

哈爾濱工業大學

畢業設計（論文）

題 目 基于毫米波雷達的圍岩變形監測方法研究

專 業 電子信息工程

學 號 170201014

學 生 馬路輝

指 導 教 師 趙宜楠

答 辯 日 期 2021 年 6 月 18 日

摘 要

近几十年来，随着地下工程发展的突飞猛进，围岩变形监测也得到了快速的发展。从过去的拉线法、机械法、超声波法，到现代的光学法、图像法等等，但这些方法都容易受光线、天气和障碍物的影响。毫米波雷达是一种非接触式高精度测量工具，具有很强的抗干扰能力，在液位测量、自动驾驶等日常生活中有很广泛的应用。本文在传统围岩变形监测方法的基础上进行对比研究，提出了一种基于毫米波雷达的监测方法。

首先，从波形信号出发，对毫米波雷达的工作原理和系统组成进行讨论，对发射信号和回波信号的混频做了研究，并推导了 FMCW 雷达基本的测距测速和测角原理，建立了数学模型，为后续的信号处理做了准备。

其次，对混频信号直接做傅里叶变换会产生很大的测量误差，为了提高测量精度，提出了补零法和 CZT 法两种提高频谱分辨率的方法。为了降低漏检率和虚警率，对均值类和有序统计类两种恒虚警概率检测算法做了研究。

最后，对整个系统进行测试，在单个目标，多个目标等不同场景进行实验，对比了不同方法的测量效果，同时对比研究了不同参数对两种检测算法的性能影响。

关键词：毫米波雷达；围岩变形；高精度测距

Abstract

In recent decades, with the rapid development of underground engineering, surrounding rock deformation monitoring has also developed rapidly. From the past wire drawing method, mechanical method, ultrasonic method, to modern optical method, image method, etc., but these methods are easily affected by light, weather and obstacles. Millimeter-wave radar is a non-contact high-precision measurement tool with strong anti-interference ability and is widely used in daily life such as liquid level measurement and automatic driving. Based on the traditional monitoring methods of surrounding rock deformation, this paper proposes a monitoring method based on millimeter wave radar.

First of all, starting from the waveform signal, the working principle and system composition of the millimeter wave radar are discussed, the mixing of the transmitted signal and the echo signal is studied, and the basic principles of ranging, speed and angle measurement of the FMCW radar are deduced. The mathematical model is used to prepare for the subsequent signal processing.

Secondly, the direct Fourier transform of the mixed signal will produce a large measurement error. In order to improve the measurement accuracy, two methods to improve the spectral resolution are proposed: the zero-padding method and the CZT method. In order to reduce the missed detection rate and false alarm rate, two kinds of constant false alarm probability detection algorithms of mean value and ordered statistics have been studied.

Finally, the whole system was tested, and experiments were conducted on a single target, multiple targets, and other different scenarios. The measurement results of different methods were compared, and the effects of different parameters on the performance of the two detection algorithms were compared.

Keywords: millimeter wave radar, surrounding rock deformation, high-precision ranging

目 录

摘 要	I
Abstract.....	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景及研究的目的和意义	1
1.1.1 课题背景	1
1.1.2 研究目的及意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 国外研究现状	2
1.2.2 国内研究现状	2
1.3 本文主要研究内容及章节	3
第 2 章 毫米波雷达测量原理	5
2.1 引言.....	5
2.2 FMCW 雷达基本工作原理	5
2.2.1 Chirp 信号及中频信号	5
2.2.2 雷达结构框图	7
2.3 FMCW 雷达测距原理	8
2.3.1 单目标测距原理	8
2.3.2 多目标测距原理	9
2.4 FMCW 雷达测速原理	10
2.4.1 单目标测速原理	10
2.4.2 多目标测速原理	11
2.5 FMCW 雷达测角原理	11
2.5.1 单目标测角原理	11
2.5.2 多目标测角原理	12
2.6 本章小结.....	13
第 3 章 FMCW 雷达精确测距及多目标检测	14
3.1 引言.....	14
3.2 利用 DFT 对信号频率进行估计	14
3.2.1 离散傅里叶变换（DFT）	14

3.2.2 快速傅里叶变换（FFT）	15
3.3 补零 FFT 法和 CZT 法算法研究	16
3.3.1 补零 FFT 法	16
3.3.2 Chirp-Z 变换法	17
3.4 恒虚警概率检测	18
3.4.1 雷达假设检验检测	18
3.4.2 均值类恒虚警概率检测	18
3.4.3 有序统计类恒虚警概率检测	19
3.5 本章小结	20
第 4 章 系统测试与实验结果分析	21
4.1 引言	21
4.2 雷达参数选择及数据模型	21
4.2.1 雷达参数配置	21
4.2.2 雷达数据采样模型	22
4.3 FMCW 雷达测量及结果分析	22
4.3.1 单目标测量及结果分析	22
4.3.2 多目标测量及结果分析	24
4.3.3 补零法和 CZT 法性能分析	25
4.4 恒虚警率影响因素对目标检测的影响	28
4.4.1 CA-CFAR	28
4.4.2 OS-CFSR	31
4.5 本章小结	34
结 论	35
本科毕业论文（设计）诚信声明书	36
参考文献	37
致 谢	38

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景及研究的目的和意义

1.1.1 课题背景

近年来随着我国经济的迅速发展，对煤炭黄铜等矿物的需求也日益增加，开采的力度也逐年增大。但是我国大部分矿山都埋于地下，且埋藏深度超过 1km，开采难度大，地质条件复杂，极易发生坍塌、下陷、瓦斯、顶板等各类生产安全事故。因此为确保作业人员的安全，必须把安全工作放在各项工作的首位，需要不断提高对巷道内各项指标的技术监测能力。

山西某煤业有限公司工作面发生一起重大顶板事故，造成 10 人死亡。事后查明，该公司巷道压力明显增大时未采取有效措施，致使产生冲击地压是造成本次事故的直接原因。

由于技术管理有漏洞，施工质量存在明显缺陷，阳泉某公司进风底板岩石预抽巷发生一起顶板事故，造成多人被困。直接经济损失三十多万元。

为了应对生产安全带来的挑战，需要不断提高工程支撑防护和危险监测能力，提高监控测量的效率和准确度，同时还要减少接触史测量带来的安全隐患，以减少安全事故的发生。

1.1.2 研究目的及意义

围岩变形主要是由外界因素的作用引起的。在岩体内开凿地下洞室时，原来处于平衡状态的岩体会发生应力变化，即圈岩应力释放。在应力释放所影响的范围内围岩回弹，形成一个回弹区；在紧靠洞周的一定范围内，围岩变形而使岩体松动，形成一个松动区^[1]。

围岩变形在隧道作业中非常常见，在生产过程中，由于受到应力作用，矿井巷道会发生形变，为了监测矿井巷道围岩变形，进而判断巷道危险程度，一般采用对巷道顶、底板，左、右两帮的相对位置进行监测，进而判断巷道形变量。

虽然近些年来很多科技工作者对巷道围岩变形的产生原因、监测技术、防护方法等做了研究，但巷道内围岩变形的监测与防护仍然较为困难。很多在浅矿井中出现的问题会在深矿井中表现得十分明显，支护与监测难度更大。因此，对巷道内围岩变形的监测研究十分重要，其监测结果是判断施工场所是否安全稳定的重要依据^[2]。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国外研究现状

自从拉布西维兹教授提出新奥法理论以后，地下作业就在欧洲、日本等许多国家得到迅猛发展。与此同时，在欧洲、日本以及美国等许多国家的围岩变形监测技术也开始进步起来，非接触式测量更是得到了突破性发展^[3]。

围岩变形监测方法有很多，常见的有激光测距法、机械法、超声波法、光学成像等。机械法是最早开始在围岩变形监测中使用的方法，其操作简单、成本低，在工程中应用较广。常见的机械法监测仪有收敛计、位移计等等^[4]。

超声波也是较早用于围岩变形监测的方法之一，由于其传播性好，技术难度较低，在工业、安防等领域也得到了很广泛的应用。20 世纪中后期，苏联研究出了利用超声波特性测量距离的断面仪，该仪器能够对巷道中围岩的位移进行监测，但是测量误差较大^[4]。

光学法也具有较好的测量性能。西欧国家利用光学技术成功实现了隧道内待测点的非接触式测量。法国利用 LED 发出的激光光束研发出了 SOFO 点式光纤传感器，该仪器广泛运用在巷道变形监测中^[5]。同时德国也曾利用光纤研发出了长距离分布式的光纤传感监测系统，获得了各待测点处的位置信息^[6]。

除欧洲日本等国家外，美国在地下工程监测中也有很深入的研究。美国研发的远程 GPRS 压力监测及预警系统具有高度一体化和完全自动化等特点，能够完成高精度实时远程监测、自动预警、自动拨打预警电话等一系列功能。

1.2.2 国内研究现状

国内关于围岩变形监测的研究也有很长的历史，自新奥法出现以后，我国的地下工程也得到迅猛发展，同时关于地下工程的监测技术也有了很深入的探索和研究。

机电一体化是国内使用较早的一种巷道围岩变形监测方法，这种方法具有数字化和自动化等特点，比起传统的拉线法，操作简单，测量精度也更高。但是在工程实际中，由于场地条件的限制，其实用性并不高。

激光法是利用激光束来测定目标与仪器之间的距离，其测量精度高，稳定性和抗干扰能力强，操作简单，成本较低，在巷道中具有非常广泛的应用。但是激光法是点对点的测量方法，难以同时监测多个目标，且无法应对障碍物遮挡等情况。

张宇等人在 2019 年利用光纤光栅传感技术实现了在洞室环境下的围岩变形监测。光纤光栅传感器主要是利用波长调制传递信号，目前在桥梁监测等领域有开阔

前景，其具有高精度、远距离、连续测量等特点，能很好地反映巷道围岩变形的变化规律。但光纤光栅位移计易受现场施工振动等的影响，在实际应用中受限较大^[7]。

田茂森利用后方交会法实现了在大跨径浅埋暗挖隧道条件下的围岩变形监测。该方法可以达到不直接接触各监测点获取其三维坐标并计算收敛值的效果，在实际的施工监测中应用效果良好，但是使用成本较高，在实际应用中较少^[8]。

以上研究方法虽然可以监测围岩形变，但是在精度、成本、复杂地形条件和气候条件等方面都存在缺陷，因此本文主要使用毫米波雷达作为围岩变形的监测设备。

毫米波雷达是一种发射波长在毫米级的雷达，常见的有 24GHz 频段和 77GHz 频段两种，在工业控制，自动驾驶等方面有很广泛的应用。美国德州仪器（TI）公司研发的 CMOS 毫米波雷达传感器因高性能、高集成度在市场上占据主要地位。我国在毫米波雷达领域的研究虽然起步较晚，但几年来也得到了快速的发展。孙忠良教授的研究团队曾成功研制出了 35GHz 的毫米波雷达。2018 年北京行易道公司推出了国内第一款民用 77GHz 毫米波防撞雷达。

毫米波雷达抗环境干扰能力强、稳定性高、能够全天候工作，不受光线、灰尘等环境的影响。本文采用毫米波雷达研究围岩变形的监测方法，用于持续测量多个监测点之间的精确距离，实时分析围岩形变的数据，为巷道内安全作业提供预警信息。

1.3 本文主要研究内容及章节

本论文主要研究内容为如何利用毫米波雷达实现巷道内围岩变形的监测，包括多个目标下的高精度距离和角度测量方法，补零法和 Chirp-Z 变化法在不同细化倍数下的性能，以及多个目标下的恒虚警概率检测算法性能。论文的具体章节安排如下：

第一章为绪论部分。首先介绍了围岩变形监测的研究背景及意义，归纳总结了国内外在围岩变形监测方面的研究进展及现状，包括超声波法、光学法和机械法等。最后介绍了毫米波雷达的发展历程及在本课题中的应用。

第二章为 FMCW 雷达系统组成及工作原理研究。首先对 FMCW 雷达的系统组成做了介绍，并研究了 FMCW 雷达的信号产生、发射与接收、混频等基本工作原理，同时对 FMCW 雷达基本测距和测角原理做了介绍。

第三章为高精度测距和多目标检测方法研究。为了提高测量精度，在 FFT 的基础上提出了补零法和 CZT 法两种高精度测距方法，同时为了提高目标检测概率，降低漏检率和虚警率，对恒虚警概率检测算法做了研究分析。

