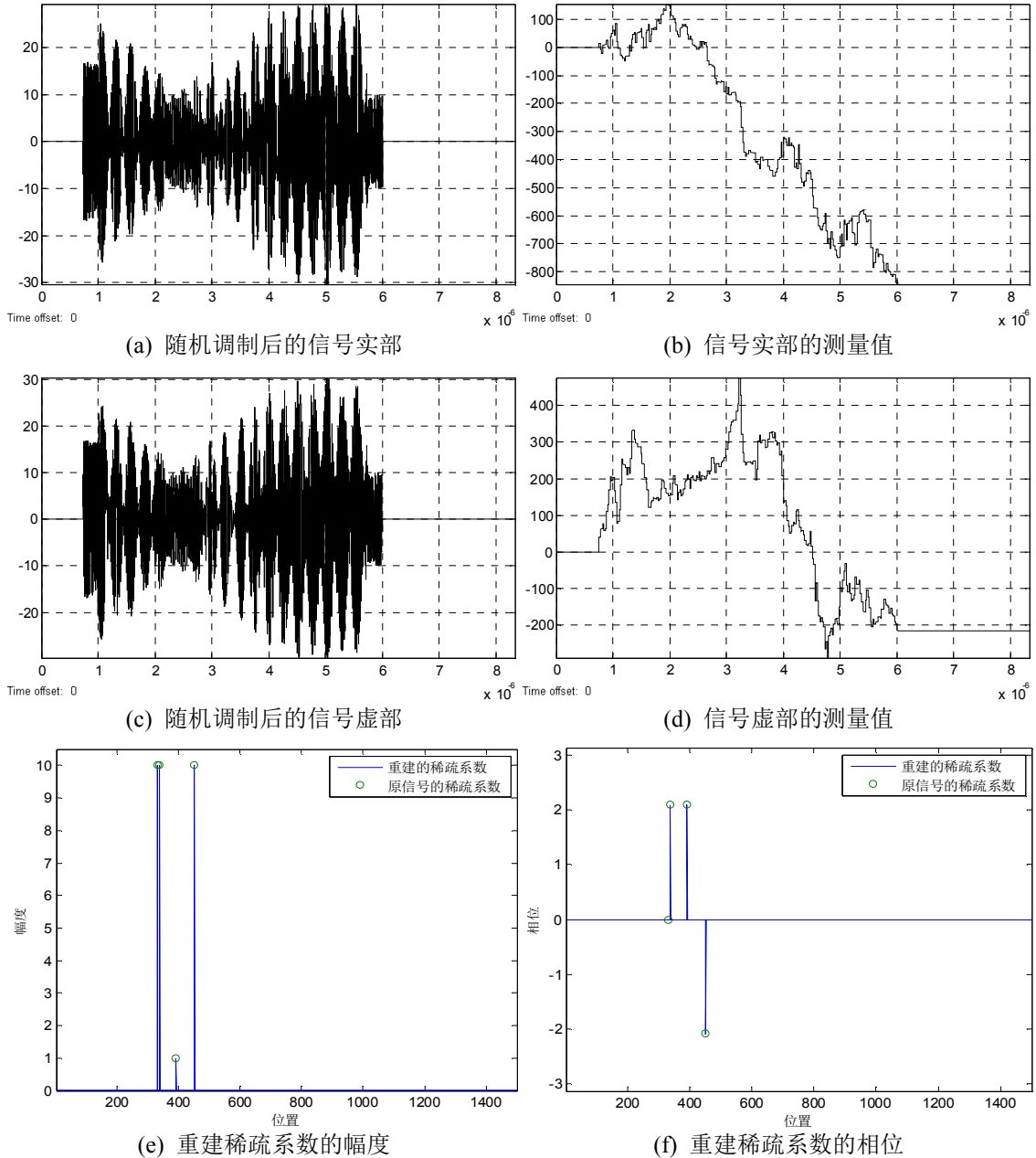


图 4-6 基于 Simulink 的数字 AIC 仿真框图

实验中根据图 4-2 所示的数字化 AIC 的系统框图,构造了如图 4-6 所示的基于 Simulink

的 AIC 仿真系统。仿真系统选用累加器作为 AIC 中的低通滤波器,利用抽取器实现降采样。仿真系统的输入数据与上一个实验相同。

仿真系统中 Scope4 和 Scope1 显示的随机调制后信号的实部与虚部如图 4-7 (a)和图 4-7(c)所示。仿真系统中的 Scope3 和 Scope 显示了调制后的信号经过累加器和抽取器后的信号测量值,如图 4-7 (b)和图 4-7(d)所示。将信号的稀疏基 Ψ 逐列地通过 AIC 系统可以得到重建矩阵 Θ , 将 Θ 应用到重建算法即可由测量值恢复出如图 4-7 (e)和图 4-7 (f)所示的信号稀疏系数。从图中可以看出,稀疏系数的幅度和相位都得到了良好的重建。尽管这次实验采用的是数字形式的 AIC, 而且随机加权序列也与上一个实验不一样,但是从图 4-7(g)和图 4-7(h)可以看出两次实验的重建结果在幅度和相位上的差异都很小。



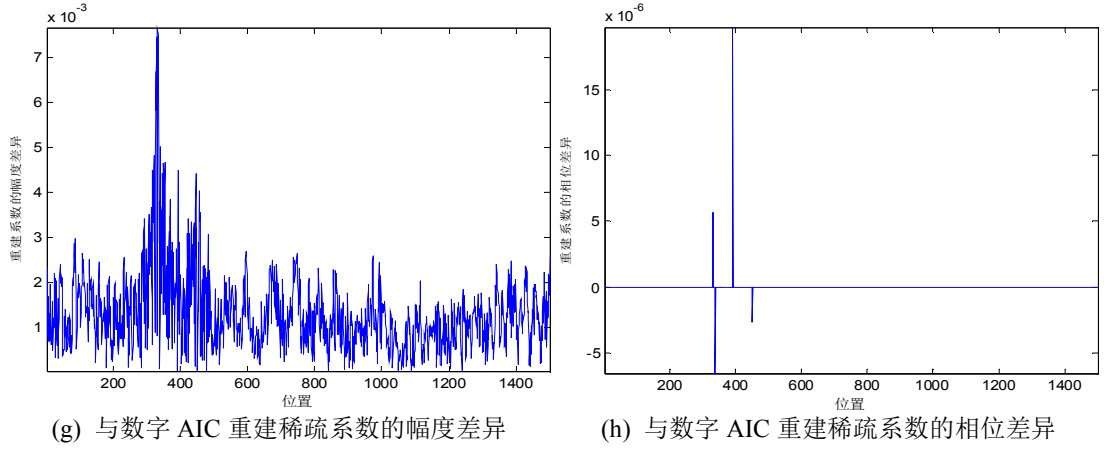


图 4-7 数字 AIC 的 Simulink 仿真结果

3. 基于 Matlab 的 AIC 仿真

根据 4.3.2 节的方法构建了与图 4-1 所示 AIC 测量系统相对应的测量矩阵 $\Phi = \mathbf{DHP}$ ，其中的 \mathbf{H} 为元素全为 1 的下三角矩阵。 Φ 与离散化的稀疏矩阵 Ψ 一起构造重建矩阵 Θ ，即可用于重建算法中。

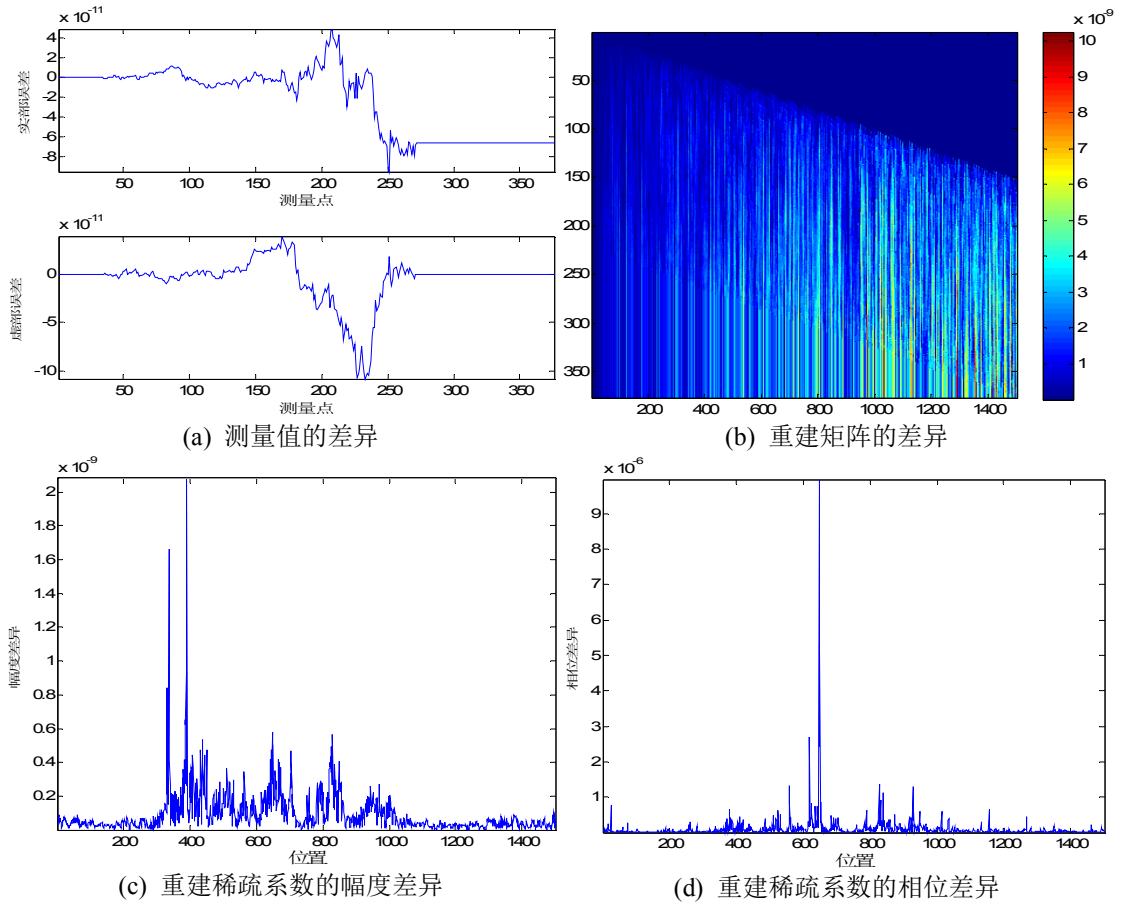


图 4-8 基于 Simulink 和 Matlab 代码仿真效果的比较

基于 Matlab 代码的仿真模型同样对上面实验中的输入信号进行压缩感知测量和重建，使用了与模拟 AIC 仿真实验中相同的随机加权序列。所得到的结果与上面的实验结果相同，两者之间的差异如图 4-8 所示。由于采用了相同的随机加权序列，所以两种方法得到的测量值的差异非常小，如图 4-8 (a)所示，两种方法构建的重建矩阵 Θ 的差异如图 4-8 (b)所示，重建的稀疏系数在幅度和相位上的差异如图 4-8 (c)、(d)所示。

由图 4-8 的对比可以看出基于 Matlab 和基于 Simulink 的仿真模型在处理效果上没有差异。基于 Simulink 的仿真模型贴近于硬件实现，但需要人工干预，不便于重复性的实验，因此后面主要采用基于 Matlab 代码的仿真模型对 AIC 测量系统的性能进行研究。

4.3.3.2 随机测量矩阵与 AIC 性能比较

。因为雷达信号和雷达图像都是复数形式的，所以本节将通过实验比较高斯随机矩阵、伯努利随机矩阵和 AIC 这三种测量算子在复数域中的性能。由于是在复数域内比较算法的性能，所以除了要比对重建信号的幅度精度外，还要比较相位精度。

通常幅度精度是用参数信噪比来衡量的。但是由于稀疏信号中非零系数占的比重小，能量低，这会导致当原信号的得到很好的重建时，重建信号中的噪声能量仍然能够与信号能量相比拟，甚至超过信号的能量，此时的信噪比将会很差。因此传统的信噪比不能很好地反映重建信号的质量，因此论文定义了局部信噪比作为评价重建信号幅度精度的参数。局部信噪比就是仅考虑信号中非零系数处的噪声对信号的干扰，出现在零系数处的噪声则不加以考虑。基于同样的原因，在比较相位精度时，也是只考虑非零系数处的平均相位误差，即用局部相位误差来评价重建信号的相位精度。对于形如 $x(t) = \sum_{k=1}^K x(t_k) \delta(t - t_k)$ 的稀疏

信号的重建质量评价，其局部信噪比 $LSNR$ 和局部相位误差 $LPER$ 的计算公式分别为

$$LSNR = \frac{\sum_{k=1}^K |x(t_k)|^2}{\sum_{k=1}^K |n(t_k)|^2} \quad (4.20)$$

$$LPER = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \{ \angle[x(t_k)] - \angle[n(t_k)] \} \quad (4.21)$$

实验中分别使用高斯随机矩阵、伯努利随机矩阵和 AIC 测量系统对相同的稀疏信号进行测量，并利用相同的算法重建信号的稀疏系数，最后通过计算重建稀疏系数的信噪比和平均相位误差来比较这三种测量方法的性能。实验使用随机生成的稀疏度为 4 的 3751 点

雷达回波仿真数据，在不同的降采样率下分别重复了 100 次，实验结果的平均值如图 4-9 所示。

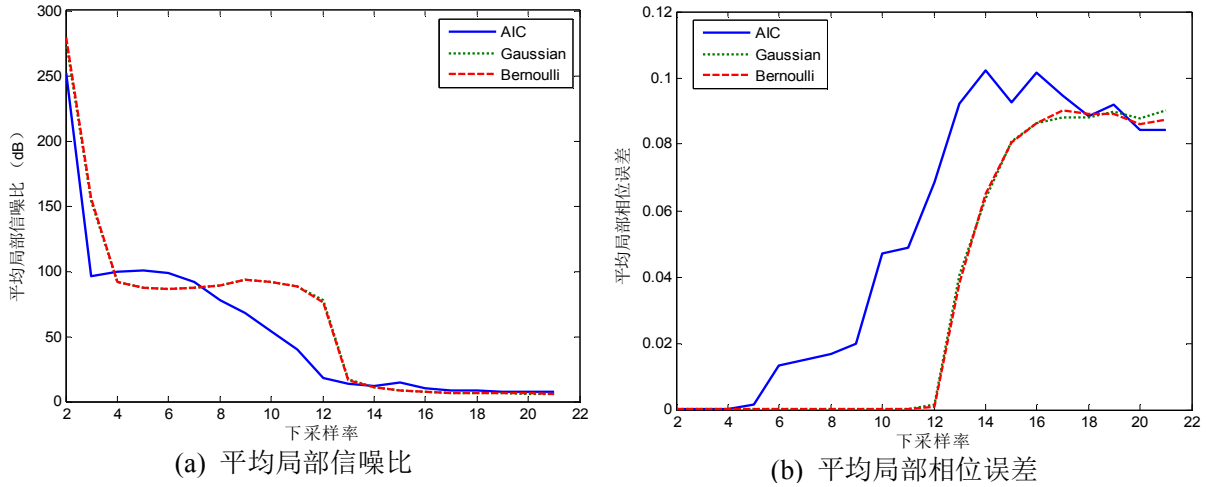


图 4-9 随机测量矩阵与 AIC 的性能比较

由图 4-9 可以看出，在降采样率小于 12 时，由各个测量矩阵得到的数据重建后的质量良好，能够很好地重建稀疏系数的幅度和相位，但是当降采样率大于 12 时，重建的质量就急剧恶化。这是由于当降采样率大于 12 时，三种测量矩阵 Φ 都无法保证重建矩阵 Θ 满足 RIP 条件，从而导致稀疏系数重建失败。由于 AIC 测量系统在对信号的测量是实时进行的，这种工作机制会导致其获取的信号信息中测量时序后段的信息要少于测量时序后段的信息。这种信息采样的不均匀性导致 AIC 测量系统的性能相对于其它两种随机测量矩阵要差一些，但是在降采样率小于 12 时，其重建信号的平均信噪比在 20dB 以上，平均相位误差低于 0.06 弧度。通过后面的成像处理实验证明这些指标可以满足成像应用需求。

4.4 重建算法

从压缩感知测量值中恢复信号的稀疏系数就是求解最优化问题(4.4)。由于随着维数的增加，寻找最小 l_0 范数是难解的问题，并且它对噪声过于灵敏，于是相关研究人员提出了一系列求得次最优解的算法，主要包括最小 l_1 范数算法^[132-135]、稀疏贝叶斯算法^[136-138]

(Sparse Bayesian Learning, SBL) 和平滑 l_0 算法^[139, 140] (Smoothed l_0 , SL0)。

4.4.1 最小 l_1 范数算法

最小 l_1 范数算法的思想是基于对于大规模方程组而言最小 l_1 范数解也是 l_0 范数解的经

验。将最优化问题(4.4)中的 l_0 范数转化为 l_1 范数进行求解，得到如下问题

$$\min_{\alpha} \|\alpha\|_{l_1} \quad s.t. \quad y = \Theta \alpha \quad (4.22)$$

文献^[30, 31]证明了问题(4.22)与(4.4)是等价的，它是一个凸最优问题，可以转化为一个线性规划(Linear Programming, LP)问题加以求解，计算复杂度为 $O(N^3)$ ，这种方法也称为基追踪方法(Basis Pursuit, BP)^[132]。它需要最少的测度，但其高算法复杂性会影响到实际大规模应用。如果考虑重构误差，上述问题可以转换为如下最小 l_1 范数问题

$$\min_{\alpha} \|\alpha\|_{l_1} \quad s.t. \quad \|\Theta \alpha - y\|_{l_2} \leq \varepsilon \quad (4.23)$$

该问题可以利用梯度投影法(Gradient Projection for Sparse Reconstruction, GPSR)^[134]求解。问题(4.23)可以描述为：

$$\min_{\alpha} \frac{1}{2} \|y - \Theta \alpha\|_{l_2}^2 + \tau \|\alpha\|_{l_1} \quad (4.24)$$

式中， $\alpha \in \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R}^k$ ， Θ 是 $k \times n$ 矩阵， τ 是非负参数， $\|v\|_{l_2}$ 代表 v 的欧几里得范数，且 $\|v\|_{l_1} = \sum_i |v_i|$ 是 v 的 l_1 范数。该问题可看作是从观测值来估计 α 的最大后验概率的一个标准。观测值可写成

$$y = \Theta \alpha + n \quad (4.25)$$

其中， n 是方差为 σ^2 的高斯白噪声。

GPSR 算法不需要明确计算 Θ ，而只需要计算 Θ 和 Θ^T 的内积。该算法每次迭代的搜索路径可以通过负梯度投影方向获得。

GPSR 关键的第一步是将公式(4.24)表示为二次方程，将变量 α 分成正的和负的两部分。引入矢量 u 和 v ，得到置换式

$$\alpha = u - v, u \geq 0, v \geq 0 \quad (4.26)$$

$u_i = (x_i)_+$ ， $v_i = (-x_i)_+$ ， $i = 1, 2, \dots, n$ 。其中， $(\bullet)_+$ 代表正部分操作因子，定义 $(\alpha)_+ = \max\{0, \alpha\}$ 。因此有， $\|\alpha\|_{l_1} = \mathbf{1}_n^T u + \mathbf{1}_n^T v$ ，其中 $\mathbf{1}_n = [1, 1, \dots, 1]^T$ 是包含 n 个1的矢量。于是公式(4.24)可进一步写成如下边界受限的二次方程(BCQP)：

$$\min_{u, v} \frac{1}{2} \|y - \mathbf{A}(u - v)\|_{l_2}^2 + \tau \mathbf{1}_n^T u + \tau \mathbf{1}_n^T v \quad (4.27)$$

其中 $u \geq 0, v \geq 0$ 。注意到，如果设置 $u \leftarrow u + s, v \leftarrow v + s$ ， $s \geq 0$ 是个偏移矢量，那么 l_2 范数不受影响。但是这个偏移增加了其他项 $2\tau \mathbf{1}_n^T s \geq 0$ 。为使得 $u_i = (x_i)_+$ ， $v_i = (-x_i)_+$ ，对所有 $i = 1, 2, \dots, n$ 成立，公式(4.27)的解为 $u_i = 0$ 或者 $v_i = 0$ 。将公式(4.24)再次写成更标准的 BCQP 形式为：

$$\min_z c^T z + \frac{1}{2} z^T \mathbf{B} z \equiv F(z), \quad z \geq 0 \quad (4.28)$$

式中， $z = \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix}$, $b = \mathbf{A}^T y$, $c = \tau \mathbf{1}_{2n} + \begin{bmatrix} -b \\ b \end{bmatrix}$ ，且

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{A} & -\mathbf{A}^T \mathbf{A} \\ -\mathbf{A}^T \mathbf{A} & \mathbf{A}^T \mathbf{A} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

再讨论一下 BCQP 的维数问题。问题(4.28)的维数是问题的两倍， $\alpha \in \mathbb{R}^n$ ，而 $z \in \mathbb{R}^{2n}$ 。但是，维数的增加对求解过程影响不大。由于矩阵 \mathbf{B} 具有公式(4.29)的结构，所以有关的运算可以简单化。考虑

$$\mathbf{B}z = \mathbf{B} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{A}(u - v) \\ -\mathbf{A}^T \mathbf{A}(u - v) \end{bmatrix},$$

显然， $\mathbf{B}z$ 可通过先计算矢量差 $u - v$ ，后乘以 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}^T 完成。

由于公式(4.28)中目标函数的梯度为 $\nabla F(z) = c + \mathbf{B}z$ ，所以 $\nabla F(z)$ 的计算需要乘以 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}^T 。至于 c 的计算，由 $b = \mathbf{A}^T y$ 决定，在算法开始时完成。至于公式(4.28)的求解，考虑第 k 次到第 $k+1$ 次迭代的过程。先求解标量参数 $\eta^k > 0$ ，且设置

$$w^k = (z^k - \eta^k \nabla F(z^k))_+ \quad (4.30)$$

接着选择第二个标量 $\lambda^k \in [0, 1]$ ，且设置

$$z^{k+1} = z^k + \lambda^k (w^k - z^k) \quad (4.31)$$

η^k 和 λ^k 的选取过程如下：

在迭代 z^k 中，沿着负梯度 $-\nabla F(z^k)$ 搜索，定义矢量 g^k 为：

$$g_i^k = \begin{cases} (\nabla F(z^k))_i, & z_i^k > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

选择初始猜测值为 $\eta^0 = \arg \min_{\eta} F(z^k - \eta g^k)$ ，也可精确计算得到公式为，

$$\eta^0 = \frac{(g^k)^T g^k}{(g^k)^T B g^k} \quad (4.32)$$

为防止 η^0 不会太小或太大，将它限制在间隔 $[\eta_{\min}, \eta_{\max}]$ 内。

根据上面的讨论，完整的 GPSR 算法流程如下：

- (1) 初始化 z^0 ，选择参数 $\beta \in (0,1), u \in (0,1/2)$ ，设置 $k=0$ ；
- (2) 利用公式(4.32)计算 η^0 ，通过取中值 $\text{mid}(\eta_{\min}, \eta^0, \eta_{\max})$ 确保 η^0 在间隔 $[\eta_{\min}, \eta_{\max}]$ 内；
- (3) 每次迭代将 η^k 取代序列 $\eta^0, \beta\eta^0, \beta^2\eta^0, \dots$ 中的第一个元素，以满足

$$F((z^k - \eta^k \nabla F(z^k))_+) \leq F(z^k) - u \nabla F(z^k)^T (z^k - (z^k - \eta^k \nabla F(z^k))_+),$$

$$\text{且设置 } z^{k+1} = (z^k - \eta^k \nabla F(z^k))_+$$

- (4) 判断 z^{k+1} 是否满足要求，满足终止迭代；否则， $k \leftarrow k+1$ ，返回第 (2) 步。

4.4.2 稀疏贝叶斯算法

稀疏贝叶斯算法认为信号的表示系数是相互独立的，并且服从分布参数不同的同一种分布族(如高斯分布)，并可以利用分布参数来控制解的稀疏性^[136-138]。

对于如公式(4.25)所示的含有高斯白噪声的观测值，稀疏贝叶斯算法将其中的稀疏系数 α 的先验分布取为高斯分布

$$p_{\alpha}(\alpha, \gamma) = \prod_{i=0}^{N-1} (\pi \gamma_i)^{-1} \exp\left(-\frac{\alpha_i^* \alpha_i}{\gamma_i}\right) \quad (4.33)$$

