

学校代码: 10286
分 类 号: TN92
密 级: 公开
U D C: 621.39
学 号: 170914



东南大学

工程硕士学位论文

高性能无线自组网物理层数据链路 设计与实现

研究生姓名: 陈 星
导师姓名: 陈晓曙 教授

申请学位类别 工程硕士 学位授予单位 东南大学
工程领域名称 电子与通信工程 论文答辩日期 2020 年 5 月 19 日
研究方向 无线通信网络 学位授予日期 2020 年 月 日
答辩委员会主席 赵新胜 评 阅 人 王霄峻
周 猛

2020 年 5 月 27 日

東南大學
硕士学位论文

高性能无线自组网物理层数据链路
设计与实现

专 业 名 称: 电子与通信工程

研究生姓名: 陈 星

导 师 姓 名: 陈晓曙 教授

DESIGN AND IMPLEMENTATION ON PHYSICAL LAYER DATA LINK OF HIGH-PERFORMANCE MOBILE AD HOC NETWORK

A Thesis Submitted to

Southeast University

For the Academic Degree of Master of Engineering

By

Chen Xing

Supervised by

Prof. Chen Xiao-shu

National Mobile Communications Research Laboratory

School of Information Science and Engineering

Southeast University

Nanjing, 210096, China

May, 2020

摘要

无线自组织网络传输不依赖于有线基础设施，且具有部署快速、扩展灵活、顽存性强等优点，被广泛应用于应急保障、突击部署以及抢险救灾等军民通信领域，已经成为现代无线通信技术的一个重要研究方向。设计和实现适合多种应用场景下的高性能无线移动自组织网络（High-performance Mobile Ad-hoc Network, HpMANET）是目前该领域技术与开发的一个重要方向。论文重点就 HpMANET 物理层数据承载链路开展了具体的研究设计与实现开发，所涵盖的主要工作有：

(1) 从研发系统的功能特点出发，针对其无线系统物理层数据承载链路传输大带宽、高速率、低延时、高质量的应用要求，研究并确定了物理层传输的频域结构及时域帧结构设计，并重点针对数据承载链路信号处理过程给出了详细的设计方案。

(2) 为满足物理层数据链路接收检测功能系统对于高速率、高可靠、低时延的需求，在深入研究了针对采用信道编码技术的无线传输系统中软输入软输出迭代检测和无信道编码系统中格基规约辅助检测方法的基础上，从迭代检测技术出发，提出了基于 QR 分解的低复杂度滤波和基于 max-log 算法的低复杂度软解调方法；针对 LLL 格基规约检测因执行时间和循环次数不确定而导致实现复杂度高的问题，提出了固定复杂度的规约算法，并联合排序 QR 分解算法进行信号检测。性能仿真和复杂度分析结果表明，这两种检测方案不仅复杂度低，且可以提供良好的误码性能。

(3) 针对项目研发所采用的开发平台及支持的开发工具，研发采用 HLS 工具对所设计的数据链路接收检测系统进行了具体的硬件实现开发，运用计算仿真和统计分析对算法中的关键处理功能模块进行了定标方案设计，应用 HLS 优化功能指令对具体的功能模块实现进行了结构优化，并结合查表与线性拟合对实现中算法过程耗时较长的除法运算进行优化处理。系统综合验证的结果表明，所开发的接收检测系统功能正确，且满足物理层数据链路的实现要求，对 HpMANET 系统的技术设计与应用开发具有积极的实用和参考价值。

关键词：高性能移动自组网，MIMO 检测，软输入软输出，格基规约

ABSTRACT

Wireless Ad-hoc Network is independent of wired infrastructure, and has the advantages of rapid deployment, flexible extension and strong persistence, etc. It is widely applied in the fields of military and civilian communications such as emergency security, assault deployment and disaster relief, as well as has become an essential research direction of modern wireless communication technology. The design and implementation of High-performance Mobile Ad-hoc Network (HpMANET) suitable for a variety of application scenarios is a significant direction of technical research and development in this field at present. The thesis focuses on the data bearer link of HpMANET physical layer to carry on the specific design and implementation, which includes the following main work:

(1) Starting from the functional characteristics of the research and development system, the design of frequency domain structure and time domain frame structure in the physical layer transmission is researched and confirmed, aiming at the application requirements of wide bandwidth, high rate, low delay and high quality. Furthermore, a detailed design for the signal processing process of the data bearer link is given emphatically.

(2) In order to meet the requirements of the physical layer data link receiving detection system for high speed, high reliability and low delay, iterative detection of soft input and soft output in channel coded wireless transmission system is researched in depth, together with auxiliary detection method of lattice reduction in free channel coding system. From the iterative detection technology, the low complexity filtering based on QR decomposition and the low complexity soft demodulation method based on max-log algorithm are put forward. For the high implementation complexity problem caused by the uncertain execution time and cycle number of LLL lattice reduction detection, the fixed complexity reduction algorithm is put forward, and the QR decomposition algorithm is sorted jointly for the signal detection. The analysis results of the performance simulation and the complexity indicate that these two detection schemes have lower complexity and provide good bit error performance.

(3) With regard to the development platform and the supporting tools adopted in the project, HLS tools are researched and used for the specific hardware implementation to the designed data link receiving detection system. The computing simulation and the statistical analysis are utilized to the fix-point scheme design for the key processing function module in the algorithm, and the HLS optimized function instruction is applied for specific function module to realize the structural optimization. Moreover, the look-up table and the linear fitting are combined to realize the optimization treatment for the division operation which algorithm process takes a relatively long time. The result of system integration verification shows that the developed receiving detection system has correct functions, which meets the requirements of physical layer data link, and it is of positive value to the technical design and the application development of HpMANET system.

Key Words: HpMANET, MIMO Detection, Soft Input Soft Output, Lattice Reduction

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
目录.....	V
缩略词.....	VII
第一章 绪论.....	1
1.1 无线自组织网络及其应用.....	1
1.2 国内外研究与发展.....	2
1.3 课题研究的背景与任务.....	3
1.4 论文的内容安排.....	3
第二章 HpMANET 节点系统总体方案与关键技术.....	5
2.1 HpMANET 节点系统功能架构.....	5
2.1.1 网络节点系统架构.....	5
2.1.2 节点系统功能特点和技术要求.....	5
2.2 物理层链路承载方案.....	6
2.2.1 OFDM 频域结构设计.....	6
2.2.2 链路传输帧结构设计.....	7
2.3 物理层数据链路信号处理过程.....	8
2.4 MIMO 信号检测.....	14
2.4.1 MIMO 系统模型.....	14
2.4.2 主要检测算法.....	15
2.4.3 检测算法的性能对比.....	18
2.5 本章小结.....	20
第三章 HpMANET 物理层数据链路接收方案设计.....	21
3.1 引言.....	21
3.2 基于信道编码的 SISO-MMSE 迭代检测算法.....	21
3.2.1 迭代接收机.....	21
3.2.2 MMSE 滤波.....	22
3.2.3 基于 QR 分解的 MMSE 滤波.....	23
3.2.4 软解调和软调制.....	25
3.3 基于无信道编码的 LRA-MMSE 检测算法.....	30

3.3.1 格基规约技术	30
3.3.2 基于 LLL 规约的 MMSE 检测	32
3.3.3 复数格的推广	34
3.3.4 固定复杂度的改进 LLL 算法	36
3.4 性能仿真结果与分析	37
3.4.1 基于信道编码的检测仿真结果分析	37
3.4.2 基于无信道编码的检测仿真结果分析	39
3.5 复杂度分析	41
3.6 本章小结	41
第四章 HpMANET 物理层数据链路接收检测功能系统实现	43
4.1 开发平台和工具	43
4.1.1 硬件开发平台选取	43
4.1.2 开发工具概述	43
4.1.3 HLS 优化	44
4.2 接收检测功能实现总体设计	45
4.3 定标方案设计和仿真	47
4.3.1 关键处理部分的定标	47
4.3.2 定标性能仿真	51
4.4 接收检测功能系统子模块设计开发	51
4.4.1 SQRD 模块	51
4.4.2 MLLL 规约模块	52
4.4.3 SIC 检测模块	54
4.4.4 除法器模块	55
4.5 接收检测功能系统实现验证与资源消耗评估	56
4.6 本章小结	56
第五章 总结与展望	57
5.1 研发工作总结	57
5.2 展望	57
致谢	59
作者简介	61
参考文献	63

缩略词

5G	Fifth Generation	第五代移动通信
AP	Access Point	无线接入点
BER	Bit Error Rate	误比特率
BRAM	Block RAM	块随机存储器
CLLL	Complex LLL	复数 LLL 规约
CRC	Cyclic Redundancy Check	循环冗余检验
FcLLL	Fixed-Complexity LLL	固定复杂度的 LLL 规约
FF	Flip Flop	触发器
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
GP	Guard Period	保护间隔
HLS	High-Level Synthesis	高层次综合
HpMANET	High-performance Mobile Ad-hoc Network	高性能无线移动自组网
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅里叶逆变换
II	Initiation interval	启动延时
LDPC	Low-density Parity-check	低密度校验
LRAD	Lattice-Reduction-Aided Detection	格基规约辅助检测
LTE	Long Term Evolution	长期演进
LUT	Look-Up Tables	逻辑查找表
MAC	Media Access Control	媒体访问控制层
MANET	Mobile Ad-hoc Network	无线移动自组网
MAP	Maximum A Posteriori	最大后验概率准则
MAP	Mesh Access Point	网状网接入点
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
ML	Maximum Likelihood	最大似然准则
MLLL	Modified LLL	改进 LLL 规约
MMSE	Minimum Mean square Error	最小均方误差准则
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation	排序串行干扰消除
PD	Processing Delay	同步处理时延
PRNET	Packet Radio Network	分组无线网
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
RTL	Register Transfer Level	寄存器传输级
SIC	Successive Interference Cancellation	串行干扰消除

SISO	Soft Input Soft Output	软输入软输出
SNR	Signal-to-noise Ratio	信噪比
SQRD	Sorted QR Decomposition	排序 QR 分解
SS	Synchronization Signal	同步序列
SURAN	Survivable Radio Network	抗毁无线网络
TDD	Time Division Duplexing	时分双工
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
WMN	Wireless Mesh Network	无线网状网
WIMAX	World Interoperability for Microwave Access	全球微波接入互操作性
ZF	Zero Force	迫零准则

第一章 绪论

1.1 无线自组织网络及其应用

随着网络技术的发展,随时随地接入网络的需求与日俱增。目前已经相当成熟的网络技术主要是蜂窝移动通信网络和无线局域网,各种无线通信技术之间相互配合形成了优势互补,从而覆盖了日常生活中的大多数通信应用场景。但是面对没有或无法建立可靠宽带有线基础设施网络支撑的情况下,诸如野外监测、应急保障、抢险救灾、军事安全等领域对高性能宽带通信的实际需求,传统的无线移动接入通信技术在网络随时随地构建、网络覆盖范围扩展、网络可靠性保证等方面存在突出的缺失与局限。为了能够适应与满足相关广泛而重要应用需求,无线自组织网络技术应运而生^[1]。

无线自组织网络是由各通信节点以无线方式与传输范围内的邻居节点相互连接组成的网络,其中有直接连接关系的节点间可以直接通信,无直接连接关系的节点间通过借助其它节点中继形成无线多跳通信。现有的无线自组织网络主要分为两种类型,分别是无线网状网络^[2] (Wireless Mesh Network, WMN) 和无线移动自组织网络^[3] (Mobile Ad-hoc Network, MANET)。图 1.1 给出了这两种自组网的网络拓扑图,其中 WMN 网络通常采用分层架构,节点移动性弱,拓扑结构相对稳定,主要应用于宽带无线接入^[4]; MANET 网络采用扁平化架构,用户节点移动性强,拓扑结构动态变化,节点之间通过无线连接自由组网,主要应用于无中心控制的动态节点实时通信^[5]。

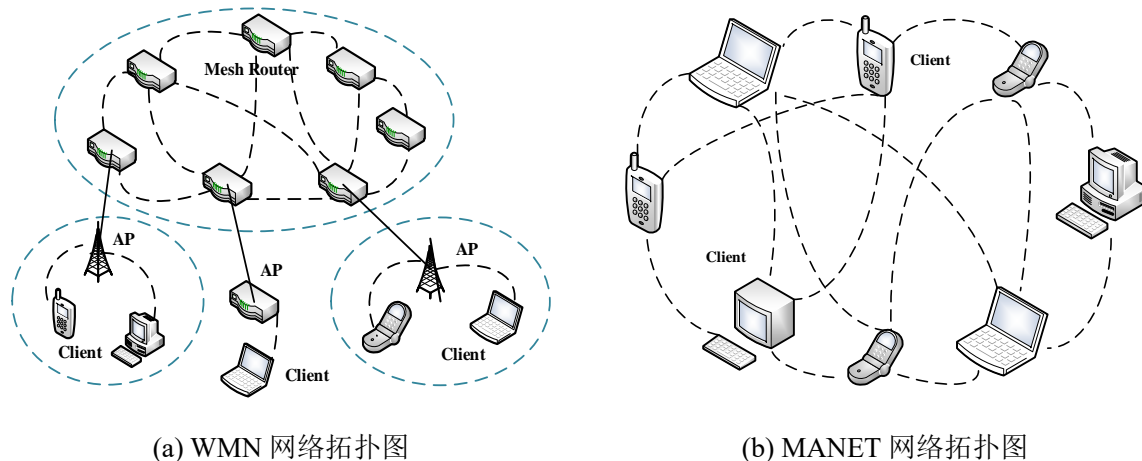


图 1.1 WMN 和 MANET 网络拓扑图

近年来,特殊部门和行业应用对高性能无线移动自组网 (High-performance Mobile Ad-hoc Network, HpMANET) 的需求不断增长,包括公安行动、边境管理、应急保障、海上通信以及矿山隧道等应用,结合地理环境和业务功能的特点,上述应用场景下对无线自组织网络提出了应具有网络移动和高性能的性能要求,其中高性能是指网络具备传输速率高、延时小、支持业务能力和组网能力强。现有无线自组网产品在应对以上需求时存在明显的不足,主要体现在无线传输性能受限、业务质量保障能力弱以及移动性管

理能力较差等。因此,随着国防和民用市场对于无线自组网这种特殊并且高效的通信方式需求越来越强烈,开展高性能移动自组织网络技术及应用系统的研究和开发既有现实价值又具长远意义。

1.2 国内外研究与发展

(1) 国外研究与发展

国外的 WMN 技术研发已经处于领先地位,广泛应用于军事等领域对特种通信的需求,包括各类部队之间和内部的网络通信,提供了强大和高效的协同作战能力。随着 Mesh Networks 公司收购军方的移动通信专利技术,民用产品也得到快速发展。目前美国 Meshdynamics 公司已经研制出第三代 MESH 产品-MD4000^[6],该产品支持多个天线接口,且可以使用 2.4GHz、5.8GHz 和 4.9GHz 等多个频段,并在矿井通信应用中最大支持达 64 跳;北电网络和 Strixsystem 等公司也提出了自己的 WMN 解决方案^[7]:北电的 7220 系列无线 Mesh 节点已在 Coppin 州立大学进行了实际的组网;Strixsystem 公司的产品既包含基于 WiFi 技术的 Mesh,也包含基于全球微波接入互操作性(World Interoperability for Microwave Access, WIMAX)技术的 Mesh 产品,根据延时、丢包率要求的不同被部署应用于美国国土安全局的边境管控。国外现有的成熟 WMN 网络有着良好的传输频段和覆盖性能,且能利用多射频、多信道技术提高业务的吞吐量以降低延迟。

针对移动场景下的 MANET 研究,最早可以追溯到 1968 年的 ALOHA 网络^[8],ALOHA 采用固定基站,采用分布式的信道访问管理,为之后的分布式信道访问技术提供了基础。随后,美国国防情报高级研究计划局相继研制了分组无线网(Packet Radio Network, PRNET)以及抗毁无线网络(Survivable Radio Network, SURAN),在无线环境中使用数据分组交换技术,实现了广阔地域范围内的多用户通信,证明了移动自组网的可行性。1997 年 6 月 Internet 工程任务组成立了 MANET 工作组,极大地推动了 MANET 的商用开发。目前美军主要的供应产品包括:Silvus 的 SC4000 系列、Trellisware 的 BRN 以及 Persiten 的 MPU5 等,其中 SC4000 系列采用了 4×4 的 MIMO 技术,传输速率达到了 100Mbps,且做到了组网时间短、功耗低;MPU5 采用了 3×3 的 MIMO 技术,在带宽为 20MHz 的情况下可以达到 100Mbps 的传输速率,且可以支持多个波段。整体上来看,国外的 MANET 研究产品化程度较高,广泛应用于军事等特种通信中。

(2) 国内研究与发展

国内的无线自组织网络技术研发尚属于起步阶段,目前国内的自组织网络通信技术主要有两种技术体制,一种是基于 WiFi 随机多址接入技术的自组网技术,另一种是基于时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)接入技术的自组网技术。

基于 WiFi 随机多址接入技术的自组网主要有 WiFi Mesh 网络,它是无线 Mesh 网络的一种。传统无线局域网络通过无线接入点(Access Point, AP)将整个网络和有线网络相连接,用户节点需要通过 AP 节点接入无线网络,而 WiFi Mesh 网络的 Mesh 接入

点（Mesh Access Point, MAP）在此基础上还可以进行数据转发，因此用户节点可以在多个MAP节点之间进行多跳转发传输数据。基于WiFi的Mesh网络在传输上沿用802.11的现有标准^[9]，实现简单、部署方便且可以实现短距离的高速传输，但是存在着覆盖范围小、业务质量无法充分保障以及传输频段受限的缺点。

基于TDMA的无线自组网技术通过时隙分配算法来控制信道资源的分配、接入和调度^[10]，有效地提高了节点对于信道资源的利用率，并提高了端到端的吞吐量。TDMA机制保障了较大的覆盖范围，且采用了无线通信协议的传输链路使得通信质量得到了显著提升。然而目前的大多数技术应用系统尚没有支持多天线以及节点移动等，因此传输速率较低，且网络性能受限。

综上所述，目前国内无线自组织网络技术系统研发具有一定的局限性，如何设计和开发高性能的无线移动自组网是当前无线通信技术的研发热点之一。

1.3 课题研究的背景与任务

课题作为东南大学移动通信国家重点实验室“大规模无线网络”自主研究项目的一部分，旨在研究并开发验证具有高速率、高可靠、低时延的高性能无线移动自组织网技术与系统，既保证高速的物理层数据远距离、低延时、高质量传输，又具有较大节点规模下的动态组网和传输覆盖能力。HpMANET所规划的主要无线通信技术目标包括：

- (1) 支持单输入单输出和多输入多输出无线模式；
- (2) 支持多种带宽无线传输；
- (3) 支持自适应调制无线传输方式；
- (4) 支持各种组网拓扑方式，包括链状、星状、格状等网络结构；
- (5) 支持子网融合和网络自修复；
- (6) 单跳通信时延在10ms以内；
- (7) 支持移动场景下快速组网；

在HpMANET项目背景及其目标要求下，设计并实现具有高速率、低时延、高可靠的高性能物理层宽带数据无线传输系统是目标网络研发的关键任务。课题在物理层数据承载链路传输方案的设计基础上，着重开展无线传输过程中接收检测技术方案的设计与实现研发。课题研究任务主要包括：

- (1) 技术设计上需满足多种调制方式及多天线传输方式下接收检测误码性能；
- (2) 实现设计上需满足物理层传输过程低时延处理的应用需求；
- (3) 具体开发中在满足系统功能和性能要求前提下尽可能减少硬件资源消耗。

1.4 论文的内容安排

论文的具体安排如下：

第二章从HpMANET系统架构、功能特点以及总体技术要求出发，着重介绍了系统中物理层数据链路设计方案，包括物理层链路承载方案，以及数据链路信号处理过程中

各功能模块的具体方案设计，并就所涉及到的接收检测方案设计基本理论与技术，包括主要的 MIMO 检测算法等进行了具体的概述与分析，给出了各算法在不同调制阶数和不同天线数目下的性能仿真结果。

第三章在对主要 MIMO 信号检测算法检测性能和计算复杂度的综合分析基础上，结合 HpMANET 系统高速率、高可靠、低延时的需求，对物理层数据链路接收方案进行了设计，针对有无信道编码参与检测的情况给出了两种 MIMO 信号检测算法，并给出了优化后方案的性能仿真结果及复杂度分析。

第四章在数据链路接收检测方案设计的基础上，选取了能够支持系统整体功能实现需求的硬件平台与开发工具，给出了信号检测功能系统的实现方案，并对接收检测系统进行实现设计和优化开发。

第五章对全文的工作进行总结，并对下一步研究工作提出展望。

第二章 HpMANET 节点系统总体方案与关键技术

2.1 HpMANET 节点系统功能架构

2.1.1 网络节点系统架构

如图 2.1 所示，HpMANET 节点系统通信网络功能构架可以分为网络层、媒体访问控制（Media Access Control，MAC）层以及物理层，按规划整体节点系统将依托软件无线电平台进行研发及验证，并利用上位机系统实现与用户业务之间的数据交互。

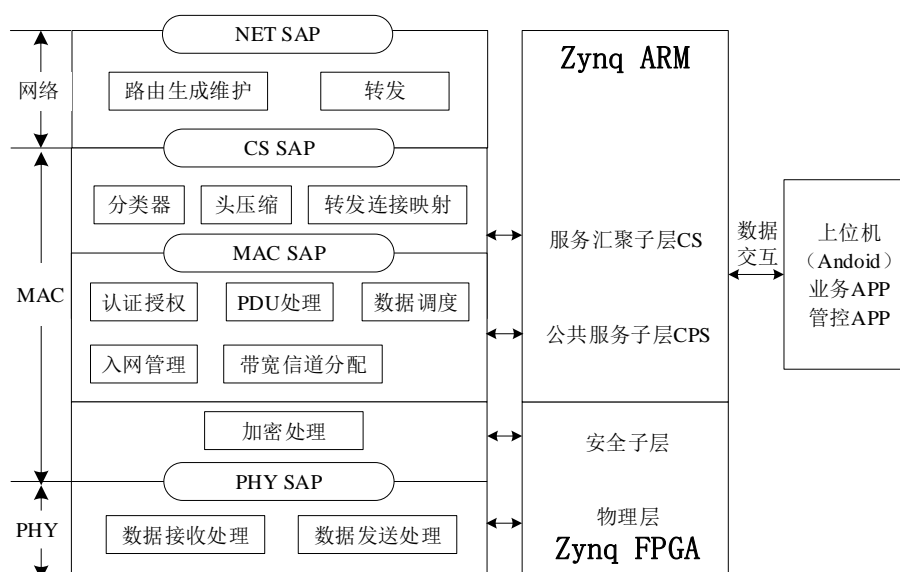


图 2.1 HpMANET 节点系统架构

其中，网络层属于网络功能分层架构的第三层，主要负责实现端和端之间的数据透明传输，具体功能包括路由的生成维护及转发等；MAC 层处于网络层和物理层的中间，由上至下可以被分为三个子层，服务汇聚子层主要负责网络层和 MAC 层之间数据的映射，公共服务子层主要完成网络接入、无线资源分配以及数据调度等功能，安全子层则通过数据包加密处理、密钥交换等相关技术提高 MAC 层的安全性；物理层负责节点之间数据比特信号的无线传输收发处理，根据传输数据的作用类型可以分为控制信道和数据信道。

2.1.2 节点系统功能特点和技术要求

项目规划的研发任务从无线传输过程、MAC 调度机制和路由方法三个方面着手，设计和实现适合多种应用场景的高效、移动、低耗无线自组织网络，并在网络传输速率、传输质量、吞吐量、处理延时、覆盖能力和网络收敛时间等方面实现综合提升。所研发的节点系统主要功能特点有：

- (1) 高速率传输，高吞吐量，以应对多跳传输中带宽的下降；

- (2) 端到端延时小，以支持视频、语音等传输的实时性和可交互性；
- (3) 高度可靠的信令传输，以实现高效的用户接入、资源调度和网络控制要求；
- (4) 具备视距和非视距无线传输能力，有效支持复杂场景组网；
- (5) 具有快速自适应拓扑和路由构建，以支持网络动态快速组织、运行；
- (6) 具有二层透明传输功能，支持 IP 互联；
- (7) 具有子网融合和网络自修复功能，提高网络自治能力。

结合研发系统的功能特点，对物理层数据处理和传输能力提出以下几点具体要求：

- (1) 合理设计链路传输过程的信道编解码方案，为业务提供可靠的数据传输；
- (2) 数据信道传输支持动态自适应调制，以适应环境变化条件下的高效数据传输；
- (3) 支持多天线和带宽可配置传输，提供高速率、高覆盖的高效优化传输应用；