第四章为仿真测试与结果分析。针对第二章和第三章的理论分析做了仿真验证,对两种高精度测距方法的性能做了对比研究。另外还研究不同参数对 CA-CFAR 和 OS-CFAR 两种检测算法的性能影响。

第2章 毫米波雷达测量原理

2.1 引言

雷达按照发射信号的不同，可以简单分为脉冲雷达和调频连续波（FMCW）雷达。脉冲雷达通过发射一系列脉冲信号，经过目标反射后，回波信号与发射信号会产生一段时延，根据时延就可以计算出雷达与目标的距离，利用等信号法还可以获得目标的角度信息。FMCW 雷达的测距方法与脉冲雷达不同，FMCW 雷达发射一个扫频周期内频率连续变化的发射波，经过物体反射得到的回波信号频率与发射信号频率有一定的频率差，根据频率差就可以计算出目标与天线之间的位置。与脉冲雷达相比，FMCW 雷达能测量很近的距离，具有较高的测量精度，而且测量功率小，体积小，重量轻。

本章主要内容安排如下：第 2.2 节对 FMCW 雷达基本工作原理和系统组成做一介绍。第 2.3 节到第 2.5 节对 FMCW 雷达的基本测量原理进行研究；第 2.6 节为本章小结。

2.2 FMCW 雷达基本工作原理

2.2.1 Chirp 信号及中频信号

2.2.1.1 Chirp 信号

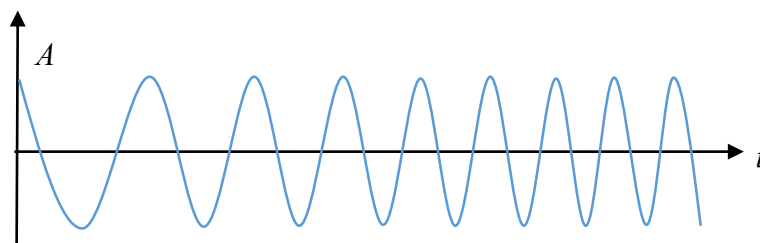


图 2-1 Chirp 时域信号示意图

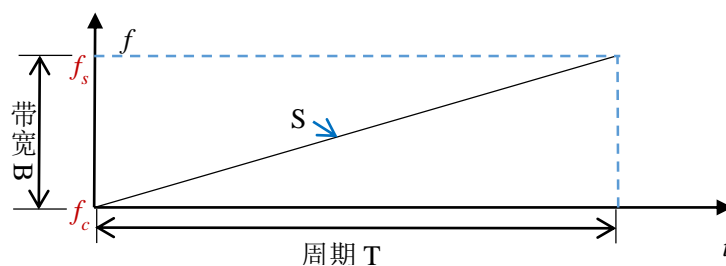


图 2-2 Chirp 信号频域示意图

Chirp 信号又名线性调频信号 (LFM)，是一种频率随时间线性增加（或减小）的正弦信号，在雷达、声呐技术中有广泛的应用。一种 Chirp 信号的时域示意图和频域图示意图 2-1 和图 2-2 所示。可以看出，Chirp 信号的频率随时间的增加而线性增加。其中 f_c 为起始频率， f_s 为截止频率，中心频率 $f_0 = (f_c + f_s) / 2$ ， B 为信号带宽， T 为信号周期。

2.2.1.2 中频信号

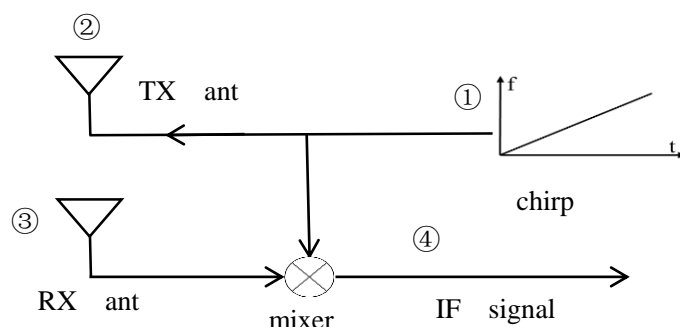


图 2-3 单发单收 FMCW 雷达

如图 2-3 所示，发射天线将一段 Chirp 信号发射出去，信号遇到目标后反射回来，被接收天线捕获。将发射信号与接收信号做混频，就会得到所需要的中频信号。对单目标来说，中频信号是一个频率固定不变的信号，混频方法如图 2-4 所示：

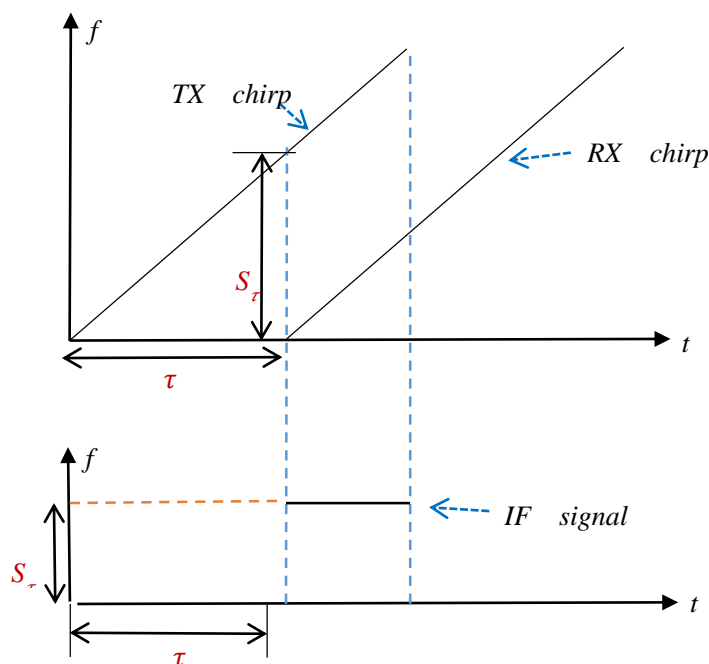


图 2-4 混频原理图

图 2-4 是单个目标的混频原理，可以看出单个目标只会产生一个中频信号。对于多个不同距离的目标来说，则会产生多个不同频率的中频信号，如图 2-5 所示：

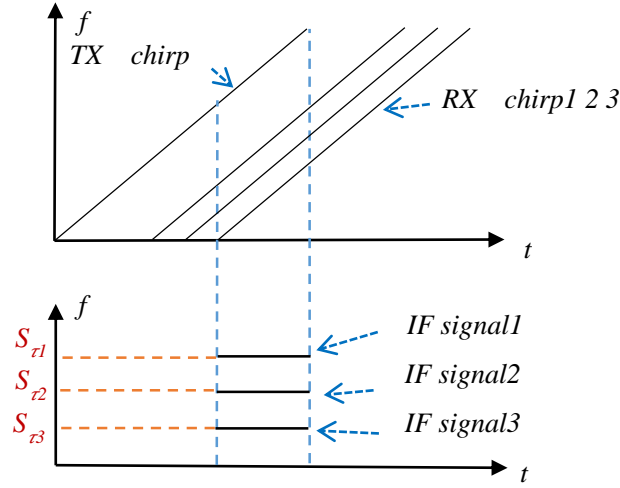


图 2-5 多目标测距的中频信号示意图

2.2.2 雷达结构框图

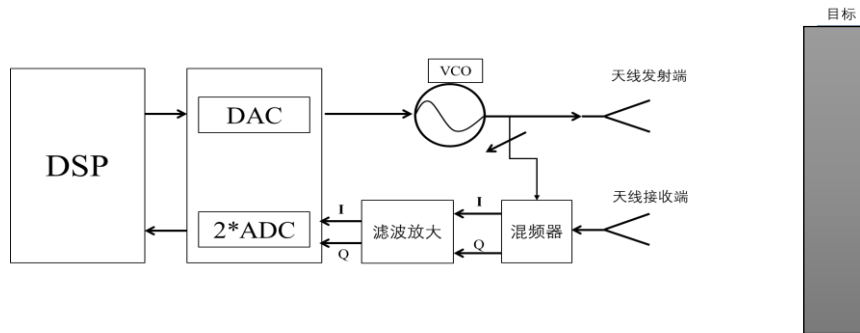


图 2-6 FMCW 雷达系统基本框图

如图 2-6 所示，一个 FMCW 雷达系统主要由控制系统，数模转换电路，压控振荡器等组成。DSP 或 FPGA 等处理器产生电压控制信号，通过数模转换器转化为模拟信号，后经过压控振荡器产生 Chirp 信号，并通过发射天线发射出去。Chirp 信号遇到目标后返回，回波被接收天线捕获。混频器将发射信号和接收信号混频后产生中频信号，中频信号经过滤波放大等预处理后，被 AD 采样为数字信号送入数字信号处理器等待后续的处理。

压控振荡器(VCO)是一种能够根据输入电压 V_T 输出对应频率 $f_T(t)$ 的振荡电路，在调制区间内，其输出频率和输入电压呈线性对应，如式(2-1)所示：

$$f_T(t) = f_0 + KV_T \quad (2-1)$$

当没有电压输入的时候，VCO 输出载波频率 f_0 。根据调制方式的不同，可以产生锯齿波调制信号或三角波调制信号，利用 VCO 就可以产生实验所需要的 Chirp 信号。

2.3 FMCW 雷达测距原理

2.3.1 单目标测距原理

本论文选择锯齿波调频信号。在一个扫频周期内，发射 Chirp 信号的频率 $f_T(t)$ 经线性调制后可以表示为：

$$f_T(t) = f_c + \frac{B}{T}t = f_0 - \frac{B}{2} + \frac{B}{T}t, 0 \leq t \leq T \quad (2-2)$$

其中， $f_c = f_0 - \frac{B}{2}$ 是 Chirp 信号起始频率 f_0 ，是信号中心频率， T 是扫频周期， B 是调频带宽。则 Chirp 信号调制后的相位为：

$$\varphi(t) = 2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})t + \frac{1}{2}\mu t^2] + \varphi_0, 0 \leq t \leq T \quad (2-3)$$

其中 φ_0 为调制信号的初相位， $\mu = \frac{B}{T}$ 是调频斜率。则发射信号可以表示为：

$$T(t) = e^{j[2\pi((f_0 - \frac{B}{2})t + \frac{1}{2}\mu t^2) + \varphi_0]}, 0 \leq t \leq T \quad (2-4)$$

设天线与单个目标的距离为 R ，光速为 c ，经过延迟 $\tau = \frac{2R}{c}$ 后得到回波信号 $R(t)$ ：

$$R(t) = e^{j[2\pi((f_0 - \frac{B}{2})(t - \tau) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau)^2) + \varphi_0]}, \tau \leq t \leq T + \tau \quad (2-5)$$

将发射信号 $T(t)$ 与接收信号 $R(t)$ 混频，滤掉高频分量后得到中频信号 $S(t)$ ：

$$S(t) = e^{j2\pi[\mu\tau t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau - \frac{1}{2}\mu\tau^2]}, \tau \leq t \leq T \quad (2-6)$$

本项目中目标测量属于近程测量，延迟 τ 非常小，所以可以将 τ^2 忽略，此时时间范围可近似为 $0 \leq t < T$ ，则

$$S(t) = e^{j2\pi[\mu\tau t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau]}, 0 \leq t \leq T \quad (2-7)$$

将 $\tau = \frac{2R}{c}$ 代入后，有：

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= 2\pi[\mu\tau t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau] \\ &= 2\pi\frac{2BR}{cT}t + 2\pi(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R}{c} \\ &= 2\pi f_B t + \varphi_B, 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (2-8)$$

由式（2-8）可以得出：

$$R = R_a = \frac{f_B T c}{2B} \quad (2-9)$$

$$R = R_b = \frac{c \phi_B}{4\pi(f_0 - \frac{B}{2})} \quad (2-10)$$

从公式（2-9）和（2-10）可知，利用频率或相位均可以测量出雷达距目标的距离，这两种方法通常也称为频率测距法和相位测距法。频率法测距可以实现绝对测距但是测量精度较差，相位法测量精度较高但是只能在半波长内测量，如果将两种方法结合起来就可以实现对目标的高精度测距^[9]。同时利用公式（2-10）可以推导出目标的速度测量公式。

