

分类号_____

密级_____

UDC 注1_____



南京理工大学

NANJING UNIVERSITY OF SCIENCE & TECHNOLOGY

硕士 专业学位论文

基于 OFDM 的雷达通信一体化波形

设计及 FPGA 实现

(题名和副题名)

王瑞

(作者姓名)

指导老师姓名 陈春红 副研究员

学 位 类 别 工程硕士

专 业 名 称 通信工程

研 究 方 向 雷达通信一体化

论文提交时间 2023 年 6 月

注 1: 注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

摘 要

随着信息技术的快速发展,越来越多的军民应用领域同时需要配备雷达、通信等电子设备。虽然雷达通信电子设备共存增加了系统的多功能性,但会导致设备间互干扰强、体积重量增加等问题。近年来,通信设备和雷达设备发射频段、硬件设备以及信号处理方法等方面正逐渐趋同,使得雷达和通信系统的高效集成和一体化设计成为可能,从而缩小平台体积,提升资源利用率。本文从基于 OFDM 信号的雷达通信一体化共用波形设计出发,旨在利用 OFDM 信号同时实现通信信息的传输和目标的探测感知。本文主要内容概括如下三个方面:

1) 分析了雷达通信一体化的可行性,阐述了线性调频和相位调制雷达波形、雷达“停-跳”模型的基本原理,以及雷达模糊函数的定义和性质;研究了 OFDM 信号的调制和解调原理,并分析了 OFDM 信号的载波间干扰和峰均值比。

2) 研究了基于 OFDM 的雷达通信一体化系统模型,结合多径时延、速度/距离分辨率和最大无模糊速度/距离等参数分析了 OFDM 一体化波形的参数设计原则,并推导了 OFDM 一体化波形的通信误比特率和模糊函数表达式;接着研究了基于相关的测距方法和基于调制符号的测距测速方法,仿真结果表明后者可实现更低的距离旁瓣,同时保证了通信传输的误码率性能。

3) 提出了一种基于 OFDM 一体化系统的 FPGA 总体设计方案,基于 Verilog 语言设计了 OFDM 一体化波形发射、通信接收处理和雷达接收处理等子模块的软件程序和 FPGA 实现,并给出了实现方法和实现结果。通过将 Verilog 的实现结果和 MATLAB 的仿真结果进行对比,验证了 OFDM 一体化波形通信传输误码率和基于调制符号方法的目标测距测速性能,进而从实现角度上证明了 OFDM 一体化波形的可行性。

关键词: 雷达通信一体化, OFDM, 波形设计, 测距测速, FPGA 实现

Abstract

With the rapid development of information technology, more and more military and civilian applications require electronic equipment such as radar and communication. Although the coexistence of radar communication electronic devices increases the versatility of the system, it can lead to strong mutual interference between devices, increased volume and weight, and other issues. In recent years, communication equipment and radar equipment have gradually converged in terms of transmission frequency bands, hardware equipment, and signal processing methods, making efficient integration and integrated design of radar and communication systems possible, thereby reducing platform size and improving resource utilization. This article starts from the design of radar communication integrated shared waveform based on OFDM signals, aiming to use OFDM signals to simultaneously achieve communication information transmission and target detection and perception. The main content of this article is summarized in three aspects:

1) Analyzed the feasibility of radar communication integration, elaborated on the basic principles of linear frequency modulation and phase encoding radar waveforms, radar "stop hop" model, as well as the definition and properties of radar ambiguity function; Studied the modulation and demodulation principles of OFDM signals, and analyzed the inter carrier interference and peak to mean ratio of OFDM signals.

2) A radar communication integrated system model based on OFDM was studied, and the parameter design principles of OFDM integrated waveform were analyzed by combining parameters such as multipath delay, speed/distance resolution, and maximum unambiguous speed/distance. The communication bit error rate and ambiguity function expressions of OFDM integrated waveform were derived; Subsequently, the distance measurement methods based on correlation and speed measurement methods based on modulation were studied. Simulation results showed that the latter can achieve lower range sidelobes while ensuring the bit error rate performance of communication transmission.

3) A total FPGA design scheme based on OFDM integrated system was proposed. The software program and FPGA implementation of OFDM integrated waveform transmission, communication reception processing, and radar reception processing sub modules were designed using Verilog language, and the implementation method and results were provided.

By comparing the implementation results of Verilog with the simulation results of MATLAB, the bit error rate of OFDM integrated waveform communication transmission and the performance of target ranging and speed measurement based on modulation symbol methods were verified, thereby proving the feasibility of OFDM integrated waveform from the implementation perspective.

Key words: Radar-communication integration, OFDM, Waveform design, Range and velocity measurement, FPGA implementation

目 录

1 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 雷达通信一体化研究发展概况	2
1.3 雷达通信一体化波形设计国内外研究现状	2
1.3.1 国外研究现状.....	3
1.3.2 国内研究现状.....	4
1.4 本文的主要研究内容及安排	5
2 雷达通信一体化基本理论	6
2.1 引言.....	6
2.2 雷达通信一体化可行性分析	6
2.2.1 差异性.....	6
2.2.2 相似性.....	7
2.3 典型雷达信号.....	7
2.3.1 线性调频信号.....	8
2.3.2 相位调制信号.....	9
2.4 雷达停跳模型原理.....	11
2.4.1 多普勒频移.....	11
2.4.2 雷达“停-跳”模型.....	12
2.5 雷达模糊函数.....	14
2.5.1 模糊函数定义与性质.....	14
2.5.2 雷达波形的模糊函数.....	15
2.6 OFDM 基本原理	17
2.6.1 OFDM 信号的调制与解调	17
2.6.2 OFDM 信号的正交性	19
2.7 OFDM 信号的 ICI 和峰均值比.....	21
2.7.1 OFDM 信号中的 ICI.....	21
2.7.2 OFDM 信号的峰均值比	23
2.8 本章小结.....	24
3 基于 OFDM 的雷达通信一体化.....	25
3.1 引言.....	25
3.2 基于 OFDM 的雷达通信一体化模型	25
3.3 OFDM 一体化波形参数分析.....	27
3.4 一体化波形通信传输误比特率	29
3.5 一体化波形雷达模糊函数	31

3.5.1 单符号一体化波形模糊函数.....	31
3.5.2 多符号一体化波形模糊函数.....	32
3.6 本章小结.....	35
4 OFDM 雷达通信一体化测距测速方法.....	37
4.1 引言.....	37
4.2 回波信号模型.....	37
4.2.1 回波模型的离散化.....	37
4.2.2 回波模型的矩阵形式.....	39
4.3 基于相关法的测距.....	40
4.4 基于调制符号的测距测速	41
4.5 仿真分析.....	44
4.6 本章小结.....	47
5 基于 FPGA 的 OFDM 一体化系统基带实现.....	48
5.1 引言.....	48
5.2 总体设计方案.....	48
5.2.1 设计流程与设计概述.....	48
5.2.2 总体设计框图.....	50
5.3 一体化信号发射端模块介绍	51
5.3.1 比特信息读取模块.....	51
5.3.2 QAM 映射模块	52
5.3.3 通信信息存储模块.....	54
5.3.4 OFDM 调制模块	55
5.3.5 加保护间隔模块.....	56
5.4 通信接收端模块介绍.....	57
5.4.1 通信端数据读取模块.....	57
5.4.2 OFDM 解调模块	58
5.4.3 判决模块.....	59
5.4.4 判决数据存储模块.....	59
5.4.5 QAM 解映射模块	60
5.4.6 解映射使能脉冲生成模块.....	61
5.5 雷达接收端模块介绍.....	62
5.5.1 回波数据读取模块.....	62
5.5.2 回波数据解调模块.....	63
5.5.3 通信信息读取模块.....	63
5.5.4 点除模块.....	64
5.5.5 点除数据存储模块.....	65
5.5.6 读取地址生成模块.....	66
5.5.7 处理速度信息模块.....	67

5.5.8 速度信息输出存储模块.....	68
5.5.9 处理距离信息模块.....	69
5.5.10 寻最大值模块.....	69
5.5.11 峰值行列地址生成模块.....	70
5.5.12 距离信息输出存储模块.....	71
5.6 总体验证.....	72
5.6.1 一体化信号发射端模块输出验证.....	72
5.6.2 雷达接收端模块输出验证.....	73
5.6.3 通信接收端输出验证.....	73
5.6.4 芯片资源利用信息.....	74
5.7 本章小结.....	74
6 全文总结与展望	75
参考文献.....	77

1 绪论

1.1 研究背景与意义

早些时候, 人们将通信与雷达作为两门独立的学科来进行研究, 但近些年雷达探测和通信技术正在出现互相融合的趋势, 为了达成同时完成雷达探测和信息交互的目标, 目前不论是在军事还是民用领域, 都急需一套可以同时完成雷达探测和信息交互的一种一体化系统, 以节省设备空间、成本和重量, 减少能源消耗及设备间电磁干扰现象, 这将使得通信雷达的一体化研究进入一个崭新的时期^[1]。

在军事应用领域, 武器平台中的电子设备不断增多, 如通信系统、雷达系统、电子对抗系统、数据链系统等。这些设备增强了武器平台的作战能力, 但同时也加剧了电磁环境的恶劣程度。各个电子设备之间互相影响, 有时需要进行切换才能使用。敌我双方之间的电子干扰也日益增多, 这导致各个设备需要更高的抗干扰和抗截获性能^[2]。如果能够整合武器设备上雷达系统和通信使之可以在一套设备上收发, 这不仅可以大大缓解作战平台的多个设备之间的电磁干扰问题, 还能减少硬件的成本, 可以实现雷达通信一体化的设备便满足了这样的需求。该设备使用同一套天线设备接收和发送波形, 实现目标状态精确感知的同时, 还可以将目标信息在多个武器设备之间高速共享, 在瞬息万变的战场环境中, 谁能掌握更多更全面的信息, 就能掌握作战的主动权, 因此雷达通信一体化在军事方面的研究成为越来越热门的课题。

在车联网领域的雷达通信一体化研究中, 由于加入了雷达探测模块, 使得车辆与车辆之间除了基本的信息互通, 还能结合雷达探测能力实现设备与设备之间的精确位置感知, 不仅如此由于雷达可以探测目标的距离、速度及角度等多种信息, 因此雷达通信一体化对于车联网领域有着十分重要的意义。设想未来的交通场景下, 车辆与车辆之间通过雷达探测彼此的状态并实时上传至信息网络, 这个信息网络内的所有车辆信息通过中央处理机进行信息处理, 在计算机处理能力越来越强大的将来, 这个系统的更深入的用途将不仅仅只是安全交通, 甚至有可能做到车辆状态的预测, 进而形成安全、可靠和自动化的车联网系统。

在卫星通信领域, 随着移动通信技术的快速发展, 人们对通信质量和业务服务范围的需求不断增长, 单靠地面蜂窝通信系统已不能满足需求。越来越多的国家为了建立本国低轨道通信网络在近地轨道铺设大量通信卫星, 但越来越多低轨卫星和越来越多的太空垃圾使得卫星运行的安全性得不到保障, 如果能够建立安全的卫星移动系

统,便能极大提高低轨卫星的使用寿命,而雷达通信一体化系统的提出十分契合该要求,基于雷达通信一体化的系统在保证卫星与地面通信的同时还能通过雷达系统互相规避并合理规划运行路线。

此外在无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)应用领域,针对飞行自组网络(Flying Ad-Hoc Network, FANET),雷达通信的集成可节省无人机的空间和功率,减少其有效载荷,并提高机动性和耐力^[3-4]。

综上,在众多领域中雷达通信一体化都能够发挥重要的作用,并为这些领域带入更深层次的发展,因此研究雷达通信的一体化是十分有意义的。

1.2 雷达通信一体化研究发展概况

雷达通信一体化研究中波形设计是关键内容之一,直接影响接收信号处理方式,一体化波形一般需要同时具备雷达探测和通信信息传递能力。目前,雷达通信一体化波形设计可分为复用波形和共用波形两类^[5]:复用波形通过某种或多种复用技术合成雷达和通信各自设计的波形,限制少,易于设计。主要的复用波形包括空分、时分、频分和码分复用;共用波形是指雷达和通信共用单一波形,通过其差异性传输信息并实现雷达探测。不同于复用波形抗干扰差、探测精度低、资源利用不集中及频谱资源浪费等缺点,共用波形的雷达通信一体化系统具有资源集中、频谱利用率高等优点,受到越来越多的关注。

现有的一体化共用波形设计信号形式主要有扩频、线性调频和正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)波形等一种或以上几种波形的复合形式^[6]。采用扩频和线性调频的一体化信号利用伪随机序列和调谐频率或初始频率区分雷达信号和通信信号,但存在伪随机序列的长度和相关性限制、接收端信号分离算法增加设备复杂度,以及影响线性调频信号的性能等问题。OFDM波形因具有高频谱利用率、良好的抗干扰性能、易于数字化处理等特点,目前在雷达通信一体化方面得到广泛应用。OFDM信号不会产生多普勒距离耦合现象,且可以提供独立的不模糊距离多普勒处理,同时可实现信息传输。结合这些优势,OFDM信号成为一体化波形设计的有利选择。

1.3 雷达通信一体化波形设计国内外研究现状

目前的共用波形分为两类:一类是利用雷达波形调制通信信息实现雷达通信一体化,另一类是利用通信波形或对其进行小的改动实现雷达功能。基于传统雷达信号设计的单载波雷达通信一体化波形既能具有优良的雷达探测性能,又能实现信息传输功

能。雷达共用波形能够高效地利用雷达和通信共享的资源，同时不需要大量的雷达处理改动。通信共用波形直接利用通信波形或对其进行少量改动实现雷达功能，雷达和通信共享系统的资源，传输信息受限制较小。OFDM 的通信共用波形基于多载波调制，在通信性能和雷达探测方面表现优异，因此备受关注^[10-12]。

1.3.1 国外研究现状

2003 年，Robertson M 等人提出了一种通过在不同时隙发射雷达或通信信号的方法实现雷达和通信功能的方案^[13]。该方案利用梯形调频连续波（Chirp）信号，在雷达周期内发送信号，将频率先线性增加再保持不变，最后再随时间线性减小，接收机利用信号的时延和频率差估计目标的距离和速度信息。然而，这种分时隙的方法会导致一定的信息滞后，为了克服这个问题，2007 年，Peli B 等人提出了一种在调频连续波（FMCW）上采用调幅的方法来调制数据^[14]。但是，经过雷达发射机的功率放大器后，调幅信号会产生非线性失真，从而严重影响通信质量。

虽然基于雷达信号设计的单载波雷达通信一体化信号具有良好的雷达探测性能，但其频谱利用效率不高，且频谱混叠会导致雷达和通信功能间的干扰，从而降低通信和雷达性能。为提高数据传输速率、频谱利用效率并减少干扰，研究人员开始考虑使用多载波体制实现雷达通信一体化设计，OFDM 作为一种多载波调制的通信波形，已经受到研究人员的广泛关注。Jankiraman M 等人于 1998 年首次提出 OFDM 信号用于雷达应用^[15]。2000 年，他们进一步研究了雷达系统中 OFDM 信号的处理方法^[16]。随着研究的深入，研究人员发现利用脉冲压缩技术代替传统的匹配滤波技术可以获得更好的性能，从而脉冲压缩 OFDM 雷达信号成为一个热门研究内容。2007 年，Dmitriy G 等人使用软件设计了脉冲压缩 OFDM 雷达信号，并分析了参数对信号的影响^[17]。2009 年至 2011 年，Schuerger J 等人使用软件定义的无线电实现了集成信号，开发了雷达通信集成系统，并对集成信号的各个方面进行了性能测试^[18-20]。2008 年，Kauffman K 等人使用超宽带（UWB）雷达模式构建了 OFDM 集成信号，并对 SAR 成像和通信性能进行了全面仿真^[21]。在民用雷达通信领域，2008 年，Monin 等人提出将扩频技术与 OFDM 信号传输相结合，利用 Oppermann 序列作为扩频序列^[22]。Romero R 和 Shepherd K 在 2015 年进一步研究了基于 OFDM 的雷达波形。所提出的方案可以在使用相同频带的一个或多个通信系统中使用。该波形可以满足雷达检测和通信误码率的要求^[24]。2018 年，Sayed 等人提出了一种基于 OFDM 的车载通信联合雷达通信系统。该方法使用雷达和接收到的通信信号的组合来估计目标参数，与不使用通信信号的方法相比，显著降低了所需的带宽^[25]。为了进一步利用 OFDM 信号的子载波来提高测距精度，2020 年，Jessica 等人提出了一种基于小波变换的高分辨率延迟多普勒估计 OFDM 集成

系统。该方法使用一些子载波进行目标参数估计和信道估计，然后提取通信信息以使用所有子载波改善测距^[26]。

1.3.2 国内研究现状

国内的雷达通信一体化研究起步较晚，最早的基于共享波形的一体化系统设计研究由中科院电子所提出。该研究采用直接序列扩频技术生成雷达通信一体化波形，并利用两个正交的伪正交码隔离雷达波形和通信波形。但是，该方法存在相位调制信号对多普勒非常敏感的缺点，而且采用了两种波形相加的形式来分割发射功率。2011年，中国电子科学研究院的陈兴波、王小谟院士和北京理工大学的刘志鹏等人，进行了一系列基于最小频移键控调制的雷达通信一体化波形研究。他们将最小频移键控应用于雷达常用的线性调频信号，提出了 MSK-LFM 信号。不同于采用正交波形叠加方式得到的一体化信号，LFM-MSK 信号是将经典通信方式与雷达波形相结合的一种方法，是一类方法的典型代表，包括 CPM-LFM、BPSK-LFM 等信号都属于同一类。此外，空军预警学院的李晓柏和杨瑞娟等人也在雷达通信一体化共享信号研究方面进行了一系列研究工作，为一体化波形设计提供了新的思路和技术积累。2013年，李晓柏等人提出基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究^[35]，2017年，该团队又提出基于 CPM-LFM 雷达通信一体化共享信号探测性能研究^[36]。随着研究的深入，国内学者也开始注意到 OFDM 这一项传统通信信号作为雷达通信一体化共用波形设计的巨大潜力。

2016年，西安电子科技大学的刘永军，廖桂生等人分析了基于 OFDM 的雷达通信一体化系统模糊函数之后，针对调制信息会影响模糊函数的问题，采用对通信信息进行预调制的方式，使同一脉冲上不同 OFDM 符号间所调制的通信信息尽可能地具有优良自相关和互相关特性^[37]。2018年，该团队又提出了一种采用相关函数的 OFDM 雷达通信共享信号处理算法，深入探讨了使用 OFDM 信号后对雷达探测中多普勒频率的影响^[38]。2016年，哈尔滨工业大学的王孟奇，针对使用 OFDM 信号后系统峰均功率比过高的问题展开研究，提出一种将 OFDM 技术与角度调制或频率调制结合在一起 CE-OFDM 信号使 OFDM 信号成为恒包络信号，PAPR 为 0 dB^[39]。2017年，该校杨宇飞提出了一种基于求根 MUSIC 算法的雷达距离速度联合计算，以较少的 MUSIC 计算基于 OFDM 信号雷达距离的计算中数计算^[1]。2018年，西安电子科技大学的王诏丰从发射信号结构和时频关系的角度分析了自相关函数高旁瓣形成的原因并针对空中目标检测这一背景，提出了基于稀疏表示的 CLEAN 方法，极大降低了互相关函数的旁瓣^[40]。2021年，北京邮电大学的赵艺帆针对近距离和近距离目标探测分别提出基于 IMP-

OFDM 和 PIMP-OFDM 雷达通信一体化共用波形设计方案,极大提升了数据传输速率和雷达探测精度^[9]。

可以看出,国内外针对 OFDM 雷达通信一体化波形设计、性能分析、目标测距测速算法等方面进行了深入研究,但对于 OFDM 雷达通信一体化波形生成、通信雷达接收信号处理的 FPGA 实现等方面的研究还需进一步深入。

1.4 本文的主要研究内容及安排

根据前文的叙述,本文雷达通信一体化波形设计基于 OFDM 信号,总体行文结构如下:第一章绪论主要介绍雷达通信一体化的研究意义和国内外研究发展概况;接着第二章介绍实现雷达通信一体化波形设计的基本理论,主要介绍一些典型的雷达波形和雷达目标探测的基本原理,并对 OFDM 信号波形的基本原理进行介绍,包括 OFDM 调制解调过程以及正交性原理等;第三章将从基于 OFDM 雷达通信一体化的模型入手,论证波形的通信和雷达表现;第四章首先推导波形的回波方程,针对回波方程进行信号处理,主要探讨相关法测距和基于调制符号方法的测距测速性能;第五章提出了一种 OFDM 雷达通信一体化系统的 FPGA 总体设计方案,基于 Verilog 语言设计了 OFDM 一体化波形发射、通信接收处理和雷达接收处理等子模块的软件程序和 FPGA 实现,此外将实现结果和 MATLAB 仿真结果进行了总体验证。

2 雷达通信一体化基本理论

2.1 引言

雷达和通信一直有着自己的发展方向和发展历程，而这两个看似独立的系统在硬件层面和软件层面都有着许多相似之处。尽管在工作原理以及利用的电磁波特性之间存在一定的差异性，但它们在硬件设备组成、工作频段、信号处理方法和理论基础等方面很相似，这为雷达通信波形一体化融合提供了可能性。本章节将从雷达通信一体化的可行性出发，先介绍雷达部分的基础知识，包括两种典型的雷达信号和雷达“停-跳”模型，紧接着介绍雷达模糊函数的基本概念并仿真了线性调频信号的模糊函数，接着介绍 OFDM 信号的调制与解调，最后对 OFDM 信号涉及的一些问题做了介绍。

2.2 雷达通信一体化可行性分析

2.2.1 差异性

下面将从功能、发射功率、信号类型和工作制式等方面分析无线通信系统和雷达系统之间的差异^[9]。

1) 功能。雷达是一种用于探测目标的设备，它通过发射电磁波来探测目标并从反射回来的电磁波中提取目标的相关信息，如距离、速度和角度。与之相比，通信系统的主要功能是传输信息。通信系统通过调制、数字化、编码、解码、解调等过程传输信息，其目标是提高数据传输的可靠性与有效性。

2) 发射功率。雷达系统和无线通信系统的最大差别在于雷达接收的是目标反射的回波信号，而通信系统的接收信号仅经历单程衰减。由于雷达的接收功率与探测距离的四次方成反比，而通信接收功率与通信距离的平方成反比，因此雷达探测为了实现与通信传输相同的距离，往往需要更高的发射功率。

3) 信号类型。为了满足目标探测和感知的需要，雷达信号一般采用规则的信号类型，从而实现相参积累以提高目标检测能力，而通信为了传递通信信息，信号往往会随着通信信息的不同而发生变化。

4) 工作制式。雷达系统为获取目标速度信息需要发射多脉冲的雷达信号，并通过处理回波信号的多普勒频移和时延差来估计目标的速度和距离信息。而通信系统通常采用连续波信号以保证信息传输的稳定性和可靠性。雷达通信系统一般采用方向性较

强的阵列天线以提高探测和测量精度，而通信系统更偏向于使用全向天线以扩大信号覆盖范围。

2.2.2 相似性

随着雷达技术的发展以及数字信号处理技术的不断提高，通信系统和雷达系统在多个方面存在相似性，下面将从工作体制、工作频率、信号处理方式和系统结构等方面介绍。

1) 工作体制。通信系统和雷达系统都需要通过发送电磁波来完成各自的功能。这些电磁波经过在空间中的传播、散射、反射和中继转发等过程，最终到达接收机模块，在接收天线处进行信号处理，完成指定的任务。

2) 工作频率。虽然通信系统和雷达系统的工作频段不尽相同，但是随着通信技术的发展，无线通信的频段也逐步向更高频段比如毫米波段发展。这使得雷达系统和通信系统工作在同一数量级的频段上，可以共享频谱资源。

3) 信号处理方式。无线通信系统中的通信接收机使用先进的数字信号处理技术对信号进行处理，雷达系统的信号处理方式也类似。通过数字信号处理技术的高效性，可以有效地提升信号处理的效率和精度。

4) 系统结构。通信系统和雷达系统有着近似的工作原理和结构。它们通常都包含发射天线、基带数据处理模块、射频发射机、射频接收机、接收天线等装置。随着无线通信在往更高频段方向上发展，雷达与通信系统在天线等硬件设备上的相似度也越来越高。

雷达通信一体化是指在一个平台上，通过一定技术手段，实现目标信息的探测和通信信息的传输，且二者不会相互干扰。雷达和通信一直以来都是不同的系统，因为它们在频段、波形、硬件需求、工作方式等方面存在差异。然而，随着技术的演进，5G 甚至未来 6G 的无线通信系统的载波频段正在逐渐转移到毫米波段，与传统雷达应用的载频具有相同的数量级。同时，雷达的射频前端架构与无线通信技术也越来越相似，很多硬件设备上实现的功能也逐步被数字信号处理所取代。因此，雷达和通信系统的合并成为一个统一平台具有极大的潜力，可以使得雷达和通信中涉及的相同设备共用，不同的部分也可以在同一套设备分别实现，这为雷达通信一体化的实现提供了基础。

2.3 典型雷达信号

目前主要采用两种思路实现雷达通信一体化波形设计，即使用传统雷达波形设计

一体化波形和使用传统通信波形设计一体化波形。这两种方式各有利弊,不同的设计思路都是从不同的应用场景、对象、目的等角度去出发,本小节将先介绍一些典型的雷达信号波形。

2.3.1 线性调频信号

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号常被称为 Chirp 信号,是一种频率随时间增加/减小的雷达信号类型,一个脉宽为 τ' , 带宽为 B_{LFM} 的 LFM 信号表达式为:

$$\omega_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2)} \quad (2.1)$$

式中 f_0 为雷达中心频率,线性调频系数 $\mu = 2\pi B_{\text{LFM}} / \tau$, $\mu > 0$ 时表示上调频 LFM, $\mu < 0$ 表示下调频 LFM, LFM 信号频率-时间图和信号时域波形(实部)可见图 2-1, $\text{rect}(t / \tau')$ 表示脉冲宽度为 τ' 的矩形脉冲,表达式如下:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) = \begin{cases} 1 & -\frac{\tau'}{2} \leq t \leq \frac{\tau'}{2} \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (2.2)$$

式为考虑载频的信号形式,但该信号的频谱是由其复包络所决定的,LFM 信号的复包络表达式为:

$$\omega(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) e^{j\pi\mu t^2} \quad (2.3)$$