式中， $\gamma = [\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{N-1}]^T \in R^N$ 为控制 α 先验方差的超参数矢量。

同时假设复高斯白噪声矢量 \mathbf{n} 的方差为 σ^2 ，则其概率分布为

$$p_{\mathbf{n}}(\mathbf{n}) = k_{\mathbf{n}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{n}\|_{l_2}^2}{\sigma^2}\right) \quad (4.34)$$

式中， $k_{\mathbf{n}}$ 为归一化系数。

若 α 的高斯似然分布为

$$p_{\mathbf{y}|\mathbf{a}} = (\pi\sigma^2)^{-N} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{\Theta}\mathbf{a}\|_{l_2}^2}{\sigma^2}\right) \quad (4.35)$$

那么 \mathbf{a} 的后验概率分布为

$$p_{\mathbf{a}|\mathbf{y}}(\mathbf{a}|\mathbf{y};\boldsymbol{\gamma}) = p_{\mathbf{y}|\mathbf{a}}(\mathbf{y}|\mathbf{a})p_{\mathbf{a}}(\mathbf{a};\boldsymbol{\gamma}) \sim N(\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{a}}, \boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{a}}) \quad (4.36)$$

式中, 协方差矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{a}} = (\boldsymbol{\Gamma}^{-1} + \sigma^{-2}\mathbf{\Theta}^H\mathbf{\Theta})^{-1}$, $\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag}(\boldsymbol{\gamma})$;

均值矢量 $\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{a}} = \sigma^2\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{a}}\mathbf{\Theta}^H\mathbf{y}$ 。

如果能够由观测数据确定稀疏先验分布式(4.35)中的超参数矢量 $\boldsymbol{\gamma}$, 则可以由贝叶斯方法求出 \mathbf{a} 的最大后验概率估计

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{a}} \\ &= (\sigma^2\boldsymbol{\Gamma}^{-1} + \mathbf{\Theta}^H\mathbf{\Theta})^{-1}\mathbf{\Theta}^H\mathbf{y} \end{aligned} \quad (4.37)$$

由公式(4.37)可以看出, 观测噪声方差 σ^2 为正则化参数。

以超参数矢量 $\boldsymbol{\gamma}$ 为未知参数的观测数据概率分布为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{y};\boldsymbol{\gamma}) &= \int p_{\mathbf{a}|\mathbf{y}}(\mathbf{a}|\mathbf{y};\boldsymbol{\gamma})d\mathbf{a} \\ &= k|\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{y}}|^{-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2}\mathbf{y}^H\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{y}}^{-1}\mathbf{y}\right) \end{aligned} \quad (4.38)$$

式中, 常数 $k > 0$;

观测信号矢量 \mathbf{y} 的协方差矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{y}} = \sigma^2\mathbf{I} + \mathbf{\Theta}\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{\Theta}^H$ 。

利用最大似然估计求解超参数矢量 $\boldsymbol{\gamma}$ 等价于最小化函数 $-\log p(\mathbf{y};\boldsymbol{\gamma})$, 于是得 SBL 方法的代价函数为

$$L(\boldsymbol{\gamma}) = \log|\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{y}}| + \mathbf{s}^H\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{y}}^{-1}\mathbf{y} \quad (4.39)$$

用 EM 算法求解公式(4.39)得超参数迭代和噪声方差估计迭代为

$$\begin{aligned} \gamma_i^{(k+1)} &= |\mu_i^{(k)}|^2 + [\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{a}^{(k)}}]_{i,i} \\ &= |\alpha_i^{(k)}|^2 + [(\boldsymbol{\Gamma}_{\mathbf{k}}^{-1} + \sigma^{-2}\mathbf{\Theta}^H\mathbf{\Theta})^{-1}]_{i,i} \quad i = 0 \sim M-1 \end{aligned} \quad (4.40)$$

$$(\sigma^2)^{(k+1)} = \frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{\Theta}\mathbf{a}^{(k)}\|_{l_2}^2}{N - \sum_{i=0}^{M-1} \gamma_i^{(k)}} \quad (4.41)$$

在实际应用中, 公式(4.40)的收敛速度较慢。可以对 $L(\boldsymbol{\gamma})$ 求导并令导数等于零, 得方

程 $dL(\gamma)/d\gamma = 0$ ，求解方程得收敛更快的超参数迭代为

$$\begin{aligned}\gamma_i^{(k+1)} &= \frac{|\mu_i^{(k)}|^2}{1 - [\Sigma_{\mathbf{a}^{(k)}}]_{i,i} / \gamma_i^{(k)}} \\ &= \frac{|\alpha_i^{(k)}|^2}{1 - [(\Gamma_{\mathbf{k}}^{-1} + \sigma^{-2} \Theta^H \Theta)^{-1}]_{i,i} / \gamma_i^{(k)}}, \quad i = 1 \sim M-1\end{aligned}\quad (4.42)$$

4.4.3 平滑 l_0 算法

制约 l_0 范数问题求解的根源在于矢量的 l_0 范数是该矢量的不连续函数，于是 Mohimani 等人提出利用高斯函数族 $f_\sigma(\alpha) \triangleq \exp(-\alpha^2/2\sigma^2)$ 对这个不连续函数进行近似，并利用连续函数的最小化算法（如最速下降法）对其最小化，从而得到最小 l_0 范数解^[139, 140]。

考虑一个（单变量）函数族：

$$f_\sigma(\alpha) \triangleq \exp(-\alpha^2/2\sigma^2) \quad (4.43)$$

并注意到

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} f_\sigma(\alpha) = \begin{cases} 1; & \alpha = 0 \\ 0; & \alpha \neq 0 \end{cases} \quad (4.44)$$

或近似为

$$f_\sigma(s) \approx \begin{cases} 1; & |s| \ll \sigma \\ 0; & |s| \gg \sigma \end{cases} \quad (4.45)$$

于是定义

$$F_\sigma(\alpha) = \sum_{i=1}^m f_\sigma(\alpha_i) \quad (4.46)$$

由公式(4.44)和公式(4.45)可以很清楚看出对于小的 σ ，有 $\|\alpha\|_{l_0} \approx m - F_\sigma(\alpha)$ ，当 $\sigma \rightarrow 0$ 时近似趋向于相等。于是可以在一个非常小的 σ 情况下通过最大化 $F_\sigma(\alpha)$ （服从于 $\mathbf{y} = \Theta \mathbf{a}$ ）来寻找最小 l_0 范数解。注意到 σ 的值决定了函数 F_σ 的平滑度： σ 越大 F_σ 越平滑（但对 l_0 范数的近似越差）；而且 σ 越小 F_σ 的状态越接近 l_0 范数。

注意对于小的 σ ， F_σ 是高度不平滑的，而且有许多的局部最大值，这意味着不容易达到它的最大值。另一方面，对于大的 σ ， F_σ 更加平滑，而且包含更少的局部最大值，更容

易达到它的最大值。

SL0 算法思想是通过求 σ 递减序列下 F_σ 的最大值，从而逼近最小 l_0 范数解。在每次最大化算法中，初始值是前一个（更大的） σ 值下的 F_σ 最大值。如果逐步地降低 σ 的值，对每个 σ 最大化算法的初始解接近 F_σ 的实际最大解（这是由于 σ 及 F_σ 只有轻微的变化，因此新的 F_σ 的最大值可能接近于前一个 F_σ 的最大值），所以有望避开局部最大值的陷阱从而达到小 σ 值下 F_σ 的实际最大值，也即得到最小 l_0 范数解。

SL0 算法的流程如下所示：

（1）初始化：

1）令 $\mathbf{a}^{(0)} = \mathbf{\Theta}^+ \mathbf{y}$ ， $\mathbf{\Theta}^+$ 为 $\mathbf{\Theta}$ 的广义逆；

2）选择合适的 σ 递减序列 $[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_J]$ ，一般设 σ_1 为 $\max(|\alpha_i^{(0)}|)$ 的二至四倍， $\sigma_j = c\sigma_{j-1}$ ， $j \geq 2$ ，其中 c 通常选为 0.5 到 1。

（2）外部循环 $j=1 \sim J$

1）令 $\sigma = \sigma_j$ ；

2） $\mathbf{a} = \hat{\mathbf{a}}_{j-1}$ ；

3）内部循环 L 次， $l=1 \sim L$

a) $\delta \triangleq [\alpha_1 \exp(-\alpha_1^2/2\sigma^2), \alpha_2 \exp(-\alpha_2^2/2\sigma^2), \dots, \alpha_n \exp(-\alpha_n^2/2\sigma^2)]^T$ ，

b) $\mathbf{a} \leftarrow \mathbf{a} - \mu\delta$ ，其中 μ 为小的正常数，

c) $\mathbf{a} \leftarrow \mathbf{a} - \mathbf{\Theta}^T(\mathbf{\Theta}\mathbf{\Theta}^T)^{-1}(\mathbf{\Theta}\mathbf{a} - \mathbf{y})$ ，

4） $\hat{\mathbf{a}}_j = \mathbf{a}$

（3） $\hat{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{a}}_J$

4.4.4 重建算法性能比较

本节将通过一组实验比较以上三种重建算法在复数域中的性能。由于在对稀疏信号进行重建的过程中会引入噪声，如果噪声的幅度过大就会将信号中的微弱系数淹没，影响重

建质量。为此论文还引入了动态范围这个参数。重建信号的动态范围的定义为重建信号中噪声最大值的相对幅度。当信号系数的相对幅度在动态范围内，就不会被重建信号中的噪声所淹没。

实验中采用的时域稀疏信号 $x[n]$ 是稀疏度为 $K=10$ ，长度为 $N=512$ 的复随机信号，也即信号中除了 10 个点以外，其他点的值均为 0。复随机信号中非零点的位置在 1~512 内服从均匀分布，其模值服从标准正态分布，相位服从 $0 \sim 2\pi$ 内的均匀分布。

4.4.4.1 无噪声干扰情况下的重建算法性能对比实验

实验中先利用 100×512 的高斯随机矩阵对随机生成的信号 $x[n]$ 进行测量，得到长度为 100 的测量值 $y[n]$ ，然后分别使用 4.4 节中介绍的算法重建稀疏信号。实验在 Matlab2008b 环境下重复进行了 500 次，计算机的 CPU 为 Q6600@2.4GHz，内存为 4G。重建算法的代码分别为 CVX^[141]（最小 l_1 范数算法）、SBL^[142]（稀疏贝叶斯算法）和 SL0^[143]（平滑 l_0 算法）。

当对信号 $x[n]$ 进行测量时没有受到噪声干扰，三种重建算法的性能对比如表 4-1 所示。从表中可以看出，SL0 算法的速度最快，CVX 算法的速度最慢。这可以从三种算法的原理中得到解释：SL0 算法只需要在初始化阶段计算重建矩阵的逆，此后迭代中的运算都是矩阵的乘法和加法运算；SBL 算法和 CVX 算法在每次迭代都需要计算矩阵的逆，这使得它们需要更多的运算时间；由于 CVX 算法无法直接处理复数数据，所以需要将输入的测量值和重建矩阵转换为实数形式才能处理，这等于将运算的规模增加了一倍，使得其重建速度变得更慢。

接下来比较三种算法的幅度精度。从表 4-1 可以看到，三种算法的平均信噪比都在 80dB 以上，CVX 算法和 SBL 算法的性能相近，都远高于 SL0 算法。如果仅考虑非零系数处的信噪比，则 SL0 算法的平均局部信噪比提高到与其他两种算法相同的水平，都达到了 170dB 左右。由信噪比和局部信噪比的均方根值可以看出 SL0 的重建质量比较稳定，波动比其他两种算法更小。

最后比较三种算法的相位精度。从表 4-1 可以看到，三种算法的平均局部相位误差都在 $1e-7$ 弧度以下，由相位误差的均方根值可以看出 SL0 的重建质量比较稳定，波动比其他两种算法小一些。

注意到 SBL 算法的信噪比的均值与均方根和局部信噪比的相同,这说明在重建过程中 SBL 算法能够在正确的位置重建稀疏系数,仅在幅度和相位上会产生误差;而 CVX 和 SL0 算法则会其他位置产生噪声。这也可以从三种算法的平均动态范围上得到反映。

表 4-1 无噪声干扰情况下的重建算法性能对比

重建算法	CVX	SBL	SL0
平均重建时间(s)	5.5505	0.4202	0.0590
平均信噪比(dB)	159.3706	169.3788	81.2487
信噪比均方根(dB)	5.3958	9.8109	2.1969
平均局部信噪比(dB)	171.2759	169.3788	178.5832
局部信噪比均方根(dB)	6.6399	9.8109	3.8884
平均动态范围(dB)	187.1267	∞	122.1025
动态范围均方根(dB)	7.2539	/	2.6275
平均局部相位误差(rad)	0.1035e-7	0.1118e-7	0.0505e-7
局部相位误差均方根(rad)	0.5171e-7	0.5860e-7	0.1399e-7

4.4.4.2 噪声背景下的重建算法性能对比实验

为了考察噪声对重建算法性能的影响,在输入信号 $x[n]$ 的信噪比为 5dB~45dB 下将实验重复 500 次,得到不同输入信噪比对重建算法性能的影响如图 4-10、图 4-12 和图 4-11 所示。从图中可以看出重建信号的重建质量与输入信噪比成线性关系,当输入信噪比大于 20dB 时,重建信号的质量能够满足雷达成像的要求。

从这三幅图还可以看出 CVX 的信号重建质量随着输入信噪比的增加改善缓慢,但其重建信号的动态范围大,有利于弱小目标的重建。SL0 算法的重建质量随着输入信噪比的增加提高快,不过动态范围小,重建过程中容易淹没弱小目标。而 SBL 算法的性能介于其它两种算法之间。

输入信噪比为 20dB 情况下,三种重建算法的性能表现如表 4-2 所示。从表中可以看出,由于噪声的干扰,使得三种算法的性能下降明显。此外 CVX 和 SBL 的重建时间比无噪声情况下有所增加,特别是 SBL 算法的增加幅度最大,而 SL0 算法的速度则没有变化。

通过上面的实验可以看出,SL0 算法在具有重建速度快,重建质量好的优点,在大数据量的雷达成像应用中具有优势。此外通过调节算法中的参数还能够提高 SL0 算法抗噪声

干扰的能力，所以该算法适合作为压缩感知雷达成像算法中的重建算法。

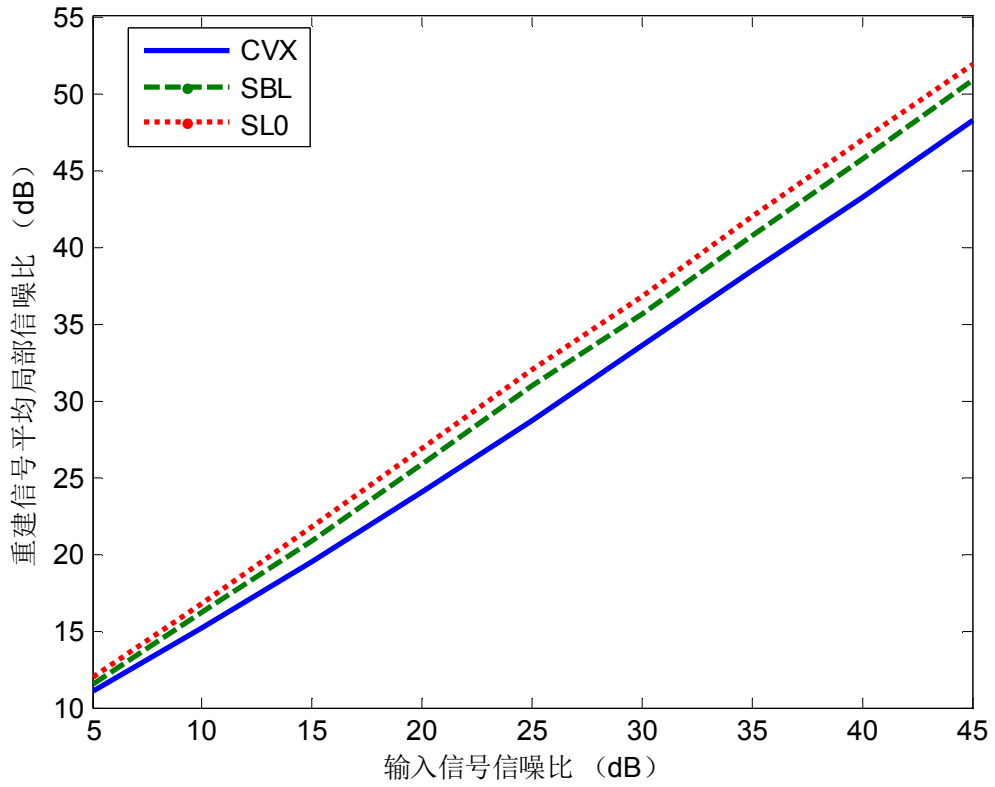


图 4-10 不同输入信噪比下重建算法的幅度精度对比

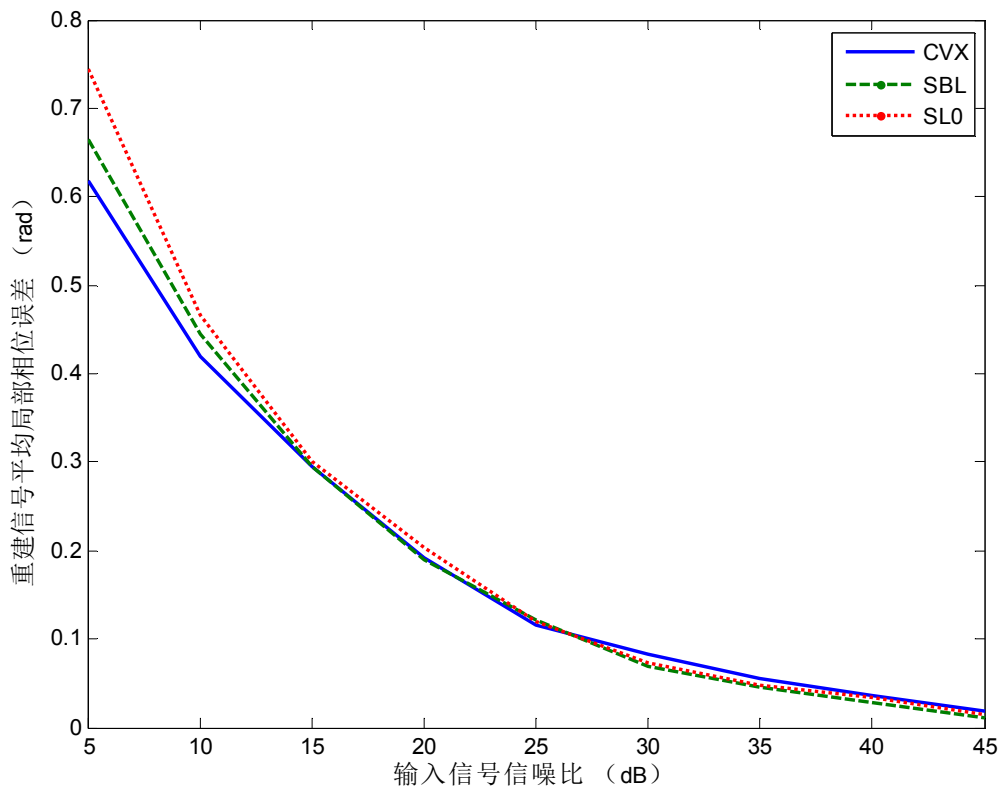


图 4-11 不同输入信噪比下重建算法的相位精度对比

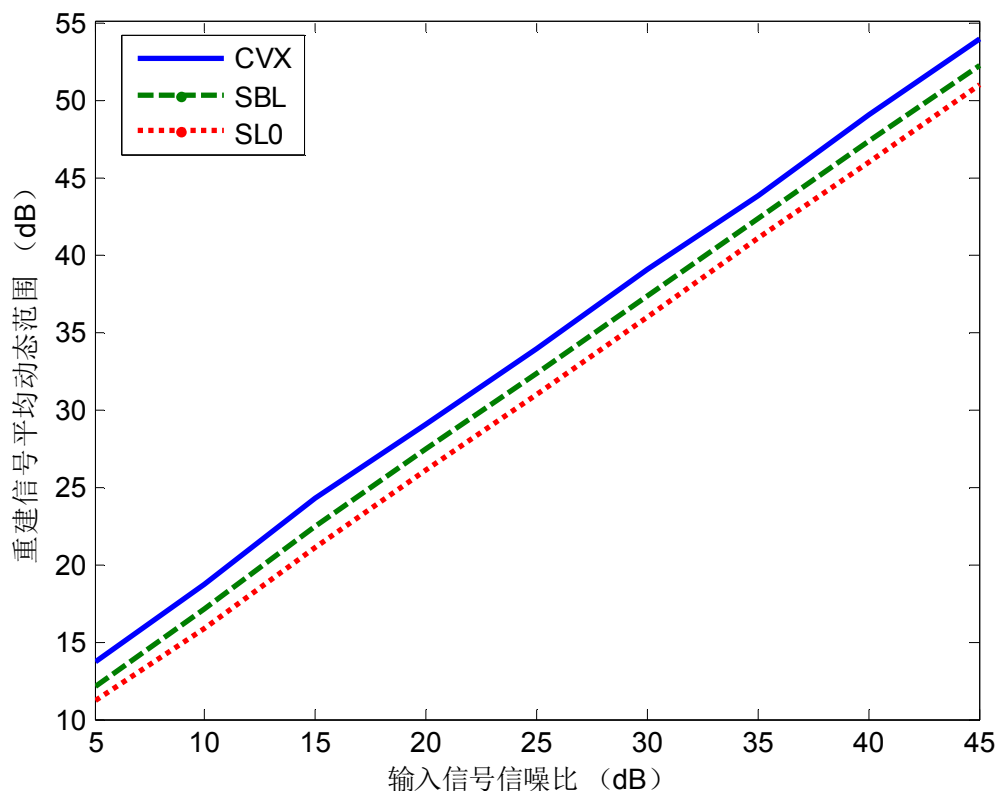


图 4-12 不同输入信噪比下重建算法的动态范围对比

表 4-2 输入信噪比为 20dB 情况下的重建算法性能对比

重建算法	CVX	SBL	SL0
平均重建时间(s)	6.5686	1.6299	0.0586
平均信噪比(dB)	8.2175	9.1849	9.2048
信噪比均方根(dB)	0.9055	0.9470	0.8931
平均局部信噪比(dB)	23.9835	25.8116	26.9058
局部信噪比均方根(dB)	2.0197	1.9361	1.8097
平均动态范围(dB)	29.0547	27.4617	26.1075
动态范围均方根(dB)	1.9618	1.8766	1.7240
平均局部相位误差(rad)	0.1961	0.1937	0.1927
局部相位误差均方根(rad)	0.2430	0.2366	0.2454

4.5 本章小结

本章首先介绍了压缩感知的基本理论。然后介绍了高斯随机矩阵、伯努利随机矩阵和

AIC测量系统等三种常用的测量矩阵,重点介绍了具有实时测量能力的AIC测量系统及其实现方案,通过仿真程序比较了这三种测量矩阵在复数信号处理的能力。最后介绍了三种常用的稀疏系数重建算法,通过比较对复数稀疏信号的重建能力,选择了速度快、性能好的SL0算法作为后面压缩感知雷达成像算法中的重建算法。

第5章 基于压缩感知的雷达成像

5.1 引言

本章首先分析了一维雷达回波的稀疏性，在此基础上提出了具有保相性的压缩感知距离压缩算法。由于压缩感知脉冲压缩算法能够在重建的雷达一维距离像中保留散射点的相位信息，这个相位信息反映了信号在雷达与散射点间传播的历程，不仅可以用来进行雷达二维成像，也可以用于雷达三维成像。将压缩感知脉冲压缩算法与第 3 章 介绍的雷达成像方法相结合，可以得到如图 5-1 所示的压缩感知雷达成像框图。

