

中图分类号: TN958.2 论文编号: _____
学科分类号: 510.70 密 级: 公 开

安徽理工大学

硕 士 学 位 论 文

脉冲多普勒雷达信号处理 MATLAB 仿真研究

作者姓名: 严 明

专业名称: 电路与系统

研究方向: 雷达信号处理

导师姓名: 朱宗玖 教授

导师单位: 电气与信息工程学院

答辩委员会主席: 韩学民

论文答辩日期: 2016 年 6 月 1 日

安徽理工大学研究生处

2016 年 6 月 12 日



A Dissertation in Circuits and Systems

The Study on Pulse Doppler Radar Processing and MATLAB Simulation

Candidate: Yan Ming

Supervisor: Prof. Zhu Zongjiu

School of Electrical and Information Engineering

AnHui University of Science and Technology

No.168, Shungeng Road, Huainan ,232001,P.R.CHINA

独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得安徽理工大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名： 马明 日期： 2016 年 6 月 12 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 安徽理工大学 有保留、使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于 安徽理工大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 安徽理工大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名： 马明 签字日期： 2016 年 6 月 12 日

导师签名： 朱宗平 签字日期： 2016 年 6 月 12 日

摘 要

脉冲多普勒(PD)雷达,它利用了多普勒效应原理,既具备脉冲雷达的测距性能,又具备多普勒雷达的测速性能,同时对杂波的抑制能力也比较突出,是一种重要的全相参体制的雷达。雷达信号处理是雷达技术发展的核心内容,它主要包含了以下几个方面的技术内容,如信号选择、正交采样技术、脉冲压缩技术、动目标检测技术和恒虚警检测技术等。雷达信号处理的仿真研究具有灵活、方便、快速、经济等特点,对于雷达技术的研究发展具有重要意义。

论文首先分析了脉冲多普勒雷达的距离和速度的检测原理,对PD雷达的模糊函数的含义和性质进行了研究,分析了几种不同信号所对应的模糊函数并分别进行了仿真。以此为据,选择能够获得较高分辨率的波形设计方法。

其次,根据雷达的检测性能、分辨率以及测量精度等性能要求,以线性调频(LFM)信号为主进行了研究,主要分析了线性调频信号的特性。模拟目标回波信号,将其加入噪声和杂波形成混合信号并对其进行脉冲压缩、动目标检测以及恒虚警处理。其中,脉冲压缩部分,论文选择采用相关处理器法实现。动目标检测部分,论文选择采用脉冲对消器级联多普勒滤波器组来实现。恒虚警处理部分,论文选择采用单元平均恒虚警检测来实现。

最后,论文给出了雷达信号处理系统框图,建立目标函数,对其进行相关处理并进行仿真。对仿真结果进行分析,验证通过以上方法进行处理,能够有效获取目标的距离和速度信息,满足精度要求。

图 [58] 表 [4] 参 [52]

关键词: 模糊函数, 数字正交采样, 脉冲压缩, 动目标显示, 动目标检测, 恒虚警

Abstract

Pulse Doppler (PD) radar which uses the principle of Doppler Effect, is not only with the ranging performance of Pulse radar, but also the speed performance of Doppler radar, while the clutter suppression is very prominent. It is a kind of full coherent radar. Radar signal processing is the core of the development of radar technology, which mainly includes the following aspects of the technical content, such as signal selection, quadrature sampling technique, pulse compression technique, moving target detection and CFAR detection technology. With flexible, convenient, fast, economic and other characteristics, radar signal processing simulation is of great significance to the development of radar technology research.

Firstly, radar velocity and ranging principle of Pulse Doppler radar and its ambiguity function were analyzed. Then the ambiguity function was illustrated and its several different signals were simulated. According to this, the waveform design method was selected to obtain higher resolution.

Secondly, according to the radar detection performance, resolution and measurement accuracy and other performance requirements, mainly a LFM signal was studied. It analyzes the characteristics of chirp signals, and then establishes goals and sets parameters, add noise and clutter in the radar echo. Under the interference of noise, after pulse compression processing clutter, moving target detection, CFAR, filter out the clutter and noise interference, and ultimately get the information of the target. Processor correlation method was selected to achieve the pulse compression section. Pulse canceller cascading Doppler filter group was selected to achieve moving target detection section. For CFAR section, to implement the use of cell averaging CFAR was selected.

Finally, a block diagram of a radar signal processing system was builded, establish the objective function, associate and carry out the simulation of it. The simulation results were analyzed to verify treated by the above method can effectively obtain information of the target range and speed to meet the accuracy requirements.

Figure [58] table [4] reference [52]

Keywords: ambiguity function, digital quadrature sampling, pulse compression, moving target indication, moving target detection, CFAR

目 录

摘 要	I
Abstract	III
目 录	V
1 绪 论	1
1.1 选题的背景与意义	1
1.2 雷达信号处理的发展概况	1
1.3 脉冲多普勒 (PD) 雷达信号处理的主要内容	2
1.4 本文的内容安排	2
2 雷达模糊函数与分辨率	5
2.1 雷达模糊函数	5
2.1.1 雷达模糊函数的定义	5
2.1.2 雷达模糊函数的特性	5
2.2 雷达模糊函数与分辨率	6
2.2.1 距离分辨率	6
2.2.2 多普勒分辨率	8
2.2.3 联合的距离和多普勒分辨率	9
2.3 几种信号的模糊函数	9
2.3.1 单脉冲模糊函数	10
2.3.2 相干脉冲串的模糊函数	13
2.3.3 LFM 信号的模糊函数	16
2.4 本章小结	18
3 数字正交采样	19
3.1 基本原理	19
3.2 实现方法	20
3.3 中频正交相干检波的仿真	23
3.4 本章小结	25
4 脉冲压缩	27
4.1 时宽带宽积	27
4.2 脉冲压缩的雷达方程	27
4.3 匹配滤波器	28

4.4	线性调频信号	30
4.4.1	线性调频信号的频谱特性	30
4.4.2	线性调频信号的脉冲压缩	31
4.4.3	距离旁瓣的抑制	33
4.5	脉冲压缩的实现方法	37
4.6	本章小结	40
5	动目标检测	41
5.1	动目标显示 (MTI)	41
5.1.1	单延迟线对消器 (双脉冲对消器)	41
5.1.2	双延迟线对消对消器 (三脉冲对消器)	43
5.1.3	反馈延迟线对消器 (递归滤波器)	45
5.2	动目标检测 (MTD)	47
5.2.1	FFT 实现窄带滤波器组	48
5.2.2	FIR 实现窄带滤波器组	48
5.2.3	两种实现方法的比较	51
5.2.4	MTD 的杂波抑制能力	51
5.2.5	MTD 仿真	51
5.3	恒虚警 (CFAR) 处理	54
5.3.1	慢门限恒虚警	55
5.3.2	快门限恒虚警	56
5.3.3	CFAR 仿真	56
5.5	本章小结	58
6	PD 雷达信号处理系统仿真	59
6.1	雷达波形的选择	59
6.1.1	波形的选择方法	59
6.1.2	LFM 信号的仿真	60
6.2	脉冲压缩仿真	61
6.2.1	雷达回波信号的脉冲压缩仿真	61
6.2.2	目标速度引起的失真	63
6.3	动目标检测仿真	65
6.3.1	MTD 步骤	65
6.3.2	MTD 仿真	66

6.4 恒虚警检测仿真	67
6.5 本章小结	69
总结与展望	71
参考文献	73
致 谢	77
作者简介及读研期间主要科研成果	78

Contents

Abstract(Chinese)	I
Abstract(English)	III
Contents	V
1 Introduction.....	1
1.1 Background and significance of topics	1
1.2 The development of radar signal processing	1
1.3 1.3 The main content of Pulse Doppler (PD) radar signal processing.....	2
1.4 Contents and structures	2
2 Radar ambiguity function and resolution.....	5
2.1 Radar ambiguity function	5
2.1.1 The definition of radar ambiguity function.....	5
2.1.2 The characteristics of radar ambiguity function	5
2.2 Radar ambiguity function and resolution.....	6
2.2.1 Range resolution	6
2.2.2 Doppler resolution	8
2.2.3 Range-Doppler resolution.....	9
2.3 Ambiguity function of several signals	9
2.3.1 Single pulse Ambiguity function	10
2.3.2 Coherent pulse sequence Ambiguity function	13
2.3.3 LFM signal Ambiguity function	16
2.4 Chapter summary	18
3 Digital quadrature sampling.....	19
3.1 Basic principle	19
3.2 Implementation method	20
3.3 The simulation of Intermediate frequency quadrature coherent detection .	23
3.4 Chapter summary	25
4 Pulse compression.....	27
4.1 The product of timewidth and bandwidth.....	27
4.2 Pulse compression radar equation.....	27
4.3 Matched filter.....	28

4.4	The linear frequency modulation signal.....	30
4.4.1	The spectrum characteristics of LFM signal.....	30
4.4.2	The pulse compression of LFM signal.....	31
4.4.3	Range sidelobe suppression	33
4.5	The realization method of pulse compression.....	37
4.6	Chapter summary	40
5	Moving target detection.....	41
5.1	Moving target indication(MTI)	41
5.1.1	Single delay line cancellation(Double pulse cancellation)	41
5.1.2	Double cancel delay line cancellation (Three impulse cancellation).....	43
5.1.3	Feedback delay line cancellation(Recursive filter)	45
5.2	Moving target detection(MTD).....	47
5.2.1	FFT to realize narrow-band filter group.....	48
5.2.2	FIR to realize narrow-band filter group	48
5.2.3	The comparison of two methods of implementation.....	51
5.2.4	The clutter suppression ability of MTD	51
5.2.5	MTD simulation	51
5.3	CFAR processing.....	54
5.3.1	Slow threshold CFAR processing	55
5.3.2	Fast threshold CFAR processing	56
5.3.3	CFAR simulation.....	56
5.5	Chapter summary	58
6	PD radar signal processing system simulation.....	59
6.1	Radar waveform selection.....	59
6.1.1	Waveform selection method	59
6.1.2	The simulation of LFM signal.....	60
6.2	Pulse compression simulation	61
6.2.1	Pulse compression radar echo signal simulation.....	61
6.2.2	The distortion of speed.....	63
6.3	Moving target detection simulation.....	65
6.3.1	MTD steps	65
6.3.2	MTD simulation	66

6.4 CFAR simulation67

6.5 Chapter summary69

Summary and outlook71

Reference73

To thank77

Author's brief introduction and main research achievements during grinding.....78

1 绪 论

1.1 选题的背景与意义

雷达是英文 Radio Detection And Ranging 缩写 radar 一词的音译，意思是无线电检测和测距。雷达最主要的用途是用于检测目标的距离、速度以及方位等相关信息。

雷达的发展起源于第二次世界大战，对现代战争起着不可替代的作用，而随着社会经济发展，在气象、导航、测绘等民用领域也起着举足轻重的作用。

在雷达研制过程中，对雷达的性能指标的测试占据着重要地位。早期的性能测试都采用外场试验的方法进行。而随着现代电子科技的日新月异和制造工艺的不断升级，雷达系统的体制功能也越来越复杂，生产成本也越来越昂贵，外场测试已不能完全适应现代雷达性能测试的要求。一是投入大，需要耗费大量的人力、物力和财力。二是周期长，巨大的工作量需要耗费大量的时间。三是不全面，很难在对测试环境的模拟中将所有因素考虑完全。

数字技术的不断发展和计算机性能的不断提高，为雷达性能测试提供了新的方法，那就是对雷达的系统和工作环境进行模拟仿真，与外场测试相比，其优势不言而喻。一是经济效益明显，可以大大节省成本，缩短周期。二是灵活方便，可以在任意研制阶段进行多种实验，并且能够反复进行，不受外界环境影响。三是测试效果好，在参数设置、环境模拟中可以做到全面、精确，得到的结果更加可靠。

1.2 雷达信号处理的发展概况

雷达系统由信号发射器、接受天线、信号接收器、接收天线以及显示器组成，雷达的工作过程简单来说就是发射信号、接收信号以及处理信号的过程。在雷达系统中起着最为关键的作用的是其信号处理的过程。

雷达诞生于 20 世纪 30 年代中后期，40 年代到 50 年代期间，雷达信号理论开始逐步形成。1942 年，Wiener 提出了最佳线性滤波和预测理论。1943 年 North 提出了匹配滤波器理论。在此基础上，Urkowitz 将匹配滤波器理论拓展到色噪声领域，提出了“逆滤波器”和“白化滤波器”等概念。50 年代出现了在时域对杂波进行滤波和对复杂信号进行匹配滤波的方法。60 年代实现了对有源干扰的空域滤波，并提出了对变化环境的自适应滤波。70 年代以来，数字电路技术的应用和发展，使得雷达的整体性能得到了大幅提高。80 年代开始，微电子以及微处理器技

术的不断发展,雷达信号处理也相应地由模拟处理方法发展为数字处理方法,大大拓展了其应用范围^[1]。

1.3 脉冲多普勒(PD)雷达信号处理的主要内容

脉冲多普勒(Pulse-Doppler)雷达,它利用了多普勒效应原理。PD雷达的发射波形与运动目标的回波的频率不一致,两者之间的差被称为多普勒频率。与多普勒频率相对应的是雷达径向目标的运动速度,因此,根据多普勒频率可以获取目标的速度信息。而目标的距离信息,可以通过计算发射信号与接收信号之间的时间差来获取。除此之外,它还具有较强的杂波抑制能力。

PD雷达信号处理的主要内容有以下几个关键环节,包括数字正交采样、脉冲压缩、动目标显示(MTI)、动目标检测(MTD)和恒虚警检测(CFAR)技术等。

要进行雷达信号处理,首先要对信号进行数字正交采样,这样确保后续信号处理中的数据保持较高质量。数字正交采样的关键指标是采样速率和采样精度。在现代雷达信号处理中,直接中频数字正交采样技术已被广泛采用^[2]。

根据现代应用对雷达的性能要求在不断提高,主要表现在探测距离、识别能力、测量精度等方面。发射宽脉冲,可以提高雷达的距离分辨率,但是要增强检测能力又要求发射脉冲要窄,而脉冲压缩技术则有效解决了这两者之间的矛盾。

雷达探测的回波信号一般是混叠在噪声和杂波之中,因此,抑制噪声和杂波成为完成识别目标任务的必备工作。固定目标相对于雷达来说,其位置没有发生变化,相应的其多普勒频率为零(也就是径向速度为零),而对于运动目标以及杂波而言,其多普勒频率则不为零,并且它们两者之间的多普勒频率也不相同,MTI和MTD滤波器就是利用这个原理来设计的。

1.4 本文的内容安排

论文围绕雷达的基本任务,即获取检测目标的距离和速度信息,对PD雷达信号处理的相关内容进行研究,对信号处理的各个环节进行MATLAB仿真,对仿真结果进行分析研究,验证结果是否满足系统的设计要求。论文的主要内容及结构安排如下:

第1章,首先介绍了论文的研究背景和意义,即雷达信号处理仿真研究的特点及其价值,其次简要梳理了雷达信号处理技术的发展脉络,而后总体介绍了脉冲多普勒雷达信号处理技术所包含的主要内容,最后给出了本论文的主要内容及结构安排。

第 2 章, 主要分析了雷达的模糊函数的定义和性质, 分析了雷达模糊函数与雷达分辨率之间的关系, 介绍了几种不同类型的雷达模糊函数并进行了仿真和分析。

第 3 章, 主要介绍了数字正交采样技术, 阐述了数字正交相干检波的原理和实现方法, 主要介绍了低通滤波法, 对其进行仿真并结合结果进行分析。

第 4 章, 简单介绍了脉冲压缩的基本原理, 分别对脉冲压缩的时域和频域两种实现方法进行分析, 建立目标函数, 设置有关参数, 进行仿真和结果分析。

第 5 章, 首先介绍了动目标显示 (MTI) 技术, 阐述了单延迟线对消器、双延迟线对消器以及递归滤波器的基本原理和实现方法并进行对比, 其次介绍了动目标检测 (MTD) 技术, 采用对消器级联窄带滤波器组的方法。最后介绍了恒虚警 (CFAR) 技术的基本原理, 采用邻近单元平均电路进行检测。

第 6 章, 首先介绍了波形选择的原则和方法, 依此选择 LFM 信号。随后设置了具体的回波参数, 对 PD 雷达信号进行处理, 经过脉冲压缩、MTD、CFAR 等处理环节, 获取目标距离和速度信息。对以上过程进行仿真, 得出仿真结果并进行分析, 所求目标信息与设置的目标参数基本保持一致, 误差在可控范围之内。

2 雷达模糊函数与分辨率

2.1 雷达模糊函数

2.1.1 雷达模糊函数的定义

雷达模糊函数表示匹配滤波器的输出，当与相同 RCS 参考目标相比较时，它描述了目标的距离、多普勒频移产生的影响^[3]。理想状态下，在原点 (τ, f_d) 处，匹配滤波器的输出与雷达模糊函数的值相等。也就意味着， (τ, f_d) 就是标称目标的反射回波的位置所在。因此，如果目标回波的距离和多普勒频率与标称目标不同，则其模糊函数的值也就不等于零，即存在非零的 τ 和 f_d 值。

雷达的模糊函数可以用来设计雷达波形，利用模糊函数确定不同波形的距离分辨率和多普勒分辨率，在此基础上，针对不同雷达系统选择与之相适应的波形。雷达模糊函数图可以直观反映出雷达模糊函数的特征，比如目标的分辨能力、时间和频率的测量精度，以及其对杂波的响应等。它是模糊函数关于延迟时间和多普勒频率的三维（3D）图形。但是三维的模糊函数图难以绘制和分析，因此往往用另一种图形作为研究波形特点的工具，即三维模糊函数图的等高图。它是对应某个门限值的三维模糊函数图的二维（频率/时间）截平面，得到的是一个形状类似于椭圆的图形^[4]。

我们将信号 $s(t)$ 的二维互相关函数的模 $|\chi(\tau, f_d)|$ 称作其不确定函数，将其模的平方 $|\chi(\tau, f_d)|^2$ 称为其模糊函数。准确的表达式为：

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|^2 \quad (2.1)$$

模糊图的中心位于 (τ, f_d) 处，所求目标也在此处^[5-7]。

用 E 来表示信号 $s(t)$ 的能量：

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \quad (2.2)$$

2.1.2 雷达模糊函数的特性

1. 在 (τ, f_d) 处，模糊函数具有最大值为 $4E^2$ 。

$$\max \left\{ |\chi(\tau, f_d)|^2 \right\} \leq |\chi(0, 0)|^2 = (2E)^2 \quad (2.3)$$

2. 模糊函数是对称的。

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = |\chi(-\tau, -f_d)|^2 \quad (2.4)$$

3. 模糊函数下的总体积是一个定值，信号模糊图曲面下的体积不变。

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi(\tau, f_d)|^2 d\tau df_d = |\chi(0, 0)|^2 = (2E)^2 \quad (2.5)$$

4.唯一性定理, 信号确定, 则模糊函数也确定且唯一; 信号不同, 则模糊函数也不同。之所以能够利用模糊函数选择雷达波形, 正是因为雷达的模糊函数具有唯一性这个特点。

若信号 $u(t)$ 和 $v(t)$ 分别具有模糊函数 $|\chi_u(\tau, f_d)|^2$ 和 $|\chi_v(\tau, f_d)|^2$ 。则当且仅当 $v(t) = cu(t)$ 而且 $|c|=1$ 时, 才有

$$|\chi_u(\tau, f_d)|^2 = |\chi_v(\tau, f_d)|^2 \quad (2.6)$$

5.自变换性

假设信号 $s(t)$ 的傅里叶变换是函数 $S(f)$, 则根据 Parseval 定理可得:

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f) S(f - f_d) e^{-j2\pi f \tau} df \right|^2 \quad (2.7)$$

上式表明, 模糊函数的傅里叶变换就是其本身^[8]。

2.2 雷达模糊函数与分辨率

雷达的灵敏度只取决于接收信号的总能量, 而与特定波形的形状无关, 怎样选择波形, 最主要的因素就是波形的距离分辨率和多普勒分辨率特性。

距离分辨率是在距离上区分不同目标的能力特征, 多普勒分辨率是在频率上区分不同目标的能力特征。因此, 区分的模糊度和精确度两者之间是紧密相关的。

2.2.1 距离分辨率

我们用 ΔR 来表示距离分辨率, 它是描述雷达系统将在距离上非常接近的两个不同的目标进行分别的能力指标。雷达系统的探测距离通常有一个范围, 在最小距离 R_{min} 和最大距离 R_{max} 之间工作。将 R_{min} 和 R_{max} 之间的范围划分为 M 个单元 (门), 每个宽度为 ΔR 。

$$M = (R_{max} - R_{min}) / \Delta R \quad (2.8)$$

若两个目标之间距离大于 ΔR , 则能够完全在距离上对它们进行区分。假设目标一和目标二分别位于距离 R_1 和 R_2 处, 对应时间分别为 t_1 和 t_2 。将这两个距离的差表示为 ΔR :

$$\Delta R = R_2 - R_1 = c \frac{t_2 - t_1}{2} = \frac{c \Delta t}{2} \quad (2.9)$$

通过上式可以看出, 要将 R_1 的目标和 R_2 的目标在距离上完全区分, 需要求出 Δt 的最小值, 也就是需要确定 ΔR 的值是多少。

假设雷达发射脉冲表示为:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (2.10)$$

其中, f_0 为载频, $A(t)$ 为幅度调制, $\phi(t)$ 为相位调制。信号 $s(t)$ 可以表示为复信号 $\psi(t)$ 的实数部分, $\psi(t)$ 表示为:

$$\psi(t) = A(t) e^{j(a_0 t - \phi(t))} = u(t) e^{j a_0 t} \quad (2.11)$$

且

$$u(t) = A(t) e^{-j\phi(t)} \quad (2.12)$$

由此可得

$$s(t) = \text{Re}\{\psi(t - \tau_0)\} \quad (2.13)$$

两个目标的回波分别为:

$$s_{r1}(t) = \psi(t - \tau_0) \quad (2.14)$$

$$s_{r2}(t) = \psi(t - \tau_0 - \tau) \quad (2.15)$$

其中, τ 为两个回波之间的延时之差。为了简化分析, 令参考时间 $\tau_0 = 0$ 。由此两个目标的可区分性取决于延时 τ 有多大或多小。

为了衡量目标一与目标二之间的距离差, 考虑 $\psi(t)$ 和 $\psi(t - \tau)$ 误差平方积分。将误差表示为 ε_R^2 , 由此可得:

$$\varepsilon_R^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t) - \psi(t - \tau)|^2 dt \quad (2.16)$$

可以写为

$$\varepsilon_R^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt + \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t - \tau)|^2 dt - \int_{-\infty}^{\infty} \{(\psi(t)\psi^*(t - \tau) + \psi^*(t)\psi(t - \tau))\} dt \quad (2.17)$$

将式(2.10)代入式(2.17), 可得:

$$\begin{aligned} \varepsilon_R^2 &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt - 2 \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*(t) \psi(t - \tau) dt \right\} \\ &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt - 2 \text{Re} \left\{ e^{-j a_0 \tau} \int_{-\infty}^{\infty} u^*(t) u(t - \tau) dt \right\} \end{aligned} \quad (2.18)$$

式(2.18)等号右边的第一项代表信号能量, 假设为常数。第二项是 τ 的变化函数, 其波动与载频有关。定义方程最右边的内部积分为距离模糊函数:

$$\chi_R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u^*(t) u(t - \tau) dt \quad (2.19)$$

$\chi_R(\tau)$ 的最大值在 $\tau = 0$ 处, 目标在距离上的分辨能力由幅度平方 $|\chi_R(\tau)|^2$ 来衡量。

由此可得, 如果对于某些非零的 τ 值, $\chi_R(\tau) = \chi_R(0)$, 那么想要区分这两个目标是不可能的。另一方面, 如果对于某些非零的 τ 值, $\chi_R(\tau) \neq \chi_R(0)$, 那么区分这两个目标则是可能的。因此, $\chi_R(\tau)$ 最理想的模型是, 峰值在中心 $\tau = 0$ 处, 呈现出尖锐的图钉形状, 并且在远离峰值时急剧下降。

时间延迟分辨率为:

$$\Delta \tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\chi_R(\tau)|^2 d\tau}{\chi_R(0)} \quad (2.20)$$

根据 Parseval 定理, 可以将式(2.20)改为如下形式:

$$\Delta\tau = 2\pi \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^4 d\omega}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 d\omega \right]^2} \quad (2.21)$$

