

# 基于 TDMA 网络的突发 OFDM 系统接收机设计与实现

王浩峰

2016 年 12 月

中图分类号：TN929.5

UDC 分类号：621.3

# 基于 TDMA 网络的突发 OFDM 系统接收机设计与实现

作者姓名	<u>王浩峰</u>
学院名称	<u>信息与电子学院</u>
指导教师	<u>王华 教授</u>
答辩委员会主席	<u>刘家康 教授</u>
申请学位	<u>工学硕士</u>
学科专业	<u>信息与通信工程</u>
学位授予单位	<u>北京理工大学</u>
论文答辩日期	<u>2016 年 12 月</u>

# **Receiver Design and Implementation for OFDM system based on TDMA Network**

Candidate Name: Wang Haofeng  
School or Department: School of Information and Electronics  
Faculty Mentor: Prof. Wang Hua  
Chair, Thesis Committee: Prof. Liu Jiakang  
Degree Applied: Master of Engineering  
Major: Information and Communication  
Engineering  
Degree by: Beijing Institute of Technology  
The Date of Defence: Dec, 2016

基于 TDMA 网络的突发 OFDM 系统接收机设计与实现

北京理工大学

## 研究成果声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是我本人在指导教师的指导下进行的研究工作获得的研究成果。尽我所知，文中除特别标注和致谢的地方外，学位论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京理工大学或其它教育机构的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的合作者对此研究工作所做的任何贡献均已在学位论文中作了明确的说明并表示了谢意。

特此申明。

签    名：                日期：

## 关于学位论文使用权的说明

本人完全了解北京理工大学有关保管、使用学位论文的规定，其中包括：①学校有权保管、并向有关部门送交学位论文的原件与复印件；②学校可以采用影印、缩印或其它复制手段复制并保存学位论文；③学校可允许学位论文被查阅或借阅；④学校可以学术交流为目的，复制赠送和交换学位论文；⑤学校可以公布学位论文的全部或部分内容（保密学位论文在解密后遵守此规定）。

签    名：                日期：  
导师签名：                日期：

## 摘要

正交频分复用（OFDM）是一种高效的调制方式，它频谱利用率高，能适应多径信道传输，目前已经得到广泛应用。本文将设计并在 FPGA 上实现基于 TDMA 网络的 OFDM 接收机。文章主要分为以下四部分：

首先介绍了 TDMA 网络的参数和信号格式，包括 TDMA 网络的多址方式、物理层帧格式、子载波带宽、调制方式以及用于做系统性能验证的信道模型。

第二部分是接收方案设计，分析比对了 OFDM 链路的检测、同步、信道估计以及解映射算法。在算法性能和复杂度之间折中，设计完整的 OFDM 接收机系统。

第三部分是接收机的硬件实现。包括数字前端、帧检测、同步、解调、信道估计和均衡以及解映射等模块。

最后一部分是系统的性能分析，在 AWGN 信道 QPSK 子载波映射条件下，测试接收机的误码性能。相比于理论的误码率曲线，接收机的误码性能与理论曲线非常接近。

**关键词：**正交频分复用，帧检测，载波频偏估计，定时同步，信道估计

## Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is an efficient modulation method, which has better spectrum utilization. It has been widely used and could better adapt to multipath channel transmission. This paper designs and implements an OFDM physical layer receiver on the FPGA, which works in time division multiple access (TDMA) network. The structure of the article is organized as follows:

Firstly, parameters and signal formats of TDMA network are introduced, including frame structure, subcarrier bandwidth, modulation scheme and channel model used for system performance verification.

The second part is the simulation of receiving algorithms, which analyzes and simulates different algorithms with MATLAB, including detection, synchronization, channel estimation and demapping algorithms.

The third part is the hardware realization of the receiver, which include modules like detection, synchronization, channel estimation, equalization and demapping.

The last part is the performance analysis of the system. Taking QPSK subcarrier mapping in AWGN channel as an example to test the performance of the receiver. The BER performance of the receiver is close to the theoretical curve.

**Keyword:** OFDM, frame-detection, carrier-frequency-offset-estimation, timing, channel-estimation

## 目录

第 1 章 绪论 .....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.2 国内外研究现状 .....	1
1.3 本文的思路和工作 .....	4
第 2 章 系统参数介绍 .....	6
2.1 TDMA 多址方式 .....	6
2.2 系统参数 .....	7
2.3 子载波映射 .....	9
2.4 信道模型选择 .....	13
第 3 章 接收方案设计 .....	15
3.1 数字前端 .....	15
3.2 帧检测 .....	19
3.3 载波频率同步 .....	23
3.4 符号同步 .....	26
3.5 信道估计与均衡 .....	28
3.5.1 LS 算法 .....	29
3.5.2 MMSE 估计 .....	30
3.6 解映射 .....	32
3.7 链路误码性能 .....	33
3.7.1 MATLAB 仿真 .....	33
3.7.2 定点仿真 .....	35
第 4 章 硬件实现 .....	37
4.1 接收机框架 .....	37
4.2 时钟管理 .....	37
4.3 数字前端 .....	38
4.3.1 数字下变频 .....	38
4.3.2 低通滤波加抽取 .....	39

---

4.4 帧检测 .....	39
4.4.1 计算互相关模值 .....	40
4.4.2 计算自相关模值 .....	41
4.4.3 帧检测判断 .....	42
4.5 自动增益控制 .....	43
4.6 载波频率同步 .....	44
4.6.1 计算相位增加量 .....	45
4.6.2 产生频偏载波 .....	45
4.6.3 频偏纠正 .....	45
4.6.4 产生输出使能 .....	46
4.7 符号定时同步 .....	46
4.7.1 数据缓存 .....	47
4.7.2 计算互相关 .....	48
4.7.3 定时判断 .....	49
4.8 FIFO 缓存 .....	50
4.9 删除 CP .....	50
4.10 FFT .....	50
4.10.1 FFT 运算 .....	51
4.10.2 删除高频子载波 .....	51
4.11 导频和数据子载波分离 .....	54
4.12 信道估计 .....	55
4.12.1 导频处信道估计 .....	56
4.12.2 插值模块 .....	57
4.13 均衡 .....	59
4.13.1 相位均衡 .....	60
4.13.2 幅度均衡 .....	61
4.14 解映射 .....	61
4.14.1 信噪比估计 .....	62
4.14.2 似然信息计算模块 .....	62

第 5 章 硬件验证 .....	64
5.1 模块端口 .....	64
5.2 硬件平台 .....	65
5.3 测试结果 .....	67
结论 .....	69
参考文献 .....	70
攻读学位期间发表论文与研究成果清单 .....	73
致谢 .....	74

## 第 1 章 绪论

### 1.1 研究背景

OFDM 技术目前被广泛应用到各种无线通信系统中，例如 DVBS、WIFI、WIMAX、LTE 等，其主要原因有四点，第一，OFDM 的频谱利用率高；第二，相比于单载波传输，OFDM 的并行性使得它可以有效对抗多径信道；第三，OFDM 可以支持灵活的多址方式；最后，OFDM 易于与 MIMO、多天线等其他先进的分集复用技术相结合。这些特点使得它 OFDM 成为 4G 移动通信中的核心技术，它同时也是 5G 通信系统讨论的关键技术之一<sup>[1]</sup>。

相比于有线信道，无线信道具有两个特点，首先是其衰落特性，当信号在无线环境中传播时，除了有路径损耗等大尺度衰落，由于多径传播，还会产生小尺度衰落；另一个特点是信道的时变性，这是由于无线通信中移动台的运动引起的。为了对抗无线信道的这些传输特点，确保 OFDM 信号的接收和正确解调，还需要其他相关算法的支撑，其中同步技术、信道估计与均衡是必不可少的内容<sup>[2][3]</sup>。

基于以上背景，本文的工作将集中解决 OFDM 接收中的符号同步、频率同步和信道估计这几个方面的问题。通过研究这几个问题，消除或者降低系统接收端在非理想信道以及多径和时变信道下受符号间干扰（ISI）和子载波间干扰（ICI）带来的影响，为接收端接正确解调提供支持，从而提高 OFDM 接收机的解调性能。

在算法研究的基础上，本文将在算法性能和实现复杂度之间做出平衡，选择适合于 FPGA 实现的具体算法，设计 OFDM 系统接收方案，在 FPGA 上搭建物理层接收机。

### 1.2 国内外研究现状

OFDM 的技术发展大概经历了四个阶段，上世纪 50~60 年代，多载波调制的概念已经提出，其基本思想就是使用并行子信道来传输信息，以提高传输速率<sup>[4]</sup>。但是由于其实现方式是采用多个调制器以及多个解调器来分别完成每个子载波上的调制，所以硬件的实现复杂度很高。第二阶段的标志是离散傅里叶变换（DFT）在 OFDM 中

的应用。1971 年, S.B. Weinstein 和 P.M. Ebert 指出多路正交载波的调制解调可以利用 DFT/IDFT 来等效快速实现, 这大大简化了系统的硬件规模, 为 OFDM 的大规模商用提供了可能<sup>[5]</sup>。随后, OFDM 的其他一些理论问题相继解决, 例如子载波干扰(ICI)和采用循环前缀(CP)来解决 OFDM 的符号间干扰(ISI)。最后, OFDM 终于迎来了大规模的商用, 许多通信标准都将 OFDM 选作自己的调制方式, 比如本文开篇提到的 DVB, WIFI 以及 LTE。近年来随着数字信号处理和芯片技术的发展, FPGA 作为一种高效的硬件平台为人们所认可, 它具有高集成, 高速度, 高可靠等显著优势。利用 FPGA 实现 OFDM 基带信号的数字化处理成为通信发展的趋势。

在系统实现上, 相比于单载波系统, OFDM 传输中所需要克服的问题基本是一致的: 首先, 在解调之前必须先同步, 时间同步和频率同步都是必不可少的环节, 由于 OFDM 系统的子载波带宽很窄, 而且子载波之间有交叠, 因此, 相比于单载波系统, OFDM 系统对于频率偏移(CFO)非常敏, 因为它会引起子载波间的干扰, 破坏 OFDM 信号的正交性<sup>[17]</sup>。另外, 前端模拟电路的不匹配, 会造成信号产生 IQ 不均衡效应, 也会影响接收性能, 但是中频方案可以有效避免这一情况, 所以本文将不会单独分析 IQ 不均衡问题<sup>[1]</sup>。除了与单载波系统相同的问题, OFDM 还有自己独特的问题, 在 OFDM 系统中, FFT 是最关键的一环。在将信号转换到频域之后, OFDM 可以在频域实现信道估计与均衡, 相比于时域均衡器, 频域均衡的实现难度大大降低。