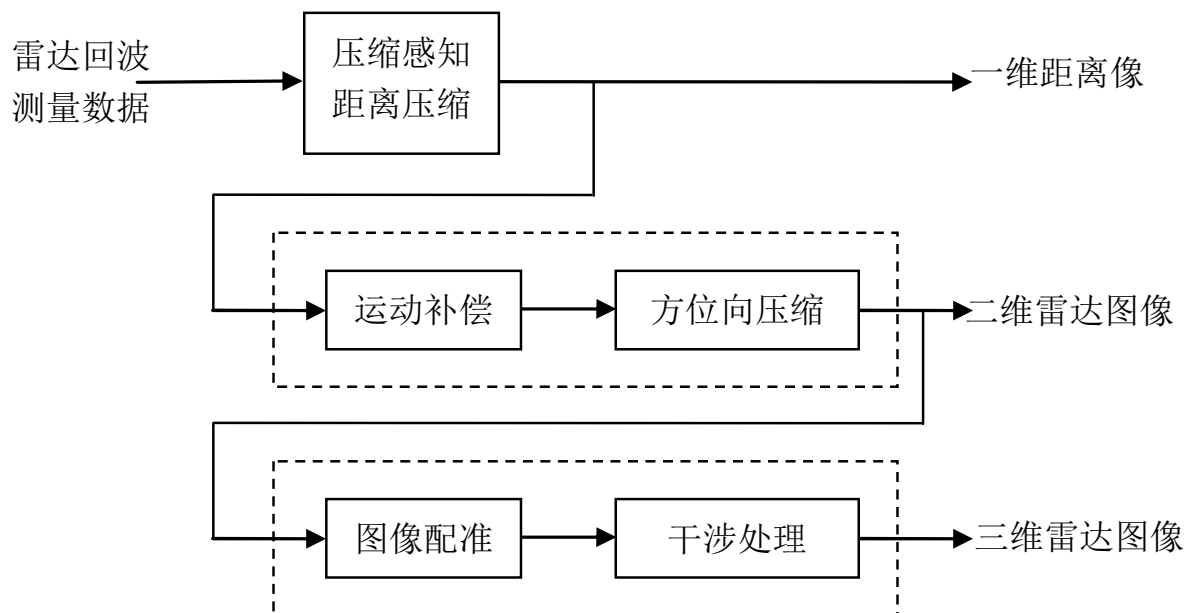


图 5-1 压缩感知雷达成像框图

本章将围绕图 5-1 所示的压缩感知雷达成像框图，阐述压缩感知雷达成像的实现流程，并通过对仿真和实测数据的处理来验证方法的有效性。

5.2 压缩感知在一维雷达成像中的应用

雷达通过发射宽频带信号获得距离向上的高分辨率，当其距离分辨单元长度小到亚米级时，从一般目标（如飞机等）接收到的已不再是“点”回波，而是沿着距离方向分布开的一维距离像。当目标尺寸远大于雷达信号的波长，即雷达工作在光学区时，则目标可用

散射点模型近似表示^[4, 34]。通常弱散射中心的回波信号对成像的贡献很小，因此回波信号可以近似看作强散射中心回波的叠加，那么雷达回波可以描述为

$$s_R(t) = \sum_n \sigma_n s_T(t - \frac{2r_n}{C}) + n_R(t) \quad (5.1)$$

其中， σ_n 为第 n 个强散射中心的后向散射系数；

$s_T(t)$ 为雷达发射的宽带波；

r_n 为第 n 个强散射中心与雷达间的距离；

$n_R(t)$ 为回波信号中由弱散射中心回波信号合成的等效加性噪声。

当目标的尺寸远小于雷达观测范围时，可以认为雷达回波在以 $s_T(t)$ 的时移张开的空间中是稀疏的。那么可以利用压缩感知对目标的一维距离像 (σ_n, r_n) 进行成像。

虽然一些学者提出了一维距离向的压缩感知成像算法^[75, 84, 85, 88, 91, 102, 103]，但他们都是基于公式(5.1)直接利用雷达发射信号来构建稀疏基。从公式(5.1)可以看出，这些算法能够对目标的一维距离像 (σ_n, r_n) 进行成像，但是获得的距离像只包含目标的散射系数信息，没有将雷达脉冲在传播过程中所得到的相位信息保留下来供后续的方位向处理使用。因而这种一维距离向的压缩感知成像算法无法在二维雷达成像和三维雷达成像中得到应用。

为了能够在重建一维距离像的过程中保留相位信息，需要通过对雷达回波信号在脉冲压缩距离过程中的数学模型进行分析，分别构建适用于匹配滤波模式和去斜模式下的雷达回波稀疏基，以形成具有保相性的压缩感知脉冲压缩算法。

5.2.1 匹配滤波模式下的压缩感知距离压缩算法^[144]

5.2.1.1 雷达回波基频信号的稀疏性

若记参考信号 $s_0(t) = \frac{\text{rect}(t / \tau_p)}{\tau_p} \exp(j\pi K t^2)$ ，则在考虑噪声的情况下，雷达回波基频信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_B(t) &= \sum_n \sigma_n s_0\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right) \exp\left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c}\right) + n_B(t) \\ &= \sum_n \alpha_n s_0\left(t - 2\frac{r_n}{c}\right) + n_B(t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

式中, $\alpha_n = \sigma_n \tau_p \exp(-j4\pi f_c r_n / c)$;

$n_B(t)$ 为回波基频信号中由弱散射中心回波信号合成的等效加性噪声。

回波基频信号 $s_B(t)$ 通过匹配滤波器后得到脉冲压缩信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_M(t) &= \sum_n \sigma_n \tau_p \operatorname{sinc} \left[B \left(t - 2 \frac{r_n}{c} \right) \right] \exp \left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c} \right) \\ &= \sum_n \alpha_n \operatorname{sinc} \left(t - 2 \frac{r_n}{c} \right) \exp \left(-j4\pi f_c \frac{r_n}{c} \right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

若仅考虑 sinc 函数峰值处的值, 匹配滤波的结果可以近似表示为

$$\begin{aligned} s_M(t) &\approx \sum_n \sigma_n \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{r_n}{c} \right) \delta \left(t - 2 \frac{r_n}{c} \right) \\ &= \sum_n \alpha_n \delta \left(t - 2 \frac{r_n}{c} \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

对比公式(5.2)和(5.4), 可以看出公式(5.2)中 $s_0(t - 2r_n/c)$ 相对于 $s_0(t)$ 的时移与公式(5.4)中 $\delta(t - 2r_n/c)$ 相对于 $\delta(t)$ 的时移是一致的, 而且两者的系数在幅度和相位上完全相同。因此目标的回波基频信号 $s_B(t)$ 可以表示为以信号 $s_0(t)$ 的时延序列张成的空间中的某些点, $s_B(t)$ 在该空间中具有稀疏表示, 而这个稀疏表示就是目标的回波基频信号 $s_B(t)$ 的匹配滤波输出。

5.2.1.2 基于压缩感知的匹配滤波算法

假设雷达系统在观测区间 $[r_0, r_1]$ 中距离向的分辨率为 ρ_r , 则观测区间可以分为 $M = (r_1 - r_0) / \rho_r$ 个距离单元, 位于其中的目标散射中心可以用一维向量 \mathbf{a} 表示:

$$\mathbf{a}^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_m \quad \cdots \quad \alpha_{M-1} \quad \alpha_M]_{1 \times M} \quad (5.5)$$

式中, $\alpha_m = \sigma_m \exp[-j4\pi f_0 r_m / c]$, σ_m 为位于 r_m 距离单元内的散射中心后向散射系数;

$$r_m = r_0 + m\rho_r, \quad m \in [0 : M-1];$$

当某个距离单元 m 内没有目标时, $\sigma_m = 0$, 也即 $\alpha_m = 0$ 。

若目标仅占观测区域中很小的一部分, 则 \mathbf{a} 中非零元素个数 K 远小于距离单元个数 M 。此时由目标反射的雷达回波信号将有稀疏表示。

将参考信号 $s_0(t)$ 延时，构建如下的匹配滤波稀疏基

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} s_0\left(t - 2\frac{r_0}{c}\right) & s_0\left(t - 2\frac{r_0 + \rho_r}{c}\right) & \cdots & s_0\left(t - 2\frac{r_0 + m\rho_r}{c}\right) & \cdots & s_0\left(t - 2\frac{r_1}{c}\right) \end{bmatrix}_{1 \times M} \quad (5.6)$$

那么在匹配滤波稀疏基下，回波基频信号 $s_B(t)$ 可以描述为

$$s_B(t) = \mathbf{\Psi}\mathbf{a} + n_B(t) \quad (5.7)$$

回波基频信号 $s_B(t)$ 经过采样间隔为 T_s 的 A/D 离散化后，公式(5.7)可以表示为

$$\mathbf{s}_B(n) = \mathbf{\Psi}\mathbf{a} + \mathbf{n}_B(n) \quad (5.8)$$

式中，

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1(d)_{D \times 1} & \mathbf{0}_{L \times 1} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{s}_1(d)_{D \times 1} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{s}_1(d)_{D \times 1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{s}_1(d)_{D \times 1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0}_{L \times 1} & \mathbf{s}_1(d)_{D \times 1} \end{bmatrix}_{N \times M};$$

$\mathbf{s}_1(d)_{D \times 1}$ 为将信号 $s_0(t - 2r_0/c)$ 以频率 $f_s = 1/T_s$ 采样后得到的离散序列， $D = \tau_p/T_s$ ；

$K = \rho_r / (C \cdot T_s)$ ；

$N = D + K \cdot (M - 1)$ 。

应用压缩感知理论，由回波基频信号 $\mathbf{s}_B(n)$ 的观测值估计 \mathbf{a} 的问题可以描述为

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{a}\|_{l_p} \quad s.t. \quad \|\Phi \mathbf{s}_B - \Phi \mathbf{\Psi} \mathbf{a}\|_2 \leq \varepsilon \quad (5.9)$$

其中 Φ 为测量矩阵， ε 由噪声 $n_B(t)$ 决定。

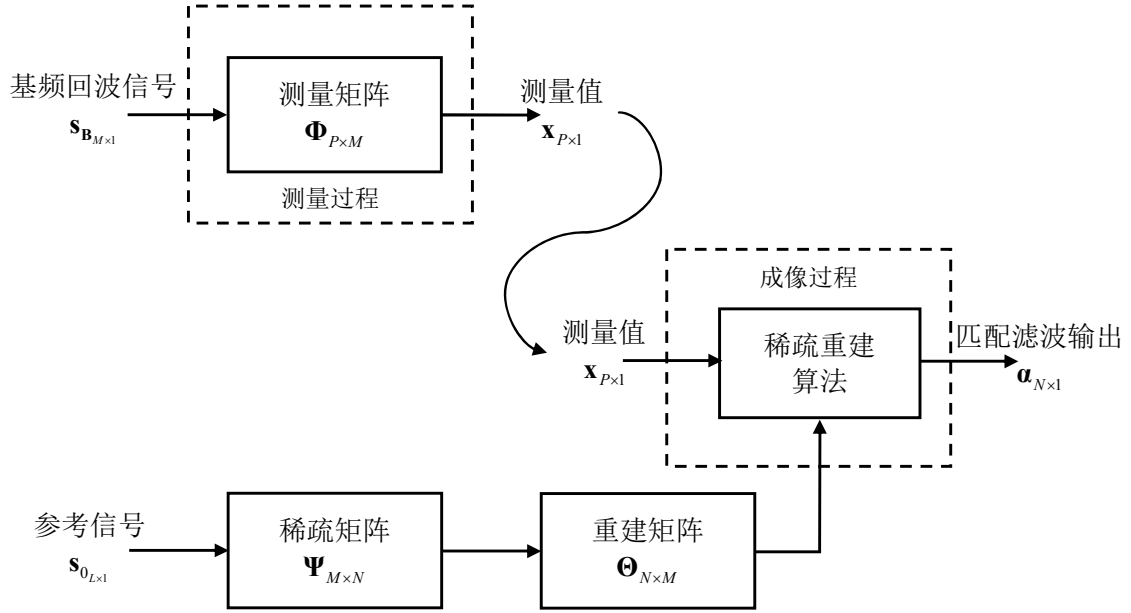


图 5-2 压缩感知匹配滤波算法流程图

综上所述，压缩感知匹配滤波算法的流程如图 5-2所示。算法流程由测量过程和成像过程两部分构成。在测量过程中，长度为 M 的回波基频信号 $\mathbf{s}_B(n)$ 经过 $P \times M$ 的随机测量矩阵 $\Phi_{P \times M}$ 后，得到长度为 P 的测量值 $\mathbf{x}(n)$ 。测量过程中对回波数据的压缩率为 $CR = M/P$ 。成像过程中，稀疏重建算法利用基于参考信号 \mathbf{s}_0 所构建的重建矩阵 $\Theta_{N \times M}$ ，从长度为 P 的测量值 $\mathbf{x}(n)$ 中将场景目标的稀疏表示恢复出来，从而得到压缩感知匹配滤波输出 \mathbf{a} 。

由公式(5.5)对 \mathbf{a} 的定义可知，在完成压缩感知匹配滤波后，重建了雷达信号在目标与雷达间传播所积累的相位信息与目标的后向散射系数信息。所以对获得的回波测量数据逐行完成距离压缩后，能够利用重建的相位信息，在方位向对获得的距离压缩数据进行处理就可以完成雷达成像。

5.2.2 去斜模式下的压缩感知距离压缩算法^[145]

5.2.2.1 雷达回波差频信号的稀疏性

在考虑噪声的情况下，若仅考虑 sinc 函数峰值处的值，则雷达回波的差频信号及其傅里叶变换可以近似为

$$s_{if}(t) = \sum_n \sigma_n \text{rect}\left(\frac{t - 2r_{\Delta n}/c}{\tau_p}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}K\left(t - \frac{2r_{ref}}{c}\right)R_{\Delta n}\right] \exp\left(-j\frac{4\pi}{c}f_c r_{\Delta n}\right) \exp\left[j4\pi K\left(\frac{r_{\Delta n}}{c}\right)^2\right] \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned}
 S_{if}(f) &= \sum_n \sigma_n \tau_p \operatorname{sinc} \left[\tau_p \left(f + 2K \frac{r_{\Delta_n}}{c} \right) \right] \exp \left\{ -j4\pi \left[f_c \frac{r_{\Delta_n}}{c} + K \left(\frac{r_{\Delta_n}}{c} \right)^2 + f \frac{r_{\Delta_n}}{c} \right] \right\} + n_{if}(f) \\
 &\approx \sum_n \alpha_n \delta \left[\tau_p \left(f + 2K \frac{r_{\Delta_n}}{c} \right) \right] \exp \left[j4\pi K \left(\frac{r_{\Delta_n}}{c} \right)^2 \right] + n_{if}(f)
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

式中, $\alpha_n = \sigma_n \tau_p \exp(-j4\pi f_c r_{\Delta_n} / c)$;

$n_{if}(f)$ 为回波差频信号中由弱散射中心回波信号合成的等效加性噪声频谱。

由公式(5.11)可以看出, 雷达回波信号在差频域中具有稀疏表示。那么可以通过对公式(5.10)所示的雷达回波差频信号进行压缩感知傅里叶变换, 得到保留相位信息的距离压缩结果。

5.2.2.2 基于压缩感知的去斜算法

类似压缩感知匹配滤波算法的情况, 假设雷达系统在观测区间 $[\Delta r_0, \Delta r_1]$ 中距离向的分辨率为 ρ_r , 则观测区间可以分为 $M = (\Delta r_1 - \Delta r_0) / \rho_r$ 个距离单元, 位于其中的目标散射中心可以用一维向量 \mathbf{a} 表示:

$$\mathbf{a}^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_m \quad \cdots \quad \alpha_{M-1} \quad \alpha_M]_{1 \times M} \tag{5.12}$$

式中, $\alpha_m = \sigma_m \exp[-j4\pi f_c \Delta r_m(\tau) / c]$, σ_m 为位于 Δr_m 距离单元内的散射中心后向散射系数;

$$\Delta r_m = \Delta r_0 + m\rho_r, \quad m \in [0 : M-1];$$

当某个距离单元 m 内没有目标时, $\sigma_m = 0$, 也即 $\alpha_m = 0$ 。

若目标仅占观测区域中很小的一部分面积, 则 \mathbf{a} 中非零元素个数 K 远小于距离单元个数 M 。

由于去斜后的雷达回波信号频谱与目标的一维距离像之间仅存在变换系数 $-c/2K$ 的差异, 那么公式(5.10)所示的雷达回波差频信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}_{if}(t) &= IFT[\mathbf{S}_{if}(f)] \\
 &= IFT[\mathbf{\beta}] + \mathbf{n}_{if}(t)
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

式中,

$$\boldsymbol{\beta}^T = \left[\alpha_1 \exp \left[j4\pi K \left(\frac{R_{\Delta_0}}{c} \right)^2 \right] \quad \alpha_2 \exp \left[j4\pi K \left(\frac{R_{\Delta_0} + \rho_r}{c} \right)^2 \right] \quad \cdots \quad \alpha_M \exp \left[j4\pi K \left(\frac{R_{\Delta_1}}{c} \right)^2 \right] \right]_{1 \times M}。$$

回波差频信号 $s_{if}(t)$ 经过采样间隔为 T_s 的 A/D 离散化后, 公式(5.13)变为

$$\mathbf{s}_{if}(n) = \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\beta} + \mathbf{n}_{if}(n) \quad (5.14)$$

式中, $\boldsymbol{\Psi} = IFFT(\mathbf{I}_M)$, \mathbf{I}_M 为 $M \times M$ 的单位矩阵。

应用压缩感知理论, 由回波基频信号 $\mathbf{s}_{if}(n)$ 的观测值估计 $\boldsymbol{\beta}$ 的问题可以描述为

$$\min_{\boldsymbol{\beta}} \|\boldsymbol{\beta}\|_{l_p} \quad s.t. \quad \|\boldsymbol{\Phi} \mathbf{s}_{if} - \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\beta}\|_2 \leq \varepsilon \quad (5.15)$$

其中 $\boldsymbol{\Phi}$ 为测量矩阵, ε 由噪声 $n_{if}(t)$ 决定。由于公式(5.15)中的稀疏基 $\boldsymbol{\Psi}$ 为傅里叶变换基, 而且观测信号 \mathbf{s}_{if} 与稀疏系数 $\boldsymbol{\beta}$ 之间存在傅里叶变换的关系。公式(5.15)所描述的问题相当于利用压缩感知方法计算 \mathbf{s}_{if} 的傅里叶变换, 所以将这个求解过程称为压缩感知傅里叶变换。

由于稀疏系数 $\boldsymbol{\beta}$ 与去斜输出 $\boldsymbol{\alpha}$ 之间在相位上有差异, 利用 $S'_c(f) = \exp(j\pi f^2/K)$ 去除 $\boldsymbol{\beta}$ 中的剩余相位后, 正确地去斜输出 $\boldsymbol{\alpha}$ 。

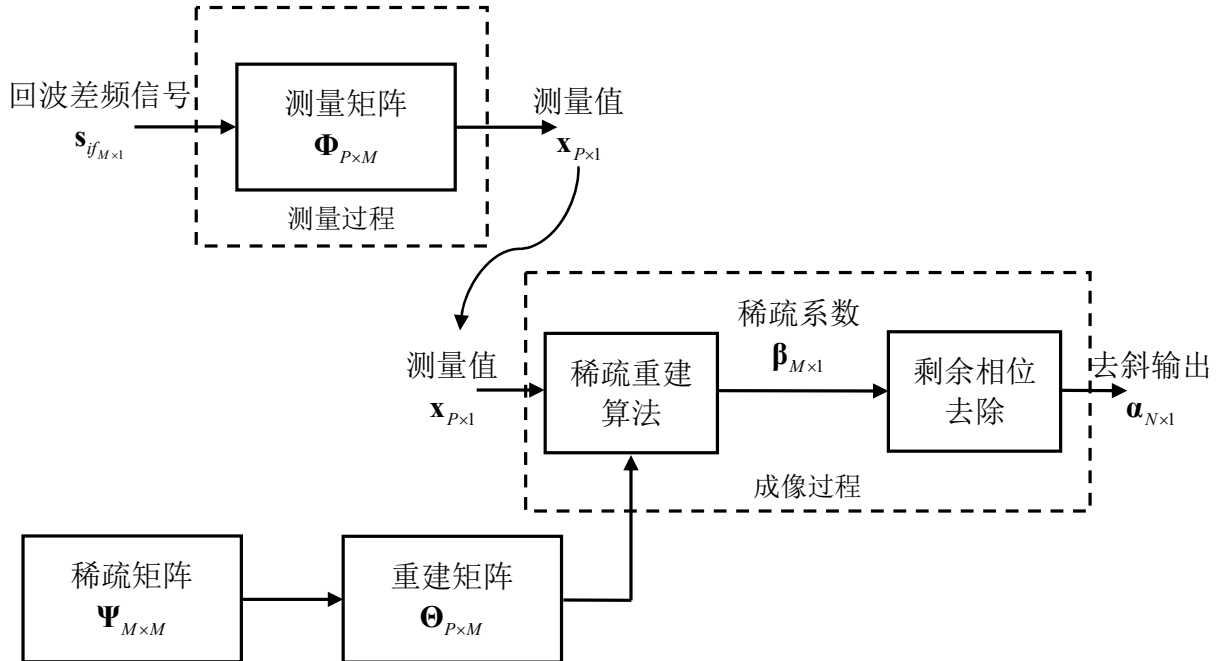


图 5-3 压缩感知去斜算法流程图

综上所述, 压缩感知去斜算法的流程如图 5-3 所示。算法流程由测量过程和成像过程两部分构成。在测量过程中, 长度为 M 的回波基频信号 $\mathbf{s}_{if}(n)$ 经过 $P \times M$ 的随机测量矩阵

$\Phi_{P \times M}$ 后, 得到长度为 P 的测量值 $\mathbf{x}(n)$ 。测量过程中对回波数据的压缩率为 $CR = M/P$ 。成像过程中, 稀疏重建算法利用傅里叶基 Ψ 和测量矩阵 Φ 所构建的重建矩阵 $\Theta_{P \times M}$, 从长度为 P 的测量值 $\mathbf{x}(n)$ 中将场景目标的稀疏表示 β 恢复出来, 然后去除 β 中的剩余相位从而得到压缩感知去斜输出 α 。

5.2.3 调频步进信号的处理

目前调频步进信号在高分辨率成像雷达中得到应用。尽管采用调频步进信号能够降低雷达系统对瞬时带宽的要求, 但无法解决高分辨率雷达成像系统对数据传输带宽的需求, 所以仍需要应用压缩感知理论来降低系统的数据率。

根据 2.2.3 节的讨论, 基于压缩感知的脉冲压缩算法可以通过如图 5-4 所示的子孔径处理方案应用到调频步进体制雷达成像系统中。调频步进信号的各个子脉冲回波首先分别进行压缩感知脉冲压缩, 然后将所得到的各个子频带的脉冲压缩结果在频域或时域上进行相干合成, 就可以得到一维距离像。相干合成方案对于使用匹配滤波方法和去斜方法进行脉冲压缩的雷达系统都适用。