(4) 为使系统获得近信道容量传输且满足高速率、低时延的设计需求，要求多天线接收检测系统具有良好的误码性能以及低复杂度的处理过程；

2.2 物理层链路承载方案

2.2.1 OFDM 频域结构设计

由鉴于 LTE (Long Term Evolution, 长期演进) 系统采用正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术实现了高效的频谱利用，故 HpMANET 系统物理层频域结构设计参考 LTE 中 20MHz 带宽规范，同时为满足研发系统带宽可选以实现高效优化传输的设计需求，进而提供了 40MHz 和 10MHz 带宽配置的拓展模式。规划中三种带宽模式下将复用同一套基带硬件处理功能模块加以实现，基于 20MHz 带宽对应的有效子载波数以及基带处理快速傅里叶变换 (FFT) 点数设置，研发系统将采用 2048 点 FFT 进行基带处理，即采用 1200 个有效子载波进行信令和数据承载。为适应上述设置，对于 40MHz 和 10MHz 带宽情况下，子载波间隔需进行对应翻倍或减半，也即 OFDM 符号周期相应减半或翻倍，同时采样速率也要进行相应地改变，对此，所研发的系统在灵活配置系统带宽时仅需改变采样时钟即可实现。具体的研发系统频域参数如表 2.1 所示。

表 2.1 HpMANET 系统频域参数

系统参数	取值		
系统带宽	40MHz	20MHz	10MHz
采样率	61.44MHz	30.72MHz	15.36MHz
OFDM 符号周期	41.67us	83.33us	166.66us
子载波间隔	30KHz	15KHz	7.5KHz
IFFT/FFT 点数	2048	2048	2048
有效子载波数	1200	1200	1200

由系统频域参数的设计可知，系统 OFDM 传输采用 2048 点 FFT，其中有 1200 个

子载波被用来传输有效信息，具体则是利用 240 个子载波用来传输导频，剩余子载波则用来传输信令或数据，也就是将 1200 个子载波划分为 240 个子载波组，每个导频子载波连同其左右两边各两个数据子载波称为一个子载波组，同一子载波组中的 4 个数据子载波上的数据信息对应相同阶数的 QAM 调制方式。图 2.2 给出了系统 OFDM 频域结构示意图。

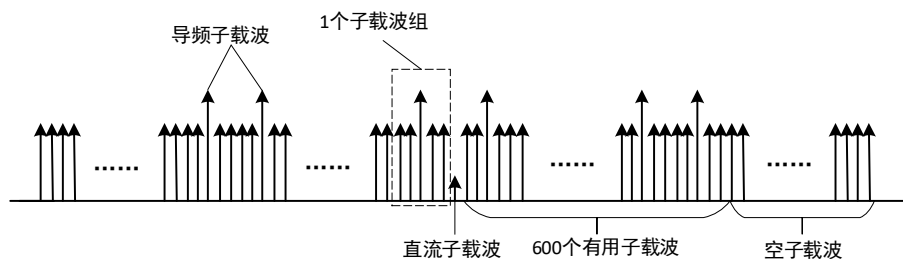


图 2.2 HpMANET 系统 OFDM 频域结构示意图

2.2.2 链路传输帧结构设计

研发系统的链路传输帧结构设计参考借鉴了 IEEE 802.16d 标准中的 Mesh 帧结构^[11]，其中规定 Mesh 网络仅支持时分双工（Time Division Duplexing, TDD）方式，将链路传输时间分成固定长度为 10ms 的连续帧结构，且每一 10ms 的 Mesh 帧又可以细分为多个时隙子帧。如图 2.3 所示，每个 Mesh 帧均由控制子帧和数据子帧两部分构成：控制子帧的基本功能有网络控制和调度控制，其中网络控制子帧负责创建和维护不同网络节点之间的同步，调度控制子帧负责协调分配和调度网络节点之间链路上的接入数据传输；数据子帧的基本职能为承载节点上层传输下来的业务数据包。Mesh 帧中的数据子

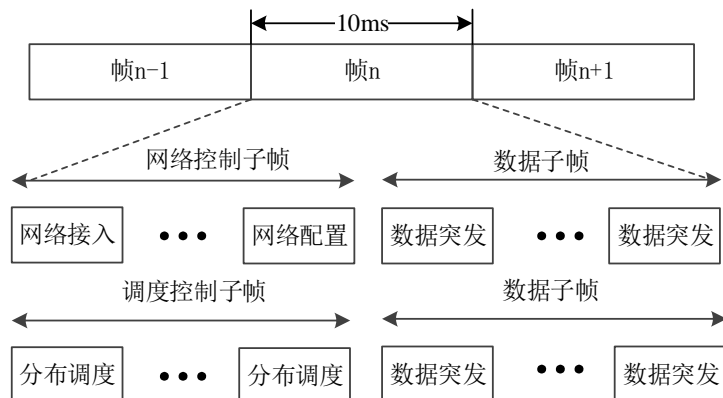


图 2.3 802.16d Mesh 帧结构示意图

帧由不同长度的数据突发组成，图 2.4 给出了数据子帧的结构。每个数据突发中包含了占用 1 个 OFDM 符号长度的短导码、占用 n 个 OFDM 符号长度的数据载荷以及占用 m 个 OFDM 符号长度的保护间隔，其中 n 的值由协议数据单元及其调制方式计算得到， m 的值由网络拓扑和同步精度决定。Mesh 帧中的每个时隙包含了 7 个 OFDM 符号，且采

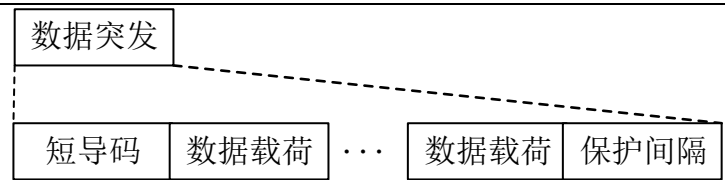


图 2.4 802.16d Mesh 帧数据子帧结构

用 256 点 FFT。由于项目研发系统设计中采用 2048 点的 FFT，因此研发系统中 1 个 OFDM 符号承载的比特数据与 IEEE 802.16d Mesh 系统中 1 个时隙所承载的比特数据相同。在节点系统传输带宽配置为 20MHz 的情况下，每个 OFDM 符号连同 CP 长度一共 83.33us，即 2560 点 FFT，故 1 个 10ms 帧中一共包含 120 个 OFDM 符号，图 2.5 给出了相应的 HpMANET 物理层传输帧结构。

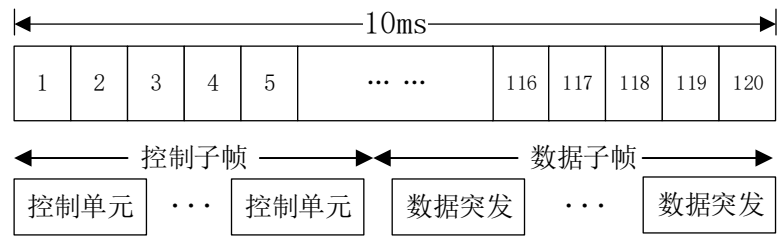


图 2.5 HpMANET 物理层传输帧结构

对于数据子帧，为了保证较多用户通信的数据量保持较高水平，如图 2.6 所示将数据突发的长度定为 12 个 OFDM 符号，其中，同步序列（Synchronization Signal, SS）采用两段长度为 248 的序列，主要用于实现符号同步和载波频偏的粗同步；同步处理时延（Processing Delay, PD）长度为 50 点 FFT，该部分主要填充伪随机序列，用于处理同步和载波频偏估计的延时；保护间隔（Guard Period, GP）长度为 2008 点 FFT。SS、PD 和 GP 共占用 1 个 OFDM 符号长度，剩余的 11 个 OFDM 符号中，第 1 个 OFDM 符号用于自适应调制和信道估计，采用 DQPSK 调制方式，其余 10 个 OFDM 符号均用于数据传输，且支持自适应调制。

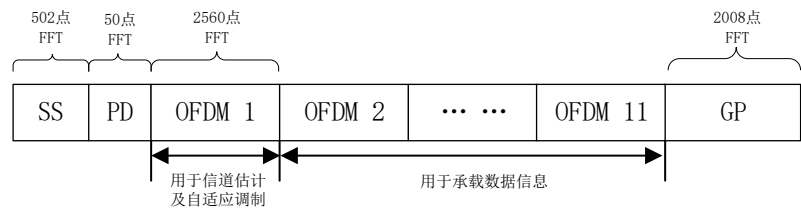


图 2.6 HpMANET 数据子帧结构

2.3 物理层数据链路信号处理过程

（1）数据收发链路信号处理流程

HpMANET 物理层数据链路要求数据传输的高速率、高可靠以及高频谱利用率，因

此系统的收发链路采用经过信道编码的 MIMO-OFDM 系统来进行传输，数据链路信号处理流程如图 2.7 所示：

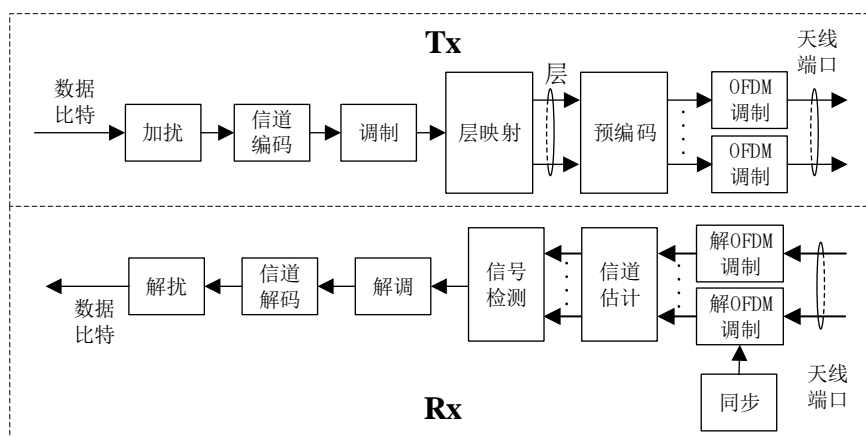


图 2.7 数据链路信号处理流程

在发射端，MAC 层传送下来的数据比特流经过比特加扰、信道编码以及调制等过程产生数据频域符号。数据频域符号根据空间中可区分的等效信道数进行分层映射，通过预编码矩阵进行线性合并映射到天线端口，最终通过 OFDM 调制转变为时域信号进行发送。

在接收端，对接收到的时域信号进行频率同步和频偏的补偿，并进行解 OFDM 调制得到频域的接收信号。根据接收端已知的导频信息进行信道估计，并利用得到的信道矩阵进行信号的检测。在对检测得到的估计符号进行解调、信道解码以及解扰的过程后，将得到的数据比特流返回给 MAC 层。

（2）比特加扰

从 MAC 层传下来的数据比特流会出现长连“0”或者长连“1”，这种现象会影响接收机提取的定时信号稳定性，进而影响接收端的判决正确率，发送端采用比特加扰^[12]来抑制这种现象且不会产生冗余。比特加扰的过程是用伪随机序列对数据比特流进行模二加。节点系统加扰器选取 m 序列作为扰码序列，序列由 15 级线性反馈移位寄存器产生，最长周期是 $2^{15} - 1$ ，生成多项式由式 2.1 给出：

$$p(x) = x^{15} + x^{14} + 1 \quad (2.1)$$

加扰器的结构如图 2.8 所示，对于发送数据的各个网络节点设备则是利用不同的 15 位二进制数作为移位寄存器的初始相位来产生不同的扰码序列。例如节点 7 发送的数据，移位寄存器的初始相位为“000000000001000”。

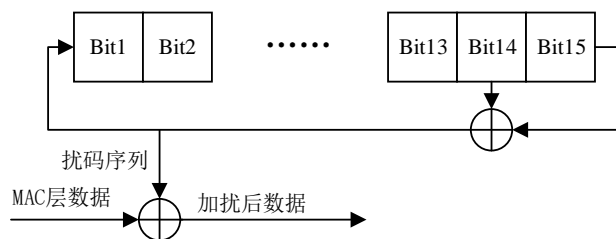


图 2.8 加扰器结构图

(3) 信道编码方案

现代无线移动通信系统中常用的信道编码方法有卷积码、Turbo 码、低密度校验 (Low-density Parity-check, LDPC) 码以及极化 (Polar) 码等, 其中, LDPC 码因其能逼近香农极限, 错误平层低, 且可通过并行结构减少译码时延等优势, 在最新的第五代移动通信 (Fifth Generation, 5G) 标准中被用于业务数据信道的编码方案^[13]。由鉴于此, 所研发项目中节点系统数据承载链路将采用循环冗余检验 (Cyclic Redundancy Check, CRC) 码和 LDPC 码级联的方式进行信道编码方案设计。

1、CRC 校验

CRC 校验码是一种实现简单的错误检测码, 其工作原理是对加扰后的数据分段添加 CRC 校验比特, 在接收端利用 CRC 校验比特即可判断传输的数据是否发生传输差错, 从而决定是否要求重传。数据承载链路采用 32 位校验比特的 CRC 方案, 将加扰后的数据比特流分成 1408 比特长度的传输块, 在每个传输块后面添加一段 32 比特的 CRC 校验比特, CRC 校验比特的生成多项式为:

$$g_{32}(D) = D^{32} + D^{26} + D^{23} + D^{22} + D^{16} + D^{12} + D^{11} + D^{10} + D^8 + D^7 + D^5 + D^4 + D^2 + D^1 + 1 \quad (2.2)$$

CRC 校验比特通过多项式除法器来计算。设数据传输块的 1408 个比特为 $b_{1407}b_{1406} \cdots b_1b_0$, 添加的 CRC 校验比特为 $p_{31}p_{30} \cdots p_1p_0$, 则该 32 位 CRC 校验比特的计算步骤如下:

Step1: 将数据多项式乘以 x^{32} , 即在 $b_{1407}b_{1406} \cdots b_1b_0$ 后面添加 32 个 0;

Step2: 用生成多项式 $g_{32}(D)$ 的向量形式对 $b_{1407}b_{1406} \cdots b_1b_0 \mathbf{0}_{32}$ 做模 2 除法, 所得 32 位余式即为 $p_{31}p_{30} \cdots p_1p_0$ 。

在接收端通过多项式除法器对每个传输块进行 CRC 校验, 以判断发生传输错误。如 $b_{1407}D^{1439} + b_{1406}D^{1438} + \cdots + b_0D^{32} + p_{31}D^{31} + p_{30}D^{30} + \cdots + p_1D + p_0$ 能被生成多项式 $g_{32}(D)$ 整除, 即说明该传输块中的 1408 个数据比特未发生传输错误。

2、LDPC 码

LDPC 码是一种线性分组码, 它通过稀疏的校验矩阵为信息比特添加冗余编码, 从而实现提高系统的可靠性^[14]。规划的 HpMANET 节点系统数据信息以 OFDM 的符号形式传输, 且共有 960 路子载波用于传输数据, 从资源利用角度考虑数据信道和控制信道共用一个信道编解码模块, 故选择在 DQPSK 调制方式下可传输的比特数据长度作为编码码长, 即将 LDPC 码长设计为 1920 比特。为了保证通信吞吐量, 参考 802.16e 标准中规定的 1920 长度 LDPC 码设计, 确定数据信道的编码方案为 LDPC (1920,1440) 码, 编码率为 3/4, 编码方案框图如图 2.9 所示。



图 2.9 数据信道编码框图

LDPC 码的校验矩阵的大小为 480 行 1920 列，其中母矩阵的大小为 6 行 24 列，子矩阵的大小为 80 行 80 列。令 $\mathbf{0}$ 表示 80×80 的零矩阵，非零元素 j 表示单位子矩阵循环右移 $j-1$ 位之后的子矩阵，可将选用的母矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} 6 & 32 & 3 & 78 & 0 & 0 & 0 & 26 & 59 & 0 & 72 & 0 & 31 & 32 & 4 & 10 & 0 & 39 & 41 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 52 & 79 & 16 & 71 & 0 & 77 & 66 & 0 & 13 & 0 & 0 & 77 & 0 & 38 & 21 & 27 & 26 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 60 & 0 & 46 & 0 & 11 & 56 & 38 & 66 & 0 & 66 & 0 & 0 & 9 & 0 & 19 & 46 & 59 & 69 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 32 & 51 & 0 & 56 & 0 & 61 & 40 & 54 & 0 & 33 & 51 & 36 & 0 & 0 & 0 & 0 & 80 & 27 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 27 & 44 & 46 & 67 & 80 & 19 & 6 & 43 & 21 & 76 & 37 & 17 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 53 & 26 & 74 & 17 & 0 & 0 & 0 & 6 & 34 & 47 & 14 & 60 & 45 & 0 & 0 & 23 & 22 & 41 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

基于校验矩阵的特殊结构，可以利用校验矩阵进行递归编码，而不用计算生成矩阵。编码过程为^[15]：设子矩阵宽度为 l ，母矩阵大小为 m 行 n 列，将母矩阵表示为 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2]$ ，已编码块表示为 $\mathbf{b}^T = [\mathbf{s}^T, \mathbf{p}^T]$ ，其中 \mathbf{H}_1 的大小为 $m \times (n-m)$ ， \mathbf{H}_2 的大小为 $m \times m$ ， \mathbf{s} 是信息比特列向量， \mathbf{p} 是校验比特列向量，则根据约束式 $\mathbf{H}\mathbf{b} = \mathbf{0}$ 可以得到：

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{s} = \mathbf{H}_2 \mathbf{p} \quad (2.2)$$

$$\text{令 } \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} \\ \mathbf{H}_{12} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{1m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{p}_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{h}_2 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ \mathbf{h}_3 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_m & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \text{ 由式 2.2 进一步得到:}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{11} \mathbf{s} &= \mathbf{h}_1 \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{H}_{12} \mathbf{s} &= \mathbf{h}_2 \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2 + \mathbf{p}_3 \\ \mathbf{H}_{13} \mathbf{s} &= \mathbf{h}_3 \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_3 + \mathbf{p}_4 \\ &\vdots \\ \mathbf{H}_{1m} \mathbf{s} &= \mathbf{h}_m \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_m \end{aligned} \quad (2.3)$$

将 2.3 中所有等式相加，且 $\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_2 + \cdots + \mathbf{h}_m = \mathbf{I}$ ，则得：

$$\mathbf{p}_1 = \mathbf{H}_{11} \mathbf{s} + \mathbf{H}_{12} \mathbf{s} + \cdots + \mathbf{H}_{1m} \mathbf{s} \quad (2.4)$$

递归可得：

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_2 &= \mathbf{H}_{11} \mathbf{s} + \mathbf{h}_1 \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_3 &= \mathbf{H}_{12} \mathbf{s} + \mathbf{h}_2 \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2 \\ &\vdots \\ \mathbf{p}_m &= \mathbf{H}_{1m} \mathbf{s} + \mathbf{h}_m \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_{m-1} \end{aligned} \quad (2.5)$$

将校验比特 \mathbf{p} 与信息比特 \mathbf{s} 组合为 $\mathbf{b}^T = [\mathbf{s}^T, \mathbf{p}^T]$ ，即可得到已编码块 \mathbf{b} 。

(4) 数据调制

数据调制过程即将已编码数据比特映射到对应的复数调制符号。对于给定的传输带宽，采用高阶调制可以有效提高数据传输速率^[16]，但是同时也会导致系统对抗噪声和干扰的能力变差。因此，数据信息采用自适应调制方式传输，其根据信道状态信息支持

QPSK、8QAM、16QAM、32QAM、64QAM、128QAM、256QAM 等多种调制方式。表 2.2 给出了部分调制方式下采用正交格雷映射的比特与符号实部对应关系，其中 b_i 表示待调制比特中的第 i 个比特， $\text{Re}(s)$ 表示调制后复数符号 s 的实部。

表 2.2 数据调制比特符号映射关系

QPSK:	b_1	0	1
	Re(s)	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{-1}{\sqrt{2}}$

16QAM:	b_1b_3	01	00	10	11
	Re(s)	$\frac{3}{\sqrt{10}}$	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	$\frac{-1}{\sqrt{10}}$	$\frac{-3}{\sqrt{10}}$

64QAM:	$b_1b_3b_5$	011	010	000	001	101	100	110	111
	Re(s)	$\frac{7}{\sqrt{42}}$	$\frac{5}{\sqrt{42}}$	$\frac{3}{\sqrt{42}}$	$\frac{1}{\sqrt{42}}$	$\frac{-1}{\sqrt{42}}$	$\frac{-3}{\sqrt{42}}$	$\frac{-5}{\sqrt{42}}$	$\frac{-7}{\sqrt{42}}$

(5) 层映射和预编码

为提高系统的传输速率和频谱利用率，数据链路采用多天线传输技术。发送端的 MIMO 传输方案主要分为层映射和预编码两部分：其中层映射采用空分复用方式来提高更高的数据速率；预编码采用非码本的方式，根据信道条件来匹配发送信号的空间分布特性。

1、层映射

层数反映了空间中可区分的等效信道数，子载波组层数为 L 时，发送端则安排 L 个天线端口发送数据。图 2.10 给出了不同天线数量、不同层数情况下各天线端口的映射方案，层数为 L 的子频带只有 $0,1,\dots,L-1$ 号天线端口可用作传输数据。

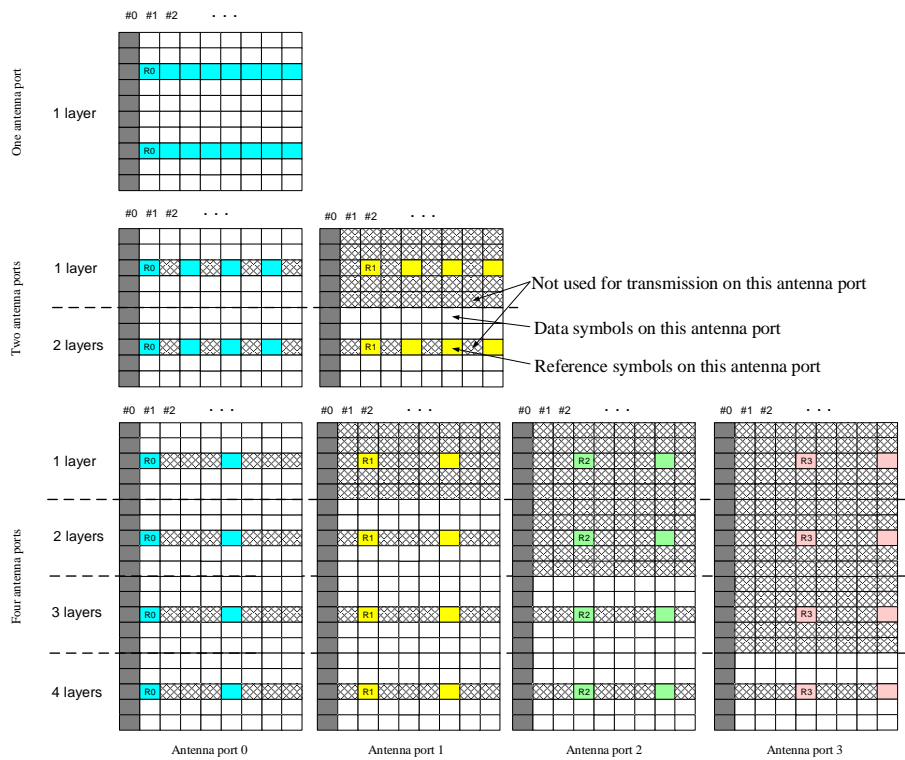


图 2.10 天线端口映射方案

假设当前发送的 OFDM 符号序号为 l ，若第 k 路子载波属于层数 L 的子载波组，则该路子载波上的发送信号为 $\mathbf{x}(k) = [x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]^T$ ，其中 x_p 是天线端口 p 的第 k 路子载波上的发送信号。层映射的顺序为：从天线端口 0 的负高频子载波 $k = N_{sc} - 1$ 开始，依次按照子载波序号 k 递减、端口号 p 递增以及 OFDM 符号序号 l 递增的顺序将数据复数符号映射到资源栅格中。特别的，若资源单元用于传输某一天线端口的参考信号，则其他天线端口对应位置不发送任何数据，且属于同一个 LDPC 码块的复数符号只能映射在相同序号的 OFDM 符号中。

2、预编码

预编码过程的作用是对层映射之后的复数符号进行线性合并，最终映射到发射天线端口。如式 2.6 所示，对于每路子载波，将 $\mathbf{x}(k) = [x_1, \dots, x_{L-1}]^T$ 左乘存储在发端的预编码矩阵 $\mathbf{W}(k)$ 即可实现映射过程。

$$s(k) = \mathbf{W}(k)\mathbf{x}(k), k = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1 \quad (2.6)$$

因为发送和接收过程中信道存在互易性，通过对发端收到的信令解析出的信道矩阵进行矩阵分解来计算预编码矩阵。预编码矩阵的设计准则有多种^[17]，如最小奇异值准则（MSV-SC）利用预编码后等效信道的最小奇异值最大化，均方误差准则（MSE-SC）基于通过 MMSE 接收机后关于 MSE 的函数取值最小化，最大容量准则（MC-SC）基于等效信道的信道容量最大化等。在无记忆独立同分布的瑞利信道中，如果限定预编码矩阵为酉矩阵，最优线性预编码矩阵为信道矩阵奇异值分解之后得到的右酉矩阵 \mathbf{V} 的前 $r(\mathbf{H})$ 列。预编码矩阵的颗粒度设定为子载波级，第 k 路子载波的预编码矩阵可以表示为：

$$\mathbf{W}(k) = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_{L(k)}], k = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1 \quad (2.7)$$