对应于 $\Delta\tau$ 的最小距离分辨率为

$$\Delta R = c\Delta\tau / 2 \quad (2.22)$$

但是, 由于信号的有效带宽为:

$$B = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 d\omega \right]^2}{2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^4 d\omega} \quad (2.23)$$

距离分辨率与信号带宽之间的关系可以表示为:

$$\Delta R = c / 2B \quad (2.24)$$

减小 ΔR 可以增强雷达性能。要想获得较好的距离分辨率, 就需要尽可能减小脉冲宽度。

2.2.2 多普勒分辨率

雷达使用多普勒频率来提取目标的径向速度 (距离变化率), 以及区分运动和静止目标与物体, 例如杂波。雷达对目标径向速度的分辨率, 是指在多普勒频域, 在相邻目标回波中, 区分不同目标的能力, 也称为雷达速度分辨率。

与目标径向速度对应的多普勒频移为

$$f_d = 2v / \lambda = (2vf_0) / c \quad (2.25)$$

式中, v 表示目标径向速度, λ 表示波长, f_0 为频率, c 为光速。令

$$\psi(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.26)$$

因为目标会产生多普勒频移, 所以接收信号的频谱将会移动 f_d 。换言之, 接收信号的频谱可表示为 $\psi(f - f_d)$ 。为了区分位于相同距离但具有不同速度的两个目标, 可以使用误差平方积分, 更准确地表示为:

$$\varepsilon_f^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(f) - \psi(f - f_d)|^2 df \quad (2.27)$$

与式(2.17)的分析相似, 我们要最小化

$$2\text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*(f) \psi(f - f_d) df \right\} \quad (2.28)$$

利用式(2.10)中的解析信号, 可以得到:

$$\psi(f) = U(2\pi f - 2\pi f_0) \quad (2.29)$$

因此, 式(2.26)变为:

$$\int_{-\infty}^{\infty} U^*(2\pi f) U(2\pi f - 2\pi f_d) df = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(2\pi f - 2\pi f_0) U(2\pi f - 2\pi f_0 - 2\pi f_d) df \quad (2.30)$$

复数频域相关函数定义为:

$$\chi_f(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(2\pi f) U(2\pi f - 2\pi f_d) df = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.31)$$

多普勒分辨率常数 Δf_d 为:

$$\Delta f_d = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\chi_f(f_d)|^2 df_d}{\chi_f^2(0)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^4 dt}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt \right]^2} = \frac{1}{\tau'} \quad (2.32)$$

其中, τ' 为脉宽。

速度分辨率可以定义为:

$$\Delta v = \frac{c \Delta f_d}{2f_0} = \frac{c}{2f_0 \tau'} \quad (2.33)$$

2.2.3 联合的距离和多普勒分辨率

一般情况下, 需要使用成对变量 (τ, f_d) 的二维函数, 假设发射信号复包络为:

$$\psi(t) = u(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.34)$$

那么, 时延的和多普勒频移的信号为:

$$\psi'(t - \tau) = u(t - \tau) e^{j2\pi(f_0 - f_d)(t - \tau)} \quad (2.35)$$

计算式(2.32)和式(2.33)之间的误差平方的积分, 得到:

$$\varepsilon^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t) - \psi'(t - \tau)|^2 dt = 2 \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt - 2 \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*(t) - \psi'(t - \tau) dt \right\} \quad (2.36)$$

上式可写为:

$$\varepsilon^2 = 2 \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt - 2 \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi(f_0 - f_d)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right\} \quad (2.37)$$

再次, 为了最大化 $\tau \neq 0$ 时该误差的平方, 必须最小化式(2.37)的最后一项。

将联合的距离和多普勒相关函数定义为:

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.38)$$

想要获得最好的距离和多普勒分辨率, 就要在 $\tau \neq 0$ 和 $f_d \neq 0$ 处最小化该函数模的平方。式(2.38)表明, 匹配滤波器的输出在得到最大瞬时 SNR 的同时, 也获得了可实现的最好距离和多普勒分辨率

2.3 几种信号的模糊函数

雷达模糊函数的理想状态是, 峰值出现在原点处, 范围尽可能无限小, 而在其他位置的值都为零。利用理想的雷达模糊函数, 无论目标之间的距离有多近, 都可以对其进行分辨。但是根据模糊函数的特性来看, 它的最大峰值是有限的 $4E^2$, 它的体积也是有限的 $4E^2$, 而理想的模糊函数无法满足这两个特性, 因此可以判断

现实中并不存在理想的模糊函数。

2.3.1 单脉冲模糊函数

归一化矩形脉冲定义为：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) \quad (2.39)$$

从式(2.38)，有

$$\chi(\tau, \xi_d) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.40)$$

将式(2.39)代入式(2.40)并进行积分可得：

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right) \frac{\sin(\pi f_d (\tau' - |\tau|))}{\pi f_d (\tau' - |\tau|)} \right|^2 \quad |\tau| \leq \tau' \quad (2.41)$$

单脉冲的模糊函数图和等高图如图 1 和图 2 所示。

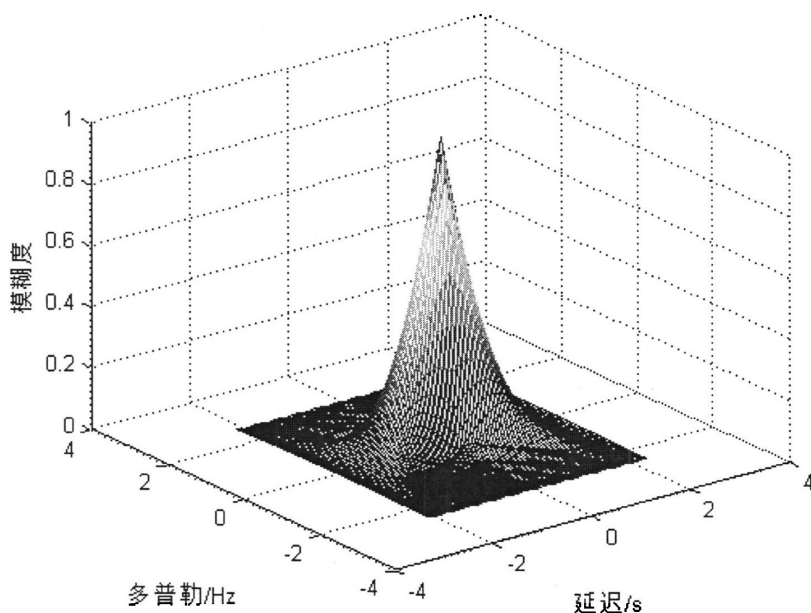


图 1 单脉冲的模糊函数图

Fig1 Ambiguity function diagram of single pulse

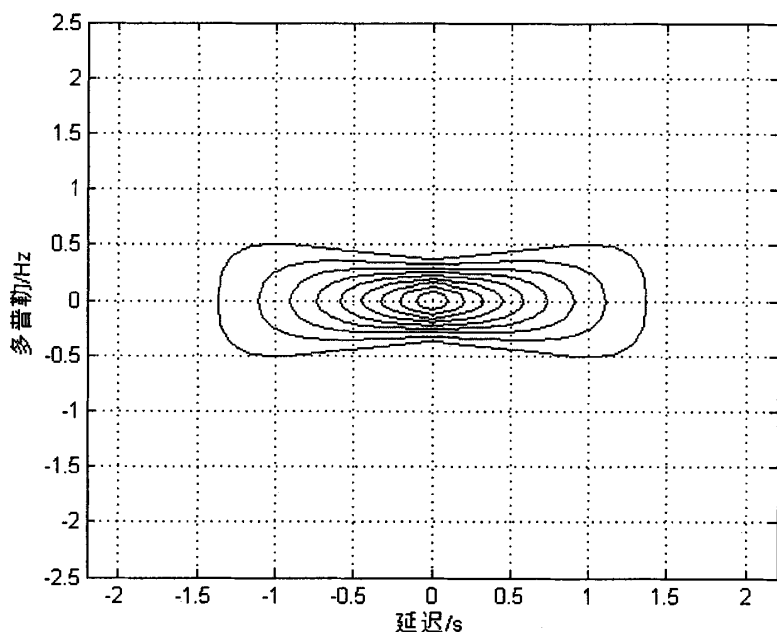


图2 单脉冲的模糊函数等高图

Fig2 Single pulse ambiguity function contour map

令 $f_d = 0$ ，由式(2.41)可得：

$$|\chi(\tau, 0)|^2 = (1 - |\tau|/\tau')^2 \quad |\tau| \leq \tau' \quad (2.42)$$

上式表示模糊函数在时间延迟轴 τ 上的切面图。类似的，令 $\tau = 0$ ，得到其在多普勒频率轴上的切面为：

$$|\chi(0, f_d)|^2 = \left| \frac{\sin \pi \tau' f_d}{\pi \tau' f_d} \right|^2 \quad (2.43)$$

式(2.42)和式(2.43)定义的切面图如图3和图4所示。因为沿着时间延迟轴的零多普勒切面扩展范围在 $-\tau'$ 和 τ' 之间，因此相邻目标可能是不模糊的，如果它们分开至少需要 τ' s。

沿着多普勒频率轴的零时间延迟切面具有 $(\sin x/x)^2$ 形状，其范围从 $-\infty$ 到 $+\infty$ 。第1零点在 $f_d = \pm 1/\tau'$ 处。因此，无模糊地检测频移为 $1/\tau'$ 的两个目标是可能的。

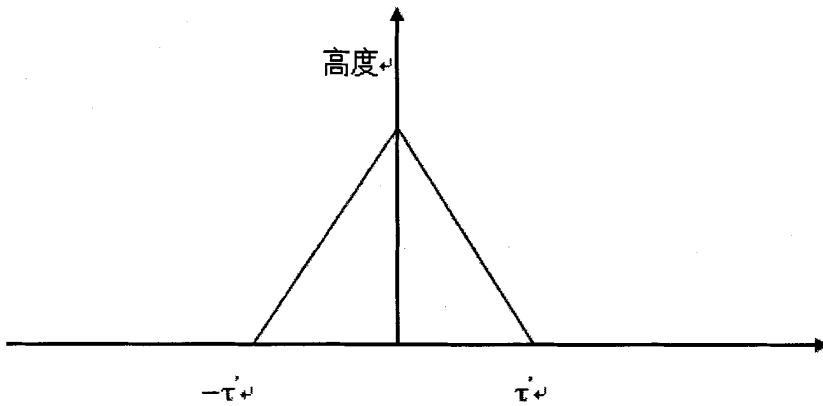


图 3 沿时间延迟轴的零多普勒切面图

Fig3 Along the axis of time delay of the zero Doppler sectional

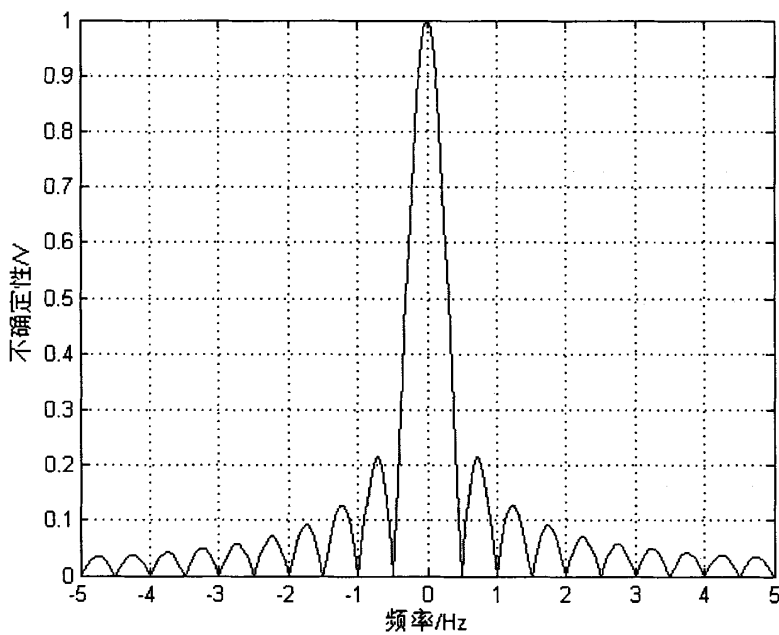
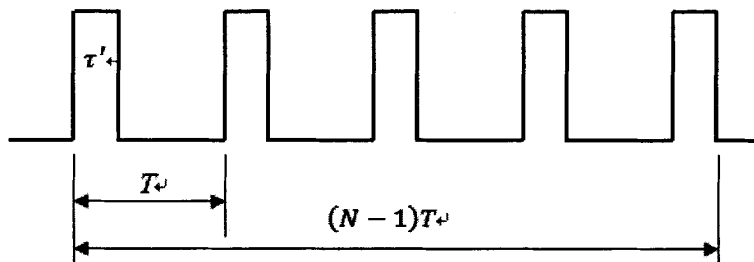


图 4 沿多普勒轴的零延迟切面图

Fig4 Along the Doppler axis zero delay sectional

可以断定单脉冲的距离和多普勒分辨率受脉冲宽度 τ' 的限制。好的距离分辨率需要使用非常短的脉冲。但是使用非常短的脉冲要求非常大的工作带宽，可能会限制雷达的平均发射功率为不切实际的数值。

2.3.2 相干脉冲串的模糊函数

图 5 相干脉冲串, $N = 5$ Fig5 Coherent pulse sequence, $N = 5$

相干脉冲串的波形如图 5 所示。脉冲宽度为 τ' ，脉冲重复间隔（PRI）为 T 。脉冲数是 N ，脉冲串的长度是 $(N-1)T$ s。归一化的单个脉冲定义为：

$$s_1(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) \quad (2.44)$$

如果连续脉冲之间的相干性可保持的话，那么归一化的脉冲串可以表示为：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT) \quad (2.45)$$

匹配滤波器的输出为

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.46)$$

将式(2.45)代入式(2.46)并交换积分与求和的顺序，得到

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - iT) s_1^*(t - jT - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.47)$$

进行变量替换 $t_1 = t - iT$ ，得到

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi f_d iT} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t_1) s_1^*(t_1 - [\tau - (i-j)T]) e^{j2\pi f_d t_1} dt_1 \quad (2.48)$$

式(2.48)中积分可以看做一个单脉冲进行匹配滤波后的输出，把它表示为 χ_1 ，则上式可表示为

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi f_d iT} \sum_{j=0}^{N-1} \chi_1[\tau - (i-j)T, f_d] \quad (2.49)$$

令 $q = i - j$ ，可以得到如下关系式：

$$\sum_{i=0}^N \sum_{m=0}^N = \sum_{q=-(N-1)}^0 \sum_{i=0}^{N-1-|q|} + \sum_{q=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1-|q|} \quad (2.50)$$

把式(2.50)代入到式(2.49)得到

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & \frac{1}{N} \sum_{q=-(N-1)}^0 \{ \chi_1(\tau - qT, f_d) \sum_{i=0}^{N-1-|q|} e^{j2\pi f_d iT} \} + \\ & \frac{1}{N} \sum_{q=1}^{N-1} \{ e^{j2\pi f_d qT} \chi_1(\tau - qT, f_d) \sum_{j=0}^{N-1-|q|} e^{j2\pi f_d jT} \} \end{aligned} \quad (2.51)$$

令 $z = e^{j2\pi f_d T}$ ，并利用下面的关系式：

$$\sum_{j=0}^{N-1-|q|} z^j = \frac{1 - z^{N-|q|}}{1 - z} \quad (2.52)$$

有

$$\sum_{i=0}^{N-1-|q|} e^{j2\pi f_d iT} = e^{[j\pi f_d (N-1-|q|)T]} \frac{\sin[\pi f_d (N-1-|q|)T]}{\sin(\pi f_d T)} \quad (2.53)$$

将式(2.53)应用到式(2.41)中，对正和负 q 得到两个互补的和，两个和可以合并为

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{q=-(N-1)}^{N-1} \chi_1(\tau - qT, f_d) e^{[j\pi f_d (N-1+q)T]} \frac{\sin[\pi f_d (N-|q|)T]}{\sin(\pi f_d T)} \quad (2.54)$$

最后，根据相干脉冲串的模糊函数定义，求出式(2.54)的模的平方。对于 $\tau' < T/2$ ，对其进行简化可得

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{q=-(N-1)}^{N-1} |\chi_1(\tau - qT, f_d)| \left| \frac{\sin[\pi f_d (N-|q|)T]}{\sin(\pi f_d T)} \right| \quad (2.55)$$

将上式与式(2.41)进行比较可以发现，相干脉冲串的模糊函数与单脉冲模糊函数两者之间比较相似，前者实际上是后者的叠加。

令 $f_d = 0$ 可得沿时间延迟轴切面的表达式：

$$|\chi(\tau, 0)|^2 = \left| \sum_{q=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|q|}{N} \right) \left(1 - \frac{|\tau - qT|}{\tau'} \right) \right|^2 \quad |\tau - qT| < \tau' \quad (2.56)$$

令 $\tau = 0$ 可得沿多普勒频率轴切面的表达式：

$$|\chi(0, f_d)|^2 = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi f_d \tau') \sin(\pi f_d NT)}{\pi f_d \tau' \sin(\pi f_d T)} \right|^2 \quad (2.57)$$

假设脉冲宽为 $0.2s$ ，PRI 为 $1s$ ， $N = 5$ ，得到相干脉冲串的模糊函数图和等高图如图 6 和图 7 所示。

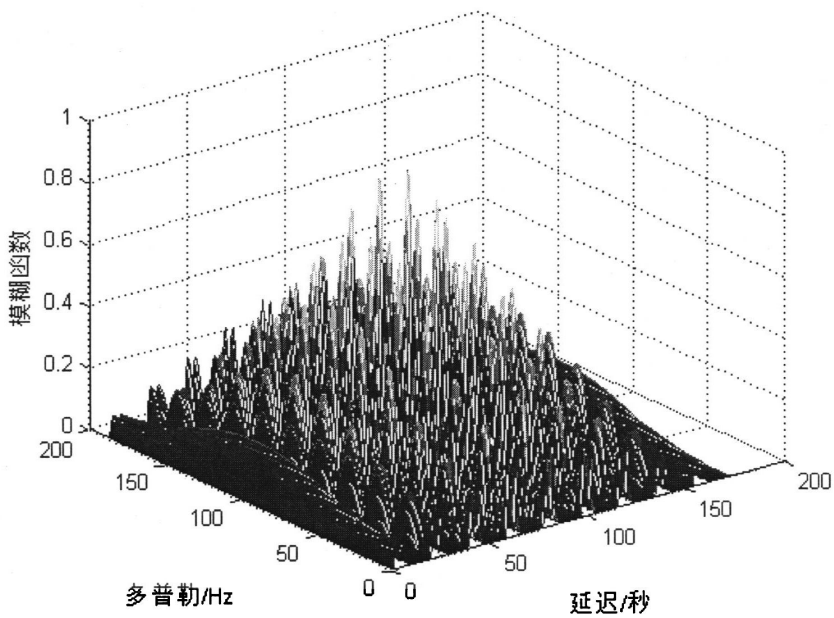


图 6 相干脉冲串的模糊函数图

Fig6 Ambiguity function diagram of the coherent pulse train

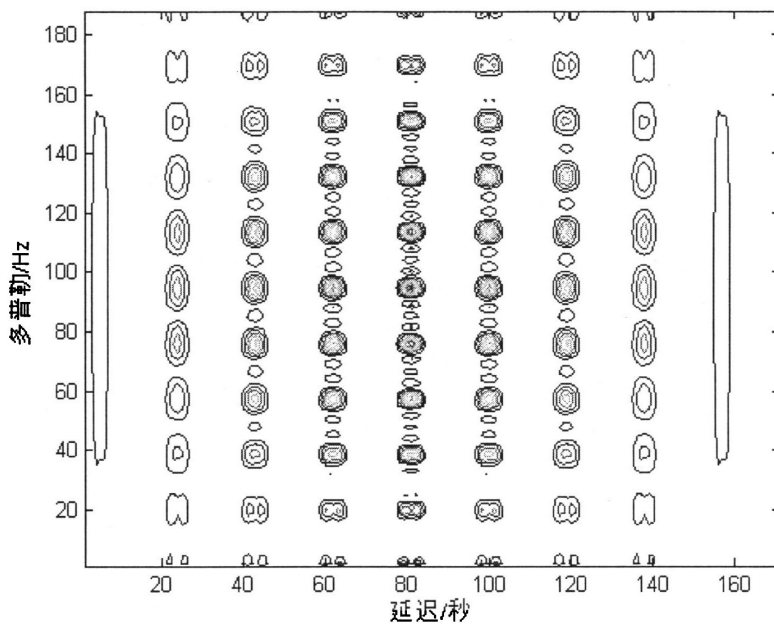


图 7 相干脉冲串的模糊函数等高图

Fig7 The contour map of coherent pulse train ambiguity function

相干脉冲串不仅保证了信号的带宽，还提高了信号的持续时间。相干脉冲串信号同时具备了脉冲信号的距离分辨能力以及连续波的速度分辨能力。均匀脉冲串信号的模糊函数形状类似于钉板，使用此类信号虽然可以获得较高的雷达分辨率，但是仍然存在测量模糊问题，所以还需要对信号进行解模糊处理。

2.3.3 LFM 信号的模糊函数

复包络的 LFM 信号定义为：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) e^{j\pi\mu t^2} \quad (2.58)$$

首先考虑 $0 \leq \tau \leq \tau'$ 的情况，将式(2.55)代入式(2.38)得到

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{\tau'} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{\tau'}\right) e^{j\pi\mu t^2} e^{-j\pi\mu(t-\tau)^2} e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.59)$$

然后有

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{e^{-j\pi\mu\tau^2}}{\tau'} \int_{-\tau'/2}^{\tau'/2-\tau} e^{j2\pi(\mu\tau+f_d)t} dt \quad (2.60)$$

完成式(2.57)的积分，得到

$$\chi(\tau, f_d) = e^{j\pi\mu\tau^2} \left(1 - \frac{\tau}{\tau'}\right) \frac{\sin\left[\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{\tau}{\tau'}\right)\right]}{\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{\tau}{\tau'}\right)} \quad 0 \leq \tau \leq \tau' \quad (2.61)$$

若 $-\tau' \leq \tau \leq 0$ ，根据模糊函数的对称性

$$|\chi(-\tau, f_d)| = |\chi(\tau, f_d)| \quad (2.62)$$

可以得到相同的结果，因此 $\chi(\tau, f_d)$ 可以表示为：

$$\chi(\tau, f_d) = e^{j\pi\mu\tau^2} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right) \frac{\sin\left[\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right)\right]}{\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right)} \quad |\tau| \leq \tau' \quad (2.63)$$

LFM 信号的模糊函数为：

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right) \frac{\sin\left[\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right)\right]}{\pi\tau'(\mu\tau+f_d)\left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right)} \right]^2 \quad |\tau| \leq \tau' \quad (2.64)$$