据此, 本文将仿真分析 OFDM 传输中的帧检测、载波同步、符号同步、频域信道估计和均衡这几个关键算法, 分别对这些算法进行分析对比, 综合考虑算法的性能和实现复杂度, 选择适合于 FPGA 实现的算法进行硬件设计。下面将对 OFDM 关键算法的研究情况做简要综述。

当接收机开始工作时, 必须时刻检测是否有接收到信号, 这就需要做帧检测。OFDM 的帧检测主要是采用相关能量检测, 利用同步序列的周期性和相关性可以实现帧检测<sup>[6][7]</sup>; 另一方面, 由于循环前缀 CP 与其源数据段也是相同的, 它们也具有相关性, 也可据此来做帧检测<sup>[8][9]</sup>。

OFDM 同步的第一个方面是时间同步。OFDM 中符号定时偏差(Symbol Timing Offset STO)会引起符号间串扰以及相位失真。并且由于 OFDM 符号之间相互独立, 如果定时位置出错, 符号间串扰是无法有效消除的。所以 OFDM 系统必须进行精确的 STO 估计<sup>[15]</sup>。

从定时所使用的信号格式来区分，STO 估计的方法主要有基于循环前缀（CP）和基于前导训练序列的方法<sup>[17]</sup>。由于 OFDM 符号的循环前缀的是符号的最后一段数据的复制，并且由于发送数据的随机性，循环前缀具有类似随机序列的相关性质，这种相似性以及相关性可以用于做定时同步。基于前导训练序列的定时估计方法在每帧开头传输一个同步序列，专门用于做同步，这种序列具有良好的相关性，而且与 CP 循环前缀相比，同步序列对于载波频偏（CFO）和多径时延更加不敏感，但是传输专用的同步序列会降低系统效率，因为同步序列不含任何信息数据。

OFDM 定时所采用的算法，主要是最小均方误差（MSE）或最大似然算法。因为多径的影响，最大似然的方法在定时点附近可能出现其他峰值，为了防止错误的估计，可以设置一个阈值，对于超过阈值的点，选择最早的一个点确定为定时估计点。这种方法受 CFO 的影响较小。为了提高估计的精度，同步序列可以多次重复，例如可以由四段重复的数据组成一个前导 OFDM 同步序列<sup>[14]</sup>。另外，还可以通过求接收数据与已知前导序列的互相关来进行 ML 估计。这种方法在 CFO 不是很大的情况下可以达到很好的是 STO 估计精度。

除了符号定时同步，OFDM 同步的另一个重要问题就是载波频率同步。OFDM 系统中，频率偏差主要由两个因素产生：接收机与发射机的时钟偏差会产生载波频率便宜（CFO）；此外信号在无线信道中传输时如果接收机相对于发射机有相对移动，会产生多普勒频移。OFDM 接收机需要对频偏（主要是 CFO）做出估计并且校正。CFO 估计有三种方法，分别是基于循环前缀 CP、同步序列 Preamble 以及导频 Pilot 的估计方法<sup>[17]</sup>。

其中利用循环前缀和前导码做频偏估计的方法相似，都是先计算相位差，由于相位的周期性，估计的相位差的范围是  $\Delta\varphi = [-\pi, \pi)$ ，相应频偏范围为  $\Delta f = \Delta\varphi / (2\pi\Delta T)$ ，其中  $\Delta T = N / f_s$ ， $N$  是用于 CFO 估计的序列的点数， $f_s$  是信号采样速率。由此可知可估计的频偏范围相对于子载波带宽的比例是：是  $\varepsilon = \Delta f / f_{sub} = \Delta\varphi * Nfft / (2\pi * N)$ ，其估计的范围是  $\varepsilon \in [-0.5, 0.5) * Nfft / N$ 。可以看到，如果想要估计的频偏范围扩大，就需要降低频偏估计序列的点数  $N$ ，但是这样估计过程容易受到噪声的影响，频偏估计的精度会降低。为了解决这个问题，可以对几段相同数据的相关值求平均，来达到估计性能和估计范围的折中<sup>[8][10]</sup>。基于导频的频偏跟踪算法可以用于精频偏估计<sup>[13]</sup>。这种方法通过在每个 OFDM 符号中插入导频，当接收端收到信号后，通过对比发送端的导频数据，

确定该符号的相位旋转，进而据此进行更为精确的相位修正。

对于 OFDM 信道估计，目前主流的通信标准中，都采用导频辅助方法来实施。在信号传输中设置单独的导频，将导频和数据一起传输，而接收端已知导频数据，当收到信号后，利用导频来获得信道信息，据此对接收数据做均衡。由于在发送数据中插入导频，不可避免带来了传输带宽的损失，从而降低了系统传输效率。还有一种盲估计方法，它不需要设置单独的导频，虽然其系统效率比非盲估计高，然而由于盲估计由于收敛速度慢以及估计结果不稳定等因素，在实际系统中鲜有采用。大多数 OFDM 系统的信道估计都采用导频辅助的方法。

OFDM 常用的导频结构有块状、梳状和网状导频，实际应用中根据不同的信道条件选择不同的导频结构。块状结构适用于缓变的频率选择性信道，梳状结构适用于快衰落信道，网状结构通过取合适的导频间隔可以有效的跟踪信道的频率选择性和时变性<sup>[1]</sup>。

从信道估计算法来分，OFDM 信道估计常用的有最小二乘(LS)<sup>[20][21][22]</sup>，最小均方误差(MMSE)<sup>[24][25][26]</sup>，最大似然估计(MLE)，以及迭代信道估计等方法。LS 算法是以平方误差最小为准则进行计算的，这种方法受噪声的影响较大，在信噪比较低的情况下 LS 的估计结果误差较大。MMSE 算法又叫最小均方误差算法，是以误差的均方值最小为条件的。这是一种贝叶斯估计方法，由于利用了信道的统计信息（先验信息），所以该方法估计结果的方差更小，对噪声具有更强的抵抗能力。

估计出导频位置信道信息之后，就需要根据这些信道信息估计出其他数据位置的信道信息，通常都是用插值的方法来完成。常用的插值方法有线性内插方法、多项式内插方法、MMSE 加权插值方法、基于变换域的插值方法等。其中基于 MMSE 的插值方法在性能上比前两个好，估计精度高，但是 MMSE 的方法需要每次对矩阵求逆，计算复杂度大，不利于实现。基于变换域的插值算法相当于消除强的频率选择性，是频域信道估计的一种平均，相比于之前几种插值方式具有更好的性能提升，但是它需要额外的 FFT 和 IFFT 运算来支持，计算成本较高<sup>[27]</sup>。

### 1.3 本文的思路和工作

本文通过查阅上述文献，在理解了 OFDM 系统的基本原理，以及对比分析了 OFDM 各种关键算法的基础上，按照 TDMA 系统的要求，设计、仿真并且 FPGA 实

现了适用于 TDMA 系统的 OFDM 接收机。本文着重于研究 OFDM 接收机的检测、同步和信道估计与均衡算法，并且详细解释了接收机 FPGA 实现的思路和细节。

在本文的后续章节里，将会对 OFDM 接收端常见的定时同步，频率同步以及信道估计方法进行仿真和性能比较，然后根据根据仿真结果，确定一种适合 FPGA 实现的接收机结构，最后在 FPGA 上实现该接收机系统。

本文的章节安排如下：在第二章，本文介绍了设计所针对的 TDMA-OFDM 系统格式和参数，也就发端信号格式。第三章是接收方案设计，这部分内容主要是算法仿真分析，最后确定接收机的结构和所使用的算法。第四章是具体的 FPGA 实现，介绍了从数字前端到解调软信息输出的链路结构和具体的硬件设计内容。

## 第 2 章 系统参数介绍

本章将介绍接收信号的格式,包括 TDMA 系统的链路层时隙结构和物理层结构,描述发射机发送信号的时域波形和频域结构,主要是帧结构、调制方式和导频图样。本文将根据这些参数来设计接收机。这一章分为四部分,第一部分介绍系统采用的 TDMA 多址方式和物理层的帧格式;第二部分介绍 OFDM 络物理层参数,包括子载波带宽、导频图样和子载波调制方式;第三部分介绍 OFDM 子载波映射;最后一部分介绍用于链路验证的信道环境。

### 2.1 TDMA 多址方式

本系统采用 TDMA 多址方式,在时间轴上划分出时帧,每个时帧里又划分成 128 个时隙,每个时隙分配给不同终端用来接入网络,时隙结构图如图 2.1 所示。

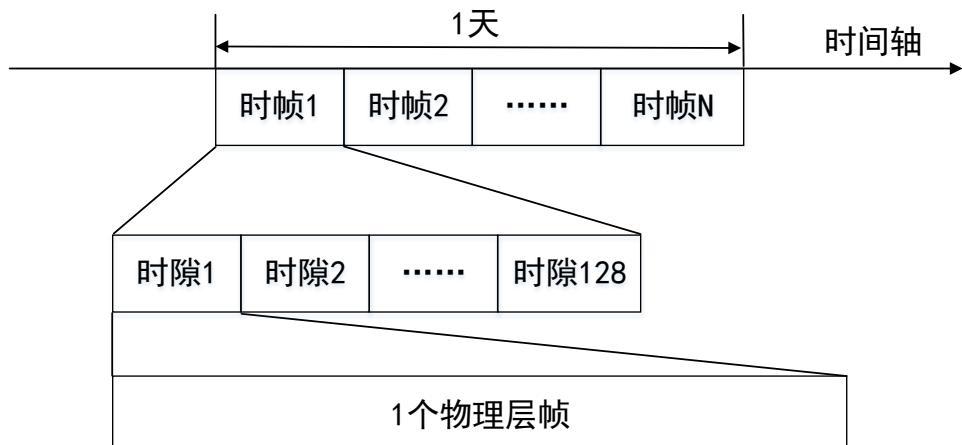


图 2.1 时隙结构

本通信系统中,时帧的时间长度为 210ms,时帧中包含等长的时隙,一个时帧划分成 128 个时隙。每个时隙允许一个终端发送数据,时隙长度为 1642.5us,其中可以发送一个物理层数据帧。