其中， $\mathbf{V}_i, i = 1, 2, \dots, L(k)$ 是信道矩阵 $\mathbf{H}(k)$ 做奇异值分解所得的右酉矩阵 $\mathbf{V}(k)$ 的前 $L(k)$ 个列向量。

(6) OFDM 调制

OFDM 调制的作用是对经过层映射预编码之后的频域信号进行频域扩展，并将其转换为时域信号。如图 2.11 所示，利用快速傅立叶反变换（Inverse Fast Fourier Transform, IFFT）可以实现快速、低复杂度的 OFDM 调制：通过串并转换将 IFFT 将 N_{sc} 个并行子载波的频域数据转换到时域，输出的 OFDM 符号即为具有 N 个采样点的时域信号，其中 N 是采样速率 f_s 与子载波间隔 Δf 的比值。

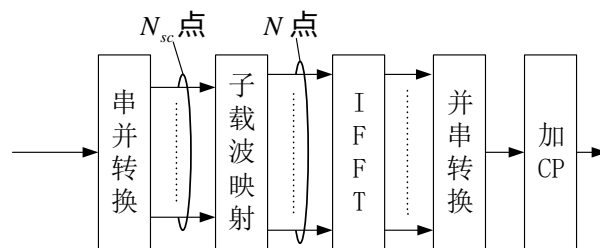


图 2.11 OFDM 调制过程

其中，为抵抗多径衰落的影响，保持子载波间的正交性，取每个 OFDM 符号结尾处 N_{CP} 长度的采样点添加到符号前作为循环前缀（Cyclic Prefix, CP），一般选取多径时延均方根的 2-4 倍作为 CP 的长度^[18]。

2.4 MIMO 信号检测

基于 HpMANET 物理层数据承载链路信号处理过程的设计方案，研发系统采用 MIMO 无线传输技术来提高系统的传输速率和频谱利用率，信号检测是 MIMO 系统中的重要组成部分，信号检测方案设计的好坏对于系统能否获得接近信道容量的性能起到至关重要的作用，因此对 MIMO 信号的主要检测算法进行具体研究与分析。

2.4.1 MIMO 系统模型

MIMO 技术主要可以分为两种类型^[19]：第一种类型利用空间复用技术来达到容量增益，第二种类型利用编码技术来提供空间分集增益。针对 HpMANET 物理层数据承载链路高传输速率和高频谱利用率的设计需求，物理层数据链路的多天线系统设计采取第一种类型。如图 2.12 所示，空分复用的 MIMO 系统在发送端有 n_T 根天线，接收端有 n_R ($n_R > n_T$) 根天线。在发送端，待传输的数据比特经过信道编码、比特交织以及星座调制等处理过程之后被映射成 n_T 串等长的子数据流从天线发送出去，在接收端，每根天线的接收符号都可以认为是由多个发送天线所发信号经过无线信道传输之后的叠加。

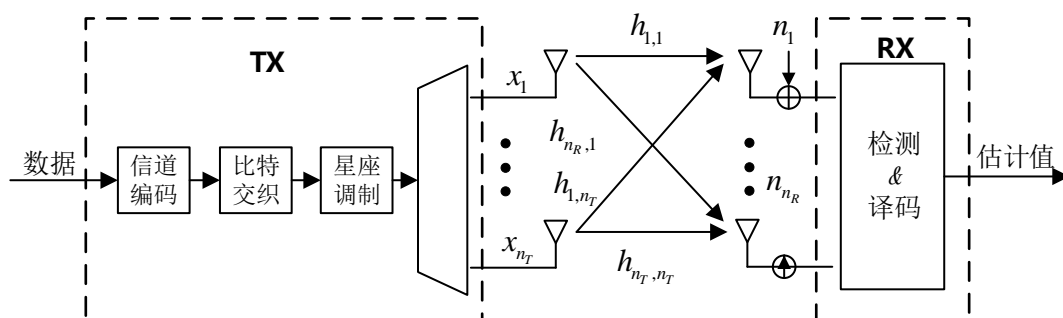


图 2.12 MIMO 系统模型

时不变平坦衰落的 MIMO 系统可以表示为式 2.8 的形式：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.8)$$

其中, $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{n_T}]^T$ 表示 $n_T \times 1$ 维的发射信号向量, 且满足 $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}_{n_T}$, 与之相对应的 $n_R \times 1$ 维接收信号向量用 $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_{n_R}]^T$ 来表示; $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{n_R}]$ 表示独立同分布的零均值循环对称复高斯 (ZMCSCG) 噪声向量, 满足 $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R}$; 信道矩阵 \mathbf{H} 中的各元素是零均值、方差为 1 的独立同分布复高斯随机变量, 可以表示为:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & \cdots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.4.2 主要检测算法

(1) 最大似然检测

MIMO 系统的最优检测是基于最大后验概率 (Maximum a posteriori, MAP) 准则的检测算法, 该检测能得到理论上最佳的误码性能。它的基本原理是对所有可能的发送符号域进行搜索, 比较接收符号向量 \mathbf{y} 和所有可能发送符号向量与信道矩阵的乘积 $\mathbf{H}\mathbf{x}$ 之间的欧氏距离, 将差值最小的符号向量作为估计的发送符号向量。发送符号的最大后验概率估计为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MAP} = \arg \max_{\mathbf{x}} \{P(\mathbf{x}) p(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{H})\} \quad (2.10)$$

其中, $P(\mathbf{x})$ 表示发送符号向量的先验概率。当发送符号等概时, MAP 检测即等价于最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 检测^[20], 此时估计值可由式 2.11 计算:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{x}} \{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\} \quad (2.11)$$

ML 检测采用的穷举搜索使得它的算法复杂度随着发送天线的数目以及调制阶数的增多会呈现指数级别的增长, 从而导致计算时长不能满足无线通信系统的实时性需求, 所以 ML 检测很少被应用于实际系统中。

(2) 迫零检测

迫零 (Zero Forcing, ZF) 检测属于线性检测算法, 线性检测的原理是对接收到的信号向量乘上一个滤波矩阵 \mathbf{G} , 从而将原始发送向量从接收符号向量中分解出来。在迫零检测中, 利用对信道矩阵求伪逆的方法来得到滤波矩阵:

$$\mathbf{G}_{ZF} = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.12)$$

假设信道矩阵 \mathbf{H} 是一个列满秩的矩阵, 则发送信号向量的估计值可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{G}_{ZF} \mathbf{y} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (2.13)$$

迫零检测的误差方差矩阵为:

$$\Phi_{ZF} = E\{(\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} - \mathbf{x})(\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} - \mathbf{x})^H\} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \quad (2.14)$$

ZF 检测的估计误差与 Φ_{ZF} 矩阵的主对角线元素相关, 主对角线的各个元素等于通

过滤矩阵之后的噪声方差,因此当 $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}$ 的特征值较小时,ZF 检测的噪声会被放大。

(3) 最小均方误差检测

最小均方误差 (Minimum Mean square Error, MMSE) 检测也是一种线性检测^[21],它的原理是让真实接收的信号向量与实际发送的信号向量之间的均方误差最小化,即:

$$\mathbf{G}_{MMSE} = \arg \min_{\mathbf{G}} E(\|\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2) \quad (2.15)$$

对式 2.15 求解得到 MMSE 检测的滤波矩阵如下:

$$\mathbf{G}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_r})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.16)$$

通过滤波矩阵的发送信号向量估计值为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{G}_{MMSE} \mathbf{y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_r})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{x} \quad (2.17)$$

MMSE 检测的误差方差矩阵如式 2.18 所示:

$$\Phi_{MMSE} = E\{(\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} - \mathbf{x})(\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} - \mathbf{x})^H\} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_r})^{-1} \quad (2.18)$$

MMSE 检测考虑到了噪声放大的影响,在干扰滤波的过程中做出了平衡,因此一般 MMSE 检测的性能都会好于 ZF 检测,但是距离 ML 检测的性能差距仍然较大。

(4) 串行干扰消除检测

串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 检测是针对 V-BLAST 分层的检测算法^[22,23],它的分层结构如图 2.13 所示。为了获得最佳的性能,每次检测都选择具有最大信噪比 (Signal-to-noise Ratio, SNR) 的层进行检测,即可获得理论上的最小估计误差。

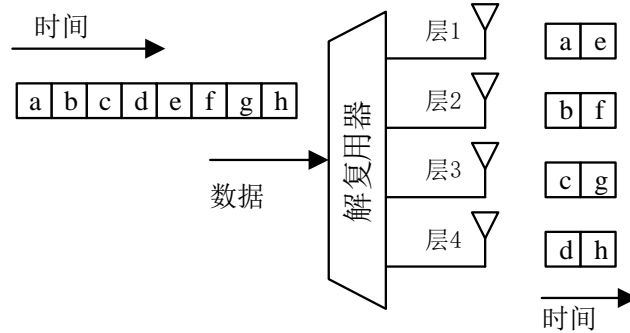


图 2.13 V-BLAST 空分复用结构

串行干扰消除检测可以用 QR 分解的方式来进行更直观的描述^[24]: 对系统的信道矩阵进行 QR 分解得到式 2.19:

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (2.19)$$

其中, 矩阵 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 的各个列向量相互正交, 矩阵 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 是一个上三角阵。将正交阵 \mathbf{Q} 的复共轭矩阵右乘接收符号向量 \mathbf{y} , 得到发送信号向量估计值:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF-QRD} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (2.20)$$

由于 \mathbf{Q} 矩阵是酉矩阵, 所以式 2.20 右边的噪声项 $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ 的性质基本没有改变。且 \mathbf{R}

矩阵是上三角阵，故发送信号向量的估计值 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的第 k 个元素可以表示为：

$$\tilde{x}_k = r_{k,k} \cdot x_k + \sum_{i=k+1}^{n_T} r_{k,i} \cdot x_i + \eta_k \quad (2.21)$$

可以看出，第 n_T 层的符号 \tilde{x}_{n_T} 没有受到其他层符号的干扰影响，故可以用 $\frac{\tilde{x}_{n_T}}{r_{k,k}}$ 来估计 x_{n_T} 的值。假设已经检测出的层符号都是正确的，对剩下的层进行逐层检测，理论上可以认为层与层之间的干扰被完全消除。在此基础上，考虑到噪声对检测性能的影响，引入 MMSE 准则的 SIC 检测算法，对信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ 和接收向量 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{n_R \times 1}$ 进行拓展，令

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{H}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix}^T \\ \underline{\mathbf{y}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y} & \mathbf{0}_{n_T,1} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.22)$$

对扩展后的信道矩阵进行 QR 分解得到：

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{Q}} \underline{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \underline{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \underline{\mathbf{R}} \\ \mathbf{Q}_2 \underline{\mathbf{R}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

其中，列向量互相正交的 $\underline{\mathbf{Q}} \in \mathbb{C}^{(n_R+n_T) \times n_T}$ 被分割成 $\mathbf{Q}_1 \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ 和 $\mathbf{Q}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$ ，且可推出：

$$\underline{\mathbf{Q}}^H \underline{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}_1^H \mathbf{H} + \sigma_n \mathbf{Q}_2^H = \underline{\mathbf{Q}}^H \underline{\mathbf{Q}} \underline{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{R}} \quad (2.24)$$

进一步可以得到发送信号向量的估计值为：

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE-QRD} = \underline{\mathbf{Q}}^H \underline{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}_1^H \mathbf{y} = \mathbf{Q}_1^H (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \underline{\mathbf{R}}\mathbf{x} - \sigma_n \mathbf{Q}_2^H \mathbf{x} + \mathbf{Q}_1^H \mathbf{n} \quad (2.25)$$

此时计算出的误差方差矩阵如式 2.26：

$$\Phi_{MMSE-QRD} = \sigma_n^2 (\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}})^{-1} = \sigma_n^2 \underline{\mathbf{R}}^{-1} \underline{\mathbf{R}}^{-H} \quad (2.26)$$

由上式可以看出，估计值引入了 $\sigma_n \mathbf{Q}_2^H$ 干扰项，说明 MMSE-SIC 检测有部分干扰项是无法消除的，体现了 MMSE 准则在噪声放大和干扰抑制之间所作的权衡。

(5) 排序串行干扰消除检测

由 MMSE-SIC 算法可以看出，第 k 层的信噪比是由 $r_{k,k}$ 的模值决定的，故检测的顺序对误差传播的影响是至关重要的。因此，在串行干扰消除检测的基础上，排序串行干扰消除（Ordered Successive Interference Cancellation, OSIC）检测被提出^[25]。算法的基本原理是：为了获得最佳的检测顺序，通过对扩展信道矩阵 $\underline{\mathbf{H}}$ 进行列变换，使得首次计算时的 $|r_{n_T, n_T}|$ 取得最大值，紧接着需要使 $|r_{n_T-1, n_T-1}|$ 最大……

这样的检测顺序与传统 QR 分解的计算方式刚好相反，如果用暴力的方式进行求解，需要对 \mathbf{H} 的各种排列进行 $\mathcal{O}(n_T^2/2)$ 次 QR 分解。Wubben 基于改进的 Gram-Schmidt 方法给出了启发式的排序 QR 分解（Sorted QR Decomposition, SQRD）方法^[26,27]，计算出的上三角矩阵 \mathbf{R} 对角线元素理论上可以按照升序排列，算法具体伪代码如表 2.3：

表 2.3 SQRD 算法伪代码

Algorithm 1 SQRD 算法**输入:** 信道矩阵 \mathbf{H} .**输出:** 排序后的 \mathbf{Q}, \mathbf{R} 以及列变换矩阵 \mathbf{p} .**初始化:** $\mathbf{R} = \mathbf{0}, \mathbf{Q} = \mathbf{H} = (\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{n_T}), \mathbf{p} = \mathbf{I}_{n_T}$.1: **for** $i = 1 : n_T$ 2: $\text{norm}_i = \|\mathbf{q}_i\|^2$, 计算信道矩阵各列的模值, 并记为 **norm**.3: **end**4: **for** $i = 1 : n_T$ 5: 找到 **norm**($i : n_T$) 中的最小值所对应的列号, 记为 l .6: 交换 $\mathbf{R}, \text{norm}, \mathbf{p}$ 以及 \mathbf{Q} 中前 $n_R + i - 1$ 行的第 i 列和第 l 列.7: $r_{i,i} = \sqrt{\text{norm}_i}$ 8: 单位化: $\mathbf{q}_i = \frac{\mathbf{q}_i}{r_{i,i}}$ 9: 正交化: **for** $k = i+1 : n_T$ 10: $r_{i,k} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{q}_k$ 11: $\mathbf{q}_k = \mathbf{q}_k - r_{i,k} \cdot \mathbf{q}_i$ 12: $\text{norm}_k = \text{norm}_k - r_{i,k}^2$ 13: **end**14: **end**

综上所述, 基于 SQRD 的排序串行干扰消除检测步骤可以总结为:

Step1: 根据式 2.22, 得到拓展信道矩阵 \mathbf{H} 和接收符号向量 \mathbf{y} ;

Step2: 对扩展信道矩阵 \mathbf{H} 进行 SQRD 分解, 得到酉矩阵 \mathbf{Q} 和上三角阵 \mathbf{R} ;

Step3: 计算得到 $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{MMSE-SQRD}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$, 并按式 2.21 进行逐层检测, 得到最终估计值。

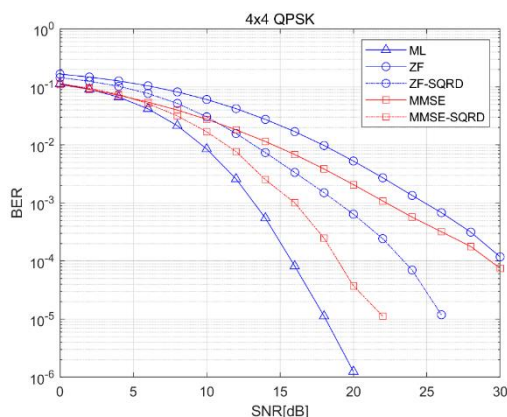
2.4.3 检测算法的性能对比

为有效开展高速率、低时延、高可靠的 HpMANET 数据链路接收方案设计, 对相关检测算法在 Matlab 平台上进行具体的性能仿真研究, 仿真采用蒙特卡罗方法^[28], 即用计算机生成大量的随机数据作为仿真系统输入, 并在输出端统计硬判决调比特, 通过误比特率来分析仿真系统的性能, 其中仿真信道采用准静态平坦瑞利衰落信道, 且在接收端已知。

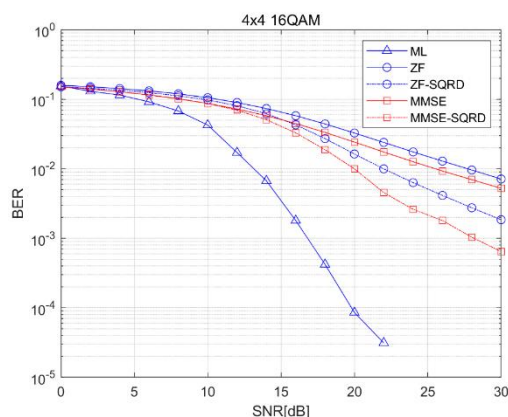
(1) 不同调制阶数下的仿真结果

图 2.14 给出了 4 发 4 收条件下调制方式分别为 QPSK 以及 16QAM 的性能仿真结果, 结果表明在调制阶数较低时接收检测的性能明显好于高阶调制的检测性能。且由图

2.14(a)可知,当调制方式为 QPSK 时,线性检测中的 MMSE 检测性能好于 ZF 检测,基于 SQRD 的检测性能优于线性检测,但是这些检测和 ML 检测仍然存在一定差距,其中 MMSE 检测在 BER 为 10^{-4} 处比 ML 检测相差 13.8dB, MMSE-SQRD 在 BER 为 10^{-5} 处较 ML 检测相差了 4.3dB。由图 2.14(b)可知,检测性能的差距随着调制阶数的提高而加大,在 16QAM 调制下,在 BER 为 10^{-2} 处 MMSE 检测和 MMSE-SQRD 检测性能差距为 6.2dB,在 BER 为 10^{-3} 处 MMSE-SQRD 检测的性能相较 ML 算法差了 11.4dB。



(a) QPSK 调制下各检测算法性能仿真结果



(b) 16QAM 调制下各检测算法性能仿真结果

图 2.14 4 天线不同调制方式下各检测算法性能仿真结果

(2) 不同天线数目下的仿真结果

将天线数设置成 2 发 2 收,调制方式设置成 QPSK,再次对上述的几种算法进行接收检测的性能仿真,仿真结果如图 2.15 所示。和图 2.14(a)的仿真结果对比发现,4 天线下的 MMSE-SQRD 在信噪比为 19.1dB 处可以达到 10^{-4} 的误比特率,而在 2 天线下的 MMSE-SQRD 在信噪比为 26.7dB 处才可以达到同样的误比特率,说明了随着天线数的增多, MIMO 检测的空间复用增益随之增大,系统抵抗噪声的能力随之得到增强,检测的性能也就会提高。

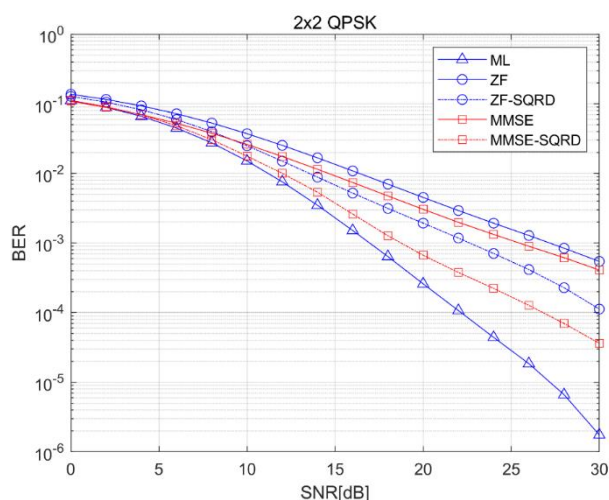


图 2.15 2 天线 QPSK 调制下各检测算法性能仿真结果

结合各检测算法的仿真性能和运算复杂度进一步分析得出: ML 检测能够达到理论

最优的检测性能，但是检测复杂度高，不适用于实际系统；线性检测复杂度最低，但是检测误比特率较高，检测性能差；串行干扰消除检测在线性检测基础上降低了检测的误比特率，但是检测性能与 ML 检测差距仍然较大。因此，结合 HpMANET 物理层数据链路对接收检测高速率、高可靠性以及低时延的要求，需对 MIMO 信号检测方案做进一步深入的研究和设计。

2.5 本章小结

本章针对 HpMANET 研发系统对传输速率、传输带宽和通信容量的需求，就系统帧结构以及 OFDM 频域结构进行了研究设计，并重点对物理层数据承载链路的信号处理过程及各功能模块给出了具体方案。在此基础上，针对影响 MIMO 系统容量的信号检测进行了较为全面的研究分析，对几种主要的检测算法进行了性能开展了仿真分析对比，为进一步的数据链路接收检测方案设计奠定了基础。

第三章 HpMANET 物理层数据链路接收方案设计

从主要的 MIMO 检测算法性能对比结果看出, 线性检测和串行干扰消除检测算法复杂度低, 但检测性能与最优检测差距较大。为实现 HpMANET 物理层数据承载链路接收的低处理时延和数据可靠性要求, 将通过对相应检测接收方案做进一步的设计优化以实现用较低的运算复杂度获得近信道容量的检测性能目标。

3.1 引言

对于实际的现代无线通信系统来说, 接收机中除了信号检测模块之外, 通常还存在信道译码模块。Liew 在文献中指出^[29], 仅将独立的检测模块与译码模块级联, 无法有效逼近 MIMO 的系统容量。因此, 基于 Turbo 码译码过程中的软输入软输出 (Soft Input Soft Output, SISO) 迭代方法^[30]被应用到 MIMO 接收机的设计中来, 这种利用 Turbo 原理^[31]的检测方法将译码模块输出的软信息作为反馈, 在检测模块和译码模块之间进行迭代, 从而实现了接收性能的提升。Tonello 在文献^[32]中提出了基于最大后验概率准则的 SISO 检测, 该准则下的检测复杂度随着发送天线数以及调制阶数的增加而指数增长, 因此并不适用于天线数较多或采用高阶调制的系统。Lou 等人将 MMSE 准则引入迭代检测中^[33], 有效减少了检测过程的复杂度, 然而迭代检测中的复数矩阵仍然存在着求逆过程以及软信息调制解调过程复杂度较高的问题, 因此迭代检测的计算优化是近年来研究的热点。

另一种可以逼近最优检测性能的检测算法是基于格基规约辅助 (Lattice-Reduction-Aided, LRA) 的检测算法, 格基规约算法能够有效改善信道矩阵的正交性, 通过调整检测的判决域来提升检测的性能。Fischer 等人在文献中^[34]首次利用格基规约算法辅助下的线性检测获得了接近 ML 检测的性能, 随后 Wubben 将 QR 分解引入到格基规约辅助的检测中^[35], 进一步减少了规约的循环次数并且提升了检测的性能。然而格基规约算法的计算复杂度和执行时间具有不确定性, 不利于硬件的实现。Shahabuddin 等人针对规约算法的遍历顺序进行优化提出了改进的 LLL 算法^[36,37,38], 在不影响检测性能的基础上, 大幅降低了检测算法的实现复杂度, 推动了格基规约辅助的检测在接收机中的应用。

基于以上两种可以获得接近信道容量性能的检测算法性能与特点, 根据 HpMANET 物理层数据承载链路对数据传输高速、可靠、低时延的要求, 将针对有无信道编码参与检测的技术路线来开展数据链路接收方案的研究设计。

3.2 基于信道编码的 SISO-MMSE 迭代检测算法

3.2.1 迭代接收机

如图 3.1 所示, 在传输链路中迭代接收机由两部分构成, 分别为 SISO 检测模块和 SISO 译码模块, 模块之间通过交织和解交织模块相互连接。与线性检测不同的地方在

于, SISO 检测不直接获取发送符号的硬判值, 而是根据发送符号在星座点集合可能性的大小来计算编码比特的对数似然比, 并利用比特似然比在检测模块和译码模块中循环迭代来提高整个接收链路的性能。