假设脉冲宽度为 1s，带宽为 10Hz，它的模糊函数图和等高图如图 8 和图 9 所示。

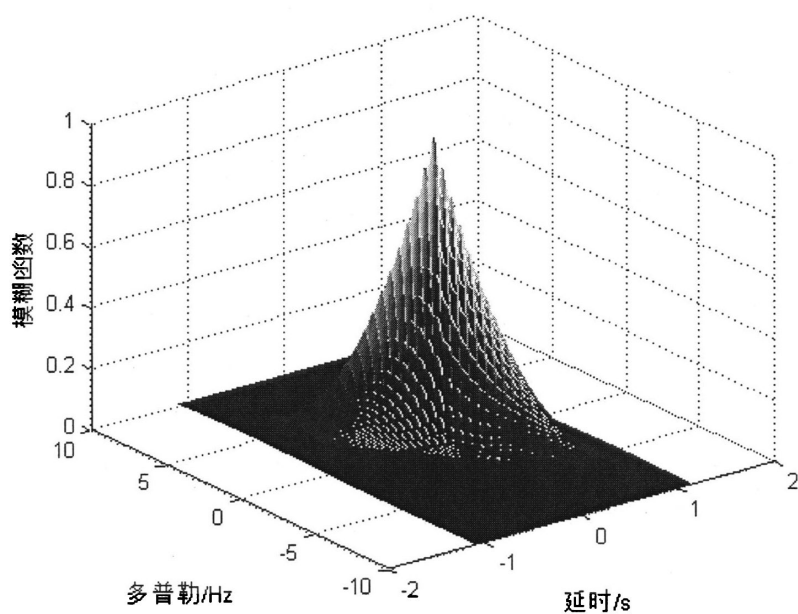


图 8 LFM 信号的模糊函数图

Fig8 Ambiguity function diagram of LFM signal

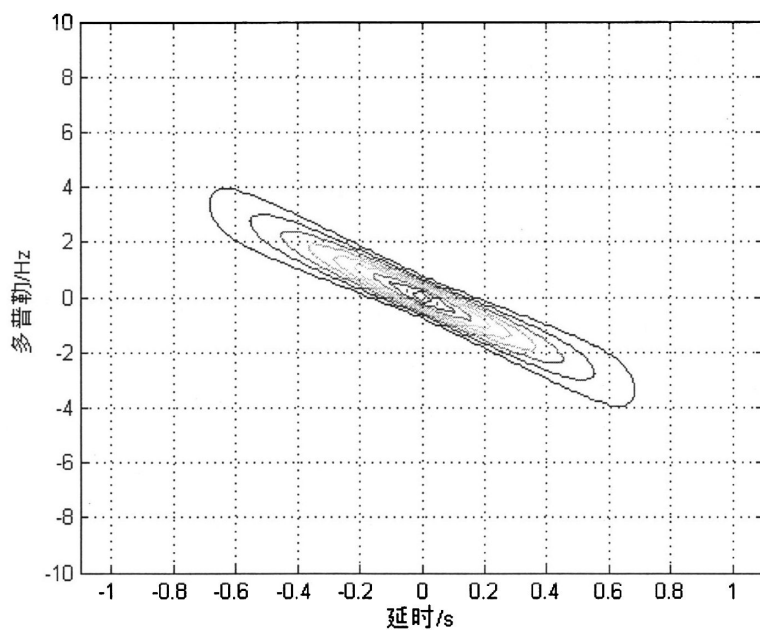


图 9 LFM 信号模糊函数的等高图

Fig9 The contour map of LFM signal Ambiguity function

令 $f_d = 0$ 可得 LFM 信号模糊函数沿时间延迟轴 τ 的切面为:

$$|\chi(\tau, 0)|^2 = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'} \right) \frac{\sin \left[\pi \mu \tau \tau' \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'} \right) \right]}{\pi \mu \tau \tau' \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'} \right)} \right|^2 \quad |\tau| \leq \tau' \quad (2.65)$$

令 $\tau = 0$ 可得 LFM 信号模糊函数沿多普勒频率轴的切面:

$$|\chi(0, f_d)|^2 = \left| \frac{\sin \pi \tau' f_d}{\pi \tau' f_d} \right|^2 \quad (2.66)$$

通过式(2.63)可以看出, LFM 信号模糊函数沿多普勒频率轴的切面与单脉冲是一样的。这是因为脉冲形状没有改变, 只是增加了频率调制。而沿时间延迟轴的切面变化比较明显, 与没有调制脉冲的切面图相比窄了很多。此时, 第一个零点位于 $1/B$ 处, 这表明匹配滤波器输出的有效脉冲宽度完全取决于雷达的带宽^[9]。

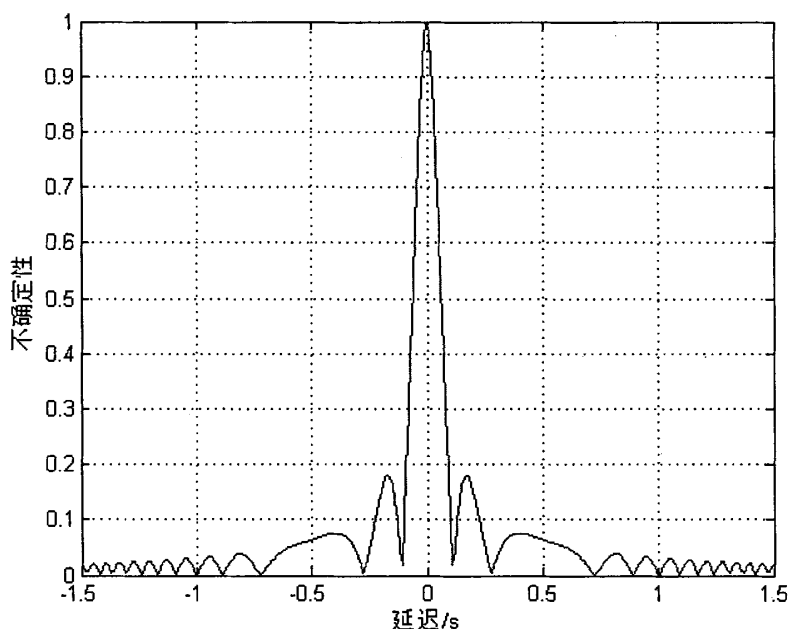


图 10 LFM 信号沿时间延迟轴的零多普勒切面图

Fig10 Along the axis of time delay of LFM signal zero Doppler sectional drawing

2.4 本章小结

本章首先介绍了雷达模糊函数的定义和性质, 分析了单脉冲、相干脉冲串以及 LFM 三种信号的模糊函数, 以及沿时间延迟轴和多普勒频率轴的切面, 给出了三种信号的模糊函数图、等高图和切面图, 根据图形分析了三种不同信号的特性。

3 数字正交采样

雷达信号处理中对数据的精度要求比较高，数字正交采样正是为此提供保障，因此，在雷达信号处理过程中，首先要进行数字正交采样。

传统的正交采样采用的是模拟电路，由于模拟电路两个通道所采用的器材本身的无法完全一致，热稳定性也比较差，就造成了其 I/Q 输出通道在幅度和相位上的正交误差都很大，对系统的性能影响很大。

数字电路技术的发展为数字信号处理在雷达中的应用提供了基础，数字正交相干检波技术可以直接进行中频正交采样，可以对雷达接收到的回波信号直接采样，转换成数字信号，再对数字信号进行变频处理，输出 I/Q 两路正交信号。采用数字正交采样，获得的数字信号精度大大提高，数字电路还具备许多模拟电路不具备的优势，可以大大提高系统性能。

3.1 基本原理

雷达接收信号后，经过数字正交采样和正交相干检波，能完整保留信号复包络的所有信息，如幅度和相位等。

实的模拟带通信号可以表示为：

$$x(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (3.1)$$

$$= x_I(t) \cos \omega_0 t - x_Q(t) \sin \omega_0 t \quad (3.2)$$

其中， $x_I(t)$ 和 $x_Q(t)$ 分别为 $x(t)$ 的同相分量和正交分量， ω_0 为载频，与其相关项只是信息的载体，不表示相关信息^[10]。 $a(t)$ 表示信号的包络， $\phi(t)$ 表示相位，其关系为：

$$\begin{cases} a(t) = \sqrt{x_I(t)^2 + x_Q(t)^2} \\ \phi(t) = \tan^{-1}[x_I(t)/x_Q(t)] \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} x_I(t) = a(t) \cos \phi(t) \\ x_Q(t) = a(t) \sin \phi(t) \end{cases} \quad (3.4)$$

则信号的复包络可以表示为：

$$X(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = a(t)e^{j\phi(t)} \quad (3.5)$$

$X(t)$ 是包含了 $x(t)$ 的全部有用信息。

中频正交相干接收技术就是要对中频信号进行相干检波，从而得到 I/Q 两路正交信号。如图 11 所示，模拟正交相位检波的方法，是先对模拟信号进行正交相干检波，再将获得的同相和正交分量经过 AD 采样，最终获取正交的数字信号。而

数字化方法的过程与之相反,先对中频信号进行 AD 采样变为数字信号,通过超外差法,将数字信号与混频信号相乘,滤波和抽取后输出正交的 I/Q 信号,其原理如图 12 所示。

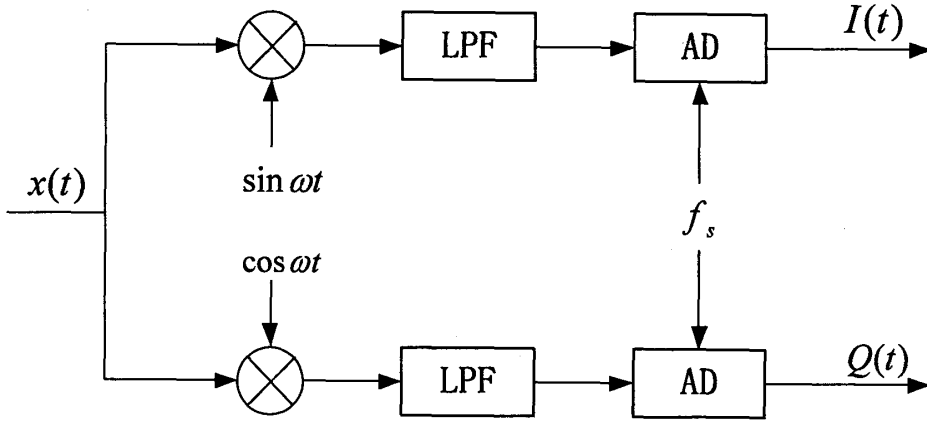


图 11 模拟正交相位检波原理图

Fig11 Principle diagram of the analog quadrature phase detection

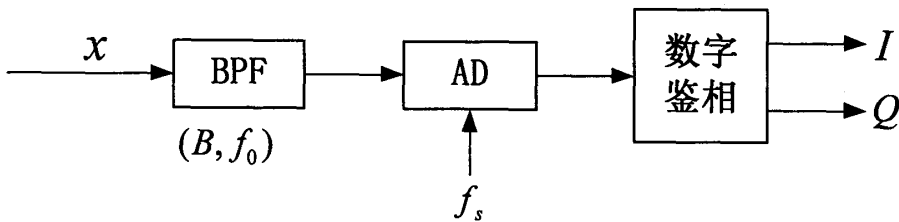


图 12 数字中频正交接收原理图

Fig12 Digital intermediate frequency orthogonal receiving principle diagram

3.2 实现方法

为了获取精确的 I/Q 信号,就得确保信号的有用频谱不产生混叠,一般来说,在雷达中频信号中,包含有用信息的信号频谱是一个窄带谱,因此,可采用一定速率的欠采样,利用频谱的多次混迭反射,从原载频处映射到零中频处,将中频变换到零中频。前提是,其 AD 采样速率和采样频率之间必须满足关系式:

$$f_s \geq 2B \quad (3.6)$$

其中 B 为信号带宽。

常用的正交相干检波方法有:数字乘积检波法(DPD)、低通滤波法、Bessel 插值法和 Hilbert 变换法。时域的插值与频域的滤波在本质上是相同的,所得的效果也基本相同^[11]。论文采用低通滤波法。

低通滤波法,首先进行中频采样,随后进行 AD 变换,然后通过低通滤波,

消除负频谱分量，而后进行降采样处理，最后输出两路相互正交的实信号。

设输入信号 $x(t)$ 的采样速率为 T_s ，数字中频信号的表达式为：

$$\begin{aligned} x(nT_s) &= a(nT_s) \cos(\omega_0 nT_s + \phi(nT_s)) \\ &= \frac{1}{2} [a(nT_s) \cos(\phi(nT_s)) \cos(\omega_0 nT_s) - a(nT_s) \sin(\phi(nT_s)) \sin(\omega_0 nT_s)] \quad (3.7) \\ &= x'_I(n) + x'_Q(n) \\ &= x_I(n) \cos(\omega_0 nT_s) - x_Q(n) \sin(\omega_0 nT_s) \end{aligned}$$

式中， $x'_I(n)$ 和 $x_I(n)$ 分别是数字中频信号及其复包络的同相分量， $x'_Q(n)$ 和 $x_Q(n)$ 分别为对应的正交分量， $x_I(n)$ 和 $x_Q(n)$ 就是想要获取的基带信号。

$$x_I(n) = LPF[x(n) \cos(\omega_0 n)] \quad (3.8)$$

$$x_Q(n) = LPF[-x(n) \sin(\omega_0 n)] \quad (3.9)$$

$\cos(2\pi f_0 t_n)$ 、 $\sin(2\pi f_0 t_n)$ 是与信号载频 f_0 和采样频率 f_s 有关的数列，两者之间必须满足：

$$f_s = \frac{4f_0}{2M-1} \quad (3.10)$$

其中 M 是满足 $f_s \geq 2B$ 的自然数。采样后的数字中频信号为：

$$\begin{aligned} X(t_n) &= a(t_n) \cos(\phi(t_n)) \cos(2\pi f_0 t_n) - a(t_n) \sin(\phi(t_n)) \sin(2\pi f_0 t_n) \\ &= X_I(t_n) \cos\left(2\pi f_0 \frac{n}{f_s}\right) - X_Q(t_n) \sin\left(2\pi f_0 \frac{n}{f_s}\right) \\ &= X_I(t_n) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) - X_Q(t_n) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (3.11) \\ &= \begin{cases} (-1)^{n/2} X_I(t_n) \\ (-1)^{(n-1)/2} X_Q(t_n) \end{cases} \end{aligned}$$

此时，它们是 $\{-1, 0, 1, -1, 0, \dots\}$ 型的周期序列。从式(3.11)中可以看出，直接交替采样值即可得到 Q 的奇数项以及 I 的偶数项，两者之间只相差一个符号修正。

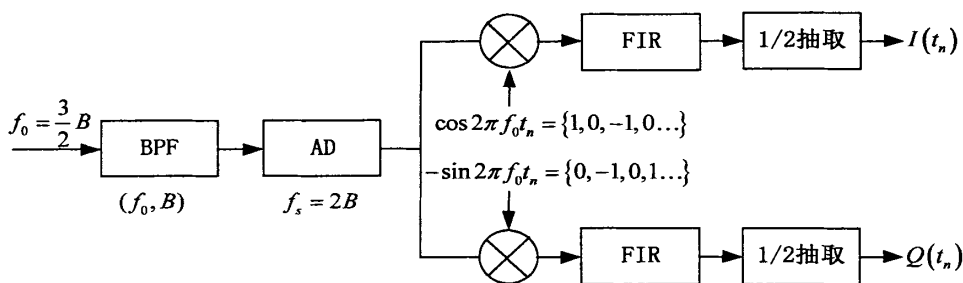


图 13 正交相干检波（低通滤波法）原理图

Fig13 Quadrature coherent detection (low pass filter method) principle diagram

由于滤波器的输入数据交替为 0，所以该滤波器可以简化。信号经过了正交混频，但还没有被抽取，采用结构对称的 N 阶线性相位数字滤波器 $h(n)$ ，其截止频率为 $\pi/2$ ，作为两路信号的低通滤波器。滤波器的阻带衰减越大，镜频抑制比就越高。

经过正交混频，出现了数据率减半的情况，此时可以简化 IQ 两路滤波器的系数得：

$$\begin{cases} h_I(n) = h(2n) \\ h_Q(n) = h(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3.12)$$

两路滤波器具有相同的幅频响应，但相频响应却不相同，相差了 $\pi/2$ 。

若再对移频的符号因子进行改变，则 IQ 两路的滤波器系数还可以进一步简化：

$$\begin{cases} h_I(n) = (-1)^{n/2} h(2n) \\ h_Q(n) = -(-1)^{(n-1)/2} h(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3.13)$$

将简化后的低通滤波器的系数与之前进行比较，可以看出，一方面滤波器的阶数已经下降到原系数的 $1/2$ ，而另一方面，还实现了对信号的抽取。结构改进后其原理如图所示。

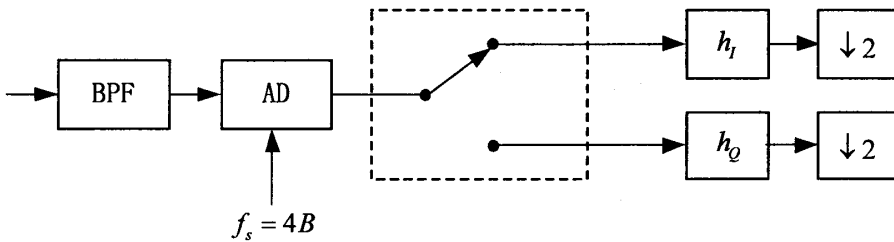


图 14 低通滤波法（改进后）的原理图

Fig14 Low pass filtering method (improved) schematic diagram

低通滤波法是一种时域处理方法，其关键内容有以下两点：一是将对称的频谱中的负频谱分量进行滤除。二是将对称的频谱中的正频谱分量中心移至零点，同时将采样率降到 $f_s = B$ 。

通过比较可知，第二种处理方法利于实现，具体方法是乘以移项因子或者是数据抽取。第一种处理方法的实现难度相对而言比较大，它对数字中频正交采样的性能影响很大。若排除滤波输入信号的质量对系统造成的影响，FIR 低通滤波器对负频谱分量的阻带衰减的大小就决定了其镜频抑制比的大小。因为正负频谱分量之间并没有间隔，此时想要滤除负频谱，所采用的滤波器的截止特性必须非常好才行。

3.3 中频正交相干检波的仿真

采用线性调频 (LFM) 信号对中频输入的带限信号进行模拟, 其表达式为:

$$x(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (3.14)$$

其中, $\phi(t) = \frac{1}{2} \mu t^2$, 调频斜率 $\mu = \frac{2\pi \Delta f}{\tau}$, Δf 为调制频偏, τ 为脉冲宽度。

为了简化讨论, 令 $a(t) = 1$ 。系统参数: 载频 $f_0 = 10\text{MHz}$, $\Delta f = 2\text{MHz}$, $\tau = 10\mu\text{s}$, 采样频率 $f_s = 40\text{MHz}$ 。

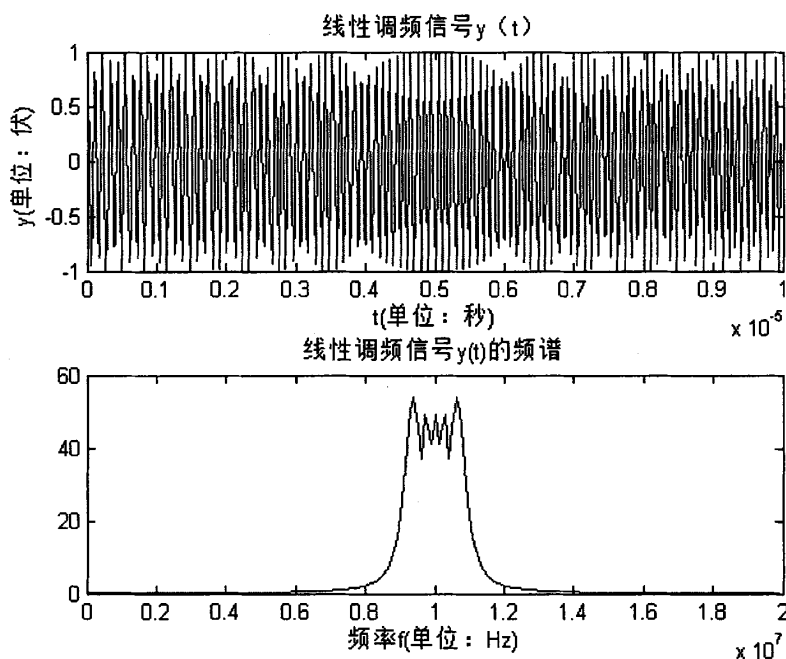


图 15 采样后的波形和频谱图

Fig15 LFM waveform and spectrum diagram after sampling

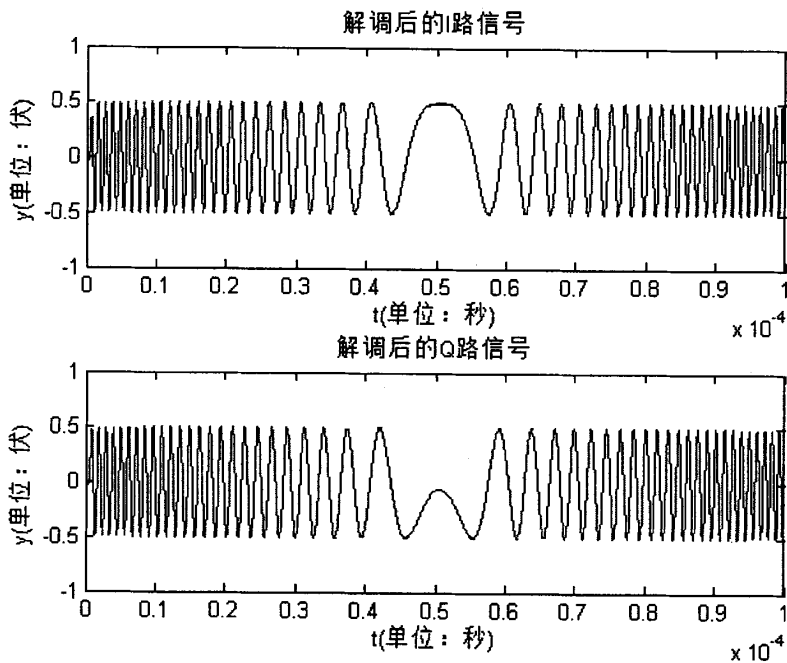


图 16 抽取后 I/Q 路波形

Fig16 I/Q waveform after extracting

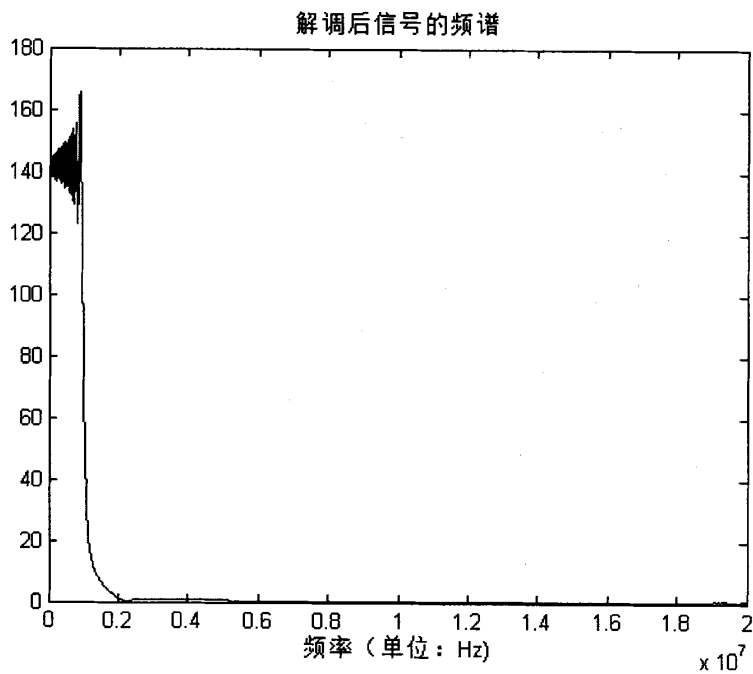


图 17 解调后信号的频谱

Fig17 Frequency spectrum of the signal after demodulation

如图 17 所示，基带信号经过滤波处理并进行抽取后，输出端信号的幅度只在其高频端有所衰减，整个通带基本上比较平坦，未发生混叠现象，基本上达到了设计的要求，证明了所采用的方法是正确的。

3.4 本章小结

本章主要讲述了数字采样和正交相干检波技术。首先，介绍了数字正交相干检波技术的基本原理，然后介绍了数字正交相干检波的实现方法，选择了低通滤波法，并对其进行了改进。最后，对提出的技术方案进行了仿真，对结果分析后，得出的结论是基本满足设计要求，证明所提方案切实可行。

4 脉冲压缩

使用非常短的脉冲可以显著提高雷达的距离分辨率。但是，使用这种方法会减小平均发射功率，这会妨碍雷达系统其他的工作条件。因为平均发射功率直接关系到接收机的信噪比（SNR），所以通常期望在增加脉宽（即增加平均发射功率）的同时保持足够的分辨率。在得到好的距离分辨率的同时，保持足够的平均发射功率，可以通过使用脉冲压缩技术来实现。

4.1 时宽带宽积

假设匹配滤波器接收机的带宽为 B ，那么在匹配滤波器带宽内可用的噪声功率为

$$N_i = 2 \frac{N_0}{2} B \quad (4.1)$$

其中，因子 2 用来考虑正负频带。脉冲持续时间 τ' 内的平均输入信号功率为

$$S_i = \frac{E}{\tau'} \quad (4.2)$$

E 是信号能量。因此，匹配滤波器的输入 SNR 为

$$(\text{SNR})_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{E}{N_0 B \tau'} \quad (4.3)$$

输出的峰值瞬时 SNR 与输入 SNR 的比值是

$$\frac{\text{SNR}(t_0)}{(\text{SNR})_i} = 2 B \tau' \quad (4.4)$$

$B \tau'$ 称为给定波形或其对应的匹配滤波器的时宽带宽积。因子 $B \tau'$ 表示输出 SNR 比输入增加的大小，称为匹配滤波器增益或简称为压缩增益，也就是压缩比。

一般来说，脉冲未经过调制时， $B \tau' \approx 1$ 。脉冲经过频率或者相位调制以后，可以使得 $B \tau' \gg 1$ 。如果雷达接收机的传递函数理想地匹配输入波形，那么压缩增益等于 $B \tau'$ 。显然，当匹配滤波器的频谱偏离输入信号的频谱时，压缩增益会比 $B \tau'$ 小。