2.3.2 多目标测距原理

从式（2-9）可以看出，在测量环境不变的条件下，单个目标的测量距离与该目标的中频信号频率呈正相关。也就是说测量距离越远，中频信号频率也越大。假设有三个目标 $K1$ ， $K2$ 和 $K3$ ，与雷达的距离分别为 R_1 ， R_2 和 R_3 。对于多个不同距离的目标来说，混频后则会产生多个不同频率的中频信号 f_{R1} ， f_{R2} 和 f_{R3} ，每个目标的距离与频率关系为：

$$R_1 = \frac{f_{R1} T c}{2B} \quad (2-11)$$

$$R_2 = \frac{f_{R2} T c}{2B} \quad (2-12)$$

$$R_3 = \frac{f_{R3} T c}{2B} \quad (2-13)$$

在经过傅里叶变换处理后，可以在频域得到多个谱峰，如图 2-7 所示：

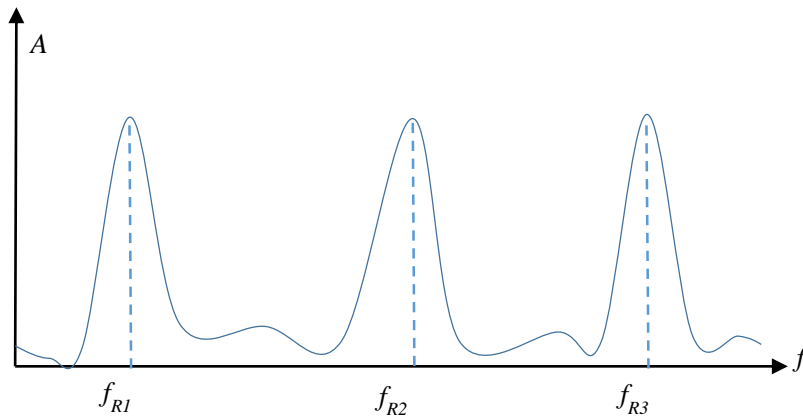


图 2-7 多个不同距离目标的 FFT 示意图

所以对于多个目标而言，只需要计算出各自对应的中频信号频率即可得到目标的距离。

2.4 FMCW 雷达测速原理

2.4.1 单目标测速原理

在围岩变形监测中，除了要监测待测点的距离变化外，还需要监测待测点的角度变化。所以在确定了目标距离雷达的距离之后，还需要确定目标与雷达的角度。在静止状态下可以在距离维分辨出目标后直接在角度维做 FFT，但是为了考虑多个目标在同距离下以不同速度移动等特殊场景下的角度估计，需要对目标的速度测量进行研究。

由 2.3 节可知，目标的中频信号除了具有频率信息外，还具有相位信息，在频域上一般表示为复信号，可表示为 $Ae^{j\theta}$ 。该中频信号在时域上表示为一个正弦波，而在频域上会产生一个峰值，该峰值的相位就是正弦波的初值。

首先研究发射信号、回波信号和中频信号三者之间的相位关系。混频器输出的中频信号初始相位是不同于两个输入信号的初始相位的。而对于同一雷达来说，发射信号的相位是不变的，那么如果回波信号的相位发生变化，则混频后中频信号的相位也会发生变化。目标发生微小的位移时，中频信号的频率也会发生变化，但是这个变化在频域内不可鉴别。反而中频信号的相位会发生较大的变化，也就是说中频信号的相位对于目标距离的小变化非常敏感。根据这一特性可以通过相位的变化来计算目标的速度信息。

发射两个间隔为 T 的 chirp 信号，一般来说间隔 T 非常小，此时目标只发生了很小的位移，所以对于混频后的两个中频信号来说在频谱上具有相同的谱峰，也就是具有相同的频率。但是由于相位对小距离变化的敏感性，两个谱峰具有不同的相位 φ_1 和 φ_2 。由公式（2-10）可知：

$$R = \frac{c\varphi}{4\pi(f_0 - \frac{B}{2})} \quad (2-14)$$

其中 $f_0 - \frac{B}{2}$ 为起始频率 f_c ， φ 为中频信号的相位，则对于 φ_1 和 φ_2 ，有：

$$R_1 = \frac{c\varphi_1}{4\pi f_c} \quad (2-15)$$

$$R_2 = \frac{c\varphi_2}{4\pi f_c} \quad (2-16)$$

$$\Delta d = R_1 - R_2 = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi f_c} = \frac{\lambda\Delta\varphi}{4\pi} \quad (2-17)$$

$$v = \frac{\Delta d}{T} = \frac{\lambda\Delta\varphi}{4\pi T} \quad (2-18)$$

所以对单个目标来说，只要测出两个连续 chirp 的相位差即可估计目标的速度信息。

2.4.2 多目标测速原理

2.4.1 节研究了一个目标的测速方法，这一小节研究多个目标的测速方法。首先考虑一个问题，假设有三个目标，其中目标 1 和 2 与雷达具有相同的距离，但具有不同的速度 v_1 、 v_2 。目标 3 距雷达的距离与 1、2 不同，且以速度 v_3 靠近雷达。那么如何计算三者的距离和速度呢？

根据 2.3 节的讨论，可以很容易的得出，在频谱上目标 1 和 2 应具有相同的谱峰，目标 3 具有不同的谱峰。对目标 3 来说，只需要发送两个连续的 chirp 即可计算出相位差，但该方法对于目标 1 和 2 来说是失效的，因为目标 1 和 2 的谱峰是相同的，该谱峰同时具有来自两个目标的向量。对于这种情况，可以通过发射 N 个等间隔 chirp（通常称为“帧”），对一组距离维度 FFT 峰值的相量做 FFT 就可以分辨两个目标，这称为多普勒-FFT。

2.5 FMCW 雷达测角原理

2.5.1 单目标测角原理

目标的角估计至少需要两根接收天线，目标到每根接收天线上的距离差会导致 FFT 峰值上的相位变化，如图 2-8 所示：

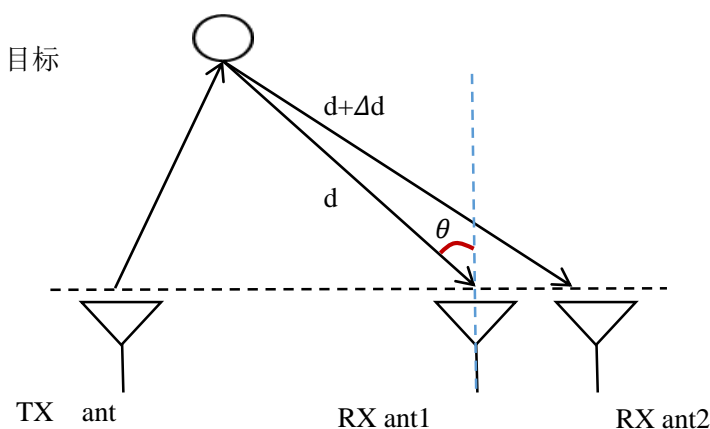


图 2-8 目标与接收天线角度示意图

由于目标与雷达的距离远大于接收天线之间的距离，因此目标回波在接收天线一端可视为远场平面波。设天线之间的距离为 d ，目标回波与天线的法线夹角为 θ ，同一目标的回波到达相邻天线的路程差为 Δd ，则目标与路程差的关系如图 2-9 表示：

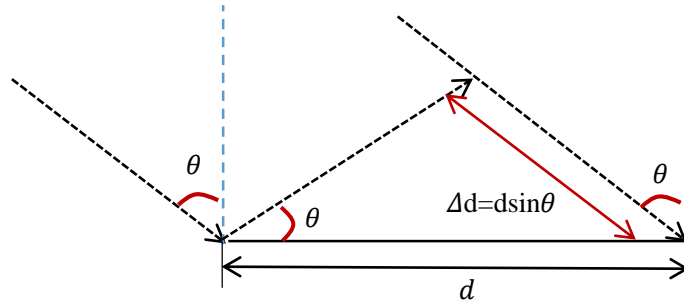


图 2-9 方向角与路程差关系原理图

由图 2-9 可知：

$$\Delta d = d \sin \theta \quad (2-19)$$

相邻天线的接收信号的相位差为：

$$\omega = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (2-20)$$

式中 ω 表示相位差， λ 为波长。整理可得：

$$\theta = \arcsin \frac{\omega \lambda}{2\pi d} \quad (2-21)$$

将相位差 ω 代入式 (2-21)，即可求得目标的方位角。其中，当 $d = \lambda / 2$ 时，可获得最大角度探测范围 $\pm 90^\circ$ 。需要注意的是，在 $\theta = 0$ 时， ω 对 θ 的变化最敏感，其敏感度随着 θ 的增加而下降（ 90° 度时变成 0）。当 θ 增加时， θ 的估计误差增大。

2.5.2 多目标测角原理

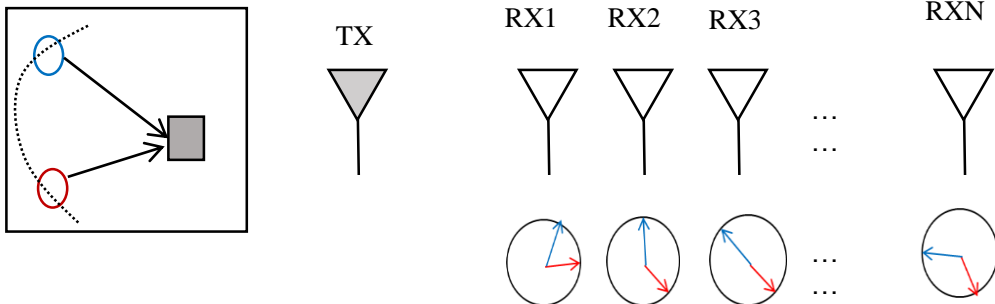


图 2-10 N 个接收天线阵上的相位变化

对于单个目标，可以使用两根天线来确定角度，但是对多个目标来说，只用两根天线确定角度是很难的，尤其是距离和速度相同的时候。因为此时多个目标在频谱图上的峰值是在同一位置，即在峰值处都有向量成分，所以之前的方法在多个目标时失效。对于这个问题，可以考虑用 N 个接收天线阵来解决。即对 2D-FFT 峰值上的相量序列做 FFT，这个 FFT 称之为角度 FFT。如图 2-10 和 2-11 所示：

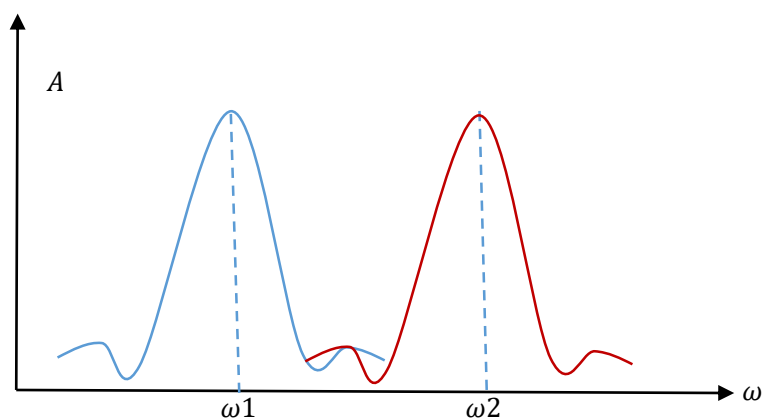


图 2-11 两个同距离速度目标角度 FFT 示意图

2.6 本章小结

本章主要介绍了 FMCW 雷达系统组成及工作原理。对 Chirp 信号的产生、信号的发射与接收、混频等基本工作原理做了研究，同时对 FMCW 雷达基本测距和测角原理做了介绍。

第3章 FMCW雷达精确测距及多目标检测

3.1 引言

在第二章中叙述了 FMCW 雷达的基本工作原理，研究了利用毫米波雷达测距测角的基本原理。根据前面的内容可以知道利用中频信号的频率信息就可以计算出目标的距离，利用不同天线之间的距离和波长差就可以计算出目标的角度。以上两种位置信息都可以通过 FFT 计算来得出。但是直接进行 FFT 变换得到的测量精度较差，因此需要用其他办法来提高测量精度。本章在 FFT 的基础上提出了两种提高距离测量精度的方法，第一种是补零 FFT 法，第二种是 Chirp-Z 变换法。

实际应用时除了需要提高测量精度外，还需要准确分辨出检测目标，使漏警率和虚警率降到最低。常用的方法有均值类恒虚警概率检测和有序统计类恒虚警概率检测等，本章将对这部分内容进行研究。