图 2.2 物理层帧格式

每个物理层数据帧由同步序列、信令、12个OFDM符号以及保护间隔这四部分组成。帧头位置是一个同步序列，它的频域结构是一个ZC序列，具有很好的相关特性；紧随其后的第一个OFDM符号承载信令信息；之后是数据部分，一帧中有连续的12个数据符号。同步序列时长100us，信令时长112.5us，一个OFDM符号时长112.5us，根据最大通信距离和时钟精度，保护间隔设置为80us，所以总时隙时长为：

$$T_{timeslot} = 100 + 112.5 + 12 \times 112.5 + 80 = 1642.5\text{us} \quad (2.1)$$

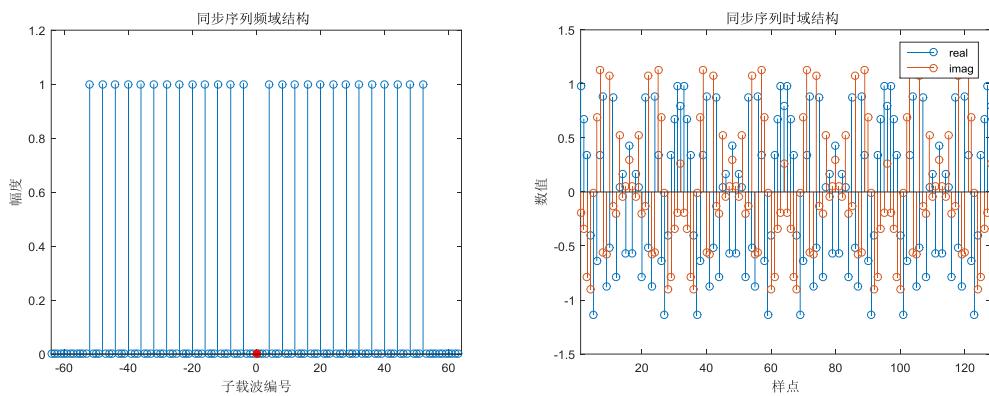


图 2.3 同步序列的时域和频域结构

同步序列和信令的FFT点数都是固定的64子载波，其射频带宽为640kHz。对于同步序列，其时域结构由周期重复的4段短序列构成，如图2.3所示。其频域结构是由ZC序列以4个子载波为间隔排列产生。同步序列可以实现很多功能，除了时间频率同步（帧检测、载波频率同步和符号同步）之外，它还可以用来实现自动增益控制和信噪比估计等，是一种高效的设计。

信令符号中含有该帧中数据符号使用的FFT点数、子载波映射方式以及编码速率。当接收到一帧数据后，接收机需先从信令符号中解出数据部分的FFT点数和调制编码方式，然后对数据部分进行解调和译码。

数据部分的FFT点数是可变的，它总共有四种可选的FFT点数，分别是64、128、256和512子载波，其对应的射频带宽分别是640kHz、1.28MHz、2.56MHz和5.12MHz。

## 2.2 系统参数

具体的OFDM系统参数如表2.1所示。

系统的导频图样如图 2.4 所示，在时间轴上，相邻两个导频间隔为 3 个 OFDM 符号，在频率轴上，导频间隔为 8 个子载波带宽。

表 2.1 TDMA-OFDM 系统参数

子载波带宽 $f_{\text{sub}}$	10kHz
OFDM 符号周期 $T_{\text{dat}}$	100us
循环前缀 $T_{\text{cp}}$	$1/8T_{\text{dat}} = 12.5\mu\text{s}$
带 CP 符号周期 $T_{\text{sym}}$	112.5 us
FFT 点数	128/256/512
射频带宽	1.28/2.56M/5.12M Hz

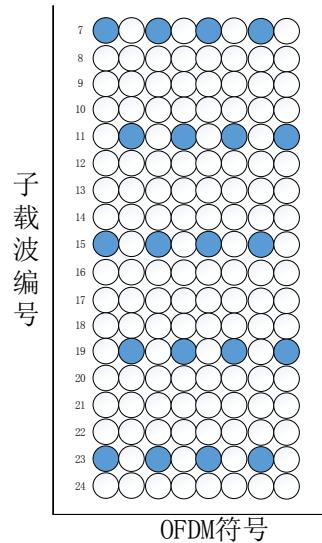


图 2.4 导频图样

这种菱形图样类似于 WiMax 系统的导频结构，它在时域和频域都具有较好的性能。在时域上，每隔 3 个 OFDM 符号插入一个导频，这样，系统能适应时变信道，抵抗多普勒频移，保证在移动环境下能有效进行信道估计；在频域上，每隔 8 个子载波带宽插入一个导频，以确保系统能抵抗多径信道产生的频率选择性衰落；另外在整个时频坐标下，由于导频并非对称的矩形排布，在奇数和偶数 OFDM 符号上，导频相差 4 个子载波交错排布，这样能对信道响应进行更充分的采样，再通过插值，恢复出更准确的信道估计。

下面介绍子载波调制方式。系统中，信令符号采用 BPSK 调制，平均功率为 1，

所有符号（包括信令符号和数据符号）中的导频子载波都是用 BPSK 调制，并且导频子载波相对于数据子载波有 2.5dB 的功率提升；数据符号中的数据子载波，采用 QPSK 调制。

对于 BPSK，符号归一化能量  $\rho^2=1$ ，比特 0 映射为 -1，比特 1 映射为 1。

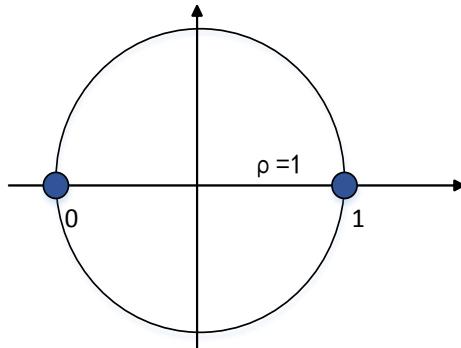


图 2.5 BPSK 星座映射

对于 QPSK，系统采用传统的格雷码映射方式，符号归一化能量  $\rho^2=1$ 。

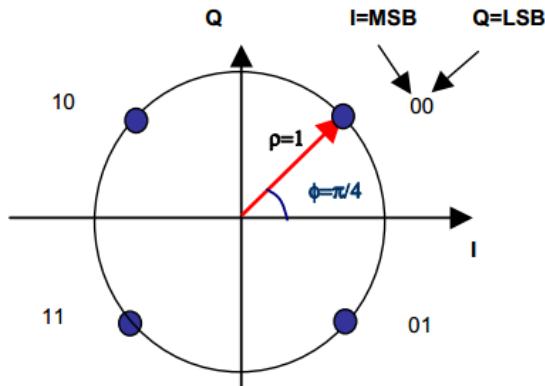


图 2.6 QPSK 星座映射

## 2.3 子载波映射

如前所述，系统支持 4 种 FFT 点数，分别是 64 点、128 点、256 点和 512 点 FFT。下面详细介绍不同 FFT 点数时，系统的子载波排布方式，包括保护边带、直流子载波、导频子载波和数据子载波的映射位置。

### 64FFT

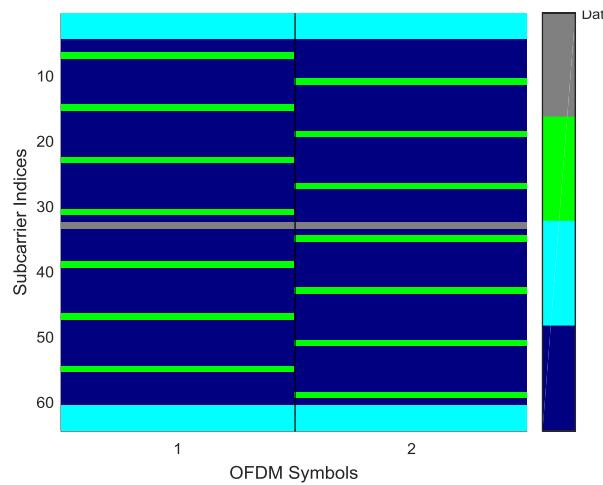


图 2.7 64FFT 子载波排布示意图

表 2.2 64FFT 下子载波排布位置

FFT 点数(FFTSize)	64
保护边带(GuardBand) 子载波编号	左(4): 1, 2, 3, 4; 右(4): 61, 62, 63, 64
数据子载波数目	48
导频子载波数目	7
导频 子载波编号	奇数符号: 7, 15, 23, 31, 39, 47, 55; 偶数符号: 11, 19, 27, 35, 43, 51, 59.
信号带宽	640k Hz

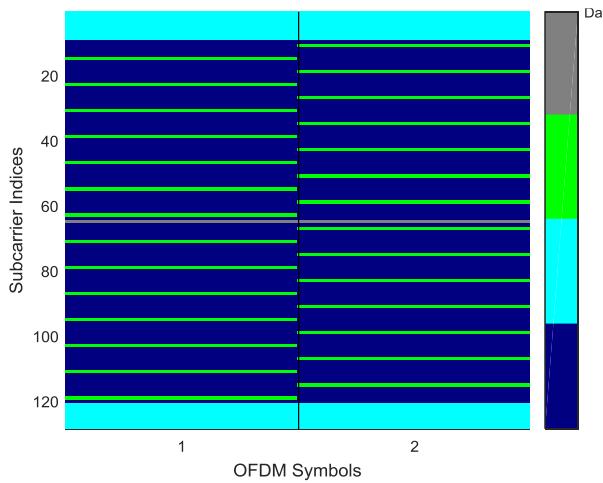
**128FFT:**

图 2.8 128FFT 子载波排布示意图

表 2.3 128FFT 下子载波排布位置

FFT 点数(FFTSize)	128
保护边带(GuardBand) 子载波编号	左(9): 1,2,3 4,5,6,7,8,9; 右(8): 121, 122, 123, 124,125, 126, 127,128
数据子载波数目 (Ndata)	96
导频子载波数目 (Npilot)	14
导频子载波编号	奇数符号: (14 个) 15, 23, 31, 39, 47, 55, 63, 71, 79, 87, 95, 103, 111, 119; 偶数符号: 11, 19, 27, 35, 43, 51, 59, 67, 75, 83, 91, 99, 107, 115.
信号带宽	1.28M Hz