LFM 信号的频谱图可见图 2-2,从图中 LFM 信号的频谱呈现方型,这种情况是受到信号带宽和发信号脉宽的乘积的影响,并且该乘积越大图形越趋于矩形。

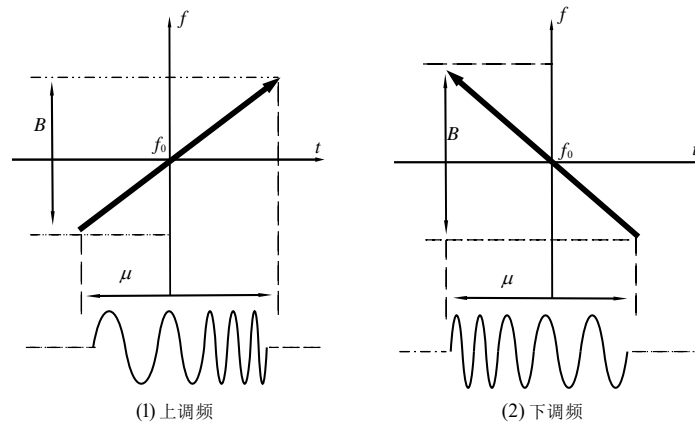


图 2-1 LFM 信号波形

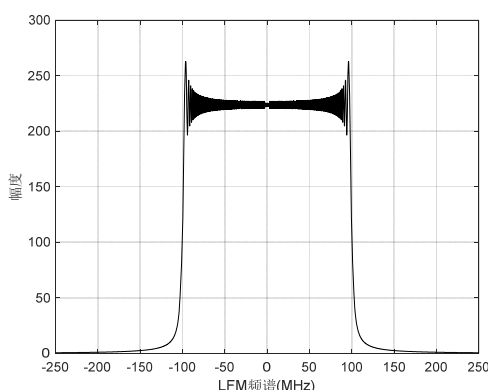


图 2-2 LFM 信号频谱图

带宽与发射脉宽的乘积，在雷达系统中通常用来衡量输出的信噪比相较于输入信噪比增加的大小，可以称为给定波形或者对应匹配滤波器的时宽带宽积。时宽带宽积在雷达中是用来衡量匹配滤波器性能的重要参数，使用频率或者相位调制的雷达系统匹配滤波器的时宽带宽积会远大于 1。

LFM 信号在接收端使用匹配滤波器进行信号处理的方式可称为脉冲压缩，假设发送端发射单个持续时间为 τ_a 的脉冲，脉冲压缩的处理可以理解为将这段长脉冲等效成一系列子脉冲，子脉冲长度为所期望的压缩后脉宽长度，定义为 τ_b 。需要注意的是经过脉冲压缩处理的 LFM 信号的带宽是由压缩后的脉宽 τ_b 倒数确定的，那么定义发射信号脉宽 τ_a 和脉冲压缩之后的脉宽的比值为 ζ ，根据前面对于时宽带宽积的定义有下式：

$$B_{\text{LFM}} \cdot \tau_a \approx \frac{1}{\tau_b} \cdot \tau_a = \zeta \quad (2.4)$$

从式可以看出，经过脉冲压缩处理的 LFM 信号的时宽带宽积可以近似为(通常 B_{LFM} 略大于 $1/\tau_b$ [45])发射脉冲长度和期望压缩子脉冲长度之间的比值，这里的比值 ζ 也可称为 LFM 信号的压缩比。因此，期望压缩后的脉冲长度越小，LFM 信号的时宽带宽积也就越大，LFM 信号的带宽也就越大，LFM 信号的脉冲压缩也就因此能够实现在不改变发射脉冲长度的前提下提升发射带宽的功能，这里的期望压缩脉冲长度对应匹配滤波器最大信噪比时刻的脉冲长度。值得注意的是，带宽越大的系统，噪声功率也就越大，同时又因为脉冲被等效为了窄脉冲，在提升目标距离分辨率的同时使得目标径向速度的探测精度降低。在雷达系统中，一种波形很难同时兼顾高的距离分辨率和高速度分辨率，在实际的雷达波形设计中需折中考虑。

2.3.2 相位调制信号

相位调制信号是另一种脉冲压缩波形，该波形的特征就是在相同的时间间隔内信号的频率不变，相位发生转变。假设这样的时间间隔为 N_{bpc} 个(即子脉冲个数)，时间间隔

(即子脉冲宽度)定义为 τ_{bpe} ，相位调制信号可以理解为 N_{bpe} 个脉宽为 τ_{bpe} 的子脉冲集合，典型的相位调制信号定义为：

$$x_{\text{bpe}}(t) = \sum_{l=0}^{N_{\text{bpe}}-1} x_l(t - l\tau_{\text{bpe}}) \quad (2.5)$$

$$x_l(t) = \begin{cases} e^{j\phi} & 0 \leq t \leq \tau_{\text{bpe}} \\ 0 & \text{others} \end{cases}$$

式中 $x_{\text{bpe}}(t)$ 为多个子脉冲确定的总持续时间为 $\tau'_{\text{bpe}} = N_{\text{bpe}}\tau_{\text{bpe}}$ 的相位调制信号， $x_l(t)$ 为脉宽 τ_{bpe} 的子脉冲， l 为子脉冲索引， $l \in [0, 1, \dots, N_{\text{bpe}}-1]$ ， ϕ 表示每个子脉冲的相位。

本文仅介绍 ϕ 的取值为两种的二相编码信号，在雷达系统中最常用的二相编码形式为巴克(Barker)码，巴克码所产生的脉冲压缩波形具有恒等于单位值的旁瓣电平。表2-1提供了七种巴克码编码元素，则表中旁瓣峰值计算公式为 $20\lg(1/N_{\text{bpe}})$ ，编码元素中的1和-1表示相位的正负，也可用+—来代替。这七种编码元素可以使得匹配滤波器输出峰值与最高旁瓣之比为 $N_{\text{bpe}}:1$ 。

表 2-1 巴克码编码表

编码符号	编码长度	编码元素	旁瓣峰值(dB)
B_2	2	1 -1	-6.0
		1 1	-6.0
B_3	3	1 1 -1	-9.5
B_4	4	1 1 -1 1	-12.0
		1 1 1 -1	-12.0
B_5	5	1 1 1 -1 1	-14.0
B_7	7	1 1 1 -1 -1 1 -1	-16.9
B_{11}	11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	-20.8
B_{13}	13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1	-22.3

巴克码的一大缺陷是编码元素的种类较少，但是这一缺陷可以通过组合不同的编码元素来解决，例如将编码 B_4 应用到编码 B_3 中，组合巴克码 B_{34} 为：

$$B_3 = \{+-\}$$

$$B_4 = \{++-\}$$

$$B_{34} = \{++-+, ++-+, --+-\} \quad (2.6)$$

通过这种组合可以将七种巴克码扩展，遗憾的是基础编码元素的自相关函数旁瓣为单位值，而组合巴克码的旁瓣值不再为单位值。巴克码的另一缺陷为对多普勒频移的容忍度不高，因此通常设计的巴克码要求能将多普勒频移相位旋转控制在四分之一周期之内，要求最大多普勒频移和目标速度满足：

$$f_{d_{\max}}\tau < \frac{1}{4} \Rightarrow v_{\max} < \frac{\lambda}{8\tau'} \quad (2.7)$$

式中 $f_{d_{\max}}$ 为最大多普勒频移, v_{\max} 为目标最大速度, τ' 为信号脉宽, λ 为波长, 满足该式的信号多普勒失配可以限制在 1dB 以下。

2.4 雷达停跳模型原理

前一小节从雷达系统发射端的角度, 介绍了两种典型的雷达波形。本小节将从雷达系统接收端的角度, 基于“停-跳”假设来构建目标反射的回波信号模型。但并没有涉及到雷达波形在探测范围内接触目标反射进行回波处理的内容, 本小节将基于单基地雷达论证雷达波形是如何基于“停-跳”假设来构建雷达回波方程。

2.4.1 多普勒频移

首先考虑存在一个目标以速度 $+v$ 向正在发射电磁波的单基地雷达运动, 根据多普勒效应, 波在移向观察者时接收频率变高, 而在波源远离观察者时接收频率变低(单基地雷达的接收端是观察者, 波源为动目标), 雷达接收端接收的回波频率和发射波的频率是不一样的, 这里定义雷达发射频率为 F_t , 接收频率为 F_r , 根据狭义相对论^[43-44]可以得出:

$$F_r = \left(\frac{1+v/c}{1-v/c} \right) F_t \quad (2.8)$$

式中 c 为光速, 从式中可以看出如果目标朝向雷达运动, 接收频率是会增加的, 而当目标远离雷达时, 即目标速度为 $-v$, 代入式可知, 远离雷达的目标接收频率是下降的。由于实际的场景中光速会远远大于目标的速度, 利用二项式泰勒级数展开可以简化式:

$$F_r = [1 + 2(\frac{v}{c}) + 2(\frac{v}{c})^2 + \dots] F_t \quad (2.9)$$

略去幂次大于等于 2 的项, 可得:

$$F_r = [1 + 2(\frac{v}{c})] F_t \quad (2.10)$$

雷达系统中定义波形发射频率和接收频率之差为多普勒频移 f_d , 针对目标速度为正的情况:

$$f_d = \frac{2v}{c} F_t = \frac{2v}{\lambda_t} \quad (2.11)$$

式中第二个等号的成立运用了公式 $c = \lambda_t F_t$, 其中 λ_t 为发射信号波长。与实际雷达系统中的载波相比, 多普勒频移 f_d 绝对值是很小的, 以 1GHz 载频的 L 波段雷达为例, 以 2 马赫速度飞行的物体其多普勒频移只有 4.4KHz。这样小的多普勒频移如果雷达只发射单脉冲, 那么在短的脉冲持续时间内是观测不到全部周期的。假设雷达发射脉冲宽度为 $20\mu s$, 根据频率分辨率为脉宽倒数则频率分辨率为 50KHz, 那么在 $20\mu s$ 的观测

时间内只能观测到 4.4KHz 频率正弦波的 8.8% 个周期。所以用以观测目标速度的雷达系统都是会发射多个脉冲来观测目标的多普勒频移，从而提取出目标速度信息。

2.4.2 雷达“停-跳”模型

在建立雷达模型的过程中，常常假设雷达静止而目标运动，并且考虑到目标的瞬时速度 v 都远远小于光速，一般采用‘准静止’假设，即在信号从雷达发射机传输到目标的这段时间内，距离的变化可以忽略不计。假设雷达探测范围内存在速度为 v ，距离为 R 的单个目标，式给出一般性的目标回波模型：

$$\bar{y}(t) = \tilde{\sigma} \alpha_v \cdot \bar{x}(\alpha_v(t - \frac{2R}{(1+\beta_v)c})) \quad (2.12)$$

式中 $\tilde{\sigma}$ 为与目标传播过程中与目标散射系数有关的因子，时间膨胀因子 $\beta_v = v/c$ ，其中频率膨胀因子为 $\alpha_v = 1 + \beta_v / (1 - \beta_v)$ 。

考虑一种典型的发射信号模型：

$$\bar{x}(t) = A(t)e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)} \quad (2.13)$$

式中 $A(t)$ 为发射信号随时间变化的幅度信息， φ_0 为初始相位，将式中的 $\bar{x}(t)$ 用式等效代换，可得到目标回波表达式：

$$\begin{aligned} \bar{y}(t) &= \tilde{\sigma} \alpha_v \cdot A(\alpha_v t - \frac{2R}{(1-\beta_v)c}) e^{j(2\pi \alpha_v F_t t - 2\pi \alpha_v F_t \frac{2R}{(1+\beta_v)c} + \varphi_0)} \\ &= \tilde{\sigma} \alpha_v \cdot A(\alpha_v t - \frac{2R}{(1-\beta_v)c}) e^{j(2\pi \alpha_v F_t t - 2\pi F_t \frac{2R}{(1-\beta_v)c} + \varphi_0)} \\ &= \tilde{\sigma} \alpha_v \cdot A(\alpha_v t - \frac{2R}{(1-\beta_v)c}) e^{j(2\pi \alpha_v F_t t - \frac{4\pi R}{(1-\beta_v)\lambda_t} + \varphi_0)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

式中第二个等号成立使用了 $\alpha_v = 1 + \beta_v / (1 - \beta_v)$ ，第三个等号成立使用了 $F_t = c / \lambda_t$ ，其中 \square 内为接收回波信号频率 $\alpha_v F_t$ 。根据多普勒频移为接收回波频率与发射信号频率差，可以得出多普勒频移 f_d ：

$$f_d = \alpha_v F_t - F_t = \frac{1 + \beta_v}{1 - \beta_v} \cdot \frac{c}{\lambda_t} - \frac{c}{\lambda_t} = \frac{2v}{(1 - \beta_v)\lambda_t} \quad (2.15)$$

在实际应用场景中有 $c \gg v$ ， $\beta_v \approx 0$ ，因此 $f_d \approx 2v / \lambda_t$ 。现在再次回到中，回波信号的频率为 $\alpha_v F_t$ ，其中频率膨胀因子 α_v 转换后：

$$\alpha_v = \frac{1 + \beta_v}{1 - \beta_v} = \frac{c + v}{c - v} = 1 + \frac{2v}{c - v} \quad (2.16)$$

从式可以看出, 由于 $c \gg v$, 当目标朝向雷达运动时($v > 0$), $\alpha_v > 1$, 这就导致回波频率 $\alpha_v F_t > F_t$, 这说明目标朝向雷达运动时, 回波频率是增长的, 接收脉冲的时宽则是收缩的; 当目标远离雷达时则相反。

再次考虑式, 值得注意的是, 即使是低轨道卫星的速度 7.8km/s , 其和光速的比值也是很小的, 这说明在建模过程中, β_v 这一项可以适当忽略, 对式涉及的两个有关项进行泰勒级数展开可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 \pm \beta_v} &= 1 \mp \beta_v + \beta_v^2 \mp \beta_v^3 + \dots \approx 1 \mp \beta_v \\ \alpha_v &= \frac{1 + \beta_v}{1 - \beta_v} = (1 + \beta_v) \left(\frac{1}{1 - \beta_v} \right) = (1 + \beta_v)(1 + \beta_v + \beta_v^2 + \dots) \approx 1 + 2\beta_v \end{aligned} \quad (2.17)$$

将式带入式, 目标回波表达式进一步表示为:

$$\bar{y}(t) \approx \tilde{\sigma}(1 + 2\beta_v)A((1 + 2\beta_v)t - (1 + \beta_v)\frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t(1 + 2\beta_v)t - \frac{4\pi R}{\lambda_t}(1 + \beta_v) + \varphi_0)} \quad (2.18)$$

对式做如下近似: β_v 非常小, 即 $\beta_v \approx 0$, 幅度因子 $\alpha_v \approx (1 + 2\beta_v)$ 可视为 1, 回波时延 $2(1 + \beta_v)R/c$ 可视为 $2R/c$ 。需要注意的是指数项中 β_v 不能忽略, 式可进一步简化为:

$$\begin{aligned} \bar{y}(t) &\approx \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t(1 + 2\beta_v)t - \frac{4\pi R}{\lambda_t}(1 + \beta_v) + \varphi_0)} \\ &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)}e^{j2\pi F_t 2\beta_v t}e^{-j\frac{4\pi R}{\lambda_t}(1 + \beta_v)} \\ &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)}e^{j2\pi F_t \frac{2v}{c}t}e^{-j(1 + \beta_v)\frac{4\pi R}{\lambda_t}} \\ &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{-j(1 + \beta_v)\frac{4\pi R}{\lambda_t}}e^{j2\pi(\frac{2v}{\lambda_t})t}e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

式中第三个等号成立利用了公式 $\beta_v = v/c$, 第四个等号成立利用了 $F_t = c/\lambda_t$ 。

停跳假设就是指雷达发射脉冲后, 接收到的回波包络好像是从运动已经停止的目标反射回来的。当 $\beta_v \approx 0$ 时相移 $-(1 + \beta_v)4\pi R/\lambda_t$ 近似替换为 $-4\pi R/\lambda_t$, 可进一步简化式为:

$$\begin{aligned} \bar{y}(t) &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{-j\frac{4\pi R}{\lambda_t}}e^{j2\pi(\frac{2v}{\lambda_t})t}e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)} \\ &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)}e^{-j4\pi\frac{R - vt}{\lambda_t}} \\ &= \tilde{\sigma}A(t - \frac{2R}{c})e^{j(2\pi F_t t + \varphi_0)}e^{-j4\pi\frac{R(t)}{\lambda_t}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

式中第三个等号使用了 $R(t) = R - vt$ 。上述的推导过程具备一般性，后续的 OFDM 信号的回波方程将会以本节内容进行推导。

2.5 雷达模糊函数

根据前文的阐述，已经大致说明了雷达信号产生并感知目标的过程，但前面介绍的两种波形如何衡量其感知目标性能的好坏并没有涉及，本节将介绍雷达模糊函数 (Ambiguity Function, AF) 的概念，作为进行波形设计与分析的重要工具，雷达工程师能通过模糊函数知道波形的速度/距离分辨率、多普勒/距离模糊、抗干扰能力、匹配滤波器性能等多种信息。

2.5.1 模糊函数定义与性质

根据前面的论证可知，目标的距离信息和波形的时延有关，而目标的速度信息和波形的频率偏移有关，模糊函数就是由发射波形在信道中的时延和多普勒频移两个参数所确定的函数，假设雷达的发射波形为 $v(t)$ ，本文采用的模糊函数定义为^[41]：

$$|\chi(\tau; f_d)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} v(t) v^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|^2 \quad (2.21)$$

式中 τ 为信号时延， f_d 为多普勒频移， $v^*(t - \tau)$ 表示包含目标时延信息的信号。可以看出雷达模糊函数是由两个参数共同决定的，时延参数决定了雷达波形的距离分辨率等相关性质，多普勒频移则决定了信号速度分辨率相关的性质。当匹配滤波器输出与目标反射信号完全一致时，模糊函数在 $(\tau; f_d)$ 处的值等于匹配滤波器的输出。

模糊函数作为设计雷达波形的一个评判准则，其具有如下几个性质^[41]：

- 1) 模糊函数的最大值在 (τ, f_d) 点处，其值等于 $4E^2$ ，即：

$$\begin{aligned} \max \{ |\chi(\tau, f_d)|^2 \} &= |\chi(0; 0)|^2 = (2E)^2 \\ |\chi(\tau, f_d)|^2 &\leq |\chi(0, 0)|^2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

其中 E 为信号 $v(t)$ 的能量，定义为：

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |v(t)|^2 dt \quad (2.23)$$

- 2) 模糊函数是对称的，即：

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = |\chi(-\tau; -f_d)|^2 \quad (2.24)$$

- 3) 模糊函数下总体积是一个定值，即：

$$\iint |\chi(\tau; f_d)|^2 d\tau df_d = (2E)^2 \quad (2.25)$$

- 4) 如果函数 $V(f)$ 是信号 $v(t)$ 的傅里叶变换，那么根据帕塞瓦尔定理可以得到：

$$|\chi(\tau; f_d)|^2 = \left| \int V^*(f) V(f - f_d) e^{-j2\pi f \tau} df \right|^2 \quad (2.26)$$

理想情况下的模糊函数在图形的表现上为图钉型, 如图 2-3 所示, 从图中可以看出理想模糊函数在原点处具有单一的中心峰值, 表明波形具有高的距离和速度分辨率; 而在其余位置的值分布均匀且无限接近于零, 表明信号的抗干扰能力强; 没有多余峰值说明波形没有距离和多普勒模糊。

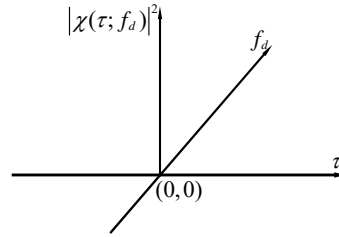


图 2-3 理想模糊函数图像

2.5.2 雷达波形的模糊函数

本节将介绍前文 2.3.1 小节中 LFM 信号的模糊函数, 考虑归一化的 LFM 信号表达式如下:

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) e^{j\pi\mu t^2} \quad (2.27)$$

式中 τ' 为 LFM 发射信号脉冲宽度, 考虑 $-\tau' \leq \tau < 0$ 的情况, τ 为信号时延, 将式带入式可得:

$$\chi(\tau; f_d) = \frac{1}{\tau'} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau'}\right) \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{\tau'}\right) e^{j\pi\mu t^2} e^{-j\pi\mu(t-\tau)^2} e^{j2\pi f_d t} dt \quad (2.28)$$

式中两个矩形窗确定积分的上下限, 根据式可以确定中的积分上下限, 具体见积分限示意图 2-4, 图中实线部分为矩形窗 $\text{rect}(t/\tau')$ 确定的积分限具体为 $[-\tau'/2, \tau'/2]$; 虚线为矩形窗 $\text{rect}(t-\tau/\tau')$ 确定的积分限, 具体的积分限为 $[-\tau'/2-\tau, \tau'/2-\tau]$ 。

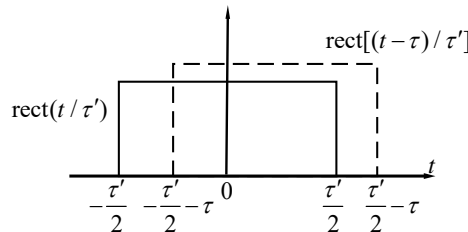


图 2-4 LFM 模糊函数积分限示意图

根据图中两个矩形窗可以确定 $[-\tau'/2, \tau'/2-\tau]$ 为式的积分限, 根据积分限并对式移项可得:

$$\chi(\tau; f_d) = \frac{e^{-j\pi\mu^2}}{\tau'} \int_{-\frac{\tau'}{2}}^{\frac{\tau'}{2}-\tau} e^{j2\pi(\mu\tau+f_d)t} dt \tag{2.29}$$

对式进行积分可得：

$$\chi(\tau; f_d) = e^{j\pi\tau f_d} \left(1 - \frac{\tau}{\tau'}\right) \frac{\sin(\pi\tau'(\mu\tau + f_d)(1 - \frac{\tau}{\tau'}))}{\pi\tau'(\mu\tau + f_d)(1 - \frac{\tau}{\tau'})} \tag{2.30}$$

式为上变频 LFM 信号的不确定函数^[41](模糊函数为其平方)，考虑 $0 \leq \tau \leq \tau'$ 的情况，同理根据式)确定的积分限为 $[-\tau'/2 - \tau, \tau'/2]$ ，根据该积分限可以确定下变频 LFM 模糊函数，综合可得针对任意 τ 的 LFM 模糊函数表达式为：

$$|\chi(\tau; f_d)|^2 = \left| e^{j\pi\tau f_d} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}\right) \frac{\sin(\pi\tau'(\mu\tau + f_d)(1 - \frac{|\tau|}{\tau'}))}{\pi\tau'(\mu\tau + f_d)(1 - \frac{|\tau|}{\tau'})} \right|^2 \tag{2.31}$$

式中 τ 与 f_d 分别取 0 值时，可以获得 LFM 波形的多普勒频移切面及时延切面，图 2-5~2-7 分别为上变频 LFM 模糊函数、时延切面和多普勒频移切面。根据表 2-2 的仿真参数进行仿真：

表 2-2 上变频 LFM 模糊函数仿真参数

波形参数	符号	数值
脉宽	τ'	8 μ s
带宽	B_{LFM}	128MHz
线性调频系数	μ	1.6e13

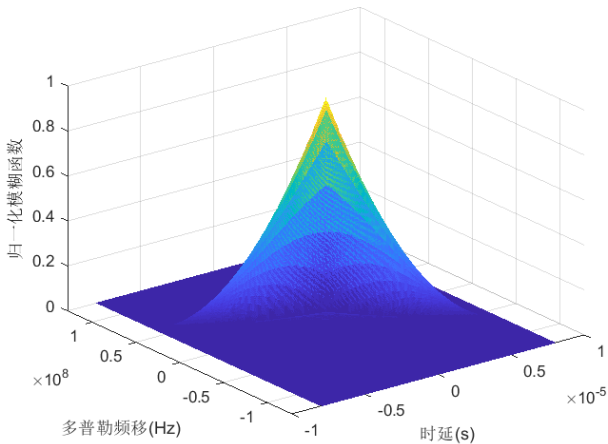


图 2-5 上变频 LFM 模糊函数

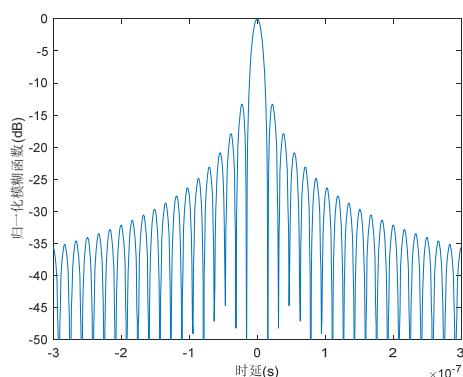


图 2-6 时延切面

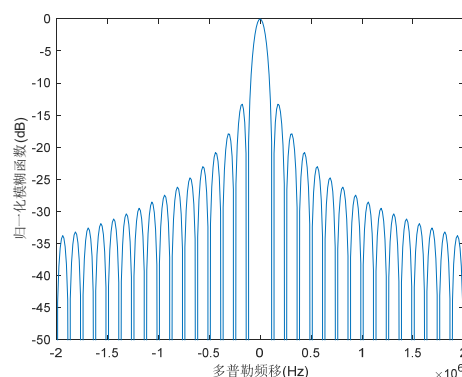


图 2-7 多普勒频移切面

从图 2-5 可以看出, LFM 信号模糊函数体积大部分集中在 $(\tau - f_d)$ 平面原点的主峰内, 主峰呈现斜刀刃状, LFM 模糊函数在时延轴的体积分布宽度为 $2\tau'$, 在多普勒频移方向体积分布为无限, 其实 LFM 的模糊函数除了主峰倾斜了一定的角度, 和单载频矩形脉冲信号模糊图的特点是一致的。

2.6 OFDM 基本原理

正交频分复用传输是多信道传输的一种形式, OFDM 作为 G 和 5G 的基本信号, 其在通信系统中发挥的作用不可忽视。该信号具有传输速率快、频谱效率高、实现复杂度低、抗多径能力强等特点。本小节将介绍正交频分复用信号的基本原理。

2.6.1 OFDM 信号的调制与解调

首先, 从表达式出发来介绍 OFDM 信号, 下式为典型的单符号基带 OFDM 信号的构成:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} a(n)e^{j2\pi f_n t} \text{rect}\left(\frac{t-T}{T}\right) \quad (2.32)$$

式中, $n \in [0, 1, \dots, N_c - 1]$ 分别为子载波索引, N_c 为子载波总数, $a(n)$ 表示第 n 个子载波上由比特流映射成的调制符号, f_n 表示某一子载波频率, $\text{rect}(\cdot)$ 为式确定的时间窗, T 表示单个符号的信号持续时间。