4.2 脉冲压缩的雷达方程

脉冲雷达的雷达方程可以写为

$$\text{SNR} = \frac{P_i \tau' G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_e F L} \quad (4.5)$$

其中， P_i 是峰值功率， τ' 是脉冲宽度， G 是天线增益， σ 是目标的 RCS， R 是距

离, k 是玻尔兹曼常数, T_e 是有效噪声温度, F 是噪声系数, L 是总的雷达损耗。

PD 雷达发射相当长的脉冲 (带有调制), 然后对回波信号进行处理, 使之变成短脉冲, 这就是压缩过程。可以把发射脉冲看做由一系列非常短的子脉冲 (占空比为 100%) 组成, 其中每个子脉冲的宽度就是压缩后的脉冲宽度 [12]。将压缩后的脉宽表示为 τ_c 。因此, 对于一个单独的子脉冲, 式(4.5)可以写成

$$(\text{SNR})_{\tau_c} = \frac{P_t \tau_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_e F L} \quad (4.6)$$

然后, 从式(4.6)可以得到未压缩脉冲的 SNR 为

$$\text{SNR} = \frac{P_t (\tau' = n\tau_c) G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_e F L} \quad (4.7)$$

其中, n 是子脉冲的数目。式(4.7)被称为脉冲压缩的雷达方程。

观察式(4.5)和式(4.7)可以发现两个公式具有相同的形式, 那么可以得到如下结论: 如果雷达的参数是确定的, 只要发射脉冲保持不变, 那么 SNR 也不会改变, 不管信号带宽是否变化。更确切地说, 当使用脉冲压缩时, 可以在保持脉宽不变的同时而增加带宽, 使检测距离不变的同时显著提高雷达的距离分辨率 [13]。因为距离分辨率与信号带宽的倒数成正比, 即 $\Delta R = c/2B$ 。

4.3 匹配滤波器

雷达的探测性能取决于雷达的信噪比, 信噪比越高, 雷达的探测性能就越好。而使用波形的匹配滤波器对提高信噪比的作用明显, 可以大大改善雷达探测性能。匹配滤波器是一种线性滤波器, 其输出信号瞬时功率与噪声平均功率的比值最大, 是脉冲压缩最理想的滤波器。

匹配滤波器的特别之处在于, 当输入端出现信号与加性白噪声时, 其在输出端产生最大可实现瞬时 SNR, 此噪声不必为高斯的。接收机输出端的峰值瞬时 SNR 可以通过将雷达接收机传输函数与接收信号匹配来得到。

匹配滤波器的输入端信号 (加白噪声) 可以表示为:

$$x(t) = C s_i(t - t_1) + n_i(t) \quad (4.8)$$

其中 C 为常数, t_1 是正比于目标距离的未知时间延迟, $n_i(t)$ 是添加到输入信号中的白噪声。因为输入噪声是白色的, 所以其对应的自相关和功率谱密度 (PSD) 函数分别为:

$$\bar{R}_{n_i}(t) = \frac{N_0}{2} \delta(t) \quad (4.9)$$

$$\bar{S}_{n_i}(\omega) = \frac{N_0}{2} \quad (4.10)$$

其中 N_0 为常数。在滤波器的输出端，用 $s_0(t)$ 和 $n_0(t)$ 分别表示输出的信号和噪声。更准确的，我们可以定义

$$y(t) = Cs_0(t-t_1) + n_0(t) \quad (4.11)$$

其中

$$s_0(t) = s_i(t) * h(t) \quad (4.12)$$

$$n_0(t) = n_i(t) * h(t) \quad (4.13)$$

上式中， $h(t)$ 表示滤波器的冲激响应（假设滤波器为线性时不变的）。

用 $R_h(t)$ 表示滤波器的自相关函数，则输出噪声的自相关函数和功率谱密度函数分别为

$$\bar{R}_{n_0}(t) = \bar{R}_{n_i}(t) * R_h(t) = \frac{N_0}{2} \mathcal{D}(t) \quad R_h(t) = \frac{N_0}{2} R_h(t) \quad (4.14)$$

$$\bar{S}_{n_0}(\omega) = \bar{S}_{n_i}(\omega) |H(\omega)|^2 = \frac{N_0}{2} |H(\omega)|^2 \quad (4.15)$$

其中， $|H(\omega)|$ 表示滤波器冲激响应 $h(t)$ 的傅里叶变换。总的平均输出噪声功率等于 $\bar{R}_{n_0}(t)$ 在 $t=0$ 处的值，更精确地表示为：

$$\bar{R}_{n_0}(0) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |h(u)|^2 du \quad (4.16)$$

在 t 时刻的输出信号功率为 $|Cs_0(t-t_1)|^2$ ，并且利用式(4.12)可得：

$$s_0(t-t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t-t_1-u) h(u) du \quad (4.17)$$

在 t 时刻输出 SNR 的一般表达式可以写为：

$$\text{SNR}(t) = \frac{|Cs_0(t-t_1)|^2}{\bar{R}_{n_0}(0)} \quad (4.18)$$

将式(4.16)和式(4.17)代入式(4.18)，得到：

$$\text{SNR}(t) = \frac{C^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t-t_1-u) h(u) du \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |h(u)|^2 du} \quad (4.19)$$

Schwartz 不等式为：

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} P(x) Q(x) dx \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |P(x)|^2 dx \int_{-\infty}^{\infty} |Q(x)|^2 dx \quad (4.20)$$

其中，等号仅当 $P = kQ^*$ 时成立，这里 k 为常数可以假定为 1。由此可得：

$$\text{SNR}(t) \leq \frac{C^2 \int_{-\infty}^{\infty} |s_i(t-t_1-u)|^2 du \int_{-\infty}^{\infty} |h(u)|^2 du}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |h(u)|^2 du} = \frac{2C^2 \int_{-\infty}^{\infty} |s_i(t-t_1-u)|^2 du}{N_0} \quad (4.21)$$

当等号成立时（即 $h = ks_i^*$ ），出现峰值瞬时 SNR。更准确地，若我们假设等号出现在 $t = t_0$ 时刻，并且 $k = 1$ ，那么

$$h(u) = s_i^*(t_0 - t_1 - u) \quad (4.22)$$

最大瞬时 SNR 为：

$$\text{SNR}(t_0) = \frac{2C^2 \int_{-\infty}^{\infty} |s_i(t_0 - t_1 - u)|^2 du}{N_0} \quad (4.23)$$

用 Parseval 定理简化为：

$$E = C^2 \int_{-\infty}^{\infty} |s_i(t_0 - t_1 - u)|^2 du \quad (4.24)$$

其中， E 代表输入信号的能量。因此，可以将输出端峰值瞬时 SNR 写为：

$$\text{SNR}(t_0) = \frac{2E}{N_0} \quad (4.25)$$

因此可以得出结论：峰值瞬时 SNR 仅仅依赖于输入信号的能量和输入噪声的功率，而与雷达发射信号所采用的波形无关。

4.4 线性调频信号

雷达发展至今，其探测任务已经不仅限于最基本的获取目标的位置和速度信息，还提出了更高的要求，就是要对目标进行成像分析和识别。脉冲压缩需要增加带宽，就需要进行频率或者相位调制，线性调频（LFM）是常用的方式。频率在脉宽内进行线性扫描，向上或者向下调频。匹配滤波器的带宽取决于扫描的带宽，而与脉冲宽度没有关系^[14]。

4.4.1 线性调频信号的频谱特性

典型的线性调频信号可以表示为：

$$x(t) = \mu(t) e^{j2\pi f_0 t} = \text{Arect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2)} \quad (4.26)$$

$u(t) = \text{Arect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{j\pi\mu t^2}$ 为信号的复包络，其中

$$\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t/\tau| \leq 1/2 \\ 0, & |t/\tau| > 1/2 \end{cases} \quad (4.27)$$

式中, $\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)$ 表示宽度为 τ 的矩形, μ 为 LFM 系数, f_0 雷达中心频率。在脉冲宽度 τ 内, 信号的角频率在 $(2\pi f_0 - \pi\mu\tau)$ 至 $(2\pi f_0 + \pi\mu\tau)$ 之间变化。

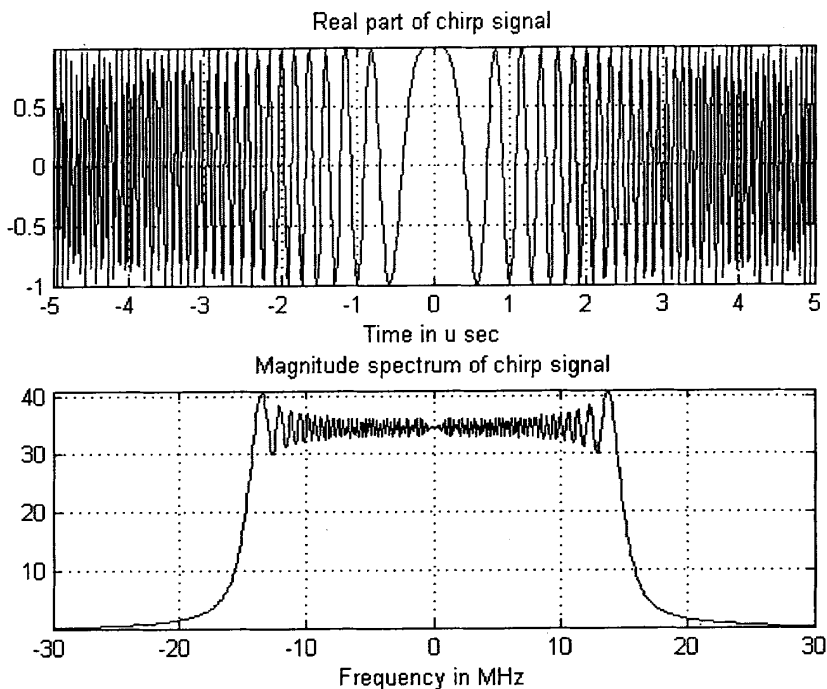


图 18 LFM 信号的时域波形和幅频特性

Fig18 LFM signal in time domain waveform and amplitude frequency characteristics

4.4.2 线性调频信号的脉冲压缩

LFM 信号的频谱可以表示为:

$$\begin{aligned} X(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} A \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2)} e^{-j2\pi ft} dt \\ &= A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j[2\pi(f_0 - f)t + \pi\mu t^2]} dt \end{aligned} \quad (4.28)$$

在 $D \gg 1$ 的情况下, 从式(4.28)积分可得:

$$X(f) = \begin{cases} A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} e^{j\left[\frac{2\pi(f-f_0)^2}{2\mu} + \frac{\pi}{4}\right]} & |f - f_0| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & |f - f_0| \geq \frac{B}{2} \end{cases} \quad (4.29)$$

LFM 信号的脉冲压缩过程也就是匹配滤波的过程。输入信号的频率特性为:

$$X(f) = |X(f)| e^{j\phi(f)} \quad (4.30)$$

相对应的匹配滤波器的频率特性表达式为:

$$H(f) = K |X(f)| e^{-j\phi(f)} e^{-j2\pi f t_{d_0}} \quad (4.31)$$

令 $K = \sqrt{\mu/2\pi}/A$, 可得:

$$H(f) = e^{j\left[\frac{2\pi(f-f_0)^2}{2\mu} - \frac{\pi}{4} - 2\pi f t_{d_0}\right]} \quad (4.32)$$

压缩滤波器的群延迟特性(频率—延时特性) $t_d(f)$ 为:

$$t_d(f) = \frac{d\phi(f)}{df} = \frac{(f-f_0)\tau}{B} + t_{d_0} \quad |f-f_0| \leq \frac{B}{2} \quad (4.33)$$

其中, t_{d_0} 是附加延时, 与滤波器本身的物理特性相关。

所以, LFM 脉压滤波器的输出信号为:

$$\begin{aligned} U(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f) H(f) e^{j2\pi f t} df = \int_{-\infty}^{\infty} A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} e^{j2\pi f(t-t_{d_0})} df \\ &= A\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})} e^{j2\pi f_0(t-t_{d_0})} \end{aligned} \quad (4.34)$$

由于实际信号是实数, 所以只需要取上式复数信号中的实数部分

$$U(t) = A\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})} \cos 2\pi f_0(t-t_{d_0}) \quad (4.35)$$

输出信号的包络为:

$$U_0(t) = A\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})} \quad (4.36)$$

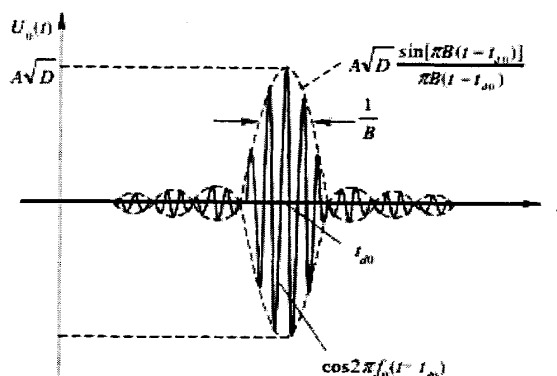


图 19 匹配滤波后的输出函数

Fig19 The output of the matched filtering after function

图 19 中, 匹配滤波器的输出信号的包络具有辛克函数($\sin x/x$)的形式, 当输

出信号的脉冲幅度降到 -4dB 处的时候,此时的脉冲宽度 τ_0 ,等于发射信号频谱宽度的倒数 $1/B$ [15],即

$$\tau_0 = \frac{1}{B} = \frac{\tau}{D} \quad (4.37)$$

输出信号的脉冲宽度 τ_0 与输入信号的脉冲宽度 τ 相比,减小了 D 倍,输出信号的脉冲幅度 A_0 与输入信号脉冲幅度 A 相比,增大了 \sqrt{D} 倍,即

$$A_0 = A\sqrt{D} \quad (4.38)$$

若不考虑损耗,则有

$$E = P\tau = P_0\tau_0 \quad (4.39)$$

$$D = \tau / \tau_0 = P_0 / P \quad (4.40)$$

可以从中看出,输出信号的脉冲的峰值功率 P_0 相较于输入信号的脉冲的峰值功率 P 提高了 D 倍。

4.4.3 距离旁瓣的抑制

对于 LFM 的情况,第 1 旁瓣大约比主峰低 13.4dB ,第 2 副瓣比第 1 副瓣降低 4dB ,此后依次降低。副瓣过大显然不利于目标的检测,对于一些比较弱的目标信号,完全可能被旁瓣淹没。另一方面,对于过大的旁瓣,雷达也有可能错误地将其当做目标信号,出现虚警。为了避免此类情形,保持雷达正常工作,必须对旁瓣进行处理,常用的方法是用窗函数进行加权处理。但是加权处理也会带来一些问题,它在降低旁瓣的同时也会带来主瓣的展宽并降低了信噪比。

加权处理的过程其实是将匹配滤波器的频率响应与所选的窗函数相乘,也等效于频域的循环卷积。

表 1 常用加权函数比较

Tab1 Commonly used weighted function

加权函数	表达式	主副瓣比	信噪比损失	主瓣展宽系数	旁瓣衰减系数
矩形函数	$rect(f/B)$	13.46	0	1.00	4
泰勒加权	$1+2\sum_{m=1}^{n-1}F_m\cos\left(\frac{2\pi nf}{B}\right)$ $n=8$	40	1.14	1.14	6
汉明加权	$0.08+0.92\cos^2\left(\frac{\pi f}{B}\right)$	42.56	1.34	1.47	6
3:1 锥比加权	$0.33+0.67\cos^2\left(\frac{\pi f}{B}\right)$	26.7	0.52	1.21	6
余弦加权	$\cos\left(\frac{\pi f}{B}\right)$	23.6	1.0	1.56	12
余弦平方加权		31.7	1.76	1.62	18

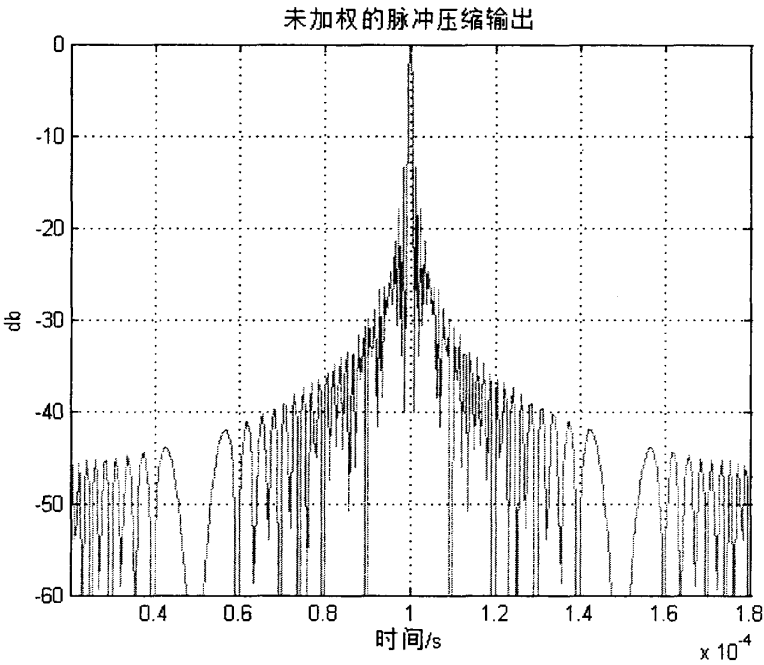


图 20 未加权的脉冲压缩输出

Fig20 Unweighted pulse compression output

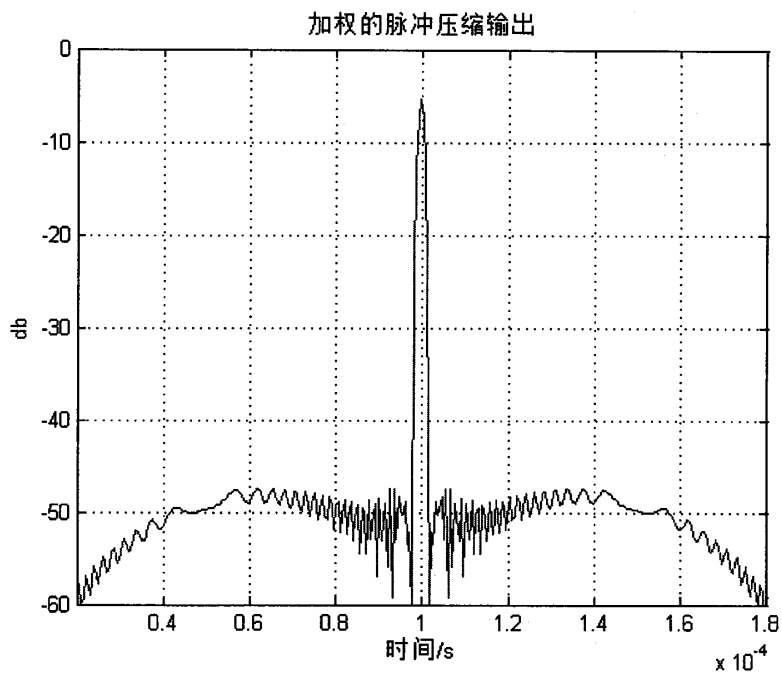


图 21 海明加权的脉冲压缩输出

Fig21 Hamming weighted pulse compression output

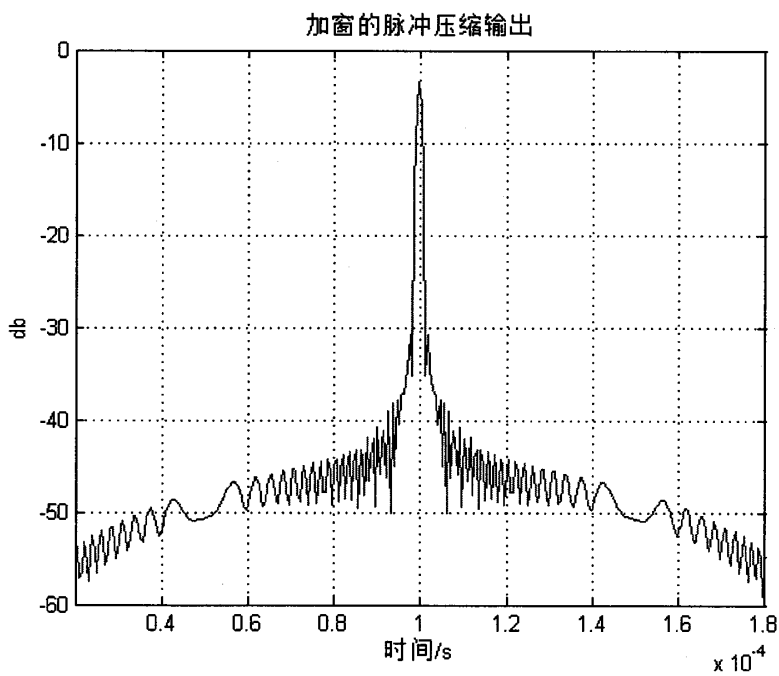


图 22 加凯撒窗脉冲压缩输出

Fig22 Add the Kaiser window pulse compression output

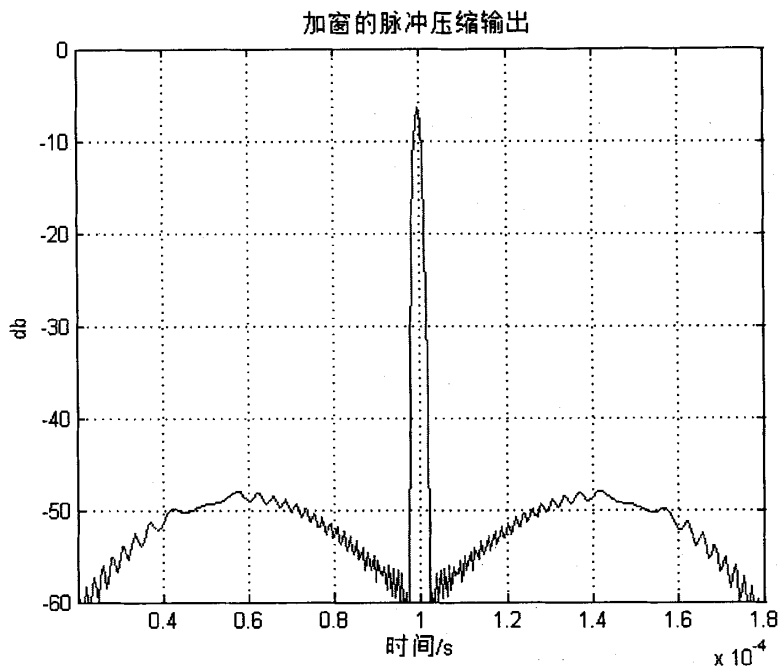


图 23 加切比雪夫窗的脉冲压缩输出

Fig23 Add the chab window pulse compression output

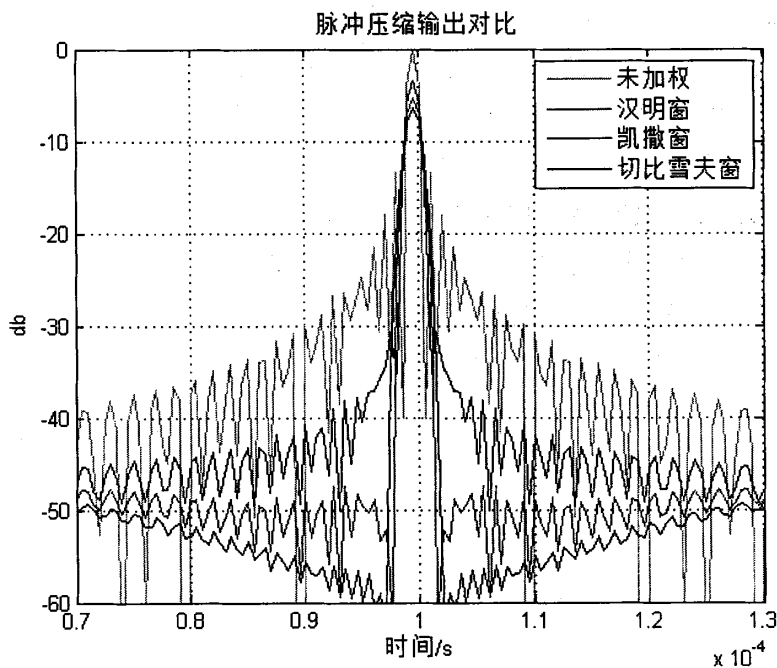


图 24 加不同窗函数的脉冲压缩输出

Fig24 Pulse compression output with different windows functions

4.5 脉冲压缩的实现方法

脉冲压缩的实现方法主要分为两类，一是在时域采用相关法实现，二是在频域采用 FFT 法实现。时域处理和频域处理的原理图分别如图 25 和图 26 所示。

如果采用时域相关法进行脉冲压缩，那么，匹配滤波器的传递函数等于 LFM 信号频谱复共轭。时域脉压的过程就是求接收信号 $s(n)$ 与匹配滤波器的脉冲响应 $h(n)$ 的卷积。匹配滤波器的脉冲响应 $h(n)$ 为接收信号 $s(n)$ 的共轭镜像函数，则在时域也就相当于求接收信号与发射信号的复共轭之间的互相关函数。匹配滤波器的脉冲响应以 $y(n)$ 的采样点数 N 为信号采样点数，则匹配滤波器输出 $y(n)$ 为：