本章内容安排如下：第 3.2 节阐述了 DFT 和 FFT 法原理，3.3 节对补零 FFT 法和 Chirp-Z 变换法进行研究。第 3.4 节基于多个目标的检测提出了均值类恒虚警概率检测和有序统计类概率检测，并对两者做一比较。第 3.5 节为本章小结。

3.2 利用 DFT 对信号频率进行估计

3.2.1 离散傅里叶变换（DFT）

傅里叶变换是以时间为自变量的信号和以频率为自变量的频率函数之间的桥梁。根据自变量“时间”和“频率”取值连续与离散的不同，可以分为连续时间连续频率傅里叶变换、连续时间离散频率傅里叶变换、离散时间连续频率傅里叶变换和离散时间离散频率傅里叶变换四种。其中前三种傅里叶变换因为都带有连续变量，所以只有离散时间离散频率傅里叶变换可以在数字计算机上进行。第四种方法也被称为离散傅里叶变换，简称“DFT”。

设 $x(n)$ 为有限长序列，点数为 N 。当 $0 \leq n \leq N-1$ 时 $x(n)$ 有值，当 $n \geq N$ 时 $x(n)$ 的值为 0。根据数字信号处理中的知识，我们可以得出有限长序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换为：

正变换：

$$X(k) = DFT[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (3-1)$$

反变换：

$$x(n) = IDFT[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (3-2)$$

上式中 $W_N^{nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$ 为旋转因子。中频信号 $S(t)$ 在经过离散傅里叶变换以后就可以得到频谱信息，其示意图如图 3-1 所示：

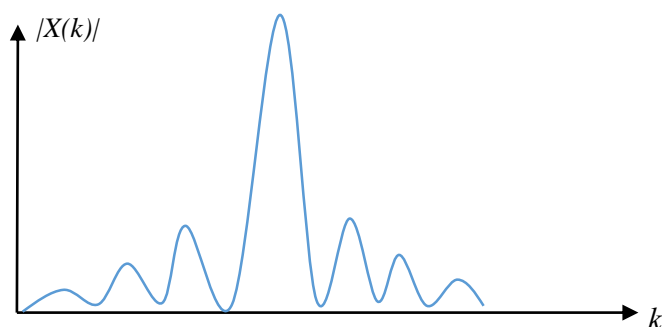


图 3-1 采样信号 DFT 结果示意图

3.2.2 快速傅里叶变换（FFT）

DFT 虽然可以对信号的频谱进行分析，但是由于其计算量过大，即使使用计算机也难以做到实时处理，直到库利和图基在 1965 年提出了快速傅里叶变换（FFT），这一情况才得到改变。

假设序列 $x(n)$ 的点数为 $N = 2^L$ ， L 为正整数。当 $x(n)$ 的点数不满足 2^L 时，可以在序列 $x(n)$ 后面补零来满足这一条件，也就是说序列需要满足 2 的整数幂点才可以进行 FFT 计算。将序列 $x(n)$ 按 n 的奇偶性分为奇数组和偶数组两组：

$$x_1(r) = x(2r), r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3-3)$$

$$x_2(r) = x(2r+1), r = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3-4)$$

则 DFT 可化为

$$\begin{aligned} X(k) &= DFT[X(n)] \\ &= \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ 为偶数}}}^{N-1} x(n) W_N^{nk} + \sum_{\substack{n=0 \\ n \text{ 为奇数}}}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(r) (W_N^2)^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(r) (W_N^2)^{rk} \end{aligned} \quad (3-5)$$

利用 W_N^{nk} 的可约性，上式可表示为：

$$\begin{aligned}
 X(k) &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(r) W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(r) W_{N/2}^{rk} \\
 &= X_1(k) + W_N^k X_2(k)
 \end{aligned} \tag{3-6}$$

根据旋转因子的周期性，有：

$$W_{N/2}^{rk} = W_{N/2}^{r(k+N/2)} \tag{3-7}$$

根据式（3-7）可以得到：

$$X_1\left(\frac{N}{2} + k\right) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(r) W_{N/2}^{r(\frac{N}{2}+k)} = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(r) W_{N/2}^{rk} = X_1(k) \tag{3-8}$$

同理：

$$X_2\left(\frac{N}{2} + k\right) = X_2(k) \tag{3-9}$$

从式（3-8）和式（3-9）可以看出，DFT 后半部分 k 值所对应的 $X_1(k)$ 和 $X_2(k)$ 分别与前半部分对应的 $X_1(k)$ 和 $X_2(k)$ 是相等的。再考虑旋转因子的周期性，有：

$$W_N^{\left(\frac{N}{2}+k\right)} = W_N^{\frac{N}{2}} W_N^k = -W_N^k \tag{3-10}$$

将式（3-8）、（3-9）、和（3-10）代入式（3-6），可得：

$$X(k) = X_1(k) + W_N^k X_2(k), k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \tag{3-11}$$

$$X\left(k + \frac{N}{2}\right) = X_1(k) - W_N^k X_2(k), k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \tag{3-12}$$

这样，只要求出区间内的 $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$ 值，就可以求出所有的 $X(k)$ 值，运算量大大减少。由于 $N = 2^L$ 在分 $[0, N/2 - 1]$ 解为两个 $N/2$ 后， $N/2$ 仍是偶数，还可以继续分解，直到不能再分为止。直接 DFT 复数乘法次数为 N^2 ，FFT 复数乘法次数为 $\frac{N}{2} \log_2 N$ ，运算量比起 DFT 减少 1~2 个数量级^[10]。

3.3 补零 FFT 法和 CZT 算法研究

3.3.1 补零 FFT 法

FFT 算法的运算速度虽快于 DFT，但计算点数要求为 2 的整次幂，这样可以使以 2 为基的库利-图基 FFT 算法，以提高运算性能。当数据点数不是 2 的整次幂时，有两种常见的处理方法：第一种方法为在原始采样数据的开头或末尾人为补零，将数据补到 2 的整次幂；第二种方法是采用以任意数为基数的 FFT 算法^[11]。

频率分辨率不够会造成频谱上的频率成分无法被区分。频率分辨率可分为两种，第一种是物理分辨率，也叫波形分辨率，由原始采样数据的采样时长决定：

$$\Delta f_{\omega} = \frac{1}{T} \quad (3-13)$$

第二种叫频谱分辨率，也叫 FFT 分辨率，是由采样率和 FFT 的点数共同决定的：

$$\Delta f_{ff} = \frac{f_s}{N_{ff}} \quad (3-14)$$

物理分辨率只与原始采样数据的时间长度 T 有关，而与参与 FFT 的数据点数无关。在采样时被采信号可以看做是时域乘以一个矩形函数，这相当于用一个矩形框在原始信号上做截断，由信号与系统的知识可知，截断后频域上两个波形卷积所得的频谱会与原频谱不同，产生失真，使得频谱拖尾变宽，造成频域上的频谱泄露。为了应对频谱泄露，同时提高物理分辨率，可以截取更长的数据，或者是对数据加缓慢变化的窗，而不是加矩形窗。

但是增加采样长度会造成存储和计算上的成本提高，所以在物理分辨率无法改变的情况下，可以通过提高 FFT 分辨率来区分谱线。对于 FFT 分辨率，可以通过补零来增加。信号时域补零相当于频域插值，也就是说，补零操作增加了频域的插值点数，使频域曲线看起来更加光滑，增加了 FFT 频率分辨率^[11]。

3.3.2 Chirp-Z 变换法

FFT 算法可以很快速地计算出全部 DFT 值，补零 FFT 法也可以在一定程度上提高频率分辨率。但是在实际使用中，目标信号通常会集中在某一小段频谱范围内，补零法是对整个频域做细化，这会造成不必要的浪费，如果可以只对目标集中的频谱做细化，则可以很大程度上减小计算量，Chirp-Z 变换就是一种可以只对部分频谱做细化的方法。

Chirp-Z 变换法全名为线性调频z变换，简称 CZT，是在 Z 平面螺旋线上等间隔抽样，能够在不增加采样长度的前提下，通过插值增加 FFT 的计算点数，提高频谱分辨率，但是不能提高信号的物理分辨率^[12]。

假设信号 $x(n)$ 长度为 N ，为有限长序列，其 z 变换为：

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) z^{-n} \quad (3-15)$$

沿 z 平面上的一段螺线做等角抽样，设抽样点为 z_k ，有：

$$z_k = AW^{-k}, k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3-16)$$

上式中 $A = A_0 e^{j\theta_0}$ 、 $W = W_0 e^{-j\varphi_0}$ 为任意复数， M 为所要抽样的点数。将 A 和 W 代入，得：

$$z_k = A_0 e^{j\theta_0} W_0 e^{-j\varphi_0} = A_0 W_0^{-k} e^{j(\theta_0 + k\varphi_0)} \quad (3-17)$$

当 $M=N$ ， $A = A_0 e^{j\theta_0} = 1$ ， $W = W_0 e^{-j\varphi_0} = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 时，等同于求序列的 DFT。此时，如果 $A_0=1$ ， θ_0 为任意值，则所求的 DFT 是任意一段频率范围的频谱。

3.4 恒虚警概率检测

3.4.1 雷达假设检验检测

根据前面的讨论，对采样后的信号做傅里叶变换即可得到目标的位置信息，但是在计算距离和角度之前还需要对目标是否存在进行检测。

对雷达检测来说，主要对三种概率感兴趣：检测概率 P_D 、虚警概率 P_{FA} 和漏检概率 P_M 。实际上由于漏检概率 $P_M = 1 - P_D$ ，所以只需要关心检测概率 P_D 和虚警概率 P_{FA} 。根据雷达信号处理基础的内容可以知道，如果提高了检测概率 P_D ，那么虚警概率 P_{FA} 也一定会增加，针对这种情况，只能选择将虚警概率 P_{FA} 约束在一定范围之内，使得检测概率 P_D 达到最大，这一准则也叫奈曼—皮尔逊准则。

然而在实际过程中，由于雷达接收机输出干扰功率的变化，虚警概率也会发生变化，为了获得可预知且稳定的检测性能，可以设定恒定的门限值以满足特定的虚警率。恒虚警检测（Constant False Alarm Rate, CFAR）算法是在非均匀杂波情况下完成目标检测的实用算法，常用的恒虚警概率检测算法有均值类恒虚警概率检测器（CA-CFAR）、有序统计类恒虚警概率检测器（OS-CFAR）等，以及其他针对特定场景改进的算法。

3.4.2 均值类恒虚警概率检测

均值类恒虚警概率检测算法（CA-CFAR）是一种简单且实用的检测算法，其原理图如图 3-2 所示：

均值类恒虚警概率检测器由待检测单元、保护单元和参考单元组成。保护单元的作用是为了防止待检测单元的能量泄漏到参考单元中，从而对检测结果造成影响。长度为 N 的参考单元是为了估计杂波参数。 Z 为 CA-CFAR 对参考窗内的数值求和取均值得到的结果，被称为估计噪声值， T 为门限系数。检测门限为 $V_T = TZ$ 。计算出检测门限后，待检测单元和检测门限一起被送入比较器，如果待检单元能量值大于检测门限，则待检单元判定为目标，否则被判定为杂波。

CA-CFAR 需要满足两个假设条件，第一是噪声空间为同构的，参靠窗内的信

号样本为独立同分布的高斯白噪声^{[14][15]}。第二是目标之间要相互独立，也就是说在检测一个目标时，参靠窗内不能有其它目标，否则会增大检测门限，造成漏检。同时均值类恒虚警概率检测在目标附近会产生较高的门限值，如果此时旁瓣有目标，有可能会使检测门限高于旁瓣值，使得旁瓣不能被检测为目标，造成目标的“遮蔽效应”，如图 3-3 所示。