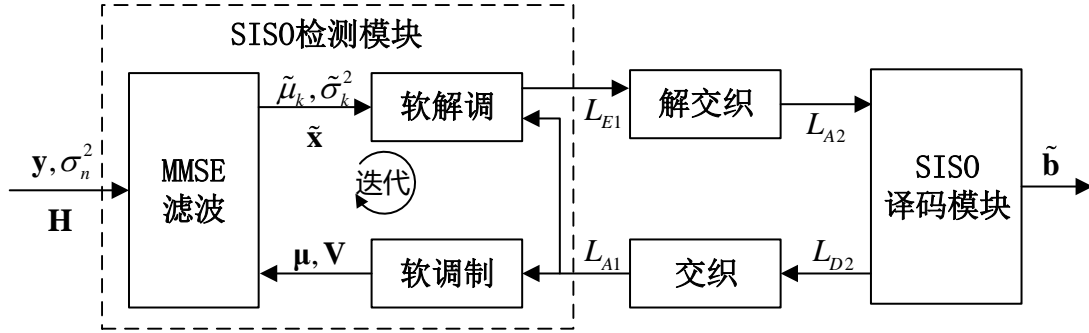


图 3.1 迭代接收机框图

其中, SISO 检测模块由三个部分组成: MMSE 滤波模块、软解调模块以及软调制模块, 其检测的工作流程为: 软调制模块利用译码模块反馈的先验似然比 L_{A1} 重建发送信号的均值 μ 和方差 V ; 根据反馈的均值对接收信号 y 进行干扰消除, 并利用 MMSE 滤波得到符号的估计值 \tilde{x} ; 软解调模块将估计值转换成比特似然比 L_{E1} , 最终输出到译码器模块, 完成一次迭代过程。

3.2.2 MMSE 滤波

迭代接收机中的 MMSE 模块的输入为 MIMO 系统模型中的接收信号向量 y 、信道矩阵 H 、噪声方差 σ_n^2 以及发送信号向量的均值向量 $\mu = [\mu_1, \dots, \mu_{n_r}]$ 和方差矩阵 $V = \text{diag}[v_1, \dots, v_{n_r}]$ 。

在对每一层的发送符号进行迭代检测的过程中, 如果不进行预处理, 而是将当前层发送符号的先验信息也带入迭代运算, 将会导致一定程度的正反馈。因此, 经过干扰抵消的第 k 层接收符号向量可以表示为:

$$\tilde{y}_k \triangleq y - H(\mu - e_k \mu_k) = Hx + n - H\mu + He_k \mu_k \quad (3.1)$$

其中, e_k 是单位阵的第 k 列。进一步对上式进行变形, 令:

$$x_k \triangleq x - e_k x_k = [x_1, \dots, x_{k-1}, 0, x_{k+1}, \dots, x_{n_r}] \quad (3.2)$$

$$\mu_k \triangleq \mu - e_k \mu_k = [\mu_1, \dots, \mu_{k-1}, 0, \mu_{k+1}, \dots, \mu_{n_r}] \quad (3.3)$$

可以化简得出:

$$\tilde{y}_k = He_k x_k + n_k \quad (3.4)$$

其中, n_k 为噪声和其余层符号干扰的混合项, 即有:

$$n_k = H(x_k - \mu_k) + n \quad (3.5)$$

可以看出, 式 3.4 的形式和 MIMO 检测的系统模型具有同样的形式, 只是此时的混

合干扰项不再满足高斯分布。为了进一步的抑制混合干扰项，对已经消除了第 k 层发送符号干扰的接收信号向量 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 继续做 MMSE 滤波，估计值 \tilde{x}_k 可以用滤波矩阵表示为：

$$\tilde{x}_k = \mathbf{g}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k + \Delta_k \quad (3.6)$$

根据 MMSE 准则^[39]的原理，滤波向量应满足式 3.7 所给出的形式：

$$\mathbf{g}_k = \arg \min_{\mathbf{g}} E \left\{ \left\| \tilde{x}_k - x_k \right\|^2 \right\} \quad (3.7)$$

此时，利用均方误差对 Δ_k^* 求导可得：

$$\frac{\partial E \left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k + \Delta_k - x_k \right\|^2 \right\}}{\partial \Delta_k^*} = E \left\{ \mathbf{g}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k + \Delta_k - x_k \right\} \quad (3.8)$$

故可得 Δ_k 为：

$$\Delta_k = \mu_k - \mathbf{g}_k^H \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}_k \quad (3.9)$$

为使均方误差最小，继续对滤波矩阵 \mathbf{g}_k^* 求梯度：

$$\frac{\partial E \left\{ \left\| \mathbf{g}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k + \mu_k - \mathbf{g}_k^H \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}_k - x_k \right\|^2 \right\}}{\partial \mathbf{g}_k^*} = (\mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R}) \mathbf{g}_k - \mathbf{H} \mathbf{e}_k \quad (3.10)$$

进一步可得出滤波矩阵：

$$\mathbf{g}_k^H = \mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R} + (1 - v_k) \mathbf{H} \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H)^{-1} \quad (3.11)$$

最终，可以得到第 k 层发送符号的有偏估计值为：

$$\tilde{x}_k^{bias} \triangleq \mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H [\mathbf{H} (\mathbf{V} + (1 - v_k) \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H) \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R}]^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_k \quad (3.12)$$

根据文献^[40,41]可知，经过 MMSE 滤波之后的估计值服从高斯分布，故可得到 \tilde{x}_k^{bias} 的统计分布函数，估计值的条件均值 $\tilde{\mu}_k$ 和方差 $\tilde{\sigma}_k^2$ 可以表示为：

$$\tilde{\mu}_k \triangleq E \left\{ \tilde{x}_k^{bias} | x_k \right\} = \mathbf{g}_k^H \mathbf{H} \mathbf{e}_k x_k \quad (3.13)$$

$$\tilde{\sigma}_k^2 = Cov(\tilde{x}_k^{bias}, \tilde{x}_k^{bias} | x_k) = \mathbf{g}_k^H (\mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R} - v_k \mathbf{H} \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H) \mathbf{g}_k \quad (3.14)$$

3.2.3 基于 QR 分解的 MMSE 滤波

由式 3.12 可以看出，对第 k 层的发送符号的估计需要经过多次复数矩阵的相乘以及一次 $n_R \times n_R$ 的复数矩阵求逆。对于单个频点来说，需要重复 n_T 次这样的运算过程，故检测的计算复杂度较高，因此需对滤波矩阵进行化简。

根据矩阵引理 $(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{D} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{C}^{-1})^{-1} \mathbf{D} \mathbf{A}^{-1}$ 对 \mathbf{g}_k^H 进行化简可得：

$$\mathbf{g}_k^H = \frac{\mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H (\sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{H}^H)^{-1}}{1 + (1 - v_k) \mathbf{e}_k^H \mathbf{H}^H (\sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R} + \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{e}_k} \quad (3.15)$$

再由 $\mathbf{D}(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = (\mathbf{I} + \mathbf{D} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{D} \mathbf{A}^{-1}$ ，可将式 3.15 进一步化简得到：

$$\mathbf{g}_k^H = \frac{\mathbf{e}_k^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H}{1 + (1 - v_k) \mathbf{e}_k^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{e}_k} \quad (3.16)$$

令 $\rho_k \triangleq \mathbf{e}_k^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{e}_k$, $\xi_k \triangleq \frac{1}{[1 + (1 - v_k) \rho_k]}$, 可以得到 \tilde{x}_k^{bias} 的化简形式:

$$\tilde{x}_k^{bias} = \xi_k \mathbf{e}_k^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{y}}_k \quad (3.17)$$

进一步由式 3.13 和式 3.14 可以得到有偏估计的条件均值和方差为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mu}_k &= \xi_k \rho_k x_k \\ \tilde{\sigma}_k^2 &= \xi_k^2 \rho_k^2 \left(\frac{1}{\rho_k} - v_k \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

对 \tilde{x}_k^{bias} 作归一化进而可以得到无偏估计值 \tilde{x}_k [42], 则第 k 层发送符号的无偏估计值可以表示为式 3.19, 且满足 $\tilde{x}_k \sim CN\left(x_k, \frac{1}{\rho_k} - v_k\right)$:

$$\tilde{x}_k = \frac{1}{\rho_k} \mathbf{e}_k^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \mu_k \quad (3.19)$$

令 $\boldsymbol{\rho} = \text{diag}[\rho_1, \dots, \rho_{n_T}]$, 得到向量形式的无偏估计值为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{iter} = \boldsymbol{\rho}^{-1} (\mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{V} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \boldsymbol{\mu} \quad (3.20)$$

进一步用 $\bar{\mathbf{v}} \mathbf{I}_{n_T} = \left(\sum_{k=1}^{n_T} v_k \right) \mathbf{I}_{n_T}$ 代替方差矩阵 \mathbf{V} [43], 则迭代检测过程中发送信号的 MMSE 估计可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{iter} = \boldsymbol{\rho}^{-1} (\bar{\mathbf{v}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \boldsymbol{\mu} \quad (3.21)$$

其中, $\rho_k = \mathbf{e}_k^H (\bar{\mathbf{v}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{e}_k$ 。

由式 3.21 可以看出, 无论是对于 ρ_k 还是估计值 $\tilde{\mathbf{x}}_{iter}$ 的计算中都涉及到对 $\bar{\mathbf{v}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T}$ 求逆的过程, 因此可以利用 QR 分解对该求逆过程进行计算简化。

对信道矩阵进行扩展, 令 $\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \frac{\sigma_n}{\sqrt{\bar{\mathbf{v}}}} \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix}^T$, 对其作 QR 分解得到:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \frac{\sigma_n}{\sqrt{\bar{\mathbf{v}}}} \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} = \mathbf{Q} \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R} \quad (3.22)$$

其中, $\mathbf{Q}_1 \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$, $\mathbf{Q}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$, $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$, 且 $\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma_n^2}{\bar{\mathbf{v}}} \mathbf{I}_{n_T}$, 因此可以对 $\bar{\mathbf{v}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T}$ 进行化简得到:

$$\bar{\mathbf{v}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T} = \bar{\mathbf{v}} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{v}} \mathbf{R}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{R} = \bar{\mathbf{v}} \mathbf{R}^H \mathbf{R} \quad (3.23)$$

又 $\mathbf{Q}_2 \mathbf{R} = \frac{\sigma_n}{\sqrt{v}} \mathbf{I}_{n_r}$ ，可以得到式 3.23 的逆矩阵为：

$$\left(\bar{v} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_r} \right)^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{Q}_2 \mathbf{Q}_2^H \quad (3.24)$$

迭代检测的估计值进一步可以表示为：

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{iter} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \boldsymbol{\rho}^{-1} \mathbf{Q}_2 \mathbf{Q}_2^H (\mathbf{Q}_1 \mathbf{R})^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \boldsymbol{\mu} \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} \boldsymbol{\rho}^{-1} \mathbf{Q}_2 (\mathbf{R} \mathbf{Q}_2)^H \mathbf{Q}_1^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \boldsymbol{\mu} \\ &= \frac{1}{\sigma_n \sqrt{v}} \boldsymbol{\rho}^{-1} \mathbf{Q}_2 \mathbf{Q}_1^H (\mathbf{y} - \mathbf{H} \boldsymbol{\mu}) + \boldsymbol{\mu} \end{aligned} \quad (3.25)$$

其中， $\boldsymbol{\rho}$ 中的各元素为 $\rho_k = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_2 \mathbf{Q}_2^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{e}_k$ 。

在检测初始时，MMSE 滤波过程不存在先验均值和方差，故可令发送信号的均值为 0，方差为 1。经过初次迭代之后，软调制模块会输出重建的均值和方差，此时对于式 3.25 来说，只有 \bar{v} 和 $\boldsymbol{\mu}$ 发生了变化，因此只要对重建方差后的扩展矩阵 \mathbf{H} 进行同样的 QR 分解，然后计算当前迭代次数下面的估计值即可。综上所述，基于 QR 分解的 MMSE 滤波模块算法步骤可以总结为：

- Step1: 初次迭代，将方差均值 \bar{v} 置 1，均值矩阵 $\boldsymbol{\mu}$ 置 0；
- Step2: 对扩展矩阵 \mathbf{H} 进行 QR 分解，得到 \mathbf{Q}_1 和 \mathbf{Q}_2 ；
- Step3: 根据式 3.21 计算出迭代检测 MMSE 模块的估计值 $\tilde{\mathbf{x}}_{iter}$ ；
- Step4: 软调制模块根据译码信息输出重建的均值矩阵 $\boldsymbol{\mu}$ 和方差均值 \bar{v} ；
- Step5: 返回 Step2，重复执行计算过程，直到迭代结束。

3.2.4 软解调和软调制

(1) 软解调

软解调模块的作用是将 MMSE 检测模块输出的估计值 \tilde{x}_k 转化为译码模块所需要的比特似然比，为了防止出现正反馈，还需要消除当前待译符号的比特先验信息。假设第 k 层发送符号的第 j 个编码比特 c_k^j 的先验信息是 $L_A(c_k^j)$ （初次迭代先验信息可以置零），则编码比特的后验信息 $L_D(c_k^j | \tilde{x}_k)$ 减去先验信息 $L_A(c_k^j)$ 的差值即为软解调模块的输出，通常也将这个差值称为编码比特的外信息。

对于第 k 个符号第 j 个编码比特来说，它的后验似然比为：

$$\begin{aligned}
 L_D(c_k^j | \tilde{x}_k) &= \ln \frac{p(c_k^j = 1 | \tilde{x}_k)}{p(c_k^j = 0 | \tilde{x}_k)} \\
 &= \ln \frac{\sum_{\alpha_i^j=1} [p(\tilde{x}_k | x_k) P(x_k = \alpha_i)]}{\sum_{\alpha_i^j=1} [p(\tilde{x}_k | x_k) P(x_k = \alpha_l)]}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

其中, $\{\alpha_i, \alpha_l\} \in \mathbb{Q}$, 而 $\mathbb{Q} = \{\alpha_1, \dots, \alpha_{2^Q}\}$ 为 QAM 调制符号集。

由节 3.2.2 可知, 经过 MMSE 滤波之后的估计值满足高斯分布, 即 $\tilde{x}_k \sim CN\left(x_k, \frac{1}{\rho_k} - v_k\right)$, 因此可以得到估计值的条件概率密度为:

$$p(\tilde{x}_k | x_k) = \frac{\rho_k^2}{\pi(1 - v_k \rho_k)^2} \exp\left[-\left(\frac{\rho_k |\tilde{x}_k - x_k|}{1 - v_k \rho_k}\right)^2\right] \tag{3.27}$$

由于在译码结束之后存在交织过程, 故可以认为编码比特之间是相互独立的, 则式 3.27 中发送符号概率可以表示为:

$$P(x_k = \alpha_i) = \prod_{j=1}^Q P(c_k^j = \alpha_i^j) \tag{3.28}$$

又 c_k^j 的先验信息为 $L_A(c_k^j) \triangleq \ln \frac{P(c_k^j = 1)}{P(c_k^j = 0)}$, 所以可以得到编码比特的概率为:

$$\begin{aligned}
 P(c_k^j = 0) &= \frac{1}{\exp L_A(c_k^j) + 1} \\
 P(c_k^j = 1) &= \frac{\exp L_A(c_k^j)}{\exp L_A(c_k^j) + 1}
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

为了方便表示, 令 $c \in \{0, 1\}$, 得到:

$$P(c_k^j = c) = \frac{\exp\left[\left(c - \frac{1}{2}\right)L_A(c_k^j)\right]}{\exp\left[\frac{1}{2}L_A(c_k^j)\right] + \exp\left[-\frac{1}{2}L_A(c_k^j)\right]} \tag{3.30}$$

将式 3.27 和式 3.28 带入式 3.26 得到:

$$L_D(c_k^j | \tilde{x}_k) = \ln \frac{\sum_{\alpha_i^j=1} \exp[\Psi(\alpha_i) + \Phi(\alpha_i)]}{\sum_{\alpha_l^j=0} \exp[\Psi(\alpha_l) + \Phi(\alpha_l)]} \tag{3.31}$$

其中, $\Psi(\alpha_i) = -\left(\frac{\rho_k |\tilde{x}_k - \alpha_i|}{1 - v_k \rho_k}\right)^2$, $\Phi(\alpha_i) = \sum_{t=1}^Q \left[\left(\alpha_i^t - \frac{1}{2}\right)L_A(c_k^t)\right]$ 。进一步可以得到软解调的外信息为:

$$\begin{aligned}
L_E(c_k^j | \tilde{x}_k) &= L_D(c_k^j | \tilde{x}_k) - L_A(c_k^j) \\
&= \ln \frac{\sum_{\alpha_i^j=1} \exp[\Psi(\alpha_i) + \Phi(\alpha_i)]}{\sum_{\alpha_i^j=0} \exp[\Psi(\alpha_i) + \Phi(\alpha_i)]} - \ln \frac{\exp\left[\frac{1}{2} L_A(c_k^j)\right]}{\exp\left[-\frac{1}{2} L_A(c_k^j)\right]} \\
&= \ln \frac{\sum_{\alpha_i^j=1} \exp[\Psi(\alpha_i) + \Phi'(\alpha_i)]}{\sum_{\alpha_i^j=0} \exp[\Psi(\alpha_i) + \Phi'(\alpha_i)]}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

式中, $\Phi'(\alpha_i) = \sum_{t=1, t \neq j}^Q \left[\left(\alpha_i^t - \frac{1}{2} \right) L_A(c_k^t) \right]$ 。

式 3.32 在计算过程中涉及指数和对数运算, 在实际应用中实现复杂度高, 故利用 max-log 算法来对上式进行近似, 近似原理由式 3.33 给出:

$$\ln \left(\sum_i e^{x_i} \right) \approx \max_i (x_i) \tag{3.33}$$

因此, 解调比特的外信息可以近似化简为:

$$L_E(c_k^j | \tilde{x}_k) = \max_{\alpha_i^j=1} \{ \Psi(\alpha_i) + \Phi'(\alpha_i) \} - \max_{\alpha_i^j=1} \{ \Psi(\alpha_i) + \Phi'(\alpha_i) \} \tag{3.34}$$

由于物理层链路的发送调制过程采用正交的格雷映射, 故发送符号 x_k 的实部和虚部分别是由 $\{c_k^1, c_k^3, \dots, c_k^{Q-1}\}$ 以及 $\{c_k^2, c_k^4, \dots, c_k^Q\}$ 映射得到的, 文献^[44]指出在格雷映射正交调制系统中, 先验信息参与的比特外信息计算对于检测性能的提高是有限的, 所以可以进一步简化软解调部分的计算。将先验信息置零, 即令 $L_A(c_k^j) = 0$, 则式 3.32 可以简化为:

$$L_E(c_k^j | \tilde{x}_k) = \max_{\alpha_i^j=1} \{ \Psi(\alpha_i) \} - \max_{\alpha_i^j=1} \{ \Psi(\alpha_i) \} \tag{3.35}$$

对于具体调制方式来说, 可以由估计值实部计算得出相应的比特外信息, 记 $r = \text{Re}(\tilde{x}_k)$, 整理结果如表 3.1 所示:

表 3.1 无先验信息的 max-log 近似比特外信息计算结果

调制方式	j	条件	$L_E(c_k^j \tilde{x}_k) / \sigma_{\tilde{x}_k}^2$
QPSK	1	$\forall r$	$2\sqrt{2}r$
16QAM	1	$\sqrt{10} r \geq 2$	$-0.8\sqrt{10}r + 0.8\text{sign}(r)$
		$\sqrt{10} r < 2$	$-0.4\sqrt{10}r$
	3	$\forall r$	$-0.8 + 0.4\sqrt{10} r $
64QAM	1	$\sqrt{42} r \geq 6$	$-16r/\sqrt{42} + 48\text{sign}(r)/42$
		$4 \leq \sqrt{42} r < 6$	$-12r/\sqrt{42} + 24\text{sign}(r)/42$

		$2 \leq \sqrt{42} r < 4$	$-8r/\sqrt{42} + 8\text{sign}(r)/42$
		$\sqrt{42} r < 2$	$-4r/\sqrt{42}$
	3	$\sqrt{42} r \geq 6$	$-20/21 + 8 r /\sqrt{42}$
		$2 \leq \sqrt{42} r < 6$	$-8/21 + 4 r /\sqrt{42}$
		$\sqrt{42} r < 2$	$-4/21 + 24 r /\sqrt{42}$
	5	$\sqrt{42} r \geq 4$	$-4/7 + 4 r /\sqrt{42}$
		$\sqrt{42} r < 4$	$4/21 - 4 r /\sqrt{42}$

由表 3.1 可以看出, 无先验信息的 max-log 近似软解调模块的输出仅由估计值的方差和估计值的实虚部值决定, 且输出的比特外信息即为译码模块的输入。

(2) 软调制

软调制模块的作用为: 根据译码器输出的重建比特似然比, 计算调制符号集合 \mathbb{Q} 中每个符号的先验发送概率, 并利用符号先验概率计算得到重建的均值和方差, 供 MMSE 滤波模块下一次迭代使用。

由式 3.28 可以得到发送符号的先验概率 $P(x_k = \alpha_i)$, 则用于干扰抵消的发送符号重建均值和方差可以表示为:

$$\begin{aligned}\mu_k &\triangleq E(x_k) = \sum_{\alpha_i \in \mathbb{Q}} \alpha_i P(x_k = \alpha_i) \\ v_k &\triangleq \text{Cov}(x_k, x_k) = \sum_{\alpha_i \in \mathbb{Q}} |\alpha_i|^2 P(x_k = \alpha_i) - |\mu_k|^2\end{aligned}\quad (3.36)$$

又由于发送端的编码比特是基于正交格雷映射调制, 即调制符号的实部和虚部是由相互独立的比特序列调制映射而成, 进一步可以得到:

$$\text{Re}(\mu_k) = \sum \text{Re}(\alpha_i) P[\text{Re}(\tilde{x}_k) = \text{Re}(\alpha_i)] \quad (3.37)$$

其中, $\alpha_i \in \mathbb{Q}$ 。令 $P(c_k^j = c) = P_k^j(c)$, 则比特概率可以用双曲正切函数表示为:

$$\begin{aligned}P_k^j(0) &= \frac{1}{2} \left(1 - \tanh \frac{L_A(c_k^j)}{2} \right) \\ P_k^j(1) &= \frac{1}{2} \left(1 + \tanh \frac{L_A(c_k^j)}{2} \right)\end{aligned}\quad (3.38)$$

对于 16QAM 调制, 利用比特概率计算得到 μ_k 的实部为:

$$\begin{aligned}\text{Re}(\mu_k) &= \text{Re}(\alpha_1) P_k^1(0) P_k^3(1) + \text{Re}(\alpha_2) P_k^1(0) P_k^3(0) \\ &\quad + \text{Re}(\alpha_3) P_k^1(1) P_k^3(0) + \text{Re}(\alpha_4) P_k^1(1) P_k^3(1) \\ &= -\frac{1}{\sqrt{10}} \tanh \frac{L_A(c_k^1)}{2} \left(2 + \tanh \frac{L_A(c_k^3)}{2} \right)\end{aligned}\quad (3.39)$$

同样的, 可以计算出 QPSK 以及 64QAM 下的重建均值, 整理如表 3.2 (为方便表示, 用 t_k^j 来表示 $\tanh \frac{L_A(c_k^j)}{2}$):

表 3.2 各种调制方式下软调制重建均值结果

调制方式	$\text{Re}(\mu_k)$	$\text{Im}(\mu_k)$
QPSK	$\frac{-t_k^1}{\sqrt{2}}$	$\frac{-t_k^2}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{-t_k^1(2+t_k^3)}{\sqrt{10}}$	$\frac{-t_k^2(2+t_k^4)}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{-t_k^1(4+2t_k^3+t_k^3t_k^5)}{\sqrt{42}}$	$\frac{-t_k^2(4+2t_k^4+t_k^4t_k^6)}{\sqrt{42}}$

对于方差的重建, 式 3.36 同样可以分为实部和虚部两部分来进行计算:

$$v_k = E(|\text{Re}(x_k)|^2) + E(|\text{Im}(x_k)|^2) - |\mu_k|^2 \quad (3.40)$$

以 16QAM 为例, 可以用比特概率来计算 $E(|\text{Re}(x_k)|^2)$ 得到:

$$\begin{aligned}
 E(|\text{Re}(\mu_k)|^2) &= |\text{Re}(\alpha_1)|^2 P_k^1(0)P_k^3(1) + |\text{Re}(\alpha_2)|^2 P_k^1(0)P_k^3(0) \\
 &\quad + |\text{Re}(\alpha_3)|^2 P_k^1(1)P_k^3(0) + |\text{Re}(\alpha_4)|^2 P_k^1(1)P_k^3(1) \\
 &= \frac{1}{2} + \frac{2}{5} \tanh \frac{L_A(c_k^3)}{2}
 \end{aligned} \quad (3.41)$$

对 QPSK 以及 64QAM 进行同样的计算过程, 整理出关于 $E(|\text{Re}(x_k)|^2)$ 和 $E(|\text{Im}(x_k)|^2)$ 的计算结果如表 3.3 所示:

表 3.3 各种调制方式下软调制重建方差结果

调制方式	$E(\text{Re}(x_k) ^2)$	$E(\text{Im}(x_k) ^2)$
QPSK	$\frac{-t_k^1}{2}$	$\frac{-t_k^2}{2}$
16QAM	$\frac{1}{2} + \frac{2}{5} t_k^3$	$\frac{1}{2} + \frac{2}{5} t_k^4$
64QAM	$\frac{1}{2} + \frac{8}{21} t_k^3 + \frac{2}{21} t_k^5 + \frac{4}{21} t_k^3 t_k^5$	$\frac{1}{2} + \frac{8}{21} t_k^4 + \frac{2}{21} t_k^6 + \frac{4}{21} t_k^4 t_k^6$