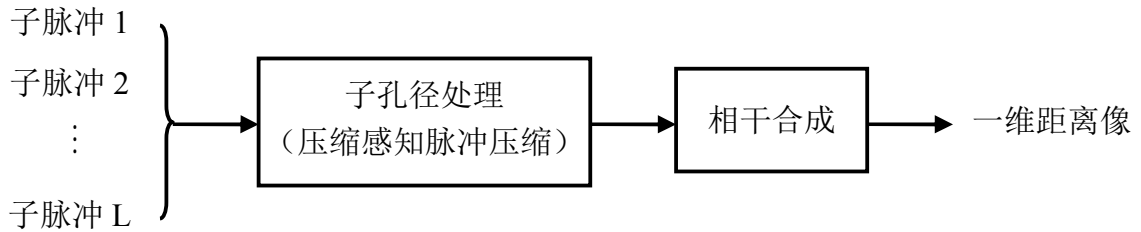


图 5-4 调频步进信号的子孔径压缩感知脉冲压缩方案

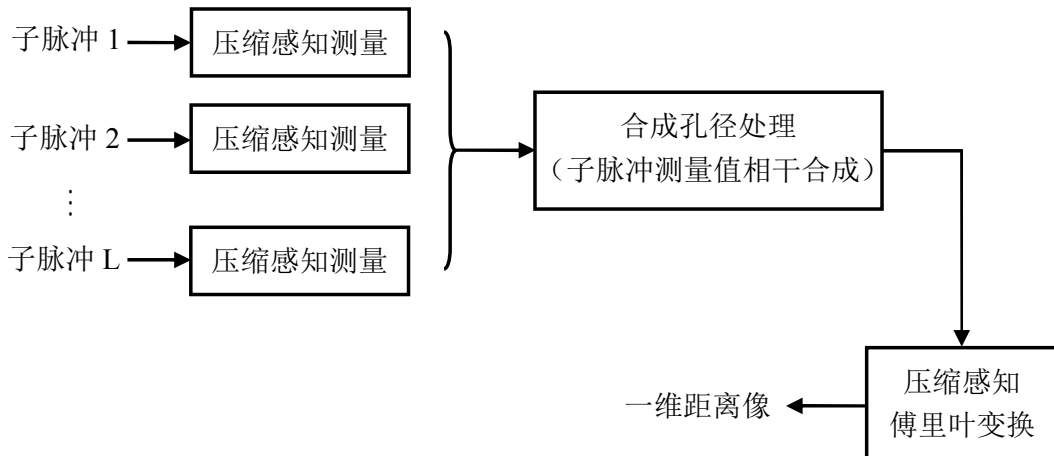


图 5-5 调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩方案

对于采用去斜方法进行脉冲压缩的调频步进信号，还可以采用如图 5-5 所示的合成孔径处理方案。调频步进信号的各个子脉冲回波首先分别与各自的参考信号做差频，然后将所得到的各个子脉冲的回波差频信号在时域上进行延迟和相干合成，形成一个合成的回波差频信号，然后经过压缩感知傅里叶变换就可以得到一维距离像。

5.2.4 仿真及实测数据处理

本节利用仿真数据和实测数据对所提出的压缩感知脉冲压缩算法的有效性及其在调频步进信号处理中的应用方案的可行性进行验证。

5.2.4.1 压缩感知匹配滤波算法仿真实验

在压缩感知匹配滤波算法性能对比实验中，将通过对仿真回波数据的脉冲压缩处理对比传统匹配滤波脉冲压缩算法、传统加窗匹配滤波脉冲压缩算法和压缩感知匹配滤波脉冲压缩算法的成像效果。仿真回波参数如表 5-1 所示。压缩感知匹配滤波器算法中选择高斯随机矩阵作为测量矩阵 Φ ，选择 SLO 算法作为稀疏重建算法，并按 5.2.1.2 节中的方法构造稀疏矩阵 Ψ 。

表 5-1 压缩感知匹配滤波方法距离压缩仿真实验参数

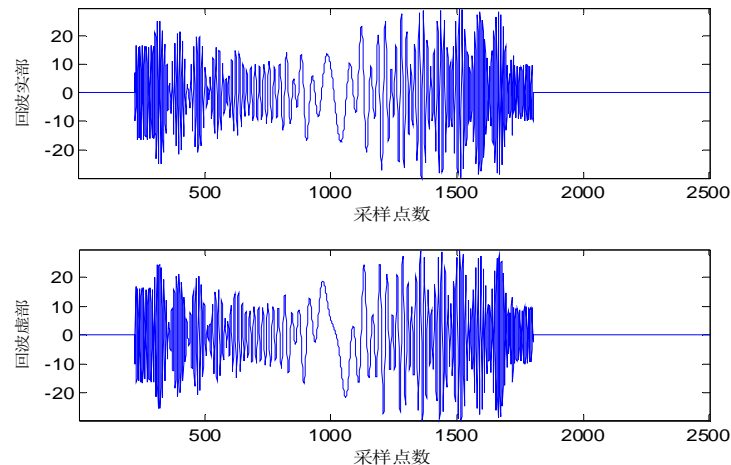
参数	模拟值	参数	模拟值
雷达信号载频	1GHz	理论分辨率	2m
雷达脉冲带宽	75MHz	目标 1(相对距离,归一化幅度)	(110m, 1)
采样频率	300MHz	目标 2(相对距离,归一化幅度)	(112m, 1)
雷达脉冲时宽	5us	目标 3(相对距离,归一化幅度)	(130m, 0.1)
雷达距目标区域起点	10000m	目标 4(相对距离,归一化幅度)	(150m, 1)
目标区域宽度	500m	压缩感知降采样率	20

从随机测量前后的信号波形对比可以看出，经过随机测量后，基带回波信号的样本点数图 5-6(a) 所示的 2500 点降低到如图 5-6 (b)所示 125 点，降采样率 $CR = 20$ 。而且由于采用的是随机测量，从回波信号测量值上看不出与原来回波的联系。

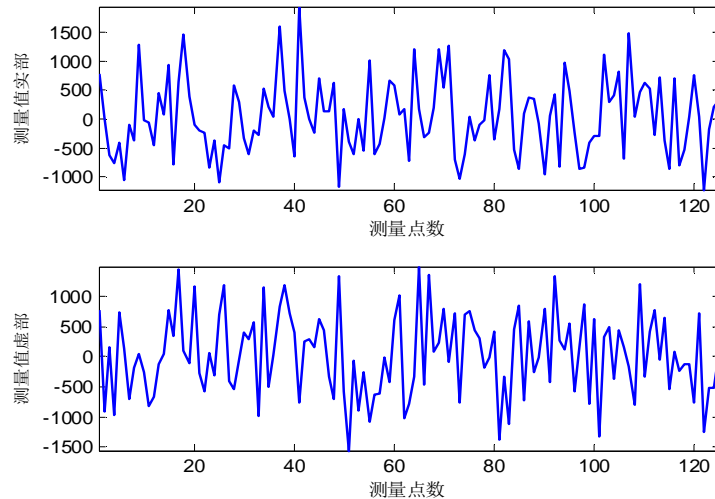
三种匹配滤波脉冲压缩算法的成像效果如图 5-6(c) 和图 5 -6(d)所示。由图 5-6(c) 可以看出，三种算法能够在正确位置上重建 4 个点目标的幅度。但是由于点目标 3 的幅度偏小，所以在传统匹配滤波算法的成像结果中被其它强散射点的旁瓣所淹没。在脉冲压缩中通常是采用加窗的方法来抑制旁瓣，但是加窗后会导致主瓣扩大而降低分辨率。从加 hamming

窗后的成像效果可以看出强散射点的旁瓣得到了有效的抑制，但是主瓣的展宽使得点目标 1 和 2 变得难以分辨。在采用压缩感知脉冲压缩算法后，旁瓣抑制和主瓣扩展的矛盾得到了解决，不仅弱点目标 3 显目地显示出来了，而且点目标 1 和 2 之间的也没有出现混叠。从图 5-6 (d)可以看出，压缩感知脉冲压缩算法和匹配滤波算法一样能够正确地保留 4 个点目标相位信息。表 5-2 和表 5-3 分别对比了利用传统匹配滤波方法和压缩感知匹配滤波方法重建的点目标在归一化幅度和相位上的精度。

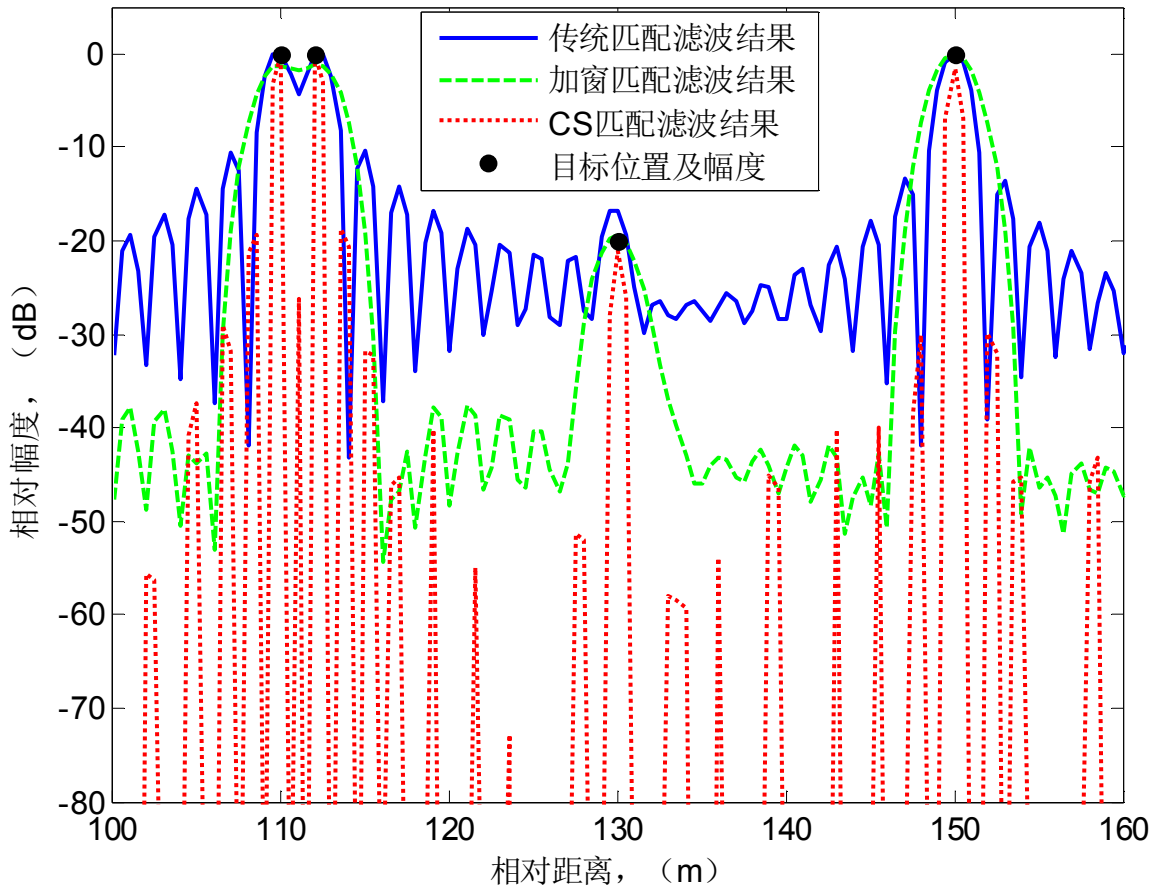
为了更好地了解压缩感知匹配滤波脉冲压缩的成像效果，图 5-6 (e)还比较了三种脉冲压缩方法成像结果的频谱。从频谱可以看出，传统方法得到的成像结果频谱范围被限制在大约 $\pm 37.5 \text{ MHz}$ 之间，这与线性调频信号的带宽相一致。而压缩感知匹配滤波方法所得到的频谱则是扩展到整个采样带宽中，即 $\pm 300 \text{ MHz}$ 之间，而且其幅度与相位的变化都与目标信号的接近，这也说明了压缩感知匹配滤波方法成像方法重建的目标信息比传统的方法要更加丰富。



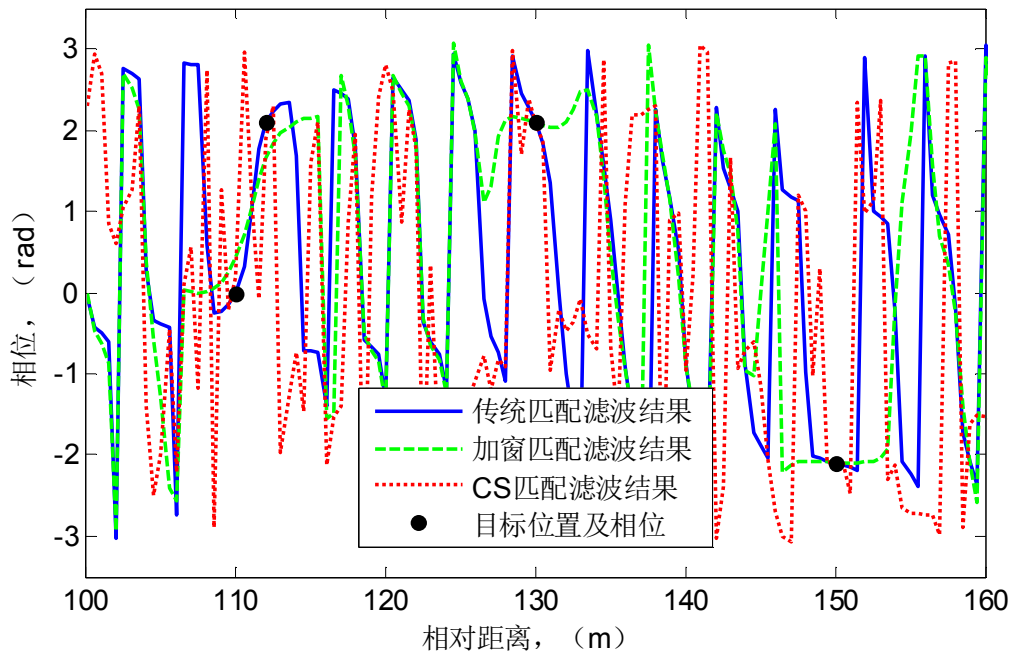
(a) 基带回波信号采样值



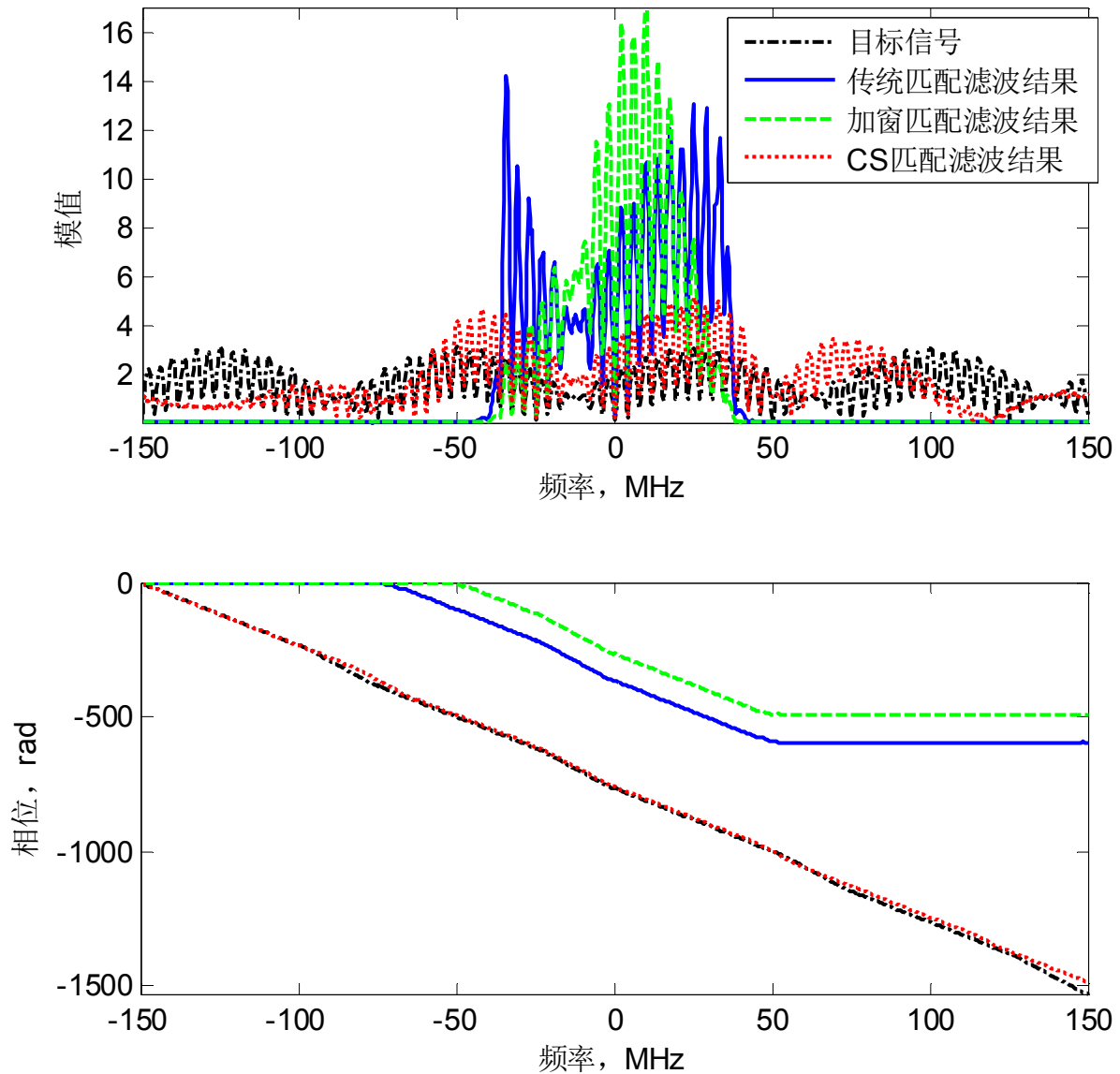
(b) 基带回波信号测量值



(c) 成像效果——幅度



(d) 成像效果——相位



(e) 信号频谱

图 5-6 压缩感知匹配滤波方法距离压缩仿真实验结果

表 5-2 重建信号归一化幅度差异

目标序号	传统匹配滤波方法	压缩感知匹配滤波方法
1	-0.0338	0.0000
2	-0.0326	-0.0758×10^{-6}
3	0.0405	-0.0218×10^{-6}
4	-0.0339	-0.1373×10^{-6}

表 5-3 重建信号相位差异

目标序号	传统匹配滤波方法	压缩感知匹配滤波方法
1	-0.0026	-0.4558×10^{-7}
2	0.0002	0.1071×10^{-7}
3	0.0000	0.5154×10^{-7}
4	0.0024	-0.0339×10^{-7}

5.2.4.2 调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩实验

在调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩实验中，将通过对实测回波数据的脉冲压缩处理验证合成孔径压缩感知脉冲压缩方案在调频步进信号处理中的有效性。调频步进去斜体制雷达系统参数如表 5-4 所示。合成孔径压缩感知脉冲压缩方案中选择高斯随机矩阵作为测量矩阵 Φ ，选择 SL0 算法作为稀疏重建算法，并按图 5-5 所示方案进行压缩感知脉冲压缩。

表 5-4 调频步进去斜体制雷达系统参数

系统参数	数值
脉冲载频	33~34.9GHz
子脉冲带宽	120MHz
步进频率	100MHz
子脉冲时宽	6 μ s
子脉冲数量	20
采样频率	200MHz

图 5-7(a)显示的是采用传统的全去斜方法对 4 种不同子脉冲数量的调频步进雷达回波信号进行处理的结果。为了便于观察细节，这里显示了相对距离为 56 至 60 米区间的一维距离像。从图中可以看出，随着合成子脉冲数量的增加，距离像上的细节出现地越来越丰富。在 57.5 米至 58.5 米的区间内，随着分辨率的提高，原来不能分辨的四个散射点逐渐能够区分了。

图 5-7 (b)显示的是采用压缩感知傅里叶变换的合成孔径压缩感知脉冲压缩方法所得到的距离像。由于成像场景非常稀疏，所以可以看到在降采样率 $CR = 50$ 的情况下目标的

散射点信息仍然得到了很好的重建。同样在 57.5 米至 58.5 米的区间内，随着分辨率的提高，原来不能分辨的四个散射点逐渐得到了区分。与压缩感知匹配滤波方法类似，采用压缩感知傅里叶变换后，距离向上的旁瓣也得到了抑制。

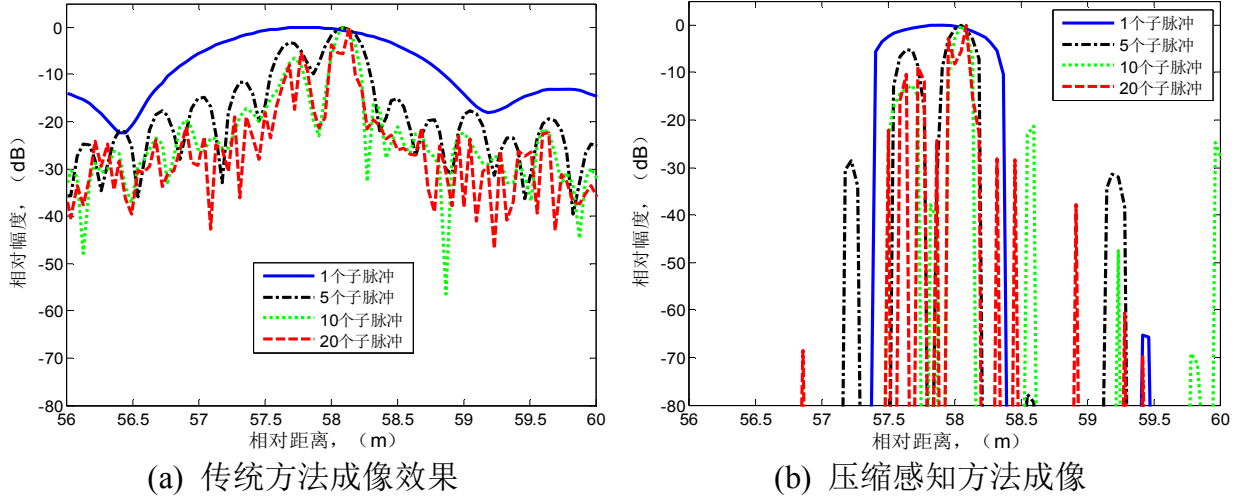


图 5-7 调频步进信号的合成孔径压缩感知脉冲压缩成像结果

5.2.5 压缩感知距离压缩算法的性能分析

上文已经详细阐述了基于压缩感知的匹配滤波算法和去斜算法，以及它们对调频步进信号的处理方案。通过对仿真数据和实测数据的成像处理，验证了算法的有效性和相对于传统的脉冲压缩算法的优点。但是在将压缩感知距离压缩算法推向工程应用之前，还需要对算法的速度和成像性能进行分析。

5.2.5.1 压缩感知距离压缩算法的运算速度

压缩感知距离压缩算法的运算速度取决于稀疏重建算法。由 4.4 节可知，SL0 算法中主要涉及到矩阵的乘法运算，所以压缩感知距离算法的目标重建时间与重建矩阵 Θ 的大小有关。根据 5.2 节的讨论可知，重建矩阵 Θ 的列数 M 通常取决于观测区域的大小和距离向分辨率，当雷达系统已经设计好时， M 就已经确定了。而重建矩阵 Θ 的行数 P 等于经过压缩感知测量后所得到的测量值数量。因此算法的运算速度应该与重建矩阵 Θ 的行数 P ，也就是对信号的测量点数成正比；而与降采样率成反比。

图 5-8 显示的是压缩感知距离压缩算法运算速度的 Monte-Carlo 仿真实验结果。实验参数为雷达信号宽度 $B = 75 \text{ MHz}$ ，采样频率 $F_s = 300 \text{ MHz}$ ，目标区域长度 $\Delta r = 500 \text{ m}$ ，雷达回波数据长度为 3751 点。仿真实验在不同的降采样率和测量点下各自重复了 200 次，

每次实验在目标区域内随机设置 5 个散射点，它们的后向散射系数也是随机生成的。

从图 5-8(a)可知，压缩感知距离压缩算法的重建时间与降采样率 CR 的大小成反比，随着 CR 的增大而减小。如果考虑重建时间与测量点数的关系，则由图 5-8 (b)可以看出两者之间成线性关系，重建时间是随着测量点数的增加而线性增长。这与前面的理论分析相吻合。