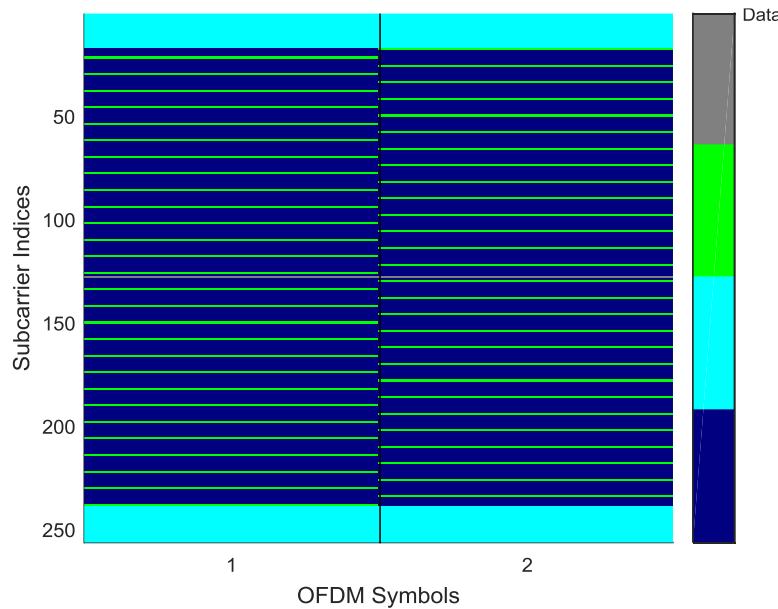
**256FFT:**

图 2.9 256FFT 子载波排布示意图

表 2.4 256FFT 下子载波排布位置

FFT 点数(FFTSize)	256
保护边带(GuardBand) 子载波编号	左(18): 1-18 右(17): 240-256
数据子载波数目 (Ndata)	192
导频子载波数目 (Npilot)	28
导频 子载波编号	奇数符号: (28 个) 23, 31, 39, 47, 55, 63, 71, 79, 87, 95, 103, 111, 119, 127, 135, 143, 151, 159, 167, 175, 183, 191, 199, 207, 215, 223, 231, 239; 偶数符号: 19, 27, 35, 43, 51, 59, 67, 75, 83, 91, 99, 107, 115, 123, 131, 139, 147, 155, 163, 171, 179, 187, 195, 203, 211, 219, 227, 235.
信号带宽	2.56 MHz

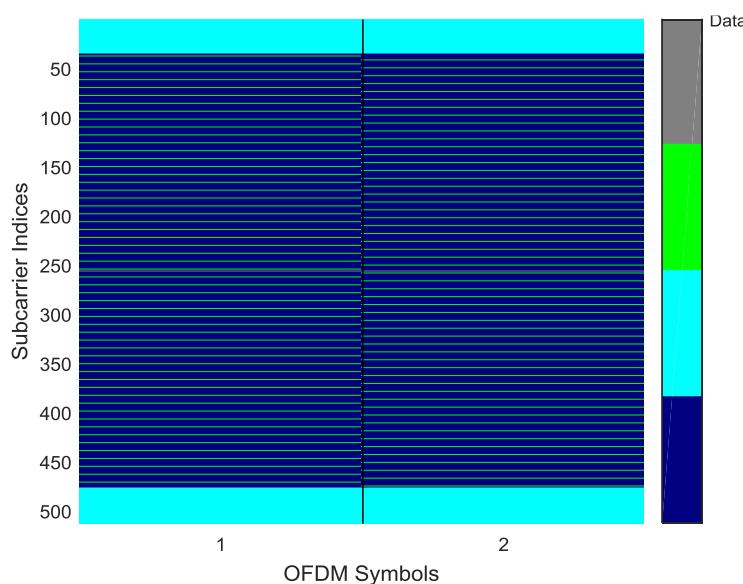
**512FFT:**

图 2.10 512FFT 子载波排布示意图

表 2.5 512FFT 下子载波排布位置

FFT 点数(FFTSize)	512
保护边带(GuardBand) 子载波编号	左(36): 1-36 右(36): 477-512
数据子载波数目 (Ndata)	384
导频子载波数目 (Npilot)	55
导频 子载波编号	奇数符号: (55 个) 39, 47, 55, 63, 71, 79, 87, 95, 103, 111, 119, 127, 135, 143, 151, 159, 167, 175, 183, 191, 199, 207, 215, 223, 231, 239, 247, 255, 263, 271, 279, 287, 295, 303, 311, 319, 327, 335, 343, 351, 359, 367, 375, 383, 391, 399, 407, 415, 423, 431, 439, 447, 455, 463, 471; 偶数符号: 43, 51, 59, 67, 75, 83, 91, 99, 107, 115, 123, 131, 139, 147, 155, 163, 171, 179, 187, 195, 203, 211, 219, 227, 235, 243, 251, 259, 267, 275, 283, 291, 299, 307, 315, 323, 331, 339, 347, 355, 363, 371, 379, 387, 395, 403, 411, 419, 427, 435, 443, 451, 459, 467, 475.
信号带宽	5.12 MHz

## 2.4 信道模型选择

对于固定无线宽带接入的信道模型，IEEE 802.16 工作组建议了典型信道模型实例 COST231 WI 和修改的 SUI 模型。COST 231-WI 模型广泛用于建筑物高度近似一致的郊区和城区环境，适用的频率范围为  $800MHz \leq f \leq 2000MHz$ 。SUI (Stanford University Interim)信道模型该模型是在 Erceg 模型和 COST231-WI 模型的基础上修

正而来。它有效范围 1-4GHz，主要包括了 3 种地形的 6 种典型信道。这三种地形分别是 A 类：树木较为浓密的山区，路径损耗大；C 类：树木稀少的平原，路径损耗小；B 类：介于 A 类和 C 类之间，表示树木较稀的山区环境或者树木浓密的平原环境，路径损耗适中<sup>[28]</sup>。根据上述信息，本文将采用两种信道模型，来验证系统性能，分别是 AWGN 信道和 SUI-4 多径信道。

SUI-4 属于 B 类地形环境，适合本项目设定的环境要求。其具体参数如表 2.6 和 2.7 所示。它有三个时延抽头，最大的多径分量时延为 4us.

表 2.6 SUI 信道延时扩展<sup>[28]</sup>

信道模型	抽头 1	抽头 2	抽头 3
	单位 us		
SUI-4	0	1.5	4

表 2.7 SUI 信道延时功率

信道模型	抽头 1	抽头 2	抽头 3
	单位 dB		
SUI-4	0	-4	-8

## 第 3 章 接收方案设计

OFDM 传输与单载波传输的链路结构基本是一致的，因为它们都需要克服相同的问题：首先，在解调之前必须先同步，时间同步的重要性不言而喻，另外，由于收发信机的本振不可能完全一致，所以其输出的载波会存在一定的频率偏差，如果不做频率同步来消除这个频偏，对单载波系统来讲，星座图会旋转，对 OFDM 信号来讲，会造成子载波间干扰，影响解调。另外，前端模拟电路的不匹配，会造成 IQ 不均衡，也会影响接收性能，但是中频方案可以有效避免这一情况，所以本文将不会单独分析 IQ 不均衡问题。

除了与单载波系统相同的问题，OFDM 还有自己独特的问题。在 OFDM 系统中，FFT 是最关键的一环，在将信号转到频域之后，OFDM 可以在频域实现信道估计与均衡，相比于时域均衡器，频域均衡的实现难度大大降低。

据此，本章接下来将详细分析对比 OFDM 传输中的帧检测、载波同步、符号同步、频域信道估计和均衡这几个关键算法，分别对这几种关键算法进行分析对比，综合考虑算法的性能和实现复杂度，选择适合于 FPGA 实现的算法进行硬件设计。

### 3.1 数字前端

射频信号经过模拟混频之后，得到中频信号，输入 ADC 进行采样。本系统采用 AD9434 模数转换芯片，采样速率 320M。对应不同的 FFT 点数，有四种信号带宽，分别是 640k、1.28M、2.56M 和 5M Hz。数字前端部分将对 AD 采样后的中频信号做数字下变频、滤波和抽取操作，将信号从中频搬到基带，并且将信号采样率从 320MHz 降到 20MHz，送入帧检测模块做检测。

系统的射频载波  $f_c=2.38\text{GHz}$ ，对射频信号做模拟混频和滤波，将其搬到  $\text{IF}=80\text{MHz}$  中频处，然后通过 ADC 采样数字化，采样频率 320MHz，得到实中频信号  $y_{IF}$ ：

$$Y_{IF}(t) = I(t)\cos(2\pi f_{IF}t) - Q(t)\sin(2\pi f_{IF}t) \quad (3.1)$$

再对其做数字下变频：

$$\begin{aligned}
Y(t) &= Y_{IF}(t) \cdot e^{-j2\pi f_{IF}t} \\
&= Y_{IF}(t) \cdot \cos(2\pi f_{IF}t) - jY_{IF}(t) \cdot \sin(2\pi f_{IF}t) \\
&= [I(t) \cos(2\pi f_{IF}t) - Q(t) \sin(2\pi f_{IF}t)] \cdot \cos(2\pi f_{IF}t) - \\
&\quad j[I(t) \cos(2\pi f_{IF}t) - Q(t) \sin(2\pi f_{IF}t)] \cdot \sin(2\pi f_{IF}t) \\
&= I(t) \frac{1 + \cos(2\pi 2f_{IF}t)}{2} - Q(t) \frac{\sin(2\pi 2f_{IF}t)}{2} + \\
&\quad j[-I(t) \frac{\sin(2\pi 2f_{IF}t)}{2} + Q(t) \frac{1 + \cos(2\pi 2f_{IF}t)}{2}] \\
&= \frac{I(t)}{2} + j \frac{Q(t)}{2} + \\
&\quad [(\frac{I(t)}{2} + j \frac{Q(t)}{2}) \cos(2\pi 2f_{IF}t) - (\frac{Q(t)}{2} + j \frac{I(t)}{2}) \sin(2\pi 2f_{IF}t)]
\end{aligned} \tag{3.2}$$

然后滤除两倍中频 2IF 处的分量，得到基带信号：

$$Y_{BB}(t) = \frac{I(t)}{2} + j \frac{Q(t)}{2} \tag{3.3}$$

如图 3.1 所示，数字下变频之后，原来在-IF 位置的频率分量被搬移到了-2IF 的位置，需要通过滤波器滤掉。同时，由于 AD 采样进来的信号可能会叠加一个直流分量，在数字下变频时产生载波泄露，所以在滤波时，也要将泄露的载波滤除。另外，为了配合随后的抽取模块，防止频谱混叠，这里的滤波器设计也考虑抽取的需要。为了降低滤波器阶数，本文采用多级滤波和抽取的方式，最终将信号采样率降到 20MHz，并且滤除基带信号带宽外的噪声。