综上, 针对正交格雷映射的软调制, 基于表 3.2 和表 3.3 以及式 3.40 可以计算出由译码模块输出的先验似然比所对应的重建均值和方差, 将计算结果带入 MMSE 滤波模

块即可开始新一轮的迭代。

3.3 基于无信道编码的 LRA-MMSE 检测算法

线性检测因其低复杂度而受到广泛的应用，但是其检测性能受信道矩阵正交性的影响较大。在信道矩阵的正交性欠佳的时候，经过线性检测滤波矩阵的等效噪声就会呈现一定程度的放大；当信道矩阵的正交性较好的时候，信道冲激响应的各个列向量之间相互正交，对于发送符号来说，每一路信号之间的干扰被尽可能的减小，此时线性检测的效果就可以接近最佳检测。因此，通过线性变换来改善信道矩阵正交性的格基规约技术对于线性检测性能的提高有着重要的意义。

3.3.1 格基规约技术

格是离散点的周期性集合^[45]，实数格的基本定义为：在 n 维实数域 \mathbb{R}^n 上的格由一组在 \mathbb{R}^n 上线性独立的基向量 $\{\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_m\}$ 的全体整数系数线性组合给出，即：

$$\mathcal{L}(\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_m) \triangleq \left\{ \mathbf{v} = \sum_{i=1}^m z_i \mathbf{b}_i, z_i \in \mathbb{Z}[i] \right\} \quad (3.42)$$

其中，基向量的数量 $m(m \leq n)$ 称为这个格的秩，由基向量构成的矩阵 $\mathbf{B} \triangleq [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_m]$ 为这个实数格的生成矩阵。格的基底并不是唯一的，任意两个生成矩阵之间都可以通过幺模矩阵 \mathbf{T} 相互转换。幺模矩阵中的全部元素均为整数，并且满足 $\det(\mathbf{T}) = \pm 1$ 。如图 3.2

所示，常见的二维实数格有方格、菱格以及六边格，其中方格的生成矩阵 $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ，

菱格的生成矩阵为 $\mathbf{B} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ，六边格的生成矩阵为 $\mathbf{B} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$ 。

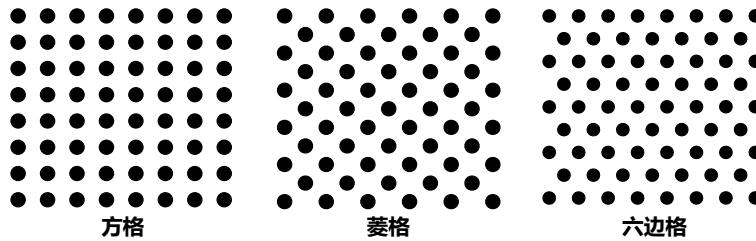


图 3.2 常见的二维实数格

对于任意格空间来说，空间中的每个格点都存在着它的基础域 $\mathcal{P}(\mathbf{B})$ 以及 Voronoi 域 $\mathcal{V}(\mathbf{L})$ ，图 3.3 中的阴影区域给出了常见二维格空间格点的基础域和 Voronoi 域。

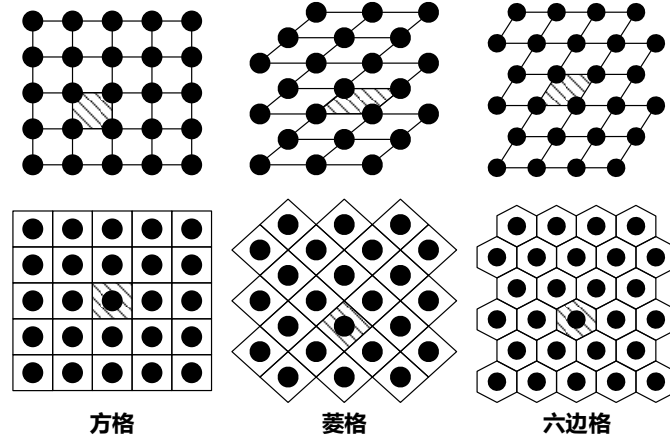


图 3.3 二维格空间的基础域和 Voronoi 域

基础域 $\mathcal{P}(\mathbf{B})$ 中的所有格点都可以表示成下式:

$$\mathcal{P}(\mathbf{B}) = \left\{ \mathbf{x} \mid \mathbf{x} = \sum_{l=1}^m \theta_l \mathbf{b}_l, 0 \leq \theta_l \leq 1 \right\} \quad (3.43)$$

可以看出,当格空间的生成矩阵发生变化时,同一个格点的基础域也会发生变化。因此,由生成矩阵所扩张成的格空间是格中所有点的基础域集合的子集。

Voronoi 域 $\mathcal{V}(\mathbf{L})$ 是 \mathbb{R}^n 的子集,该集合中包含了到选定格点欧式距离小于等于到其它格点欧式距离的所有格点。Voronoi 域的集合形式为:

$$\mathcal{V}(\mathbf{L}) = \left\{ \mathbf{x} \mid \|\mathbf{x}\| \leq \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\|, \forall \mathbf{y} \in \mathbf{L} \right\} \quad (3.44)$$

由式 3.44 可知,对于确定的格空间 \mathbf{L} 来说,格点的 Voronoi 域是确定的。基础域和 Voronoi 域与检测的判决息息相关,因此寻找合适的格空间以及生成矩阵对于检测的性能有着至关重要的影响,这也是格理论可以应用于 MIMO 检测的原因。条件数 $\mathcal{C}(\mathbf{B})$ 可以对格空间生成矩阵的优劣进行定量的分析^[46],它的计算方法如式 3.45:

$$\mathcal{C}(\mathbf{B}) = \|\mathbf{B}\| \cdot \|\mathbf{B}^{-1}\| \quad (3.45)$$

当生成矩阵为正规矩阵时,条件数等于奇异值的最大值和最小值的比值。生成矩阵的正交性和条件数呈现负相关,特别的,当 $\mathcal{C}(\mathbf{B})=1$ 时,生成矩阵为正交矩阵。

格基规约技术即为利用条件数更少的生成矩阵来替换原始生成矩阵的过程,经典的 LLL 算法因其多项式时间的复杂度而被广泛应用^[47]。它的定义为:对一组 $M \times N$ 的基底 \mathbf{B} 进行 QR 分解,令 $\mathbf{B}=\mathbf{QR}$,对于参数 $\delta, \frac{1}{4} < \delta \leq 1$,如果满足以下条件,则称这组基底为格的规约格基:

- (1) $|r_{k,i}| \leq \frac{1}{2} |r_{k,k}|, \forall i < k$;
- (2) $\delta r_{i-1,i-1}^2 \leq r_{i,i}^2 + r_{i-1,i}^2, \forall i \in [2, N]$.

其中,条件(1)被称为长度规约,经过长度规约之后的基底基本上保持正交;而条件

(2) 被称为罗瓦兹条件, 它被用来约束待规约基底的长度规约速度, 当 δ 的值越小, 格基规约的速度越快。LLL 规约算法的伪代码如表 3.4 所示:

表 3.4 LLL 格基规约算法伪代码

Algorithm 2 LLL 格基规约算法

输入: 正交阵 $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{M \times N}$ 和上三角阵 $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{N \times N}$, 罗瓦兹参数 δ .

输出: 规约之后的正交阵 \mathbf{W} , 上三角阵 \mathbf{L} 以及幺模矩阵 \mathbf{T} .

初始化: $\mathbf{W}=\mathbf{Q}$, $\mathbf{L}=\mathbf{R}$, $\mathbf{T}=\mathbf{I}_N$, $i=2$.

1: **while** $i \leq N$

2: 长度规约: **for** $k = (i-1) : -1 : 1$

3: $\alpha = \text{round}(l_{k,i} / l_{k,k})$

4: **if** $\alpha \neq 0$

5: $\mathbf{L}(1:k, i) = \mathbf{L}(1:k, i) - \alpha \mathbf{L}(1:k, k)$

6: $\mathbf{T}(:, i) = \mathbf{T}(:, i) - \alpha \mathbf{T}(:, k)$

7: **end**

8: **end**

9: 罗瓦兹条件: **if** $\delta l_{i-1, i-1}^2 > l_{i,i}^2 + l_{i-1,i}^2$

10: 交换矩阵 \mathbf{L} 和 \mathbf{T} 中的第 $i-1$ 列和第 i 列.

11: 为保证 $l_{i,i-1} = 0$, 对矩阵 \mathbf{L} 做吉文斯旋转.

吉文斯旋转矩阵为 $\boldsymbol{\theta} = \frac{1}{\|\mathbf{L}(i-1:i, i-1)\|} \begin{bmatrix} l_{i-1, i-1} & -l_{i, i-1} \\ -l_{i, i-1} & l_{i-1, i-1} \end{bmatrix}$

12: $\mathbf{L}(i-1:i, i-1:N) = \boldsymbol{\theta} \mathbf{L}(i-1:i, i-1:N)$

13: $\mathbf{W}(:, i-1:i) = \mathbf{W}(:, i-1:i) \boldsymbol{\theta}^T$.

14: $k = \max(k-1, 2)$

15: **else**

16: $k = k+1$

17: **end**

18: **end**

3.3.2 基于 LLL 规约的 MMSE 检测

上一节介绍了应用在实数格上的 LLL 规约算法, 故将 MIMO 接收检测模型扩展到实数域, 系统的接收模型可以表示为式 3.46:

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_R \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_R \quad (3.46)$$

扩展后的模型中, $\mathbf{y}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}) \end{bmatrix}$, $\mathbf{x}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$, $\mathbf{n}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}) \\ \text{Im}(\mathbf{n}) \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_R = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{H}) & -\text{Im}(\mathbf{H}) \\ \text{Im}(\mathbf{H}) & \text{Re}(\mathbf{H}) \end{bmatrix}$.

定义实数矩阵 \mathbf{H}_R 的列向量 $\mathbf{h}_l, l \in (0, 2 \times n_T)$ 为格的一组基底, 对 \mathbf{H}_R 进行格基规约,

得到一组正交性条件更好的规约基底 $\tilde{\mathbf{H}}_R$ ，则接收模型可以表示为：

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_R &= \mathbf{H}_R \mathbf{T} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_R \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_R \mathbf{z} + \mathbf{n}_R\end{aligned}\quad (3.47)$$

其中， $\tilde{\mathbf{H}}_R = \mathbf{H}_R \mathbf{T}$ ， $\mathbf{z} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_R$ 。因为 $\mathbf{H}_R \mathbf{x}_R$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_R \mathbf{z}$ 描述了同一个格中的点，故如果 $\mathbf{x}_R \in \mathbb{Z}^{2n_T}$ ，则必有 $\mathbf{z} \in \mathbb{Z}^{2n_T}$ 。

由式 3.47 可知，对 \mathbf{x}_R 的检测变成对 \mathbf{z} 的检测，故 LLL 格基规约辅助的 ZF 检测滤波矩阵为：

$$\mathbf{G}_{LLL-ZF} = (\tilde{\mathbf{H}}_R^T \tilde{\mathbf{H}}_R)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_R^T \quad (3.48)$$

滤波后的 \mathbf{z} 的估计值为：

$$\tilde{\mathbf{z}}_{LLL-ZF} = \mathbf{G}_{LLL-ZF} \mathbf{y}_R = \mathbf{z} + \mathbf{G}_{LLL-ZF} \mathbf{n}_R \quad (3.49)$$

最终得到发送符号 \mathbf{x} 的估计值为：

$$\tilde{\mathbf{x}}_{LLL-ZF} = \mathbf{T} \tilde{\mathbf{z}}_{LLL-ZF} \quad (3.50)$$

综上，基于格基规约辅助的检测框图如图 3.4 所示：

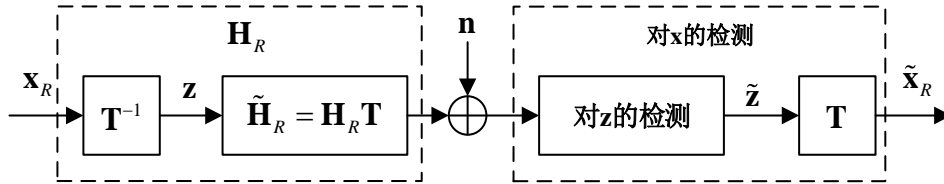


图 3.4 基于格基规约辅助的检测框图

格基规约后的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_R$ 的各个列向量近乎正交，估计结果中的噪声放大受到了一定程度的抑制，进而对于式 3.50 中结果的硬判决相较于对 ZF 检测中的结果进行硬判决来说要可靠许多。由于发送信号是基于格雷映射的归一化 QAM 调制，发送符号向量在星座图中并非以高斯整数的形式呈现^[48]，故对于接收端来说，需要对接收信号进行适当的移位和放缩来使归一化的星座图转换为复整数 QAM。

如对于 4-QAM 调制而言，归一化星座图为 $\mathbb{Q} = \left\{ -\frac{1+j}{\sqrt{2}}, -\frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right\}$ ，对每一个星座点移位 $\frac{1+j}{\sqrt{2}}$ 后，再放大 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍，可得 $\tilde{\mathbb{Q}} = \{0, j, 1, 1+j\}$ 。

令向量 $\boldsymbol{\beta} = [1+j, \dots, 1+j]^T$ ， $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{C}^{n_T \times 1}$ ，则发送符号的移位放缩^[49]可以表示为：

$$\mathbf{x}' = \frac{\sqrt{2}\mathbf{x} + \boldsymbol{\beta}}{2} \quad (3.51)$$

相应的，可以推导出接收端符号的变换为：

$$\mathbf{y}' = \mathbf{H}\mathbf{x}' + \frac{\sqrt{2}\mathbf{n}}{2} = \frac{\sqrt{2}\mathbf{y} + \mathbf{H}\boldsymbol{\beta}}{2} \quad (3.52)$$

此时，对接收信号的判决转化为对高斯整数的判决，令硬判值

$\tilde{\mathbf{z}}'_{LR-ZF} = \text{round}(\mathbf{G}_{LR-ZF} \mathbf{y}'_R)$, 即可得到 $\tilde{\mathbf{x}}'_R$, 进一步可得到格基规约辅助下的 ZF 检测估计值。同样的, 各种调制情况下的移位和放缩尺度可以总结如表 3.5:

表 3.5 各调制方式下的移位放缩尺度表

调制方式	移位尺度	放缩尺度
QPSK	$\frac{1+j}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{3+3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{5}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{7+7j}{\sqrt{42}}$	$\frac{21}{\sqrt{42}}$

由线性检测的理论可知, ZF 检测没有考虑噪声对检测的影响, 所以将上述的检测过程推广到 MMSE 检测, 令 $\mathbf{H}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_R \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix}$, $\mathbf{y}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_R \\ \mathbf{0}_{n_T, 1} \end{bmatrix}$, 对 \mathbf{H}_R 进行格基规约得到幺模矩阵 \mathbf{T} , 则由式 3.48 推出 LLL 格基规约辅助的 MMSE 滤波矩阵为:

$$\mathbf{G}_{LLL-MMSE} = (\tilde{\mathbf{H}}_R^T \tilde{\mathbf{H}}_R)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_R^T \quad (3.53)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_R = \mathbf{H}_R \mathbf{T}$ 。再令 $\mathbf{z} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_R$, 推出 \mathbf{z} 的估计值为:

$$\tilde{\mathbf{z}}_{LLL-MMSE} = \mathbf{G}_{LLL-MMSE} \mathbf{y}_R \quad (3.54)$$

则格基规约辅助的 MMSE 检测估计值可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{LLL-MMSE} = \mathbf{T} \tilde{\mathbf{z}}_{LLL-MMSE} \quad (3.55)$$

对于系统的实现来说, 式 3.53 中的滤波矩阵存在着求逆过程, 矩阵求逆运算会带来复杂度的增加, 故需要对检测过程进行优化。格基规约的 LLL 算法是基于 QR 分解来实现的, 因此可以用串行干扰消除来代替对滤波矩阵求伪逆的过程^[50], 又由文献^[33]可知使用排序 QR 分解可以有效减少 LLL 规约的循环次数, 则 $\tilde{\mathbf{z}}$ 的估计值可以用式 3.56 来计算:

$$\tilde{\mathbf{Q}}^H \mathbf{y}_R = \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{z}}_{LR-MMSE} \quad (3.56)$$

其中, 正交矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 和上三角矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}$ 为规约后矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_R$ 的 QR 分解矩阵。故串行干扰消除每一层的估计值可由式 3.57 计算得出:

$$\tilde{\mathbf{q}}_k^H \mathbf{y}_R = \tilde{r}_{k,k} \cdot \tilde{z}_k + \sum_{i=k+1}^{n_T} \tilde{r}_{k,i} \cdot \tilde{z}_i, (1 < i < k < n_T) \quad (3.57)$$

3.3.3 复数格的推广

由节 3.2.2 可知, 对复数信道矩阵进行拓展可将其转换为实数信道矩阵, 从而便于利用实数域的 LLL 规约算法, 最终获得正交性更佳的信道矩阵。实数的计算相较于复数来说简单直接, 但是基于实数格基规约算法的 MIMO 检测将系统的矩阵维度扩大为原

来的两倍,增加了规约算法中的迭代次数,给检测过程带来较高的运算复杂度,因此将格推广到复数域是有重要意义的。

Zhang 将格基规约的 LLL 算法推广到复数域^[51],并将该算法简记为 CLLL(Complex LLL)算法,CLLL 算法的定义为:对于一个 $M \times N$ 的复数矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$,对其进行 QR 分解,令 $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{R}}$,如果满足以下两个条件,则称 $\tilde{\mathbf{H}}$ 为格的规约格基:

$$(1) \quad |\operatorname{Re}(\alpha_{k,l})| \leq 0.5, |\operatorname{Im}(\alpha_{k,l})| \leq 0.5, \forall l < k;$$

$$(2) \quad \delta |\tilde{r}_{l-1,l-1}|^2 \leq |\tilde{r}_{l,l}|^2 + |\tilde{r}_{l-1,l}|^2, \forall l \in [2, N].$$

其中, $\alpha_{k,l}$ 为 $|\tilde{r}_{k,k}|$ 和 $|\tilde{r}_{k,l}|$ 的复数比值。当选取的罗瓦茨参数 δ 值越大,则规约之后得到的格基之间正交性越好,同时整个规约过程中的计算量也就越大。与实数域中 LLL 规约算法的不同点在于,实数域中罗瓦兹参数 δ 的范围在 $\left(\frac{1}{4}, 1\right)$, 复数域中的罗瓦兹参数的范围在 $\left(\frac{1}{2}, 1\right)$ 。CLLL 算法具体实现的伪代码如表 3.6 所示:

表 3.6 CLLL 格基规约算法

Algorithm 3 CLLL 格基规约算法

输入: 正交阵 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 和上三角阵 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, 罗瓦兹参数 δ .

输出: 规约之后的正交阵 \mathbf{W} , 上三角阵 \mathbf{L} 以及幺模矩阵 \mathbf{T} .

初始化: $\mathbf{W} = \mathbf{Q}$, $\mathbf{L} = \mathbf{R}$, $\mathbf{T} = \mathbf{I}_N$, $i = 2$.

```

1: while  $i \leq N$ 
2:   长度规约: for  $k = (i-1) : -1 : 1$ 
3:      $\alpha = \operatorname{round}(\operatorname{Re}(l_{k,i})/l_{k,k}) + \operatorname{round}(\operatorname{Im}(l_{k,i})/l_{k,k})$ 
4:     同 LLL 规约算法 line 4-7
5:   end
6:   罗瓦兹条件: if  $\delta |l_{i-1,i-1}|^2 > |l_{i,i}|^2 + |l_{i-1,i}|^2$ 
7:     交换矩阵  $\mathbf{L}$  和  $\mathbf{T}$  中的第  $i-1$  列和第  $i$  列.
8:     对  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{L}$  进行 Givens 旋转.
9:      $k = \max(k-1, 2)$ 
10:  else
11:     $k = k + 1$ 
12:  end
13: end

```

根据伪代码可以看出,在执行完长度规约之后,如不满足罗瓦兹条件,则需要执行第 10 到 14 行的列交换来交换两个格基,而格基的交换可能导致定义中的条件 (1) 不再满足,故整个循环过程就需要退回上一列格基重新执行长度规约过程。

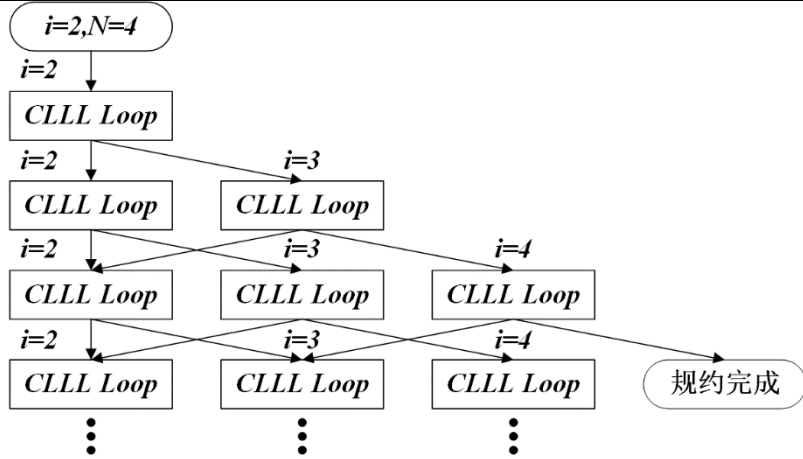


图 3.5 四天线下 CLLL 规约循环过程

图 3.5 表征了对 4×4 的矩阵进行规约的所有可能过程，格基交换的存在使得 CLLL 规约的循环次数变得不可估计，在某些最坏的情况^[52]下，可能导致循环无法终止。在实时通信系统中，不确定的循环次数带来的列交换大大增加了硬件实现的复杂度。

3.3.4 固定复杂度的改进 LLL 算法

由节 3.2.3 可知，CLLL 算法中的变量 i 使得规约执行的时间变得不可估计，因此产生了一种针对遍历顺序进行优化的 FcLLL (Fixed-Complexity LLL) 算法^[53]。如图 3.6 所示，FcLLL 算法利用了对变量 i 的遍历来实现固定复杂度的规约算法，当循环过程中不存在列交换即终止规约过程，和 CLLL 算法相比，这种固定的循环结构更利于硬件的实现。

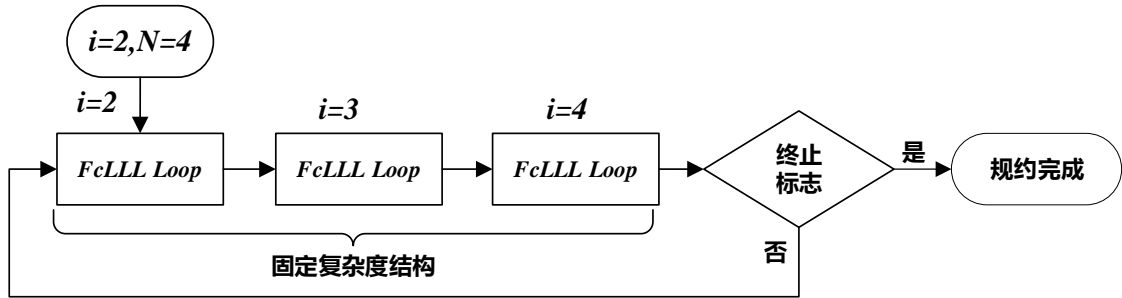


图 3.6 四天线下 FcLLL 规约循环过程

又根据文献^[54,55]可知，满足西格尔条件的格基底必然满足罗瓦兹条件，且罗瓦兹条件的判定比西格尔条件多计算 2 次复数乘法以及 2 次加法运算，所以将判定条件改为西格尔条件可以更快地终止格基规约的过程，西格尔条件如式 3.58 所示：

$$|\tilde{r}_{l-1,l-1}|^2 \leq \zeta |\tilde{r}_{l,l}|^2, \forall l \in [2, N] \quad (3.58)$$

其中， $\zeta \in [2, 4]$ 。为了统一规约算法的形式，令西格尔参数 $\delta > \frac{1}{\zeta}$ ，可以将西格尔条件改写成罗瓦兹条件的形式如式 3.59：

$$\delta |\tilde{r}_{l-1,l-1}|^2 \leq |\tilde{r}_{l,l}|^2, \forall l \in [2, N] \quad (3.59)$$

结合以上两条优化思路，本文设置最大迭代次数 *iterations* 来限制 FcLLL 规约过程循环的总次数，并将判断条件换成西格尔条件，从而得到改进的 LLL (Modified LLL, MLLL) 规约算法，该算法的伪代码如表 3.7 所示：

表 3.7 MLLL 格基规约算法

Algorithm 4 MLLL 格基规约算法

输入： 正交阵 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 和上三角阵 $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ，西格尔参数 δ ，迭代次数 *iterations*.

输出： 规约之后的正交阵 \mathbf{W} ，上三角阵 \mathbf{L} 以及幺模矩阵 \mathbf{T} .