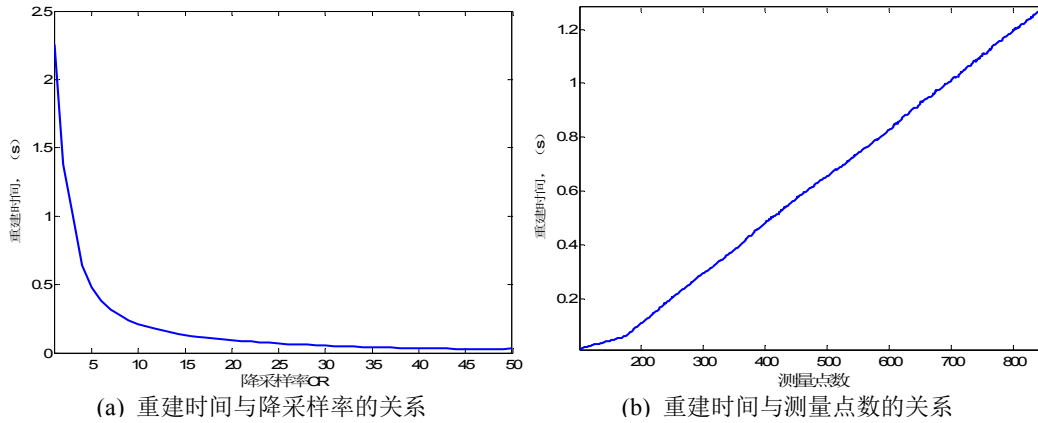


图 5-8 运算速度曲线

5.2.5.2 压缩感知距离压缩算法的成像性能

距离压缩算法不仅要在正确的位置重建散射点的幅度信息，还要保留雷达信号相位历程，同时希望能够对旁瓣有足够的抑制，以保证弱散射点不被淹没。因此这里选择散射点位置的信噪比和平均相位误差，以及成像动态范围作为成像性能评价参数。图 5-9 至图 5-11 显示的是压缩感知距离压缩算法成像性能的 Monte-Carlo 仿真实验结果。实验参数设置与 5.2.5.1 一样。由图可知，随着降采样率的增加，重建信号的质量随之下降。在数据长度为 $N=3751$ 点，稀疏度为 $K=5$ 时，当降采样率 CR 大于 15 时，重建信号质量的恶化趋势会加速。

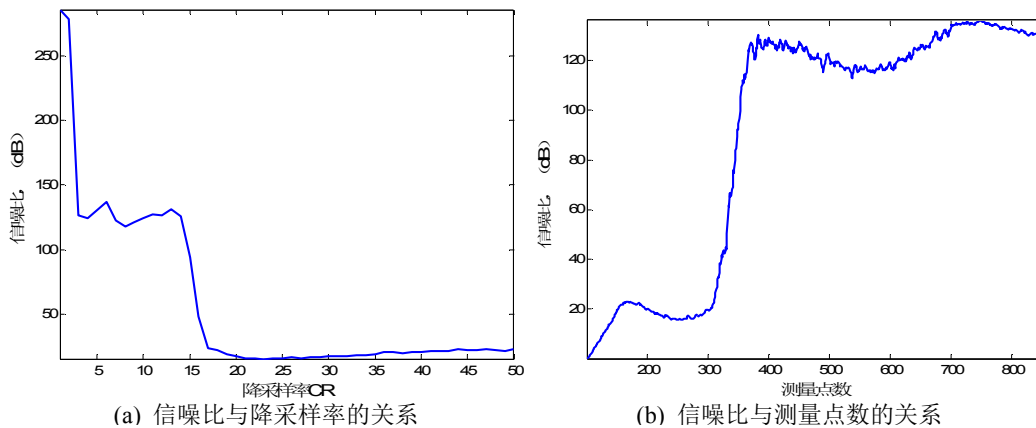


图 5-9 重建信号信噪比曲线

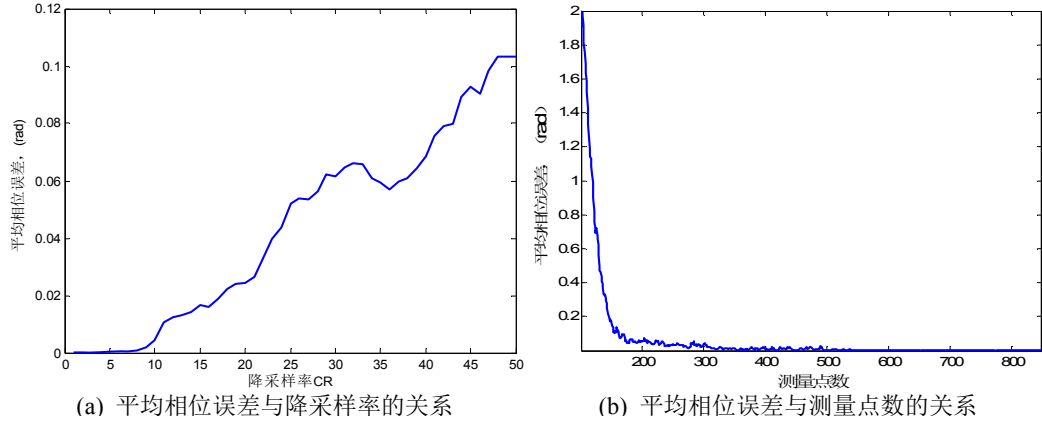


图 5-10 重建信号的平均相位误差曲线

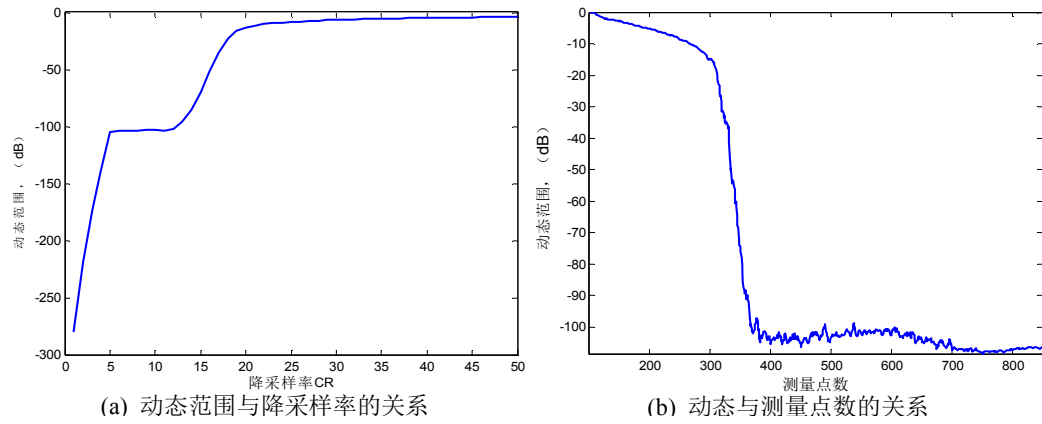


图 5-11 重建信号的动态范围曲线

5.3 基于压缩感知的二维雷达成像算法

在通过压缩感知方法获得目标场景的一维距离像后，需要对数据进行方位向处理才能得到二维雷达图像。在方位向上的处理可以有两种选择：传统方位向处理方法和压缩感知方位向处理方法，如图 5-12 所示。当雷达在方位向上是连续地进行数据获取时，目标在方位向上的信息是完整的，可以利用传统的方位向处理方法进行方位向压缩，当雷达在方位向所获取的数据有丢失的情况，而且目标在方位向上的分布是稀疏的，满足压缩感知成像的条件，那么可以应用压缩感知方位向处理方法进行方位向压缩。下面将针对 ISAR 成像模式介绍相应的压缩感知方位向处理方法。

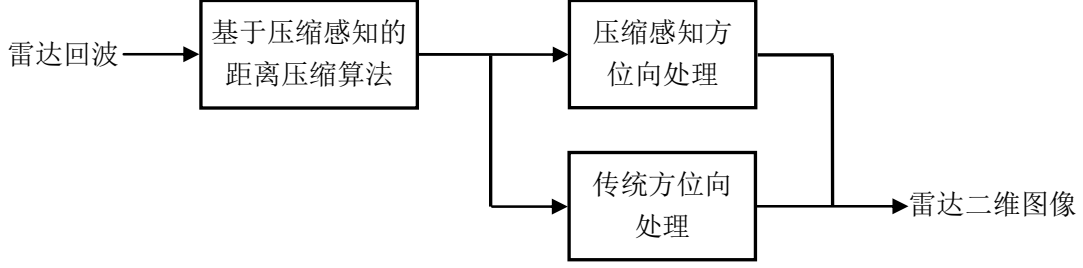


图 5-12 压缩感知雷达二维成像框架

5.3.1 基于压缩感知的 ISAR 方位向处理

根据 3.3 节的讨论可以知道，在完成对距离像的运动补偿后，在方位向做傅里叶变换就可以得到 ISAR 图像。如果 ISAR 图像在方位向具有稀疏性，那么可以将压缩感知傅里叶变换应用到 ISAR 成像的方位向处理中。

ISAR 的一维距离像经过距离对准和相位补偿后，在某个距离单元的信号可以表示为

$$s_M(\eta) = \sum_{k=1}^K A_k \exp \left[-j4\pi \frac{f_c}{c} (r_0 + x_k - y_k \omega \eta) \right] \text{rect} \left[\frac{\eta}{\tau_a} \right] + n_a(\eta) \quad (5.16)$$

式中， K 为距离单元内强散射点的数量；

$n_a(\eta)$ 为弱散射点合成的等效加性噪声。

对公式(5.16)进行傅里叶变换，可得

$$\begin{aligned} S_M(f) &= \sum_{k=1}^K A_k \tau_a \text{sinc} \left[\tau_a \left(f - \frac{2f_c \omega}{c} y_k \right) \right] \exp \left[-j4\pi \frac{f_c}{c} (r_0 + x_n) \right] + n_a(f) \\ &\approx \sum_{k=1}^K A_k \tau_a \exp \left[-j4\pi \frac{f_c}{c} (r_0 + x_n) \right] \delta \left(f - \frac{2f_c \omega}{c} y_k \right) + n_a(f) \\ &= \sum_{k=1}^K B_k \delta \left(f - \frac{2f_c \omega}{c} y_k \right) + n_a(f) \end{aligned} \quad (5.17)$$

由公式(5.17)可以看出，ISAR 的方位向信号在傅里叶变换后，可以表示为多普勒频率域内稀疏的离散点。类似于 5.2.2 节中距离向的处理方法，假设雷达系统在多普勒域 $[-f_d/2, f_d/2]$ 中频率分辨率为 ρ_f ，则多普勒域内的目标散射中心可以用一维向量 \mathbf{a} 表示：

$$\mathbf{a}^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_m \quad \cdots \quad \alpha_{M-1} \quad \alpha_M]_{1 \times M} \quad (5.18)$$

式中， $\alpha_m = B_m$ ， B_m 为位于多普勒频率单元 f_{d_m} 内的散射中心后向散射系数；

$$f_{d_m} = -f_d/2 + m\rho_f, \quad m \in [0: M-1], \quad M = f_d/\rho_f;$$

当某个多普勒频率单元 m 内没有目标时, $B_m = 0$, 也即 $\alpha_m = 0$ 。

若目标仅占观测区域中很小的一部分面积, 则 α 中非零元素个数 K 远小于距离单元个数 M 。那么公式(5.16)所示的方位向时间信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_M(\eta) &= IFT[\mathbf{S}_M(f)] \\ &= IFT[\alpha] \end{aligned} \quad (5.19)$$

由于雷达回波在方位向的采集过程在时间上是离散的, 则公式(5.19)变为

$$\mathbf{s}_M(n) = \Psi \alpha + \mathbf{n}_a(n) \quad (5.20)$$

式中, $\Psi = IFFT(\mathbf{I}_M)$, \mathbf{I}_M 为 $M \times M$ 的单位矩阵。

当雷达获取的方位向信号不完全时, 在构建稀疏基 Ψ 需要将相应位置的行向量置零, 以保证等式的成立, 即

$$\begin{bmatrix} s_M(1) \\ \vdots \\ s_M(n_1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ s_M(n_2) \\ \vdots \\ s_M(M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \vdots \\ \Psi_{n_1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \Psi_{n_2} \\ \vdots \\ \Psi_M \end{bmatrix} \alpha \quad (5.21)$$

应用压缩感知理论, 由方位向信号 $\mathbf{s}_a(n)$ 的观测值估计 α 的问题可以描述为

$$\min_{\alpha} \|\alpha\|_{l_p} \quad s.t. \quad \|\Phi \mathbf{s}_n - \Phi \Psi \alpha\|_2 \leq \varepsilon \quad (5.22)$$

其中 Φ 为测量矩阵, ε 由噪声 $n_a(\eta)$ 决定。

通过稀疏重建算法求解问题(5.22), 得到方位向上的稀疏系数 α , 即完成了相同距离单元内的散射点在方位向上的分离, 从而实现 ISAR 成像。

5.3.2 实测数据处理

下面将通过对一组实测数据的处理来验证本节所提出的压缩感知雷达二维成像方案的有效性。

5.3.2.1 方位向压缩感知处理实验

首先验证的是方位向压缩感知处理方法。实验数据是 B727 飞机的实测，数据已经完成距离压缩和运动补偿，只需要进行方位向傅里叶变换就可以得到 ISAR 图像。

实验中随机抽取一半的方位向数据进行压缩感知成像实验。抽取后的 ISAR 数据如图 5-13(a)所示。对缺失数据进行补零后做傅里叶变换，得到的 ISAR 图像如图 5-13(b)所示。从图中可以看出，由于方位向的数据不完整，导致所成的图像质量很差，在方位向上有明显的模糊。当采用基于压缩感知的傅里叶变换方法处理图 5-13 (a)所示数据后，得到的 ISAR 图像如图 5-13 (c)所示。对比图 5-13 (d)所示的由完整数据得到的 ISAR 图像，可以看出基于压缩感知的傅里叶变换方法能够有效地利用缺失数据进行 ISAR 成像，而且所得到的图像在方位向上不会因为缺乏完整数据而出现模糊现象。

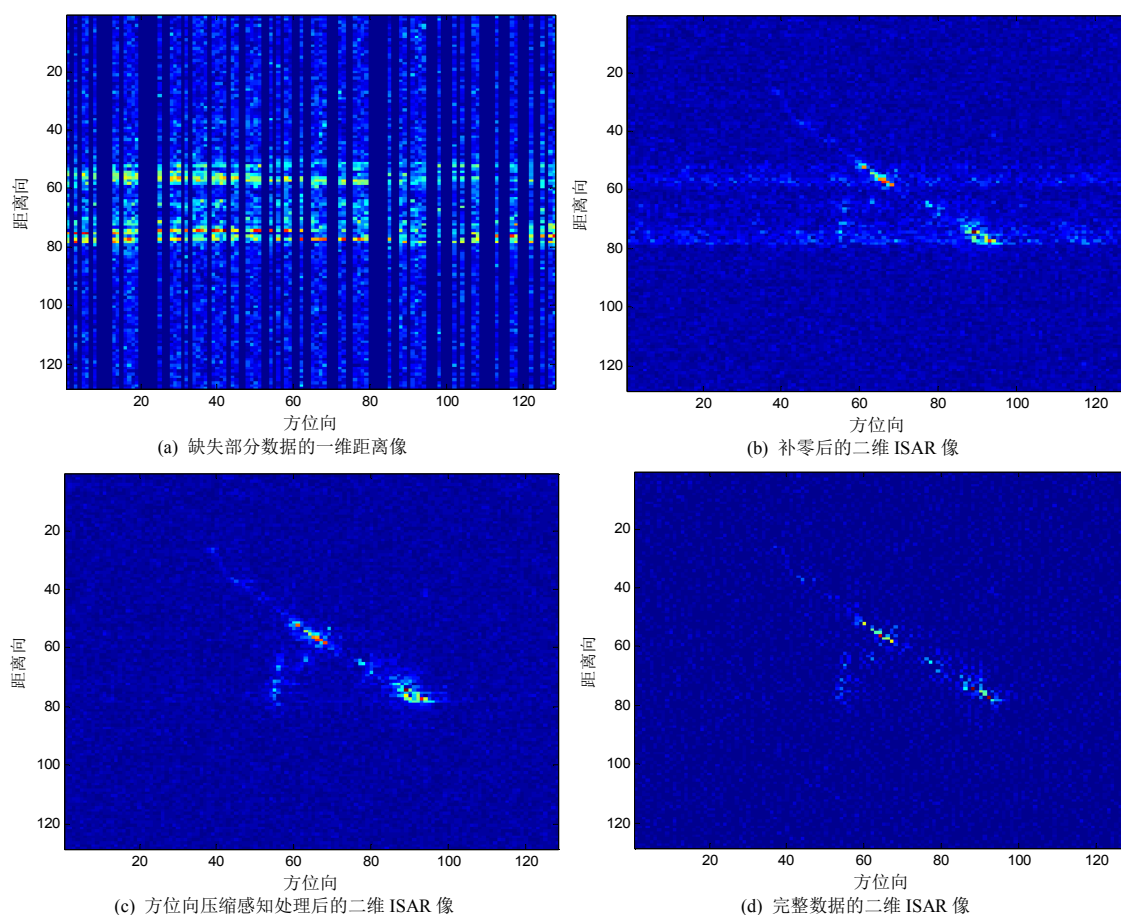


图 5-13 方位向采用压缩感知傅里叶变换的 ISAR 成像效果

5.3.2.2 传统方位向处理实验

本节实验是为了验证压缩感知雷达二维成像中在方位向上采用传统方法处理的有效性。

1. 斜视情况下的 ISAR 城铁数据处理

表 5-5 匹配滤波体制雷达系统参数

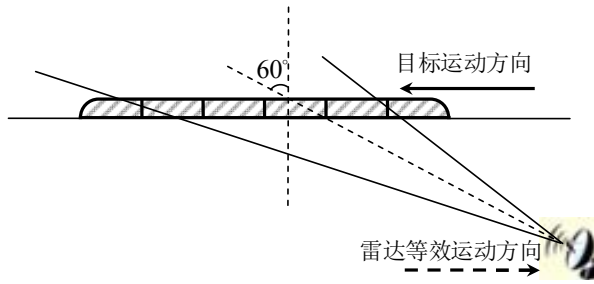
中心频率	13.58GHz
信号带宽	100MHz
采样频率	200MHz
信号时宽	10 μ s
PRF	600Hz

获取数据的雷达系统采用的是匹配滤波体制，其参数如表 5-5 所示。实验首先将对数数据进行压缩感知匹配滤波处理，以实现距离压缩。尽管数据的获取方式是 ISAR 模式，但是由于城铁列车的长度超过了雷达波束的 3dB 宽度，如图 5-14 (a)所示，所以在方位向无法采用 ISAR 成像算法，而需要采用 SAR 成像算法对数据进行处理。于是按照 3.6.1 的方法进行方位向处理，即先进行距离走动校正，再进行方位向匹配滤波。

雷达回波数据如图 5-14(c)所示，经过高斯随机矩阵的测量后，得到如与图 5-14 (d)所示的雷达回波数据回波测量值。从图中可以看出，经过压缩感知测量后，距离向上的回波数据由 8192 点采样值下降到 164 点测量值，降采样率达到 50。

将压缩感知测量数据逐行进行稀疏重建，就可以得到如图 5-14 (e)所示的压缩感知距离效果。对压缩感知脉压图像进行如图 5-14(f)和(g)所示的两级 Radon 变换，得到距离走动率估计 $RWR = 15.8817 \text{ m/s}$ 后，即对一维距离像进行线性距离走动校正，得到如图 5-14 (h)所示的“扳直”后的脉压图像。

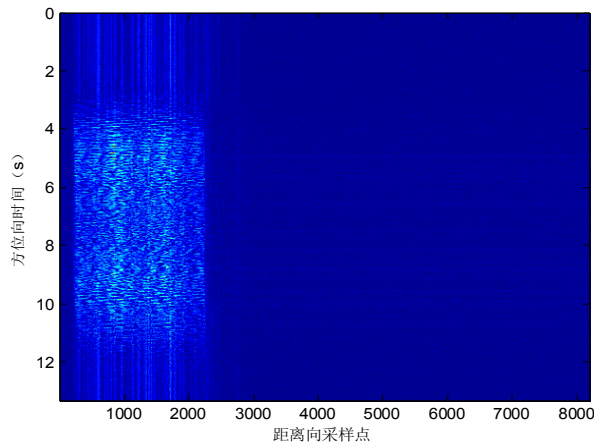
根据脉压数据在距离向上的能量分布选取 177 距离门的数据进行两级 Radon – Wigner 变换，其结果如图 5-14(i)~(k)所示的，得到方位向多普勒调频率估计 $K_a = -32.8511 \text{ Hz/s}$ 。根据估计出来多普勒调频率对脉压数据匹配滤波后可以得到二维成像效果如图 5-14 (l)所示。根据估计出来多普勒调频率对脉压数据匹配滤波后可以得到二维成像效果如图 3-12(h)所示。