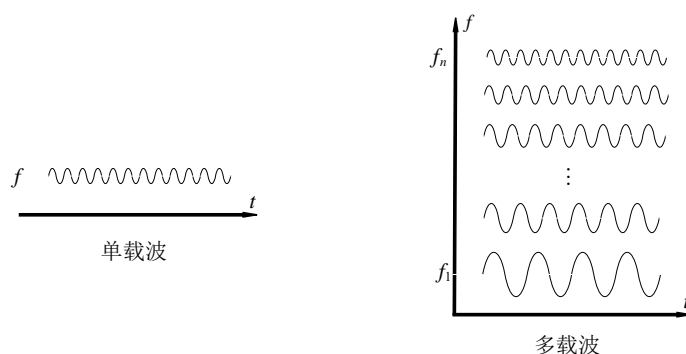


图 2-8 单载波与多载波通信系统

相较于传统的单载波传输系统, OFDM 信号作为一种多载波传输系统可以将串行的数据转换为多通道的并行数据发送出去, 这极大的提高了通信信息传输速率, 一种单载波转换为多载波的示意图 2-8。从图中可以看出, 单载波系统的波形仅仅使用一个载波, 而多载波系统采用多个载波, 通过在每个载波上调制通信信息, 接着再将所有使用到的子载波叠加(时域上)构成 OFDM 波形, 这里将图 2-8 中右边的多载波系统的子载波定义为 $f_n \in [f_1, f_2, \dots, f_{N_c}]$ 。这就是 OFDM 系统多载波的概念, 同时由于子载波间隔可以确定 OFDM 系统的带宽 B 为 $N_c \cdot \Delta f$, 这里的 $\Delta f = f_n - f_{n-1}$ 为子载波频率间隔。

可以确定的是, 不论是单载波传输还是多载波传输, 都各有优缺点。为了处理频率选择性衰落信道中的符号间干扰(Inter-symbol Interference, ISI)问题, 需要通信系统具备复杂度很高的均衡器, 此时单载波系统便不太适合高速无线数据传输。而多载波并不需要很复杂的信道均衡, 这也是 OFDM 系统得以广泛应用的一个原因。为进一步介绍 OFDM 系统, 图 2-9 给出了 OFDM 传输方案的简图, 需要注意的是该图着重介绍的是 OFDM 波形的调制和解调, 考虑的是无时延的信道, 且有关通信信息的交织映射等部分并没有体现。

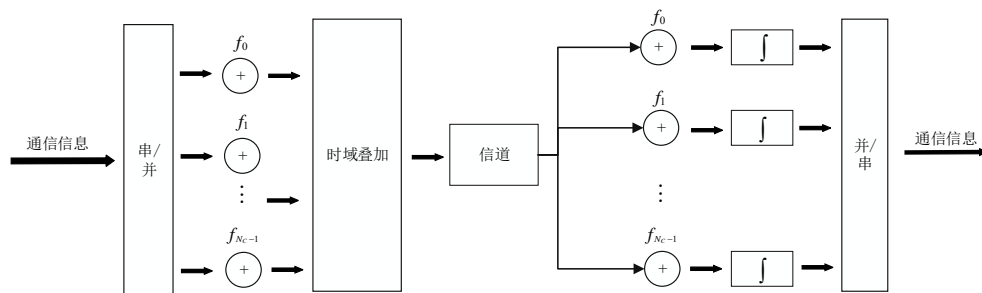


图 2-9 OFDM 调制与解调简图

从图 2-9 可以看出信道编码之后的通信信息。首先, 需要进行串并转换。这里的串并转换有两层意义: 1) 从框图上来理解, 这里的串转并转换是频域, 每一个转换通道都是按照 $\Delta f = f_n - f_{n-1}$ 的规则改变子载波的频率; 2) 针对多个 OFDM 符号, 这里的串并转换应该理解为分组, 在单一的符号持续时间 T 内一组传输 N_c 个采样点; 接着, 信号在时域上叠加后进入信道, 这里的信道为理想无时延信道; 最后在接收端将接收信号进行并串转换, 按照每一个子载波通道解调出通信信息。上述是简单介绍 OFDM 系统的调制和解调, 下面通过简单的公式推导来论证。

现在从采样点的角度去思考 OFDM 系统, 需要将式离散化。首先根据奈奎斯特采样定理确定时间上的采样间隔 $T_s = 1/B$, 接着根据单符号有效时间 T 确定离散的时间序

列为 $iT_s \in [t_0, t_1, \dots, t_{N_c-1}]$, 其中 $t_{N_c-1} = T$, i 为采样点序列的索引, 且有 $i \in [0, 1, \dots, N_c - 1]$ 。结合式(2.23)与式(2.24)转换为离散 OFDM 信号表达式:

$$f_n = n \cdot \Delta f = n \frac{1}{T} \quad (2.23)$$

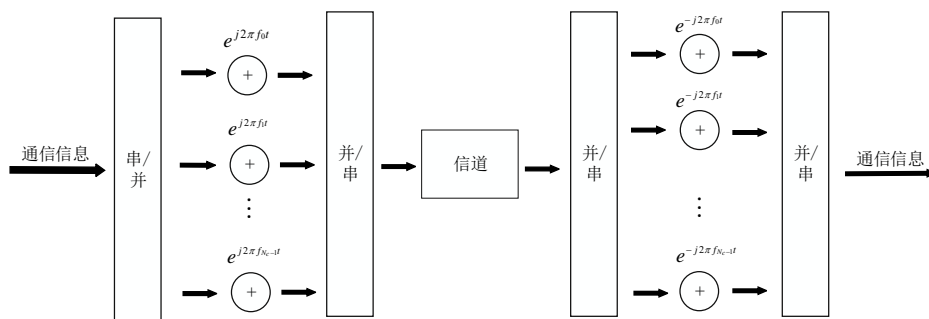
$$t = i \cdot T_s = i \frac{T}{N_c} \quad (2.24)$$

$$s[i] = \sum_{n=0}^{N_c-1} a(n) e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N_c}} \text{rect}\left(i \frac{T_s}{T}\right) \quad (2.25)$$

式(2.25)针对的是采样点序列, 其中 $a(n)$ 表示加载在某一子载波上的通信信息, 考虑离散逆傅里叶变换(Discrete Inverse Fourier Transform, IDFT)的表达式:

$$x[z] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi \frac{z \cdot k}{N}} \quad (2.26)$$

将式(2.26)与式(2.25)进行对比, 不难发现式(2.26)中的 $X[k]$ 就是式(2.25)中的 $a(n)$, OFDM 表达式中的采样点数量 N_c (在不过采样的情况下 OFDM 系统的采样点和子载波的数量是一致的)和式(2.26)中的 N 是一致的。由上可得, OFDM 信号的产生可以由 IDFT 来实现, 更进一步的如果采样点的数量满足 2 的幂次方, 可以使用 DFT 来实现 OFDM 信号的产生。于是图 2-9 中的 OFDM 系统框图可以进一步转化为图 2-10 所示。



通过上述论证, 可以知道 OFDM 系统可以使用 IDFT 来产生波形, 同时在接收端可以使用离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)来解调出通信信息, 为进一步介绍接收端的信号处理过程, 需要介绍 OFDM 波形的一个重要特性, 即不同子载波之间的正交性。

2.6.2 OFDM 信号的正交性

正交性常出现在数学的几何问题里, 一般表述为两条相互垂直的线或者面。在向量中, 一般指一条直线沿着另一条直线移动, 该直线投影到另一条直线上的位置不变。正交这个概念运用于非数学领域时, 一般表示为两个属性之间不存在依赖性, 即一个

变量的变化不影响另一个变量。对于任意两个信号 $\psi_h(t)$ 与 $\psi_g(t)$ ，在积分区间 $[t_1, t_2]$ 内满足如下等式：

$$\int_{t_1}^{t_2} \psi_h(t) \psi_g^*(t) d\tau = \begin{cases} 0 & h \neq g \\ K & h = g \end{cases} \quad (2.37)$$

式中，“*”表示共轭，满足式则称 $\psi_h(t)$ 与 $\psi_g(t)$ 满足正交性，当 $K=1$ 时又称之为归一化正交函数集。根据式考虑两个子载波 f_r 与 f_s ，由式和式确定的两个子载波的积分推导过程为：

$$\begin{aligned} & \int_0^T e^{j2\pi f_r t} e^{-j2\pi f_s t} dt \\ &= \int_0^T e^{j(\Omega_r - \Omega_s)t} dt \\ &= \frac{1}{j(\Omega_r - \Omega_s)} (e^{j(\Omega_r - \Omega_s)T} - 1) \\ &= \frac{1}{j(\Omega_r - \Omega_s)} \{ e^{j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T} [e^{j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T} - e^{-j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T}] \} \\ &= \frac{1}{j(\Omega_r - \Omega_s)} e^{j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T} (2 \sin(j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T)) \\ &= T \sin c(j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T) e^{j\frac{\Omega_r - \Omega_s}{2}T} \\ &= T \sin c(j\frac{2\pi(f_r - f_s)}{2}T) e^{j\frac{2\pi(f_r - f_s)}{2}T} \end{aligned} \quad (2.38)$$

式中 $\sin c(\cdot) = \sin(x)/x$ ，观察上式最后的等号右侧可以得出，当 $f_r = f_s$ 时 $\sin c(\cdot)$ 值和 $e^{(\cdot)}$ 值为 1，而当 $f_r \neq f_s$ 时， f_r 与 f_s 之间只需要满足整数倍的关系，见式，便可使得 $\sin c(j\pi n) = \sin(\pi n)/(\pi n) = 0$ ，从而得出式的结论：

$$f_r - f_s = n \cdot \Delta f = \frac{n}{T} \quad (2.39)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi f_r t} e^{-j2\pi f_s t} dt = \begin{cases} 1 & f_r = f_s \\ 0 & f_r \neq f_s \end{cases} \quad (2.40)$$

上述论证针对 OFDM 发射波形，对于接收端的信号处理同样也是利用了子载波正交性这一条件，但是此时式是作为已知条件来使用。首先考虑离散傅里叶变换 DFT 的表达式：

$$x[k] = \sum_{z=0}^{N-1} x[z] e^{-j2\pi \frac{z \cdot k}{N}} \quad (2.41)$$

式和式是具有一般性的 DFT 和 IDFT 公式，和本文中的 OFDM 信号表达式中的对应关系为： k 对应子载波索引 n ， z 对应采样点索引 i ，后续的论证中会进行这种转换。

将式中的 $x[z]$ 替换为式中的 $s[i]$ ，但是只考虑某个期望的采样点索引(可视为常量)，这里定义为 i' ，考虑这种情况下的 OFDM 接收信号为 $r[n]$ 。需要注意的是式中的变量需要进行上述转换：

$$\begin{aligned} r'[n] &= \sum_{i=0}^{N_c-1} \{a(n)e^{j2\pi\frac{i'n}{N_c}}\}e^{-j2\pi\frac{i'n}{N_c}} \\ &= \sum_{i=0}^{N_c-1} a(n)e^{j2\pi\frac{i'-i}{N_c}n} \end{aligned} \quad (2.42)$$

式针对的是子载波序列，考虑到 $i \in [0, 1, \dots, N_c - 1]$ ，可以用向量来表示式中的结果：

$$\mathbf{r}' = [a(0), a(1)\sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi\frac{i'-i}{N_c}}, \dots, a(N_c-1)\sum_{i=0}^{N_c-1} e^{j2\pi\frac{i'-i}{N_c}(N_c-1)}] \quad (2.43)$$

式中 \mathbf{r}' 表示单个符号由采样点所确定的接收信号向量，此时考虑式中的正交性，不难发现只有当期望采样点 i' 和式(2.43)中的采样点索引 i 一致时式(2.43)中的元素值非零，其余采样点的值都为零。

正是利用了正交性这一特性，OFDM 系统可以提升频谱的利用率，因为子载波频率间隔只需满足式(2.43)的要求即可实现不同子载波之间的正交，这使得不同子载波在频域上可以重叠，不同子载波的频域图可见图 2-11，从图中可以看出不同子载波在频域上是相互重叠的，这使得频谱利用率相较于不具备正交性的多载波系统有显著提升。

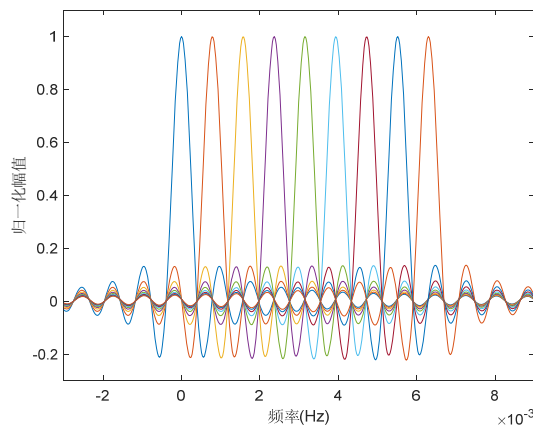


图 2-11 不同子载波的频域图

2.7 OFDM信号的ICI和峰均值比

2.7.1 OFDM 信号中的 ICI

OFDM 信号具有上述频谱利用率高、实现简单等优势，但同样也具有一些不可忽视的缺点，例如 OFDM 系统对于频偏十分敏感，因为要满足子载波之间严格的正交特性，使得单载波系统中可以接收的频偏程度在 OFDM 系统中变得不可忽视。最典型的

频偏影响就是子载波间干扰(Inter Subcarrier Interference, ICI), ICI 就是指由于信道延迟间接导致的子载波之间的频率偏移, 这里定义图 2-10 中信道的最大多径时延为 τ_{\max} 。ICI 会致使 OFDM 信号中的子载波正交性被破坏, 接受端将无法通过 DFT 解调出正确的通信信息。

ICI 一般是由 ISI 直接导致的, ISI 是指 OFDM 信号中相邻符号之间由于信道中的多径时延导致的符号间串扰。描述 ISI 的模型见图 2-12, 图中实线为前一个 OFDM 符号, 虚线为后一个 OFDM 符号, 可以看出由于信道时延的关系, 前一个符号的子载波和后一个符号的子载波之间发生了混叠, 这间接导致了 ICI 的出现, 即子载波之间的正交性被破坏。

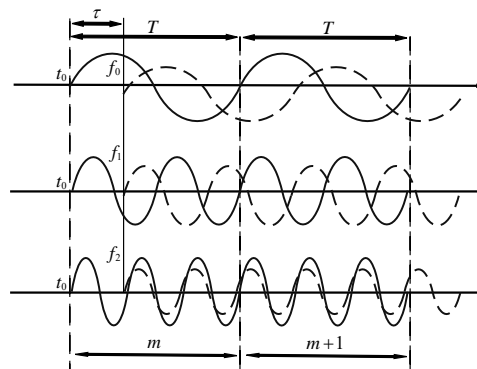


图 2-12 信道时延导致的 ISI

针对这一问题, 目前采用的方式一般是采用保护间隔(Guard Interval, GI), 即在符号与符号之间插入一段序列, 这段序列由超出最大信道时延的若干采样点组成。保护间隔主流方式有三种种, 即循环前缀(Cyclic Prefix, CP)、循环后缀(Cyclic Suffix, CS)缀和补零(Zero Padding, ZP)。CP 指将当前符号的后一部分采样点复制到符号的前面进行拼接, CS 和 CP 相反, 是将当前符号的前一部分采样点复制到符号最后进行拼接; ZP 指不复制已有采样点数值而是直接补零。这里定义保护间隔的长度为 T_g , 通常保护间隔长度和 T 之间存在比例关系, 定义保护间隔系数为 ζ , 有 $T_g = \zeta T$ 。三种保护间隔的构造示意图可见图 2-13。从示意图就可以看出, 其实 GI 本质上就是给每一个符号一段用来缓冲时延的若干保护带, 这是十分有效的对抗多径的方式。

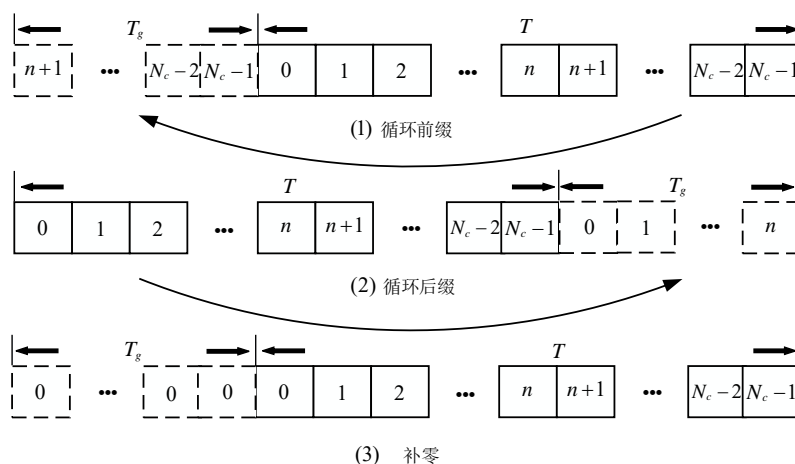


图 2-13 几种常见 GI 构造示意图

采用保护间隔后由于增加了采样点，实际的单符号持续时间会增加，这里定义加入 GI 的单符号持续时间为 $T_{\text{sym}} = T + T_g$ ，需要注意的是即使加入了 GI，子载波间隔 Δf 依然为单符号有效持续时间 T 的倒数。加入 GI 后的 OFDM 信号在信道中的时延状况如图 2-15，可以看出只要 CP 的长度大于信道最大时延 τ_{max} ，前一个符号的延迟并不会对后一个符号产生影响。

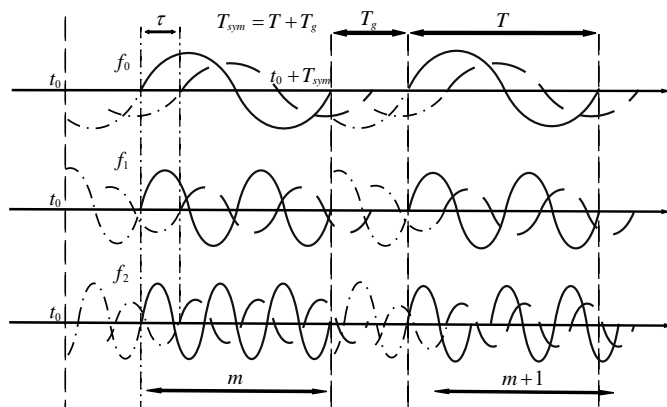


图 2-15 加入 CP 后的 OFDM 多径信道延迟示意图

2.7.2 OFDM 信号的峰均值比

OFDM 信号另一个不可忽视的缺点就是信号成形后的峰值平均功率比(Peak to Average Power, PAPR)非常高，这是因为 OFDM 信号是由多个不同频率的正弦波叠加造成的。峰均值比通常用来衡量信号的包络恒定程度，定义为信号的最大功率与平均功率之比：

$$\text{PAPR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\max \{|s[n]|^2\}}{E\{|s[n]|^2\}} \right) \quad (2.44)$$

式中 $E\{\cdot\}$ 表示求平均值, PAPR 的值越小表示信号的包络越稳定, 而 OFDM 信号的 PAPR 比较高, 图 2-16 为单符号 OFDM 信号的时域图, 从图中可以看出 OFDM 信号包络变化起伏很大。

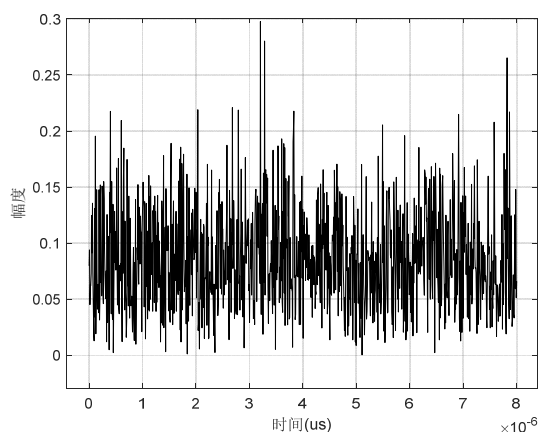


图 2-16 单符号 OFDM 信号时域图

信号在发射时需要经过功放设备, 过高的信号功率会导致功率放大器工作在非线性区域, 此时输出的信号会产生畸变, 导致 OFDM 信号失真。目前对于降低 OFDM 信号的 PAPR 可以使用的方式有限幅技术、编码技术、加扰技术、自适应预失真技术等, 以及恒定包络 OFDM 技术等。

2.8 本章小结

本章主要介绍了一些雷达和通信方面的基础知识, 首先介绍了两种基本的雷达波形 Chirp 雷达波形和相位调制信号; 接着从一般性出发推导了“停-跳”模型, 结果表明目标的距离和速度信息包含在回波方程中, 因此只需要使用合适的算法处理回波方程即可提取目标距离和速度信息; 紧接着介绍了雷达波形的模糊函数并仿真了 Chirp 信号的模糊函数, 结果表明 Chirp 信号模糊函数呈现“斜刀刃”状, 这说明 Chirp 信号存在多普勒-距离耦合; 然后从 OFDM 信号的调制与解调的角度介绍 OFDM 原理, 结果表明子载波之间的正交性是 OFDM 信号能够使用 DFT/IDFT 实现调制解调的关键。

3 基于 OFDM 的雷达通信一体化

3.1 引言

根据前一章的分析, 典型雷达波形 LFM 存在距离-多普勒耦合, 这使得 LFM 波形无法同时获得高距离分辨率和高速度分辨率, 相较于 LFM 波形, OFDM 的波形由于其子载波之间正交性的原因, 不存在多普勒和距离之间的耦合, 同时又因为其自身存在的诸多优势, 使得 OFDM 波形为主体雷达通信一体化波形设计成为的热门研究方向。本章将从 OFDM 信号出发, 构建雷达通信一体化系统模型, 并接着讨论基于 OFDM 的雷达通信一体化(后文将“OFDM 雷达通信一体化”简称为一体化)通信与感知能力。

3.2 基于 OFDM 的雷达通信一体化模型

本文从单基地雷达出发, 通信部分涉及一体化模型的发射和接收, 而雷达部分的波形设计主要考虑回波的处理。以 2.6 节定义的单符号基带 OFDM 波形表达式为基础, 给出多符号的基带 OFDM 波形表达式:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m,n) e^{j2\pi f_n t} \text{rect}\left(\frac{t-mT}{T}\right) \quad (3.1)$$

式中 $m \in [0, 1, \dots, N_s - 1]$ 为符号索引, N_s 为 OFDM 信号符号总数, $a(m,n)$ 表示第 m 个符号中调制在第 n 个子载波上的通信信息。观察式和式不难看出, 式是由多个符号在不同的时间段叠加组成的, 并且不同的分组是没有发射间隔的, 多符号的 OFDM 信号构成示意图可见图 3-1。

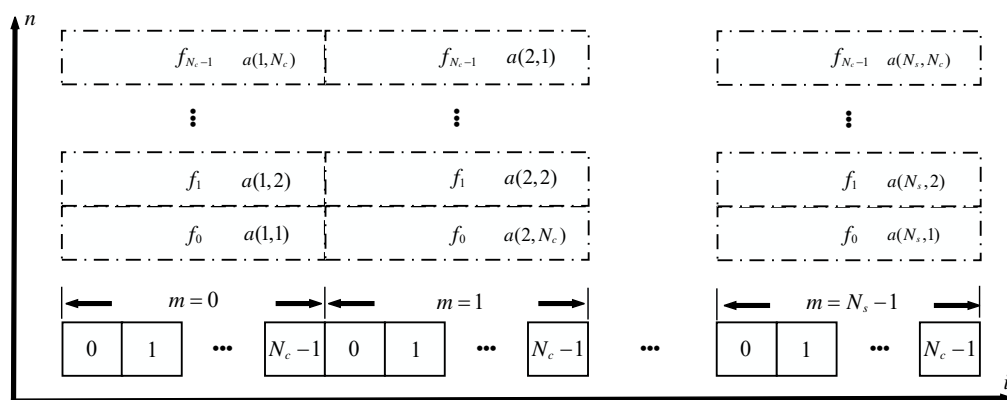


图 3-1 多符号 OFDM 信号结构图

图 3-1 中实线表示每个符号的采样点构造, 虚线部分表示每个子载波频率间隔的分组, 从图中可以直接看出, OFDM 信号将信息调制在子载波上而不是采样点上。定义

过采样系数为 L ，在不过采样的情况下($L=1$)，OFDM 信号的采样点个数和子载波个数是一致的，实际上采样点个数为 LN_c ，但后文中除非特别说明考虑过采样，否则采样点的数量默认为 N_c 即 $L=1$ 的情况。需要注意的是，相较于单载波信号 OFDM 信号将每个通信信息的持续时间都被扩展为 $N_c T_s$ ，其中 T_s 为采样时间间隔，并有：

$$T_s = \frac{T}{LN_c} \quad (3.2)$$

之前的 OFDM 信号都是从基带的角度出发，但雷达通信一体化的波形由于需要进行测速且抗干扰的需求，实际的发射信号是需要加入载频的。这里定义载频为 f_c ，此时发射的上变频信号定义为：

$$s_{rf}(t) = e^{j2\pi f_c t} s(t) \quad (3.3)$$

这里做和 2.4 小节相同的假设(即单个目标的速度和距离为 (v, R))，将式作为 $\bar{x}(t)$ 代入式并进行简单推导可得：

$$r_{rf}(t) = \tilde{\sigma} \alpha_v \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n \alpha_v (t - \frac{2R}{(1+\beta_v)c})} \quad (3.4)$$

式中定义雷达射频回波方程为 $r_{rf}(t)$ ，其中 $\bar{f}_n = f_c + n\Delta f$ ，这里暂时忽略窗函数 $rect$ (后续会做推导)。将式进一步展开并代入式可得：

$$\begin{aligned} r_{rf}(t) &= \tilde{\sigma} \alpha_v \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n \alpha_v t} e^{-j2\pi \bar{f}_n \frac{2R}{(1+\beta_v)c}} \\ &= \tilde{\sigma} (1+2\beta_v) \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n (1+2\beta_v)t} e^{-j2\pi \bar{f}_n \frac{(1+\beta_v)2R}{c}} \\ &\approx \tilde{\sigma} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n (1+2\beta_v)t} e^{-j2\pi \bar{f}_n \frac{(1+\beta_v)2R}{c}} \\ &= \tilde{\sigma} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n t} e^{j2\pi \bar{f}_n (\frac{2v}{c})t} e^{-j2\pi \bar{f}_n \frac{(1+\beta_v)2R}{c}} \end{aligned} \quad (3.5)$$