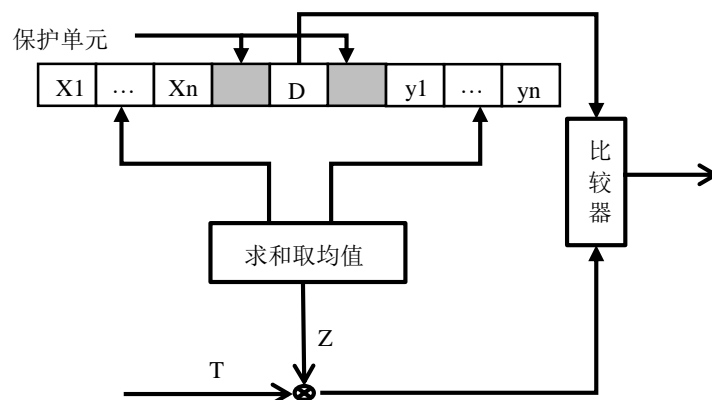


图 3-2 均值类恒虚警检测原理图

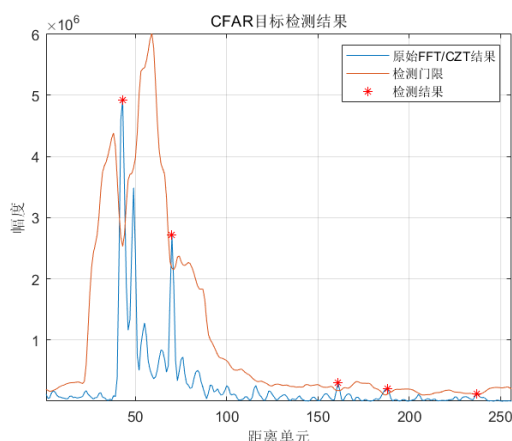


图 3-3 均值类检测遮蔽效应示意图

为了抑制遮蔽效应，有两种常用的方法。第一种是增加保护单元和参考单元，使各待检单元的检测门限相接近。第二种方法是将均值类恒虚警概率检测替换为有序统计类恒虚警概率检测。

3.4.3 有序统计类恒虚警概率检测

有序统计类恒虚警概率检测（OS-CFAR）算法是在均值类恒虚警概率检测的基础上发展而来。但是与 CA-CFAR 不同的是，OS-CFAR 并不是选择参考窗内的所有单元来估计检测门限，而是选取一个来决定检测门限。其原理图如图 3-4 所示。

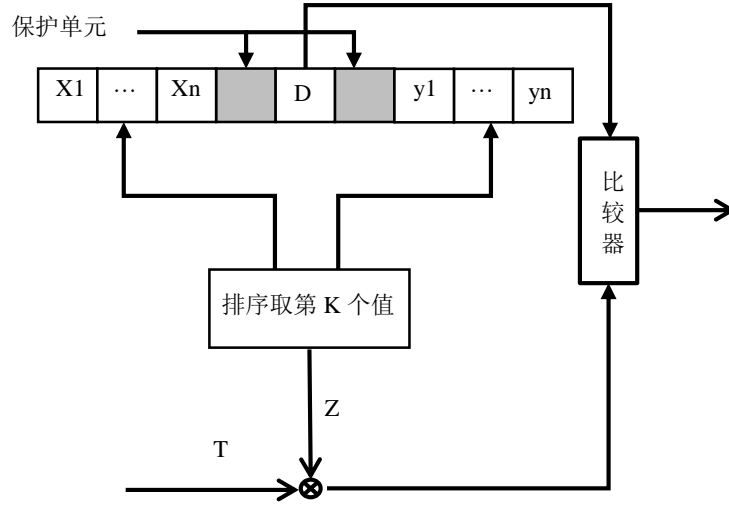


图 3-4 有序统计类恒虚警概率检测原理图

所谓有序统计，就是将参考窗内的所有单元升序（降序）排列，根据排序结果选取第 K 个值 $X(k)$ 来进行噪声功率估计。

$$X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_{N-1} \leq X_N \quad (3-18)$$

与 CA-CFAR 相同，在选取 K 值以后，最终检测门限检测的取值仍然需要乘以门限因子 T ：

$$V_T = TX(k) \quad (3-19)$$

根据詹世豪的文献，OS-CFAR 的虚警概率为：

$$P_{FA} = \frac{N!(N-k+T)!}{(N-k)!(N+T)!} \quad (3-20)$$

从式（3-20）中可以看出 OS-CFAR 的虚警概率估计只受参考窗长度 N 、门限系数 T 以及有序样本序号 k 的影响。由于无法直接计算出 T 的值，所以可以通过迭代的方法提前计算出来进行存储。

3.5 本章小结

本章主要对高精度测距和多目标检测方法研究。为了提高测量精度，在 FFT 的基础上提出了补零法和 CZT 法两种高精度测距方法，同时为了提高目标检测概率，降低漏检率和虚警率，对均值类恒虚警概率检测算法和有序统计类恒虚警概率检测算法做了对比分析。

第4章 系统测试与实验结果分析

4.1 引言

在前面的章节中，已经对 FMCW 雷达测量静止目标位置信息的方法做了理论分析，提出了补零法和 CZT 法两种常用的提高测量精度的方法。同时为了降低漏检率和虚警率，提出了均值类和有序统计类两种恒虚警概率检测算法。本章节将根据以上理论，进行 MATLAB 仿真并对实验结果进行分析。

本章主要内容安排如下：第 4.2 节对加特兰雷达和数据采样模型做一介绍；第 4.3 节对三种距离测量算法进行仿真验证；第 4.4 节对两种恒虚警率检测算法进行仿真分析。

4.2 雷达参数选择及数据模型

4.2.1 雷达参数配置

本课题使用的雷达是加特兰公司发布的 77GHz 雷达，具有很高的集成化和自动化，所以在实际使用时 2.2 节所述的所有流程都会被自动完成，使用者只需要通过软件界面进行参数配置即可。本章所有实验的具体参数配置如表 4-1 所示：

表 4-1 毫米波雷达参数

雷达参数	符号
起始频率	77GHz
截止频率	80GHz
带宽	3GHz
采样率	20MHz
chirp 周期	30us
chirp 间隔	2us
脉冲上升期	25us
脉冲下降期	2us
快时间采样点数	512
慢时间采样点数	256
发射天线数	1
接收天线数	4

4.2.2 雷达数据采集模型

对于一部多通道脉冲雷达，其常规的数据采集结果可以看做是一个三维的数据模型 $y[l, m, n]$ 。其中 l 维（红色方向）称为快时间， m 维（蓝色方向）被称为慢时间， n 维（绿色方向）代表空间采样，如图 4-1 所示：

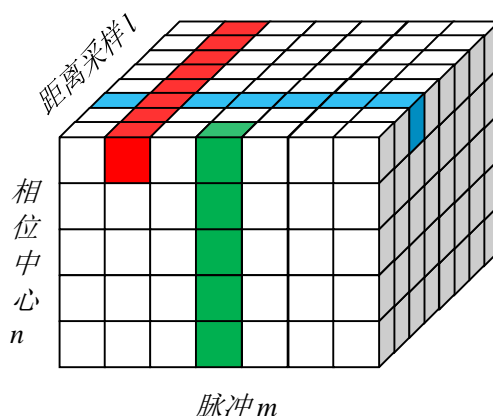


图 4-1 多通道雷达数据采集和存储模型

在多数情况下，对于给定的接收信道，更关心数据块中的快时间维和慢时间维所构成的二维数据矩阵。实际上，当只有一个接收天线时，数据块 $y[l, m, n]$ 就会退化为数据矩阵 $y[l, m]$ ，如图 4-2 所示：

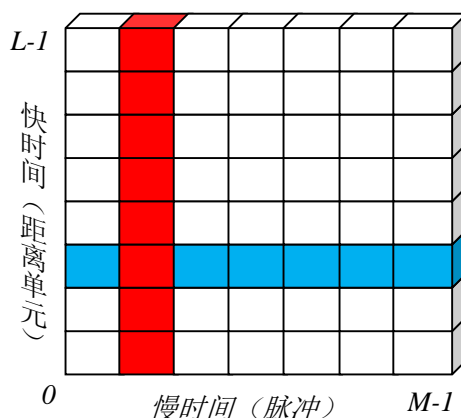


图 4-2 一个接收天线时的二维数据矩阵

4.3 FMCW 雷达测量及结果分析

4.3.1 单目标测量及结果分析

分别在微波暗室的 2.037m、2.497m 和 3.409m 处放置 3 个与雷达角度依次为 -15.7° 、 25.5° 、 6.5° 的角反射器，如图 4-3 所示：

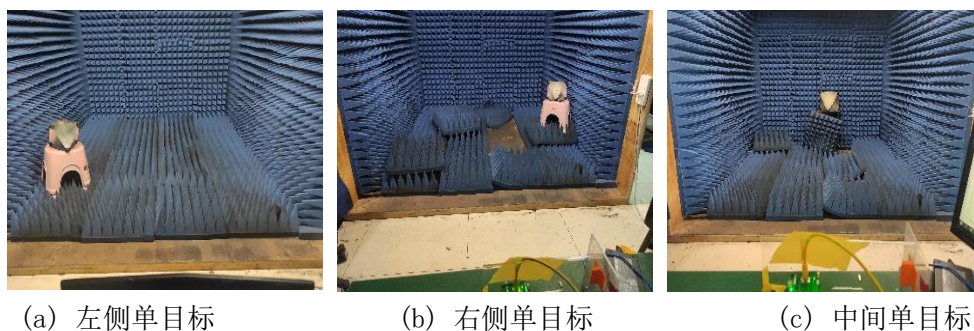


图 4-3 单目标测距场景图

不同的方法计算出的结果如表 4-2 所示：

表 4-2 单目标下不同方法测量结果

编号	实际值		512 点 FFT 计算值		4 倍补零法计算值		4 倍 CZT 法计算值	
	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)
1	2.037	-15.7	2.0508	-15.4660	2.0386	-15.4660	2.0264	-16.1274
2	2.497	25.5	2.5391	26.3878	2.5269	25.6793	2.4902	27.8181
3	3.409	6.5	3.4668	5.7392	3.4058	7.6623°	3.4058	7.6623

从表 4-2 可以看出，三种方法都可以较为准确地计算出目标与雷达之间的距离，但是直接做 FFT 得到的距离与实际距离误差较大，最大时可以达到 5cm，在实际应用中会造成较大的漏警，所以需要其他方法来提高测量精度。

在使用补零法和 CZT 法两种方法对频谱进行 4 倍细化之后，不同目标的测距误差均大幅度减小，在不考虑实际测量误差的条件下，部分目标的计算误差减小到了 7mm 以内，所以可以通过补零法和 CZT 法来提高测量精度。受篇幅所限，这里只展示 4 倍补零法的 FFT 结果图，如图 4-4 所示：

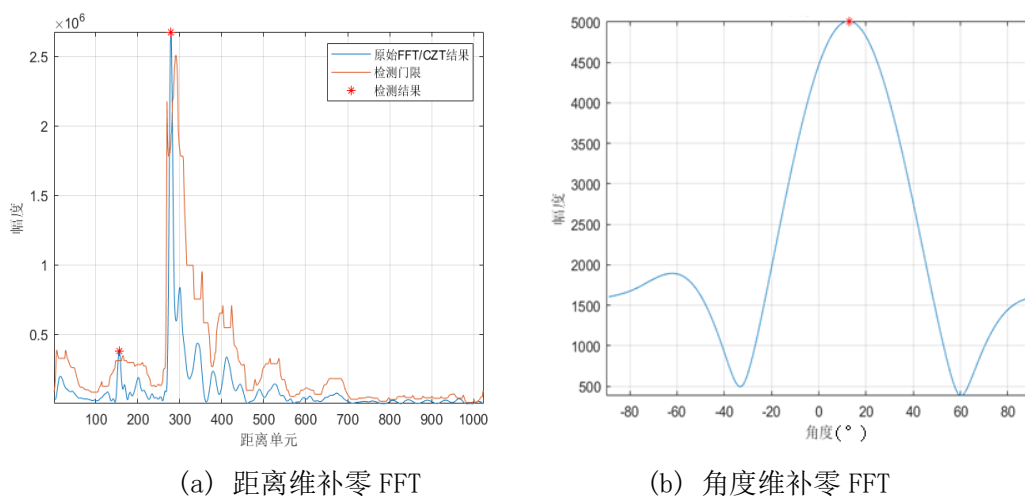


图 4-4 单目标 4 倍补零法结果图

4.3.2 多目标测量及结果分析

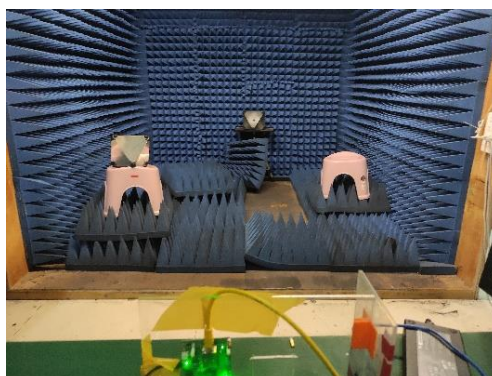


图 4-5 多目标测距场景图

图 4-5 为多个目标测量场景图，其测量结果分别如表 4-3 和图 4-6 所示：

表 4-3 左中右三目标测量结果

编号	实际值		512 点 FFT 计算值		4 倍补零法计算值		4 倍 CZT 法计算值	
	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)
1	2.037	-15.7	2.0996	-14.8065	2.0386	-14.8065	2.0386	-16.1276
2	2.362	22.8	2.3926	22.1961	2.3560	22.1961	2.3560	22.1961
3	3.375	8.5	3.4180	8.3051	3.3813	8.3051	3.3691	11.5370