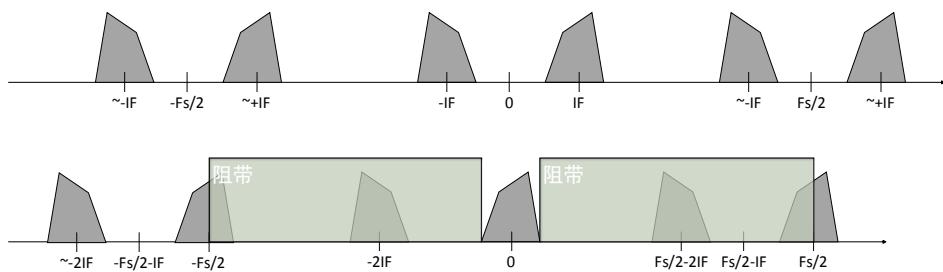


图 3.1 数字下变频频谱搬移

第一级滤波器的阻带起始频率设置在 40MHz，滤除泄露的载波。其频率响应如图 3.2 所示，其中采样率  $F_s=320\text{MHz}$ ，通带截止频率  $F_{\text{pass}} = 2.5\text{MHz}$ ，通带纹波小于  $A_{\text{pass}}=0.001\text{dB}$ ，阻带起始频率  $F_{\text{stop}} = 40\text{MHz}$ ，阻带衰减  $A_{\text{stop}} = -80\text{dB}$ 。

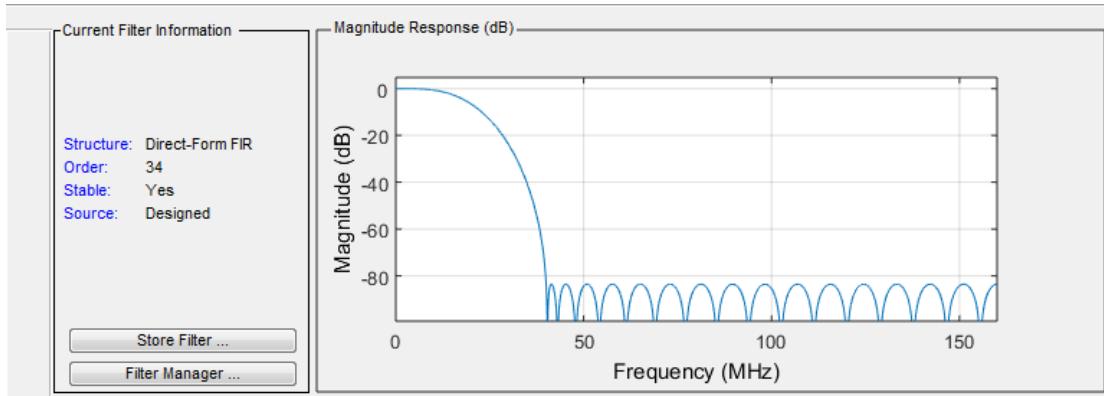


图 3.2 第一级滤波器频响

滤波后对信号做 4 倍抽取，将采样率从 320MHz 降到 80MHz。然后进行第二级滤波。同样的，在滤波后再做 4 倍抽取，将采样率从 80MHz 降到 20MHz。第二级滤波器的频率响应如图 3.3 所示， $F_s = 80\text{MHz}$ ， $F_{\text{pass}} = 2.5\text{MHz}$ ， $A_{\text{pass}} = 0.001\text{dB}$ ， $F_{\text{stop}} = 10\text{MHz}$ ， $A_{\text{stop}} = -80\text{dB}$ 。

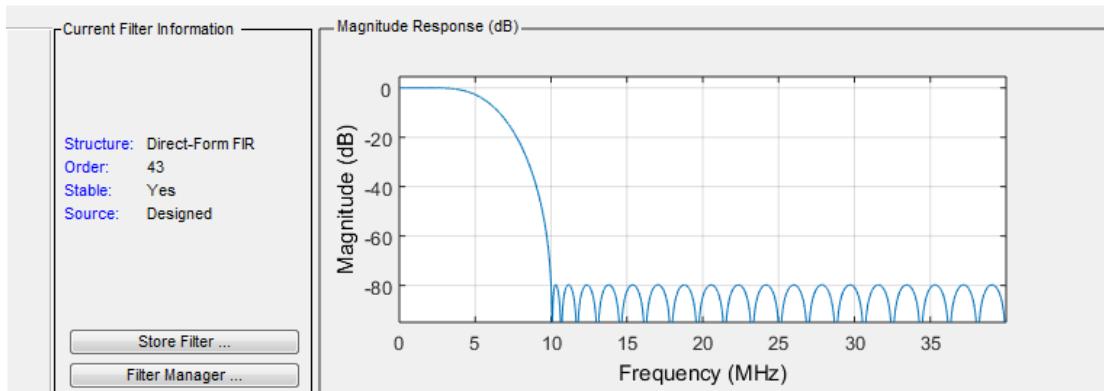


图 3.3 第二级滤波器频响

最后一级滤波用来滤除基带信号带宽 (5MHz) 外的噪声。如果将滤波器阻带起始频率越靠近信号带宽，过渡带变陡，滤波器阶数会很高，滤除的噪声也越多，这会有检测和同步方面的增益。另外，由于随后的 FFT 点数大于 512，多余的带外噪声不会进入信号带宽内，不会影响解调性能，所以第三级滤波器的 Fstop 可以大于 2.5MHz，以期降低滤波器阶数。综合考虑，本文将最后一级滤波器的阻带起始频率设置为 4MHz，滤波器频响如图 3.4 所示，其中  $F_s = 20\text{MHz}$ ， $F_{\text{pass}} = 2.5\text{MHz}$ ， $A_{\text{pass}} = 0.001\text{dB}$ ， $F_{\text{stop}} = 4\text{MHz}$ ， $A_{\text{stop}} = -40\text{dB}$ 。

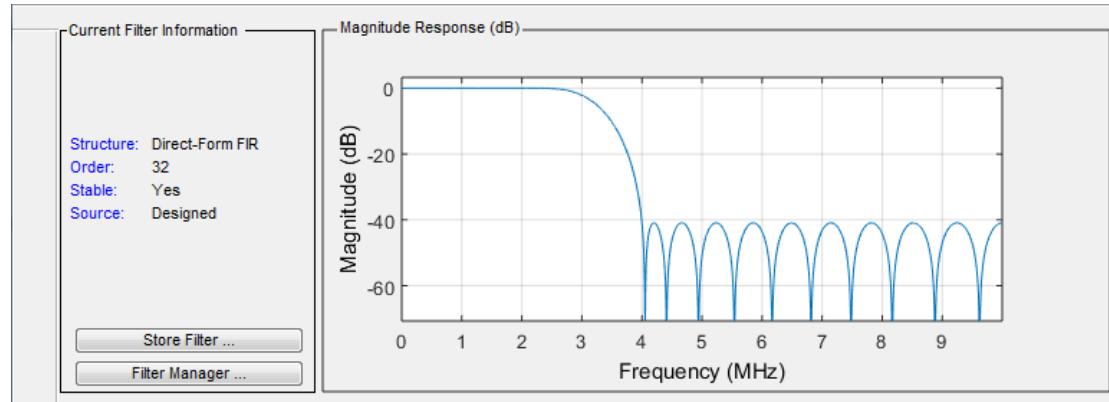


图 3.4 第三级滤波器频响

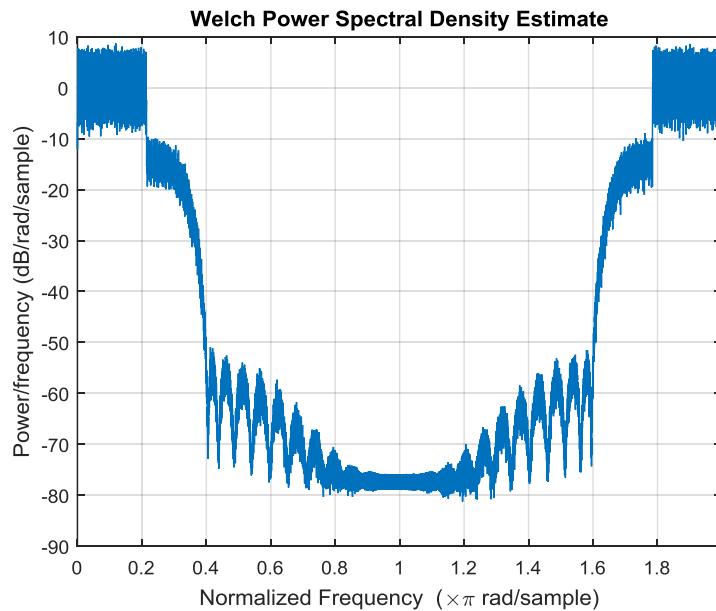


图 3.5 数字前端输出信号功率谱

做完滤波和抽取后的信号功率谱如图 3.5 所示，该信号将被送入检测模块。由图可以估算接收信噪比。在线性域：

$$\begin{aligned}
SNR_{Linear} &= \frac{S}{N} \\
&= \frac{Es \cdot Ndata + db2pow(2.5) \cdot Es \cdot Npilot}{800 \cdot N0} \\
&= \frac{Ndata + db2pow(2.5) \cdot Npilot}{800 \cdot N0} \cdot \frac{Es}{N0}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

转换到对数域：

$$\begin{aligned} SNR_{dB} &= 10 \log 10 \left( \frac{S}{N} \right) \\ &= EsN0_{dB} + 10 \log 10 \left( \frac{N_{data} + db2pow(2.5) \cdot N_{pilot}}{800 \cdot N0} \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

式中， $N_{data}$  表示一个 OFDM 符号中数据子载波的个数， $N_{pilot}$  表示导频子载波的个数， $EsN0$  为子载波上的调制符号的信噪比。 $db2pow$  函数将 dB 功率转换到线性功率， $db2pow(2.5)$  表示导频子载波相对于数据子载波有 2.5dB 的功率提升。