式第三个等式用到了 2.4.2 中式使用的近似，即 $\beta_v \approx 0$ ， $\alpha_v \approx (1+2\beta_v)$ 可视为 1。考虑到实际的射频系统，载波远远大于发射信号的带宽($f_c \gg N_c \Delta f = B$)，因此可将波长做近似 $\lambda = c/f_c \approx c/\bar{f}_n$ ，代入式可得：

$$\begin{aligned} r_{rf}(t) &\approx \tilde{\sigma} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n t} e^{j2\pi \frac{2v}{\lambda} t} e^{-j2\pi \bar{f}_n (1+\beta_v) \frac{2R}{c}} \\ &= \tilde{\sigma} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi \bar{f}_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi \bar{f}_n (1+\beta_v) \frac{2R}{c}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

式中第二个等式代入了式，即 $f_d = 2v/\lambda$ ， $-(1+\beta_v)2R/c \approx -2R/c$ 这个近似被再次使用，同时展开 \bar{f}_n ，可得到未下变频的 OFDM 回波信号表达式：

$$\begin{aligned}
r_{rf}(t) &= \tilde{\sigma} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m,n) e^{j2\pi \bar{f}_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi \bar{f}_n \frac{2R}{c}} \\
&= \tilde{\sigma} e^{j2\pi f_c t} e^{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m,n) e^{j2\pi f_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi f_n \frac{2R}{c}}
\end{aligned} \quad (3.7)$$

在实际的雷达接收端处理中首先需要将回波信号下变频，下变频的 OFDM 信号回波信号表达式为：

$$\begin{aligned}
r(t) &= e^{-j2\pi f_c t} r_{rf}(t) \\
&= \tilde{\sigma} e^{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m,n) e^{j2\pi f_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi f_n \frac{2R}{c}}
\end{aligned} \quad (3.8)$$

下面根据式到式的推导过程对式中的矩形窗进行推导，这里直接给出全过程的推导：

$$\begin{aligned}
\text{rect}\left(\frac{t-mT}{T}\right) &\rightarrow \text{rect}\left(\frac{\alpha_v(t - \frac{2R}{(1+\beta_v)c}) - mT}{T}\right) \\
&\rightarrow \text{rect}\left(\frac{(1+2\beta_v)t - (1+\beta_v)\frac{2R}{c} - mT}{T}\right) \rightarrow \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c} - mT}{T}\right)
\end{aligned} \quad (3.9)$$

式可以看出，多普勒频移不会影响到时域上的采样点，仅有目标的时延信息会和时延窗相关。将式的结果和式的结果结合，得出最终的下变频后回波方程：

$$r(t) = \tilde{\sigma} e^{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m,n) e^{j2\pi f_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi f_n \frac{2R}{c}} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c} - mT}{T}\right) \quad (3.10)$$

式就是基带形式的 OFDM 波形回波方程，该回波方程中 $a(m,n)$ 确定了一体化波形传输的通信信息； $e^{j2\pi f_n t}$ 确定表示第 n 个子载波叠加而确定的一体化波形主体； $e^{j2\pi f_d t}$ 确定目标的速度信息； $e^{-j4\pi f_n R/c}$ 确定目标的距离信息。通过对式的信号处理可以实现提取传输信息，获取目标速度/距离信息的功能。

3.3 OFDM 一体化波形参数分析

本小节将从参数选择角度出发来介绍 OFDM 雷达通信一体化波形的设计思路。首先需要明确一点，对于波形的设计，参数与参数之间存在很大的关联性，此时对于设计者最重要的是要知道关键的参数并且要在设计之初就能明确，这种设计思路类似于自顶向下的设计思路。例如，如果确定了 OFDM 一体化波形的子载波数量 N_c 与子载波频率间隔 Δf ，就能够知道所设计的一体化波形带宽 B ，即 $B = N_c \Delta f$ 。本小节正是基于

这个思路，首先给出几个关键的参数分析，作为最上层的设计标准来展开一体化波形设计。

1) 多径时延

时延作为衡量信道的重要标准，在本文中同样是一项不可忽视的参数。首先，多径时延的概念可以延伸出最大多径时延的概念，这里定义为 τ_{\max} ，根据 2.7.1 小节的描述，信道的 τ_{\max} 确定了 OFDM 信号的保护间隔长度 T_g 。理论上来说保护间隔的长度需要大于 τ_{\max} 就能保证不会产生 ISI，但实际上 T_g 一般取 τ_{\max} 的 2~5 倍，针对一些特殊的应用场景， T_g 的取值会更大；再者，时延可以延生出雷达信号时延和通信信号时延，需要注意的是雷达信号由于需要经过反射再接收一般为通信信号时延的两倍(两倍仅在目标和用户重合时成立)，定义雷达信号时延和通信信号时延分别为 τ_r 和 τ_c 可得：

$$\tau_r = 2\tau_c = \frac{2R'}{c} \quad (3.11)$$

式中 R' 为雷达探测范围内的某一目标与雷达的发射天线的距离，不做具体考虑仅抽象理解，与前文的 R_0 做区分。

2) 距离分辨率

距离分辨率作为衡量一体化波形目标距离探测的重要参数，该值能够表明波形分辨相邻目标的能力。该参数越小表明分辨距离相近目标的能力越强，该值的定义与波形的发射带宽有直接关系，距离分辨率表示为 ΔR ：

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3.12)$$

式中 B 为前文已经确定过的一体化波形发射带宽，更进一步根据 2.6.1 小节的定义式可以将 ΔR 转换为与子载波数量、子载波频率间隔和单符号持续时间都有关联的参数：

$$\Delta R = \frac{c}{2N_c \Delta f} = \frac{cT}{2N_c} \quad (3.13)$$

3) 速度分辨率

与距离分辨率的衡量波形分辨距离相近目标的能力相似，速度分辨率是用来分辨目标相似速度的数值，该值体现了波形对具有相似速度的不同目标的分辨能力，速度分辨率表示为 ΔV ：

$$\Delta V = \frac{c}{2f_c N_s T} \quad (3.14)$$

观察式可以得出一体化波形单符号持续时间 T 与符号数量 N_s 的乘积越大, 波形的速度分辨率越小, 波形针对目标速度的探测精度也就越大。此外从速度分辨率的定义可以再次看出雷达系统中和速度有关的参数和载频 f_c 之间存在不可分割的关系。

4) 最大无模糊速度与最大无模糊距离

最大无模糊速度与最大无模糊距离都是衡量一体化波形探测极限的参数, 不同的是最大无模糊距离不需要考虑目标远离与靠近是标量, 而最大无模糊速度需要考虑目标远离还是靠近雷达, 将最大无模糊速度和最大无模糊距离分别表示为 V_{\max} 与 R_{\max} :

$$\begin{aligned} V_{\max} &= \pm \frac{c}{4f_c T} \\ R_{\max} &= \frac{cT}{2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

根据 2.4.1 小节的定义, 当目标远离雷达时一体化波形的最大无模糊速度对应式中 V_{\max} 的小于零的部分, 当目标靠近雷达时则对应大于等于零的部分。

5) 通常使用峰值旁瓣比(Peak Sidelobes Ratio, PS LR)和积分旁瓣比(Integrated Sidelobes Ratio, IS LR)来衡量雷达图像探测性能, 分别定义为:

$$\text{PSLR} = 10 \log_{10}(P_s / P_m) \quad (3.16)$$

$$\text{ISLR} = 10 \log_{10}(E_s / E_m) \quad (3.17)$$

式中 P_s 和 P_m 分别为最大旁瓣峰值和最大主瓣峰值, 式中 E_s 和 E_m 分别为旁瓣能量和主瓣能量。PSLR 的绝对值越大说明主瓣峰值和旁瓣峰值差别越大, 旁瓣抑制性能越好, 需要注意的是是一般 PSLR 情况下值小于零。ISLR 值大于零时, 值越小说明主瓣占用的能量越多, 波形的能量分布越集中, 探测精度越高; 相反当 ISLR 值小于零时, 绝对值越小, 说明主瓣占用能量更多, 探测精度。

3.4 一体化波形通信传输误比特率

一体化波形通信传输的误比特率本质上是指通信接收端解码信息的比特差错概率, 即误比特率。本小节介绍两种通信信息映射方式的理论误码率, 即 M -PSK 和 M -QAM, 其中 M 为调制阶数, 并给出两种映射方式的理论误比特率曲线(AWGN 信道)。BPSK 的理论误比特率表达式如下:

$$P_B = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_b}{N_0}}\right) \quad (3.18)$$

式中 ε_b / N_0 为比特信噪比, $Q(\cdot)$ 为标准误差函数, 表达式为:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (3.19)$$

QPSK 和 BPSK 本质上是相同的通信信息映射方式，只是用到了更多的相位，QPSK 理论误比特率表达式为：

$$P_Q = 0.5Q\left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}}\right) \quad (3.20)$$

针对 M 较大的 PSK 调制，其表达式需要表示为：

$$P_{M\text{-PSK}} = \frac{1}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\log_2 M \cdot \frac{\log_2 M \mathcal{E}_b}{N_0} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right) \quad (3.21)$$

M -QAM 映射方式和 M -PSK 映射方式不同， M -PSK 是将通信映射在圆上，而 M -QAM 映射方式是将通信信息均匀的映射在圆内， M -QAM 理论误比特率表达式为：

$$P_{M\text{-QAM}} = \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\mathcal{E}_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{2(M-1)}}\right) \quad (3.22)$$

根据式和给出 QPSK、8-PSK、16-PSK、4-QAM、8-QAM 和 16-QAM 的理论误比特率仿真曲线图 3-2。

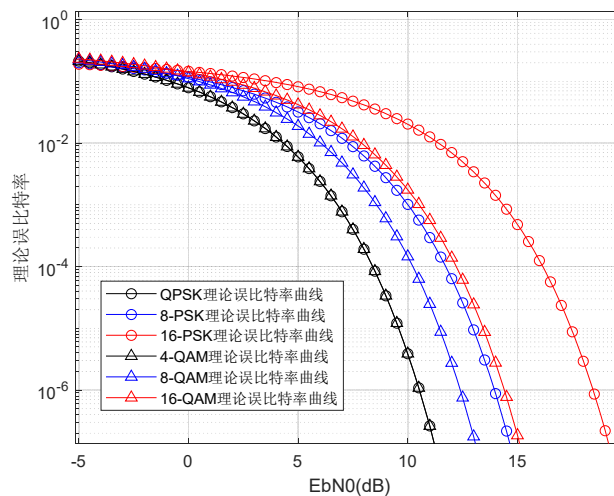


图 3-2 M -PSK 与 M -QAM 的理论误比特率曲线

从图 3-2 中可以看出，不论是 M -PSK 还是 M -QAM 映射方式，其误比特率都会随着比特信噪比的增加而不断降低，但随着 M 调制阶数的不断提升 M -PSK 映射误比特率曲线下下降速度明显慢于 M -QAM，这表明随着 M 的增加 M -QAM 相较于 M -PSK 在相同信噪比的条件下具有更优异的通信质量。实际上， M -PSK 映射方式虽然具有恒包络的特性，但其增加速率的代价为 6dB/bit，而 M -QAM 仅为该值的一半，这说明 M -QAM 的功率效率更高，因此本文后续主要采用 M -QAM 的映射方式。

3.5 一体化波形雷达模糊函数

3.5.1 单符号一体化波形模糊函数

从 2.5 节的介绍可以知道模糊函数作为衡量雷达发射波形好坏的重要工具，一体化波形的设计的优劣同样可以通过模糊函数来分析。下面先从一体化波形的模糊函数推导开始进行介绍，根据 2.5.1 小节对于模糊函数的定义，将式代入式可得：

式中将 $s^*(t-\tau)$ 中的子载波索引替换为了 p ，符号索引替换为了 q ，且 $p \in [0, 1, \dots, N_c - 1]$ ， $q \in [0, 1, \dots, N_s - 1]$ 。

由于式模糊函数的计算较为复杂，本小节先考虑单个 OFDM 符号的模糊函数计算，即 $N_s=1$ 。分析式可以得出，求解该积分的第一步就是确

$$\begin{aligned}
 \chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) e^{j2\pi f_d t} dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi n \Delta f (t-mT)} \text{rect}\left(\frac{t-mT}{T}\right) \\
 &\quad \cdot \left\{ \sum_{q=0}^{N_s-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a^*(q, p) e^{-j2\pi p \Delta f (t-qT-\tau)} \text{rect}\left(\frac{t-qT-\tau}{T}\right) \right\} \\
 &\quad \cdot e^{j2\pi f_d t} dt
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

定积分项，图 3-3 给出了单符号的 $s(t)$ 与 $s^*(t-\tau)$ 之间的积分示意图，需要注意的是包含多普勒频移的 e 指数项由于和时延没有相关性，而积分限的确定仅与时延变量有关，因此图 3-3 中不需要体现该指数项。

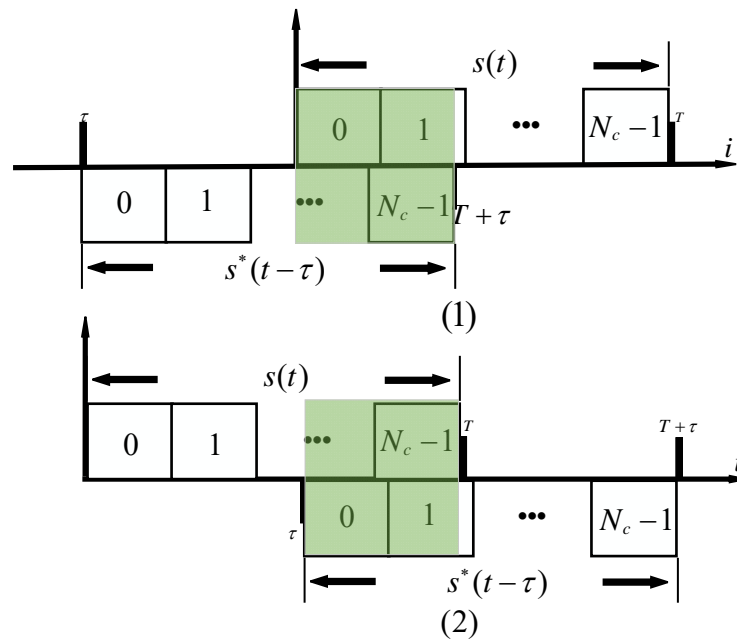


图 3-3 单符号模糊函数积分示意图

图 3-3 中绿色部分分别表示 $-T \leq \tau \leq 0$ 和 $0 < \tau \leq T$ 时的积分区域，横轴中每一个矩形块表示每一个采样点。

1) $-T \leq \tau \leq 0$

图 3-3 将式中的积分分为两种情况来讨论，即时延 $-T \leq \tau \leq 0$ 和 $0 < \tau \leq T$ ，当 $-T \leq \tau \leq 0$ 时积分限由图 3-3(1) 中绿色部分所确定，具体为 $[0, T + \tau]$ ，将 $m=0$ 、 $q=0$ 以及积分限代入式可得：

$$\chi(\tau, f_d) \Big|_0^{T+\tau} = \int_0^{T+\tau} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(n) e^{j2\pi n \Delta f t} \sum_{p=0}^{N_c-1} a^*(p) e^{-j2\pi p \Delta f (t-\tau)} e^{j2\pi f_d t} dt \quad (3.24)$$

2) $0 < \tau \leq T$

当 $0 < \tau \leq T$ 时积分限由图 3-3(2) 中绿色部分所确定，具体为 $[\tau, T]$ ，将 $m=0$ 和积分限代入式()可得：

$$\chi(\tau, f_d) \Big|_\tau^T = \int_\tau^T \sum_{n=0}^{N_c-1} a(n) e^{j2\pi n \Delta f t} \sum_{p=0}^{N_c-1} a^*(p) e^{-j2\pi p \Delta f (t-\tau)} e^{j2\pi f_d t} dt \quad (3.25)$$

在积分限确定之后，求解式需要用到求解积分的一般公式：

$$\begin{aligned} \int_{T_{\min}}^{T_{\max}} e^{-j2\pi f t} dt &= T_{\text{diff}} \sin c(\pi f T_{\text{diff}}) e^{-j2\pi f T_{\text{arg}}} \\ T_{\text{diff}} &= T_{\max} - T_{\min} \\ T_{\text{arg}} &= \frac{T_{\max} + T_{\min}}{2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

根据式对式和式进行积分并合并可得到单符号 OFDM 模糊函数表达式：

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, f_d)|^2 &= \left| (T - |\tau|) \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(n) a^*(p) e^{j2\pi \Delta f \frac{n-p}{2} T} e^{j2\pi (n+p) \Delta f \frac{\tau}{2}} e^{j2\pi f_d \frac{T+\tau}{2}} \right. \\ &\quad \left. \cdot \sin c\{2\pi[(n-p)\Delta f + f_d] \frac{T-|\tau|}{2}\} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.5.2 多符号一体化波形模糊函数

针对多符号的 OFDM 模糊函数推导，本质上单符号的推导过程类似，此时将图 3-3 中每个子载波都抽象为符号，将时延 τ 的分类转换为 $-N_s T \leq \tau \leq 0$ 和 $0 < \tau \leq N_s T$ ，此时积分示意图为图 3-4 所确定。

图 3-4 中绿色部分可以分别确定两种分类的积分限分别为 $[0, N_s T + \tau]$ 和 $[\tau, N_s T]$ ，根据前面单符号 OFDM 模糊函数的推导过程，可以以下两种情况推导多符号 OFDM 模糊函数的表达式，由于篇幅原因这里不详细写出推导过程，只写出推导结果。

1) $-N_s T \leq \tau \leq 0$

观察图 3-4(1)可以发现(这里以 $s(t)$ 的第一个符号和 $s^*(t-\tau)$ 的最后两个符号作为例子进行解释), $s(t)$ 单个符号会出现与 $s^*(t-\tau)$ 的两个符号进行积分的情况, 和单符号积分限确定有所不同, 这里的 $-N_s T \leq \tau \leq 0$ 会对应两种积分限。引入 u 来表示 $|\tau|$ 当前位于 $s(t)$ 的哪一个符号上, 且 $u = \lfloor \tau / T \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。这里用 m 来表示 $s(t)$ 当前实际的 $|\tau|$ 的符号位置, 可以得出 OFDM 信号 $s(t)$

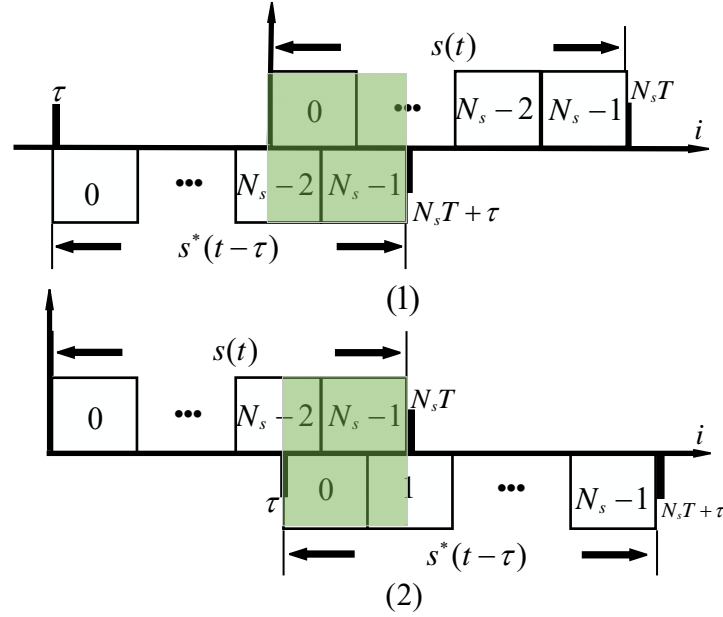


图 3-4 多符号 OFDM 模糊函数积分示意图

第 m 个符号上的两段积分项为 $[mT, (m+|u|+1)T + \tau]$ 和 $[(m+|u|)T + \tau, mT]$ 。

根据积分限按照 3.5.1 小节单符号的积分推导过程可得出 $-N_s T \leq \tau \leq 0$ 情况下的模糊函数表达式为:

$$\begin{aligned}
 \chi(\tau, f_d) \Big|_0^{N_s T + \tau} &= (-|u|T - \tau) \sum_{m=1}^{N_s-1-|u|} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n-1) a^*(p, m+|u|) e^{j2\pi(n+p)\Delta f \frac{\tau}{2}} \\
 &\cdot e^{j2\pi\Delta f \frac{[(n+p)|u|+2n]T}{2}} e^{j2\pi f_d \frac{(|u|+2m)T + \tau}{2}} \sin c\{2\pi[(n-p)\Delta f + f_d] \frac{-|u|T - \tau}{2}\} + \\
 &[(|u|+1)T + \tau] \sum_{m=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) a^*(p, m+|u|) e^{j2\pi(n+p)\Delta f \frac{\tau}{2}} e^{j2\pi\Delta f \frac{[(n+p)|u|+(n-p)]T}{2}} \\
 &\cdot e^{j2\pi f_d \frac{(|u|+2m+1)T + \tau}{2}} \sin c\{2\pi[(n-p)\Delta f + f_d] \frac{(|u|+1)T + \tau}{2}\}
 \end{aligned} \quad (3.28)$$

2) $0 < \tau \leq N_s T$

同理可得图 3-4(2)中 $0 < \tau \leq N_s T$ 情况下的两段积分限, 需要注意这里的积分限是从 $s^*(t-\tau)$ 的角度考虑, 积分限为 $[qT + \tau, (q+|u|+1)T]$ 与 $[(q+|u|)T, qT + \tau]$, 根据这两段积分限可得到第二种时延情况下 ($0 < \tau \leq N_s T$) 的多符号 OFDM 模糊函数表达式为:

$$\begin{aligned}
\chi(\tau, f_d) \Big|_{\tau}^{N_s T} &= (-|u|T + \tau) \sum_{q=1}^{N_s-1-|u|} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(n, q+|k|) a^*(p, q-1) e^{j2\pi(n+p)\Delta f \frac{\tau}{2}} \\
&\cdot e^{-j2\pi\Delta f \frac{[(n+p)|u|+2p]T}{2}} e^{j2\pi f_d \frac{(|u|+2q)T+\tau}{2}} \sin c\{2\pi[(n-p)\Delta f + f_d] \frac{-|u|T + \tau}{2}\} + \\
&[(|u|+1)T - \tau] \sum_{q=0}^{N_s-1-|u|} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(n, q+|u|) a^*(p, q) e^{j2\pi(n+p)\Delta f \frac{\tau}{2}} e^{j2\pi\Delta f \frac{[(n-p)-(n+p)|u|]T}{2}} \\
&\cdot e^{j2\pi f_d \frac{(|u|+2q+1)T+\tau}{2}} \sin c\{2\pi[(n-p)\Delta f + f_d] \frac{(|u|+1)T - \tau}{2}\}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

综合上述两种情况的分析, 可以得到 OFDM 一体化波形的模糊函数表达式为:

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \left| \chi(\tau, f_d) \Big|_{\tau}^{N_s T} \right|^2 + \left| \chi(\tau, f_d) \Big|_0^{N_s T + \tau} \right|^2 \tag{3.30}$$

图 3-5 给出了一体化波形模糊函数的三维图像, 图 3-6 和图 3-7 给出了一体化波形模糊函数的距离和速度切面图。根据表 3-1 的仿真参数仿真式(3.30):

表 3-1 OFDM 一体化波形模糊函数仿真参数

波形参数	符号	数值
总子载波数	N_c	32
总符号数	N_s	32
保护间隔系数	ζ	0.125
子载波频率间隔	Δf	125kHz
单符号有效持续时间	T	$8 \mu s$
循环前缀持续时间	T_g	$1 \mu s$
带宽	B	128MHz
调制阶数	M	16

分析图 3-5~图 3-7, OFDM 波形的模糊函数呈现图钉状且能量在时延与多普勒频域维度分布均匀, 主瓣突出且旁瓣相对较低, 各瓣分布均匀, 这说明基于 OFDM 信号的雷达通信一体化波形具有良好的多普勒和时延分辨能力。

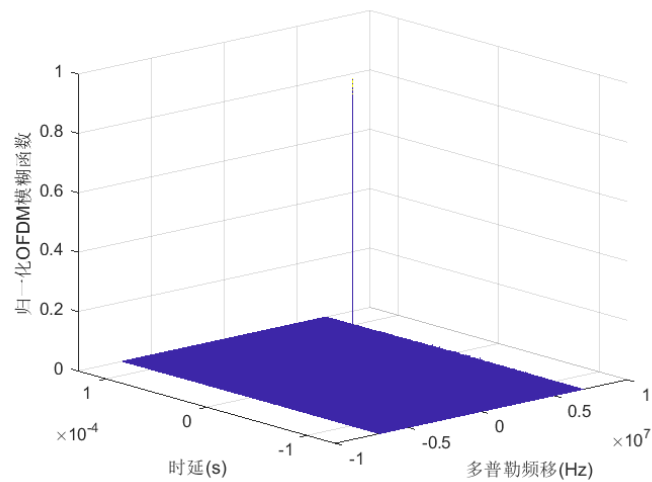


图 3-5 一体化波形模糊函数

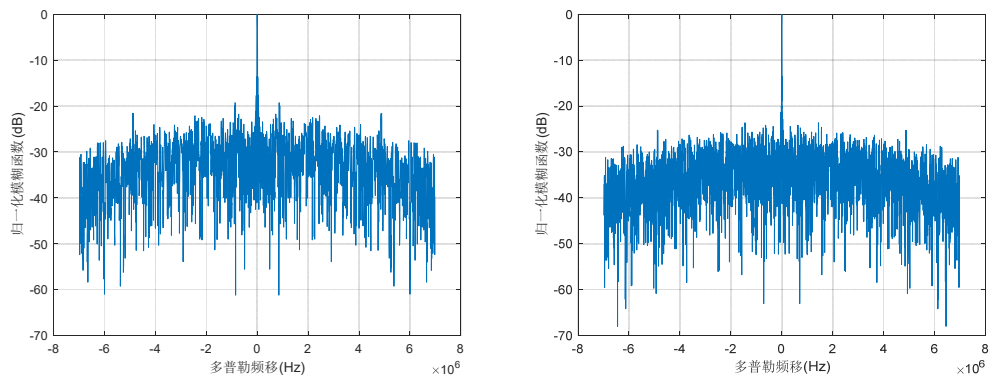


图 3-6 一体化波形时延与多普勒频移切面图(全部)