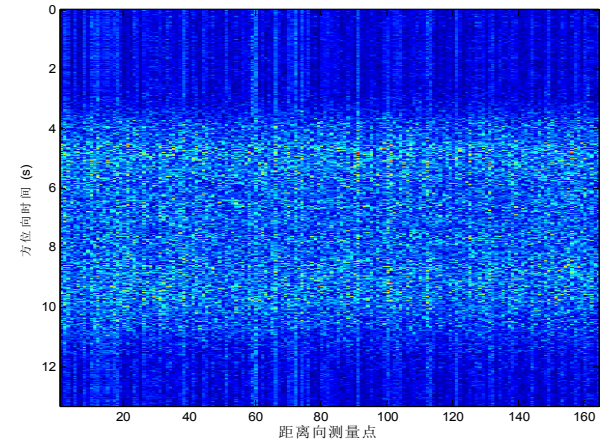
(a) 成像几何关系



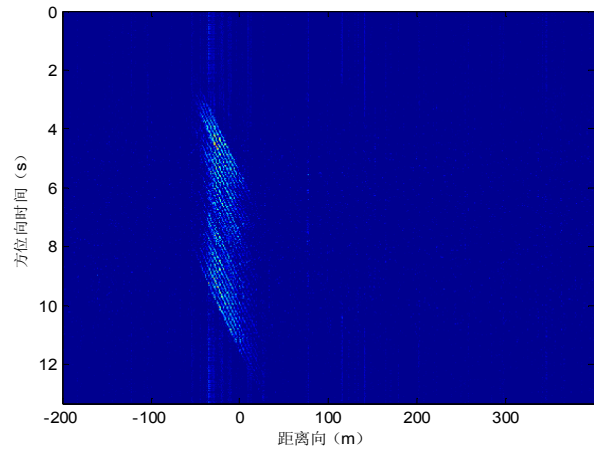
(b) 城铁列车光学图像



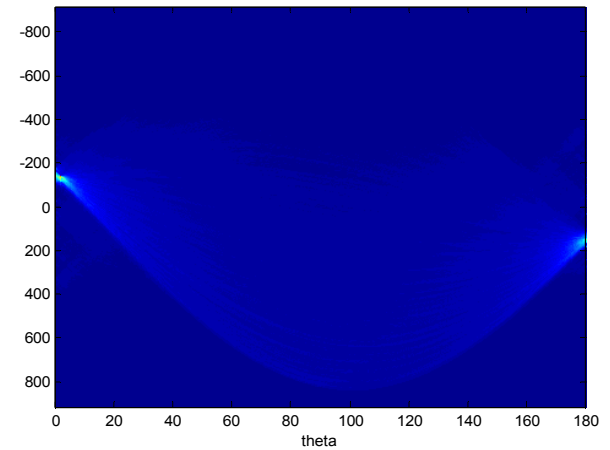
(c) 雷达回波数据



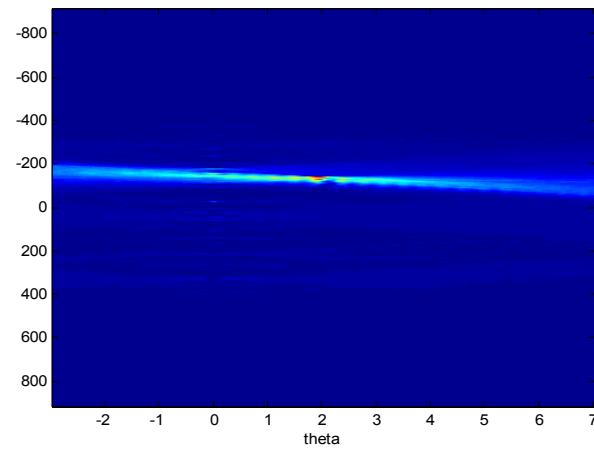
(d) 雷达回波压缩感知测量值



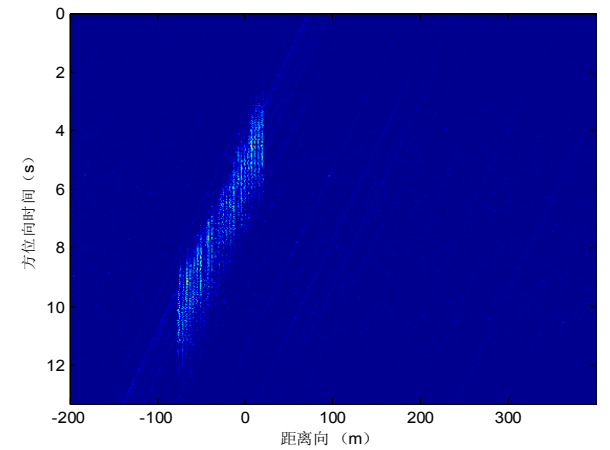
(e) 距离向脉压数据



(f) RWR 粗估计



(g) RWR 精估计



(h) 距离走动校正后数据

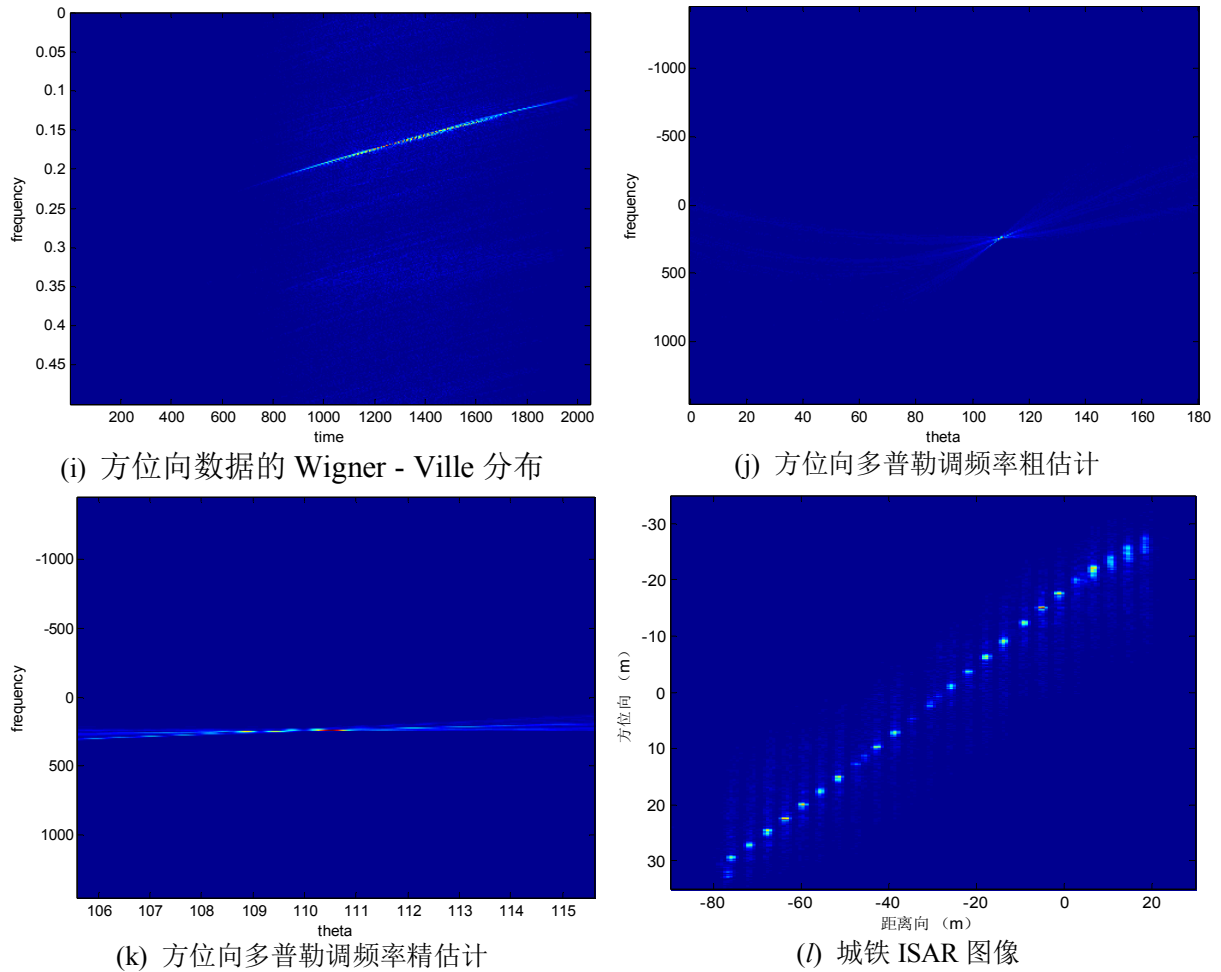


图 5-14 压缩感知方法二维 ISAR 成像效果

从图中可以看出城铁列车上由车窗、车门和车厢连接处等形成的 26 个散射点得到了比较好的区分，并且从散射点在距离向和方位向上的分布范围可以估计出列车的长度约为 120 米。从城铁列车的 ISAR 图像还可以看出，方位向距离大的散射点在距离向更靠近雷达所在位置，这与图 5-14(b)所示的光学图像一致，同时也印证了城铁列车是从远离雷达的地点开始进入雷达波束照射范围，在靠近雷达的地点离开雷达波束照射范围。

对比图 5-15 所示的按传统脉冲压缩数据进行 ISAR 成像的过程，可以看出两者在方位向上的时频分布非常接近。当采用相同参数进行方位向处理后，两幅 ISAR 图像在方位向上的表现是相同的；而由压缩感知脉冲压缩数据得到的图像则更为清晰。

从实验可以看出，利用压缩感知匹配滤波方法，只需要传统方法的 1/50 数据就可以成功地实现 ISAR 成像。

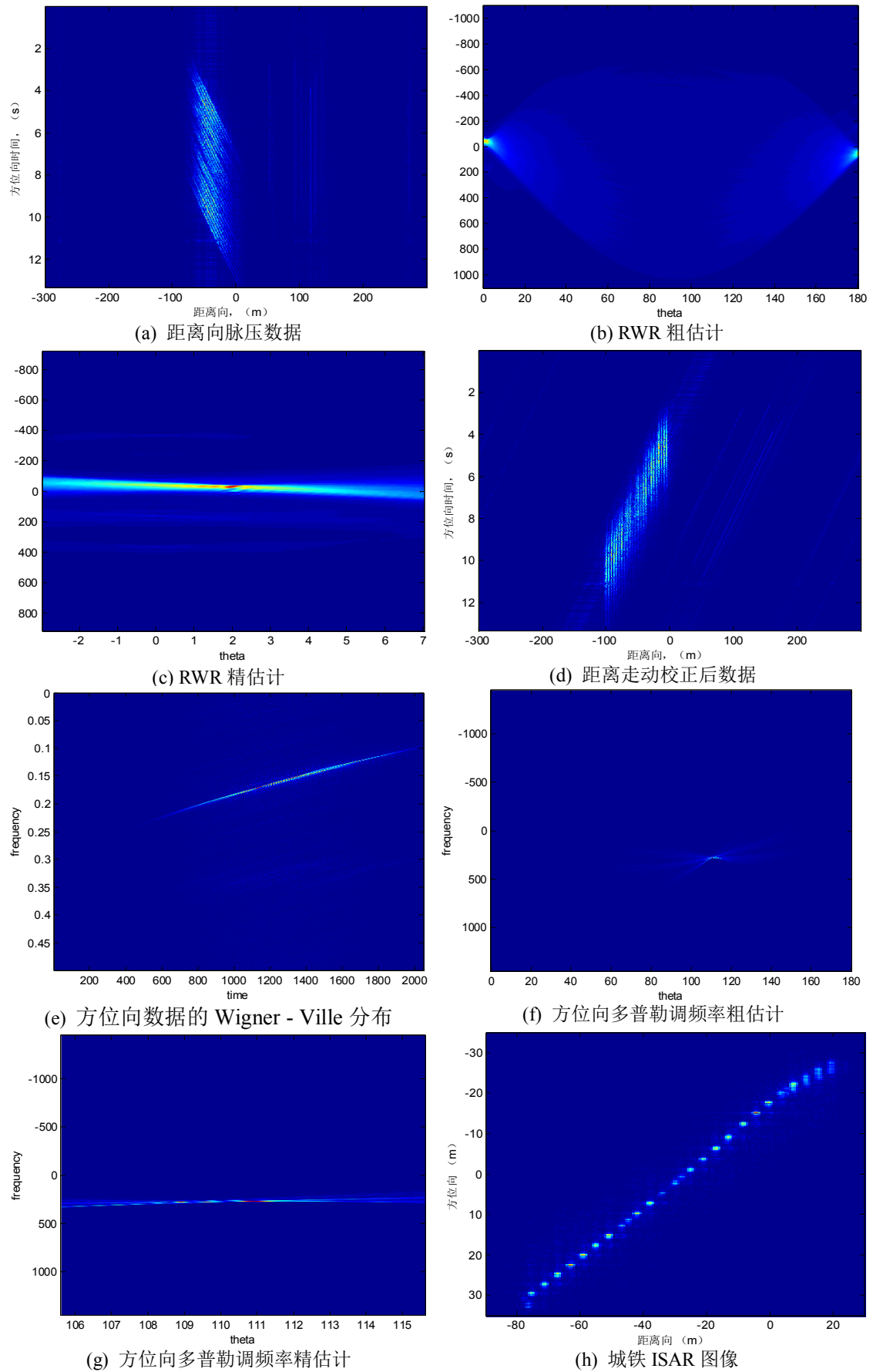


图 5-15 传统方法二维 ISAR 成像结果

2. 正侧视情况下步进调频 ISAR 城铁成像

本实验所处理的数据是由调频步进去斜体制的雷达系统获得的,其参数如表 5-6 所示。

表 5-6 调频步进去斜体制雷达系统参数

中心频率	33~34.9GHz
子脉冲带宽	120MHz
步进频率	100MHz
子脉冲时宽	6 μ s
子脉冲数量	20
PRF	1600Hz
采样频率	100MHz

所处理的 ISAR 数据是在正侧视情况下获取的,如图 5-16 (a)和(b)所示。由于采用的是去斜体制的调频步进信号进行成像,所以可以按照 5.2.3 节的方法对数据进行压缩感知脉冲处理,以实现距离压缩。同样由于城铁列车的长度超过了雷达波束的 3dB 宽度,需要采用 SAR 成像算法进行处理。

当仅用 1 个子脉冲的数据进行成像时,距离向分辨率为 $\rho_r = 1.25$ m;随着子脉冲数量由 5 个增加到 10 个、20 个,距离向分辨率逐渐提高 0.29 m、0.15 m 和 0.07 m。图 5-16 (c)~图 5-16 (f)显示了不同数量子脉冲合成后的成像效果,随着子脉冲数量的增加,图像在距离向上的分辨率越来越高,逐渐将列车顶部空调形成的的散射点与车体形成的散射点分离开了。由于各个图像在方位向的处理是一样的,所以这 4 幅图在方位向上没有区别。

图 5-17 所示的传统方法成像结果与图 5-16 相类似,随着合成子脉冲数量的增加,所得到的 ISAR 图像的距离向分辨率不断提高。通过对比可以看出采用压缩感知脉冲压缩方法后,图像在距离向上的旁瓣得到了很好的抑制。



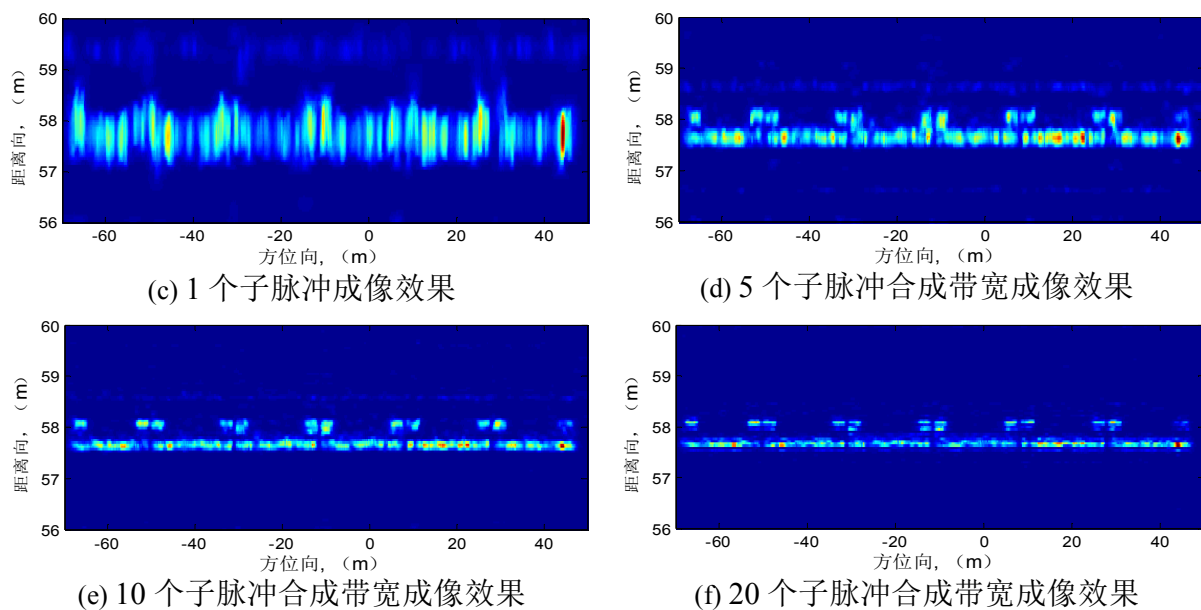


图 5-16 采用压缩感知方法数据的调频步进信号 ISAR 成像效果

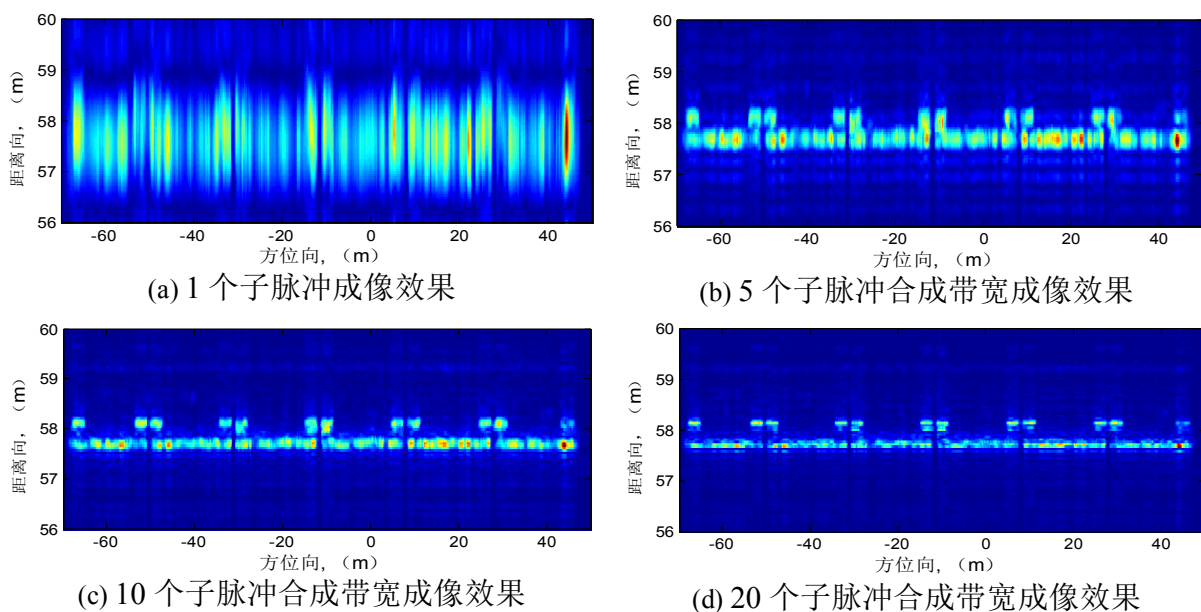


图 5-17 采用传统方法数据的调频步进信号 ISAR 成像效果

图 5-18 显示对 20 个子脉冲的合成成像实验结果的对比。图 5-18 (b)为传统算法得到的成像结果，图 5-18 (c)为在距离向抽取 2%的原始数据后用压缩感知技术获得的成像结果。与光学图像对比可以看出，车顶空调、车厢连接处与车窗都在两种成像算法的成像结果中得到体现。从成像结果可以看出，压缩感知成像算法对显著散射中心具有良好的成像效果，由于重建算法会把过于弱小的散射中心当作噪声抑制掉，所以在对连续变化的目标进行成像时，成像质量会受到影响。

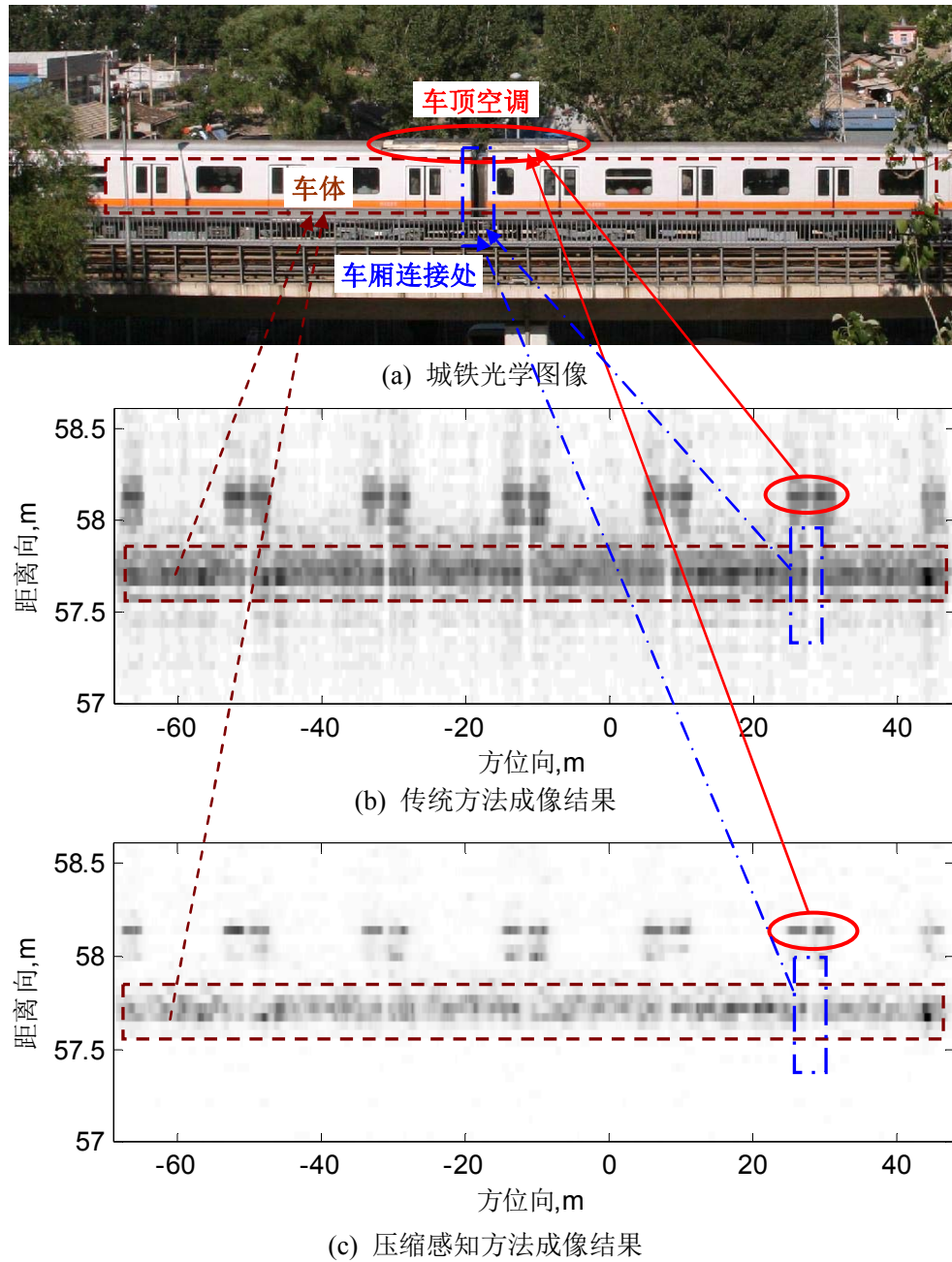


图 5-18 城铁实测数据成像实验结果对比

5.3.2.3 成像质量与降采样率的关系

由对压缩感知脉冲压缩算法的性能研究可知, 随着降采样率的增加, 会导致重建的一维脉压信号的信噪比下降, 这必然会使得后面的二维成像质量也会下降。本实验中对正侧视下的城铁数据以不同的降采样率进行压缩感知成像, 观察其成像质量与降采样率的关系。

实验中采用信息熵作为评价 ISAR 成像质量的参数, 一般情况下信息熵值越小, 说明

图像聚焦性能越好，成像质量越佳。设 $f(x, y)$ 为一幅具有 L 个灰度级的图像,其中第 $l(l \in 1, \dots, L)$ 级灰度出现的概率为 p_l ，则它所含的熵(信息量)为:

$$\begin{aligned} I(l) &= p_l \log\left(\frac{1}{p_l}\right) \\ &= -p_l \log(p_l) \end{aligned}$$

整幅图像的熵为:

$$\begin{aligned} H(l) &= \sum_l I(l) \\ &= -\sum_l p_l \log(p_l) \end{aligned}$$

式中, p_l 的计算是通过灰度直方图计算得到, 即等于灰度级为 l 的像素数目除以总像素数目。

由于降采样率的提高, 回波测量值中的信息冗余度将减少, 目标中的弱小散射点会作为噪声被抑制掉, 使得成像质量的提高。但是当降采样率提高到一定的限度时, RIP 条件将不再成立, 这会导致成像质量的恶化。降采样率与图像信息熵之间的关系曲线如图 5-19(a)所示, 从图中可以看出, 当降采样率到达 30~40 时, 图像的信息熵降低到一个阶段性谷底。随着降采样率的继续增加, 图像信息熵在 2.6 附近波动。图 5-19(b) 所示的图像信噪比的变化趋势也体现了这个变化特点。

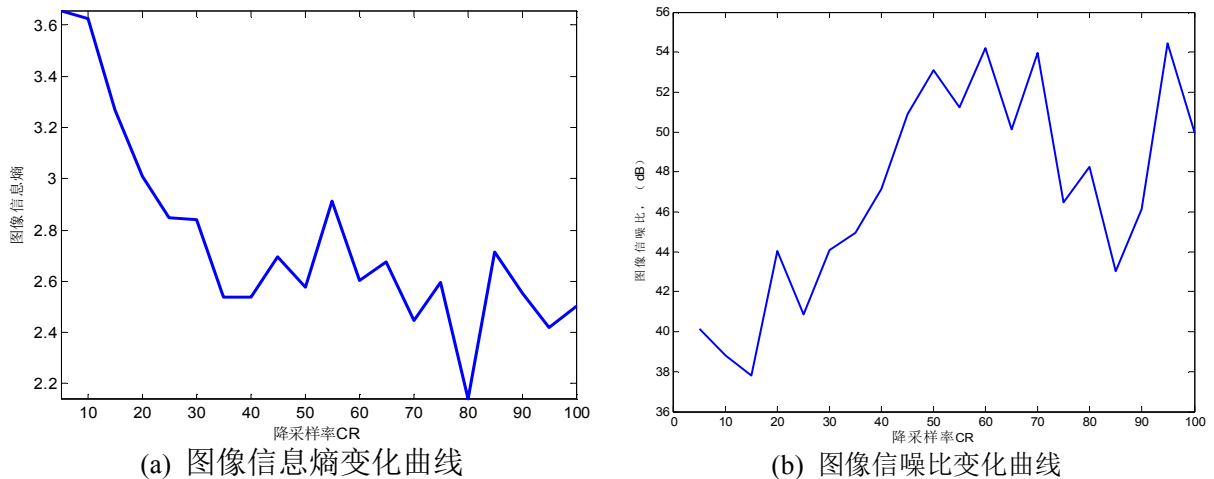


图 5-19 成像质量与降采样率的关系曲线

图 5-20 显示了四种降采样率下所得到的 ISAR 图像, 从中也可以看到降采样率的增加, 没有影响图像的视觉效果。图 5-20 (d)显示了降采样率 $CR=100$ 时的 ISAR 图像, 它与降采样率 $CR=5$ 时的图 5-20 (a)没有太大的差异。在如此大的降采样率下成像质量没有