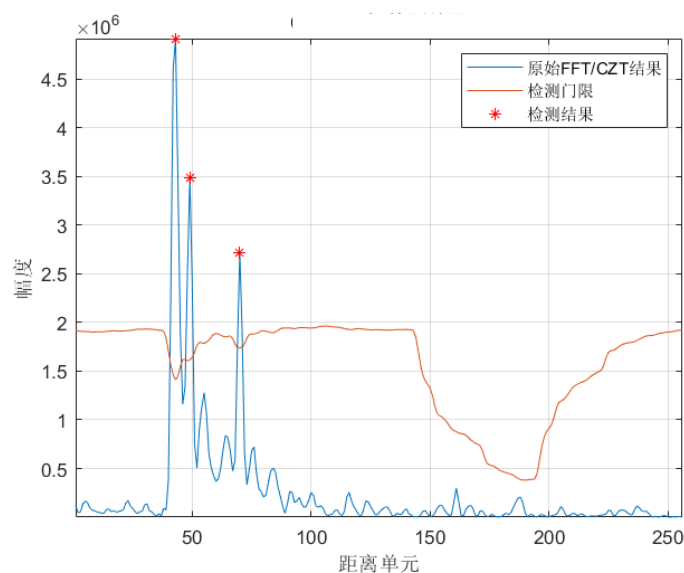


图 4-6 多目标测距结果图

从表 4-3，多个目标的测距结果与单个目标时相似，直接 FFT 法得到的误差较大，经过补零法和 CZT 法细化之后精度显著提高。

4.3.3 补零法和 CZT 法性能分析

4.3.3.1 补零法性能分析

当细化倍数不同时，程序运行时间和计算精度也不同，补零法的详细结果如表 4-4 所示：

表 4-4 补零法不同细化倍数测量结果

倍数	时间		2 米		2.3 米		3.3 米	
	函数时间(s)	总时间(s)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)
1	0.007390	7.678677	2.0996	-14.8065	2.3926	22.1961	3.4180	8.3051
2	0.017635	27.647300	2.0508	-14.8065	2.3682	22.1961	3.3916	8.3051
3	0.020538	50.209050	2.0508	-14.8065	2.3600	22.1961	3.3854	8.3051
4	0.030201	92.771478	2.0386	-14.8065	2.3560	22.1961	3.3813	8.3051
5	0.039994	129.36810	2.0410	-14.8065	2.3535	22.1961	3.3789	8.3051
6	0.043719	200.666264	2.0426	-14.8065	2.3519	22.1961	3.3773	8.3051
7	0.051538	247.879247	2.0368	-14.8065	2.3507	22.1961	3.3761	8.3051
8	0.050780	319.331083	2.0386	-14.8065	2.3499	22.1961	3.3752	8.3051
9	0.066645	423.832641	2.0399	-14.8065	2.3492	22.1961	3.3746	8.3051
10	0.096625	532.721895	2.0361	-14.8065	2.3486	22.1961	3.3740	8.3051

补零法不同倍数下函数运行时间和程序总运行时间变化趋势如图 4-7 所示：

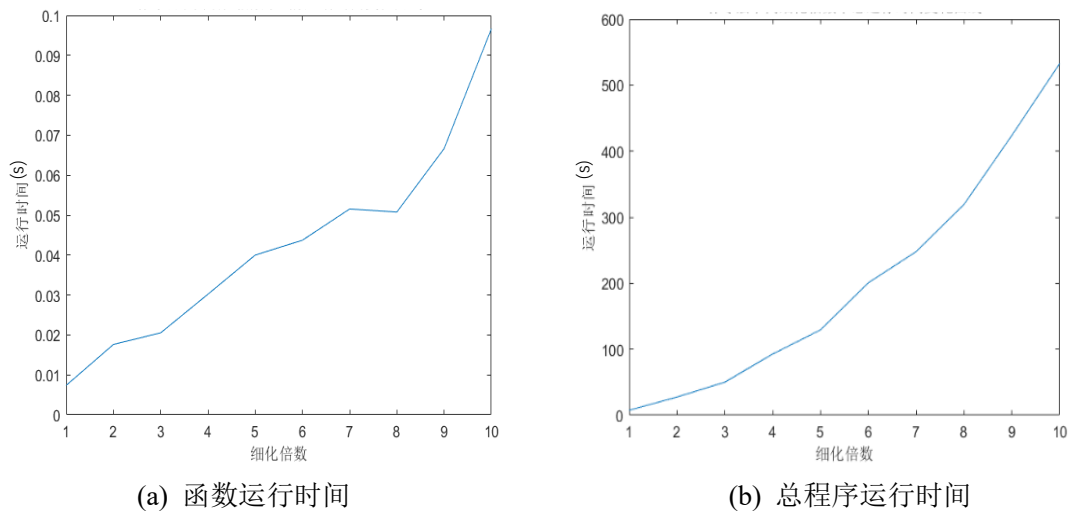


图 4-7 补零法不同细化倍数时函数运行时间和程序总运行时间变化图

补零法不同细化倍数下各目标的计算误差如图 4-8 所示。从以上的数据可以看出，随着细化倍数的增加，函数运行时间呈直线增长趋势，但程序总运行时间呈现出指数增长趋势，当细化倍数为 10 时，运行时间甚至到了 6 分钟左右。但是随着细化倍数的增加，计算误差也逐渐变小，最后稳定在一定范围内不再变化。综合考虑精度和运行时间要求，补零法选取 4 倍细化时综合效果最好。

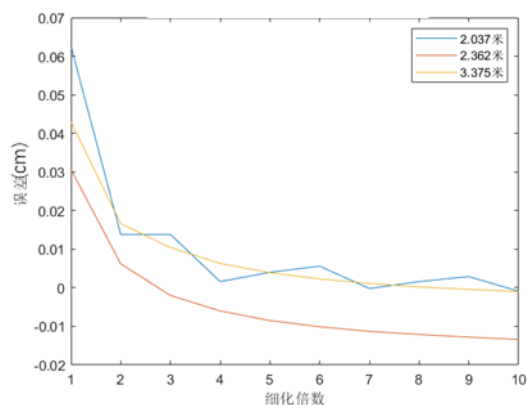


图 4-8 补零法不同细化倍数时误差变化曲线

4.3.3.2 CZT 法性能分析

CZT 法不同细化倍数结果如表 4-5 所示：

表 4-5 CZT 法不同细化倍数测量结果

倍数	时间		2 米		2.5 米		3 米	
	函数时间(s)	总时间(s)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)	距离(m)	角度(°)
1	0.040890	7.731446	2.0508	-16.1276	2.3926	22.1961	3.4180	9.5941
2	0.056363	24.761829	2.0508	-16.1276	2.3682	22.1961	3.3936	9.5941
3	0.090760	54.076680	2.0345	-16.1276	2.3600	22.1961	3.3854	9.5941
4	0.106580	87.460669	2.0386	-16.1276	2.3560	22.1961	3.3691	11.2370
5	0.095749	133.856908	2.0312	-16.1276	2.3633	21.5102	3.3691	11.5370
6	0.103760	199.379032	2.0264	-16.1276	2.3600	21.5102	3.3691	10.8879
7	0.180480	239.208932	2.0299	-16.1276	2.3577	21.5102	3.3691	10.8879
8	0.196020	337.212650	2.0264	-16.1276	2.3560	21.5102	3.3691	10.8879
9	0.203300	419.583665	2.0291	-16.1276	2.3546	22.1961	3.3691	10.8879
10	0.231610	504.013420	2.0264	-16.1276	2.3535	22.1961	3.3691	10.8879

CZT 法不同倍数下函数运行时间和程序总运行时间变化趋势如图 4-9 所示：

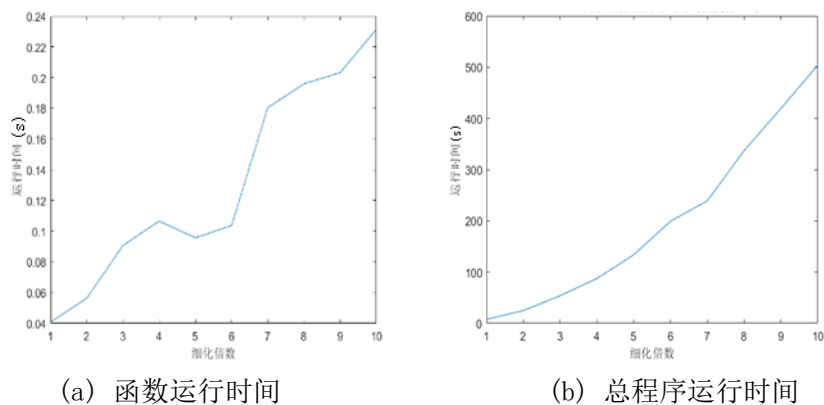


图 4-9 CZT 法不同细化倍数时函数运行时间和程序总运行时间变化图

CZT 法不同细化倍数下各目标的计算误差如图 4-10 所示。CZT 法不同细化倍数下函数运行时间和程序总运行时间趋势与补零法相近，都是随着倍数的增加运行时间也增大。但是以上是对整个频谱做细化的结果，CZT 法可以只对一小段频谱做细化，所以在相同细化倍数下 CZT 法的计算时间要比补零法小很多。CZT 法的误差变化趋势与补零法相近。综合考虑 CZT 法效果比补零法更好一些。

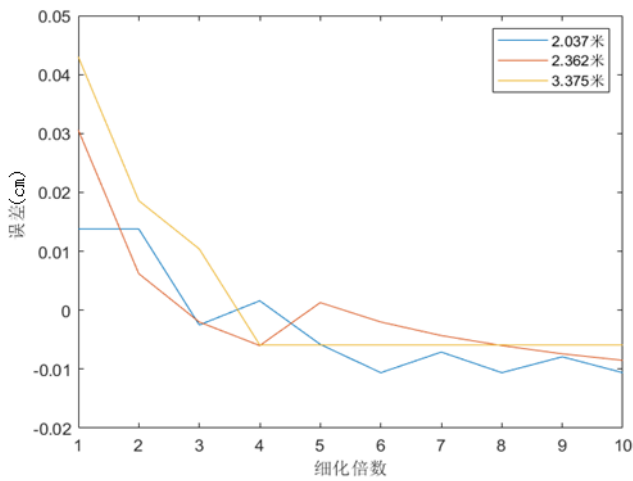


图 4-10 CZT 法不同细化倍数时误差变化曲线

4.3.3.3 精度测试

围岩变形监测需要在围岩做出很小的形变时就做出报警，所以需要对雷达测距的精度做一测试，测试结果如表 4-6 所示：

表 4-6 不同方法下精度计算结果

编号	实际距离	512 点 FFT		补零法		CZT 法	
		距离(m)	误差(cm)	距离(m)	误差(cm)	距离(m)	误差(cm)
1	3.090	3.1144	2.44	3.1005	1.05	3.0846	-0.54
2	3.095	3.1144	1.94	3.1002	0.52	3.0904	-0.46
3	3.100	3.1144	1.44	3.1014	0.14	3.1056	0.56
4	3.105	3.1644	5.94	3.1077	0.27	3.1077	0.27
5	3.110	3.1544	4.44	3.1119	0.19	3.1096	-0.04
6	3.115	3.1328	1.78	3.1144	-0.06	3.1138	-0.12
7	3.120	3.1328	1.28	3.1237	0.37	3.1226	0.26
8	3.125	3.1646	3.96	3.1241	-0.09	3.1237	-0.13
9	3.130	3.1628	3.28	3.1309	0.09	3.1335	0.35
10	3.135	3.1628	2.78	3.1315	-0.35	3.1368	0.18
11	3.140	3.1346	-0.54	3.1408	0.08	3.1405	0.05
12	3.145	3.1346	-1.04	3.1461	0.11	3.1456	0.06