初始化： $\mathbf{W}=\mathbf{Q}$ ， $\mathbf{L}=\mathbf{R}$ ， $\mathbf{T}=\mathbf{I}_N$ ， $i=2$ ，*Stop* = *false*.

```

1: while (Stop == false) && ( $i \leq \text{iterations}$ )
2:   Stop = true
3:   for  $i = 2 : N$ 
4:     长度规约：同 CLLL 规约算法中 line 2-5
5:     西格尔条件： if  $\delta |l_{i-1,i-1}|^2 > |l_{i,i}|^2$ 
6:       交换矩阵  $\mathbf{L}$  和  $\mathbf{T}$  中的第  $i-1$  列和第  $i$  列.
7:       对  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{L}$  进行 Givens 旋转.
8:       Stop = false
9:        $k = k + 1$ 
10:    end
11:  end
12: end

```

综上所述，采用 MLLL 规约之后的 MMSE 检测步骤可以总结如下：

Step1: 对扩展后的信道矩阵进行排序 QR 分解，得到正交矩阵 \mathbf{Q} 、上三角矩阵 \mathbf{R} 以及行变换矩阵 \mathbf{P} ；

Step2: 将矩阵 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 输入 MLLL 规约模块，得到矩阵 \mathbf{W} 和 \mathbf{L} 以及幺模矩阵 \mathbf{T} ；

Step3: 根据表 3.5 对接收符号向量 \mathbf{y} 进行移位放缩变换得到 \mathbf{y}' ；

Step4: 利用 \mathbf{W} 和 \mathbf{L} 矩阵对 \mathbf{y}' 进行串行干扰消除检测得到估计值 $\tilde{\mathbf{z}}$ ；

Step5: 最后，由 $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\tilde{\mathbf{z}}$ 得到检测模块的估计值输出。

3.4 性能仿真结果与分析

3.4.1 基于信道编码的检测仿真结果分析

(1) 仿真条件

仿真基于 Matlab 平台进行，整体系统链路根据图 2.4 和图 3.1 搭建，链路中的信道编解码模块、软解调以及软调制模块采用 C 语言编译的 MEX 函数实现调用。仿真方法采用蒙特卡罗方法，即用计算机生成大量的随机数据作为整个系统的输入，最终在译码

输出端统计输出比特的误比特率，通过误比特率分析系统的性能。如表 3.8 所示，仿真链路的整体参数参考第二章的物理层设计，信道模型采用改进的 Jakes 模型^[56]。

表 3.8 SISO-MMSE 检测仿真条件

参数类型	参数值
传输带宽	20MHz
采样速率	30.72MHz
FFT 长度	2048
OFDM 符号数	6
信道编码	Turbo 码, R=1/3
调制方式	16QAM、64QAM
天线数目	4 发 4 收
信道衰落模型	改进的 Jakes 模型
信道估计	理想信道估计

(2) 各调制阶数下检测性能对比

图 3.7 给出了调制方式为 16QAM 时的 SISO-MMSE 检测的仿真结果，从图中可以看出，与线性检测 ZF 和 MMSE 检测相比，在误比特率为 10^{-4} 处，经过 3 次迭代的 SISO-MMSE 检测性能相较于 MMSE 检测提高了 9.7dB 左右。整体检测的判决门限在 18dB 附近，说明了利用译码的软信息来进行迭代，充分地消除了层与层之间的干扰，对于系统整体检测性能提升明显。而对于迭代次数而言，迭代 3 次和迭代 1 次在误码率为 10^{-5} 处相差 0.5dB 左右，且在实际仿真过程中发现迭代次数大于 3 时的性能提升不明显，故在实际应用中可将迭代次数设置为 3 次。

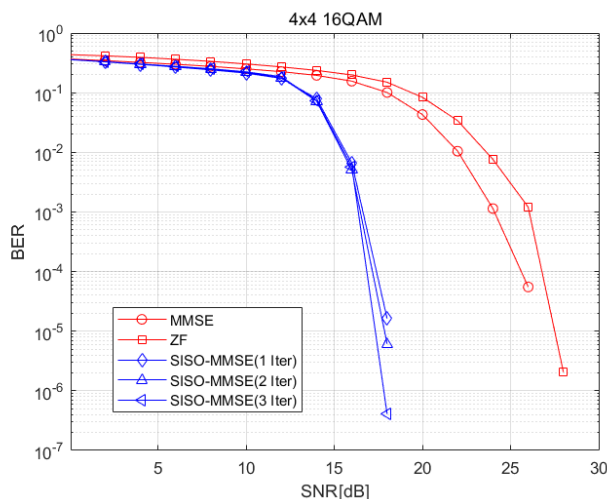


图 3.7 16QAM 调制下 SISO-MMSE 检测仿真结果

图 3.8 给出了调制方式为 64QAM 时的仿真结果，可以看出在高阶调制的情况下，整体判决门限在 27dB 附近，所有检测算法的性能均出现了很大的下降。在误比特率为 10^{-2} 处，迭代 3 次的检测性能相比较于 MMSE 检测提高了 6.8dB 左右。对于迭代次数

来说, 3 次迭代的结果在性能上相差不大, 迭代 3 次在误比特率为 10^{-3} 处比迭代 1 次的结果提升了 0.6dB 左右。

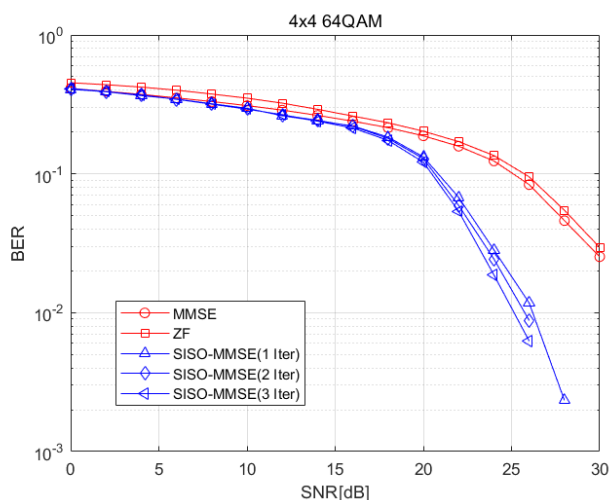


图 3.8 64QAM 调制下 SISO-MMSE 检测仿真结果

3.4.2 基于无信道编码的检测仿真结果分析

(1) 规约算法检测性能对比

根据图 2.4 和图 3.4 搭建格基规约辅助的检测系统链路, 并将信道编解码模块移除, 在接收端对估计出的符号进行直接硬判。4 天线 16QAM 调制以及 64QAM 的仿真结果如图 3.9 和图 3.10 所示, 由图可以看出格基规约辅助下的 MMSE 检测性能相较线性检测有显著的提升。16QAM 调制下, 格基规约辅助在取得 10^{-5} 的 BER 性能时, MMSE 检测仅可以取得 10^{-2} 的 BER 性能, 充分说明了格基规约辅助的线性检测改善了信道的条件, 给检测的性能带来了有效的提升。另外, 同样是基于格基规约辅助的线性检测, 因为 MMSE 检测考虑了信道噪声的影响, 所以 LRA-MMSE 检测在误比特为 10^{-4} 处相较于 LLL-ZF 检测提高了约 1.6dB。最后还可以从图中看出, 迭代次数为 5 次的 MLLL-MMSE 检测性能与 LLL-MMSE 检测性能曲线接近重合, 证实了改进算法的正确性和可行性。

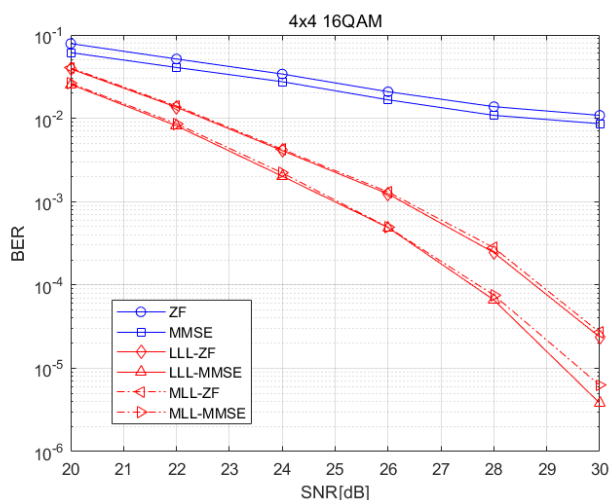


图 3.9 16QAM 调制下 LRA-MMSE 仿真结果

调制方式为 64QAM 的情况下,可以看出整体检测性能的大幅度下降,说明格基规约虽然使得接收信号向量的判决空间得到改善,但是对于调制阶数较高的调制方式,该算法对检测性能的提升也受到了限制。相较于线性检测,格基规约辅助的 BER 性能在 30dB 处达到 10^{-3} 数量级,而线性检测的 BER 性能仅为 10^{-1} 数量级。再进行横向比较,LLL-MMSE 在 BER 为 10^{-2} 处比 LLL-ZF 提高了约 0.6dB,MLLL-MMSE 与 LLL-MMSE 的性能曲线依然是接近重合的,符合算法的预期结果。

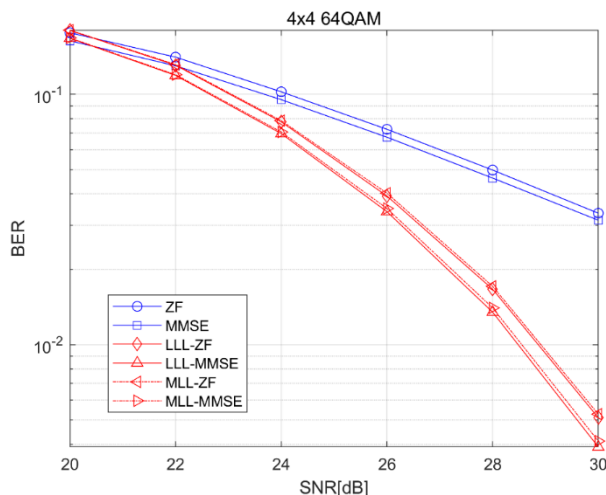


图 3.10 64QAM 调制下 LRA-MMSE 仿真结果

(2) 不同迭代次数下 MLLL-MMSE 检测性能对比

MLLL 算法的检测性能与最大迭代次数相关,因此在仿真过程中需要考虑到最大迭代次数的影响。图 3.11 给出了 4 天线 16QAM 调制,不同迭代次数下的 MLLL-MMSE 检测的性能结果,由图可以看出当迭代次数大于等于 5 次的时候,BER 曲线基本重合。其中迭代次数为 5 次的 MLLL-MMSE 检测在 BER 为 10^{-4} 处比迭代 3 次提高了约 3.6dB。仿真结果说明,最大迭代次数在 5 次时可以取得稳定的检测性能增益,因此为了综合性能损失和实现复杂度的考量,在实际应用中将最大迭代次数设置为 5 次。

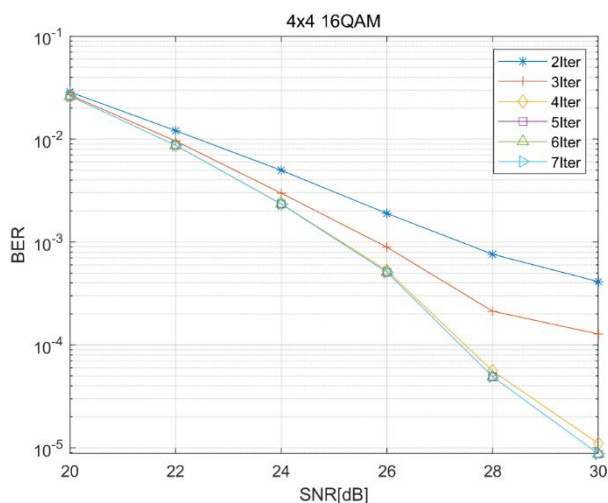


图 3.11 多次迭代的 MLLL-MMSE 仿真结果

3.5 复杂度分析

(1) SISO-MMSE 检测复杂度分析

SISO-MMSE 检测共涉及到三个模块, 第一个模块是 MMSE 检测模块, 这里只分析单个载波上的符号经过单次迭代所需要的平均运算量, MMSE 检测模块由于只涉及到符号的运算, 故计算复杂度与调制方式无关。首先是对 $\begin{bmatrix} \mathbf{H} & \frac{\sigma_n}{\sqrt{V}} \mathbf{I}_{n_r} \end{bmatrix}^T$ 的 QR 分解运算, 因为矩阵的维度是 $(n_R + n_T) \times n_T$, 所以 QR 分解部分的运算次数为 $n_R n_T^2 + n_R n_T + n_T^2 + n_T$ 。其次是对 $\mathbf{Q}_2 \mathbf{Q}_2^H$ 的计算, 该部分是上三角阵及其复共轭矩阵的乘法, 故运算次数可以计算为 $\frac{1}{3} n_T^3 + \frac{3}{2} n_T^2 + \frac{1}{6} n_T$ 。剩余部分是对 ρ_k 的计算, 该部分只包含矩阵乘法运算, 运算次数为 $2n_R n_T^2 + n_R n_T - n_T$ 。进一步可以得到计算估计值所需要的乘法和加法运算次数为 $2n_R n_T^2 + 3n_R n_T + n_R - n_T$ 。所以最后可以得到 MMSE 检测部分的算法复杂度数量级约为 $\mathcal{O}(n_R n_T^2)$, 该部分的算法复杂度与发送和接收天线的数目相关。

剩余的模块如节 3.1.3 中所做的归纳总结, 基于格雷映射的软调制模块只包含了实数乘法和实数加法运算, max-log 近似的软解调在上述运算之外多了一次除法运算。故表 3.9 给出了这两个模块的运算复杂度。

表 3.9 格雷映射软解调和软调制算法复杂度

模块	调制方式	实数乘法	实数加法
软解调	QPSK	4	0
	16QAM	8	4
	64QAM	12	6
软调制	QPSK	4	2
	16QAM	8	7
	64QAM	12	13

(2) LRA-MMSE 检测复杂度分析

对于 LLL-MMSE 检测来说, 算法的复杂度包括规约过程的计算量和干扰消除模块的计算量。采用 LLL 规约算法时最大迭代次数为 $\mathcal{O}(n_T^2 \log n_T)$, 长度规约的复杂度为 $\mathcal{O}(n_R n_T)$, 干扰消除模块需要进行 n_T 次除法、 $\frac{1}{2} n_T (n_T - 1)$ 次乘法以及 $\frac{1}{2} n_T (n_T - 1)$ 次减法, 计算复杂度为 $\mathcal{O}(n_T^2)$, 所以 LLL-MMSE 检测的算法复杂度为 $\mathcal{O}(n_R n_T^3 \log n_T)$; 同理可得, 采用了固定复杂度结构的 MLLL-MMSE 的算法复杂度为 $\mathcal{O}(\text{IterMax} \times n_R n_T)$, 可以看出 MLLL-MMSE 算法的复杂度得到了大幅度的降低。

3.6 本章小结

本章对 HpMANET 数据链路接收方案开展了具体的设计。联合信道编解码模块推导了基于 SISO 的 MMSE 迭代检测，并结合 QR 分解以及 max-log 算法给出了低复杂度的迭代接收机方案。针对无信道编解码参与的情况，研究了格基规约辅助下的 MMSE 检测，则给出了固定复杂度的 MLLL-MMSE 检测算法。通过性能仿真和复杂度分析的结果表明，所给出的两种检测方案复杂度小，且能获得近最优的检测误比特率性能，能够满足研究课题系统数据链路接收检测高速率、高可靠以及低时延的要求。

第四章 HpMANET 物理层数据链路接收检测功能系统实现

为完成具有高速率、低时延、高可靠性能的 HpMANET 物理层数据链路实现的研发目标与任务，在数据链路接收检测设计方案基础上，以及针对性选定的现实开发硬件平台和系统开发工具支撑下，将就 HpMANET 物理层数据链路接收检测功能系统实现开展具体设计及测试开发工作。

4.1 开发平台和工具

4.1.1 硬件开发平台选取

常见的处理器主要有 FPGA、DSP 以及 MPU 等类型：其中 FPGA 具有大量逻辑单元阵列，且支持静态可重复编程，因此多适用于视频处理、通信物理协议处理等需要数据高速并行的专用开发场合；DSP 具有浮点运算单元和完整指令系统，多用于数字滤波、图像处理等对数据计算能力要求高的信号处理任务；MPU 包含了高效的精简指令集，并可以加载操作系统，被广泛应用于工业控制、移动互联网接入等涉及事务管理功能的相关领域。因此，基于 HpMANET 系统对物理层高速实时数据处理的要求，选择 FPGA 作为研发系统物理层传输信号处理平台；基于 MAC 层和网络层对资源调度、网络控制等复杂逻辑功能的实现需求，选择 ARM MPU 作为承载 MAC 和网络协议的开发平台。

USRP N310 作为 Ettus 公司设计的软件无线电平台，其母板集成了 ARM Cortex-A9 内核和 Xilinx Zynq-7100 FPGA 芯片，子板包含 AD9371 射频处理单元，具有 4×4 的天线收发系统，支持 10MHz-6GHz 的中心频率范围扩展，单通道下支持 100Mhz 的瞬时带宽，具备了实现 HpMANET 整体系统的各功能所需要的硬件条件，因此选择 USRP N310 作为研发系统的硬件平台，并将物理层算法和过程在其 FPGA 芯片上进行研发实现。图 4.1 给出了 N310 平台硬件实物图。



图 4.1 N310 平台硬件实物图

4.1.2 开发工具概述

传统 FPGA 开发通常使用 Verilog 或 VHDL 硬件描述语言来进行功能实现，这种开发方式存在着开发周期长、成本高以及调试困难等局限性。为了解决上述问题，Xilinx 公司推出了一种加速数字系统设计开发的工具——高层次综合（High-Level Synthesis，

HLS), HLS 工具直接使用 C/C++、System C 等编译语言进行开发, 并可根据优化指令自动生成 IP 核。和传统的寄存器传输级 (Register Transfer Level, RTL) 设计相比, HLS 开发支持在算法功能层面进行调试和优化, 具有很强的灵活性, 有效提升了设计开发的效率, 因此选择 HLS 作为 N310 平台上的 FPGA 开发工具。

如图 4.2 所示, HLS 的设计流程可以分为以下几个步骤:

- (1) 依据实现功能编写 C 代码, 并设计测试激励文件;
- (2) 利用测试文件对功能实现代码进行 C 仿真, 观察模块输出结果, 验证所设计的功能正确性;
- (3) 设计优化指令, 对验证完毕的功能实现进行 C 综合, 生成 VHDL/Verilog 硬件描述语言代码文件, 并导出包括时延、资源消耗等信息的综合报告;
- (4) 对综合后的代码进行 C/RTL 联合级仿真, HLS 工具根据用户设计的测试文件自动生成 RTL 测试, 并根据测试样例输出波形仿真结果。
- (5) 导出设计结果, 并将其封装成 IP 核供后续开发使用。

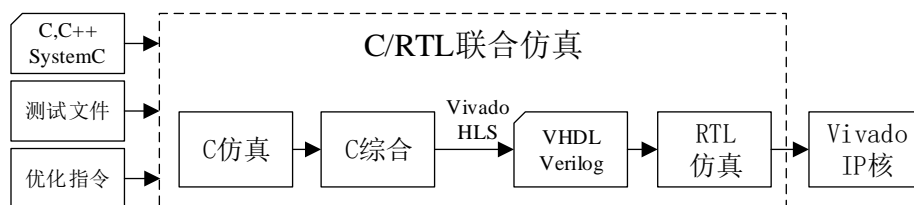


图 4.2 HLS 设计流程图

4.1.3 HLS 优化

HLS 设计过程中最重要的环节之一即为对综合结果的优化, 优化的指标主要包括处理延时和资源消耗。常见的优化方案通过任务间流水、任务间数据流以及循环展开来减少模块的处理延时, 通过使用固定位宽的数据结构和限制运算器数目来减少硬件资源的消耗。HLS 的优化是通过添加指令约束 (Directives) 的形式来进行的, 下面针对优化过程常用的几个约束指令进行简要说明。

(1) 任务流水 Pipeline

任务流水主要应用于函数和循环, 主要通过让循环或函数中的多个任务并发执行来减少处理延时, 图 4.3 给出了任务流水的优化过程。

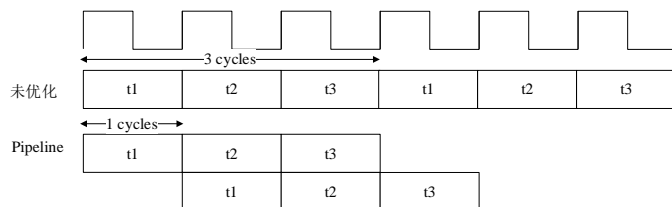


图 4.3 Pipeline 指令示意图

如果将 t1, t2, t3 视为一个循环所执行的三个任务, 对循环进行 Pipeline 优化后, 每次循环的间隔由 3 cycles 变成了 1 cycle。因此如果循环执行两次, 未优化的任务执行

共需 6 cycles，优化过的任务执行只需要 4 cycles。吞吐量的差距会随着循环次数的增加而线性增加。另外，HLS 中用启动延时（Initiation interval, II）作为衡量吞吐量的指标，以上图为例，优化前的 II 为 3，Pipeline 优化的 II 为 1。

（2）数组分割 Array_Partition

任务流水会受到底层数据存储方式的影响，默认情况下 HLS 中的数组以块随机存储器（Block RAM, BRAM）的形式存储，BRAM 至多存在两个数据端口，因此无法满足对同一个数组的多个元素并行访问，最终造成吞吐量的下降。如图 4.4 所示，HLS 提供了 Array_Partition 指令将数组（单块 BRAM）分割成多个小的数组，有效地增加了操作端口的数量。如将数组完全分割，数据存储方式将从 BRAM 形式转换为寄存器形式。

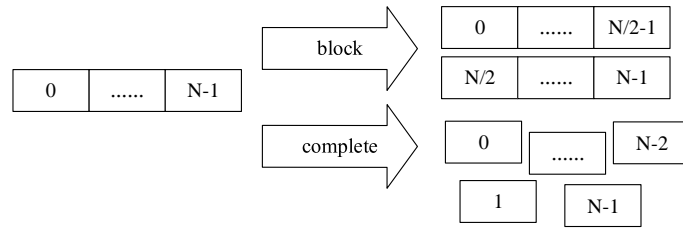


图 4.4 Array_Partition 指令示意图

（3）循环展开 Unroll

除了任务流水之外，循环的优化还可以通过 Unroll 指令来进行。如图 4.5 所示，当循环中执行的操作之间不存在数据依赖时，可以将循环体中的执行操作复制多份，从而同步执行多组计算，用资源占用提升来换取任务执行的延时减少，从而提高吞吐量。

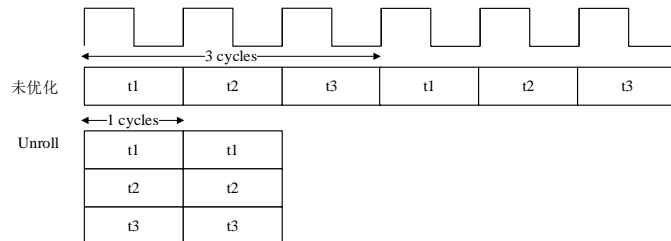


图 4.5 Unroll 指令示意图

4.2 接收检测功能实现总体设计

由节 3.5 可知，SISO-MMSE 检测方案的复杂度为 $\mathcal{O}(n_R n_T^2)$ ，MLLL-MMSE 检测方案的复杂度为 $\mathcal{O}(IterMax \times n_R n_T)$ ，且两种方案的检测性能较线性检测均获得大幅提升，但是 HpMANET 物理层数据承载链路接收系统总体方案设计中信道解码功能模块占据了接收端信号处理延时消耗的主要部分，而 SISO 迭代检测需要进行多次信道解码，考虑到研发系统的低时延处理要求，且有利于算法实现开发，选取 MLLL-MMSE 检测算法作为研发系统的接收检测功能实施方案，并在硬件平台上进行具体的开发实现。

按照算法功能对 MLLL-MMSE 检测方案作相应的子模块划分，得到 HpMANET 数据链路接收检测功能系统实现的设计框图如图 4.6 所示。接收检测功能系统可被分为 4

个主要的子模块，分别为预处理模块、排序 QR 分解（SQRD）模块、改进 LLL 规约（MLLL）模块以及串行干扰消除（SIC）检测模块。预处理模块按照节 3.3.2 中的流程对接收到的符号进行移位和尺度变化，将信号的判决域变换到整数域；SQRD 模块的功能为将扩展信道分解为正交阵 \mathbf{Q} ，以及对角线元素升序排列的上三角矩阵 \mathbf{R} ，并为 MLLL 规约模块提供输入；MLLL 规约模块的功能是对扩展信道矩阵进行线性变换，从而获得正交性更好的信道分解矩阵，提升线性检测的性能；SIC 模块接收预处理模块输出的整数符号，并利用 MLLL 规约模块输出的信道分解矩阵进行串行干扰消除检测，最终得到接收检测功能系统的输出值。