显著恶化的主要原因是所处理的 ISAR 数据中，城铁的宽度与整个距离向观测区域相比是非常小的。这使得雷达回波数据非常稀疏，在大降采样率情况下仍然能够保留成像所需的信息。

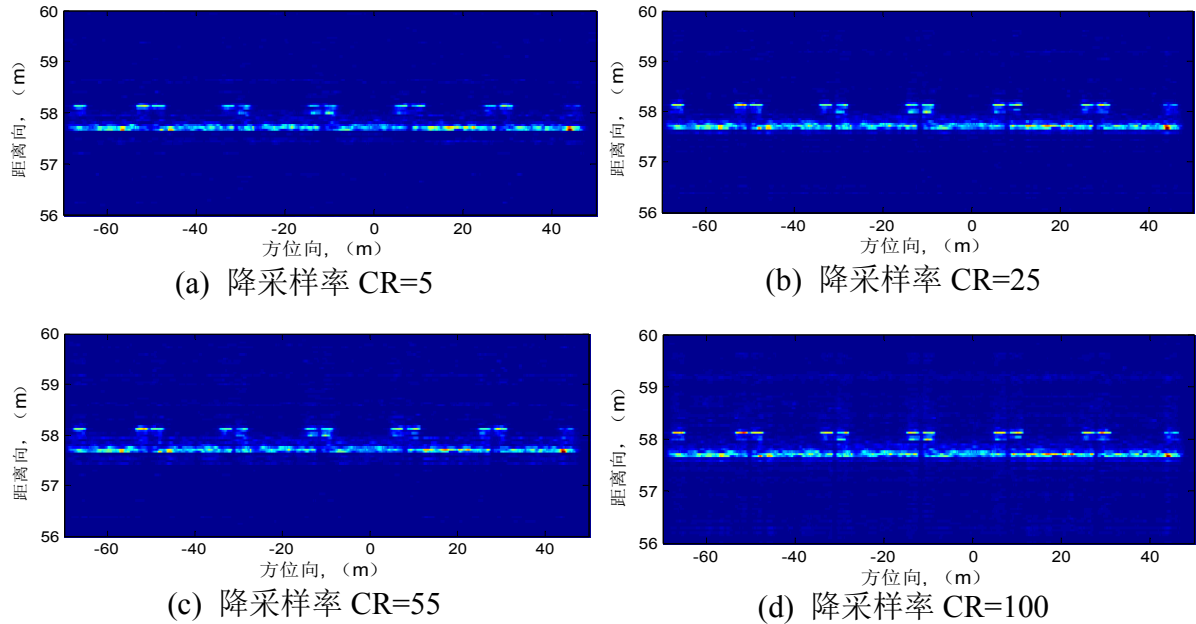


图 5-20 不同距离向降采样率下的成像效果

5.4 基于压缩感知的雷达三维成像处理

5.4.1 基于压缩感知的雷达三维成像处理方法

由于雷达三维成像需要利用多幅二维图像进行干涉处理，如果在雷达二维成像中使用压缩感知技术，就能够有效地降低雷达三维成像所需的数据量，相应的信号处理流程图如图 5-21 所示。

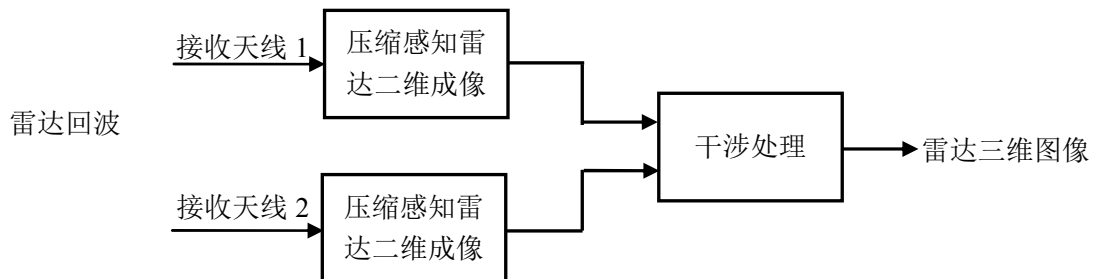


图 5-21 压缩感知雷达三维成像框架

5.4.2 压缩感知雷达三维成像仿真实验

本节将通过仿真实验验证通过压缩感知距离压缩算法所保留下来的相位信息能够通过

后续的处理为雷达三维成像提供足够精确的相位信息。

表 5-7 InSAR 三维成像雷达系统与目标仿真参数

仿真参数	数值
载频	10 GHz
脉冲重复频率	1000 Hz
信号带宽	400 MHz
采样频率	450 MHz
成像时间	0.4 s
成像距离	1000m
发射雷达 R_T 位置	(-1, 0, 5000) m
接受雷达 R_A 位置	(1, 0, 5000) m
接收雷达 R_B 位置	(1,0,5001)m
目标位置	(0,10000,5000)m

表 5-8 目标散射点仿真参数

散射点序号	x	y	z	RCS
1	0	0	0	10
2	10	0	0	10
3	-10	0	0	10
4	0	5	5	10

实验分三个步骤进行。首先利用仿真数据比较压缩感知脉冲压缩方法和传统脉冲压缩方法的性能。然后分别使用这两种方法得到的脉压数据进行ISAR和InISAR成像，将成像结果以传统方法为基准进行对比。雷达系统和目标的仿真参数如表 5-7所示，目标围绕目标坐标系的Z轴以0.1rad/s的速度旋转。散射点在目标坐标系中的位置及RCS如表 5-8所示。

5.4.2.1 距离压缩

对雷达回波数据分别使用压缩感知匹配滤波方法和传统的匹配滤波方法进行脉冲压缩，即可得到一维距离像。图 5-22显示的是雷达 R_A 在 $t_{dw} = 0$ 时刻的距离剖面，用来对比两种方法的性能。从图中可以看到采用压缩感知方法距离剖面中的旁瓣要比传统方法的低 20dB以上。两种方法得到的距离剖面都有两个峰值，并且出现在相同的位置上。这两个峰

值的对比如表 5-9所示。两者在相对幅度上的差异小于0.035 dB，相位上的差异小于0.025 弧度。

表 5-9 距离剖面峰值信息

	峰值 1			峰值 2		
	压缩感知方法	传统方法	误差	压缩感知方法	传统方法	误差
相对距离(m)	0	0	0	5	5	0
相对幅度(dB)	0	0	0	-4.7591	-4.7940	0.0349
相位	0.4983	0.5108	-0.0125	-0.5383	-0.5615	0.0232

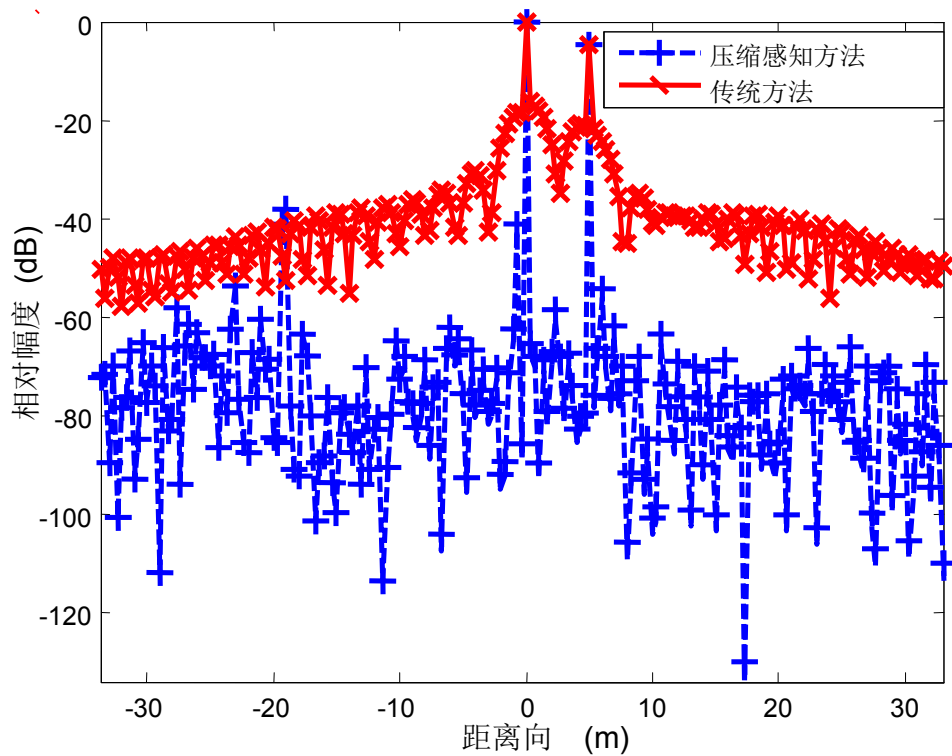


图 5-22 距离剖面

5.4.2.2 ISAR 成像

对通过两种方法得到的脉冲压缩数据利用ISAR成像算法进行方位向聚焦，即可得到相应的ISAR图像。图 5-22中的第一个峰值在ISAR图像中分裂为3个散射点，目标上的4个散射点如图 5-23所示。从图中可以看出压缩感知方法对距离向上的旁瓣具有更好的抑制能力。由于这两组数据采用了相同的方位向处理方法，所以两幅图在方位向没有明显的差异。

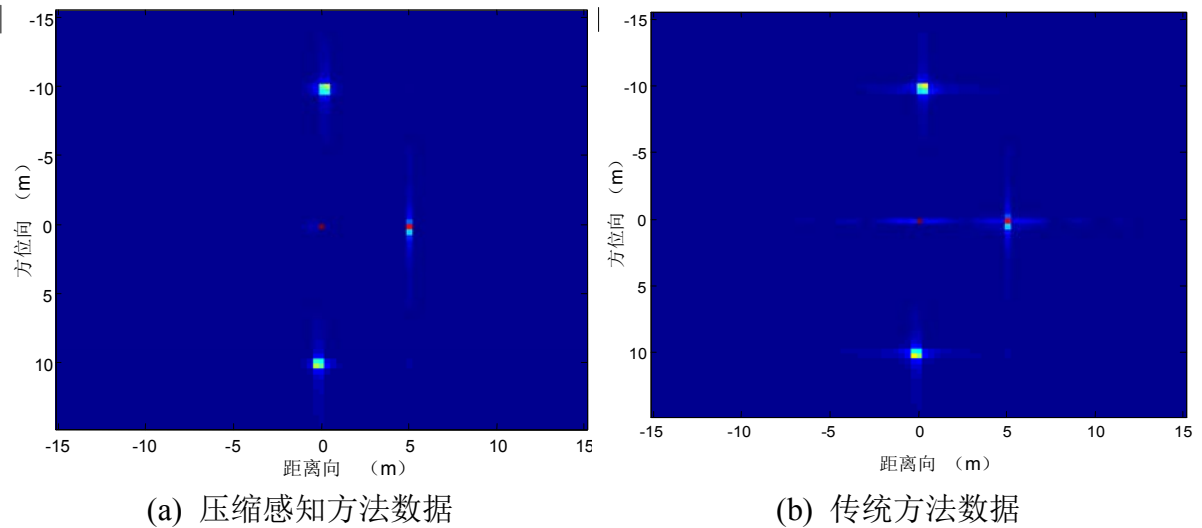
图 5-23 雷达 R_A 上的 ISAR 图像

表 5-10 ISAR 图像中散射点信息

散射点序号	位置(m) (距离向, 方位向)	相对幅度(dB)			相位		
		压缩感知方法数据	传统方法数据	误差	压缩感知方法数据	传统方法数据	误差
1	(0, 0)	0	0	0	2.0775	2.0795	-0.002
2	(-0.3333, 10.125)	-2.6646	-2.2136	-0.451	-1.4036	-1.3291	-0.0745
3	(0.3333, -10.125)	-2.5339	-2.1075	-0.4264	1.3375	1.2685	0.069
4	(5, 0)	-0.6256	-0.5395	-0.0861	-0.0080	-0.0141	-0.0061

由仿真参数可知距离向分辨率和方位向分辨率分别为 $\rho_r = 0.375\text{ m}$ 和 $\rho_a = 0.375\text{ m}$ 。两幅 ISAR 图像中散射点信息的对比如表 5-10 所示。从表中可以看出 4 个散射点都成像在正确的位置，而且由两组数据得到的散射点图像具有相近的相对幅度和相位。注意到第 4 个散射点，由于它在距离剖面中是孤立散射点，所以可以通过它来观察方位向处理前后的相位信息变化。在方位向聚焦后，两组数据所得到的第 4 个散射点的相位误差由表 5-9 中的 0.0232 弧度提高到 -0.00061 弧度。ISAR 成像结果显示压缩感知距离压缩算法所保留的相位能够保证雷达二维成像的质量。

5.4.2.3 InISAR 三维成像

得到两个雷达的 ISAR 图像后就可以对目标进行 InISAR 三维成像，重建的三维图像如图 5-24 所示。从图中可以看出两组数据很好地重建了散射点，散射点重建的位置如表 5-11 所

示, 重建的误差都控制在1个分辨单元内。重建结果证明由压缩感知数据得到的ISAR图像能够用于InISAR三维成像中, 图 5-21所示的信号处理框图是可行的, 压缩感知脉冲压缩算法所保留的相位信息能够保证雷达三维成像的质量。

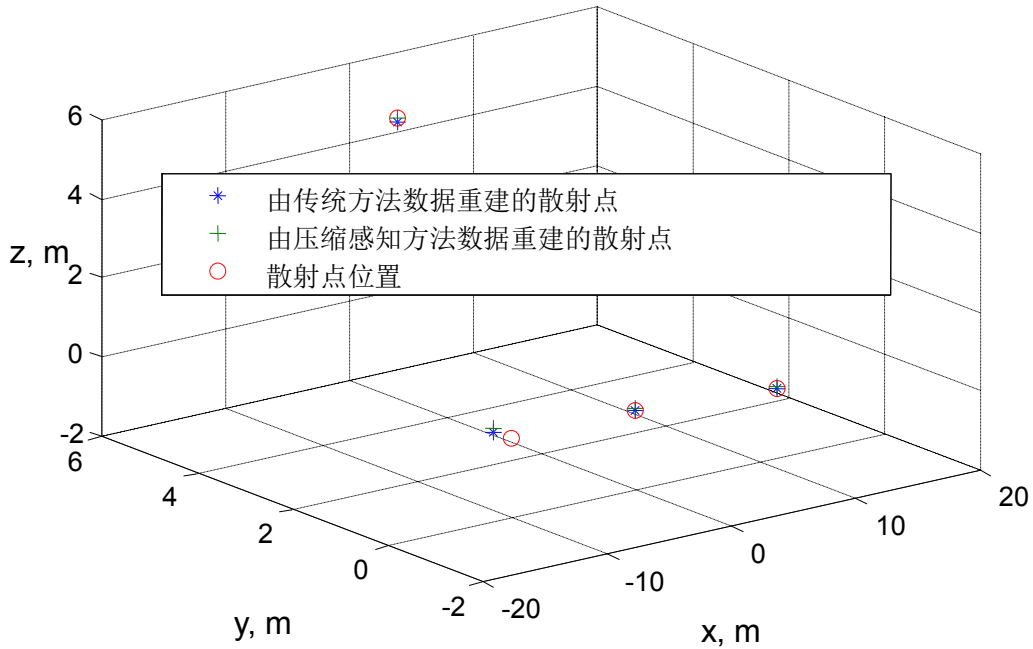


图 5-24 目标的 InISAR 三维图像

表 5-11 重建散射点位置

散射点序号	散射点位置(m)	压缩感知方法数据(m)	传统方法数据(m)
1	(0, 0, 0)	(0, 0, 0.0436)	(0, 0, 0.0237)
2	(10, 0, 0)	(10.125, -0.3379, 0.0348)	(10.125, -0.3379, -0.0024)
3	(-10, 0, 0)	(-10.125, 0.3288, 0.1431)	(-10.125, 0.3288, -0.011)
4	(0, 5, 5)	(0, 5, 5.0849)	(0, 5, 4.9680)

5.5 本章小结

本章首先通过对雷达回波信号的稀疏性分析, 构造了适用于匹配滤波和去斜两种脉冲压缩方法的稀疏基, 实现了具有保相性的压缩感知脉冲压缩算法。并且结合雷达二维成像处理和三维成像处理方法, 提出了相应的压缩感知成像框架。通过对实测数据和仿真数据的处理, 验证了算法的有效性。

第6章 结束语

6.1 论文的主要内容和结论

本论文以基于压缩感知的高分辨率雷达成像理论与算法作为研究内容，将压缩感知理论与高分辨率雷达成像算法相结合。论文围绕着成像数据获取方法、成像信号处理方法和压缩感知在宽带雷达成像中的应用等紧密联系而侧重不同的三个方面展开了研究。论文的主要内容如下：

(1) 对一维雷达成像理论进行了介绍，为雷达信号稀疏性分析和成像数据获取方法研究提供相关的理论背景。文中首先对脉冲压缩理论进行了阐述；然后介绍了匹配滤波和去斜这两种基本脉冲压缩算法；最后针对调频步进信号在高分辨成像雷达中的应用，介绍了相应的子脉冲合成方法。

(2) 对雷达二维成像和 InISAR 三维成像技术展开了研究，为压缩感知雷达成像算法研究提供相关的理论基础。在雷达二维成像中首先介绍了单站 ISAR 的成像原理和运动补偿算法；然后介绍了双站 ISAR 成像基本理论，对双站 ISAR 在距离向和方位向上的分辨率进行了分析；针对 ISAR 数据处理中的需求，介绍了 SAR 成像算法和基于时频分析的参数估计方法。在 InISAR 三维成像技术首先介绍了双站 InISAR 和天线阵列 InISAR 成像的原理，由于 MIMO 雷达阵列能够提供更加灵活天线配置模式，所以将 MIMO 雷达阵列引入 InISAR 三维成像中，并利用仿真实验进行了验证。

(3) 针对压缩感知理论中的数据获取方法和稀疏重建算法进行研究。首先对压缩感知理论进行了阐述，介绍了常见的三种测量矩阵和重建算法；然后针对在雷达成像中的应用，提出了复数域中稀疏重建算法和非相关测量矩阵性能评价标准；最后依据性能评价标准对典型的稀疏重建算法和非相关测量矩阵进行了筛选，选择了适合雷达成像的重建算法与测量矩阵。

(4) 针对压缩感知理论在雷达成像中的应用进行研究。在一维成像方面，首先通过分析雷达回波和脉冲压缩输出之间的映射关系，分别构建了适用于匹配滤波模式和去斜模式的稀疏基，提出了相应的成像数据获取方法和具有保相性的压缩感知脉冲压缩算法，然后通过对仿真数据和实测数据的处理，对比了传统脉冲压缩方法与压缩感知脉冲压缩方法

的性能。在二维成像方面,首先通过分析 ISAR 两种成像模式在方位向处理的方法,提出了方位向稀疏处理算法;然后将距离向的压缩感知脉冲压缩算法与传统的方位向处理方法相结合,一起构成了压缩感知二维雷达成像信号处理算法;通过对仿真数据和实测数据的处理,对比了传统二维雷达成像算法与压缩感知二维雷达成像算法的性能。在三维成像方面,将压缩感知雷达二维成像方法应用到 InISAR 三维成像信号处理方法相结合,提出了压缩感知 InISAR 三维成像方法,通过对仿真数据的处理验证了方法的有效性。

论文的主要贡献可以归纳为以下三点:

(1) 在成像数据获取方法的研究中,通过对雷达回波信号的分析,建立了匹配滤波体制和去斜体制下的雷达回波信号稀疏表示模型,并将模拟/信息转换器引入压缩感知成像处理中,以实现距离向雷达回波信号的实时测量。在此基础上提出了压缩感知测量器应用到雷达接收端的两种方案—数字方案与模拟方案。

(2) 在成像信号处理方法研究中,首先在常用的稀疏信号重建算法中筛选出适合雷达成像的算法,然后与雷达回波信号稀疏表示模型以及非相干测量矩阵一起构建了具有保相性的压缩感知距离压缩算法。当距离向上目标的散射点比较稀少时,该算法能够利用通过压缩感知方法得到少量的成像数据将散射点的幅度和相位正确地重建。在此基础上提出了距离—方位解耦合的雷达成像框架,将压缩感知距离压缩算法与传统的雷达二维成像和 InISAR 三维成像算法相结合,形成了压缩感知雷达成像算法。

(3) 在压缩感知宽带雷达成像中的应用研究中,结合调频步进信号的子脉冲合成方法,提出了针对调频步进信号的压缩感知测量方法,实现了压缩感知宽带雷达成像。

6.2 后续工作及展望

压缩感知雷达成像在当前是一个新领域,本文的研究只涉及到其中的一小部分,在很多方面的研究都还需要展开和细化。在后续的研究中,本论文所作的工作还需要进一步的完善和细化,主要针对以下几方面来展开:

(1) 雷达回波数据的稀疏特性研究

雷达回波数据稀疏特性研究对于研究成像数据的稀疏表示特性和可压缩性,建立雷达回波原始数据及图像数据获取、压缩及恢复的模型和方法有重要意义,是压缩感知高分辨率雷达成像理论的基础。雷达回波数据在距离向、方位向和空间位置的稀疏特性,及其与雷达图像数据稀疏特性之间的映射关系,影响着成像数据获取方法的设计与实现,同时也

会影响高分辨率雷达图像的成像质量。

(2) 压缩感知成像算法研究

高分辨率压缩感知雷达成像带来了巨大的运算量，而若要将压缩感知雷达成像系统推向实际应用，对于系统的成像速度和成像质量有一定的要求。所以需要实现对大数据量重建算法的稳健、高效和快速的求解。

(3) 压缩感知高分辨率雷达成像系统性能指标体系和评估分析方法

目前影响压缩感知雷达成像质量的机理还不明确，而且和传统体制的雷达成像方法不同，压缩感知雷达成像针对具体应用，其数据获取和雷达成像过程是有机结合的。因此需要结合压缩感知雷达成像的特点，提出能有效衡量压缩感知雷达成像性能的分析方法和指标体系，实现对高分辨率压缩感知雷达成像有效性的分析和评估，为成像系统的性能改进与提高提供可靠、科学的依据。

(4) 压缩感知理论在实际雷达系统中的硬件实现方法

将压缩感知理论应用到实际雷达系统中是相关研究的目的。今后需要结合匹配滤波和去斜两种体制实现相应的 AIC 硬件模块，将其应用到实际雷达接收系统中，开展基于宽带 ISAR 系统的数据获取和科学实验，利用得到的实验数据，验证高分辨率压缩感知雷达成像机理，构建基于实测数据的评价体系，为未来高分辨率压缩感知雷达成像系统的构建和应用奠定基础。

参考文献

- [1] Wehner Donald R. High-Resolution Radar[M]. 2nd. Boston: Artech House, 1995.
- [2] 刘永坦. 雷达成像技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999.
- [3] Sullivan R J 著, 微波成像技术国家重点实验室译. 成像与先进雷达技术基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [4] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [5] Carrasco-Flores Benjamin. Robust methods for the motion compensation of Inverse Synthetic Aperture Radar imagery[D]. Arizona State University, 1990.
- [6] Nugroho Srihanto. ISAR imaging of a man euvering target[D]. State University of New York at Buffalo, 1994.
- [7] Son Jae Sok. Translational motion compensation methods for inverse synthetic aperture radar imagery[D]. The University of Texas at El Paso, 1999.
- [8] Brinkman Wade. Focusing ISAR Images using Fast Adaptive Time-Frequency and 3D Motion Detection on Simulated and Experimental Radar Data[D]. Naval Postgraduate School, 2005.
- [9] 王根原. 机动目标的逆合成孔径雷达成像研究[D]. 西安电子科技大学, 1998.
- [10] 罗琳. 逆合成孔径雷达成像方法的实验研究[D]. 西安电子科技大学, 1998.
- [11] 卢光跃. 逆合成孔径雷达(ISAR)成像技术的改进[D]. 西安电子科技大学, 1999.
- [12] 刘峥. 脉冲合成高分辨雷达目标运动补偿与成像[D]. 西安电子科技大学, 2000.
- [13] 郑义明. SAR/ISAR 运动补偿新方法研究[D]. 西安电子科技大学, 2000.
- [14] 邢孟道. 基于实测数据的雷达成像方法研究[D]. 西安电子科技大学, 2002.
- [15] 张兴敢. 逆合成孔径雷达成像及目标识别[D]. 南京航空航天大学, 2002.
- [16] 高勋章. 基于高阶统计量的雷达目标高分辨成像研究[D]. 国防科学技术大学, 2004.
- [17] 范录宏. 逆合成孔径雷达成像与干扰技术研究[D]. 电子科技大学, 2006.
- [18] 汪玲. 逆合成孔径雷达成像关键技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2006.
- [19] 高昭昭. 高分辨 ISAR 成像新技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2009.
- [20] 张直中. 先进合成孔径雷达/逆合成孔径雷达成像及其特征分析[J]. 雷达科学与技术, 2005(02):65-70.
- [21] Pullis Jack D. Three Dimensional Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging[D]. Air Force Institute of Technology, 1995.
- [22] 李强. 单脉冲雷达目标三维成像与识别研究[D]. 西安电子科技大学, 2007.
- [23] 马长征. 雷达目标三维成像技术研究[D]. 西安电子科技大学, 1999.
- [24] 张冬晨. InISAR 三维成像的关键技术研究[D]. 中国科学技术大学, 2009.
- [25] 穆冬. 干涉合成孔径雷达成像技术研究[D]. 南京航空航天大学, 2001.
- [26] 张直中. 发展中的三维成像合成孔径雷达[J]. 现代雷达, 1999(05):6-13.
- [27] Bamler R., Ha rtl P. S ynthetic a perture ra dar inte rferometry[J]. INVERSE PROBL EMS, 1998,14(4):R1-R54.
- [28] Graham L. C. Synthetic interferometer radar for topographic mapping[J]. Proceedings of the IEEE, 1974, 62(6):763-768.
- [29] 石晓进. 星载干涉合成孔径雷达信号处理若干问题研究[D]. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 2008.