从上表可知，直接用 FFT 法时精度较差，实际距离变化范围超过 2cm 左右才会改变，而补零法和 CZT 法实际距离变化超过 5mm 计算结果就会产生变化。

4.4 恒虚警率影响因素对目标检测的影响

4.4.1 CA-CFAR

有多个目标时，需要进行目标检测，根据第三章所述，常用的有均值类恒虚警概率检测和有序统计类恒虚警概率检测算法两种。两种方法都可以检测出目标，但是参数不同时两种检测方法的性能也不相同。首先研究均值类检测方法。

4.4.1.1 单目标 CA-CFAR

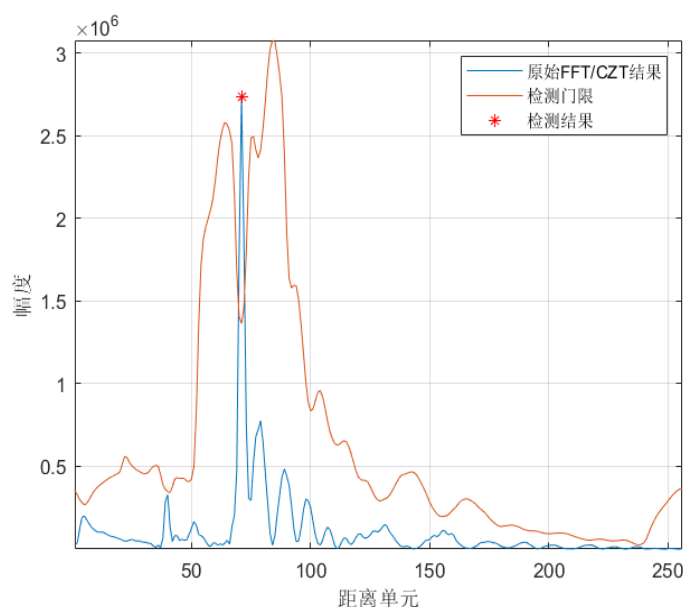


图 4-11 单目标 CA-CFAR 检测结果

图 4-11 是 2 保护单元，16 参考单元，门限系数为 6 时的单目标均值类恒虚警概率检测结果。从图中可以看出，CA-CFAR 在最高峰值处成功检测出了目标，但是在目标两侧检测曲线的幅度较高，呈现一种“凹”型形状。

4.4.1.2 多目标 CA-CFAR

图 4-12 是 2 保护单元，16 参考单元，门限系数为 4 的多目标均值类恒虚警概率检测结果。待检目标共有三个，从图中可以看出，CA-CFAR 检测曲线在待检目标附近也呈现一种“凹”型形状，在谱峰最高处检测出一个目标后，对主峰旁边的目标产生了遮蔽效果，使得其他目标不能被检测到。另外在检测出真实目标后，CA-CFAR 也将一些幅值很低的噪声检测为目标，增加了虚警概率。针对以上情况，

提出来两种解决办法，第一种是增加保护单元，第二种是增加参考单元。

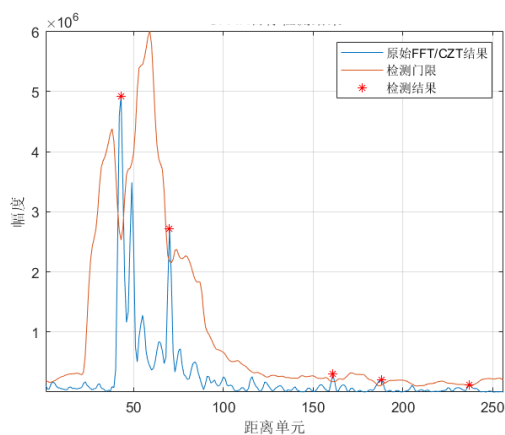


图 4-12 多目标 CA-CFAR 检测结果

4.4.1.3 增加保护单元后的 CA_CFAR

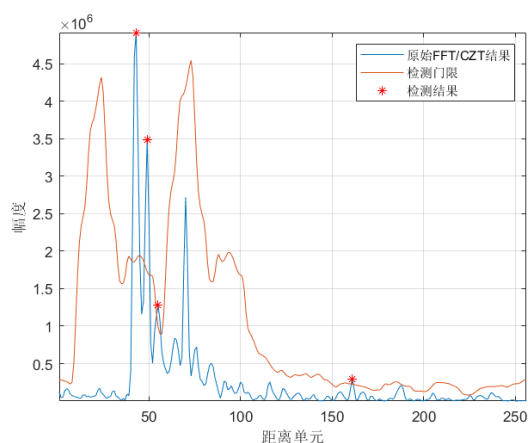


图 4-13 16 个保护单元的多目标 CA-CFAR 检测结果

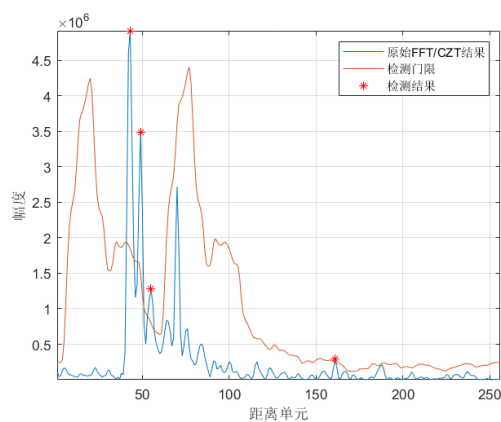


图 4-14 20 个保护单元的多目标 CA-CFAR 检测结果

保护单元可以有效防止待检测单元的能量泄漏到参考单元中。图 4-13 和 4-14 分别是 16 个保护单元和 20 个保护单元的多目标均值类恒虚警概率检测结果，可以看出，在增加了保护单元后，目标处“凹”型检测曲线谷底范围变大，待检目标逐渐落入到检测范围当中。但是在检测到主峰旁边目标的同时，“凹”型曲线内一些幅值较大一些的噪声也被检测为目标，增加了虚警概率。

4.4.1.4 增加参考单元后的 CA_CFAR

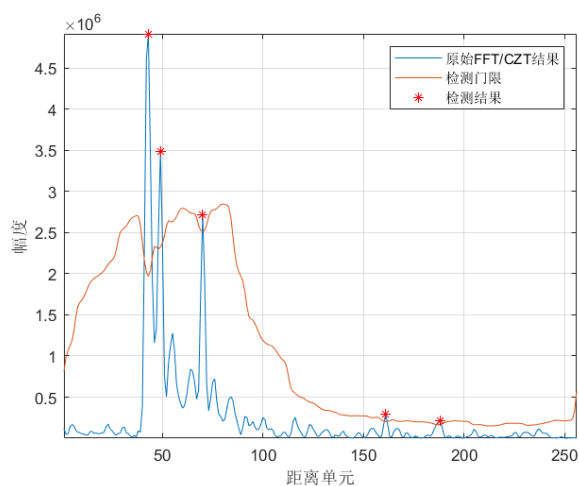


图 4-15 40 个参考单元的多目标 CA-CFAR 检测结果

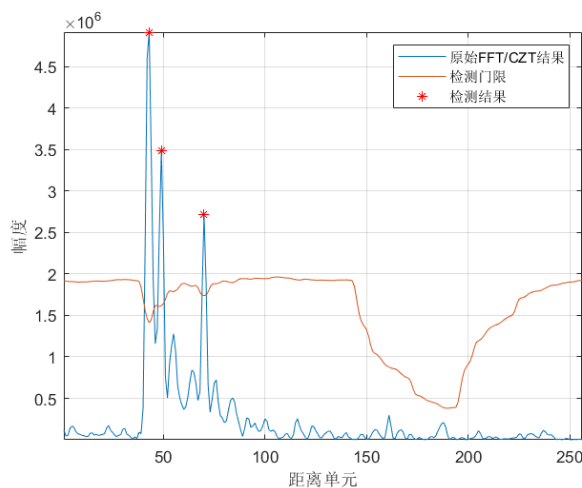


图 4-16 100 个参考单元的多目标 CA-CFAR 检测结果

图 4-15 和 4-16 分别是 40 个参考单元和 100 个参考单元的多目标 CA-CFAR 检测结果。从图中可以看出，在增加了参考单元以后，主峰附近的“凹”型检测曲线逐渐消失，对旁瓣的遮蔽效应减弱，同时虚警概率也显著下降。这是因为增加参考单元可以降低待检测单元的检测门限，理论上来说，当参考单元越多时，各待检测

单元的检测门限也越接近，CA-CFAR 的检测曲线也越接近于一条直线，只要检测系数选取合理，就可以显著降低漏检概率和虚警概率。

4.4.2 OS-CFSR

OS-CFAR 是首先对所有的参考单元进行排序，根据排序结果选择一个合适的噪声作为检测噪声。根据选择结果不同，可以分为最小有序统计和最大有序统计等，本课题根据实际情况选择最小有序统计方法。

4.4.2.1 单目标 OS-CFAR

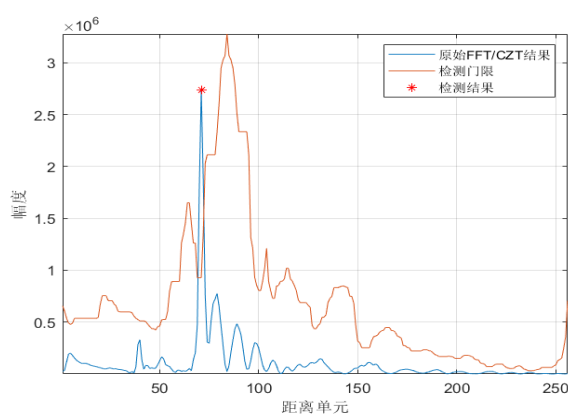


图 4-17 单目标 OS-CFAR 检测结果

图 4-17 是 2 个保护单元，16 个参考单元，门限系数为 10 的单目标有序统计类恒虚警概率检测结果。从图中可以看出，检测曲线也在目标附近出现了一定的遮蔽效果，但是比均值类弱了很多。

4.4.2.2 增加保护单元和参考单元后的单目标 OS-CFAR

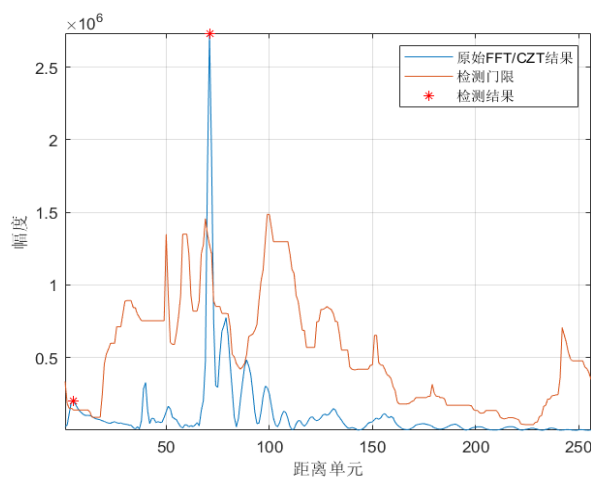


图 4-18 增加保护单元后的单目标 OS-CFAR 检测结果

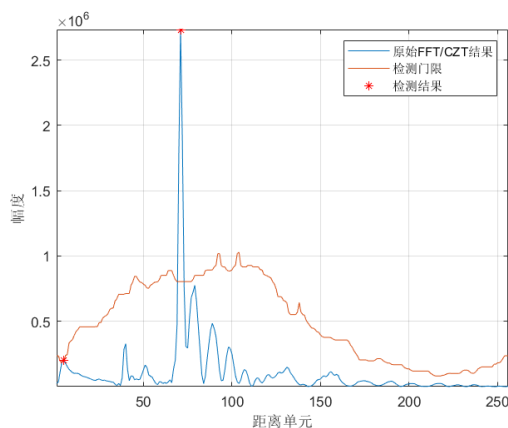


图 4-19 增加参考单元后的单目标 OS-CFAR 检测结果

图 4-18 是增加保护单元的单目标 OS-CFAR 检测结果，从图中可以看出由于保护单元的增加，其对旁瓣的遮蔽效应显著下降。

图 4-19 是增加参考单元的单目标 OS-CFAR 检测结果，从图中可以看出在增加了参考单元后，旁瓣的遮蔽效应完全消失，同时检测曲线也开始变得平滑。

4.4.2.3 多目标 OS-CFAR

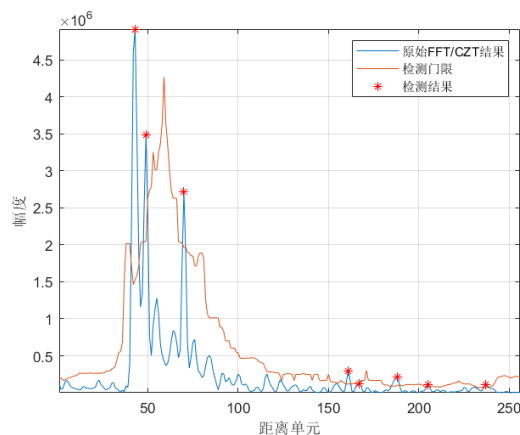


图 4-20 多目标 OS-CFAR 检测结果

图 4-20 是多目标 OS-CFAR 检测结果。从图中可以看出，虽然仍然存在旁瓣的遮蔽效应，但是检测结果与均值类完全不同，待检目标并没有因为旁瓣遮蔽而被漏检。但是仍然有很高的虚警概率。