当子载波采用 QPSK (2<sup>2</sup>阶) 映射时，接收信噪比与 EbN0 将满足下式：

$$\begin{aligned} SNR_{dB} &= EsN0_{dB} + 10 \log 10 \left( \frac{N_{data} + db2pow(2.5) \cdot N_{pilot}}{800 \cdot N0} \right) \\ &= EbN0_{dB} + 10 \log 10(2) + 10 \log 10 \left( \frac{N_{data} + db2pow(2.5) \cdot N_{pilot}}{800 \cdot N0} \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

## 3.2 帧检测

从系统帧格式中可以看到，每帧的开头都有一个同步序列，其结构类似于 802.11a 和 802.16e 中的训练序列。对于这种 OFDM 信号格式，最著名的帧检测算法是<sup>[6][7]</sup>提出的归一化延时相关算法，也就是说，接收端利用同步序列的相关特性来进行帧检测。

接收到信号后，分别计算连续两个短序列的互相关值  $Xcorr$ ，以及第二个短序列的自相关值  $Acorr$ 。然后检验  $|Xcorr|$  和  $Acorr$  的比值 Metric 是否超过了设定的门限值，如果 Metric 超过该门限，并且持续若干个采样周期(超过门限，并保持一定时间长度)，则认为检测到数据帧到达<sup>[8]</sup>。

接收信号的延时互相关计算值如下：

$$Xcorr(n) = \sum_{k=0}^{D-1} y(n-k)y^*(n-k-D) \quad (3.7)$$

其中 D 表示计算相关的符号长度。以 128 点 FFT 的同步序列为为例，它由 4 段短序列组成，每段短序列长 32 个采样点，这里的  $D=32$ 。

接收信号自相关(能量)可表示为：

$$\begin{aligned} Acorr(n) &= \sum_{k=0}^{D-1} y(n-k-D)y^*(n-k-D) \\ &= \sum_{k=0}^{D-1} |y(n-k-D)|^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

帧检测的判决变量可设为：

$$\begin{aligned} Metric(n) &= \frac{|X_{corr}(n)|}{A_{corr}(n)} \\ &\approx \frac{S}{S+N} \end{aligned} \quad (3.9)$$

上式第二个等号处， $S$  表示信号功率， $N$  表示噪声功率，理性情况（噪声的互相关值等于 0）时，Metric 等于信号功率除以信号功率和噪声功率之和。当 Metric 大于设定门限 Metric\_TH，并且在一定的采样周期内（比如  $1/8$  倍的 FFT 点数 ( $N_{fft}/8$ ) 个采样点）持续大于门限，则判决检测到帧。

帧检测度量的曲线如图 3.6 所示：

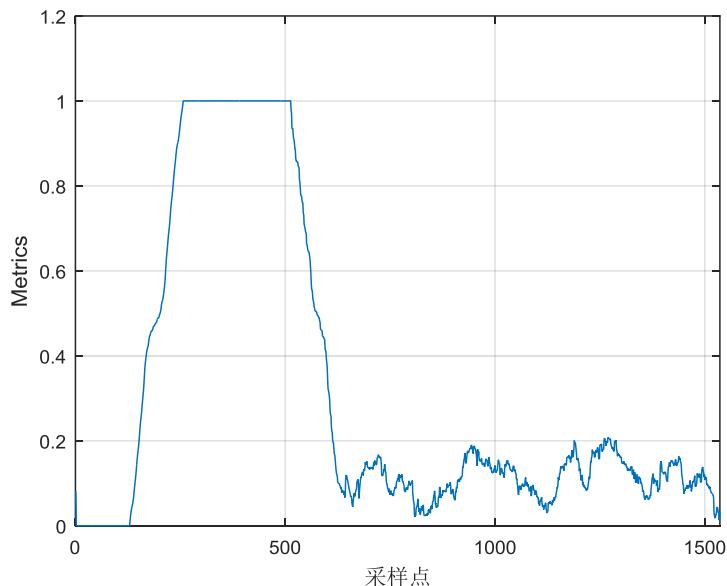


图 3.6 帧检测度量仿真结果

可以看到，无噪情况下，帧检测的度量会在帧头到来时逐渐增大，当第二个短序列完全进入后，度量值达到最大值 1，然后保持不变，持续大约 2 个短序列的时间长度。当同步序列流过后，信令和数据部分到达时，度量值逐渐下降到较低的水平。在噪声信道中，度量形状与图 3.6 中一样，只是峰值不再是 1，变为式(3.9)中的  $Metric_{Max} = S/(S+N)$ 。根据 MATLAB 仿真，帧检测门限 Metric\_TH 设置为约  $0.75$  倍的 Metric\_Max 时，检测结果最优。

由于系统中有 4 种带宽模式，为了在同一套硬件上可以兼容运行，在设置 AD 的

采样频率  $F_s$  时，需要按照最高带宽模式来考虑，也就是按照 512 点 FFT 的模式来设计， $F_s$  最好是 5MHz 的整数倍。又考虑到 FFT 运算时，FFT 点数必须是 2 的整数幂次倍，所以  $F_s$  最好是 5MHz 的  $2^i(i=0,1,2,\dots)$  倍，比如 5MHz, 10MHz 或 20MHz 等。

通常，同步序列中短序列的长度越长，其抵抗噪声和多径信道的能力越强。为了进一步提高系统抵抗噪声和多径的性能，参考文献<sup>[9]</sup>，本文采用 4 倍过采样的信号来做检测和同步。虽然这样做会在解调之前的模块中耗费更多的硬件资源（主要是存储资源），但是可以换取更好的同步性能，综合来讲，这里耗费存储资源可以换来明显的同步性能提升，是值得的。

当采用  $F_s=20\text{MHz}$  的过采样信号做检测时，互相关、自相关和门限的计算公式变为：

$$\begin{aligned} Xcorr(n) &= \sum_{i=0}^{511} y(n-i) \cdot y^*(n-i-512) \\ Acorr(n) &= \sum_{i=0}^{511} |y(n-i)|^2 \\ Metric(n) &= |Xcorr(n)| / Acorr(n) \end{aligned} \quad (3.10)$$

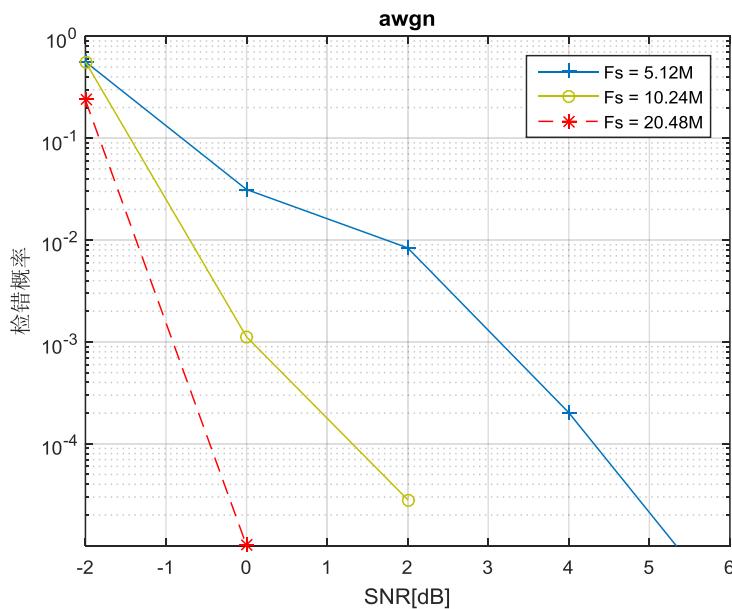


图 3.7 AWGN 信道下帧检测出错概率

图 3.7 和 3.8 中仿真了帧检测算法的性能。由于帧检测是粗略的帧头位置估计，当估计的帧头位置偏离实际帧头位置  $[-Ncp, 0]$  点时，都不影响后续模块的计算，因此

认为是正确检测。受噪声、多径和频偏的影响，如果检测到的帧头位置超过了以上的区间，或者有数据帧发送而未检测到，都认为检测出错。

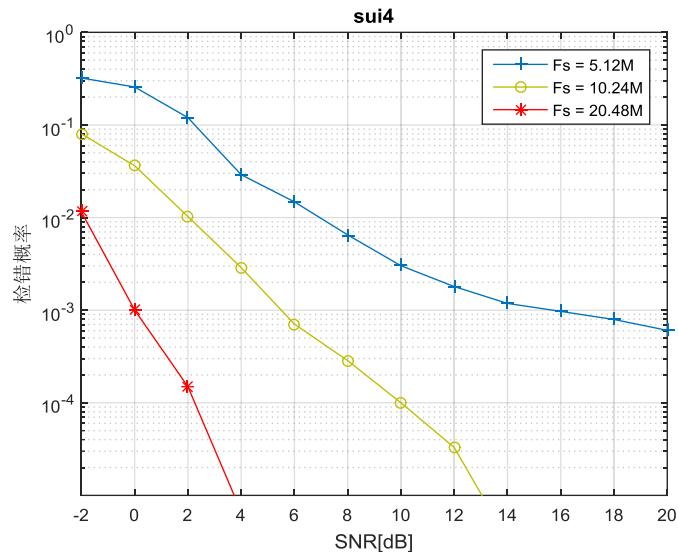


图 3.8 SUI4 信道下帧检测出错概率

从图中可以看出，提高待检测信号的采样率可以有效提高帧检测的准确率。在 AWGN 信道下，达到相同的检测准确率，20MHz 采样相比于 5MHz 采样，可以降低 4dB 信噪比要求。而在多径衰落信道下，在 20MHz 采样信号下检测，可以降低大约 10dB 的信噪比要求。

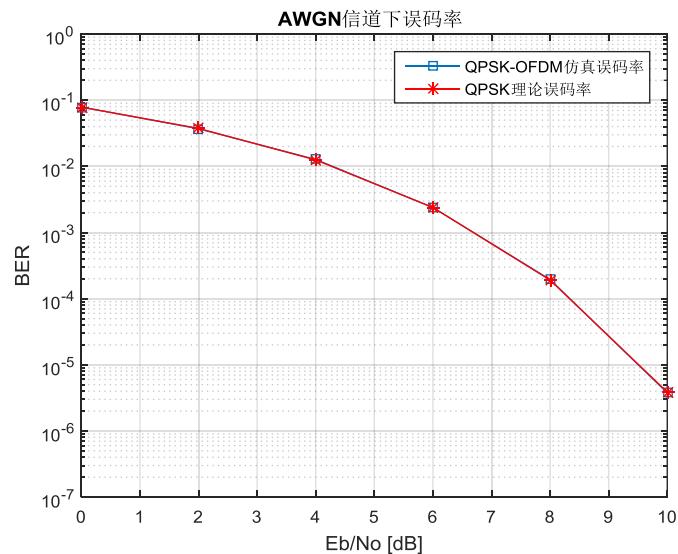


图 3.9 帧检测引起的误码性能损失

下面分析帧检测算法对系统误码率的影响。以在 AWGN 信道下为例，图 3.9 中是除了帧检测，其他模块理想工作的情况下，解调的误码率曲线，它表示只由帧检测错误而产生的误码率损失。从图中可以看出，两条误码率曲线贴合非常紧密，说明帧检测错误对接收机性能的影响非常小。