- [30] Donoho D L. Compressed sensing[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 2006,52(4):1289-1306.
- [31] Tsaig Y, Donoho D L. Extensions of compressed sensing [J]. SIGNAL PROCESSING, 2006,86(3):549-571.
- [32] Candes E J , Tao T . Near-optimal signal recovery from random projections: Universal encoding strategies?[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 2006,52(12):5406-5425.
- [33] Candes E J , Romberg J, Tao T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 2006,52(2):489-509.
- [34] 黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [35] Cutrona L. J., Leith E. N., Porcello L. J., et al. On the application of coherent optical processing techniques to synthetic-aperture radar[J]. 1966,54(8):1026-1032.
- [36] Kirk J. C. A Discussion of Digital Processing in Synthetic Aperture Radar[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1975,AES-11(3):326-337.
- [37] 袁孝康. 合成孔径雷达的发展现状与未来[J]. 上海航天, 2002(05):42-47.
- [38] 张直中. 合成孔径雷达(SAR)的最新发展[J]. 现代雷达, 2003(01):1-8.
- [39] Brown William M. Synthetic Aperture Radar[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1967,AES-3(2):217-229.
- [40] Walker J. L. Range-Doppler Imaging of Rotating Objects[J]. 1980,AES-16(1):23-52.
- [41] Chung-Ching Chen, Andrews H. C. Target-Motion-Induced Radar Imaging[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1980,AES-16(1):2-14.
- [42] Ausherman Dale A., Kozma Adam, Walker Jack L., et al. Developments in Radar Imaging[J]. 1984,AES-20(4):363-400.
- [43] Zhang Yunhua, Wu Jie, Li Haibin. Two simple and efficient approaches for compressing stepped chirp signals[C]. Asia-Pacific Microwave Conference 2005, Suzhou, China.
- [44] 李海滨. 调频步进信号及逆合成孔径雷达成像方法研究[D]. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 2005.
- [45] 伍捷. 时频方法在高分辨率 ISAR 运动补偿和成像中的应用[D]. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 2006.
- [46] Gu Xiang, Zhang Yunhua, Zhang Xiangkun. Electromagnetic simulation of ISAR imaging with super-resolution[C]. 2007 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China: 595-598.
- [47] Zhang Yunhua, Jiang Bitao, Zhang Xiangkun, et al. Imaging simulation of spacecraft by ground based high-resolution ISAR[C]. 3rd European Radar Conference, EuRAD 2006, Manchester, United Kingdom: 229-232.
- [48] Zhang Yunhua, Wu Jie. ISAR imaging with stepped-frequency chirp signal by de-chirping processing[C]. 2007 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China: 687-690.
- [49] 江碧涛, 张云华, 姜景山. 宽带调频步进信号的全去斜处理方法[J]. 测试技术学报, 2008(03): 225-230.
- [50] Zhai Wenshuai, Zhang Yunhua. Apply super-SVA to SAR imaging with both aperture gaps and bandwidth gaps[J]. Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology, 2009,57:39-42.
- [51] Zhang Yunhua, Zhang Xiangkun, Zhai Wenshuai, et al. Moving train imaging by

- ground-based ka-band radar[C]. Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2009, Loughborough, United kingdom,: 413-416
- [52] 翟文帅, 张云华. 运用 Super-SVA 方法处理频谱不连续调频步进信号[J]. 电子与信息学报, 2009(12): 2848-2852.
- [53] Showman G. A., Sangston K. J., Richards M. A. Correction of artifacts in turntable inverse synthetic aperture radar images[J]. Proceedings of SPIE -RADAR SENSOR TECHNOLOGY II, 1997,3066:40-51.
- [54] Fortuny J, Sieber A J. Three-dimensional synthetic aperture radar imaging of a fir tree: First results[J]. IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, 1999,37(2):1006-1014.
- [55] Kempf T., Peichl M., Dill S., et al. 3D Tower-Turntable ISAR Imaging[C]. Radar Conference, 2007. EuRAD 2007. European: 114-117
- [56] Soumekh M. Automatic aircraft landing using interferometric inverse synthetic aperture radar imaging[J]. IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, 1996,5(9):1335-1345.
- [57] Xu X. J., Xiao Z. H., Luo H. Three-dimensional interferometric ISAR imaging with applications to the scattering diagnosis of complex radar targets[J]. Proceedings of SPIE -RADAR SENSOR TECHNOLOGY IV, 1999,3704:208-214.
- [58] Xu X J., Narayanan R M. Three-dimensional interferometric ISAR imaging for target scattering diagnosis and modeling [J]. IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, 2001,10(7):1094-1102.
- [59] Xu X. J., Narayanan R. M. Enhanced resolution in 3-D Interferometric ISAR imaging using an iterative SVA procedure[C]. IEEE INTERNATIONAL GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING SYMPOSIUM, 2003:935-937.
- [60] Xu X. J., Narayanan R. M. Enhanced resolution in SAR/ ISAR imaging using iterative sidelobe apodization[J]. IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, 2005,14(4):537-547.
- [61] Wang G Y, Xia X G, Chen V C. Three-dimensional ISAR imaging of maneuvering targets using three receivers[J]. IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, 2001,10(3):436-447.
- [62] Ma C. Z., Yeo T. S., Tan H. S., et al. Interferometric ISAR imaging on squint model[C]. PIERS 2008 HANGZHOU: 2008:278-283.
- [63] Ma C Z, Yeo T S, Zhang Q, et al. Three-dimensional ISAR imaging based on antenna array[J]. IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, 2008,46(2):504-515.
- [64] 罗斌凤, 张群, 袁涛,等. InISAR 三维成像中的 ISAR 像失配准分析及其补偿方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2003(06): 739-743.
- [65] Zhang Q, Yeo T S, Du G, et al. Estimation of three-dimensional motion parameters in interferometric ISAR imaging[J]. IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, 2004,42(2):292-300.
- [66] Zhang G. J., Zhang Q., Zhang T., et al. Interferometric three-dimensional imaging on ground moving target[C]. 2004 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING PROCEEDINGS:1934-1937.
- [67] 张群, 金亚秋. 强背景杂波下的地面运动目标干涉式三维成像[J]. 电子与信息学报, 2007(01): 1-5.

- [68] 李道京, 汤立波, 吴一戎, 等. 顺轨机载 InSAR 海面运动舰船成像[J]. 数据采集与处理, 2005(04): 417-422.
- [69] Given J A, Schmidt W R. Generalized ISAR - Part II: Interferometric techniques for three-dimensional location of scatterers[J]. IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, 2005,14(11):1792-1797.
- [70] Zhang Chi, Zhang Xiaoling, Zhang Wei. Research on the three-dimensional ISAR imaging for spin target[C]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2007, Huangshan, China: 546-549.
- [71] Lei Zhang, Meng-dao Xing, Chen-g-Wei Qiu, et al. Two-Dimensional Spectrum Matched Filter Banks for High-Speed Spinning-Target Three-Dimensional ISAR Imaging[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2009,6(3):368-372.
- [72] 喻玲娟, 谢晓春. 压缩感知理论简介[J]. 电视技术, 2008(12):16-18.
- [73] Compressed Sensing @ IDCoM[EB/OL]. <http://www.see.ed.ac.uk/~mdavies4/Research/CS/>.
- [74] 稀疏微波成像的理论、体制和方法研究 [EB/OL]. www.973.gov.cn/GSNR/2010CB731900-G.Doc.
- [75] Baraniuk R., Steeghs P. Compressive Radar Imaging[C]. 2007 IEEE Radar Conference, Boston, 128-133.
- [76] Herman Matthew, Strohmer Thomas. Compressed sensing radar[C]. 2008 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING:1509-1512.
- [77] Varshney K. R., Cetin M., Fisher J. W., et al. Sparse Representation in Structured Dictionaries With Application to Synthetic Aperture Radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(8): 3548-3561.
- [78] Potter Lee C., Schniter Philip, Ziniel Justin. Sparse reconstruction for radar[C]. Proceedings of SPIE -Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XV, 697003-697015
- [79] Yoon Yeo-Sun, Amin Moeness G. Compressed sensing technique for high-resolution radar imaging[C]. Proceedings of SPIE - SIGNAL PROCESSING, SENSOR FUSION, AND TARGET RECOGNITION XVII, 2008, 6968: A968
- [80] Gurbuz Ali C., McClellan James H., Scott Jr Waymond R. Compressive sensing for subsurface imaging using ground penetrating radar[J]. Signal Processing, 2009,89(10):1959-1972.
- [81] Gurbuz Ali Cafer, McClellan James H., Scott Waymond R. A compressive sensing data acquisition and imaging method for stepped frequency GPRs[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(7):2640-2650.
- [82] Gurbuz Ali Cafer, McClellan James H., Scott Jr Waymond R. GPR imaging using compressed measurements[J]. International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2008,2(1):I13-I16.
- [83] Yoon Yeo-Sun, Amin Moeness G. Imaging of behind the wall targets using wideband beamforming with compressive sensing[C]. 2009 IEEE/SP 15th Workshop on Statistical Signal Processing, Cardiff, United kingdom: 93-96.
- [84] Shi G M, Lin J, Chen X Y, et al. UWB echo signal detection with ultra-low rate sampling based on compressed sensing[J]. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II-EXPRESS BRIEFS, 2008,55(4):379-383.
- [85] 宋琳, 曹吉海. 基于随机滤波的雷达信号采样和目标重建方法[J]. 科技导报, 2008(13): 64-67.

- [86] Lei Zhang, Mengdao Xing, Cheng-Wei Qiu, et al. Achieving Higher Resolution ISAR Imaging With Limited Pulses via Compressed Sampling[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2009,6(3): 567-571.
- [87] Yun Lin Wen Hong Wei-xian Tan. Compressed Sensing Technique for Circular SAR Imaging[C]. IET International Radar Conference 2009, Guilin, China.
- [88] Lin Yue-Guan, Wu Yi-Rong, Hong Wen, et al. Compressive sensing in radar imaging[C]. IET International Radar Conference 2009, , Guilin, China.
- [89] Wu Jiao, Liu Fang, Jiao Licheng. Reconstruction of images from compressive sensing based on the stagewise fast LASSO[C]. Proceedings of SPIE- Remote Sensing and GIS Data Processing and Other Applications, 7498: 749848.
- [90] 侯颖妮, 李道京, 洪文. 基于稀疏阵列和压缩感知理论的艇载雷达运动目标成像研究[J]. 自然科学进展, 2009(10): 1110-1116.
- [91] Xie Xiaochun, Zhang Yunhua. Fast Compressive Sensing Radar Imaging Based on Smoothed l0 Norm [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China:443-447.
- [92] Xiaoyun Si, Licheng Jiao, Hang Yu, et al. SAR images reconstruction based on Compressive Sensing [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China: 1056-1059.
- [93] Zhu F., Zhang Q., Xiang Y., et al. Compressive Sensing in ISAR spectrogram data transmission [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China: 89-92.
- [94] Lei Yu, Yi Yang, Hong Sun, et al. Turbo-like Iterative Thresholding for SAR image recovery from compressed measurements [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China:664-667.
- [95] Li Jun, Xing Mengdao, Wu Shunjun. Application of compressed sensing in sparse aperture imaging of radar [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China: 651-665.
- [96] Fang Liu, Hu Wang, Hongxia Hao. Fletcher-reeves Conjugate Gradient for Sparse Reconstruction: [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China:322-325.
- [97] Yabo Liu, Yinghui Quan, Jun Li, et al. SAR imaging of multiple ships based on compressed sensing: [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China: 112-115.
- [98] Min Wang. Raw SAR data compression by structurally random matrix based compressive sampling [C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, Xian, China: 1119-1122.
- [99] 余慧敏, 方广有. 压缩感知理论在探地雷达三维成像中的应用[J]. 电子与信息学报, 2010(01): 12-16.
- [100] Xue Ming, Santiago Enrique, Sedehi Matteo, et al. SAR imaging via iterative adaptive approach and sparse bayesian learning[C]. Proceedings of SPIE- Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XVI, 7337, 733706
- [101] Bhattacharya Sujit, Blumensath Thomas, Mulgrew Bernard, et al. Synthetic Aperture Radar raw data encoding using compressed sensing[C]. 2008 IEEE Radar Conference, , Rome, Italy.
- [102] Tello Marivi, Lopez-Dekker Paco, Mallorqui Jordi J. A novel strategy for radar imaging

- based on compressive sensing[C]. International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2008,2(1):I213-I216.
- [103] Jouny Ismail. Compressed sensing for UWB radar target signature reconstruction[C]. 2009 IEEE 13th Digital Signal Processing Workshop and 5th IEEE Signal Processing Education Workshop, Marco Island, FL, United states: 714-719
- [104] 吴顺君, 梅晓春等编著. 雷达信号处理和数据处理技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [105] Mahafza B. R. MATLAB Simulations for Radar Systems Design [M]. Chapman & Hall/CRC; 2003.
- [106] Cumming Ian G., Wong Frank H. Digital Processing Of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms And Implementation[M]. Artech House Publishers, 2005.
- [107] Wang K., Luo L., Bao Zh. Global optimum method for motion compensation in ISAR imagery[C] Radar 97, 1997: 233-235.
- [108] Genyuan Wang, Zheng Bao. The minimum entropy criterion of range alignment in ISAR motion Compensation[C]. Radar 97, 1997 : 236-239
- [109] Li Xi, Liu Guosui, Jinlin Ni. Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999,35(4):1240-1252.
- [110] 黄小红, 姜卫东, 邱兆坤, 等. 基于时频的逆合成孔径雷达的距离—瞬时多普勒成像方法[J]. 国防科技大学学报, 2002(06): 34-36.
- [111] 孙真真, 陈曾平, 庄钊文, 等. 一种基于时频分解的 ISAR 图像理解与处理方法[J]. 电子与信息学报, 2003(01): 1-8.
- [112] 金添, 常文革. 基于综合时频分析的机动目标 ISAR 成像[J]. 现代雷达, 2004(11): 18-21.
- [113] 范录宏, 黄顺吉, 侯印鸣. 基于 HH 变换的非平稳运动目标的 ISAR 成像[J]. 电波科学学报, 2006(04): 624-627.
- [114] 王勇, 姜义成. 基于两种时频分布的 ISAR 成像方法[J]. 现代雷达, 2006(01): 35-37.
- [115] 王勇, 姜义成. 两种线性时频分布在机动目标 ISAR 成像中的应用[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2006(05): 702-704.
- [116] 朱宇涛, 向家彬. 一种基于时频分析的自适应积累成像算法[J]. 空军雷达学院学报, 2006(02): 91-93.
- [117] 沈丽红. 基于时频分析的 ISAR 运动补偿方法研究[D]. 南京航空航天大学, 2006.
- [118] 陈兴华. FrFT 与 SAR 动目标检测和成像[D]. 浙江大学, 2006.
- [119] Chen V C, Chen V C. Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis [M]. Artech Print on Demand; 1st edition, 2002.
- [120] 吴勇. 双站逆合成孔径雷达二维成像算法研究[D]. 国防科技大学, 2005.
- [121] 张振华. 双/多基 SAR 成像算法研究[D]. 西安电子科技大学, 2007.
- [122] 黄艺毅. 双站逆合成孔径雷达的成像算法研究[D]. 上海交通大学, 2008.
- [123] Willis Nicholas J. Bistatic radar[M]. Boston : Artech House, 1991.
- [124] Cherniakov Mikhail. Bistatic radar :emerging technology[M]. Hoboken, NJ : J. Wiley & Sons, 2008.
- [125] Xie Xiaochun, Zhang Yunhua. 3D ISAR imaging based on MIMO radar array[C]. 2009 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Xian, China:1018-1021.
- [126] Donoho D. L., Vetterli M., DeVore R. A., et al. Data compression and harmonic analysis[J]. Information Theory, IEEE Transactions on, 1998,44(6):2435-2476.

- [127] Candès E. J., Tao T. Decoding by linear programming[J]. Information Theory, IEEE Transactions on, 2005,51(12):4203-4215.
- [128] Baraniuk R. G. Compressive Sensing [J]. Signal Processing Magazine, IEEE, 2007,24(4):118-121.
- [129] Sami Kirolos, Jason Laska, Michael Wakin, et al. Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation[C]. 2006 IEEE Dallas/ CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software: 71-74.
- [130] Kirolos S., Ragheb T., Laska J., et al. Practical issues in implementing analog-to-information converters[C]. 6TH INTERNATIONAL WORKSHOP ON SYSTEM-ON-CHIP FOR REAL-TIME APPLICATIONS, PROCEEDINGS, 2006:141-146.
- [131] Ragheb T., Kirolos S., Laska J., et al. Implementation models for analog-to-information conversion via random sampling[C]. 50th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2007: 325-328
- [132] Chen S. S., Donoho D. L., Saunders M. A. Atomic decomposition by basis pursuit[J]. SIAM Review, 2001,43(1):129-159.
- [133] Tropp Joel A. Greed is good: algorithmic results for sparse approximation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004,50(10):2231-2242.
- [134] Figueiredo Mario A. T., Nowak Robert D., Wright Stephen J. Gradient projection for sparse reconstruction: Application to compressed sensing and other inverse problems[J]. IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, 2007,1(4):586-597.
- [135] Tan Kun, Wan Qun, Huang Anmin, et al. A fast subspace pursuit for compressive sensing[C]. IET International Radar Conference 2009, Guilin, China.
- [136] Ji S H, Xue Y, Carin L. Bayesian compressive sensing[J]. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, 2008,56(6):2346-2356.
- [137] Seeger M W. Bayesian inference and optimal design for the sparse linear model[J]. JOURNAL OF MACHINE LEARNING RESEARCH, 2008,9:759-813.
- [138] Wipf David Paul. Bayesian methods for finding sparse representations[D]. University of California, San Diego. , 2006.
- [139] Mohimani G. H., Babaie-Zadeh M., Jutten C. Complex-valued sparse representation based on smoothed l_0 norm[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, : 3881-3884
- [140] Mohimani H, Babaie-Zadeh M, Jutten C. A Fast Approach for Overcomplete Sparse Decomposition Based on Smoothed l_0 Norm [J]. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, 2009,57(1):289-301.
- [141] Grant Michael, Boyd Stephen. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming[EB/OL]. <http://cvxr.com/cvx/>.
- [142] Wipf David. SBL Matlab code[EB/OL]. <http://dsp.ucsd.edu/~dwipf/>.
- [143] Mohimani. Hosein, Babaie-Zadeh. Massoud, Jutten. Christian. Smoothed L_0 (S L_0) Algorithm for Sparse Decomposition[EB/OL]. <http://ee.sharif.edu/~SLzero/>.
- [144] 谢晓春, 张云华. 基于压缩感知的二维雷达成像算法[J]. 电子与信息学报, 2010,35(5):1234-1238.
- [145] Xie X. C., Zhang Y. H. High-resolution imaging of moving train by ground-based radar with compressive sensing[J]. Electronics Letters, 2010,46(7):529-531.

作者攻读博士学位期间发表的论文

- [1] Xie Xiaochun, Zhang Yunhua. Fast Compressive Sensing Radar Imaging Based on Smoothed l_0 Norm [C]. APSAR 2009, Xian:443-447. (EI 20101212789332)
- [2] Xie Xiaochun, Zhang Yunhua. 3D ISAR Imaging Based on MIMO Radar Array[C]. APSAR 2009, Xian:1018-1021. (EI 20101212789202)
- [3] Xie Xiao-Chun, Zhang Yun-Hua. High-resolution imaging of moving train by ground-based radar with compressive sensing[J]. Electronics Letters, 2010,46(7):529-531. (SCI 000276383700039)
- [4] 谢晓春, 张云华. 基于压缩感知的二维雷达成像算法[J]. 电子与信息学报, 2010,35(5):1234-1238. (EI 收录)

致谢

在论文完成之际，我谨向在攻读博士期间所有给予过关怀、支持和帮助的老师、同学及亲人表示最诚挚的谢意。

本论文的工作是在我的导师张云华研究员的悉心指导下完成的，张老师严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。此外，他旺盛的工作热情、谦和的待人风范和持之以恒的毅力也是我学习的榜样。张老师在繁忙的工作当中，仍然抽出大量的时间指导我，他对我学习上、科研上和工作上的循循善诱和谆谆教诲，让我受益终生。本论文从选题到完成，每一步都是在导师的指导下完成的，倾注了张老师大量的心血。在此，谨向张老师表示崇高的敬意和衷心的感谢！

论文的顺利完成，离不开微波遥感研究室老师的关心和帮助，在这里，对他们一并表示衷心的感谢，同时，还要感谢一起工作学习的张祥坤副研究员、翟文帅助理研究员、石晓进博士、顾翔博士、张燕博士、陈秀伟博士、叶斌丽硕士、李东博士、杨青山博士、江晓阳硕士、董晓硕士和刘文茹硕士给予我的关心和帮助。

感谢研究生部的张作和老师、李燕秋老师和许贺楠老师，他们认真、高效的学生管理工作促进了我的论文研究。

最后，我要深深的感谢我的父母、岳父母和弟妹们，他们的默默关怀和殷切期望是我不断前行的动力。感谢我的妻子喻玲娟对我的理解与照顾。