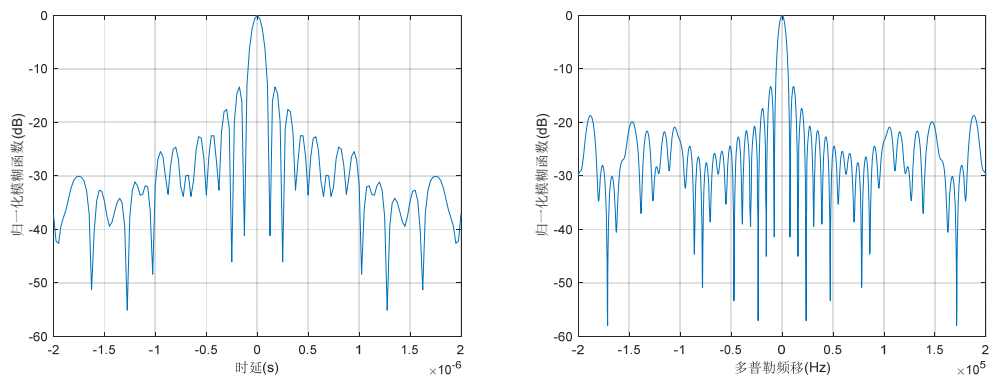


图 3-7 一体化波形时延与多普勒频移切面图(部分)

3.6 本章小结

本章主要介绍了基于 OFDM 的雷达通信一体化信号模型，首先从前一章节的内容出发推导了多符号的基带 OFDM 信号表达式；接着简单介绍了一些衡量一体化波形的

参数；然后介绍了一体化波形的通信差错概率，主要围绕 M -PSK 和 M -QAM 两种通信映射方式的理论误比特率展开分析并绘制了理论误比特率曲线图，结果表明 M -QAM 映射方式在 M 越大时相较于 M -PSK 映射通信质量越优异；最后推导了单符号和多符号的一体化波形模糊函数表达式并给出仿真结果图，仿真结果表明 OFDM 信号的模糊函数主瓣能量集中且呈现“图钉型”，这说明 OFDM 信号不存在多普勒-距离耦合。

4 OFDM 雷达通信一体化测距测速方法

4.1 引言

前文介绍了 OFDM 雷达通信一体化波形的产生原理和一体化波形的通信性能，除此之外从一体化波形的模糊函数分析了一体化波形的雷达性能。但针对一体化波形的目标感知能力没有详细介绍，本章将首先将 3.2 节的一体化波形构造成矩阵形式以便于分析回波，接着将讨论接收端提取目标的速度和距离信息的处理方式，最后将通过仿真，具体分析这些回波处理方式探测目标距离和速度信息的表现。

4.2 回波信号模型

4.2.1 回波模型的离散化

首先根据 3.2 小节中一体化波形的表达式，考虑距离为 R 速度为 v 的点目标，则一体化波形回波信号表示为：

$$r(t) = \tilde{\sigma} e^{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi f_n t} e^{j2\pi f_d t} e^{-j2\pi f_n \frac{2R}{c}} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c} - mT}{T}\right) \quad (4.1)$$

其中 $\tilde{\sigma}$ 为与目标传播过程中与目标散射系数有关的因子， f_c 为载频， N_s 为 OFDM 符号个数， N_c 为子载波个数， T 为单符号持续时间。式仅考虑了单个目标的回波形式，需要注意的是由于使用了保护间隔，这使得多个目标的回波本质上是对式的叠加处理，具体原理可见图 4-1。图中 $[h_0, h_1, h_2]$ 为信道响应， $[r_0, r_1, r_2]$ 为单目标回波的采样点序列， $[\tilde{r}_0, \tilde{r}_1, \tilde{r}_2]$ 为多目标叠加的回波采样点序列。从图中可以看出当波形在感知到不同距离的目标并反射回接收端后，由于时延的差别接收回波之间存在时间上的偏移，但只要保护间隔的时间长度 T_g 大于信道的最大时延 τ_{\max} ，不同目标的回波不会发生符号间干扰 ISI。

虽然不同回波之间不存在重叠，但回波之间存在时延偏移，所以一体化波形采用的是循环前缀的方式作为保护间隔。分析图 4-1 中的绿色部分可以得到使用循环前缀的多个回波叠加的采样点为式。

从式可以看出，使用循环前缀的一体化波形其多目标回波的叠加在时域上变成了循环卷积的形式，这使得不同时延目标的回波信号可以直接叠加，而不会破坏采样点的准确性，前提是满足条件 $T_g > \tau_{\max}$ 。需要注意的是，由于需要满足时延的条件，此时雷达的最大可探测范围为：

$$R_{\max} = \frac{cT_g}{2} \quad (4.2)$$

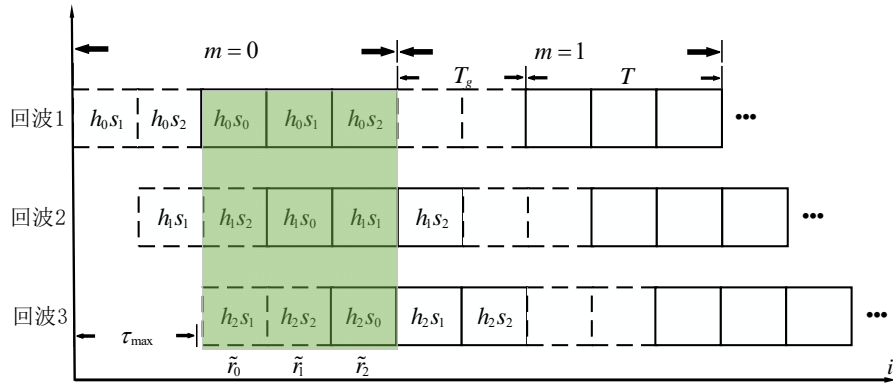


图 4-1 多目标回波示意图

$$\begin{bmatrix} \tilde{r}_0 \\ \tilde{r}_1 \\ \tilde{r}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\Downarrow$$

$$\tilde{r}[i] = h[i] \otimes r[i]$$

定义多目标的索引为 ρ ，最大目标个数为 P ，则有 $\rho \in [1, 2, \dots, P]$ ，多目标回波表达式为：

$$\tilde{r}(t) = \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \frac{2R_{\rho}}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi f_n t} e^{j2\pi f_{\rho} t} e^{-j2\pi f_n \frac{2R_{\rho}}{c}} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R_{\rho}}{c} - mT}{T}\right) \quad (4.4)$$

式中 $\tilde{\sigma}_{\rho}$ 表示单一目标的散射系数， f_{ρ} 表示单一目标的多普勒频移，且有 $f_{\rho} = 2v_{\rho} / \lambda$ 。需要注意的是式为连续形式的回波表达式，但实际的用于进行信号处理的回波是由采样点确定的离散信号。这里先做过采样系数 $L=1$ 的考虑，根据采样时间间隔确定采样时间序列 $t = mT + iT_s$ ， $i \in [0, 1, \dots, N_c - 1]$ ， $m \in [0, 1, \dots, N_s - 1]$ ，将 t 代入式可得离散化的回波方程为：

$$\begin{aligned} r[i, m] &= \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \frac{2R_{\rho}}{c}} \sum_{m=0}^{N_s-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi n \Delta f \frac{iT}{N_c}} e^{j2\pi n \Delta f m T} e^{-j2\pi n \Delta f \frac{2R_{\rho}}{c}} e^{j2\pi f_{\rho} m T} e^{j2\pi f_{\rho} \frac{iT}{N_c}} \\ &= \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \tau_{\rho}} \sum_{n=0}^{N_c-1} a(m, n) e^{j2\pi n (\frac{i}{N_c} + m)} e^{-j2\pi n \Delta f \tau_{\rho}} e^{j2\pi f_{\rho} m} e^{j2\pi \tilde{f}_{\rho} \frac{iT}{N_c}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

式中 $\tau_{\rho} = 2R_{\rho} / c$ 为单一目标的时延，第二个等式的成立用到了 $\Delta f = 1/T$ ， $\tilde{f}_{\rho} = f_{\rho} T = f_{\rho} / \Delta f$ 为单一目标归一化多普勒频移，式中通信信息、目标距离、目标速度信息都包含在各自的 e 指数中，对回波的信息处理就是提取这些信息。

4.2.2 回波模型的矩阵形式

首先分析式给出的多目标一体化回波模型，由于不同的目标信息最终的处理方式是求和，因此可以先只考虑单个目标，式中 $e^{-j2\pi f_c \tau_\rho}$ 仅包含目标的距离信息，由于只考虑单目标该值可以视为常数。根据式给出矩阵表示的回波表达式：

$$\mathbf{R} = \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_\rho e^{-j2\pi f_c \tau_\rho} \mathbf{F}_{N_c}^{-1} \mathbf{D}_{\tau_\rho}^* \mathbf{A} \mathbf{D}_{\tilde{f}_\rho} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.6)$$

式中 $[\cdot]^*$ 表示共轭。其中 \mathbf{R} 为第 m 个符号上第 i 个采样点确定的回波矩阵， $\mathbf{F}_{N_c}^{-1}$ 为 IDFT 矩阵，由 $e^{j2\pi n(i/N_c + m)}$ 确定，表示为：

$$\mathbf{F}_{N_c}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \beta_{N_c} & \cdots & \beta_{N_c}^{N_c-1} \\ 1 & \beta_{N_c}^2 & \cdots & \beta_{N_c}^{2(N_c-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \beta_{N_c}^{N_c-1} & \cdots & \beta_{N_c}^{(N_c-1)^2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_c} \quad (4.7)$$

式中 \mathbf{F}^{-1} 表示 \mathbf{F} 的逆矩阵， $\beta_{N_c} = e^{j2\pi/N_c}$ 为指数项中的常量。 $\mathbf{D}_{\tau_\rho}^*$ 由 $e^{-j2\pi n \Delta f \tau_\rho}$ 确定，包含目标距离信息，表示为：

$$\mathbf{D}_{\tau_\rho}^* = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{-j2\pi \Delta f \tau_\rho} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{-j2\pi (N_c-1) \Delta f \tau_\rho} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_c} \quad (4.8)$$

\mathbf{A} 为由通信信息确定的矩阵，矩阵中的每一元素行和列分别对应采样点 i 与符号 m ，表示为：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a(1,1) & a(2,1) & \cdots & a(N_s,1) \\ a(1,2) & a(2,2) & \cdots & a(N_s,2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a(1,N_c) & a(2,N_c) & \cdots & a(N_s,N_c) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$\mathbf{D}_{\tilde{f}_\rho}$ 由 $e^{j2\pi \tilde{f}_\rho m}$ 确定，包含目标速度信息，表示为：

$$\mathbf{D}_{\tilde{f}_\rho} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{j2\pi \tilde{f}_\rho} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j2\pi \tilde{f}_\rho (N_s-1)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s} \quad (4.10)$$

$e^{j2\pi \tilde{f}_\rho / N_c}$ 确定了 \mathbf{D}_{ICI} ，该指数项实际表征的是多普勒引起的 ICI 影响，矩阵表示为：

$$\mathbf{D}_{\text{ICI}} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{j2\pi\tilde{f}_p/N_c} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j2\pi(LN_c-1)\tilde{f}_p/N_c} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.11)$$

式中 L 为过采样系数，实际上当归一化多普勒频移 \tilde{f}_p 很小时， \mathbf{D}_{ICI} 在回波方程中的影响很小可以省略(一般认为小于 0.1)，因此在式中进行了省略。

4.3 基于相关法的测距

基于相关的算法本质上对信号处理中的匹配滤波原理的使用，匹配滤波器的频率响应 $H(\Omega)$ 能够使输出信号为最大信噪比，根据这种特性匹配滤波器常常被应用于回波信号处理。假设发射信号满足因果性并在 T_m 时刻匹配滤波器输出的信号具有最大信噪比 χ ：

$$\chi = \frac{|y(T_m)|^2}{n_p} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\Omega) H(\Omega) e^{j\Omega T_m} d\Omega \right|^2}{\frac{\sigma_w^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega} \quad (4.12)$$

式中 $y(\cdot)$ 为接收信号， n_p 为信号的噪声功率， $X(\Omega)$ 为发射信号 $x(t)$ 的频域形式， σ_w^2 为加性白噪声的功率谱密度，为确定最大信噪比的范围需要用到施瓦兹不等式的一种形式：

$$\left| \int A(\Omega) B(\Omega) d\Omega \right|^2 \leq \left\{ \int |A(\Omega)|^2 d\Omega \right\} \left\{ \int |B(\Omega)|^2 d\Omega \right\} \quad (4.13)$$

式中当且仅当 $B(\Omega) = \mathcal{G}A^*(\Omega)$ 时等号成立，其中 \mathcal{G} 为任意常数。根据施瓦兹不等式可以得到：

$$\chi \leq \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\Omega) e^{j\Omega T_m} d\Omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega \right|}{\frac{\sigma_w^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega} \quad (4.14)$$

因此当且仅当匹配滤波器的频率响应 $H(\Omega)$ 满足如下条件时，匹配滤波器的输出可以获得最大信噪比：

$$H(\Omega) = \mathcal{G}X^*(\Omega)e^{-j\Omega T_m} \Leftrightarrow h(t) = \mathcal{G}x^*(T_m - t) \quad (4.15)$$

分析式可以得出，接收机的匹配滤波器总是和信号的发射波形相关，因此通常在信号的发射过程中将信号的发射波形保存作为副本以便进行回波信号的相关处理。假设包含噪声的回波信号为 $r(t)$ ，给出匹配滤波器的输出表达式：

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \mathcal{G} h(t-s) ds \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) x^*(s+T_m-t) ds
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

式中 $x(s)$ 为发射信号, $h(t-s)$ 为信道响应, 其中 $\mathcal{G}=1$ 。式中第二行可以理解为目标回波信号 $y(t)$ 与发射波形 $x(t)$ 在时延为 T_m-t 时的互相关函数, 用符号表示为 \bar{R}_{xy} 。图 4-2 为使用相关算法处理回波信号的频域处理, 从图中可以看出, 首先相关算法将回波信号的频域处理, 然后将其与发射信号的频域结果相乘, 最后将运算结果做逆傅里叶变换得到匹配滤波器的输出。

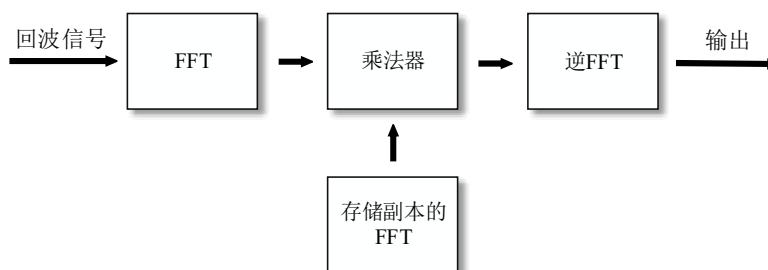


图 4-2 相关算法频域处理

4.4 基于调制符号的测距测速

基于调制符号的测距测速算法最早由 Christian S 等人提出^[46], 该算法在本文中的应用场景见图 4-3。从图中可以看出该应用场景是考虑单基地的雷达, 发射的波形感知到障碍物就会将回波反射给雷达, 雷达接收端会进行回波信号处理, 与此同时通信用户会接收到一体化信号, 并通过解调得到通信信息。需要注意的是针对单基地雷达发射雷达并不需要解调通信信息, 通信信息会作为副本在处理回波信号时直接调用。

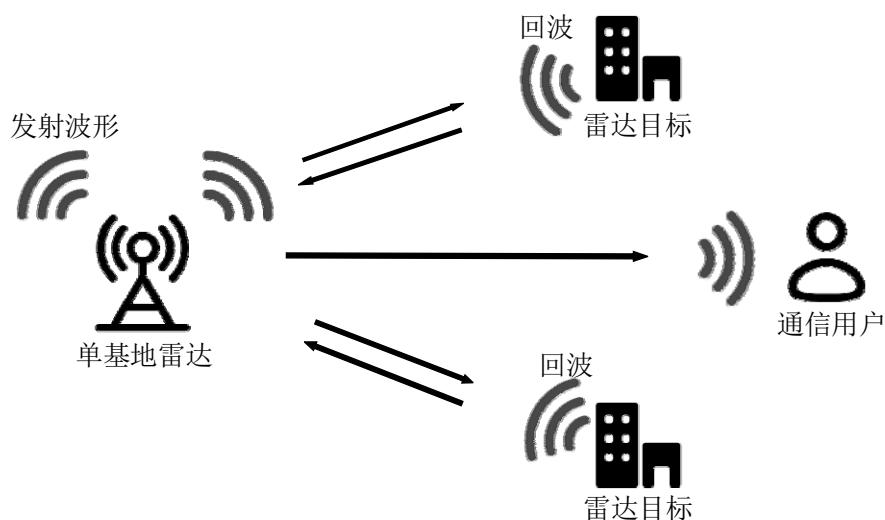


图 4-3 应用场景

对于基于调制符号的测距测速方法,接收端将回波数据与本地通信信息的副本进行点除,这一步骤会消除通信信息对回波信号的相位影响,而目标的速度和距离信息是通过 DFT/IDFT 分别提取,彼此之间并不会造成影响。该算法主要包括四个步骤,其处理流程图如图 4-4 所示。从图中可以看出,回波信号第一步会进行 DFT 处理这是 OFDM 波形处理的必要步骤,处理后的矩阵表达式 \mathbf{R}_1 为:

$$\mathbf{R}_1 = \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{R} = \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \tau_{\rho}} \mathbf{D}_{\tau_{\rho}}^* \mathbf{A} \mathbf{D}_{\tilde{f}_{\rho}} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.17)$$

式中 \mathbf{F}_{N_c} 为 $\mathbf{F}_{N_c}^{-1}$ 的逆矩阵,推导过程用到了 $\mathbf{F}_{N_c} \mathbf{F}_{N_c}^{-1} = \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位矩阵。

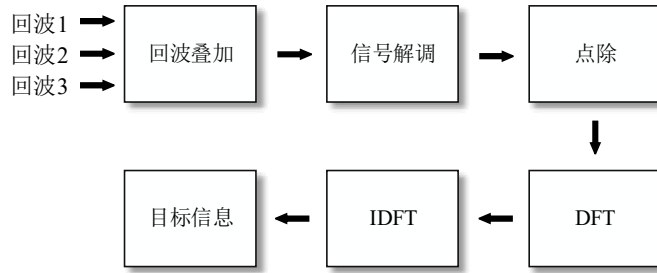


图 4-4 基于调制符号测距测速算法流程框图

第二步会将数据和本地的通信信息副本点除,去除每个子载波上通信信息对目标探测的影响,处理后的矩阵表达式 \mathbf{R}_2 为:

$$\mathbf{R}_2 = \mathbf{R}_1 ./ \mathbf{A} = \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \tau_{\rho}} \mathbf{D}_{\tau_{\rho}}^* \mathbf{D}_{\tilde{f}_{\rho}} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.18)$$

式中 $./$ 表示点除,表示符号两端相同维度的向量或者矩阵对应元素相除。观察 \mathbf{R}_2 可以发现此时表达式仅包含目标的距离和速度信息 $\mathbf{D}_{\tau_{\rho}}^*$ 与 $\mathbf{D}_{\tilde{f}_{\rho}}$, 将其用向量表示为:

$$\mathbf{r} = [1, e^{-j2\pi \Delta f \tau_{\rho}}, \dots, e^{-j2\pi (N_c-1) \Delta f \tau_{\rho}}]^T \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{v} = [1, e^{j2\pi \tilde{f}_{\rho}}, \dots, e^{j2\pi (N_s-1) \tilde{f}_{\rho}}]^T \in \mathbb{C}^{N_s \times 1} \quad (4.20)$$

式和式中 $[\cdot]^T$ 表示转置。根据式和式可将 \mathbf{R}_2 进一步表示为:

$$\mathbf{R}_2 = \sum_{\rho=1}^P \tilde{\sigma}_{\rho} e^{-j2\pi f_c \tau_{\rho}} \cdot \mathbf{R} \otimes \mathbf{v}^T \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.21)$$

式中 " \otimes " 表示克罗内克积。

第三步会进行 DFT 处理以获取提取目标距离信息,需要注意的是由于包含时延和多普勒频移的指数项在回波方程中相关性很低,所以即使存在含有目标时延信息的指数项包含在 DFT 处理后的表达式中,也不会对提取出的多普勒频移信息造成影响。第三步的处理本质上是对数据进行 DFT 处理,处理后的表达式为:

$$\mathbf{R}_3 = \mathbf{R}_2 \mathbf{F}_{N_s} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.22)$$

式中 \mathbf{F}_{N_s} 和 \mathbf{F}_{N_c} 相似, 不同之处在于维度不一样, \mathbf{F}_{N_s} 可由 $\mathbf{F}_{N_c}^{-1}$ 求逆得到, $\mathbf{F}_{N_s}^{-1}$ 如下表示:

$$\mathbf{F}_{N_s}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \beta_{N_s} & \cdots & \beta_{N_s}^{N_s-1} \\ 1 & \beta_{N_s}^2 & \cdots & \beta_{N_s}^{2(N_s-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \beta_{N_s}^{N_s-1} & \cdots & \beta_{N_s}^{(N_s-1)^2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s} \quad (4.23)$$

式中 $\beta_{N_s} = e^{j2\pi/N_s}$ 。

第四步对数据进行 IDFT 提取目标的距离信息, 本质上是对数据进行 IDFT 处理, 处理后的表达式为:

$$\mathbf{R}_4 = \mathbf{F}_{N_c}^{-1} \mathbf{R}_3 \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s} \quad (4.24)$$

式和包含了目标的速度和距离信息, 根据 2.6.2 小节中对于的论证, \mathbf{R}_2 和 \mathbf{R}_3 经过 DFT 和 IDFT 处理后数据会在期望的采样点处呈现峰值, 定义 \mathbf{R}_3 中期望的峰值索引为 g , \mathbf{R}_4 中期望的峰值索引为 o , 可得:

$$\begin{aligned} g &= \left\lfloor \frac{2v_\rho f_c N_s T}{c} \right\rfloor \\ o &= \left\lfloor \frac{2R_\rho N_c \Delta f}{c} \right\rfloor \end{aligned} \quad (4.25)$$

如果需要获取精度更高的目标信息, 需要增加采样点的数量, 此时采样点的数量为 $G_c = LN_c$ 和 $G_s = LN_s$, 过采样系数一般取整数以确保采样点的数量也为整数(这里的 $L > 1$)。需要注意的是, 过采样针对的是采样点而非子载波数量, 过采样时 $\mathbf{F}_{N_c}^{-1}$ 和 $\mathbf{F}_{N_s}^{-1}$ 需要重新确定, 将过采样的 IDFT 矩阵表示为 $\mathbf{F}_{G_c}^H$ 和 $\mathbf{F}_{G_s}^H$:

$$\mathbf{F}_{G_c}^H = \frac{1}{\sqrt{G_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \beta_{G_c} & \cdots & \beta_{G_c}^{N_c-1} \\ 1 & \beta_{G_c}^2 & \cdots & \beta_{G_c}^{2(N_c-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \beta_{G_c}^{G_c-1} & \cdots & \beta_{G_c}^{(G_c-1)(N_c-1)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{G_c \times N_c} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{F}_{G_s}^H = \frac{1}{\sqrt{G_s}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \beta_{G_s} & \cdots & \beta_{G_s}^{N_s-1} \\ 1 & \beta_{G_s}^2 & \cdots & \beta_{G_s}^{2(N_s-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \beta_{G_s}^{G_s-1} & \cdots & \beta_{G_s}^{(G_s-1)(N_s-1)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{G_s \times N_s} \quad (4.27)$$

式和中 $\beta_{G_s} = e^{j2\pi/G_s}$ 、 $\beta_{G_c} = e^{j2\pi/G_c}$ 。需要注意的是新的 IDFT 矩阵不再是方阵此时不存在逆矩阵, 式中的推导前提需要替换为 $\mathbf{F}_{G_c} \mathbf{F}_{G_c}^H = \mathbf{I}$, 其中 $[\cdot]^H$ 表示共轭转置。

4.5 仿真分析

本节将对前面介绍的两种算法使用 MATLAB 建模仿真，分析对比两种算法的目标探测能力，本文使用 M -QAM 调制方式来映射信息，基本参数如下表：

表 4.1 参数表

波形参数	符号	数值
载频	f_c	24GHz
总子载波数	N_c	1024
总符号数	N_s	512
保护间隔系数	ζ	0.125
过采样系数	L	5
子载波频率间隔	Δf	125kHz
回波系数	$\tilde{\sigma}$	[1,1,1]
单符号有效持续时间	T	8 μs
循环前缀持续时间	T_g	1 μs
带宽	B	128MHz
调制阶数	M	16
总比特数	N_{bit}	2097152
目标参数	符号	数值
模拟目标距离	R	[50,100m,130m]
模拟目标速度	v	[30m/s,-20m/s,100m/s]
环境参数	符号	数值
雷达信噪比	SNR_{com}	2dB
通信信噪比	SNR_{rad}	10dB
性能参数	符号	数值
距离分辨率	ΔR	1.1719m
最大无模糊距离	R_{max}	150m
速度分辨率	ΔV	0.7629
最大无模糊速度	V_{max}	$\pm 390.6250m/s$

由于本文相关法仅介绍了测距，这里只取单个目标来对比相关算法和通信调制符号算法的目标距离探测性能，模拟目标的距离为 100m，仿真结果如图 4-5 和 4-6 所示。图 4-5 和图 4-6 为通信调制符号算法和相关算法之间的测距表现能力，图中蓝色部分为相关算法的处理结果，黑色部分为调制符号算法的处理结果。从图 4-5 可以看出，相关算法和通信调制符号算法探测精度较高，这说明 OFDM 信号和 LFM 信号都具有良好的距离探测精度。此外，分析图 4-6 可以发现基于通信调制符号的算法旁瓣明显低于基于相关算法的旁瓣，这是因为基于通信符号的算法消除了通信信息对旁瓣的影响。

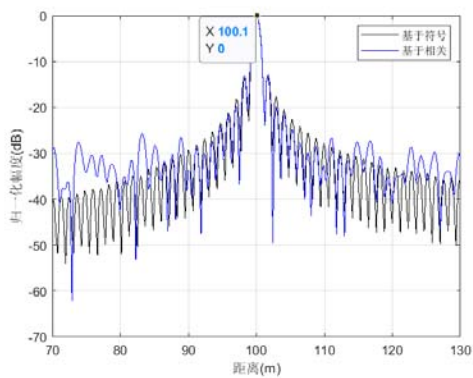


图 4-5 单目标距离估计局部放大

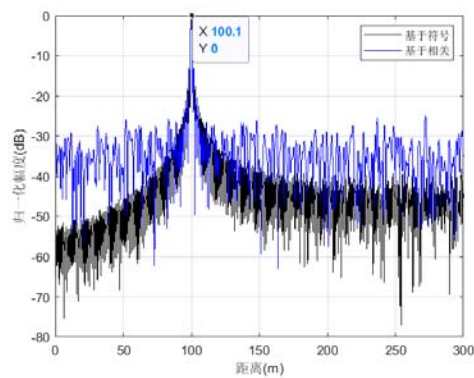


图 4-6 单目标距离估计全序列显示

根据 2.5.1 中对于 PSLR 和 ISLR 的定义，OFDM 和 chrip 的 PSLR 和 ISLR 见表 4.2，需要注意的是该表的计算中过采样系数需要设为 1。