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k)h(n-k) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)s(n-k) \quad (4.41)$$

采用上式所述结构可以构成一种非递归的横向滤波器，用数字有限冲击响应 (FIR) 滤波器实现的脉冲压缩时域处理过程如图 25 所示^[16-18]。

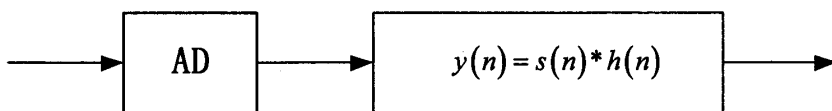


图 25 时域处理

Fig25 Time-domain processing

脉冲压缩的频域方法与时域方法本质上是相同的，因为根据卷积定理，时域卷积与频域相乘，两者是等效的。

$$y(n) = s(n) * h(n) \quad (4.42)$$

两边同时进行傅里叶变换得：

$$Y(\omega) = S(\omega) \cdot H(\omega) \quad (4.43)$$

又因为

$$H(\omega) = S^*(\omega) \quad (4.44)$$

所以

$$Y(\omega) = S(\omega) \cdot S^*(\omega) \quad (4.45)$$

由此可知，采用频域法，先对输入信号进行 FFT 变换，而后与匹配滤波器的冲击响应的离散频谱相乘，最后进行 IFFT 变换得到输出信号。采用频域方法实现脉冲压缩的过程可以用下式表示：

$$y(n) = IFFT \{ FFT[s(n)] FFT[h(n)] \} \quad (4.46)$$

其中 $h(n)$ 是 $s(n)$ 的共轭镜像函数，即两者具有相同的幅频特性和相反的相频特性。输入信号经过匹配滤波器处理后，调整各个频率的相位保持一致，最终在

输出端形成峰值。

脉冲压缩的频域处理过程如图 26 所示。

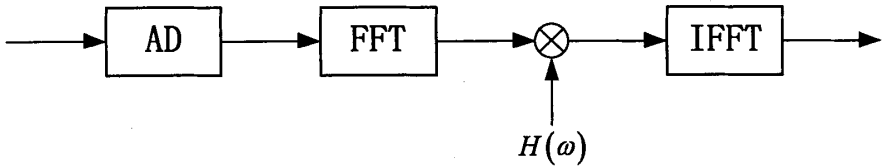


图 26 频域处理

Fig26 Frequency domain processing

对于一个 N 点长度的信号，当采用时域方法来实现脉冲压缩时，需要进行 N^2 次复数乘法运算；而当采用频域算法实现时，只需要进行 $2N\log_2 N$ 次复数乘法运算即可，计算量大大减小。除此之外，通过采用专用的 FFT 芯片，还可以提高压缩比和性价比。但是在压缩比较小或者距离单元数较大的情况下，采用频域方法的成本则要高于时域方法，运算相对也比较复杂。在脉压性能方面，采用频域实现方法得到的主副瓣比(RMS)指标相比于采用时域方法至少高出 4dB。但是采用时域方法得到的信噪比(SNR)损失则要比采用频域方法略微小一些。而多普勒频移(f_d)对频域方法和时域方法的影响基本上没有差别。

表 2 窄带 LFM 目标回波数据

Tab2 Narrow band LFM target echo data

n	3
r	200m
tau	0.005ms
b	100e6Hz
rang	[30m, 100m, 160m]
rcs	[1 2 1]
win	2

其中 n 表示目标个数， r 表示接收窗的大小， τ 表示脉宽， b 表示带宽， $rang$ 表示目标的相对位置， rcs 表示目标的雷达截面积， win 表示窗函数的类型，不同函数用不同数字表示，“1”代表矩形窗，“2”代表汉明窗，“3”代表凯撒窗。其仿真结果如下图所示。

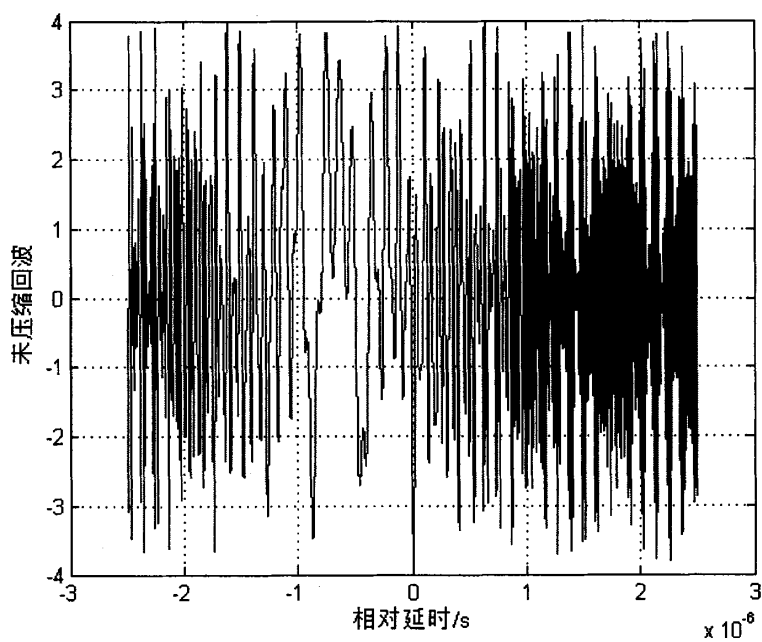


图 27 未压缩的三目标回波信号图

Fig27 Uncompressed three target echo signal

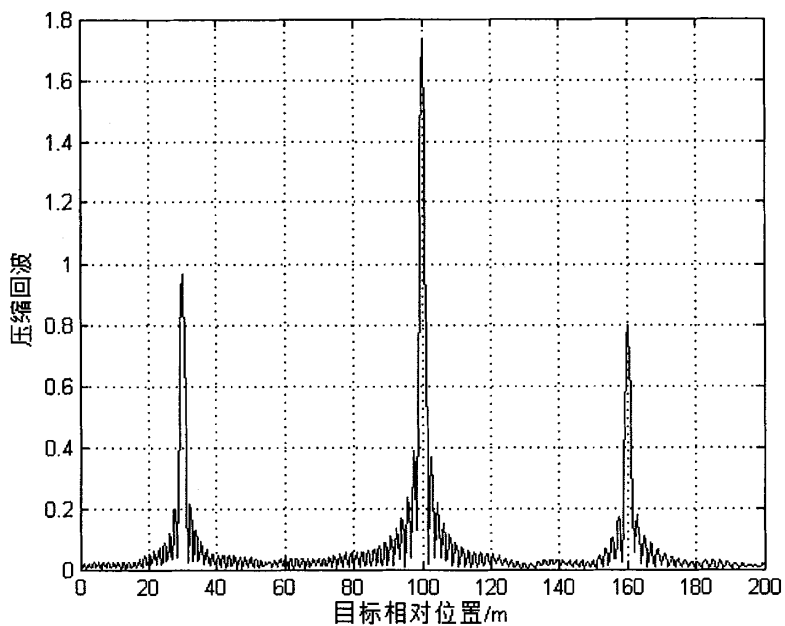


图 28 压缩后的三目标回波信号图

Fig28 Three target echo signal after the compression

表 2 列出了仿真目标的详细参数。如图 27 和图 28 所示，回波信号中包含了三个目标的信息，脉冲压缩前，根本无法区分三个目标。脉冲压缩后，三个目标的位置信息一目了然，分别位于 30m、100m 和 160m 处，与表 2 中假设的目标信息完全吻合。

4.6 本章小结

本章先从信号的时宽带宽积和脉冲雷达函数出发，而后介绍了匹配滤波器的工作原理，脉冲压缩的过程就是匹配滤波的过程。通过对 LFM 信号性质的分析，将其选择作为雷达的发射信号。着重分析了 LFM 信号的脉冲压缩过程，介绍并比较了频域和时域两种不同的实现方法，两者的本质是相同的。最后设置了具体的目标信号进行仿真，所得结果证明前述方法有效可行。

5 动目标检测

雷达检测的目标通常都不是静止的，而是处于运动状态。目标一般都不是孤立存在的，而是处于不同的背景当中，包括地面的物体、空中的云雨、海面的波浪以及敌方人为制造的干扰物等。发射信号经过这些干扰背景反射后得到的回波信号统称为杂波，或者称之为无源干扰。雷达的目标回波信号不是单独被接收的，大多数情况下都是与各种杂波信号混合在一起，而且一般情况下杂波的信号强度相比于回波信号的强度要大得多，要想从杂波中将目标信号区分开来，就必须对杂波和目标的混合信号进行处理，滤除杂波的干扰。

5.1 动目标显示 (MTI)

脉冲雷达系统可以采用具有某种功能的滤波器，对具有不同运动速度（静止、慢速、快速）的目标加以分别，这一过程称为动目标显示 (MTI)。简单来说，MTI 滤波器的作用就是让动目标回波信号通过的同时抑制杂波^[19]。

杂波频谱通常集中于直流($f = 0$)和雷达 PRF f_r 的整数倍处。静止目标的回波信号，多普勒频率为零。MTI 滤波器具有周期性的频率响应，在 PRF 的整数倍处出现零点，具有多普勒频率为 nf_r 的目标衰减很大。当混合的回波信号经过相位检波后，杂波和静止目标的输出信号的相位和幅度随时间变化表现为又慢又小，或者根本没有变化。而与之对应的运动目标的回波信号，它的输出信号的相位和幅度随时间的变化则表现为又快又大。利用这一特性，通过将处于相同距离单元在相邻的重复周期内的相位检波输出进行相减，就能够基本上将固定目标回波完全消除，而且也会使速度较慢的杂波大幅度地衰减，而运动目标的回波基本上能够通过^[20]。如此便达到了 MTI 抑制杂波和消除固定目标的功能作用。

延迟线对消器可以用作 MTI 滤波器。

5.1.1 单延迟线对消器（双脉冲对消器）

用 $h(t)$ 来表示对消器的冲激响应。输出 $y(t)$ 等于冲激响应 $h(t)$ 与输入 $x(t)$ 的卷积。单延迟线对消器也被称作双脉冲对消器，因为它需要两个不同的输入脉冲来获得输出。单延迟线对消器的基本结构如图 29 所示。

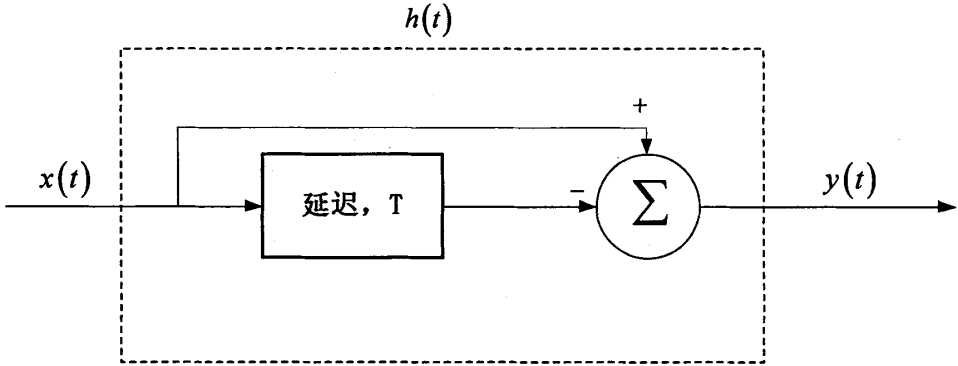


图 29 单延迟线对消器

Fig29 Single delay-line cancellation

延迟 T 等于雷达脉冲重复间隔 $1/f_r$ 。输出信号 $y(t)$ 为

$$y(t) = x(t) - x(t-T) \quad (5.1)$$

对消器的冲激响应如下式给出:

$$h(t) = \delta(t) - \delta(t-T) \quad (5.2)$$

$h(t)$ 的傅里叶变换为

$$H(\omega) = 1 - e^{-j\omega T} \quad (5.3)$$

其中 $\omega = 2\pi f$ 。

在 z 域, 单延迟线对消器响应为

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 - z^{-1} \quad (5.4)$$

单延迟线对消器的功率增益为:

$$|H(\omega)|^2 = H(\omega)H^*(\omega) = (1 - e^{-j\omega T})(1 - e^{j\omega T}) \quad (5.5)$$

即

$$|H(\omega)|^2 = 1 + 1 - (e^{j\omega T} + e^{-j\omega T}) = 2(1 - \cos \omega T) \quad (5.6)$$

利用三角函数性质可得

$$|H(\omega)|^2 = 4 \left(\sin \frac{\omega T}{2} \right)^2 \quad (5.7)$$

该函数的典型输出如图 30 所示。从图中可以看出, 单延迟线对消器的频率响应以为 f_r 周期进行变化, 在 $f = (2n+1)/(2f_r)$ 处拥有峰值, 在 $f = nf_r$ 处拥有零值, 其中 $n \geq 0$ 。

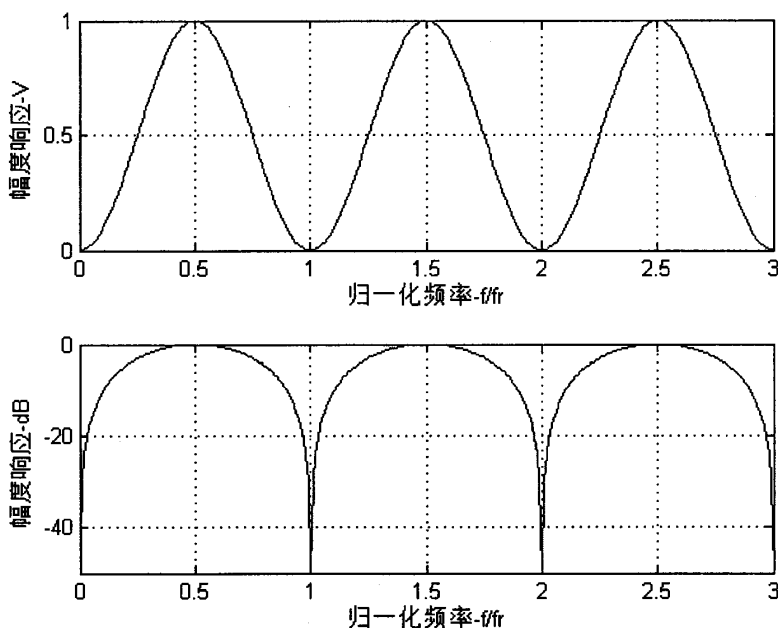


图 30 单延迟线对消器的频率响应

Fig30 Single delay-line cancellation in frequency response

5.1.2 双延迟线对消器(三脉冲对消器)

双延迟线对消器也被称作三脉冲对消器，因为需要三个不同的输入脉冲才能获得输出，它的基本结构有两种，如图 31 所示。

双延迟线对消器的冲激响应可以表示为：

$$h(t) = \delta(t) - 2\delta(t-T) + \delta(t-2T) \quad (5.8)$$

其功率增益为：

$$|H(\omega)|^2 = |H_1(\omega)|^2 |H_1(\omega)|^2 \quad (5.9)$$

其中 $|H_1(\omega)|^2$ 等于由式(5.7)给出的单延迟线对消器的功率增益。于是有

$$|H(\omega)|^2 = 16 \left(\sin \frac{\omega T}{2} \right)^4 \quad (5.10)$$

在 z 域，有

$$H(z) = (1 - z^{-1})^2 = 1 - 2z^{-1} + z^{-2} \quad (5.11)$$

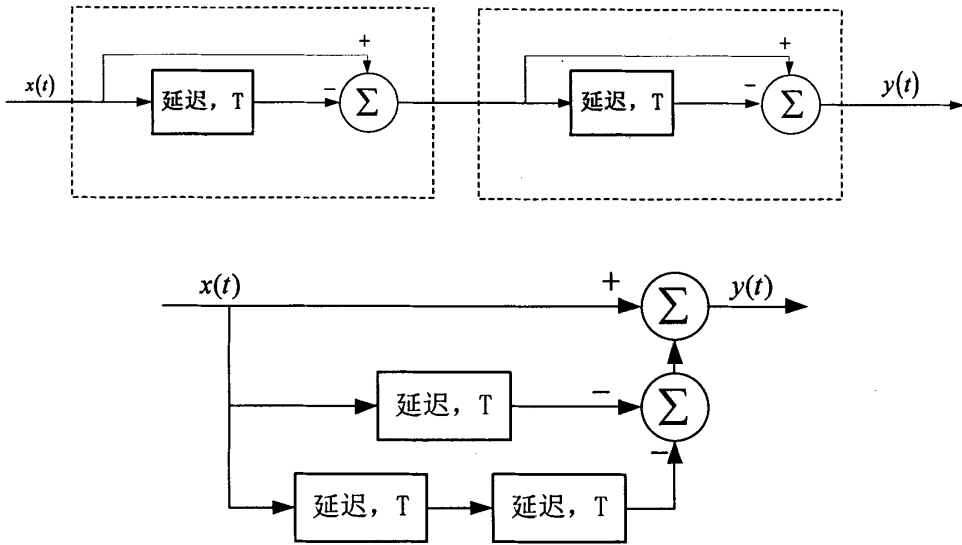


图 31 双延迟线对消器的两种基本结构

Fig31 Two basic structure of the double delay-line cancellation

图 32 显示了该函数的典型输出。如图 33 所示，将单延迟线对消器和双延迟线对消器的频率响应进行对比可以发现，双延迟线对消器具有更深的凹口和更平坦的通带响应，比单对消器的响应更好。

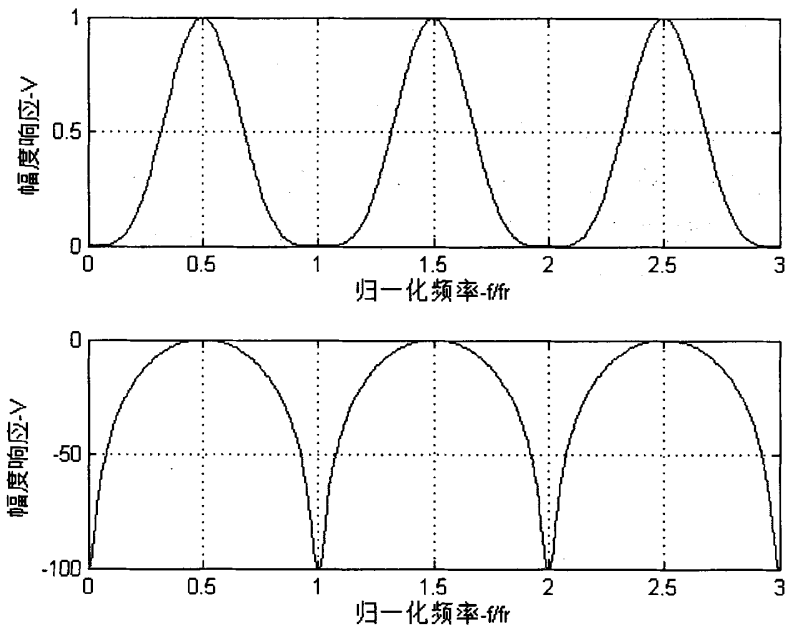


图 32 双延迟线对消器的频率响应

Fig32 Double delay-line cancellation in frequency response

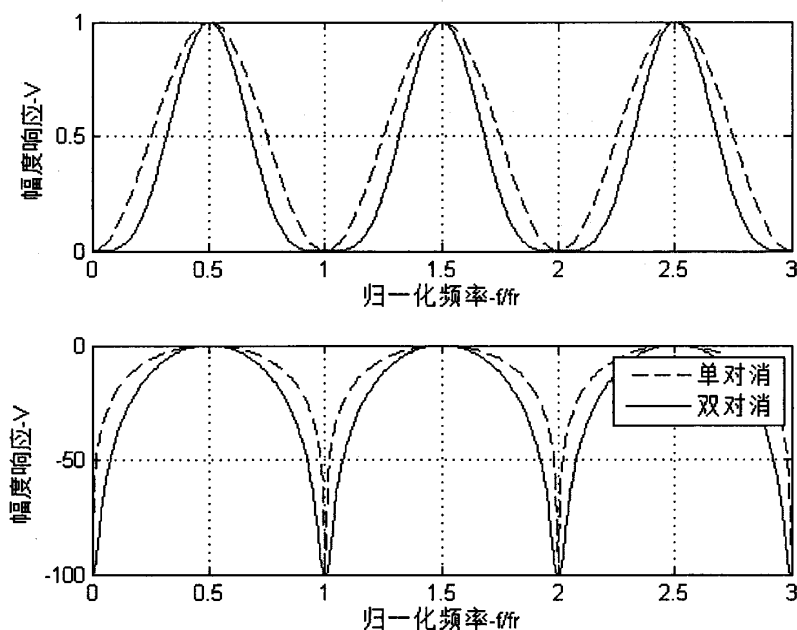


图 33 单对消器与双对消器频率响应对比

Fig33 Single cancellation and double cancellation in frequency response

5.1.3 反馈延迟线对消器（递归滤波器）

具有反馈环路的延迟线对消器被称为递归滤波器。图 34 给出了递归滤波器的结构，通过观察可以发现，递归滤波器采用闭环结构，经过反馈作用，可以设计滤波器的频率响应形状。

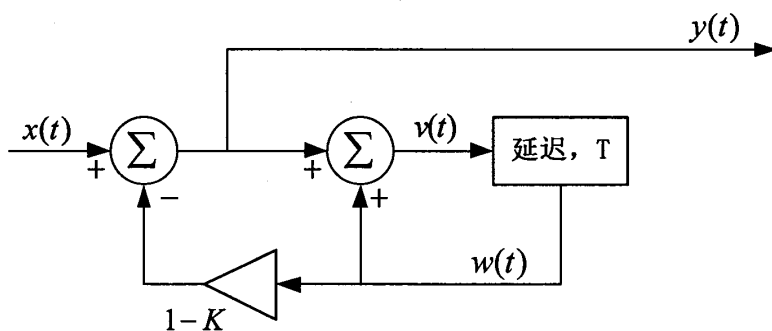


图 34 MTI 递归滤波器

Fig34 Recursive filter

由图可得

$$y(t) = x(t) - (1 - K)w(t) \quad (5.12)$$

$$v(t) = y(t) + w(t) \quad (5.13)$$

$$w(t) = v(1-T) \quad (5.14)$$

对上述三个方程应用 z 变换, 得到

$$Y(z) = X(z) - (1-K)W(z) \quad (5.15)$$

$$V(z) = Y(z) + W(z) \quad (5.16)$$

$$W(z) = z^{-1}V(z) \quad (5.17)$$

解传递函数可得

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1-z^{-1}}{1-Kz^{-1}} \quad (5.18)$$

$H(z)$ 模值平方等于

$$|H(z)|^2 = \frac{(1-z^{-1})(1-z)}{(1-Kz^{-1})(1-Kz)} = \frac{2-(z+z^{-1})}{(1+K^2)-K(z+z^{-1})} \quad (5.19)$$

应用变换 $z = e^{j\omega T}$, 得

$$z + z^{-1} = 2 \cos \omega T \quad (5.20)$$

从而, 式(5.19)现在可以重新写为

$$|H(e^{j\omega T})|^2 = \frac{2(1-\cos \omega T)}{(1+K^2)-2K \cos \omega T} \quad (5.21)$$