### 3.3 载波频率同步

载波频偏会造成 OFDM 符号间干扰，降低解调性能。图 3.10 中分析了不同的载波频率偏移对解调星座图的影响，从中可以看出，在只存在载波频偏的、无噪声理想信道下，当载波频偏为 1/10 的子载波带宽时，解调星座图的幅度和相位散开很严重；从图中可以看出，要想引入较小的误差，残余频偏需要小于 3% 的子载波带宽。

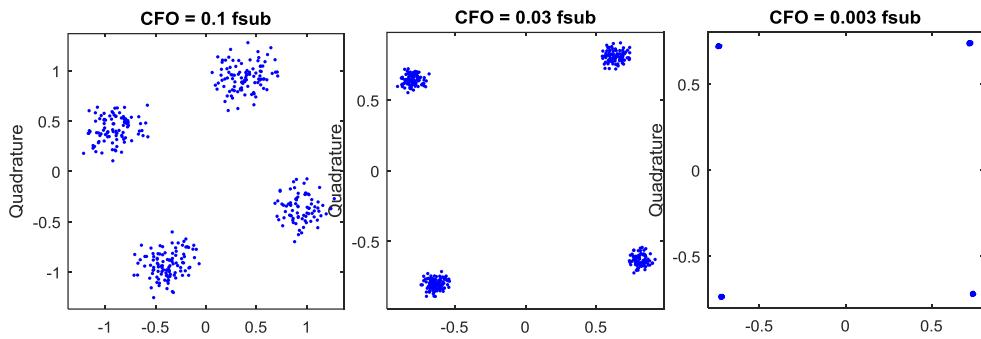


图 3.10 载波频偏对解调星座图的影响

利用同步序列的周期性，可以估计载波频偏（CFO）。用  $D$  表示同步序列中每段短序列的长度，若不考虑噪声，假设收发信机之间存在  $f_{offset}$  的频率偏差，接收到的同步序列中第  $n$  个采样点的值为  $y(n)$ ，则第  $n+D$  点为  $y(n+D)=y(n)e^{j2\pi f_{offset}DT_s}$ ，其中， $T_s$  为采样周期。通过计算这两个值之间的互相关，可以估计出载波频偏，该方法由 Moose 提出<sup>[10]</sup>。

$$\begin{aligned}
 Xcorr(n) &= \sum_{k=0}^{D-1} y(n-k)y^*(n-k+D) \\
 &= \sum_{k=0}^{D-1} x(n-k)e^{j2\pi f_{offset}(n-k)T_s}[x(n-k+D)e^{j2\pi f_{offset}(n-k+D)T_s}]^* \\
 &= \sum_{k=0}^{D-1} x(n-k)x^*(n-k+D)e^{j2\pi f_{offset}(n-k)T_s}e^{-j2\pi f_{offset}(n-k+D)T_s} \\
 &= e^{-j2\pi f_{offset}DT_s} \cdot \sum_{k=0}^{D-1} |x(n-k)|^2
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

可以根据该式计算出 CFO 的估计值为

$$\hat{f}_{offset}(n) = -\frac{1}{2\pi DT_s} \angle Xcorr(n) \quad (3.12)$$

其中  $\angle$  为求相位运算，计算得到相位范围在  $[-\pi, \pi]$  之间。因此使用同步序列能估计出的最大频偏为  $\hat{f}_{offset\_max} = \pi / (2\pi DT_s) = 1 / 2DT_s$ 。根据 TDMA 系统设计的帧头，可估计的频偏范围为正负两个子载波带宽： $\hat{f}_{offset\_max} = 1 / 2DT_s = 2f\_sub$ ，其中  $f\_sub$  为子载波带宽<sup>[12]</sup>。

当信号流水线输入时，估计的频偏值  $\hat{f}_{offset}(n)$  也会序列输出。为了提高频偏估计的精度，减小估计方差，应该对  $\hat{f}_{offset}(n)$  求平均值。图 3.11 中分析了使用不同长度的序列求平均时，仿真得到的频偏估计标准差。可以看到，在 QPSK 映射的情况下，不做平均时，当 EsN0 大于 0dB 之后，残余频偏小于 3% 倍子载波带宽，对解调影响较小。因此本文将根据式(3.12)，直接采用两个短序列相关系数的相位来估计频偏值。

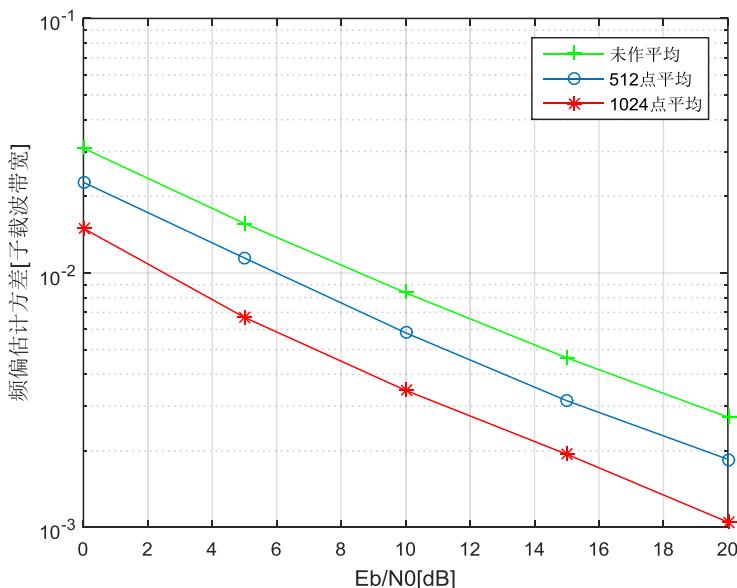


图 3.11 频偏估计算法的归一化标准差

图 3.12 和图 3.13 中分析了频率同步对接收机误码率的影响，分别对应 AWGN 信道和 SUI4 信道环境。图中有三条曲线，最上面的蓝色线是理想的定时同步条件下，只由载波同步和均衡两个模块产生的误码率增加；中间的绿色线，是理想时频同步下，只由均衡产生的误码率提升；最底下的红线是理论上的 QPSK 误码率。从图中可以看

出, 使用上文的频偏估计算法, 在 AWGN 信道下, 频率同步模块产生了大约 0.2dB 的信噪比恶化, 在频率选择性衰落信道下, 频率同步模块有接近 1dB 的信噪比损失。

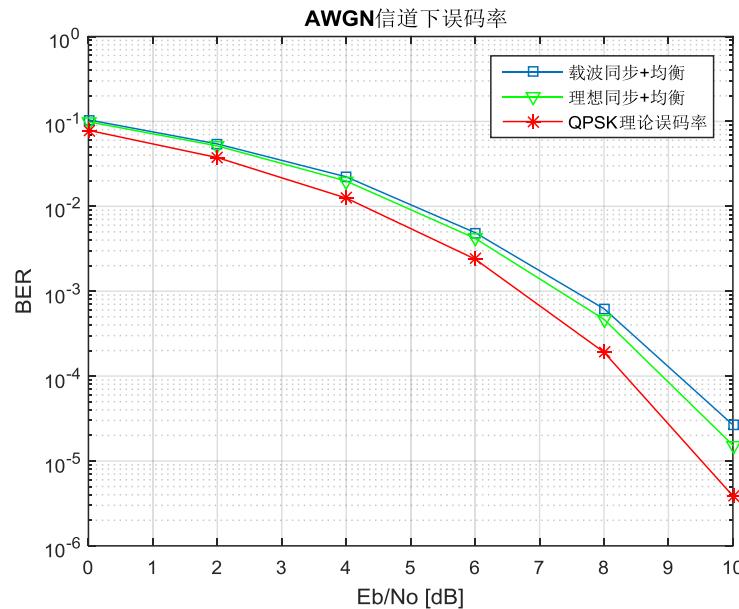


图 3.12 AWGN 信道下误码率性能损失

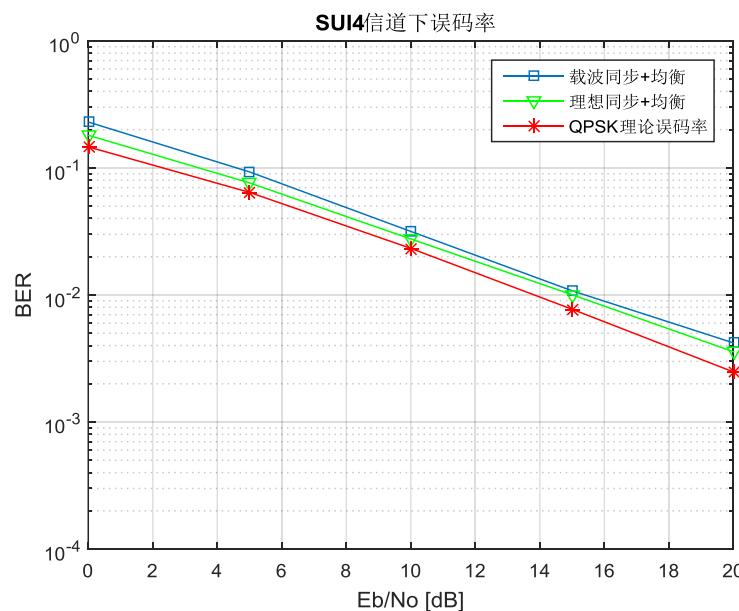


图 3.13 SUI4 信道下误码率性能损失

这里的载波同步可以称为粗频率同步, 因为这里的经过频偏纠正之后, 仍然存在较小的频率偏差, 随着时间的累积, 会使星座图偏离标准位置而旋转起来。为了克服

残余频偏的影响，需要更精确的频率纠正，这需要利用每个 OFDM 符号内的导频来实现，实际上，精频率同步是和均衡操作合在一起的，在均衡的时候，利用导频来校正残余频偏。