表 4.2 通信调制符号算法和相关算法距离图像的 PSLR 和 ISLR

	符号(dB)	相关(dB)
PSLR	-14.2214	-12.0834
ISLR	4.5977	9.9447

从表 4.2 结合 2.5.1 小节对 PSLR 和 ISLR 的分析可以看出，调制符号算法相较于相关算法有更高的旁瓣抑制性能，且主瓣的能量更集中，探测精度更高。

为进一步分析基于通信调制符号算法的一体化波形测距和测速性能，使用表 4.2 中多目标仿真参数来建立回波模型，并使用基于通信调制符号的算法进行回波处理，仿真结果见图 4-7~图 4-10。

从图 4-7 可以看出目标的探测三维图由于和模糊函数图像是类似的建模过程，所以探测三维图呈现如模糊函数图相同的图钉形，具体表现为能量集中且旁瓣很低，因此抗杂波干扰能力较强。分析图 4-9 和图 4-10 可以看出，一体化波形的探测精度很高，这说明使用 OFDM 信号的雷达通信一体化波形在目标感知方面具有优异的表现，且由于使用了基于通信调制符号的回波处理方式，能够完全消除通信信息对目标感知的影响。

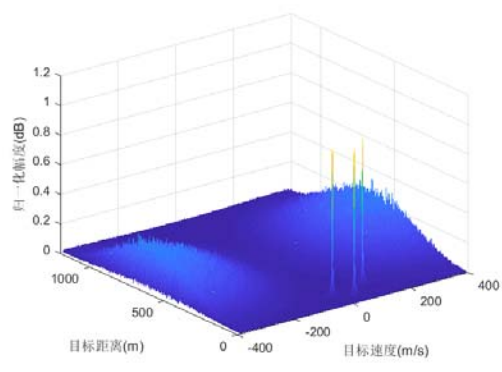


图 4-7 探测三维图

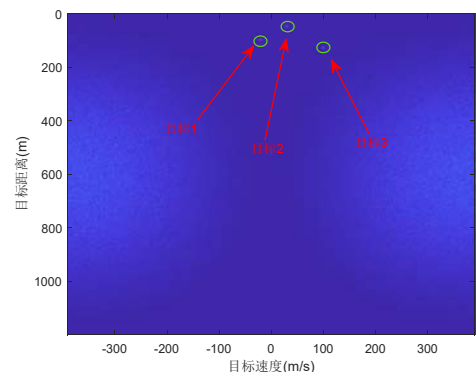


图 4-8 多目标距离-速度图

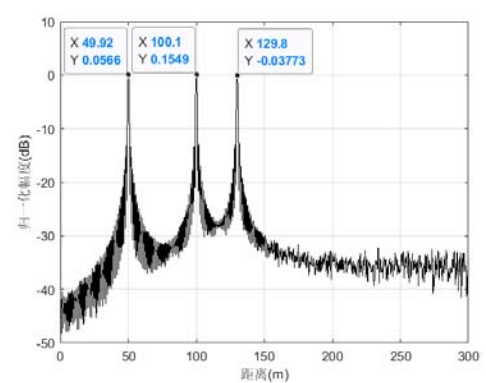


图 4-9 距离探测图像

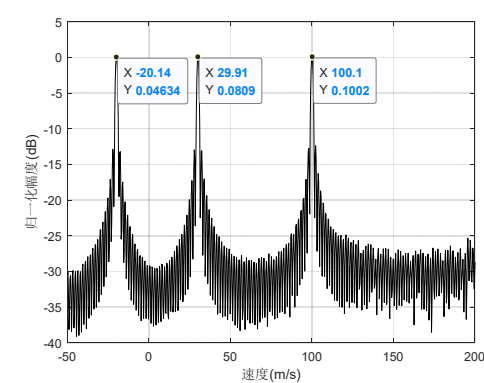


图 4-10 速度探测图像

接着分析通信用户提取出的通信信息误比特率，发射波形的参数按照参数表 4.1 设置，图 4-11 为误比特率仿真结果。图 4-11 中为 16-QAM 和 64-QAM 的误比特率和理论误比特率曲线，进行了 20 次蒙特卡洛实验并取平均值，仿真结果表明通信用户的通信质量和理论上的通信质量总体上一致，这说明一体化波形在感知目标的同时也具备较为优秀的通信能力。

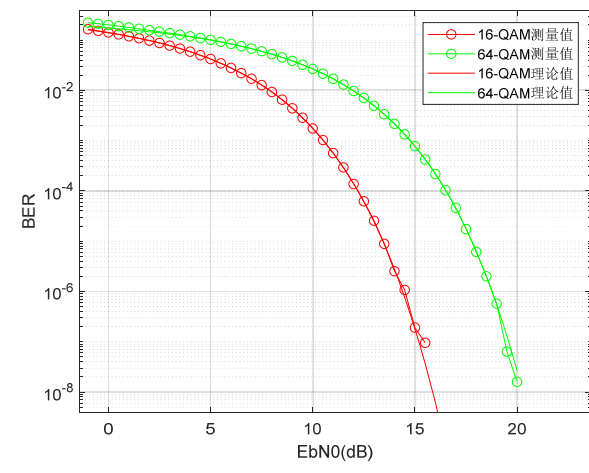


图 4-11 一体化波形通信用户端误比特率曲线

4.6 本章小结

本章主要介绍了基于 OFDM 雷达通信一体化波形的目标探测能力，首先将前一章的一体化表达式离散化并给出矩阵形式的表达式；接着分别介绍了使用相关法测距和使用基于调制符号的方式测距测速的原理，并给出了基于通信调制符号的回波处理算法的应用场景；最后对这两种方式分别给出仿真参数进行仿真，仿真结果表明使用基于调制符号的回波处理算法可以有效抑制旁瓣对目标探测的影响。

5 基于 FPGA 的 OFDM 一体化系统基带实现

5.1 引言

根据前文的描述,本文使用 OFDM 通信波形作为雷达通信一体化的发射波形,使用基于通信调制符号的算法处理回波信号并得到了表现较好的多目标距离速度图像,同时用户接收端的误码率表现和 OFDM 理论值吻合。下一步本文将详细描述如何使用 Vivado 这一工具建立基于 OFDM 雷达通信一体化波形的模型并进行仿真,实验结果将和 MATLAB 仿真结果进行对比。

5.2 总体设计方案

5.2.1 设计流程与设计概述

根据前几章的描述可以比较清晰的了解本文的雷达通信一体化波形的产生、接收信息与感知目标的原理,可以得到如图 5-1 所示的雷达通信一体化系统模型。

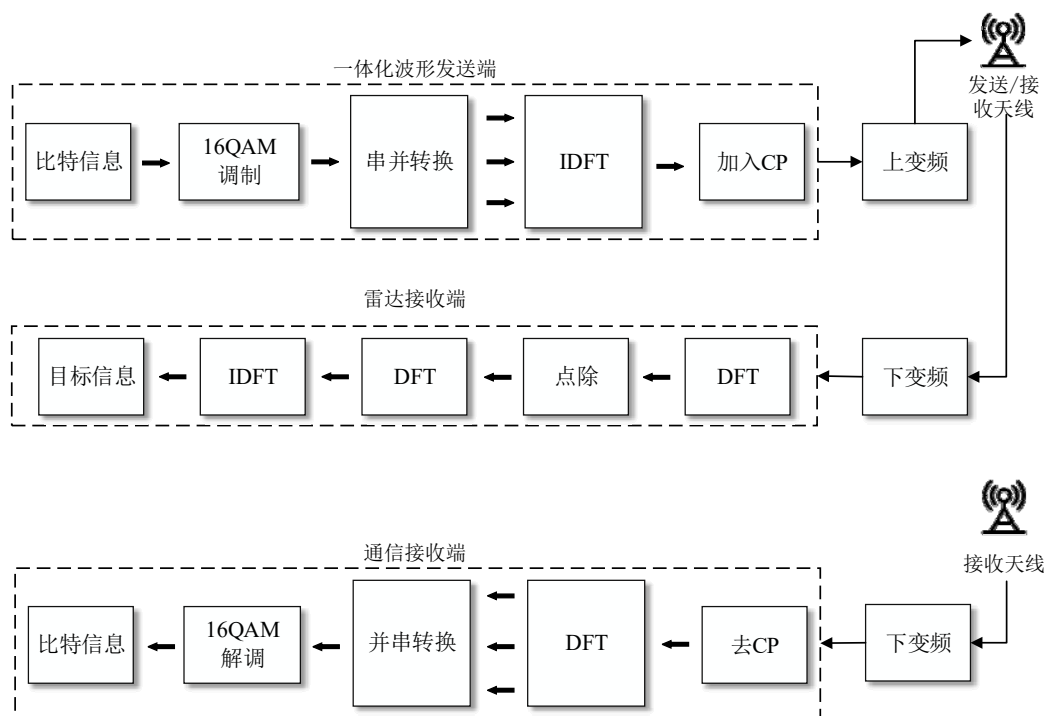


图 5-1 雷达通信一体化系统模型

下面将使用 Vivado 设计验证一体化波形。整体设计使用 Verilog 硬件描述语言,使用 Vivado2019.1 与 Modelsim 10.1 进行联合验证,部分.coe 文件使用 MATLAB 2018b 软件生成。

下面简单介绍用 Vivado 实现基于调制符号算法的流程, 首先通过 MATLAB 验证算法的正确性; 接着使用自顶向下的设计思路分析使用 Verilog 实现该算法大致需要将其分成哪些模块; 再接着针对设计的每一个子模块将 Vivado 的输出数据和 MATLAB 的仿真结果进行对比分析子模块的正确性, 当整体的设计结束后使用 Vivado 对设计进行综合、实现与时序分析; 最后使用 Vivado 将设计编译成比特流文件进行上板测试。

需要注意的使本文并不特别指名使用哪种 FPGA 芯片进行的测试, 因为设计过程中设计的参数可以灵活变换, 因此针对不同资源的 FPGA 芯片只需修改参数达到不超出芯片最大资源的要求即可, 本章最后将给出本文设计所使用的 FPGA 内部资源和使用 FPGA 芯片 XC7A100Tfgg484-2i 一款开发板所拥有的资源进行对比结果。

本章中的设计方案需要注意的几点:

1) 由于 Vivado 中对于每个数据都需要确定使用多少位宽来表示, 所以本章中所有的端口都特别说明了位宽。

2) 本设计采用定点数的方式来确定小数, 运算涉及到复数其实部和虚部分别采用 16 位宽来表示, 采用 MSB-LSB 的位数规则(从左到右为由高到低)。其中 16 位数中最高位表示符号, 最后 11 位表示小数, 其余位表示实数, 因此本设计表示的数据范围为 $[-2^4, 2^4]$ 。同时为和 IP 核的设置相同, 本文采用虚部在高 16 位, 实部在低 16 位的复数表示方式, 因此后续介绍中出现的 32、48 或者 64 位数据都为一个复数。

3) 本设计没有涉及到多个时钟, 从始至终只有 50MHz 这一种频率的晶振。

4) 本章 MATLAB 和 Vivado 仿真的参数和表 4.1 的参数配置有些不同, 具体的参数可见表 5.1, 表 5.1 中只列出了修改的部分, 且没有给出性能参数。

表 5.1 Vivado 仿真一体化波形的参数表

波形参数	数值
总子载波数	128
总符号数	128
带宽	12.5MHz
总比特数	65536
目标参数	数值
模拟目标距离	100m
模拟目标速度	-20m/s
环境参数	数值
雷达信噪比	0dB
通信信噪比	0dB

5.2.2 总体设计框图

首先根据一体化波形模型来分析可得波形分为发射端和接收端，发送端就是基本的 OFDM 信号生成，接收端则分为雷达接收端和通信接收端，需要注意的是由于使用的是单基地的雷达，发射端和雷达接收端集成在一个设备上，通信接收端则是不同设备。

发射端的设计框图可见图 5-2，从图 5-2 可以看出，发射端可以实现从比特信息到 OFDM 产生信号的过程。需要说明的是本文设计的发射端考虑的是简化的 OFDM 信号发射流程，没有考虑诸如交织、导频等模块。

通信接收端的设计框图见图 5-3，接收端和发射端部分模块为相似功能的逆过程，如 QAM 解调、CP 模块的去除等，需要注意的是由于没有做同步的模块且没有设计收发天线的硬件电路，所以接收端采用的是将发送端产生的数据直接在接收端读取的方式。

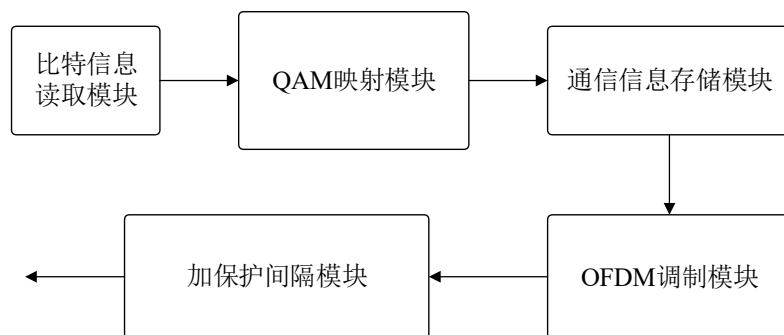


图 5-2 发射端设计框图

从图中可以看出，接收端读取到信号之后首先进行 OFDM 解调，接着进行判决，判决的目的是对抗信道中的噪声和信号量化过程中的数据浮动，最后将数据进行 QAM 解映射，解映射的结果就是最初的比特信息。

雷达接收端的设计框图见图 5-4，由于雷达接收端实现的是基于调制符号的信号处理算法，设计相较于发射端和通信接收端复杂，总共使用 12 个子模块实现。图 5-4 中部分模块使用的是相同的 IP(intellectual property)核，如回波数据解调模块、处理速度信息模块、处理距离信息模块本质上都是调用 FFT 核，回波数据读取模块、通信信息读取模块、点除数据存储模块、速度信息输出存储模块、距离信息输出存储模块则都是调用存储器核。需要注意的是雷达接收端获取回波信号采用读取 MATLAB 生成的 .coe 文件的方式，一方面是因为没有设计天线收发电路，另一方面是因为用 MATLAB 建模的回波信号没有多余的杂波干扰，这有利于验证雷达接收端的设计正确性。

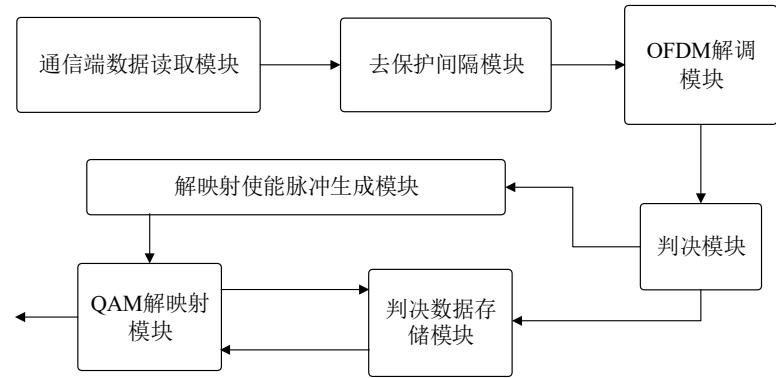


图 5-3 通信接收端设计框图

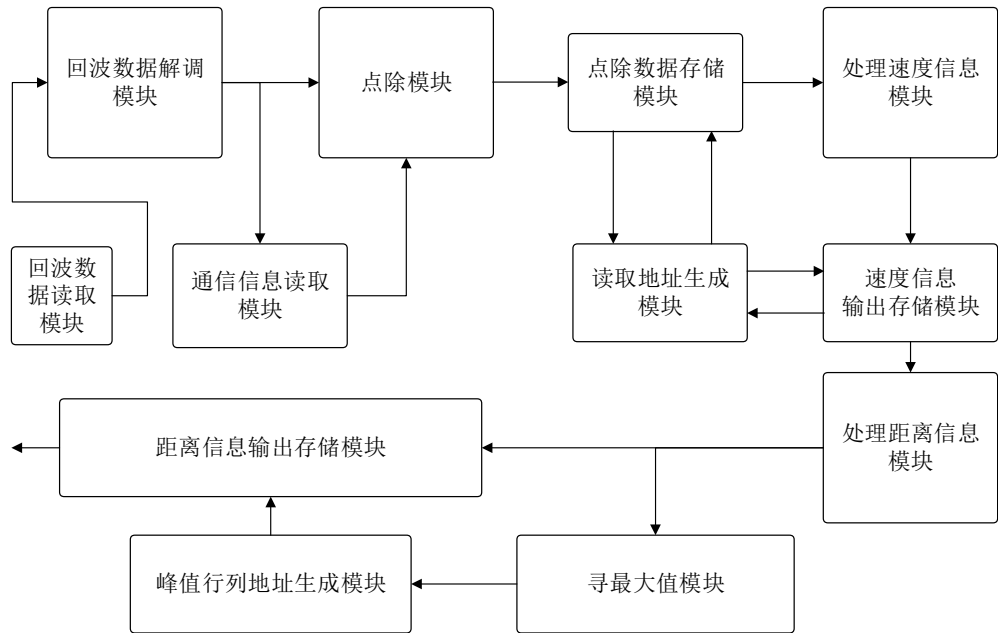


图 5-4 雷达接收端设计框图

5.3 一体化信号发射端模块介绍

根据图 5-2 的发射端设计框图，本小节将详细介绍各子模块的功能。

5.3.1 比特信息读取模块

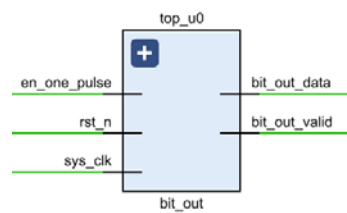


图 5-5 比特数据读取模块

图 5-5 模块实现.coe 后缀的比特数据读取，调用 Vivado 内置的 IP 核 Block Memory Genertor(8.4)，该 IP 核可以在配置界面配置为只读存储器(Read-Only Memory, ROM)和随机存储器(Random-Access Memory, RAM)，比特读取模块将 IP 核配置为 ROM，具体端口介绍和 IP 关键参数配置见表 5.2 和表 5.3。

表 5.2 比特信息读取模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
en_one_pulse	1	持续单个时钟脉冲的激励，用来指示模块生成数据读取使能
rst_n	1	复位信号，低电平有效
sys_clk	1	50MHz 频率晶振，时钟周期为
输出端口	位宽	介绍
bit_out_data	1	读取出的 bit，采用一个时钟周期读取一个 bit 的读取方式
bit_out_valid	1	拉高表示当前输出的 bit 有效

表 5.3 Block Memory Genertor(8.4)配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Single Port ROM	选择为单端口 ROM
Port A Width	1	存储器内数据的位宽
Port A Depth	65535	存储器存储的数据总个数
RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效
Load Init File	勾选	选择.coe 文件的路径
Coe File	路径	选择已生成的.coe 文件保存的路径

需要注意的是 IP 核的配置表只列出核配置界面需要修改的部分，表中未提及的选项直接默认即可。

5.3.2 QAM 映射模块

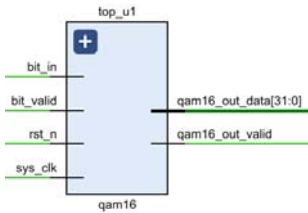


图 5-6 QAM 映射模块

QAM 映射模块可见图 5-6，QAM 实现将比特流映射为通信符号的过程，本文采用 16-QAM 映射规则，即每 4 个 bit 映射为一个 QAM 通信符号，具体的映射规则和端口介绍见表 5.4。

表 5.4 16-QAM 映射规则

虚部		实部		归一化结果	十六进制 BCD 码
二进制	十进制	二进制	十进制		
10	-3	00	-3	-0.9487	f86a
11	-1	01	-1	-0.3162	fd79
01	1	11	1	0.3162	0287
00	3	10	3	0.9487	0796

输入端口	位宽	介绍
bit_in	1	输入的 bit 数据流
bit_valid	1	拉高表述输入的 bit 数据有效

输出端口	位宽	介绍
qam16_out_data	32	QAM 映射后的输出数据用 32 位表示
qam16_out_valid	1	拉高表示当前输出的数据有效

表 5.4 中的“归一化结果”是指将映射后的结果乘以归一化因子，16-QAM 的归一化因子为 $1/\sqrt{10}$ 。十六进制 BCD 码为归一化结果转换成二进制数，转换示意可见图 5-7(以 0.9487 和-0.9487 的转换为例)，图中 Δ 标记表示整数和小数分隔符。

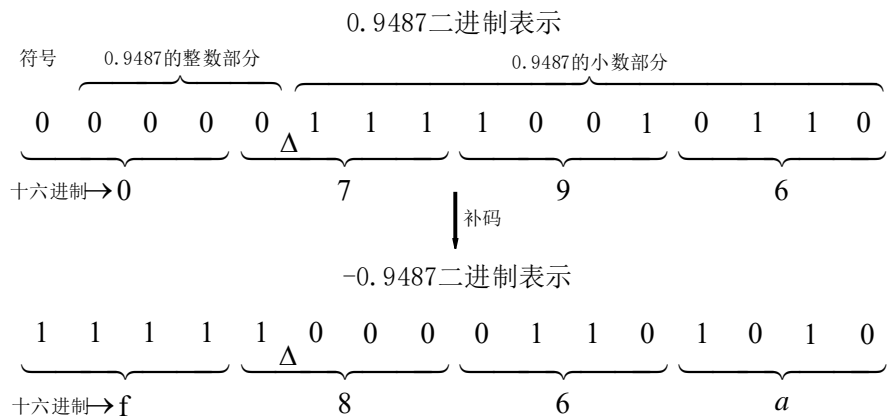


图 5-7 实数转 16 进制 BCD 码示意图

需要注意的是进行过这种经过转换的数据在 Vivado 中执行完运算之后，要想和 MATLAB 的结果进行对比需要将其十进制的形式除 2^v ，其中 v 为二进制数表示时小数占用的位宽数，而 $1/2^v$ 就是这种转换的最大转换误差。

5.3.3 通信信息存储模块

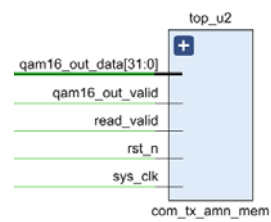


图 5-8 通信信息存储模块

因为雷达接收端需要用通信信息的副本做点除运算，所以在发射端需要将映射后的通信信息保存，图 5-8 为通信信息存储模块，该模块调用一个 Block Memory Genertor(8.4)并将其配置为单口 RAM。端口介绍见表 5.5，IP 核配置见表 5.6。

表 5.5 通信信息存储模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
qam16_out_data	32	QAM 映射后的通信信息数据
qam16_out_valid	1	拉高表示输入数据有效
read_valid	1	拉高表示读取数据
输出端口	位宽	介绍
com_amn_out_data	32	读取的通信信息数据，由于没有调用综合时被优化，因此图 5-7 没有显示
com_amn_out_valid	1	拉高表示输出数据有效 (图 5-7 中被优化没有显示)

表 5.5 中输入端口省略了 rst_n 和 sys_clk，后续模块的端口介绍除非特别声明都会省略。

表 5.6 通信信息存储模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Single Port RAM	选择为单端口 RAM
Write Width	32	写入的数据位宽
Read Width	32	读出的数据位宽
Write Depth	16384	最大存入数据个数
Read Depth	16384	最大读取数据个数
Operating Mode	Write First	当输入数据输出数据处于同于时钟脉冲内，输入数据优先
RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效

5.3.4 OFDM 调制模块

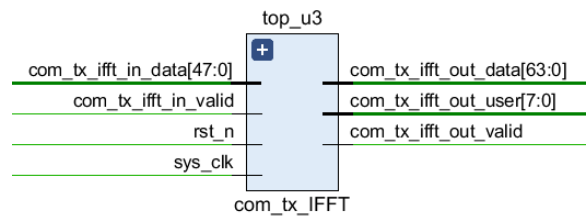


图 5-9 OFDM 调制模块

OFDM 调制模块实现将 QAM 映射后的数据进行 IDFT，需要注意的是这一步的输入数据将 32 位的数据扩展为了 48 位，即将数据的最高位扩展 8 位，这是为了提高 FFT 核的输入精度，端口介绍和 IP 核配置见表 5.7。

表 5.7 OFDM 调制模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
com_tx_ifft_in_data	48	位宽扩展后的通信符号
com_tx_ifft_in_valid	1	拉高表示当前输入数据有效
输出端口	位宽	介绍
com_tx_ifft_out_data	64	IDFT 后输出的数据，此时虚数和实数都为 32 位
com_tx_ifft_out_user	8	每个输出数据的索引，可以理解为采样点的索引
com_tx_ifft_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.7 中输出的数据为 64 位宽，因此这里需要将输出的数据截位送入后续模块，即将 63~0 位中 16~0 位截取作为实部，47~32 位截取作为虚部，拼接成[47~32,16~0]的 32 位数据。

该模块使用的 IP 核为 Fast Fourier Transform(9.1)，由于是发射端，需要将其配置为 IFFT 模式，具体的配置见表 5.8。

表 5.8 Fast Fourier Transform(9.1)IP 核配置

端口名称	配置	介绍
Transform	128	选择 IFFT 的点数
Target Clock Frequency(MHz)	50	选择时钟频率，50MHz
Architecture Choice	Pipelined Streaming I/O	选择 IFFT 输出模式为流水线模式，这样便于处理多个 OFDM 符号
Scaling Options	Unscaled	选择不解围方式，最大限度保证输出精度
Input Data Width	24	选择输入数据的位宽，

		实部和虚部都是 24 位
ACLKEN	勾选	选择时钟使能，这样在不使用 IP 核时，IP 核不会占用输入功率
Output Ordering	Natural Order	输出方式选择顺序输出
XK_INDEX	勾选	勾选表示给出输出的索引

5.3.5 加保护间隔模块

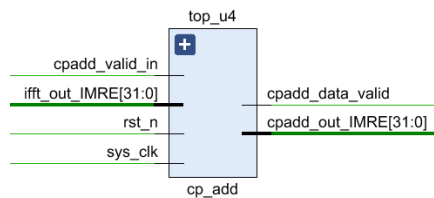


图 5-10 加保护间隔模块

图 5-10 为加保护间隔模块，使用循环前缀的方式。由于输入的数据在时间上是因果的，并且输入的数据按照时钟周期顺序输入，因此包含循环前缀的输出和输入之间必然存在一个时间上的偏差，具体的设计示意图见 5-10。