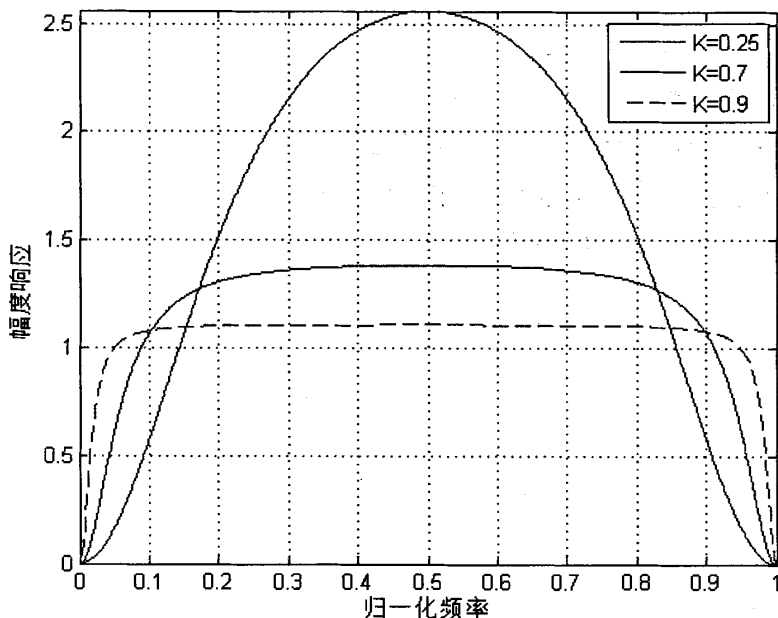


图 35 递归滤波器的频率响应

Fig35 Recursive filter frequency response

K 称为增益因子, 当 $K=0$ 时, 式(5.21)退化为式(5.7) (单延迟线对消器)。图 35 显示出了当 $K=0.25, 0.7, 0.9$ 时, 式(5.21)的曲线。可以看出, 不同的 K 值对应不同的滤波器响应。

正反馈会产生振荡, 为了消除振荡产生的负面影响, 必须使 $K < 1$, 从目标接收到的回波对应 $(1-K)^{-1}$ 个脉冲。例如, $K=0.9$ 对应 10 个脉冲, 而当 $K=0.98$ 时对应于 50 个脉冲。

5.2 动目标检测 (MTD)

MTI 滤波器虽然能够抑制地物杂波, 但是并不彻底, MTD 处理是在 MTI 处理的基础上, 再经过一组窄带滤波器组的处理, 从而将运动目标和杂波进行区分。滤波器组中各个滤波器可以根据需要设置不同的中心频率, MTD 本质上是对经过各个通道处理后的输出采取相参积累。

相参积累可以表示为:

$$y(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \omega_l x(t - lT_r) \quad (5.22)$$

上式中, T_r 表示雷达脉冲重复间隔, N 表示积累的脉冲个数, ω_l 表示加权系数。加权系数在每次回波中的变化用 ω_k 表示:

$$\omega_k = e^{-j2\pi k/N} \quad 0, 1, \dots, N-1 \quad (5.23)$$

式中, 不同的 k 值分别对应不同的加权系数, 系数不同, 则滤波器的响应也不同。

脉冲响应函数为:

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \delta(t - T_r) e^{-j2\pi k l / N} \quad (5.24)$$

频率响应函数为:

$$H_k(f) = e^{-j2\pi f t} \sum_{l=0}^{N-1} e^{j2\pi l(fT_r - k/N)} \quad (5.25)$$

对频率响应取模可得振幅函数为:

$$\begin{aligned} |H_k(f)| &= \left| \sum_{l=0}^{N-1} \exp[j2\pi l(fT_r - k/N)] \right| \\ &= \left| \frac{\sin[\pi n(fT_r - k/N)]}{\sin[\pi(fT_r - k/N)]} \right| \end{aligned} \quad (5.26)$$

不同滤波器的响应之间是相互独立的, 每个滤波器的响应与不同的 k 值意义对应。所有的滤波器响应涵盖了重频的所有范围。根据信号的取样定理, 其他频带同样也会按照相同的响应周期实现覆盖, 因此会造成频率模糊。滤波器具有相同

的波形，中心频率相差 $1/NT_r$ 。

多普勒滤波器组是 MTD 的核心，可以通过时域或者频域的方法来进行设计。时域方法是采用有限脉冲响应（FIR）滤波器，频域方法是采用离散傅里叶变换（DFT）或者快速傅里叶变换（FFT）滤波器^[21-26]。

5.2.1 FFT 实现窄带滤波器组

采用 DFT 在频域上形成窄带多普勒滤波器组，是最简单的 MTD 实现方法。通过判断各个通道内是否有输出，便能够对运动目标进行识别并获取其速度信息。

但是采用 DFT 滤波器存在一个问题，它的频率响应在零频附近没有凹口，抑制杂波的能力比较差，也就无法进行正常的目标检测。因此，使用 DFT 滤波器前，必须先对杂波进行处理，包括 MTI 和固定对消处理。

另一种方法是采用 FFT 形成窄带多普勒滤波器组。此方法的精度与 FFT 的点数成正比，点数越多，精度越高。另一方面，FFT 点数与回波的脉冲个数相对应，点数越多，脉冲的数目就越多，而雷达回波的脉冲个数是有限的，并不能随意增加，因此需要在两者之间进行取舍。

其实 DFT 也能通过 FFT 的方法实现，因此可以将 MTD 的实现方式变为先进行 MTI 处理后进行 FFT 处理，而 FFT 的算法在计算量方面的优势在前文中也有介绍，因此这种方法仍然被广泛使用。

5.2.2 FIR 实现窄带滤波器组

对于 PRF 不高的雷达而言，不需要使用大量的滤波器。FFT 算法是针对大运算量的 MTD 应用的，在此情况下，一般不采用 FFT 滤波器，只需采用 FIR 横向滤波器结构，直接对各滤波器输出进行相乘和累加运算，如图 5.10 所示。

当采用 FIR 滤波器时，其输出信号为：

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \omega_i x(t - iT_r) \quad (5.27)$$

式(5.27)中， N 代表有多少个滤波器系数，也就等于 FIR 序列的长度， ω_i 是滤波器的系数， t 是离散时间某时刻， T_r 是脉冲的重复间隔。

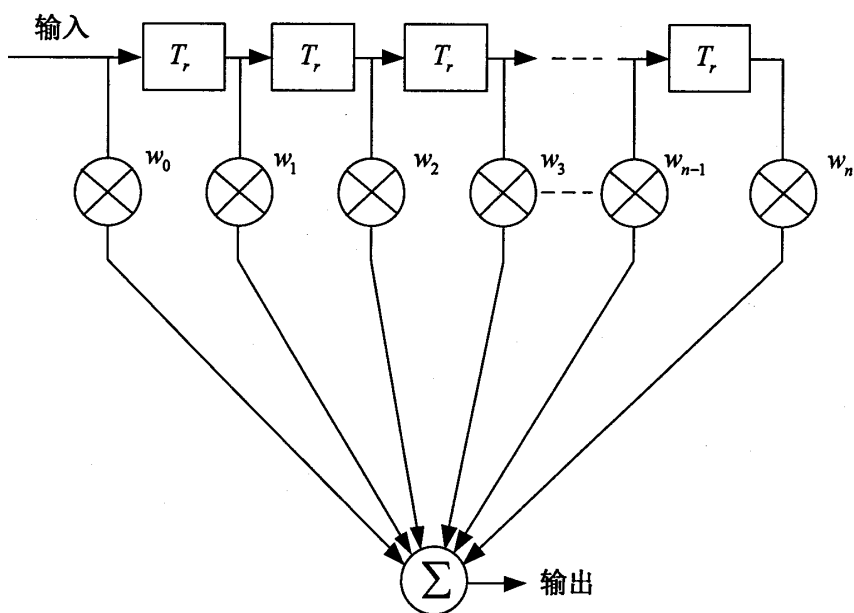


图 36 MTD 多普勒滤波器的结构

Fig36 MTD Doppler filter structure

图 36 中的 MTD 滤波器组由 N 个滤波器组成，也就是一个 N 阶的滤波器，对滤波器的输出信号进行相参累积，信噪比是原来的 N 倍，所以也被叫做相参累积滤波器。

从抑制杂波的效果出发，当然希望 N 越大越好，相参累积的通道越多，最后得到的多普勒分辨率也就越高。但是，滤波器的数量并非没有上限，它会受到脉冲数目的限制。除此之外， N 过大，滤波器输出的脉冲就越少，会降低检测的精度，并会使峰值产生损失。

为了平衡滤波器个数和性能需求之间的关系，论文采用 16 阶 MTD 处理。

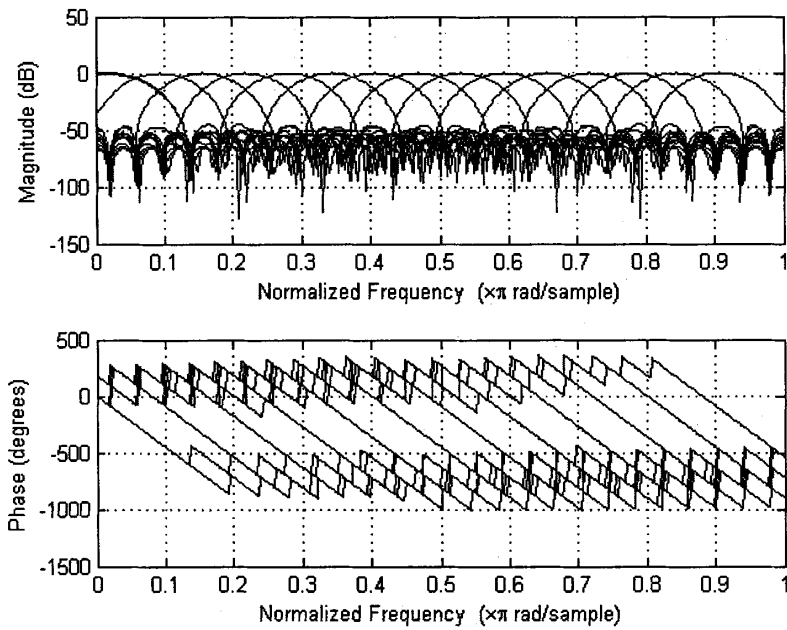


图 37 FIR 滤波器组的幅相特性

Fig37 The amplitude and phase property of the filter bank

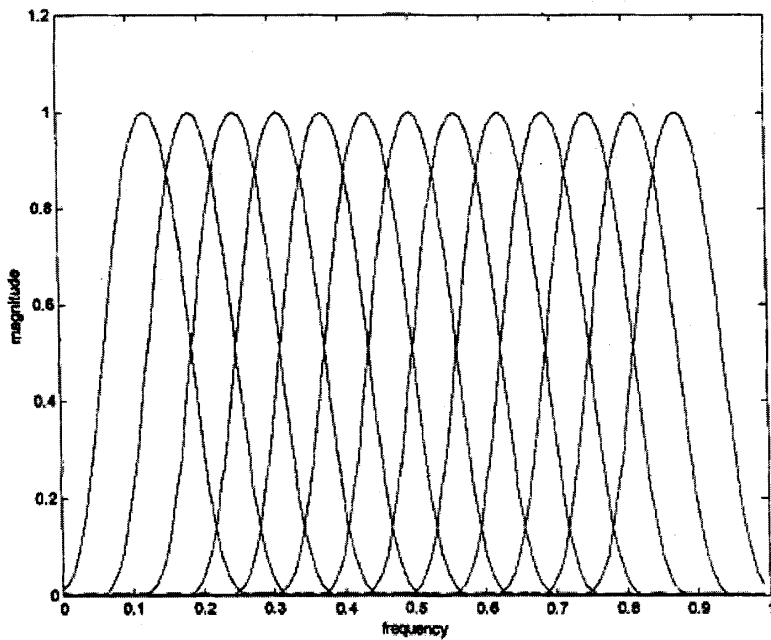


图 38 FIR 滤波器组幅频特性(扣除 0、1、16 通道)

Fig38 FIR filter amplitude-frequency characteristic (excluding 0, 1, 16 channels)

5.2.3 两种实现方法的比较

使用 N 阶 FFT 处理时, 要满足 $N=2^n$, 其中 n 为整数, 这就对 FFT 处理产生了某种程度上的限制。采用 DFT 方法处理时, 在 DFT 滤波器组前要进行 MTI 处理, 各滤波器增益要受到 MTI 滤波器频率响应的调制。除此之外, 虽然采用 FFT 方法的计算量比较小, 但在滤波器阶数较低的情况下, 其优势并未完全体现, 并且灵活性比较差, 阻带衰减比较小, 抑制杂波的能力难以达到系统要求。

使用 N 阶 FIR 处理时, 每个滤波器可以单独设置系数, 使幅频响应为零, 灵活性比较强。虽然 FIR 的计算量比较大, 但得益于大规模集成电路以及数字信号处理技术, FIR 滤波器组也比较容易实现。所以, 我们选择采用 FIR 来实现 MTD 处理。

5.2.4 MTD 的杂波抑制能力

N 阶的 MTD 滤波器组采用均匀排列, 每个滤波器的带宽为 MTI 输出后的 $1/N$, 带宽的较小可以减少进入的噪声, 相应地也就提高了信噪比。至于杂波, 与延迟线对消器相比, MTD 中各个滤波器输出端的改善因子都有或多或少的提高, 距离杂波中心越远, 滤波器的改善程度越高。与噪声的处理相类似, 滤波器组的 N 个滤波器能将杂波频带进行分解, 这样以来, 较大杂波的功率就被分成了 N 个部分, 每个部分的功率大大减小, 如此便可以提高改善程度, 提高信干比。杂波经过处理后, 可能出现在 MTD 滤波器组 N 个滤波器中的某一个, 当杂波信号比较强时, 可能会影响到其他通道内的信号检测, 这时可以通过提高滤波器的门限来解决此问题。距离杂波中心较远的滤波器中, 在遇到很强的杂波时, 还是会受到旁瓣的影响, 因此也有必要通过窗函数进行加权处理。

5.2.5 MTD 仿真

对 MTD 的两种实现方法分别进行仿真, 由 16 个滤波器组成滤波器组, 仿真结果如图 40 和图 41 所示。

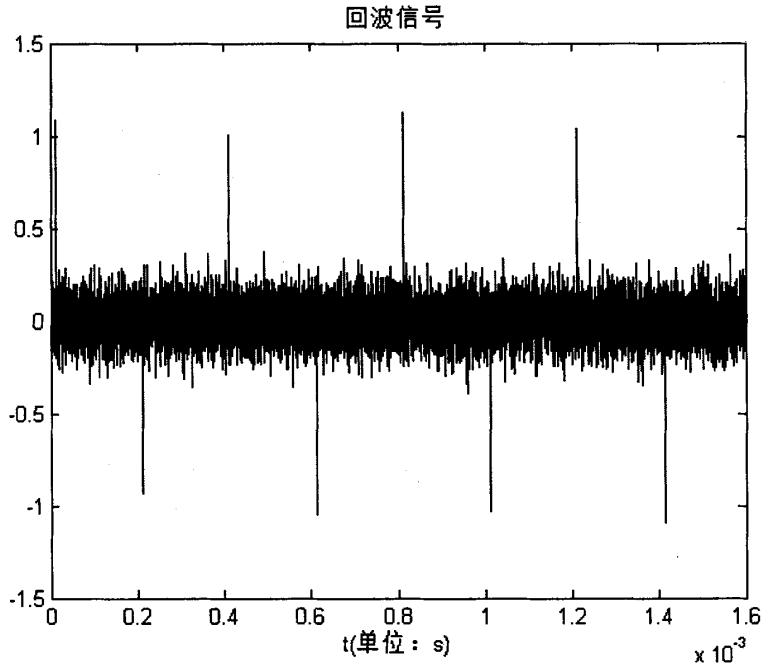
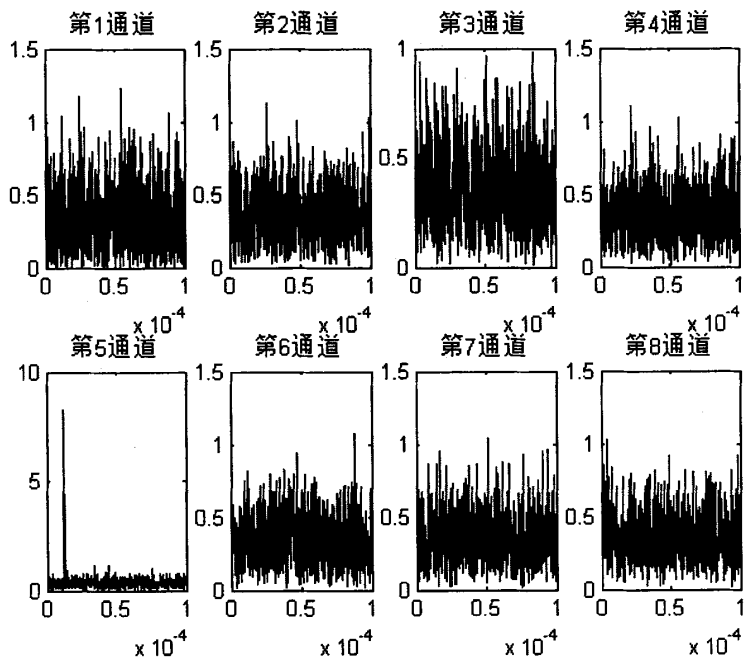


图 39 回波信号

Fig39 Echo signal



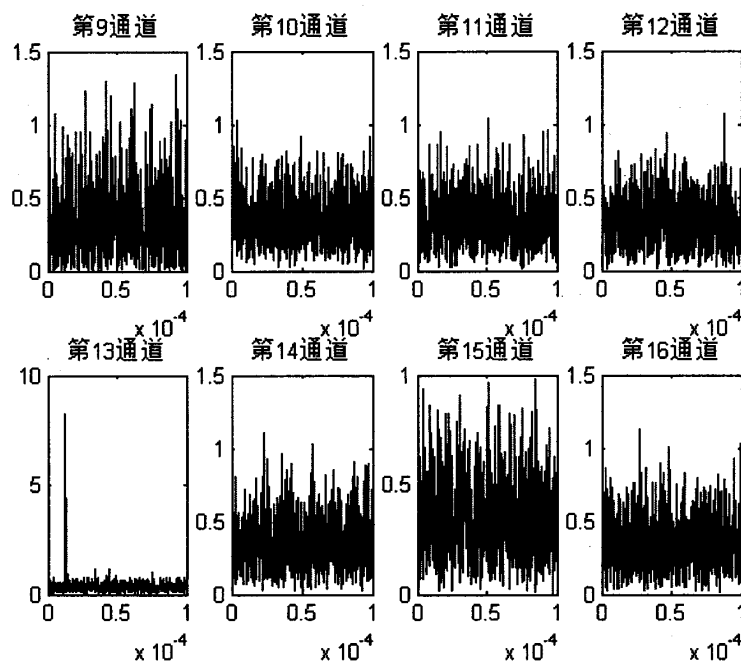
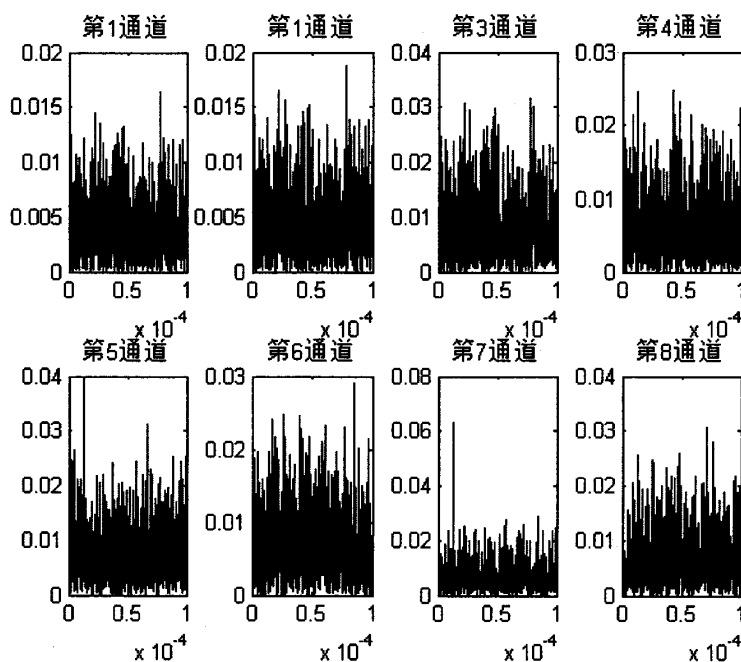


图 40 MTD 的 FFT 法实现

Fig40 MTD FFT method



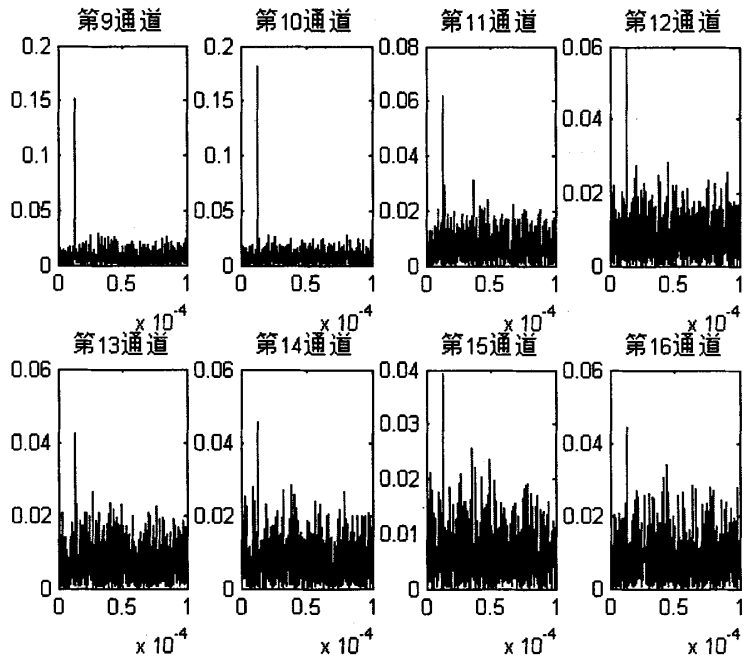


图 41 MTD 的 FIR 法实现

Fig41 MTD FIR method

FFT 可以实现 $-f_z/2$ 到 $f_z/2$ 的频段覆盖, FIR 只能覆盖从 0 到 $f_z/2$ 的频段范围, 对 $f_z/2$ 到 f_z 频段的处理是将其折叠到 0 到 $f_z/2$ 频段内, 对比 FFT 和 FIR 两种方法的输出, 可以看出, FFT 和 FIR 的处理后的目标信息所对应的的通道可能会有所不同。

5.3 恒虚警(CFAR)处理

早期的雷达是显示的是夹杂着噪声和杂波的目标回波信号, 对目标的检测需要人工识别, 现在已经实现了完全自动化。而实现自动检测目标, 需要设定一个检测门限, 以保持恒定的虚警概率。若干扰是一个恒定值, 那么只需要设定一个固定门限即可。但是这只是理想状态。实际应用中, 门限值必须根据干扰的变化不断更新, 从而保证一个恒定的虚警概率, 这个过程被称为恒虚警率 (CFAR, Constant False Alarm Rate)。

系统输出的信噪比在经过恒虚警处理后, 一般会有损失, 称为恒虚警率损失 L_{CFAR} 。恒虚警处理门限是根据杂波的功率改变而改变的, 它采用多个参考单元对杂波的功率进行估计, 而后取平均值。参考单元的数量不是无限的, 因此其数量的多少就决定了对杂波平均功率估计值的大小。在参考单元数量较少的情况

下,对杂波平均功率的估计值会产生起伏,而在检测门限不变的情况下,这种起伏会提高虚警的概率。我们的目的是要保持虚警概率的恒定,因此就要根据参考单元的数量相应地改变门限值。此时若想使检测概率不减,就需要改善输入信号的 SNR,其值等于 $L_{CFAR}^{[27]}$ 。

5.3.1 慢门限恒虚警

慢门限恒虚警,顾名思义,它主要是对干扰变化比较慢的噪声进行恒虚警处理。噪声的来源主要有两部分组成,一部分是来自接收机内部,受接收机的温度和电源的影响,另一部则是从接收机外部进入其中。两种噪声虽然来源不同,但是两者之间的特性基本一致,大多数噪声服从高斯分布。其概率密度函数表达式为:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}} \quad (5.28)$$