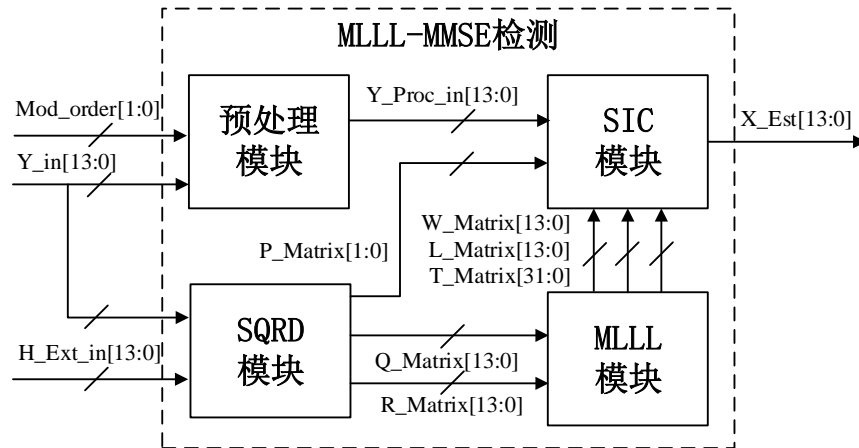


图 4.6 MLLL-MMSE 接收检测功能系统设计框图

依据接收检测功能系统整体架构和各功能模块划分，实现方案采用预处理模块和 SQRD 模块的输入端口作为系统输入，采用 SIC 检测模块的输出端口作为系统输出。鉴于硬件实现平台所采用的 AD9371 射频芯片输入/输出数据采用 14 bit 位宽，故接收机的输入信号均采用 14 bit 位宽。具体系统接口及其信息描述如表 4.1 所示。

表 4.1 接收检测功能系统接口信息

接口信号	位宽	I/O	功能描述
ap_clk	1	I	时钟信号
ap_rst	1	I	异步复位信号，高电平有效
H_V_q0	28	I	信道矩阵输入端口
H_V_ce0	1	I	信道矩阵输入端口使能，高电平有效
Y_V	28	I	接收符号输入端口
Mod_V	2	I	调制阶数输入端口
Delta_V	28	I	噪声方差输入端口
X_V_ap_vld	1	O	估计值数据输出有效指示，高电平有效
X_V	28	O	估计值数据输出端口

4.3 定标方案设计和仿真

在系统仿真阶段,通常基于 Matlab 自带的高精度浮点运算来进行系统的性能评估,但是在实际开发中, FPGA 中参与运算的数据无法达到浮点运算的精度,故需要确定运算中每个信号的整数位和小数位字长,即对浮点运算进行定标方案的设计。如图 4.7 所示,浮点数的定标过程通常用 s 表示待定标数的符号位,用 w 来表示定标后数字的总位宽,用 f 来表示总位宽中小数部分所占用的位宽。为了方便描述,本节均使用 (s, w, f) 来表示一个定点数。

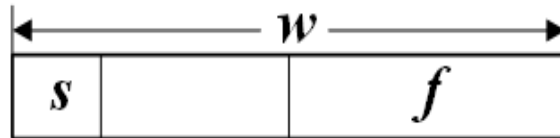


图 4.7 浮点数定标格式示意图

用固定位宽的小数位来表示一个浮点数,势必会给计算中结果造成舍入误差或饱和误差,而这种与真实值产生误差的现象,即被称为有限字长效应^[57]。量化信噪比是衡量有限字长效应的重要指标,假设原始信号值为 x ,经过固定位宽之后的值为 \hat{x} ,那么真实值与定点值之间的误差为 $\Delta x = x - \hat{x}$,则量化信噪比 QSNR 可以表示为:

$$QSNR \triangleq -10 \lg \left(\frac{\|x - \hat{x}\|^2}{\|x\|^2} \right) \quad (4.1)$$

为使量化误差导致的性能损失最小,通过对仿真过程中的各个关键信号进行统计分析,采用信号的分布直方图来预估可能的定标方案,并计算出所有可能方案的量化信噪比,最终选出量化信噪比最大的定标方案。

4.3.1 关键处理部分的定标

(1) 接收检测功能系统输入信号定标

接收检测功能系统的输入由两个部分构成,分别为经过 IFFT 之后的频域接收符号 y ,以及信道估计模块输出的频域冲激响应 H ,这两个信号均为复数信号,故需在不同信噪比条件下分别对它们的实部和虚部进行统计分析后定标。

图 4.8 和图 4.9 分别为信噪比为 0dB 和 30dB 下对频域接收符号 y 的实部和虚部进行统计分析后得到的统计分布直方图,由图可知,频域接收符号 y 的分布近似于高斯分布,即通过统计得到的频域冲激响应均值近似于零,与信噪比条件无关,而统计的方差随着信噪比的提高而增大。通过概率统计可知^[58],对于近似于高斯分布的随机变量,如果其方差记为 σ^2 ,则有 99.99% 的取值会落在区间 $(-8\sigma^2, 8\sigma^2)$ 上,所以对于接收符号的实部和虚部定标可以粗略定为 (1,14,10)。

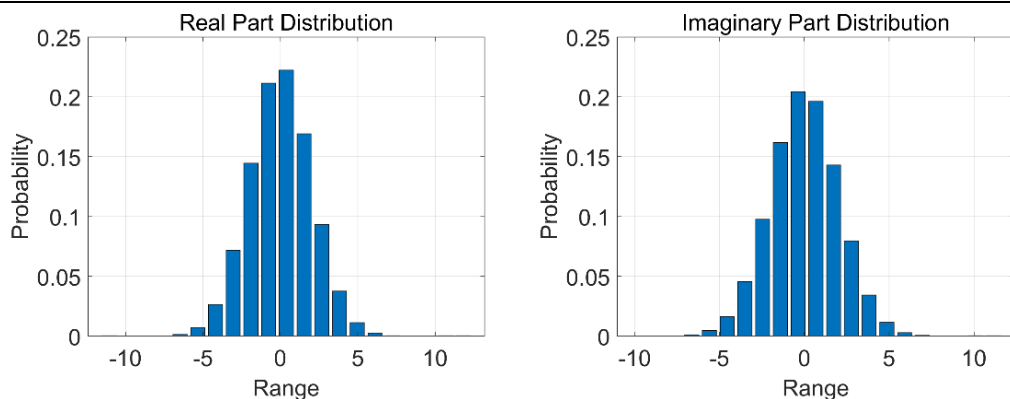


图 4.8 SNR=0dB 时频域接收符号实部虚部统计直方图

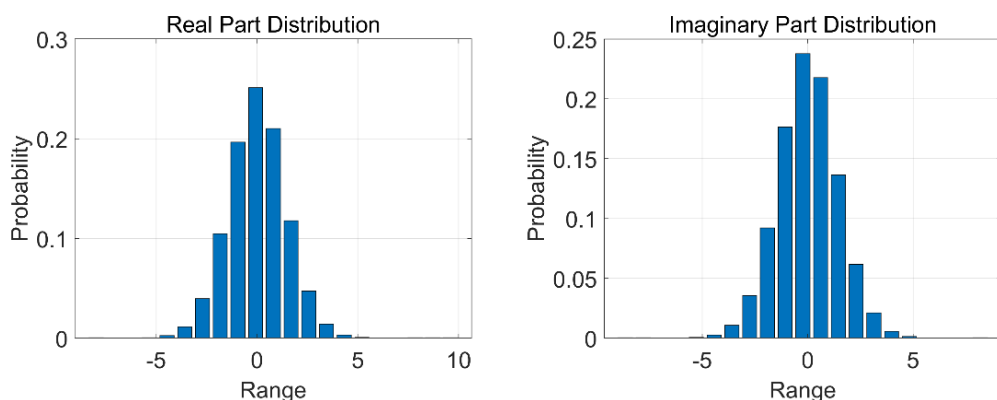


图 4.9 SNR=30dB 时频域接收符号实部虚部统计直方图

根据直方图，对不同信噪比下的数据进行不同定标方案的量化信噪比计算得到表 4.2，由表可知，虽然粗略定标为 (1,14,10)，但是对于 0dB 的情况下，该定标方案下的量化信噪比发生明显的减小，且在 30dB 下从 (1,14,9) 到 (1,14,10) 的变化也未产生 6dB 的增益，说明该定标方案出现信号溢出的情况。故经过综合考虑，选取 (1,14,9) 作为频域接收符号的定标方案，该方案下的量化信噪比约为 70dB 左右。

表 4.2 不同定标方案下的接收符号量化信噪比

定标方案			(1,14,8)	(1,14,9)	(1,14,10)
量化 信噪比	0dB	实部	64.98	71.00	48.07
		虚部	64.97	71.00	48.65
	30dB	实部	61.98	68.00	63.85
		虚部	61.97	67.99	69.05

频域信道矩阵采用理想的信道矩阵，故 \mathbf{H} 的统计值与信噪比无关，图 4.10 给出了信道矩阵的实部和虚部统计直方图。

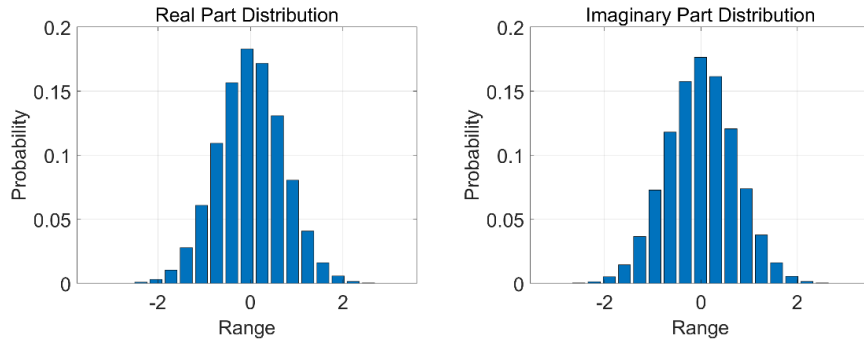


图 4.10 频域信道矩阵实部虚部统计直方图

从上面的统计分布直方图可以看出，信道矩阵的实部和虚部也满足近似高斯分布，因此可以采取和频域接收符号相类似的方法进行定标，暂且定标为 (1,14,11)。同样的，根据暂定方案进行量化信噪比的计算，整理结果如表 4.3 所示。由表可知，(1,14,11) 的量化信噪比比 (1,14,10) 提升了 6dB，且 (1,14,12) 定标方案出现溢出。故该定标方案是合理的，最终的定标方案量化信噪比约为 74dB。

表 4.3 不同定标方案下的信道矩阵量化信噪比

定标方案		(1,14,10)	(1,14,11)	(1,14,12)
量化 信噪比	实部	68.01	74.01	31.07
	虚部	68.01	74.03	31.16

(2) 排序 QR 分解模块定标

排序 QR 分解模块是检测模块的预处理模块，它对频域输入的等效信道矩阵 \mathbf{H} 进行的 QR 分解，并输出酉矩阵 \mathbf{Q} 和完成排序的上三角阵 \mathbf{R} ，这些信号均为复信号，所以分别对它们的实部和虚部进行统计分析后定标。

MMSE 检测的信道矩阵为拓展后的信道矩阵，图 4.11 给出扩展信道矩阵 \mathbf{H} 在信噪比为 30dB 下的统计直方图。由直方图可以看出，扩展后的等效信道不再满足高斯分布。因此直接根据整数位的分布进行粗定标，由直方图可以初步将等效信道矩阵的定标方案定为 (1,14,11)。

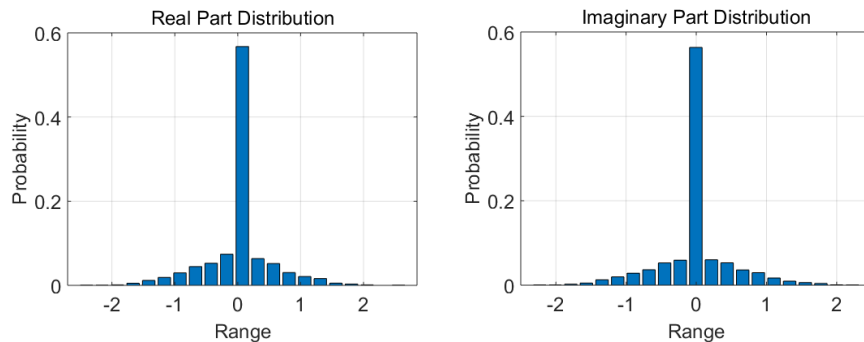


图 4.11 SNR=30dB 时等效信道实部虚部统计直方图

根据初步定标方案计算等效信道矩阵的统计值的量化信噪比，将信噪比为 30dB 下

的结果整理如表 4.4 所示。结果表明 (1,14,11) 的定标方案是正确的, 该方案下量化信噪比超过了 70dB。

表 4.4 不同定标方案下的等效信道矩阵量化信噪比

定标方案		(1,14,10)	(1,14,11)	(1,14,12)
量化信噪比	实部	67.53	72.44	29.66
	虚部	67.91	74.13	36.62

对 SQRD 的输出信号正交阵 \mathbf{Q} 和上三角阵 \mathbf{R} 分别进行上述同样的过程, 根据定们在信噪比为 0dB 和 30dB 下统计分布图进行定标, 将 30dB 下计算出的量化信噪比整理如表 4.5。

表 4.5 不同定标方案下的 SQRD 输出信号量化信噪比

定标方案			(1,14,10)	(1,14,11)	(1,14,12)
量化信噪比	\mathbf{Q}	实部	59.71	65.81	71.79
		虚部	60.52	66.77	72.64
	\mathbf{R}	实部	71.66	77.92	31.44
		虚部	69.33	75.06	29.67

由上表可知, SQRD 模块的输出信号 \mathbf{Q} 在定标方案 (1,14,12) 下达到最高的量化信噪比, 上三角阵 \mathbf{R} 在 (1,14,12) 定标方案下溢出。故最后输出的正交阵的定标方案为 (1,14,12), 上三角阵定标方案为 (1,14,11)。

(3) MLLL 规约算法模块定标

由节 4.2.4 可知, MLLL 规约模块的输入信号使用了 SQRD 模块的输出信号, 因此无需对输入信号进行定标。计算过程中的关键信号为吉文斯旋转中的除数 $TempDiv$ 以及最后的输出矩阵 \mathbf{W} 和 \mathbf{L} 。由于定标过程与 SQRD 模块一致, 因此不再赘述, 最终的定标结果由表 4.6 给出。

表 4.6 MLLL 规约模块关键信号定标方案

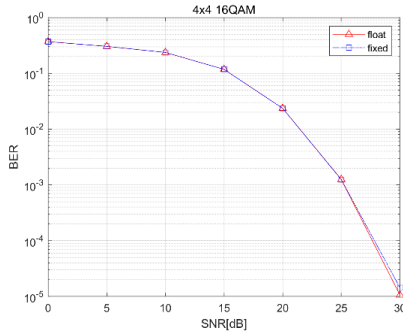
信号		定标方案	量化信噪比
$TempDiv$		(1,14,11)	82.79
\mathbf{W}	实部	(1,14,13)	78.59
	虚部	(1,14,13)	77.35
\mathbf{L}	实部	(1,14,11)	78.46
	虚部	(1,14,11)	70.43

(4) 干扰消除模块定标

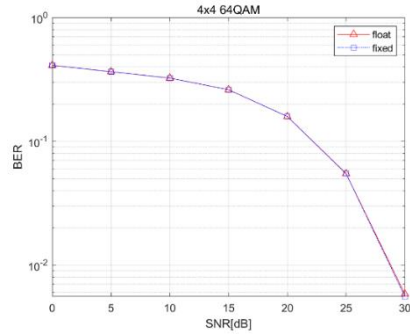
干扰消除模块的运算均是基于已有定点数进行的四则运算, 故干扰消除模块的定标无需采用统计定标, 且由于最终估计信号的获得是通过整数系数得到, 所以输出定标参数和发射端调制模块定标参数保持一致。

4.3.2 定标性能仿真

在定标方案确定之后，结合节 3.4.2 中的仿真条件，对系统的接收检测链路分别进行定点数和浮点数的性能仿真：在调制方式分别为 16QAM 及 64QAM 下的仿真结果对比如图 4.12 所示，由结果图可知，定点后的仿真性能与浮点性能几近一致，说明了研究所确定的定标方案能够满足功能需求，可用于实际硬件平台上的开发实现。



(a) 16QAM 下浮点、定点性能仿真结果



(b) 64QAM 下浮点、定点性能仿真结果

图 4.12 浮点和定点性能仿真结果对比

4.4 接收检测功能系统子模块设计开发

4.4.1 SQRD 模块

结合表 2.2 中所述 SQRD 算法流程，SQRD 算法的主要过程包括列模值排序、列向量单位化以及列向量正交化，图 4.13 给出了 SQRD 模块的具体实现框图。为满足该模块的正交化计算以及列变换需求，在实现过程中将输入的信道矩阵 \mathbf{H} 和输出的 \mathbf{Q} 矩阵按行进行 Partition 展开，对输出的 \mathbf{R} 矩阵进行完全 Partition 展开。另外，针对单位化模块和正交化模块之间存在读写依赖导致整体循环无法流水的问题，在正交化计算过程的每次列循环中，对单位化列向量 \mathbf{q}_i 创建副本 \mathbf{q}_i' ，利用副本列向量和其余列向量进行乘法运算，从而避免了 \mathbf{Q} 矩阵的读写依赖。

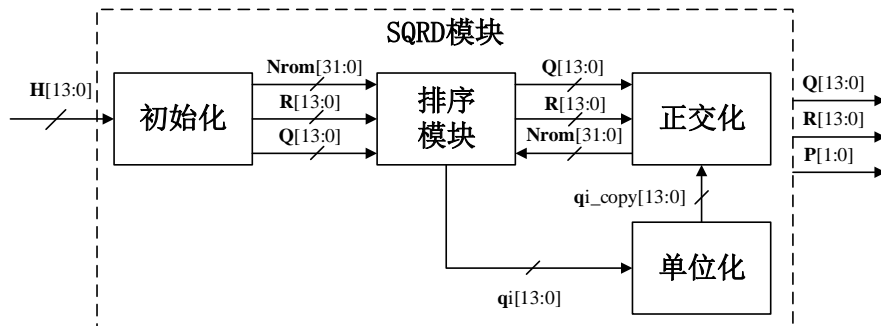


图 4.13 SQRD 模块实现框图

SQRD 模块综合的性能结果如图 4.14 所示，模块中的子循环均达到启动延时为 1，即说明模块中的各功能部分实现了流水化执行。模块整体运行消耗约为 194~314 cycles，在 8ns 的时钟下总耗时约为 2.683us，远低于系统设计中单个 OFDM 符号的长度，因此

该模块的实现满足设计指标的需求。

Summary

Latency (cycles)		Latency (absolute)		Interval (cycles)		
min	max	min	max	min	max	Type
194	314	1.658 us	2.683 us	194	314	none

Loop

Loop Name	Latency (cycles)		Iteration Latency	Initiation Interval		Trip Count	Pipelined
	min	max		achieved	target		
- init_col_loop_init_row_loop	35	35	5	1	1	32	yes
- main_loop	156	276	39 ~ 69	-	-	4	no
+ min_col_loop	1	4	1	-	-	1 ~ 4	no
+ norm_loop	10	10	4	1	1	8	yes
+ tri_loop_r_loop	5	29	6	1	1	0 ~ 24	yes
+ write_col_loop	0	3	1	1	1	0 ~ 3	yes

图 4.14 SQRD 模块 HLS 综合结果

模块的部分接口时序如图 4.15 所示，SQRD 模块的输入占用了 35 cycles，之后进入主循环开始排序，经过 4 cycles 后开始执行列交换。在排序模块结束之后，对当前列向量进行单位化，单位化过程耗时 10 cycles。在每次列循环的最后，对后续未遍历的列向量进行正交化处理，图中放大的部分即为正交化的过程，每一列的正交化消耗 6 cycles。上述过程即为一次循环的整个过程。

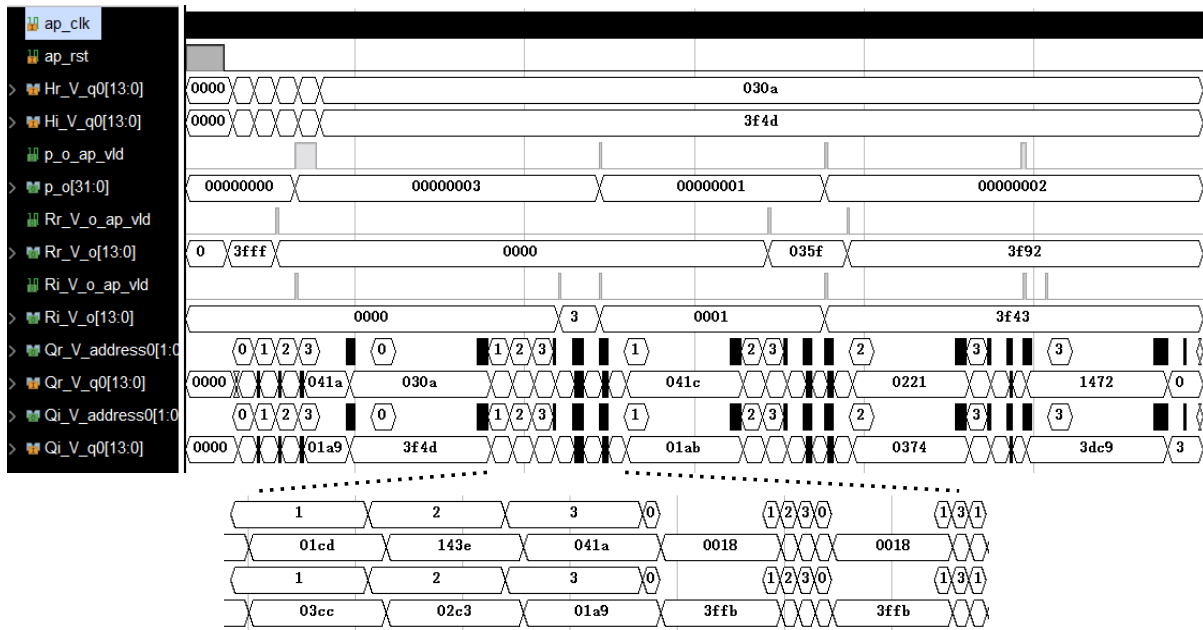


图 4.15 SQRD 模块部分时序

4.4.2 MLLL 规约模块

根据表 3.7 所述的算法流程，将 MLLL 规约过程的主循环分为四个关键部分，分别为长度规约、Sigel 条件判断、列交换以及 Givens 旋转过程，MLLL 规约模块的实现框图由图 4.16 给出。由于列变换及列变换所引起的 Givens 旋转使得矩阵运算产生读写依赖，并导致任务流水无法展开，故该模块的设计优化思路是对正交矩阵 \mathbf{W} 采取按行 Partition，对上三角矩阵 \mathbf{L} 和么模矩阵 \mathbf{T} 则采取完全展开。又长度规约模块与西格尔条件的判断模块相互独立，故分别对这两个模块进行 Pipeline 处理。

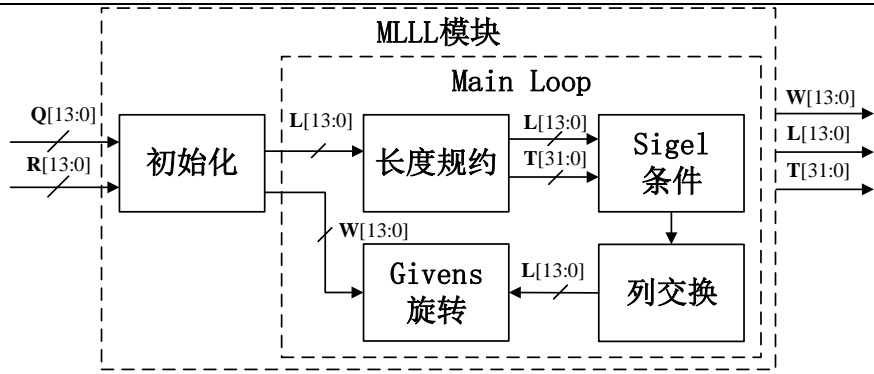


图 4.16 MLLL 规约模块实现框图

MLLL 规约模块综合的性能结果如图 4.17 所示，由长度规约和 Givens 旋转模块循环的启动延时 II 可以看出，整体实现没有做到完美的流水，整体综合结果的最大延时为 8.203us，但是和 20MHz 带宽下系统设计的单个 OFDM 符号长度 83.33us 相比，处理时延仍可满足系统需求。

Summary

Latency (cycles)		Latency (absolute)		Interval (cycles)		
min	max	min	max	min	max	Type
399	891	3.674 us	8.203 us	399	891	none

Loop

Loop Name	Latency (cycles)		Iteration Latency	Initiation Interval		Trip Count	Pipelined
	min	max		achieved	target		
- main_loop_k_loop	396	888	33 ~ 74	-	-	12	no
+ l_loop	27	27	10	6	1	4	yes
+ givens_q_loop	26	26	5	3	1	8	yes