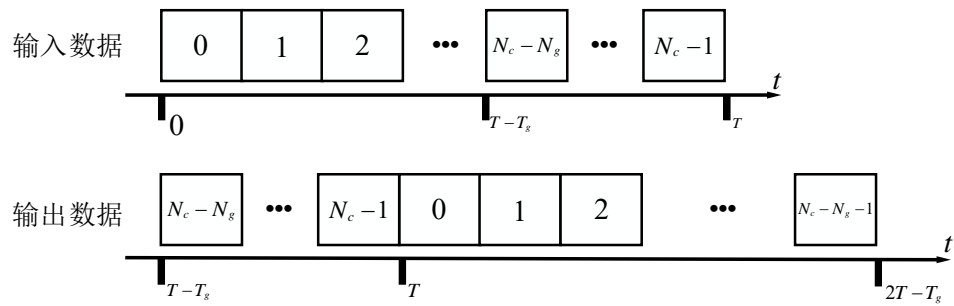


图 5-11 加保护间隔模块设计示意图

图 5-11 中 $N_g = \zeta N_c$ 。首先，图中输入数据在 $[0, N_c - N_g - 1]$ 这段时间内先存入一个数据寄存器，在时间 $T - T_g$ 时将之后的数据作为输出，这段数据就是循环前缀；接着，在输入数据输出完毕后，将数据寄存器中的数据读取输出。因此如果输入数据从 0 时刻开始， T 时刻结束，输出数据就是从 $T - T_g$ 开始，从 $2T - T_g$ 时刻结束。具体的输入输出端口介绍见表 5.9。

表 5.9 加保护间隔模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
Ifft_out_IMRE	32	输入的 IFFT 数据(截位后)
cpadd_valid_in	1	拉高表示数据有效
输出端口	位宽	介绍

cpadd_out_IMRE	32	输出的加入 CP 之后的数据
cpadd_data_valid	1	拉高表示输出数据有效

需要注意的是输入数据将 IFFT 输出的 32 位实部和虚部缩放为了 16 位，这是为了方便后续的计算，同时也是节省内存资源。

5.4 通信接收端模块介绍

通信接收端和发射端在 OFDM 解调、QAM 信号解映射模块和发射端是逆过程，而接收信号读取模块和发射端的比特信息读取模块是相似的，只是数据的位宽和深度的差别，下面将根据图 5-3 的设计框图介绍通信接收端。需要注意的是图 5-3 中的去保护间隔模块和通信发送端的加保护间隔模块互为逆过程，因此本节没有重复介绍。

5.4.1 通信端数据读取模块

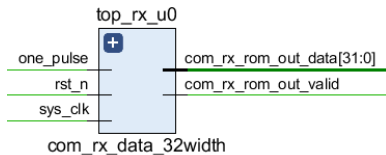


图 5-12 通信端数据读取模块

该模块调用一个 ROM，ROM 核中的数据为 MATLAB 生成的 OFDM 发射波形的数据，输入一个单时钟周期的脉冲即可作为读取标记，将数据读取，具体的端口介绍见表 5.10，IP 核的配置见表 5.11。

表 5.10 通信端数据读取模块

输入端口	位宽	介绍
one_pulse	1	单个时钟周期的激励，用来让模块开始读取数据
输出端口	位宽	介绍
com_rx_rom_out_data	32	读取出的 OFDM 发射波形的数据
com_rx_rom_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.11 Block Memory Genertor(8.4)配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Single Port ROM	选择为单端口 ROM
Port A Width	32	写入的的数据位宽
Port A Depth	16384	读出的数据位宽

RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效
Load Init File	勾选	ROM 核读取保存好的文件
Coe File	路径	选择已生成的.coe 文件保存的路径

5.4.2 OFDM 解调模块

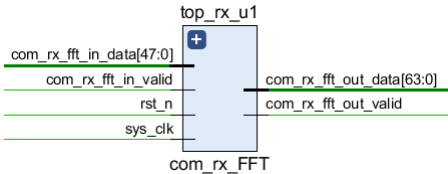


图 5-13 OFDM 解调模块

该模块调用 Fast Fourier Transform(9.1)执行 FFT 运算，实现 OFDM 信号的解调过程，和发射端的 OFDM 调制过程类似输入的数据实部和虚部最高位扩展了 8 位以提升 IP 核输出精度，同时输出数据为 64 位需要进行截位再传递给后续模块。输入输出端口介绍见表 5.12，Fast Fourier Transform(9.1)配置见表 5.13。

表 5.12 OFDM 解调模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
com_rx_fft_in_data	48	读取出的 OFDM 发射波形的数据
com_rx_fft_in_valid	1	拉高表示数据有效
输出端口	位宽	介绍
com_rx_fft_out_data	64	FFT 核输出的数据
com_rx_fft_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.13 OFDM 解调模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
Transform	128	选择 FFT 的点数
Target Clock Frequency(MHz)	50	选择时钟频率，50MHz
Architecture Choice	Pipelined Streaming I/O	选择 IFFT 输出模式为流水线模式，这样便于处理多个 OFDM 符号
Scaling Options	Unscaled	选择不解围方式，最大限度保证输出精度
Input Data Width	24	选择输入数据的位宽，实部和虚部都是 24 位
ACLKEN	勾选	选择时钟使能，这样在不使用 IP 核时，IP 核不会占用输入功率

Output Ordering	Natural Order	输出方式选择顺序输出
XK_INDEX	勾选	勾选表示给出输出的索引

5.4.3 判决模块

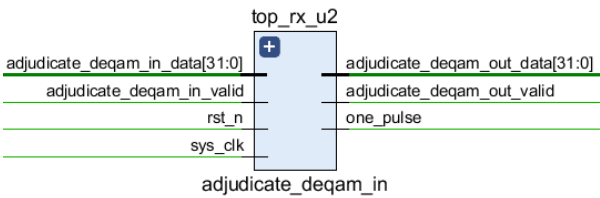


图 5-14 判决模块

由于发射波形在信道中传输，会涉及到噪声干扰问题，虽然本章为方便验证数据没有表 5.1 中的信噪比设为了 0dB，但由于本文确定一个小数时存在量化误差的关系，因此需要在通信接收端将接收数据进行判决。判决门限见表 5.14。

表 5.14 判决门限表

判决门限	映射结果	判决门限	映射结果	判决门限	映射结果	判决门限	映射结果	判决门限
$-\infty$	-0.9487	-0.6325	-0.3162	0	0.3162	0.6325	0.9487	$+\infty$

模块在进行判决前需要将 FFT 输出数据(截位后)和判决门限都除以归一化系数，具体的端口介绍见表 5.15。

表 5.15 判决模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
adjudicate_deqam_in_data	32	FFT 输出数据(截位后)
adjudicate_deqam_in_valid	1	拉高表示数据有效
输出端口	位宽	介绍
adjudicate_deqam_out_data	32	判决模块输出数据
adjudicate_deqam_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

5.4.4 判决数据存储模块

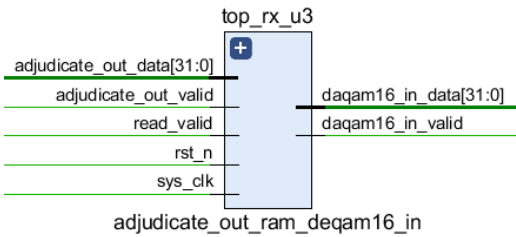


图 5-15 判决数据存储模块

由于本文只采用一种时钟周期，因此在 QAM 解映射的过程中会设计到输入输出数据失配的问题。因为一个 QAM 符号由 4 个 bit 组成，这意味着如果只在单个时钟周期内输入输出数据，会出现输入四个 QAM 符号，仅仅解映射一个 QAM 符号的情况，而后三个 QAM 符号会丢失。针对这一问题，本设计采用双口 RAM 来解决，即判决模块输出的数据先存入 RAM 核，QAM 解映射模块直接在 RAM 核中读取数据，这样即不用涉及多个时钟，同时又能保证所有的 QAM 符号顺利解映射成 bit 数据。具体的端口介绍见表 5.16，Block Memory Genertor(8.4)的配置见表 5.17。

表 5.16 判决数据存储模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
adjudicate_out_data	32	判决模块输出的数据
adjudicate_out_valid	1	拉高表示输入数据有效
read_valid	1	数据读取使能信号，高电平有效，由 QAM 解调模块给出

输出端口	位宽	介绍
deqam16_in_data	32	从双口 RAM 中读取出的数据
deqam16_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.17 判决数据存储模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Simple Dual Port RAM	选择为单端口 ROM
Port A Width	32	A 端口写入的数据位宽
Port A Depth	16384	A 端口写入的数据深度
Port B Width	32	B 端口写入的数据位宽
RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效

5.4.5 QAM 解映射模块

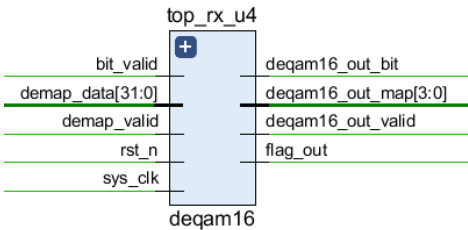


图 5-16 QAM 解映射模块

该模块将每一个输入的 QAM 符号解映射成 bit 数据，同时输出数据读取使能信号 (flag_out)进入判决数据存储模块读取 QAM 数据，需要注意的是输出的数据为 bit，因此输出持续 16384*4 个时钟周期。解映射的过程可以参考 5.2.1.2，为 QAM 映射模块的逆过程。具体的端口介绍见表 5.18。

表 5.18 QAM 解映射模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
bit_valid	1	由解映射使能脉冲生成模块给出，高电平有效
demap_data	32	输入的 QAM 符号
demap_valid	1	拉高表示输出解映射数据有效
输出端口	位宽	介绍
deqam16_out_bit	1	解映射出的 bit 数据
deqam16_out_map	4	每四个 bit 对应一个十进制数
demap16_out_valid	1	拉高表示输出的 bit 数据有效
flag_out	1	数据读取使能信号，高电平有效，对应判决数据存储模块的输入 read_valid

5.4.6 解映射使能脉冲生成模块

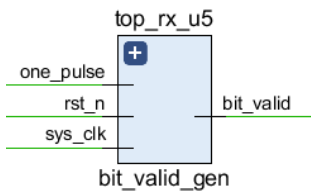


图 5-17 解映射使能脉冲生成模块

该模块生成持续时间为 16384*4 个时钟周期的长脉冲，作为 QAM 解映射模块中整个过程的使能。具体的端口介绍见表 5.19。

表 5.19 解映射使能脉冲生成模块

输入端口	位宽	介绍
one_pulse	1	持续单个时钟周期的脉冲，作为整个模块的使能
输出端口	位宽	介绍
bit_valid	1	持续 16384*4 个时钟周期的长脉冲

5.5 雷达接收端模块介绍

雷达接收端的主要实现回波信号的处理部分，使用 MATLAB 模拟[100m,-20m/s]的点目标回波数据，雷达接收端实现读取回波数据并运行基于调制符号的算法，最后提取出目标的距离和速度信息，下面根据图 5-4 逐个介绍子模块。

5.5.1 回波数据读取模块

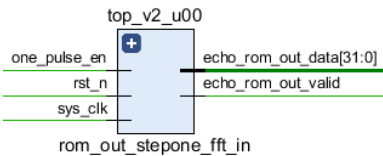


图 5-18 回波数据读取模块

该模块调用 ROM，用以读取 MATLAB 生成的.coe 格式回波文件，具体的端口介绍见表 5.20，Block Memory Genertor(8.4)配置见表 5.21。

表 5.20 回波数据读取模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
one_pulse	1	持续单个时钟周期的脉冲，作为使能
输出端口	位宽	介绍
echo_rom_out_data	32	读取出的回波数据
echo_rom_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.21 回波数据读取模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Single Port ROM	选择为单端口 ROM
Port A Width	32	写入的数据位宽
Port A Depth	16384	读出的数据位宽
RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效
Load Init File	勾选	ROM 核读取保存好的文件
Coe File	路径	选择已生成的.coe 文件保存的路径

5.5.2 回波数据解调模块

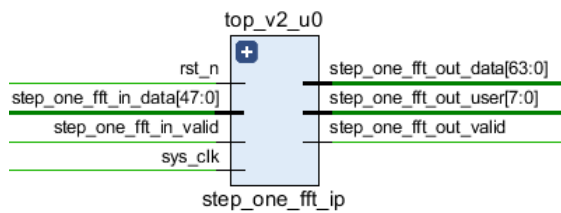


图 5-19 回波数据解调模块

该模块实现一体化回波信号的解调功能，即执行基于调制符号算法的第一步，调用一个 Fast Fourier Transform(9.1)执行 FFT 运算。具体的端口介绍见表 5.22，Fast Fourier Transform(9.1)的配置与表 5.13 相同。

表 5.22 回波数据解调模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
step_one_fft_in_data	48	位宽扩展后的回波数据
step_one_fft_in_valid	1	拉高表示输入数据有效
输出端口	位宽	介绍
step_one_fft_out_data	64	FFT 核输出结果
step_one_fft_out_user	8	输出结果的索引
step_one_fft_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

5.5.3 通信信息读取模块

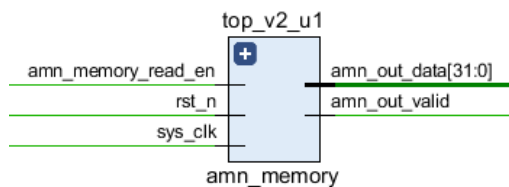


图 5-20 通信信息读取模块

该模块将发射端存储的通信信息读取出来进行点除运算，调用一个 ROM。具体的端口介绍见表 5.23，ROM 的配置和表 5.11 相同。

表 5.23 通信信息读取模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
amn_memory_read_en	1	单个时钟周期的脉冲，作为使能
输出端口	位宽	介绍
amn_out_data	32	读取出的通信信息
amn_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

5.5.4 点除模块

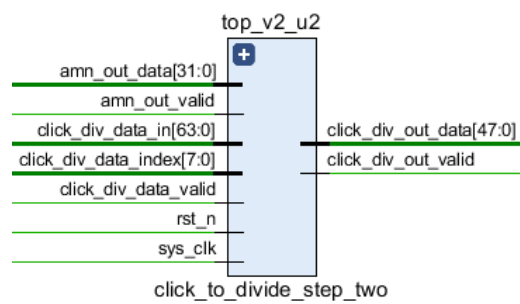


图 5-21 点除模块

该模块将 FFT 解调后的回波数据和通信信息点除，对应基于调制符号算法流程中的第二步，调用了一个除法器 Complex Multiplier(6.0)，用来执行点除运算，输出的结果用实部和虚部分别用 24 位宽表示。整个点除模块进行的运算为：

$$\frac{a+bi}{c+di} = \frac{(a+bi)(c-di)}{(c+di)(c-di)} = \frac{ac+bc i -adi +bd}{c^2 + d^2} = \frac{(ac+bd) + (bc - ad)i}{c^2 + d^2}$$

(5.1)

式(5.1)中分子表示 FFT 运算后的回波数据，分母表示读取出的通信信息。具体的模块端口介绍见表 5.24，Complex Multiplier(6.0)的配置见表 5.25。

表 5.24 点除模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
amn_out_data	32	读取出的通信信息
amn_out_valid	1	拉高表示通信信息有效
click_div_data_in	64	FFT 运算输出的结果对应 step_one_fft_out_data
click_div_data_index	8	FFT 运算输出结果的索引对应 step_one_fft_out_user
click_div_data_valid	1	拉高表示 FFT 运算输出结果有效
输出端口	位宽	介绍
click_div_out_data	48	点除模块的输出数据，实部虚部分别为 24 位
click_div_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.25 点除模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
AR/AI Operand Width	16	A 通道配置为 16 位
BR/BI Operand Width	16	B 通道配置位 16 位
Optimization Goal	Proformance	优先保证运算速度，会用更多资源

Output Width	32	输出数据的位宽配置为 32 位
Latency Configuration	Manual	手动选择数据延迟的时间
Minimum Latency	1	选择数据延迟一个时钟周期输出
ARESETn	勾选	IP 核复位信号，低电平有效

5.5.5 点除数据存储模块

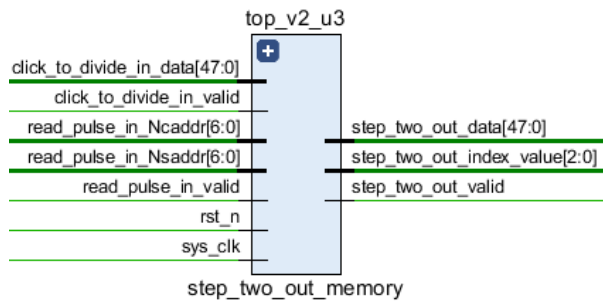


图 5-22 点除数据存储模块

OFDM 回波信号处理涉及到多个符号的数据处理，而在数据的处理过程中存在非顺序的读取方式见图 5-23。图 5-23 中，算法第二步点除运算结果的数据地址是按照时间顺序给出的，而算法第三步执行 DFT 的数据则是在每一个符号中取一个采样点，因此数据的地址则是非顺序的。针对这一问题，本文采用先将数据全部存储再按照需求给出数据地址的方式读取数据。点除数据存储模块就是将点除后的数据先存储，然后用地址生成模块给出非顺序数据的读取地址，读取出的数据进入下一模块执行基于调制符号算法的第三步。

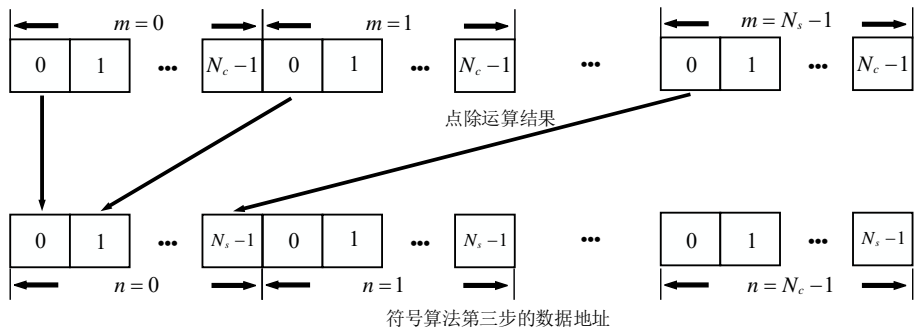


图 5-23 调制符号算法第二步和第三步的数据地址示意图

本模块调用了一个单端口 RAM，其中输出端口 `step_two_out_index_value` 为点除数据存储模块给出，并作为地址生成模块的使能，拉高一个时钟周期表示所有的符号都已存储完毕。具体的端口介绍和 IP 核配置见表 5.26 和 5.27。

表 5.26 点除数据存储模块端口介绍表

输入端口	位宽	介绍
click_to_divide_in_data	48	点除模块的输出数据
click_to_divide_in_valid	1	拉高表示输入数据有效
read_pulse_in_Ncaddr	7	由地址生成模块生成的子载波地址
read_pulse_in_Nsaddr	7	由地址生成模块生成的符号地址
read_pulse_in_valid	1	拉高表示读取地址有效
输出端口	位宽	介绍
step_two_out_data	48	由输入地址给出的输出
step_two_out_index_value	3	输出 3'b111，持续一个时钟周期
step_two_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

表 5.27 点除数据存储模块使用的 IP 核配置表

端口名称	配置	介绍
Memory Type	Single Port RAM	选择为单端口 RAM
Write Width	48	写入的的数据位宽
Read Width	48	读出的数据位宽
Write Depth	16384	最大存入数据个数
Read Depth	16384	最大读取数据个数
Operating Mode	No change	读/写数据没有优先级
RSTA Pin	勾选	复位选项，高有效

5.5.6 读取地址生成模块



图 5-24 读取地址生成模块

读取地址生成模块主要用来生成算法第三步和第四步的数据读取地址，因此本设计中会将该模块调用两次。其中 index_value 为输出地址类型选择信号，3'b111 表示输出非时间顺序的数据地址，3'b100 表示输出时间顺序的数据地址，两种地址分别对应点除运算的数据输入地址和调制符号算法第三步的数据输入地址，具体的地址示意图可见图 5-25。由于 RAM 存储器的结构为线性存储，因此子载波地址和符号地址可以

确定一个线性的数组的具体位置，以图 5-25 中(1)为例，具体的地址为当前 N_c 的值乘总的子载波数量加上当前符号的值。

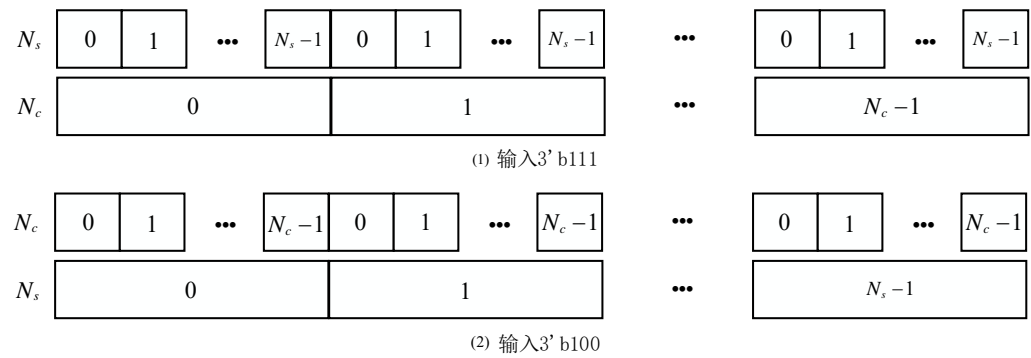


图 5-25 数据地址示意图

该模块没有调用 IP 核，且会在后续的介绍中再次调用，但因为用法相同不另设小节介绍下一次调用，端口介绍见表 5.28。

表 5.28 读取地址生成模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
Index_value	3	持续单个时钟周期，根据数值选择输出的地址类型
输出端口	位宽	介绍
Nc_addr	7	输出子载波地址
Ns_addr	7	输出符号地址
memory_data_out_valid	1	拉高表示输出地址有效

5.5.7 处理速度信息模块

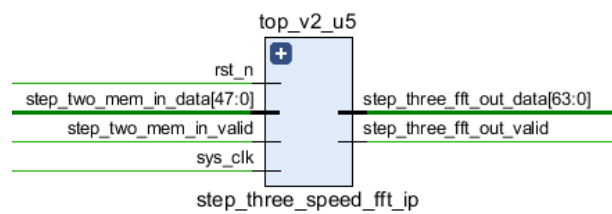


图 5-26 处理速度信息模块

该模块本质上是对输出数据进行 FFT 运算，需要注意的是输入的数据实部和虚部扩展为了 24 位，输出的数据实部和虚部则为 32 位。调用了一个调用一个 Fast Fourier Transform(9.1)执行 FFT 运算，模块端口介绍见表 5.29，Fast Fourier Transform(9.1)配置和表 5.13 相同。

表 5.29 处理速度信息模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
Step_two_mem_in_data	48	从点除数据存储模块读出的数据
Step_two_mem_in_valid	1	拉高表示数据有效
输出端口	位宽	介绍
Step_three_fft_out_data	64	FFT 模式输出的数据
Step_three_fft_out_valid	1	拉高表示输出数据有效

5.5.8 速度信息输出存储模块

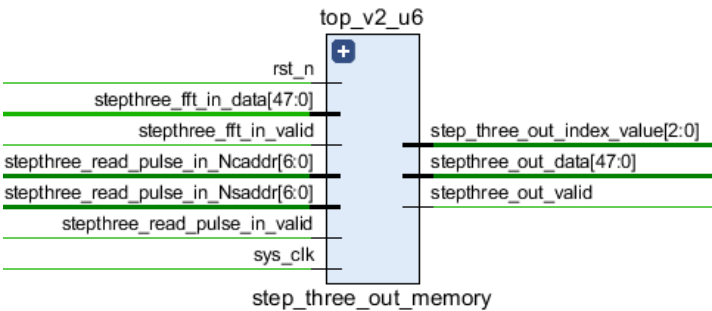


图 5-27 速度信息输出存储模块

该模块和 5.4.5 模块的作用相同都是将输出数据存储，但由于调制符号算法第四步的数据地址和调制符号算法的第三步输出数据地址并不匹配，因此需要将算法第三步输出数据全部存储后用地址生成模块生成数据读取地址读取目标数据。其中输入端口 stepthree_read_pulse_in_Ncaddr 与输入端口 stepthree_read_pulse_in_Nsaddr 为第二次调用地址生成模块生成的地址，对应图 5-25(2)，即 step_three_out_index_value 输出 3'b100。调用了一个单端口 RAM，端口介绍见表 5.30，Block Memory Genertor(8.4)配置与表 5.27 相同。

表 5.30 速度信息输出存储模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
stepthree_fft_in_data	48	算法第三步输出的数据
stepthree_fft_in_valid	1	拉高表示输出数据有效
stepthree_read_pulse_in_Ncaddr	7	由地址生成模块生成的子载波地址
stepthree_read_pulse_in_Nsaddr	7	由地址生成模块生成的符号地址
stepthree_read_pulse_in_valid	1	拉高表示输入地址有效
输出端口	位宽	介绍
step_three_out_index_value	3	3'b100，作为地址生成模块的使能
stepthree_fft_out_data	48	读取出的数据

stepthree_fft_out_valid	1	拉高表示输出数据有效
-------------------------	---	------------

5.5.9 处理距离信息模块

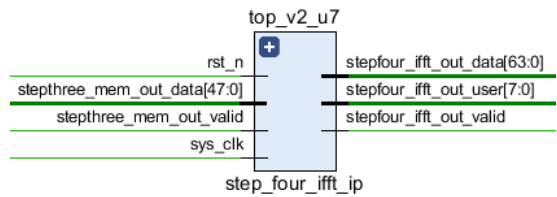


图 5-28 处理距离信息模块

该模块调用一个 Fast Fourier Transform(9.1)执行 IFFT 运算，对应调制符号算法第四步用以提取回波数据中的距离信息，端口介绍见表 5.31，Fast Fourier Transform(9.1)的配置和表 5.8 相同。

表 5.31 处理距离信息模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
stepthree_mem_out_data	48	第三步的输出结果
stepthree_mem_out_valid	1	拉高表示输入数据有效
输出端口	位宽	介绍
stepfour_ift_out_data	64	IFFT 输出结果
stepfour_ift_out_user	8	IFFT 输出结果的索引(会扩展一位)
stepfour_ift_out_valid	1	拉高表示 IFFT 输出数据有效