其中, x 表示噪声的包络, σ 表示噪声的强度。令 $y = x/\sigma$ 进行归一化处理,式(5.28)可以写为:

$$p(y) = ye^{\frac{-y^2}{2}} \quad (5.29)$$

从式中可知,检测变量 y 的分布与 σ 没有关系,也就意味着,虚警概率与噪声的强度没有关系。噪声瑞利分布的统计平均值为:

$$M(x) = \int_0^\infty xp(x)dx = \sqrt{\pi/2}\sigma \quad (5.30)$$

由上式知, σ 可以通过求噪声信号的均值得到。慢门限恒虚警电路的结构如图 42 所示。

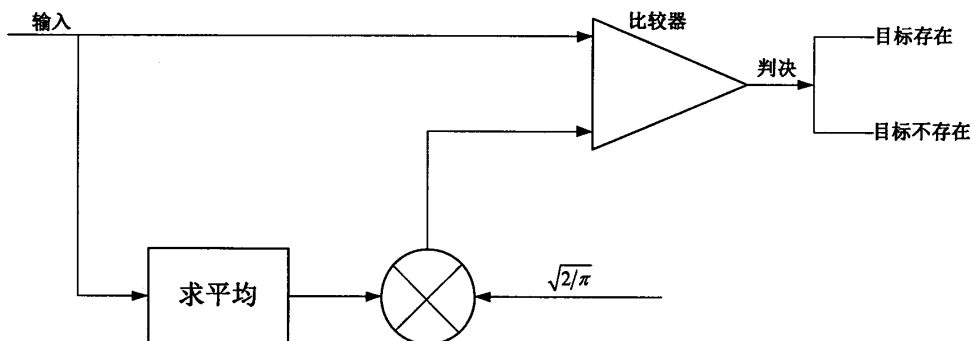


图 42 慢门限恒虚警电路

Fig42 Slow threshold CFAR

5.3.2 快门限恒虚警

快门限恒虚警与慢门限恒虚警相对，它是对变化较快的杂波进行处理。杂波的分布与噪声相似，服从瑞利分布。快门限恒虚警与慢门限恒虚警的处理方法也基本相同，也是求出瑞利分布的平均值的估值。

杂波是非线性的，会随着时间的变化而变化的，因此，在求杂波平均值估值的时候，不能再多个扫描周期内进行。另一方面，杂波在不同的距离和方位上也不是均匀分布的，强度有大有小，这就要求对杂波平均值的求取时，也不能在一次距离扫描的全过程中进行。要解决这个问题，只能采取在检测点相邻的距离单元进行，并且要满足一定条件，即相邻距离单元的长度不能长于杂波散射体所占的实际长度。上述恒虚警处理方法称为单元平均（CA，Cell Averaging）方法。

CA-CFAR 是针对均匀杂波的恒虚警处理方法，当杂波为非均匀时，CA 方法的性能就无法满足要求。通过改进算法，根据检测要求不同，可以选择选大 GO-CFAR（Greatest Of）、选小 SO-CFAR（Smallest Of）和强度加权 WCA-CFAR（Weighted）等方法。其实现方式如图 43 所示：

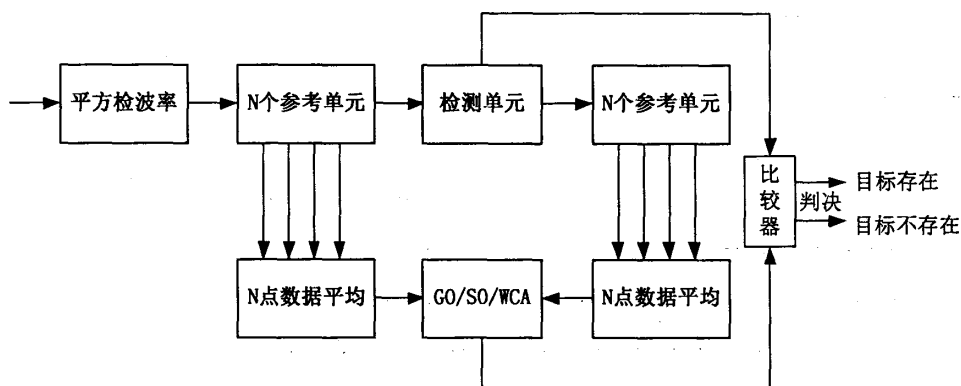


图 43 两侧单元平均恒虚警电路

Fig43 Cell average CFAR

CA-CFAR 是最常用的方法，GO-CFAR 可以有效解决边缘效应的影响，但是对多目标的检测能力根本不能满足要求。SO-CFAR 可以有效处理干扰目标，但是对均匀杂波的检测能力比较差，也无法解决边缘效应。WCA-CFAR 综合能力突出，但是处理过程中需要干扰的先验信息，大大影响自动检测功能^[28-32]。

5.3.3 CFAR 仿真

CFAR 的仿真结果如下图所示。

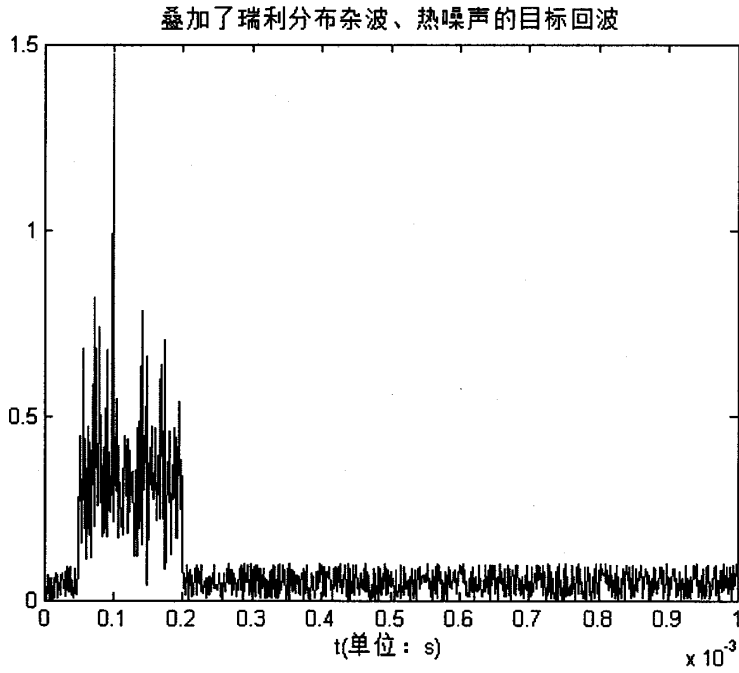


图 44 叠加杂波和噪声的目标回波

Fig44 Target echo of clutter and noise

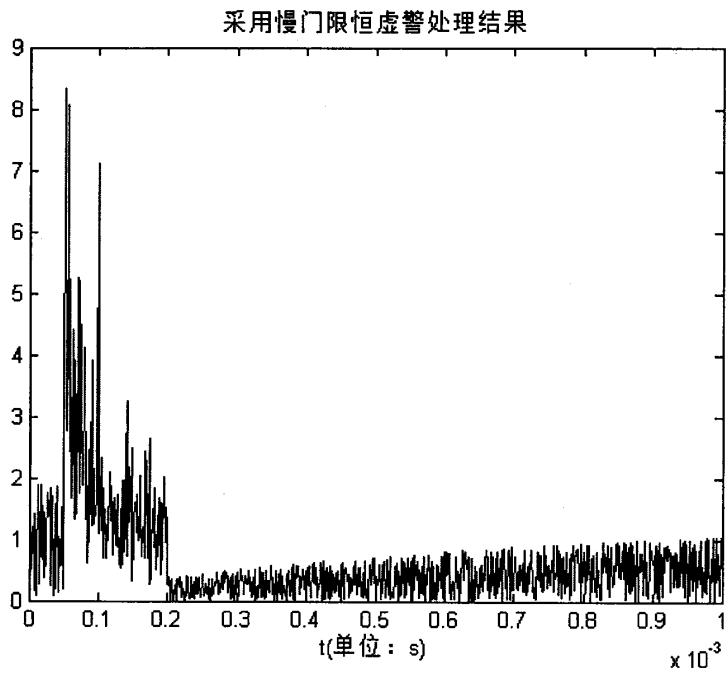


图 45 慢门限恒虚警处理结果

Fig45 Slow threshold CFAR processing result

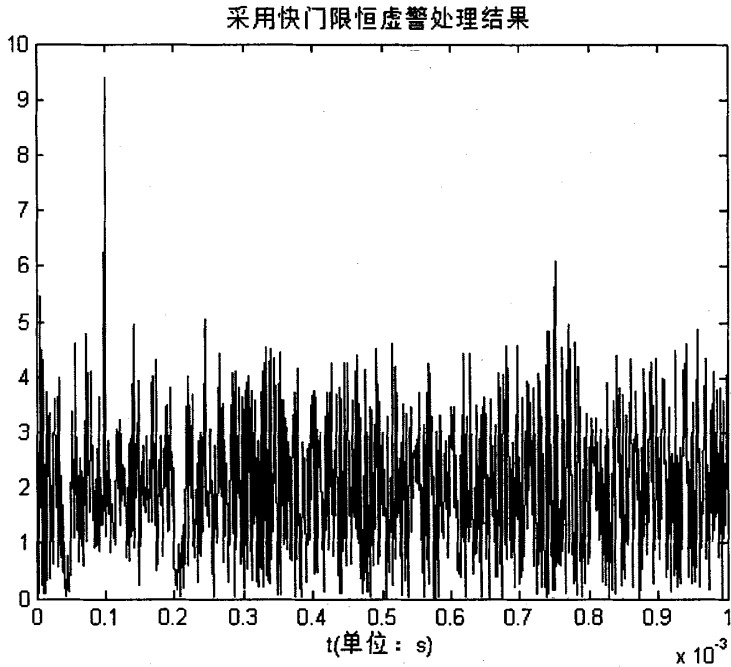


图 46 快门限恒虚警处理结果

Fig46 Fast threshold CFAR processing result

如图 44 所示, 杂波的干扰主要集中在 0~0.2ms 区域内, 经过慢门限恒虚警处理后, 如图 45 所示, 噪声得到了较好的抑制, 但是在杂波区域内仍然有较强的干扰, 虚假目标不降反增, 会导致虚警率过高。采用快门限恒虚警处理后, 如图 46 所示, 目标能够很容易地识别出来。并且经过处理后, 噪声、杂波以及虚假目标的幅度相差无几, 这有利于确定判决门限, 能够快速识别出真实目标^[33-36]。

5.5 本章小结

本章首先介绍了动目标显示 (MTI) 技术, 着重介绍了单延迟线对消器和双延迟线对消器以及反馈对消器。其次介绍了动目标检测 (MTD) 的有关内容, 其实现方式是利用脉冲对消器与窄带多普勒滤波器组级联。重点讨论了 FFT 和 FIR 两种方法实现滤波器组进行了分析和比较。最后讲述了恒虚警 (CFAR) 的基本原理, 介绍了慢门限与快门限处理两种方法, 分析了仿真结果。

6 PD 雷达信号处理系统仿真

在 PD 雷达整个系统中, 信号处理占有重要地位, 它完成了对夹杂噪声和杂波的目标回波信号进行各种处理, 经过数字采样、脉冲压缩、MTI、MTD 和 CFAR 处理后进行视频累积, 最终在雷达终端进行显示^[37-40]。

PD 雷达信号处理系统的结构如图 47 所示。

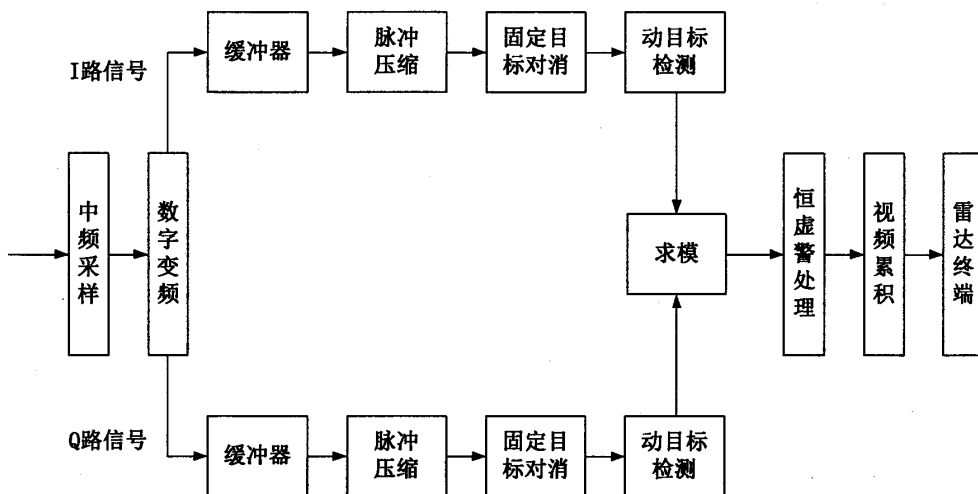


图 47 PD 雷达信号处理系统

Fig47 PD radar signal processing system

6.1 雷达波形的选择

6.1.1 波形的选择方法

不同的雷达波形决定不同的性能指标, 对雷达信号处理也会产生影响。雷达波形选择的基本任务是: 根据不同雷达的功能和需求定位, 选择与之相匹配的发射波形, 以达到系统的检测能力、测量精度、分辨率和抑制杂波能力等方面的性能要求。

波形的特性决定其不可能同时满足以上所有性能要求, 并且不同的性能要求之间有可能还是相互矛盾的。在选择雷达波形时, 通常采取折中的方式进行处理。根据 PD 雷达的特点, 一般根据以下原则进行选择。

一是要使发射波形具有足够的能量以满足检测性能方面的要求; 二是要使发射信号具有足够的带宽以满足雷达距离探测方面的要求; 三是要使发射信号具有足够的时宽以满足雷达速度探测方面的要求。

根据信号模糊函数的相关分析可知, 不同信号具有不同的模糊函数, 而其仅

仅取决于信号的发射波形，且每种信号都具有唯一的模糊函数，也就意味着两者之间是互相对应的关系。

根据第 2 章对几种不同信号的模糊函数的分析可以知道，线性调频 (LFM) 信号的距离分辨率比较高，此外还具有脉冲压缩特性，信号的获取比较简单。因此论文选择 LFM 信号进行仿真实验^[41-46]。

6.1.2 LFM 信号的仿真

LFM 信号主要用于重复频率较低的 PD 雷达之中。波形的参数设计如下表所示：

表 3 LFM 信号回波波形

Tab3 LFM signal Echo waveform

脉宽 τ	0.005ms
带宽 B	100e6Hz
采样点 N	2500

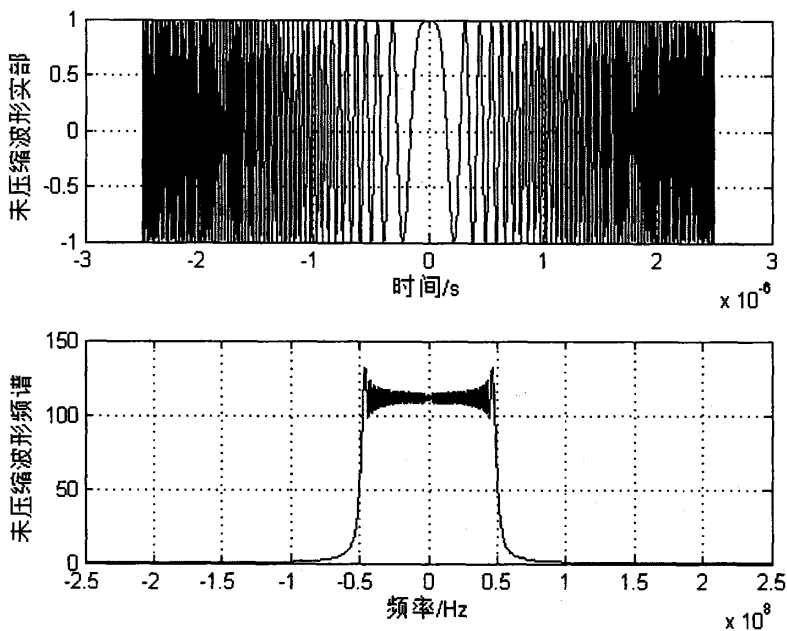


图 48 LFM 信号的时域波形和幅频特性

Fig48 LFM signal in the time domain waveform and the amplitude frequency characteristics

6.2 脉冲压缩仿真

脉冲压缩是 PD 雷达信号处理中的重要技术手段,它有效解决了雷达作用距离和分辨率两者之间存在的矛盾。在雷达信号选定后,其参数也就确定下来,采用匹配滤波器对拥有大的时宽带宽积的雷达信号进行脉冲压缩处理,能够大幅增加雷达的作用距离,同时有效提升雷达的分辨率。

根据第 4 章的分析可知,脉冲压缩在时域和频域都可以进行处理,采用频域方法的计算量相比于时域方法大为减少,因此论文选择采用频域方法实现脉冲压缩。

6.2.1 雷达回波信号的脉冲压缩仿真

论文采用 LMF 信号作为目标回波信号。

$$y = ae^{i\pi\mu\left(t+\frac{2R}{c}\right)^2} \quad (6.1)$$

而后在信号中混合高斯分布的噪声和瑞利分布的杂波。经过脉冲压缩处理后,通过汉明加权对距离旁瓣进行抑制。根据实验条件设置波形参数,如表 4 所示。

表 4 雷达回波数据

Tab4 Radar echo data

τ	0.005ms
B	100e6Hz
r	200m
R	120m
rsc	1
σ	2
T	2e-5s
V	20m/s
λ	1mm
win	2

表 4 中, τ 表示为进行脉冲压缩时信号的脉宽, B 表示信号带宽, T 表示脉冲的重复周期, V 表示目标的径向速度, λ 表示信号波长, r 表示接收窗的大小, R 表示目标的相对位置,rsc表示目标截面积, σ 为瑞利分布参数,win表示加权函数的类型,“2”表示选择的是汉明窗。对混合的回波信号进行脉冲压缩,结果如图 49 和图 50 所示。

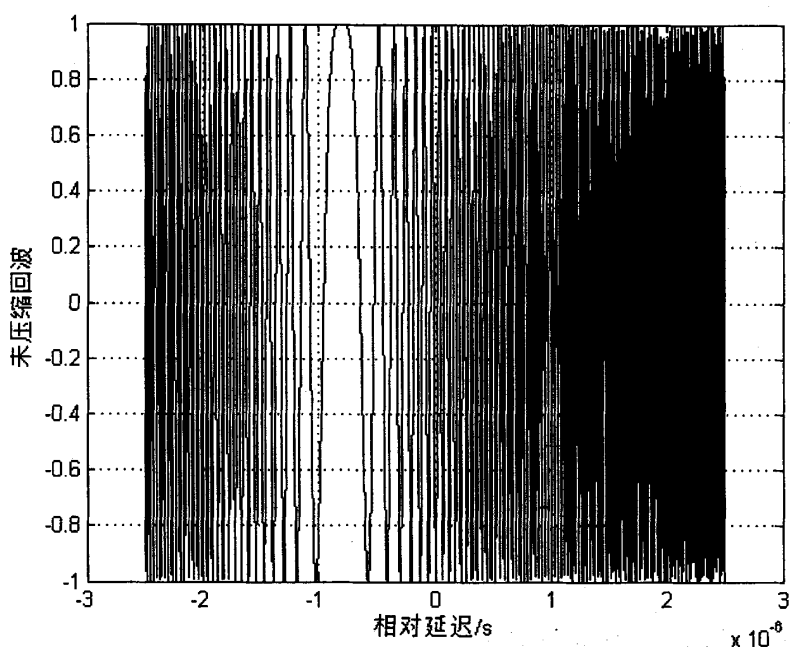


图 49 未压缩的混合信号

Fig49 Uncompressed mixed signal

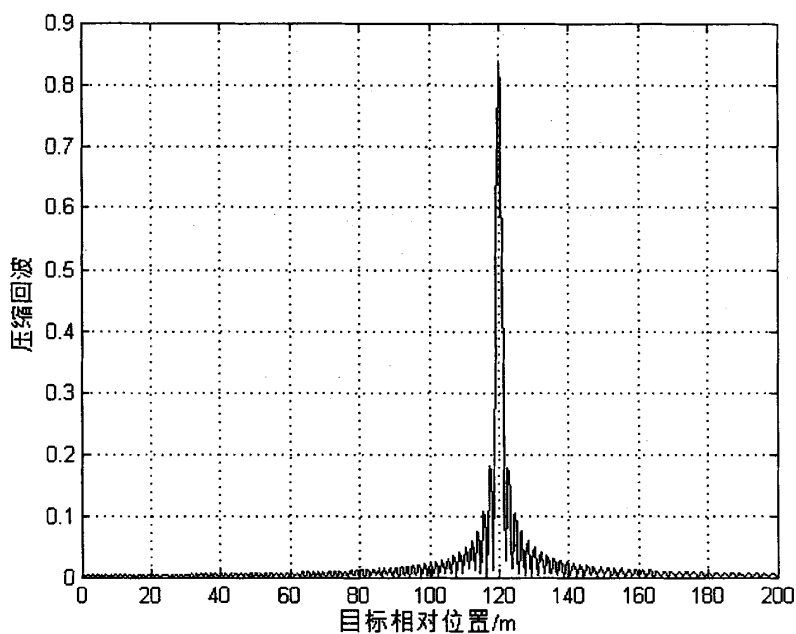


图 50 脉冲压缩后的目标信号

Fig50 Signal after pulse compression

从图 49 中可以看出, 未进行脉冲压缩的混合信号中, 在噪声和杂波的干扰下, 目标根本无法识别。进行脉冲压缩处理以后, 如图 50 所示, 通过峰值基本上可以确定目标的位置信息。脉冲压缩是一个能量积累的过程, 它将带宽为 B 的频谱所产生的绝大部分能量, 都集中在 $1/B$ 的主瓣宽度内输出, 有利于对目标进行分辨。

6.2.2 目标速度引起的失真

以上分析的脉冲压缩没有考虑目标速度的影响, 实际上, 所有的分析都假定是固定目标, 没有经过补偿的目标径向速度会产生相应的多普勒频移, 因此会降低脉冲压缩所产生的 HRR 图像的成像质量。如果不对目标径向速度进行补偿, 则 LFM 波形脉压后也会存在与 HRR 图像类似的失真。

当目标存在径向运动时, 接收脉冲将会受到时间膨胀因子的影响, 宽度产生扩展或是压缩。另外, 接收脉冲的中心频率会随着多普勒频移的多少而产生偏移。如果不对这两种影响进行补偿, 脉冲压缩处理器的输出就会产生失真。图 51 显示了没有产生失真情况下的脉冲压缩处理器的典型输出。另一方面, 图 52、图 53 和图 54 分别显示了 chirp 中心频率偏移 5%、时间膨胀 10%, 以及两者都有时的脉冲压缩处理器的输出。

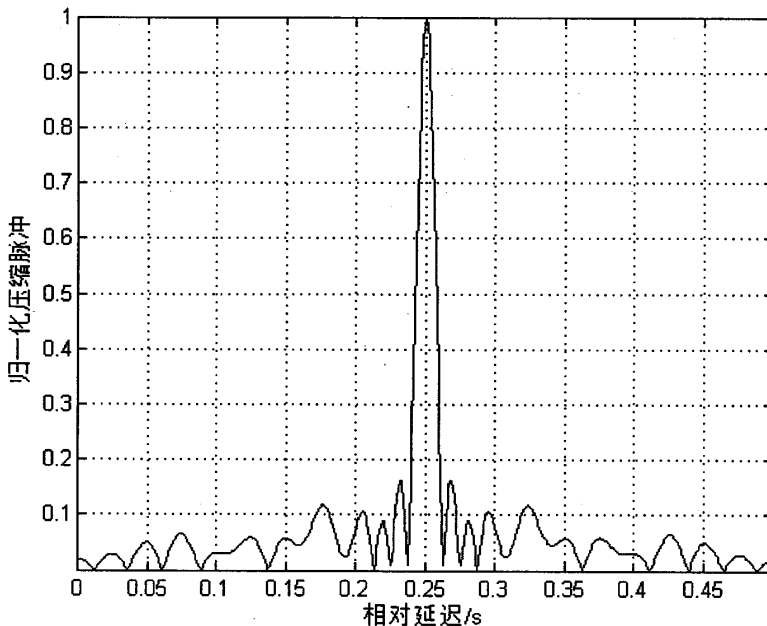


图 51 脉冲压缩处理器典型输出 (没有失真)

Fig51 Typical output pulse compression processor (no distortion)

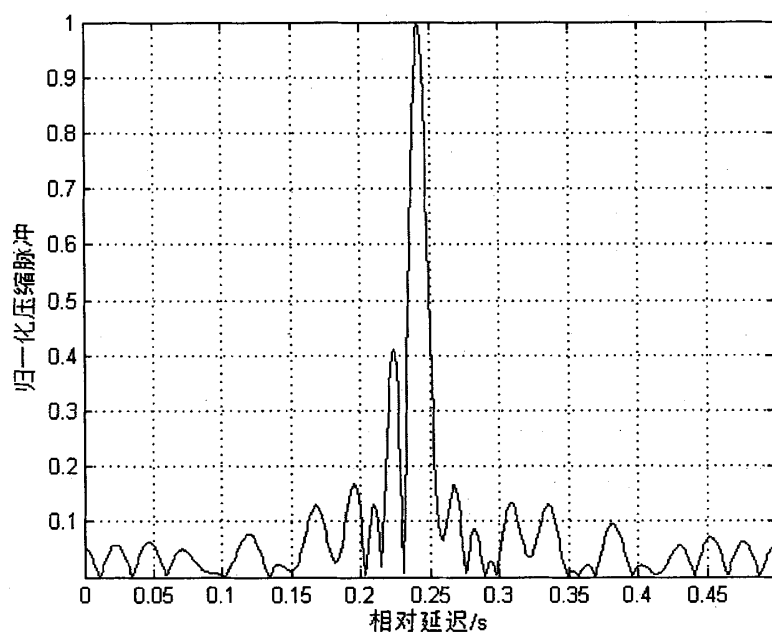


图 52 失配的压缩脉冲 (5%多普勒频移)