图 4.17 MLLL 规约模块 HLS 综合结果

图 4.18 给出了 MLLL 规约模块的部分接口时序图。初始化结束之后即开始进行长度规约，的计算过程导致矩阵 L 在循环过程存在读写依赖，故 Pipeline 之后长度规约模块的 II 为 6。进一步导致虽然单行长度规约的消耗是 10 cycles，但是整体循环的时延变成 27 cycles。

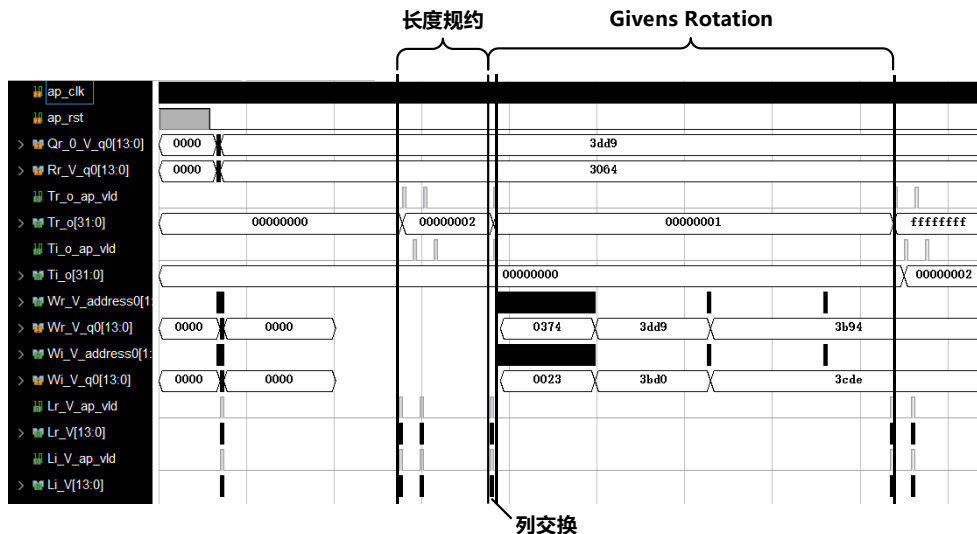


图 4.18 MLLL 规约模块部分时序

长度规约之后开始判断西格尔条件,如不满足则进行列交换并对矩阵进行 Givens 旋转,旋转矩阵的计算依赖于 \mathbf{L} 矩阵,且 \mathbf{L} 矩阵同时也需要更新。Givens 旋转部分实现过程的 Π 同样没有达到 1, 单次循环消耗为 5 cycles, 整体消耗时延为 26 cycles。

4.4.3 SIC 检测模块

SIC 检测模块的主要计算过程由式 4.2 给出, 其中 \mathbf{w}_k 为 MLLL 规约模块输出的正交矩阵 \mathbf{W} 的第 k 列向量, $l_{k,k}$ 为上三角矩阵 \mathbf{L} 中的第 k 行 k 列元素。该模块的计算过程依赖于前一次循环的计算结果, 故实现优化过程无法采用并行或者流水的方式, 只需按序按层检测即可。

$$\mathbf{w}_k^H \mathbf{y} = l_{k,k} \cdot \tilde{z}_k + \sum_{i=k+1}^{n_T} l_{k,i} \cdot \tilde{z}_i, (1 < i < k < n_T) \quad (4.2)$$

SIC 检测模块的 HLS 综合性能结果如图 4.19 所示, 该模块中的循环次数较少, 且整体计算过程只涉及两个矩阵乘法, 以及最后的逐层干扰消除, 因此整体时延较小, 模块最终消耗的时延为 0.340us, 共需要 37 cycles。

Summary

Latency (cycles)		Latency (absolute)		Interval (cycles)		
min	max	min	max	min	max	Type
37	37	0.340 us	0.340 us	37	37	none

Loop

Loop Name	Latency (cycles)		Iteration Latency	Initiation Interval		Trip Count	Pipelined
	min	max		achieved	target		
- wy_c_loop	11	11	9	1	1	4	yes
- tx_loop	7	7	5	1	1	4	yes

图 4.19 SIC 检测模块 HLS 综合结果

图 4.20 给出了 SIC 模块的部分接口时序图。模块数据输入完成后, 开始对数据进行预处理, 即计算出 $\mathbf{W}^H \mathbf{y}$, 整个预处理过程占用 9 cycles。

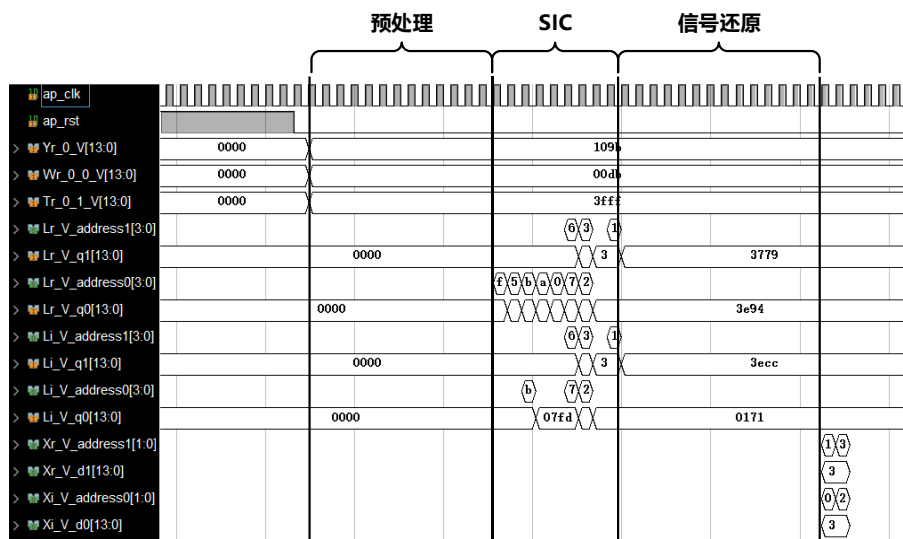


图 4.20 SIC 检测模块部分时序

预处理过程输出结果即为上三角阵 \mathbf{L} 与估计符号 \mathbf{z} 的乘积, 利用此结果进行逐层检测。每一层的检测都依赖于上一层的计算结果, 故 SIC 的过程只能串行进行, 此部分共消耗 10 cycles。最后, 将已经得到的 $\tilde{\mathbf{z}}$ 与么模矩阵 \mathbf{T} 相乘得到估计值 $\hat{\mathbf{x}}$, 检测过程结束。

4.4.4 除法器模块

除法是上述三个模块中经常出现的运算过程, 且耗时较长, 所以实现开发中采取一种查找表和线性拟合相结合的方法将除法转变为除数倒数的乘法^[59]。该方法既避免了完全使用查找表的资源占用, 也避免了多次减法和移位操作, 在资源占用和计算时延之间取得了折中。除法器设计的框图如图 4.21 所示:

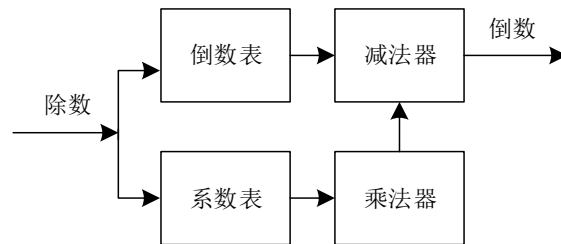


图 4.21 除法器设计框图

除法器的设计思路为将除数按区间分段, 在每个分段中用线性函数估计除数的倒数, 常用的一次线性拟合函数可以写为 $f(x) \approx \frac{1}{x_0} - \frac{x - x_0}{x_0^2}$, 拟合曲线如图 4.22 所示:

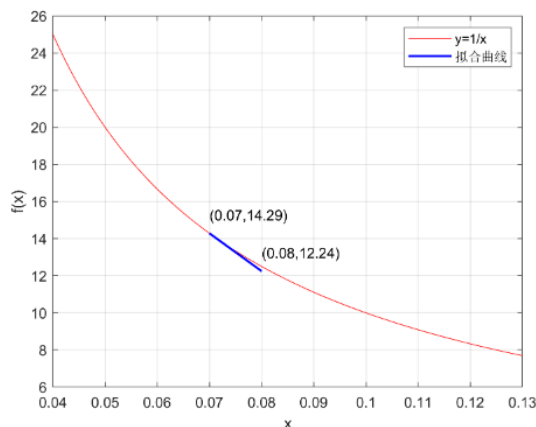


图 4.22 除法器线性拟合函数图

根据分段设计思想, 事先将 $1/x_0$ 和 $1/x_0^2$ 的值存放在 BRAM 中。在每次计算的时候, 确定除数 x 的区间, 分别搜索倒数和系数的查找表, 经过一次乘法和一次减法得到除数的倒数估计值, 将其与被除数相乘即得到除法器最终的输出值。

利用 HLS 工具对上述除法器进行开发实现, 经过仿真综合后的结果如图 4.23 所示, 从输入除数到获得倒数估计值共消耗 6 cycles, 与 HLS 自带库函数的除法消耗 30 cycles 相比, 基于查表和线性拟合方式优化后的除法器处理延时明显减少, 能够满足接收检测功能系统对于低延时的需求, 更适用于实际应用。

Summary

Latency (cycles)		Latency (absolute)		Interval (cycles)		
min	max	min	max	min	max	Type
6	6	48.000 ns	48.000 ns	1	1	function

图 4.23 除法器 HLS 综合结果

4.5 接收检测功能系统实现验证与资源消耗评估

对数据链路接收检测功能系统的实现进行功能验证，选取表 4.7 所列举的测试用例，观察系统输出的比特级结果，验证结果表明系统功能实现的正确性。

表 4.7 功能测试用例及验证结果

序号	测试用例选取	比特级验证结果
1	仿真链路中的随机输入数据	一致
2	随机产生溢出定标范围数据	一致
3	全零输入	一致

接收检测功能系统硬件实现的综合结果分析基于 ZYNQ XC7Z100-FFG900-2 芯片，其可用资源包括块存储器、DSP48、触发器（Flip Flop，FF）以及逻辑查找表（Look-Up Tables，LUT）。表 4.8 给出了各可用资源数目以及系统各子模块的资源消耗统计情况，可以看出接收检测系统各模块硬件资源占用率较低，整体硬件资源消耗少。

表 4.8 硬件资源消耗统计

可用资源	BRAM_18K	DSP48E	FF	LUT
资源数目	1510	2020	554800	277400
SQRD	15（~0%）	44（2%）	7035（1%）	6832（2%）
MLLL	20（1%）	93（4%）	24286（4%）	15222（5%）
SIC	20（1%）	96（4%）	5144（~0%）	2641（~0%）

4.6 本章小结

本章从 HpMANET 物理层数据链路对高速率、低时延、低误码率的性能指标要求出发，在数据链路接收方案的基础上，对接收检测功能系统实现进行了具体的开发设计和优化。验证结果表明所开发实现的接收检测系统功能正确，处理延时约为 10us，且占用较少的硬件资源，可满足项目研发系统应用的需求，达到了课题研发的目标。

第五章 总结与展望

5.1 研发工作总结

面向行业领域和专业部门对高性能移动自组网的广泛应用需求,根据 HpMANET 项目总体目标和具体任务要求,论文在对无线通信系统物理层数据链路的具体方案、实现要求及技术路径展开全面深入分析的基础上,给出了具体的业务数据链路无线传输设计方案,并对 MIMO 接收信号检测方法 with 实现方案进行了深入研究和具体开发,开展的工作及获得的成果主要有:

1、从总体技术规划出发,针对其无线系统物理层数据承载链路传输大带宽、高速率、低延时、抗多径、高质量等要求,确定了物理层 OFDM 频域结构以及帧结构的设计,重点就 HpMANET 无线系统物理层数据承载链路传输给出了详细的技术设计方案。

2、针对 MIMO 信号检测在接收性能和计算复杂度之间的矛盾,并结合所研发系统的具体设计方案,在深入研究了针对采用信道编码技术的无线传输系统中 SISO-MMSE 迭代检测和无信道编码系统中 LRA-MMSE 检测的基础上,从 SISO 迭代检测出发,提出了基于 QR 分解的低复杂度均衡和基于 max-log 算法的低复杂度软解调方法,并经仿真研究分析表明低复杂度的 SISO-MMSE 检测可有效利用信道译码的软信息反馈,在复杂度只与天线数目相关的前提下,显著地提升了检测的性能;针对 LRA-MMSE 检测因执行时间和循环次数不确定而导致实现复杂度高的问题,提出了固定复杂度的 MLLL 规约算法,并联合 SQRD 算法对 MIMO 信号进行检测,仿真研究的结果表明,MLLL-MMSE 检测能够有效改善信道矩阵的正交性,从而提升系统检测的性能,且复杂度较 LLL-MMSE 检测大幅度降低。由鉴于此,并考虑到有利于算法实现开发,选取 MLLL-MMSE 检测算法作为研发系统的接收检测方案。

3、针对项目研发所采用的开发平台及其所支持的开发工具,研发采用 HLS 工具来对所设计的无线传输系统物理层数据承载链路接收检测功能系统进行了具体的硬件实现开发,利用计算仿真和统计分析对算法中的关键处理功能模块进行了定标方案设计,并通过仿真与浮点算法进行了性能的分析比较,结果表明所设计的定标方案能够有效保证系统接收性能。应用 HLS 优化功能指令对具体的相关功能模块实现开展了结构优化处理,并对实现中算法过程耗时较长的除法运算进行结合查表与线性拟合的优化处理,系统综合验证的结果表明,所开发的硬件实现具体设计的处理时延约为 10us,能够满足目标接收系统在处理延时方面的指标要求,而且资源消耗较小。

5.2 展望

本文对高性能无线自组织网络中的物理层数据承载链路进行了全面的设计,并开展了相应的硬件实现开发,由于受到研究能力及时间的限制,研发工作还存在的不足以及

可预见到的改进提高方面，主要包括：

1、在仿真研究中，假定信道估计模块得出的信道矩阵均是理想的，因此实际信道估计准确性对检测性能的影响需做进一步的研究。

2、研发所给出的格基规约辅助检测均是针对 LLL 规约准则展开设计，而格基规约还包括采用 KZ 规约、Minkowski 规约以及 Seysen 规约等准则的规约算法，因此下一步需从格基正交性以及计算复杂度等角度对多种规约算法下的检测算法进行对比分析。

3、系统设计中的自适应调制及 MMSE 准则检测均需要得到信道中的噪声信息，系统噪声估计也是收发链路中的一个重要部分，现有设计利用 EVM 进行评估的方案需要在收端累积信号才能准确估计，在实时性方面存在不足，因此准确快速的信噪比估计也是深入研究的方向。

致谢

搁笔才发现，三年的硕士阶段已经到了尾声，不得不感慨时间的残酷。然而转念回想，这些年却不是一无所获，伴随着科研、实习以及求职过程的煎熬与重建，自己已经变成一个即将走上社会的青年，当然取得的收获离不开那些指引和帮助过我的可爱的人们。

首先要感谢的是我的导师陈晓曙教授，您与人和善、治学严谨，感谢您在我的生活和科研学习遇到困难时给过我的谆谆教诲和无私帮助，这些经历都会变成我日后继续奋进的动力和助力。其次还要感谢课题组的王霄峻教授、王刚老师以及陈国华老师，您们在每次组会上所提出的意见一针见血，每每都能让我豁然开朗。另外，还要感谢参与课题研究过程中给予指导的汤飞老师、朱峰老师以及周涵之老师，你们的工程经验和实验能力对我在完成毕业设计的过程中起到很大的帮助，谢谢！

在 WGW 课题组的三年是充实而幸福的，因此也要特别感谢课题组的各个小伙伴。感谢我的同窗吴镇滔、潘伟、杨凯楠、苏成清、赵杰和刘琳，怀念和大家一起走过的青春！感谢实验室的师兄王灏、孙义志，师姐陈雨萌、林燕和安隆熙，和你们团聚的场景总是历历在目。也要感谢师弟徐庆东、刘帅龙、董文以及师妹田珊珊，在一起讨论科研项目的时光弥足珍贵。

最后，感谢我的母亲，您任劳任怨，是我人生中最坚强的后盾，有您的关怀和鼓励，我相信以后的日子一定会更加美好！

作者简介

- [1] 陈星. 基于多尺度分析的图像融合算法研究[C]. 第 33 届南京通信年会, 2018, 12.
- [2] 胡健, 张玲, 陈星. 一种改进 EM 算法的高斯混合聚类模型研究[C]. 第 33 届南京通信年会, 2018, 12.

参考文献

- [1] 郑相全. 无线自组网技术实用教程[M]. 清华大学出版社, 2004.
- [2] Shrestha D M, Ko Y B. Enhanced topology formation protocol for IEEE 802.11 WLAN based mesh networks[C]. 2nd International Conference on Communication Systems Software and Middleware. IEEE, 2007: 1-5.
- [3] 陈林星. 移动 Ad Hoc 网络: 自组织分组无线网络技术[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [4] 李伯星. WMN 组网方案的研究及在移动通信中的应用[D]. 复旦大学, 2009.
- [5] 束锋, 颜永庆, 陈明, 程时昕. 无线 Mesh 网络技术难点和应用前景[J]. 江苏通信技术, 2006(03): 1-5.
- [6] 朱正根. 多接口多信道无线 mesh 网络信道分配算法研究[D]. 厦门大学, 2018.
- [7] 郭新. WLAN Mesh 网络性能测试平台虚拟节点模块的设计与实现[D]. 西安电子科技大学, 2010.
- [8] Ng P C, Liew S C. Throughput Analysis of IEEE802.11 Multi-Hop Ad Hoc Networks[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2007, 15(2): 309-322.
- [9] 熊峰. WiFi Mesh 融合网络组播传输优化的研究与实现[D]. 华中科技大学, 2018.
- [10] 钟明祥. TDMA 自组织网络的路径级动态时隙分配算法研究[D]. 西安电子科技大学, 2019.
- [11] 赵亚军. 面向行业应用的 WMN 中 QoS MAC 技术研究[D]. 东南大学, 2018.
- [12] Sesia S, Baker M, Toufik I. LTE: The UMTS Long Term Evolution: from Theory to Practice[M]. John Wiley & Sons Ltd, 2009.
- [13] WF on LDPC parity check matrices[EB/OL]. 2017. R1-1711982, 3GPP TSG RAN WG1 NR AH #2, Qingdao, China, 27th-30th, June, Agenda item 5.1.4.1.2.
- [14] Richardson, T. and Urbanke, R. Modern Coding Theory[M]. Cambridge University Press, 2008.
- [15] 安永宁. 基于 IEEE802.16e 标准的码率兼容 QC-LDPC 编译码器的 FPGA 实现[D]. 西安电子科技大学, 2014.
- [16] Dahlman E, Parkvall S, Johan S. 4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband[M]. 东南大学出版社, 2011.
- [17] Vu M, Paulraj A. MIMO Wireless Linear Precoding[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 86-105.
- [18] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 人民邮电出版社, 2003.
- [19] Chiueh T D, Tsai P Y, Lai I-Wei, et al. Baseband receiver design for wireless MIMO-OFDM communications[M]. Singapore: Wiley, 2012.
- [20] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of wireless communication[M]. Cambridge university press, 2005.

- [21] Zhang X, Su Y, Tao G, et al. Signal detection technology research of MIMO-OFDM system[C]. International congress on image and signal processing, 2010: 3031-3034.
- [22] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, et al. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[C]. URSI international symposium on signals, systems, and electronics. IEEE, 1998: 295-300.
- [23] Pham K, Lee K. Low-Complexity SIC Detection Algorithms for Multiple-Input Multiple-Output Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(17): 4625-4633.
- [24] Bohnke R, Wubben D, Kuhn V, et al. Reduced complexity MMSE detection for BLAST architectures[C]. IEEE Global Telecommunications Conference. IEEE, 2003, 4: 2258-2262.
- [25] Xiuyan Z, Min Z, Qingfeng Z, et al. Comparison of V-BLAST/OSIC algorithm and the QR decomposition algorithm[C]. International conference on measurement information and control, 2013: 1158-1162.
- [26] Singh C K, Prasad S H, Balsara P T. VLSI architecture for matrix inversion using modified Gram-Schmidt based QR decomposition[C]. 20th International Conference on VLSI Design held jointly with 6th International Conference on Embedded Systems. IEEE, 2007: 836-841.
- [27] Wübben D, Böhnke R, Kühn V, et al. MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition[C]. Proceedings of the IEEE 58th Vehicular Technology Conference. 2003, 1: 6.
- [28] Tranter W H, Rappaport T S, Kosbar K L, et al. Principles of communication systems simulation with wireless applications[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2004.
- [29] Liew T H, Hanzo L. Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(2): 187-219.
- [30] Sellathurai M, Haykin S. Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and experiments[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2538-2546.
- [31] Hagenauer J. The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art[C]. Proc. International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, 1997: 1-11.
- [32] Tonello A M. MIMO MAP equalization and turbo decoding in interleaved space-time coded systems[J]. IEEE transactions on communications, 2003, 51(2): 155-160.
- [33] Lou, Xizhong, et al. Low Complexity MIMO MMSE Iterative Detection Algorithm[C]. 22nd Wireless and Optical Communication Conference, 2013: 95-100.
- [34] Windpassinger C, Fischer R F H. Low-complexity near-maximum-likelihood detection and precoding for MIMO systems using lattice reduction[C]. Information Theory Workshop. IEEE, 2003: 345-348.
- [35] Wubben D, Bohnke R, Kuhn V, et al. Near-maximum-likelihood detection of MIMO systems using MMSE-based lattice-reduction[C]. International Conference on Communications. IEEE, 2004: 798-802.
- [36] Shahabuddin, Shahriar, et al. A Customized Lattice Reduction Multiprocessor for MIMO Detection[C]. International Symposium on Circuits and Systems. IEEE, 2015: 2976-2979.

- [37] Zhang, Wen, et al. A Diagonal Lattice Reduction Algorithm for MIMO Detection[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(5): 311–314.
- [38] Chen, Chiao-En, and Wern-Ho Sheen. A New Lattice Reduction Algorithm for LR-Aided MIMO Linear Detection[C]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(8): 2417–2422.
- [39] 马剑刚. LTE 系统下行链路检测算法研究与实现[D]. 东南大学, 2015.
- [40] Poor H V, Verdú S. Probability of error in MMSE multiuser detection[J]. IEEE transactions on Information theory, 1997, 43(3): 858-871.
- [41] Fang K, Rugini L, Leus G. Low-complexity block turbo equalization for OFDM systems in time-varying channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(11): 5555-5566.
- [42] 王东明. 无线 MIMO 系统中迭代检测与信道估计技术研究[D]. 东南大学, 2005.
- [43] Tuchler M, Singer A C, Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information[J]. IEEE Transactions on Signal processing, 2002, 50(3): 673-683.
- [44] Ten Brink S. Convergence of iterative decoding[J]. Electronics letters, 1999, 35(10): 806-808.
- [45] Wubben D, Seethaler D, Jaldén J, et al. Lattice reduction[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 70-91.
- [46] 巫健. 多用户 MIMO 系统中基于格基规约的低复杂度预编码技术研究[D]. 电子科技大学, 2015.
- [47] Lenstra H W, Lenstra A K, Lovfiasz L. Factoring polynomials with rational coefficients[J]. 1982.
- [48] Bai L, Choi J. Low complexity MIMO detection[M]. Springer Science & Business Media, 2012.
- [49] Qi X F, Holt K. A lattice-reduction-aided soft demapper for high-rate coded MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(5): 305-308.
- [50] Wen Q, Zhou Q, Ma X. An enhanced fixed-complexity LLL algorithm for MIMO detection[C]. IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2014: 3231-3236.
- [51] Ma X, Zhang W. Performance analysis for MIMO systems with lattice-reduction aided linear equalization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(2): 309-318.
- [52] Jaldén J, Seethaler D, Matz G. Worst-and average-case complexity of LLL lattice reduction in MIMO wireless systems[C]. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. IEEE, 2008: 2685-2688.
- [53] Vetter H, Ponnampalam V, Sandell M, et al. Fixed complexity LLL algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 57(4): 1634-1637.
- [54] Seysen M. Simultaneous reduction of a lattice basis and its reciprocal basis[J]. Combinatorica, 1993, 13(3): 363-376.
- [55] Barbero L G, Milliner D L, Ratnarajah T, et al. Rapid prototyping of Clarkson's lattice

- reduction for MIMO detection[C]. IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2009: 1-5.
- [56] Li Y, Huang X. The generation of independent Rayleigh faders[C]. International Conference on Communications. ICC 2000. IEEE, 2000: 41-45.
- [57] Yates R. Fixed-point arithmetic: An introduction[J]. Digital Signal Labs, 2009, 81(83): 198.
- [58] 杨祎. LTE 系统下行链路低复杂度软输入软输出检测算法与实现[D]. 东南大学, 2012.
- [59] 滕炜亮, 孙静, 吕红英, 等. 一种高速除法器的实现方法与装置: CN200510126026.1[P]. 2007-06-13.