5.5.10 寻最大值模块

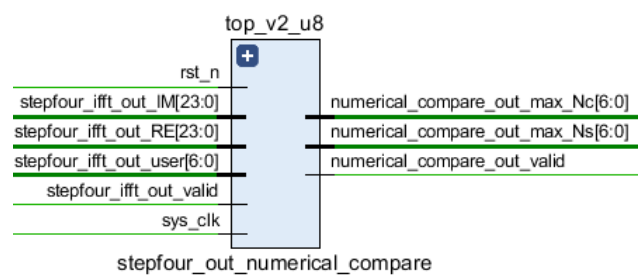


图 5-29 寻最大值模块

根据 4.3.2 节对调制符号算法的描述，提取目标速度和距离信息后的数据会在目标采样点附近呈现峰值，因此需要在算法处理完毕后找到最大值，并确定最大值的子载波和符号数值。该模块没有调用 IP 核，使用的方式是最简单的比较大小，即每一个时钟周期比较一次大小，并将较大的值、当前子载波值和当前符号值保存在寄存器中，直到所有的采样点数据比较完毕获得峰值信息。端口介绍见表 5.32。

表 5.32 寻最大值模块

输入端口	位宽	介绍
Stepfour_ifft_out_IM	24	第四步输出数据的虚部
Stepfour_ifft_out_RE	24	第四步输出数据的实部
Stepfour_ifft_out_user	7	第四步输出数据的索引(去除扩展位)
Stepfour_ifft_out_valid	1	拉高表示输入数据有效
输出端口	位宽	介绍
Numerical_compare_out_max_Nc	7	最大值的子载波地址
Numerical_compare_out_max_Ns	7	最大值的符号地址
Numerical_compare_out_valid	1	拉高表示输出地址有效

5.5.11 峰值行列地址生成模块

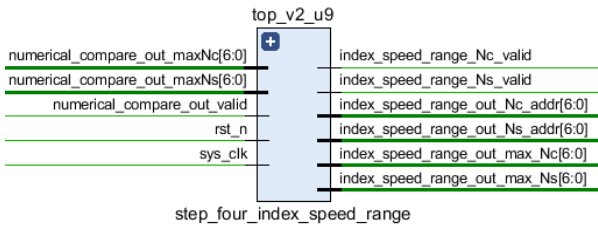


图 5-30 峰值行列地址生成模块

该模块将线性数据抽象为矩阵数据，将峰值的行和列的地址数据全部生成，具体的示意图见图 5-31。图中虚线部分为峰值的行列地址，其中每一行的元素表示每一个子载波，列中每一个元素表示每一个符号。峰值行列地址生成模块就是生成 MAX 值对应的行和列元素的所有地址，该模块没有调用 IP 核，端口介绍见表 5.33。

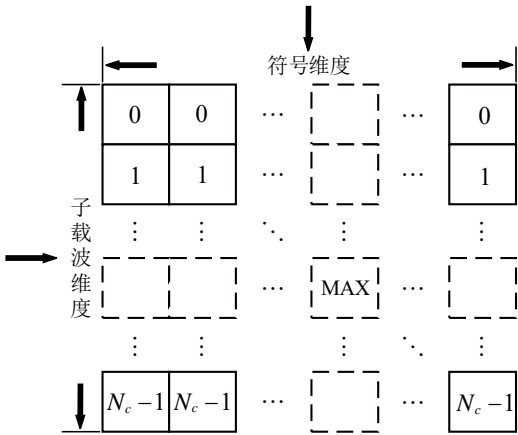


图 5-31 峰值行列地址示意图

表 5.33 峰值行列地址生成模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
Numerical_compare_out_maxNc	7	峰值的行值
Numerical_compare_out_maxNs	7	峰值的列值
Numerical_compare_out_valid	1	拉高表示输入有效

输出端口	位宽	介绍
Index_speed_range_Nc_valid	1	速度维的地址数据使能，高有效
index_speed_range_out_max_Ns	7	峰值的列值
index_speed_range_out_Nc_addr	7	子载波的地址序列
index_speed_range_Ns_valid	1	距离维的地址数据使能，高有效
index_speed_range_out_max_Nc	7	峰值的行值
index_speed_range_out_Ns_addr	7	符号的地址序列

5.5.12 距离信息输出存储模块

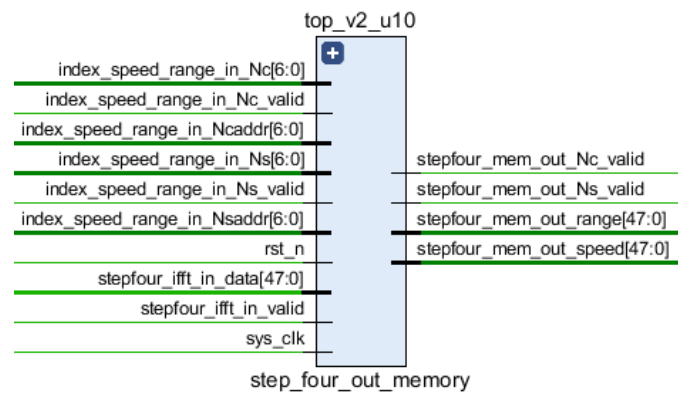


图 5-32 距离信息输出存储模块

该模块调用一个单端口 RAM，用以存储算法第四步的输出数据，在峰值行列地址生成模块生成地址并输入后，输出速度维和距离维的数据。其中距离维的数据持续 N_c 个时钟周期，速度维的数据持续 N_s 个时钟周期。端口介绍见表 5.34。

表 5.34 距离信息输出存储模块端口介绍

输入端口	位宽	介绍
Index_speed_range_in_Nc_valid	1	速度维的地址数据使能，高有效
index_speed_range_in_Ns	7	峰值的列值
index_speed_range_in_Ncaddr	7	子载波的地址序列
index_speed_range_Ns_valid	1	距离维的地址数据使能，高有效
index_speed_range_in_Nc	7	峰值的行值

index_speed_range_in_Nsaddr	7	符号的地址序列
输出端口	位宽	介绍
Stepfour_mem_out_Nc_valid	1	拉高表示距离维的输出数据有效
Stepfour_mem_out_range	48	距离维的输出数据
Stepfour_mem_out_Ns_valid	1	拉高表示速度维的输出数据有效
Stepfour_mem_out_speed	48	速度维的输出数据

5.6 总体验证

本小节将把 Vivado 中运行的结果和 MATLAB 运行的结果进行对比验证以查看模块设计的正确性，并对产生的差异进行简单分析，首先将一体化信号发射端模块输出的结果保存并导入 MATLAB。

5.6.1 一体化信号发射端模块输出验证

一体化信号发射端模块实现生成 OFDM 发射波形的功能，因此输出的结果在图像上表现为激凸且无规律的杂乱曲线，将 Vivado 输出的结果保存并导入 MATLAB，与 MATLAB 仿真结果对比图为图 5-33(由于存在 128 个 OFDM 符号每个 OFDM 符号有 128 个采样点，为方便通过图像观察差异这里仅给出第一个符号的 128 个采样点 Vivado 和 MATLAB 仿真结果对比图)。

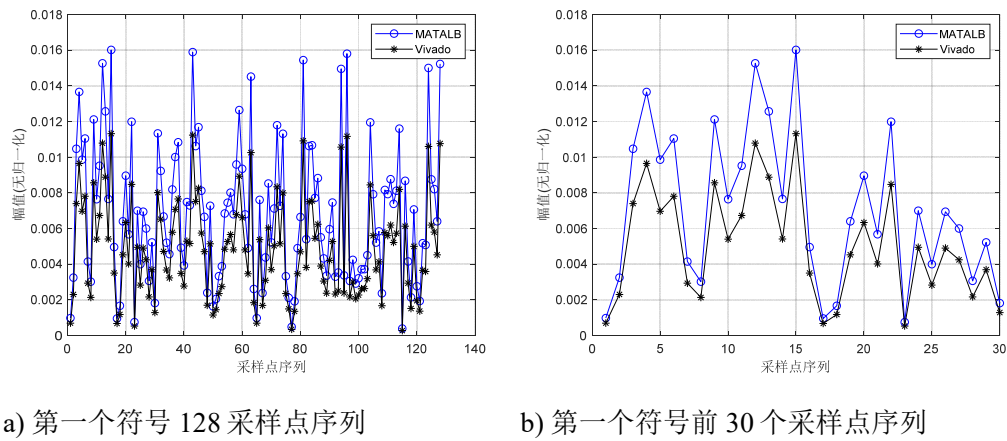


图 5-33 一体化信号发射端模块 Vivado 和 MATLAB 仿真结果对比图

图 5-33 中 a)为第一个符号的全部 128 个采样点数据，b)为第一个符号 128 个采样点序列的前 30 个采样点。从图 5-33 中可以看出，Vivado 输出结果和 MATLAB 输出结果存在一定的差异，产生该差异的原因主要有两处：第一，由于 Vivado 中确定每一位数都需要确定位宽，原则上来说位宽越大确定的数越精确，本设计中确定一位数仅用 16 位，且小数位用了 11 位，因此存在 $\pm 1/2^{11}$ 的误差，而 MATLAB 中表示一个数默

认为双精度浮点数, 即 64 位, 所以表示的结果更精确。第二, 本设计由于采用了 FFT 核在配置界面 Rounding Modes 选择了 Truncation(IP 核默认配置, 设计中未修改)截取方式来输出结果, 因此同样增加了误差。

5.6.2 雷达接收端模块输出验证

该模块将回波数据执行基于调制符号的通信算法并给出目标的距离和速度信息, 在二维图像上表现为单峰值的输出波形, Vivado 和 MATLAB 仿真结果对比图为图 5-34。图 5-34 中, a)为包含目标距离信息的图像, b)为包含目标速度信息的图像。需要注意的是图 5-33 中的目标距离和速度信息 Vivado 和 MATLAB 输出的仿真结果为 [96m,-19.07m/s], 而 4.5 节中图 4-9 和 4-10 输出的结果为 [100.1m,-19.99m/s], 这是因为 4.5 小节采用了更多的符号数和子载波数, 且过采样系数为 5, 导致输出的数据精度更高。

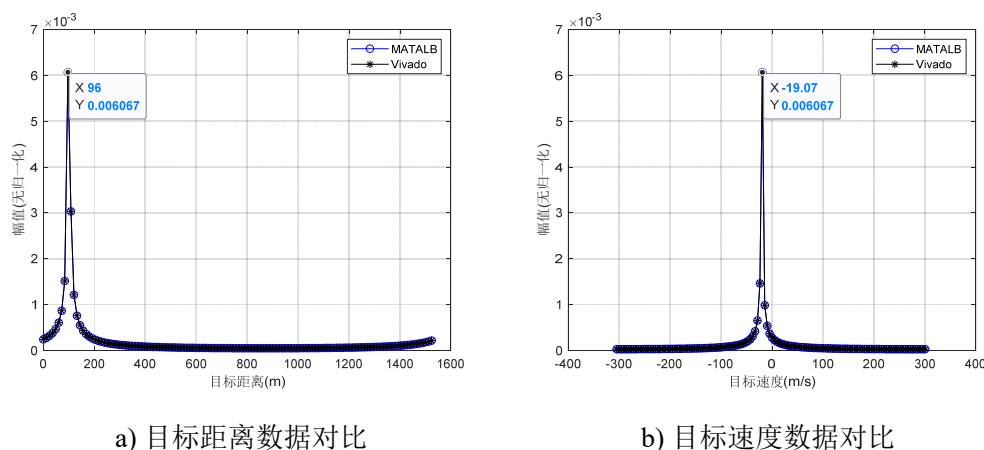


图 5-34 Vivado 和 MATLAB 仿真结果对比图

5.6.3 通信接收端输出验证

通信接收端主要功能是解调出通信信息并解映射为 Bit 数据, 验证的方式主要是查看解映射出的 Bit 信息和发送端的 Bit 数据的差错概率, 本节设置了 SNR=[-3 0 3 6 9 12 15 18 21] 九个信噪比数值进行仿真(其余参数见表 5.1), 并将九次 Vivado 输出的 Bit 文件全部导入 MATLAB 验证误比特率, 最终做出理论值、MATLAB 仿真值和 Vivado 仿真值三者之间的误比特率曲线图。

图 5-35 为最终的误比特率曲线图, 从图中可以看出 Vivado 仿真出的通信接收端误比特率和 MATLAB 仿真的误比特率大体相似, 两种仿真结果和理论值也十分接近, 该结果说明 Vivado 设计的仿真模型是正确的。

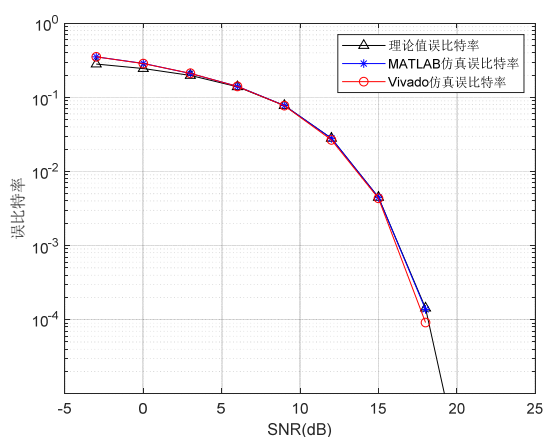


图 5-35 理论与仿真误比特率对比图

5.6.4 芯片资源利用信息

由于一体化波形发送端和雷达接收端共用一个设备，且总体资源超过通信接收端，因此这里给出一体化波形发送端和雷达接收端总共使用的资源和市场上使用 XC7A100Tfpg484-2i 芯片开发板的资源进行对比。

表 5.35 使用资源对比表

	本设计	开发板	资源占比
查找表(LUT)	12231	101000	12.11%
寄存器(FF)	15152	126000	12.03%
存储器(BRAM)	4104kbit	4860kbit	84.44%
数字信号处理单元(DSP)	116	240	48.33%
输入输出端口(IO)	164	285	57.54%

5.7 本章小结

本章主要介绍了使用 FPGA 实现一体化波形设计的内容，首先给出了通体的设计流程和设计框图，主要分为通信发送端、通信接收端和雷达接收端三个部分进行分别介绍；接着针对每一部分给出各个子模块的设计思路和 IP 核配置；最后对三个模块进行总体验证，验证结果表明 Vivado 仿真和 MATLAB 仿真结果基本相同，这表明本文提出的雷达通信一体化波形 FPGA 实现方案是正确的。

6 全文总结与展望

无论是车联网等民用领域，还是现代化作战的武器平台，雷达和通信电子设备都发挥着至关重要的作用。雷达通信一体化技术不仅能够实现目标的精确位置感知与通信设备间信息互通，还能缓解多个设备间的电磁干扰问题，降低硬件成本，提升平台资源利用率，是近年来的研究热点。本文围绕基于 OFDM 的雷达通信一体化的波形设计与 FPGA 实现展开研究，主要工作内容和结论有以下四个方面：

1) 介绍了雷达通信一体化的基本理论。首先介绍了线性调频信号和相位调制信号两种典型的雷达波形，并结合“停-跳”模型推导了包含目标距离和速度信息的信号回波表达式；接着阐述了雷达模糊函数在波形设计中发挥的作用并仿真了线性调频信号的模糊函数，结果表明线性调频信号具有多普勒-距离耦合；然后从 OFDM 信号的调制与解调出发论证了 OFDM 信号的相关原理，结果表明正交性是 OFDM 信号能够使用 DFT/IDFT 实现调制与解调的关键。

2) 研究了基于 OFDM 信号的雷达通信一体化模型。首先从单个符号的 OFDM 信号模型出发给出多个符号的 OFDM 信号模型，并从前文推导“停-跳”模型流程，推导出了基于 OFDM 雷达通信一体化的回波方程表达式；接着介绍了影响一体化波形设计的重要参数；紧接着分别推导了单符号和多符号 OFDM 波形的模糊函数，并仿真了一体化波形模糊函数，结果表明在通信信息随机分布的情况下，OFDM 波形具有“图钉型”的模糊函数，不存在时延-多普勒耦合。

3) 研究了 OFDM 雷达通信一体化波形的目标探测能力。首先给出了一体化波形的信号回波矩阵形式；接着介绍了相关算法的测距原理；然后介绍了基于调制符号的目标测距测速原理；最后对相关算法和基于调制符号算法进行仿真，仿真结果表明基于调制符号算法由于在回波处理过程中消除了通信信息的影响，相较于相关算法的处理结果具有更低的距离旁瓣。

4) 提出了一种 OFDM 雷达通信一体化系统的 FPGA 基带实现方案。首先给了基于 Vivado 平台 OFDM 雷达通信一体化系统设计的基本流程；接着分别给出了一体化波形发送端、雷达接收端和通信接收端的总体设计框图；然后逐个介绍各个模块的原理和实现过程；最后将 Vivado 的仿真结果和 MATLAB 的仿真结果进行对比，结果表明 Vivado 的实现结果和 MATLAB 仿真结果一致，这验证了该方案的可行性。

最后需要说明的是，由于作者的水平有限，因此本文存在一些不足之处，主要有如下几点：

1) OFDM 波形存在峰均值比过高的问题, 本文没有设计相应的模型解决或者缓解这一问题, 这会导致发送信号在经过功率放大器时出现功率分配效率较低的问题, 可以采用一些恒包络方式来加以限制, 例如采用相位调制的恒包络 OFDM 方式, 该方式将 OFDM 信号 IDFT 调制后再进行一次调制从而将 OFDM 信号的 PAPR 降低。

2) 本文的一体化波形设计没有涉及到发送天线和接收天线等硬件设计, 因此没有涉及到接受端的信号同步问题, 仿真涉及到的接收端信号处理仅是假设通信接收端和雷达接收端接收的信号已经同步, 后续可以在一体化波形发送端中加入插入导频模块, 同时在接收端加入同步模块。

参考文献

- [1] 杨宇飞. 基于 OFDM 雷达通信一体化的接收算法设计[D]. 黑龙江:哈尔滨工业大学, 2017.
- [2] 郝跃星. 恒包络 OFDM 雷达通信一体化关键技术研究[D]. 陕西:西安电子科技大学, 2017.
- [3] 沈陶然, 桑隽永. 国外无人机装备发展现状及典型作战模式综述[J]. 新型工业化, 2018, 8(5):94-97.
- [4] 于宏毅. 无线移动自组织网[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [5] 刘永军. 基于 OFDM 的雷达通信一体化设计方法研究[D]. 陕西:西安电子科技大学, 2019.
- [6] 肖博, 霍凯, 刘永祥. 雷达通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(3):739-750.
- [7] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 多相伪随机序列在雷达通信一体化中的应用[J]. 信号处理, 2012, 28(11):1543-1550.
- [8] Li Xiaobo, Yang Ruijuan, Chen Xinyong, et al. The Sharing Signal for Integrated Radar and Communication Based on FRFT[J]. Journal of Signal Processing, 2012, 28(4):487-494.
- [9] 赵艺帆. 基于 OFDM 的雷达通信一体化波形设计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2021.
- [10] Garmatyuk D, Schuerger J, Morton Y T, et al. Feasibility study of a multi-carrier dual-use imaging radar and communication system[A]. Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Munich Germany[C]. 2007:1473-1476.
- [11] Ruggiano M, Genderen P. Wideband ambiguity function and optimized coded radar signals[A]. Proceedings of the 4th European Radar Conference, Munich Germany[C]. 2007:142-145.
- [12] 刘少华, 黄志星. 基于扩频的雷达通信一体化信号的设计[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(1):69-75.
- [13] Roberton M, Brown E. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques[A]. International Microwave Symposium Digest[C]. New York:IEEE, 2003:611-614.
- [14] Huang J. A Ka-band circularly polarized high-gain microstrip array antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 1995, 43(1):113-116.

- [15] Sahin C, Jakabosky J, McCormick P M, et al. A novel approach for embedding communication symbols into physical radar waveforms[A]. IEEE Radar Conference[C]. 2017:1498-1503.
- [16] Jankiraman M, Wessels B J. Pandora multifrequency FMCW/SFCW radar[A]. IEEE National Radar Conference, Alexandria[C]. VA, USA, 2000:750-757.
- [17] Garmatyuk D, Schuerger J, Morton Y T, et al. Feasibility study of a multi-carrier dual-use imaging radar and communication system[A]. Radar Conference[C]. European. 2007:194-197.
- [18] Garmatyuk D, Kauffman K. Radar and data communication fusion with UWB-OFDM software-defined system[A]. IEEE International Conference on[C]. IEEE, 2009:454-458.
- [19] Garmatyuk D, Schuerger J, Kauffman K. Multifunctional Software-Defined Radar Sensor and Data Communication System[J]. IEEE Sensors Journal, 2011, 11(1):99-106.
- [20] Garmatyuk D, Schuerger J, Kauffman K, et al. Wideband OFDM system for radar and communications[A]. IEEE Radar Conference[C]. IEEE, 2009:1-6.
- [21] Garmatyuk D, Schuerger J. Conceptual design of a dual -use radar/communication system based on OFDM[A]. Military Communications Conference[C]. 2008. Milcom. IEEE, 2008:1-7.
- [22] Jamil M, Zepernick H, Pettersson M I. On integrated radar and communication systems using Oppermann sequences[A]. Military Communications Conference[C]. 2008. MILCOM 2008. IEEE. IEEE, 2008:1-6.
- [23] Sit Y L, Wiesbeck W, Sturm C, et al. The OFDM Joint Radar-Communication System: An Overview[A]. SPACOMM 2011, The Third International Conference on Advances in Satellite and Space Communications[C]. Budapest, Hungary. 2011:69-74.
- [24] Romero R A and Shepherd K D. Friendly Spectrally Shaped Radar Waveform With Legacy Communication Systems for Shared Access and Spectrum Management[J]. in IEEE Access, 2015, 3(1):1541-1554.
- [25] Dokhanchi S H, Shankar M R B, Stifter T and Ottersten B. OFDM-based automotive joint radar-communication system[A]. 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)[C]. 2018:0902-0907.
- [26] Sanson J B, Tome P M, Castanheira D, Gameiro A and Monteiro P P. High-Resolution Delay-Doppler Estimation Using Received Communication Signals for OFDM Radar-Communication System[J]. in IEEE Transactions on Vehicular Technology, 69(11): 13112-13123.

- [27] Xu S J, Chen Y, Zhang P. Integrated radar and communication based on DS-UWB[A]. Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals[C]. Sevastopol, Ukraine, 2006:142-144.
- [28] Chen X, Wang X, Xu S, et al. A novel radar waveform compatible with communication[A]. International Conference on Computational Problem-Solving[C]. 2011:177-181.
- [29] 陈兴波, 王小谟, 曹晨, 等. 雷达通信综合化波形设计技术分析[J]. 现代雷达, 2013, 35(12):56-59.
- [30] 刘志鹏. 雷达通信一体化波形研究[D]. 北京理工大学, 2015.
- [31] 刘志鹏. 雷达通信一体化波形分离算法研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2013, 8(5):481-485.
- [32] Chen X, Liu Z, Liu Y, et al. Energy leakage analysis of the radar and communication integrated waveform[J]. IET Signal Processing, 2018, 12(3):375-382.
- [33] 杨云飞, 杨瑞娟, 古秦弋. CPM-LFM 雷达通信一体化共享信号解调处理与仿真[J]. 空军预警学院学报, 2017, 31(4): 243-247.
- [34] Nowak M J, Zhang Z, LoMonte L, et al. Mixed-modulated linear frequency modulated radar-communications[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 11(2):313-320.
- [35] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(2):406-412.
- [36] 杨云飞, 马晓岩, 杨瑞娟, 等. CPM-LFM 雷达通信一体化共享信号探测性能研究[J]. 空军预警学院学报, 2017, 31(3):157-161.
- [37] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟. 基于 OFDM 的雷达通信一体化波形模糊函数分析[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(09):2008-2018.
- [38] 谷亚彬, 张林让, 周宇, 赵永红. 采用相关函数的 OFDM 雷达通信共享信号处理算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2018, 45(4):12-17.
- [39] 王孟奇. 基于 OFDM 的雷达通信一体化信号设计[D]. 哈尔滨工业大学硕士毕业论文, 2016.
- [40] 王诏丰. 雷达通信一体化波形设计与处理方法研究. 西安电子科技大学博士学位论文, 2018.
- [41] Bassem R, Mahafza, Atef Z, Elsherbeni. Radar System Design MATLAB Simulation. Electronics Industry Press. 2013:97-125.

- [42] Zhang Y, Li Q, Huang L, et al. A Modified Waveform Design for Radar-Communication integration Based on LFM-CPM[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. 2017: 1-5.
- [43] Temes C L, Relativistic Consideration of Doppler Shift[J], IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics, 1959:37.
- [44] Gill T P, The Doppler Effect[J]. Logos Press, London, 1965.
- [45] 左群声等译. 雷达系统导论, 第三版[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014.
- [46] Sturm C, Wiesbeck W. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing[J]. Proceedings of the IEEE. 2011, 99(7): 1236-1259.
- [47] Tian M et al. Multiobjective optimal waveform design for TDS-OFDM integrated radar and communication systems[A]. 2021 CIE International Conference on Radar (Radar)[C], Haikou, Hainan, China, 2021:2907-2911.
- [48] Tian M et al. Multiobjective optimal waveform design for TDS-OFDM integrated radar and communication systems[A]. 2021 CIE International Conference on Radar (Radar)[C], Haikou, Hainan, China, 2021:2907-2911.
- [49] Wang X, Zhang Z and Najafabadi H E. Range and Velocity Estimation for Multi-symbol OFDM-based Integrated Radar and Communications Systems[A]. 2021 CIE International Conference on Radar (Radar)[C]. Haikou, Hainan, China, 2021:2457-2460.
- [50] Tian R, Ni G and Chen Z. Integrated Waveform Design of OFDM Radar Communication on Airborne Moving Platform[A]. 2021 IEEE 5th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)[C]. Xi'an, China, 2021:354-359.
- [51] Zhu S, Li X, Yang R and Zhu X. A low probability of intercept OFDM radar communication waveform design method[A]. 2021 IEEE International Conference on Consumer Electronics and Computer Engineering (ICCECE)[C]. Guangzhou, China, 2021:653-657.
- [52] Zhang Z, Du Z and Yu W. Mutual-Information-Based OFDM Waveform Design for Integrated Radar-Communication System in Gaussian Mixture Clutter[J]. in IEEE Sensors Letters, 2019, 4(1):1-4.
- [53] Wang Y, Cao Y, Yeo S T, Han J and Peng Z. Joint Sequence Optimization-Based OFDM Waveform Design for Integrated Radar and Communication Systems[J]. in IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(12):12734-12748.