Fig52 Mismatch of the compressed pulse (5% Doppler shift)

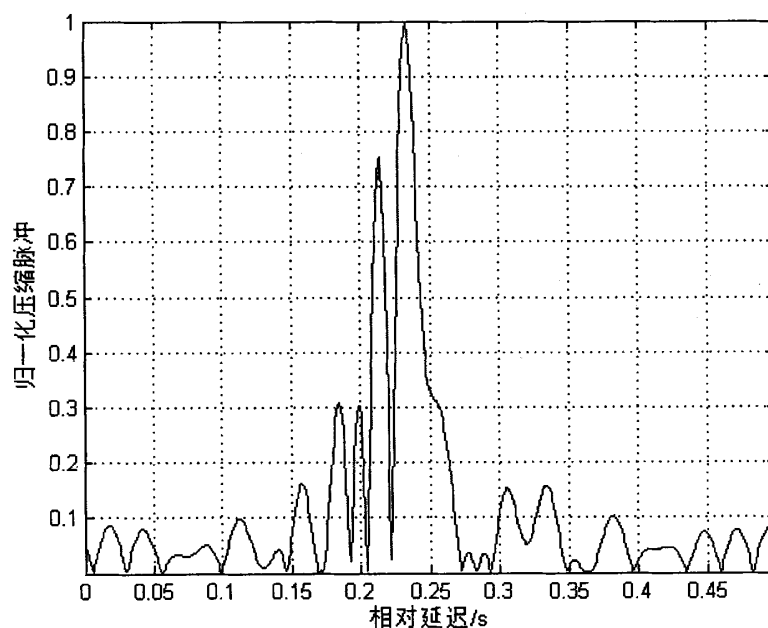


图 53 失配的压缩脉冲 (10%时间膨胀)

Fig53 Expansion mismatch of the compressed pulse (10% of the time)

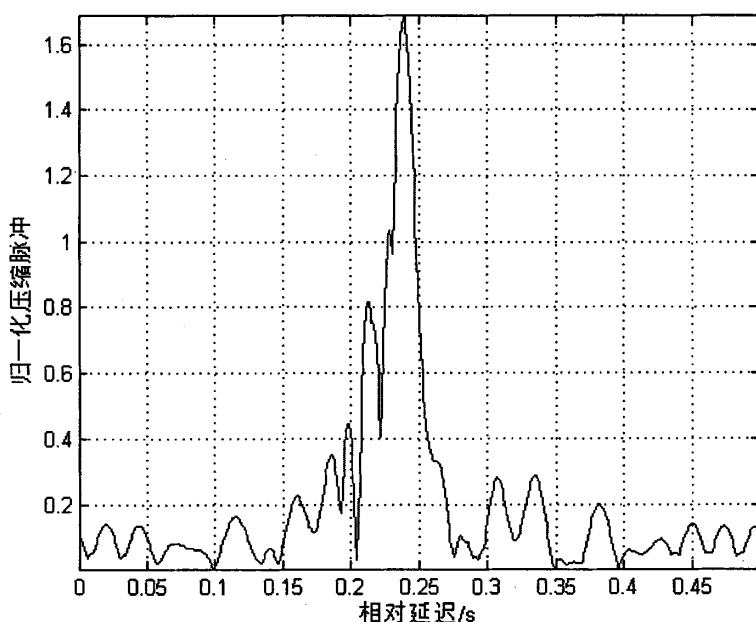


图 54 失配的压缩脉冲 (10%时间膨胀和 5%多普勒频移)

Fig54 Mismatch of the compressed pulse (10% time dilation and Doppler frequency shift)

要解决目标径向速度引起的失真问题，可以对其进行校正。在几个脉冲的时间内，雷达处理器先对目标的径向速度进行估计，而后通过改变发射脉冲的 chirp 斜率以及脉冲宽度，来补偿估计出的时间膨胀和多普勒频移。

6.3 动目标检测仿真

6.3.1 MTD 步骤

雷达检测目标时遇到的主要干扰是噪声和杂波，而杂波的干扰相比于噪声往往更大。因此对杂波的抑制相比于对噪声的抑制更为关键。

经过脉冲压缩处理的混合信号，虽然出现了目标峰值，但是由于杂波没有被滤除，目标仍然难以被识别出来，这时便需要进行 MTD 处理。

MTD 处理的基本步骤为，首先选择合适的噪声和杂波统计模型，设置参数，其次将噪声和杂波加入目标回波信号中，进行脉冲压缩处理。然后将处理后的信号通过脉冲对消器处理，消除固定目标杂波。接着用 FIR 滤波器组对其进行处理，获得各通道的输出。最后对拥有最大峰值的那个通道进行提取。

6.3.2 MTD 仿真

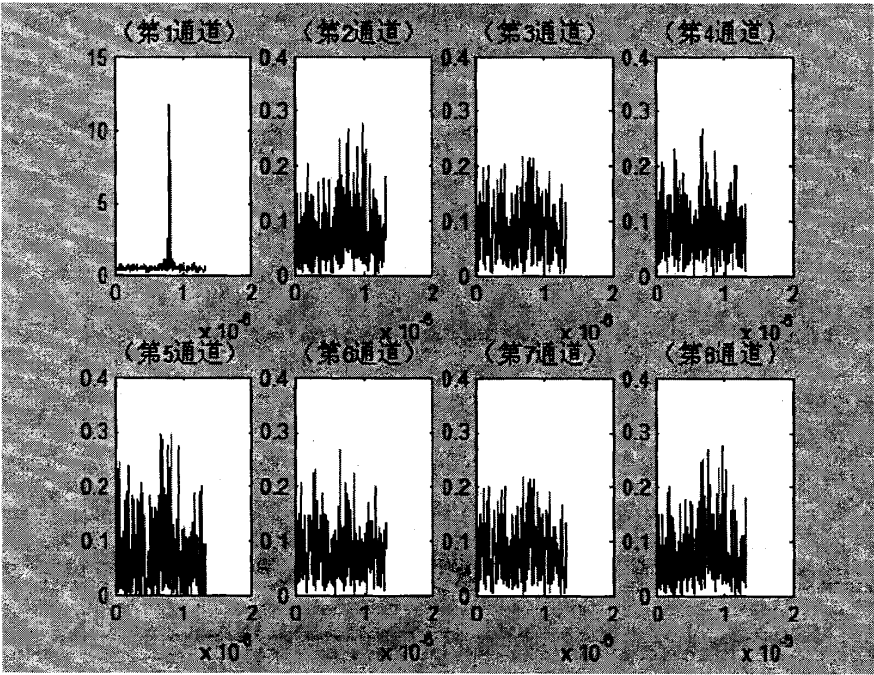


图 55 8 通道 MTD 处理

Fig55 8 channel MTD processing

从图 55 中可以看出，本次 MTD 仿真有 8 个通道，是通过 8 点 FFT 实现的，FFT 的点数决定了所提取的目标信息的精度。

信号经过 FIR 滤波器组进行 MTD 处理后，在相邻的滤波器组之间有可能会产生频谱泄漏的现象，经过 CFAR 处理，目标信号的多普勒频移有可能将扩展到相邻的滤波器组中去，此时可以根据速度定心规则对结果进行分析。其主要内容有：

- 1.如果较高的信号峰值只有一个，那么可以判断它就是目标所处的真实位置。
- 2.如果相邻的通道出现两个较高的信号峰值，一般情况下，较远的那个通道是目标所处的真实位置。如果较远通道的信号峰值明显低于较近通道的信号峰值，那么就需要重新判断它到底是不是目标所处的真实位置，或者是通过增加多普勒滤波器组的数目来提高检测精度。
- 3.如果出现三个相邻的较高的信号峰值，那么中间一个为目标所处的真实位置。
- 4.如果相邻的几个通道内都出现了较高的信号峰值，那么就以最高的那一个峰值所在通道为中心，判断与之相邻的前后两个通道是否存在目标，或者是通过增加多普勒滤波器组的数目来提高检测精度。

5.如果出现了多个较高的信号峰值,但并不是出现在连续相邻的几个通道之内,那么则可以判断它们是多个速度不同的目标。

根据上述规则,从图 55 中可以看到,较高的信号峰值只出现在第一通道,因此,我们可以判断它就是目标所处的真实位置。

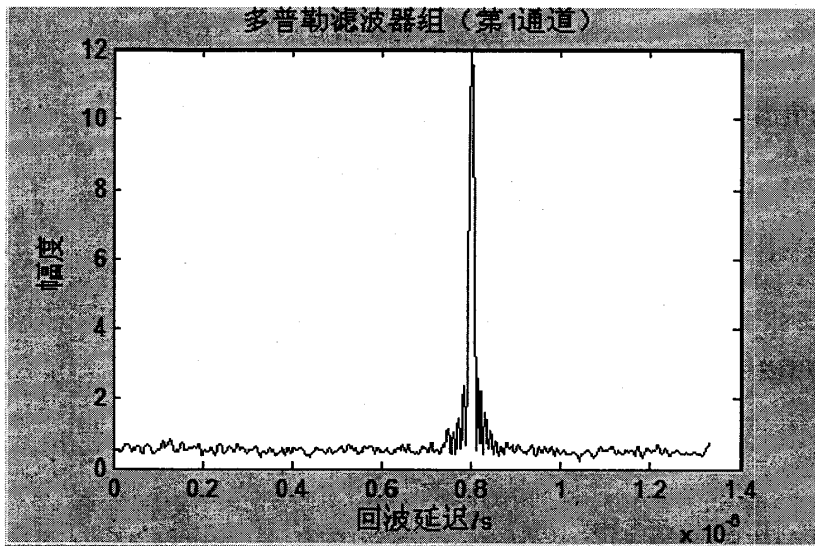


图 56 MTD 第 1 通道的输出

Fig56 The output of the MTD channel 1

将图 55 中的第一通道提取出来,首先要计算出目标的距离。由图 56 可知,目标出现于 0.8×10^{-6} s 时刻。

$$s = \frac{ct}{2} = \frac{0.8 \times 10^{-6} \times 3 \times 10^8}{2} = 120m \quad (6.2)$$

与实验设定的目标距离基本相同。

其次计算目标的多普勒频率。

$$f_d = \frac{N-1}{N} f_r = \frac{7}{8} \times 5 \times 10^4 = 4.3 \times 10^4 \text{ Hz} \quad (6.3)$$

根据速度公式 $f_d = 2v/\lambda$ 得到:

$$v = \frac{4.3 \times 10^4 \times 0.001}{2} = 21.5m/s \quad (6.4)$$

与实验设定的速度相比,差了 $1.5m/s$ 。这个误差是因为本次仿真实验的 FFT 点数较少所致。

通过仿真表明,采用上述方法能够对目标进行识别,并获取目标的速度和距离信息。

6.4 恒虚警检测仿真

从图 55 中可以看出,经过 MTD 处理的目标信号仍然存在一定干扰。要使目

标显示更加清楚，就需要对 MTD 处理后的信号再进行 CFAR 处理，以防雷达虚警概率产生较大变化，从而确保一定的检测概率。

我们以杂波的瑞利分布为模型，采用 CA-CFAR 方法进行仿真。

按照瑞利分布的杂波的概率密度函数为：

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (6.5)$$

其均值为：

$$E(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (6.6)$$

方差为：

$$Var = \frac{4 - \pi}{2} \sigma^2 \quad (6.7)$$

虚警率为：

$$P_f = \int_{k\mu}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx = e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (6.8)$$

将 $\sigma = \sqrt{\frac{2}{\pi}} E(x)$ 代入得：

$$S = \sigma \sqrt{2 \ln(1/P_f)} = 2 \sqrt{\frac{\ln(1/P_f)}{\pi}} E(x) \quad (6.9)$$

S 就是检测门限大小。其中 $K = 2 \sqrt{\frac{\ln(1/P_f)}{\pi}}$ ， K 为标称化因子。而 $E(x)$ 通过被检测单元的前后相邻的距离单元范围内的数据进行采样后，可以计算出均值 Z 。

取虚警率 $P_f = 10^{-2}$ ，瑞利分布参数 $\sigma = 0.36$ ，通过计算可以得到， K 约等于 3.6，均值 Z 为 0.45，则由 $S = KZ$ 可得门限值为 1.6。CFAR 仿真结果如图 57 和图 58 所示。

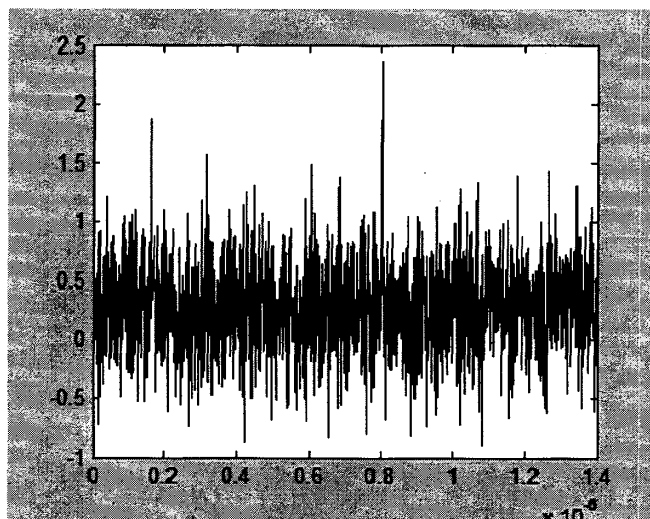


图 57 混合杂波与噪声的目标回波信号

Fig57 Target echo signal of mixed clutter and noise

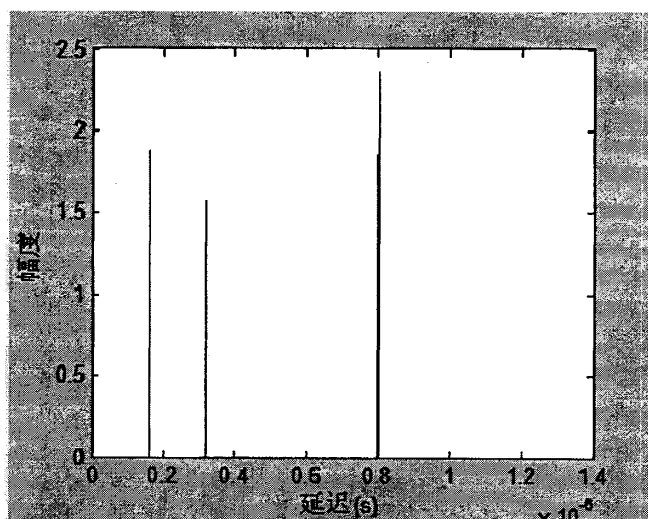


图 58 CA-CFAR 处理后的输出信号

Fig58 CA - CFAR processing output

6.5 本章小结

本章主要对 PD 雷达信号处理系统进行了仿真。首先根据波形选择的原则，选择 LFM 信号作为雷达波形，然后对回波信号进行脉冲压缩、MTD 和 CFAR 处理和仿真，所得结果基本符合所设置的目标信息条件，达到了预期效果。

总结与展望

雷达信号处理的相关技术是雷达系统应用中的核心技术，雷达功能的实现依赖于完整的雷达信号处理过程。几十年来，尤其是新世纪以来，数字电子技术以及信号处理理论发展到了前所未有的新高度，这些理论和技术的应用，使雷达信号处理技术也获得了巨大进步，同时也提高了雷达的各项性能。

论文从原理和实现方法两条线索出发，在阐述原理的基础上给出实现方法，最后通过 MATLAB 强大的仿真平台进行仿真实验，主要对 PD 雷达信号处理的信号选择、正交采样、脉冲压缩、动目标显示 (MTI)、动目标检测 (MTD)、恒虚警处理 (CFAR) 等进行了分析和仿真，通过对仿真结果的分析来验证所提出的实现方法的可行性和有效性。

由于时间和本人的学识有限，论文还存在着一些阐述不明确和研究不到位的地方，如在固定目标对消中，如何解决对应于 PRF 整数倍的盲速问题；CFAR 处理中，杂波的模型有很多种，论文中只讨论了瑞利分布这一种杂波分布方式，相对应的也只介绍了 CA-CFAR 这一种处理方法，对其他情况的研究还有很多欠缺。我将在今后的学习工作中对此做进一步的深入学习和研究。

参考文献

- [1]吴顺君,孙晓兵. 雷达信号处理与微电子技术[J]. 微电子学,1994,01:21-24+38.
- [2]陆军,张昭,胡瑞贤. 空基预警探测系统技术发展趋势[J].现代雷达,2015,12:1-5.
- [3]曹晨. 机载预警雷达七十年发展回顾与展望[J].现代雷达,2015,12:6-10+18.
- [4]梁丽. 基于 FPGA 的雷达信号处理系统设计[D].南京理工大学,2006.
- [5]Lush D C, Hudson D A. Ambiguity function analysis of wideband radars[J]. 1991, 18, (12):16-23.
- [6]Tsao M Slamani T, Varshney P, Weiner D. Ambiguity function for a bistatic radar[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems,1997,128(6):56-62.
- [7]侯民胜. PD 雷达信号模糊函数的计算[J]. 信息化研究,2009,02:22-25.
- [8]李尚轩. 脉冲多普勒雷达信号处理技术研究[D].西安电子科技大学,2013.
- [9]袁兴生. 脉冲多普勒雷达信号处理实时仿真算法研究[D].国防科学技术大学,2009.
- [10]黄婷. 雷达信号处理系统的设计与 FPGA 实现[D].南京理工大学,2007.
- [11]孙晓兵,保镖. 中频信号采样与正交相干检波[J].系统工程与电子技术,1993,05:1-9.
- [12]宁伟,杨泽山,黄云洋. 多普勒搜索雷达模块化仿真设计概述[J]. 电子测试,2015,15:3-6+11.
- [13]余良壮. 远程相控阵制导雷达调度研究[D].西安电子科技大学,2012.
- [14]林桂山. 基于特征量分析的距离扩展目标检测技术[D].电子科技大学,2014.
- [15]吴光旭. 雷达中频数字化和脉冲压缩技术的研究与应用[D].西安电子科技大学,2005.
- [16]Madsen. Estimating the Dopplar Centroid of SAR Data. IEEE Trans on AES. Vol.25, No.2, March 1989:1-3.
- [17]胡海莽,杨万海. 基于 Simulink 的脉冲压缩雷达系统建模与仿真[J]. 雷达与对抗,2004,04:9-12+70.
- [18]孙丽丽. 雷达信号处理系统仿真研究及其 FPGA 实现[D].哈尔滨工业大学,2009.
- [19]蒋锋. 雷达接收相参处理技术研究[D].西安电子科技大学,2010.
- [20]陶耕. 基于 ESL 设计方法学的雷达信号产生与处理技术[D].南京理工大学,2009.
- [21]吴彬. 基于多 DSP 的脉冲压缩和动目标检测[D].西安电子科技大学,2010.

- [22]贺军涛. 雷达杂波抑制及工程实现技术[D].西安电子科技大学,2007.
- [23]张丽君. 脉冲压缩 MTD 雷达的仿真与干扰研究[D].电子科技大学,2002.
- [24]陈根华. 脉冲多普勒雷达识别方法的研究[D].西安电子科技大学,2005.
- [25]赵红阳,陈祎,李帅. 一种雷达信号动态检测新方法[J].无线电工程,2015,02:34-36.
- [26]Charles Edward Muehe. The Moving Target Detector[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 2006, 42(3):59-68.
- [27]朱翔. 测高雷达信号处理系统的设计与 FPGA 实现[D].南京理工大学,2008.
- [28]William J Baldygo, Michael C Wicks. Expert System Constant False Alarm Rate (ES-CFAR) Processor. SPIE, 1954:25-36.
- [29]Himonas S D.Adaptive Censored Greatet-of CFAR Detection [J]. Transactions 76 on Aerospace and Electronic Systems,2008,26-28.
- [30]吴大珩. 基于杂波跟踪的 CFAR 研究[D].南京航空航天大学,2006.
- [31]张麟兮,许家栋,李萍,王少波. 雷达恒虚警检测系统仿真[J]. 计算机仿真,2007,04:293-296.
- [32]刘峰,谢永亮,毛德广,刘江波. 基于慢门限与快门限的雷达回波恒虚警处理算法研究[J].火控雷达技术,2009,04:49-52+98.
- [33]吴旖. 雷达信号恒虚警检测处理研究[D].南京理工大学,2009.
- [34]席现国. 雷达杂波的恒虚警处理的研究[D].大连海事大学,2013.
- [35]谢庭波. 雷达恒虚警率技术的实用分析[J].中国科技信息,2013,08:53+55.
- [36]杨春红. 脉冲多普勒雷达信号处理的优化研究[D].昆明理工大学,2014.
- [37]张弓. PD 雷达信号处理若干关键技术研究[D].南京航空航天大学,2002.
- [38]柳兵. 机载 PD 雷达信号处理系统的设计[D].西安电子科技大学,2007.
- [39]朱吉霞. 雷达信号分析与仿真实现[D].北京交通大学,2011.
- [40]BENEDETTO S, MONTORSI G. Unveiling Turbo Codes: Some Results on Parallel Concatenated Coding Schemes. IEEE Transactions on Communications. 1996,44(3):409-429.
- [41]程爱军. 雷达回波信号模拟与仿真[D].南京理工大学,2004.
- [42]张宏伟. 机载 PD 雷达杂波及系统的建模与仿真[D].西安电子科技大学,2007.
- [43]侯民胜,金梅. 线性调频信号的匹配滤波处理[J].电子测量技术,2008,08:123-125.
- [44]郑力文,孙晓乐. 线性调频信号数字脉冲压缩技术分析[J].现代电子技术,2011,01:39-42.

- [45] 孟泽,孙合敏,董礼. 线性调频信号仿真及其特性分析[J].舰船电子工程,2009,08:114-117.
- [46] 胡爱明,胡可欣. 线性调频信号在雷达中的应用[J].航天电子对抗,2006,05:54-57.
- [47] 王辉,赵凤军,邓云凯. 毫米波合成孔径雷达的发展及其应用[J].红外与毫米波学报,2015,04:452-459.
- [48] 何暖. 伪码调相中断连续波雷达数字化接收系统的仿真研究[D].南京理工大学,2007.
- [49] JOE M. The Software Radio Architecture. IEEE communications magazine, May 1995:26-48.
- [50] 廉志玲. 基于 DSP 的雷达信号处理模块化设计研究[J].科技视界,2015,07:70+236.
- [51] 窦林涛,程健庆,李素民. 基于 Matlab 的雷达信号处理系统仿真[J]. 指挥控制与仿真,2006,02:78-82.
- [52] 张华. 脉冲多普勒气象雷达信号处理系统研究[D].南京理工大学,2003.

致 谢

硕士研究生阶段三年的学习生活转瞬即逝，三年的美好时光，也许在漫长的人生之旅中稍显短暂，但却是积极探索发奋求知的三年，也许也是我校园时光中的最后三年。

在论文完成之际，我想最该感谢的是我的导师朱宗玖教授。朱老师扎实的专业素养，严谨的治学态度，悉心的指导帮助，亲和的待人方式，让我无论在学业上还是在生活中都收获颇多。

感谢安徽理工大学，感谢电信学院，感谢学校和学院为我提供了丰富的学习资源和优美的学习环境。

感谢实验室的兄弟姐妹们，感谢你们的帮助和陪伴。

感谢父母与妻子，感谢你们的默默付出与支持。

感谢单位的领导和同事们，感谢你们的关怀和理解。

最后，再次向我的导师以及帮助过我的人表达最诚挚的敬意与感谢！

作者简介及读研期间主要科研成果

作者简介：严明，男，1988 年 12 月出生，安徽黄山人，2011 年本科毕业于安徽理工大学，硕士研究方向为雷达信号处理。工作单位为无锡 73055 部队。

读研期间发表的论文：

[1]严明，电梯故障监测技术及应用分析.科技视界,2015 年 1 月.

[2]严明，线性调频信号的脉冲压缩.科技风,2016 年 1 月.