4.4.2.4 增加保护单元后 OS-CFAR

图 4-21 是 16 个保护单元的多目标 OS-CFAR 检测结果；图 4-22 是 30 个保护单元的多目标 OS-CFAR 检测结果。从图 4-21 可以看出在增加保护单元后旁瓣的遮蔽效应有所减弱，但与均值类不同，OS-CFAR 的“凹”型曲线内外的虚警概率都

很高。即使提高门限系数，也有较大的虚警概率。

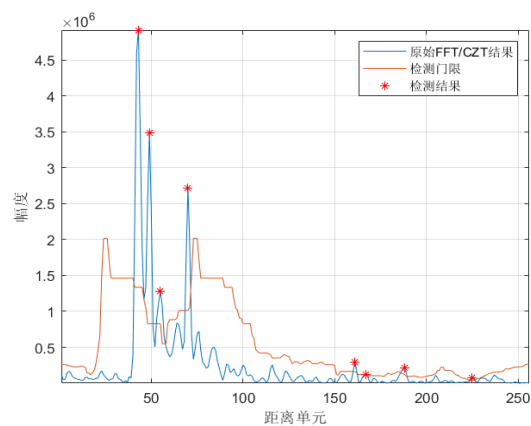


图 4-21 16 个保护单元的多目标 OS-CFAR 检测结果

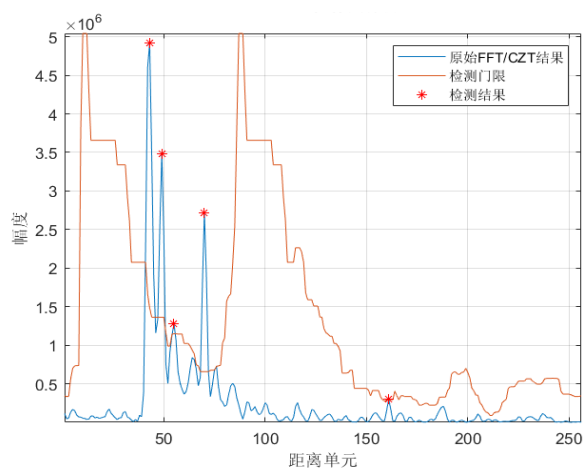


图 4-22 30 个保护单元的多目标 OS-CFAR 检测结果

4.4.2.5 增加参考单元后的 OS-CFAR

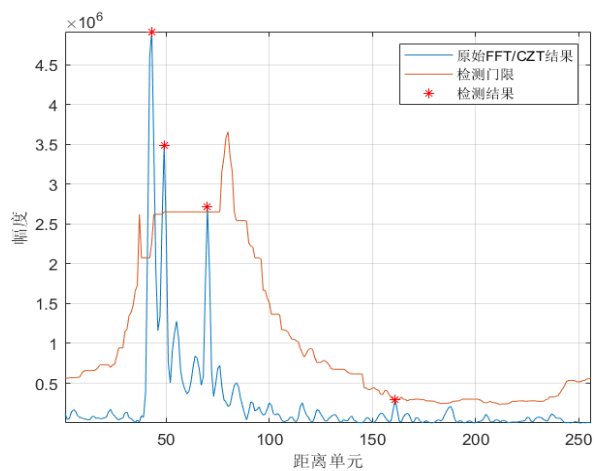


图 4-23 40 个参考单元的多目标 OS-CFAR 检测结果

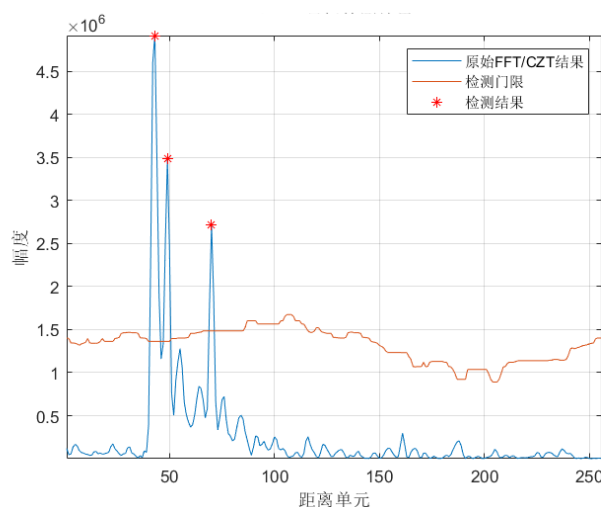


图 4-24 100 个参考单元的多目标 OS-CFAR 检测结果

图 4-23 是 40 参考单元的多目标 OS-CFAR 结果; 图 4-24 是 100 参考单元的多目标 OS-CFAR 结果。从图中可以看出, 在增加参考单元后, 旁瓣的遮蔽效应逐步消失, 检测曲线开始变得平缓且趋近于一条直线, 同时虚警概率也逐渐降低。

4.5 本章小结

对 CA-CFAR 来说, 可以检测出谱峰能量最高处的目标, 但是会对旁瓣造成遮蔽, 从而忽视掉主峰旁边的目标。为抑制遮蔽效应, 有两种解决办法, 第一种是增加保护单元个数, 抑制主峰的能量泄露, 这一方法对目标相近的情况效果较好, 且能够降低“凹”型曲线外的虚警概率; 但是如果目标不是特别靠近, 反而会增强对旁瓣的抑制, 同时也会增加“凹”型曲线内的虚警概率。第二种方法就是增加参考单元, 当参考单元增加时, 所有参考单元的平均噪声值会降低, 这时检测曲线会比之前变得平滑许多, 只需要适当提高检测门限系数即可完成目标的检测。

OS-CFAR 可以有效抑制这种遮蔽效应, 其主要也是增加保护单元或参考单元两种方法。增加保护单元后对遮蔽效应的抑制非常明显, 但是“凹”型曲线内也会产生较大的虚警概率, 且不会降低“凹”型曲线外的虚警概率; 增加参考单元会让各待检测点参考窗内的最小噪声值越来越接近, 这时检测曲线会变得平滑且接近于一条直线, 只要选取合适的检测门限系数就可以降低漏警概率和虚警概率。综上所述, 有序统计类要比均值类好一些, 同时应尽量选择较少的保护单元, 较多的参考单元和适当的门限系数。

结 论

在地下工程中围岩变形监测数据对工程设计、安全防护能够提供有力支撑，而利用毫米波雷达的高精度特性对围岩变形进行检测是一种比较新颖且实用的监测手段。同时毫米波雷达的非接触性以及不受遮挡物影响为监测安全提供了保障。本文基于毫米波雷达对多个目标的高精度测量和目标分辨进行研究，取得的研究成果如下：

（1）基于加特兰 77GHz FMCW 雷达，对多个目标的位置信息进行测量。对比讨论了直接 FFT 法、补零法和 CZT 法的测量性能。根据仿真验证，直接 FFT 会造成很大的测距误差，补零或 CZT 可以通过细化频谱来减小测量误差。两种方法细化频谱都会提高计算量，但是 CZT 法可以只细化一小段频谱，在相同细化倍数下 CZT 法性能明显优于补零法。

（2）对均值类和有序统计类两种恒虚警率检测算法做了研究。两种方法都可以提高检测率，但是均值类检测法会产生遮蔽效应，在目标相近时有可能造成目标的漏检，针对这一情况可以通过增加参考单元来解决。有序统计类的性能要明显优于均值类，该方法并不会产生明显的遮蔽效应，同时还可以有效地降低虚警率。

本论文的不足及后续研究开展的方向有：

（1）提高测量精度的方法有很多，本文只对补零法和 CZT 法做了研究。这两种方法虽然可以有效降低测量误差，但是计算量明显过大，后续可以通过相位法等其他方法降低运算量。

（2）受限于实验设备，在实验时，只对静止状态目标进行了采样分析，没有做到目标的实时性监测，后续研究可以考虑对目标进行实时性监测。

本科毕业论文（设计）诚信声明书

本人呈交给哈尔滨工业大学的学位论文，除所列参考文献和世所公认的文献外，全部是本人毕业设计期间在导师指导下的研究成果。除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

作者签名：

导师签名：

年 月 日

参考文献

- [1] 杨会军, 王梦恕. 隧道围岩变形影响因素分析[J]. 铁道学报, 2006(03):92-96.
- [2] 王春森, 杨勇. 深部开采矿井巷道围岩变形监测分析[J]. 山东工业技术, 2018(07):84.
- [3] 韩涛. 基于组合预测的隧道围岩变形监测分析及工程应用[D]. 山东交通学院, 2017.
- [4] 李超. 镇里煤矿软岩巷道围岩变形监测与预测研究[D]. 华北理工大学, 2017.
- [5] Sakurai, S(1983), Displacement Measurement Associated With the Design of underground Openings”, Proc. Int. Symp [J]. Fiele Measurements in Geomechanics zurich Vol.2, PP.1163-1178.
- [6] Haruyoshi U, Yasushis, Li Z X. An Optical Fiber Strain /Loss AnalyZer[M] Technical Bulletin, 2002.58-60.
- [7] 张宇, 史波, 汤国强. 光纤光栅传感技术在洞室围岩变形监测中的应用[J]. 人民长江, 2019, 50(08):126-130.
- [8] 田茂森. 后方交会法在大跨径浅埋暗挖隧道围岩变形监测中的应用[J]. 建筑技术, 2018, 49(S2):18-19.
- [9] 张峻潼. FMCW 雷达高精度测距算法研究与验证[D]. 南京航空航天大学, 2018.
- [10] 程佩青. 数字信号处理教程(第三版)[M]. 清华大学出版社, 2007.
- [11] 姜皓月, 王晟旻. 基于 Matlab 的 FFT 算法研究[J]. 电子制作, 2020(01):52-54.
- [12] 赵宏强. 频谱细化算法分析[J]. 四川兵工学报, 2013, 34(05):105-109+112.
- [13] 李鑫洋, 王洪源. 提高 FMCW 雷达测距精度的算法研究[J]. 中国新技术新产品, 2016(19):4-5.
- [14] Kronauge, Matthias, Rohling, et al. Fast Two-Dimensional CFAR Procedure[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2013, 49(3):1817-1823.
- [15] 邹成晓, 张海霞, 程玉堃. 雷达恒虚警率检测算法综述[J]. 雷达与对抗, 2021, 41(02):29-35.

致 谢

大学四年的学习生涯即将接近尾声，这四年里虽然平淡却又经历了许许多多。首先感谢赵宜楠老师在大学四年里对我的指导，从大一开始就在赵老师的实验室学习。四年来赵老师对科研的严谨与认真，对教学的细致与耐心，都对我产生了很大的影响。虽然天资愚笨，没能够达到老师的期望，也没能在科研路上做出一些成果，但依旧收获颇丰，对科研和人生有了不一样的感悟。在这里借致谢的机会，向赵老师表示诚挚的感谢！

同时也要感谢李凤从老师和赵占锋老师，他们在做课题时给予了我很多指导，让我少走了很多弯路。还有辅导员赵瑞希老师，作为希姐的助理，四年里希姐对我的学习和生活帮助了很多很多。感谢已经毕业的张华彪学长和徐哲学长，他们是我学习路上的领路人。在我最开始接触科研时，他们耐心解答，给了我很多照顾。

最后感谢我的家人和所有爱我的人，人生路漫长，感谢有你们相伴！