### 3.4 符号同步

一般而言，帧检测算法仅获得了大概的定时信息，但仍存在比较大的定时误差。因此，在基于延迟相关原理的帧检测后需要一个更加精确的符号同步阶段。在已有的研究中，有很多关于 OFDM 信号同步的研究，其中主要有两个方向，一个是在时域完成，一个是在频域实现。在频域确定 OFDM 符号的边沿，首先需要将时域信号转换到频域，这需要实现成本（FFT），相比于时域方法，其运算复杂度高，所以我们这里不再考虑。时域方法中，根据所使用的信号的不同，又分为两种方法，分别是基于循环前缀 CP 的定时<sup>[15]</sup>，和基于同步序列的定时<sup>[6]</sup>。

基于 CP 的定时算法，利用的是每个 OFDM 符号的 CP 与符号尾部数据的相似性。因为 CP 是符号尾部的副本，所以在理性信道假设下，接收信号中，CP 与符号尾部的数据应该是完全相同的。接收端可以对信号的这两个部分做相关性检测，当两个窗口完全对齐时，相关系数会输出一个峰值，可以据此来判断符号边沿。

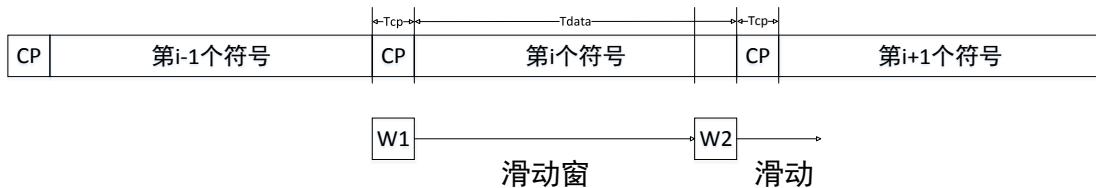


图 3.14 基于 CP 的帧检测算法示意图

$$\text{timing\_idx} = \arg \max_n \left\{ \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} y(n+i) y(N_{data} + n+i)^* \right\} \quad (3.13)$$

但是，基于 CP 的定时算法存在很多问题，最明显的有三个：首先是相关性不够，虽然从理论上讲，OFDM 每个子载波上的数据都是随机的，相关性较好，调制成 OFDM 符号之后，其时域波形也应该具有可观的相关性，但是实际上并非如此，与专门设计的同步序列相比，OFDM 符号自身的相关性差很多，所以不能确保峰值的尖锐性，也就不能提供非常精准的符号定时；其次是 CP 长度的限制，对于一个 OFDM 系统来说，为了降低开销提高系统效率，循环前缀不会设置的很长，通常是 1/8 或 1/4 的符号长

度。但是通常是序列越长，其相关性就越好，对于噪声等不利因素的抵抗能力越强，由于 CP 长度的限制，基于 CP 的定时方法很难保证很高的精确性<sup>[17]</sup>；第三个问题是多径的影响，在 OFDM 符号中添加 CP，首要目的是抵抗多径效应，在多径信道下，接收信号在 CP 部位通常叠加着前一个 OFDM 符号的尾部数据，这种干扰会影响符号的 CP 和其尾部的相似性，进而降低定时性能。

时域定时的第二种方法，就是利用专用的同步序列来完成符号定时。接收信号与本地存储的短序列进行互相关运算，本地序列 sts 是一个固定窗口，在接收序列处设一个滑动窗口，当信号流过滑动窗的时候，计算两个窗口内序列的相关系数。当滑动窗中正好容纳一个完整的短序列时，相关系数会输出一个峰值，理想的定时信息就可以通过该峰值来确定。

帧头由 4 个重复的短序列构成，每个短序列的长度为 32 个采样点，每个采样点 16 倍过采样。

$$Xcorr(n) = \sum_{i=0}^{32} y(n+16i) \cdot sts(i) \quad (3.14)$$

定时度量可设置为 Xcorr 的模值：

$$Metric(n) = |Xcorr(n)| \quad (3.15)$$

由于 Xcorr 通常是个复数，而在硬件实现中，绝对值的计算比较麻烦，耗费硬件资源较多，相比之下，乘法运算的实现更为容易。此外，平方运算是凸函数，可以让度量曲线变得更陡峭，利于定时点的判断。所以这里对式(3.15)做修改，用平方运算代替取绝对值，将符号定时的度量重新定义为：

$$\begin{aligned} Metric(n) &= |Xcorr(n)|^2 \\ &= Xcorr(n) Xcorr(n)^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

其中\*号表示复共轭。在计算中，首先记录度量的最大值。通过仿真，我们将定时度量的门限 Metric\_TH 设置为最大值的 0.5 倍。

$$Threshold = 0.5 \cdot \text{Max}\{Metric(n)\} \quad (3.17)$$

再记录超过门限值的度量点 Metric\_GTH(n)，如果超过门限值，则记录为 1，否则记录为 0。然后 n 从 1 开始增大，如果 Metric\_GTH(n) 在间隔 512 个采样点的：n, n+512, n+1024, n+1536 这四点处都不为零，则认为这是可能的定时点。比较结束后，从可能的定时点中，选择时间最靠前的那个点，作为最终的定时点，即同步序列的起始边界。

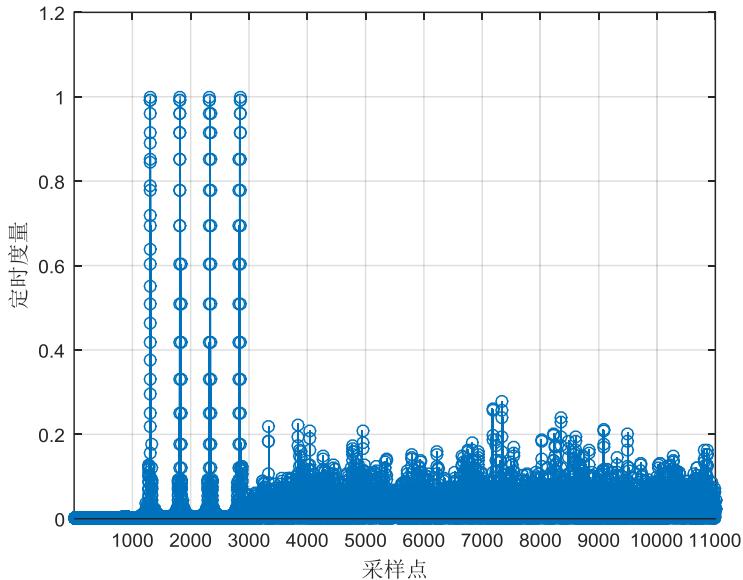


图 3.15 符号定时算法的度量

对于 OFDM 信号，循环前缀的存在降低了系统对于时域定时的精度要求。由于 FFT 运算的周期性，假设一个 OFDM 符号  $s(n)$ ，它的 FFT 为  $S(k)$ 。对  $s(n)$  做循环移位得到  $s(n-i)$ ，则  $s(n-i)$  的 FFT 结果为：

$$\text{FFT}(s(n-i)) = S(k) \cdot e^{j2\pi mk/N} \quad (3.18)$$

也就是说相当于  $S(k)$  乘以一个相位系数，而这不会影响  $s(n)$  的恢复。所以对于 OFDM 符号，只要定时点位于 CP 之内，那么因为定时误差而产生的系统性能损失将会很小。

### 3.5 信道估计与均衡

假设发送一个 OFDM 符号：

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n, \dots, x_N] \quad (3.19)$$

通过一个信道冲激响应为  $\mathbf{h}$  的多径信道，接收端收到的数据为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}^* \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.20)$$

其中， $*$  表示卷积， $\mathbf{w}$  为零均值，方差为  $\sigma_w^2$  的高斯白噪声序列。

将卷积过程写成频域形式：

$$\begin{aligned}
 Y &= XH + W \\
 &= \begin{bmatrix} X_1 & & & \\ & X_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & X_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

### 3.5.1 LS 算法

最小二乘 (LS) 算法是 OFDM 系统信道估计中最常用的一种方法，它计算复杂度低，并且非常鲁棒。LS 算法是以平方误差最小为准则进行计算的，其代价函数为：

$$\begin{aligned}
 J_{LS}(H) &= \|Y - XH\|_F^2 \\
 &= (Y - XH)^T \cdot (Y - XH) \\
 &= (Y^T - H^T X^T)(Y - XH) \\
 &= Y^T Y - Y^T XH - H^T X^T Y + H^T X^T XH; \\
 &= Y^T Y - 2Y^T XH + H^T X^T XH;
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

对  $J_{LS}(H)$  求导可以得到：

$$\frac{dJ}{dH} = -2Y^T X + 2H^T X^T X; \tag{3.23}$$

令  $\frac{dJ}{dH}$  等于 0 可以求得 LS 估计量为：

$$\hat{H} = (X^T X)^{-1} X^T Y \tag{3.24}$$

由于  $X$  是可逆对角矩阵，则：

$$\hat{H} = X^{-1} Y \tag{3.25}$$

LS 估计的均方误差为：

$$MSE_{LS} = E\{\|H - \hat{H}_{LS}\|_F^2\} \tag{3.26}$$

比较式(3.21)和式(3.25)可以看出：

$$\begin{aligned}
 H &= X^{-1} Y - X^{-1} W \\
 \hat{H} &= H + X^{-1} W \\
 &= H + W'
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

其中， $w'$  是和  $H$  同维数的列向量， $w'$  中的每个元素  $w'$  均为零均值的高斯复随机变量。由此可以看出 LS 信道估计值  $\hat{H}_{LS}$  实际上是真实值  $H$  加上一个高斯变量  $w'$  扰动

项。

化简式(3.26)得到 LS 信道估计的均方误差为:

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E\{\|H - \hat{H}_{LS}\|^2\} \\ &= E\{\|X^{-1}W\|^2\} \\ &= E\{W^T X^{-1} X^{-1} W\} \end{aligned} \quad (3.28)$$

$W$  是零均值 AWGN 噪声, 噪声功率为  $\sigma_w^2$ , 假设信号功率为  $\sigma_s^2$ , 那么

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= \sigma_w^2 / \sigma_s^2 \\ &= 1 / snr \end{aligned} \quad (3.29)$$

其中  $snr$  为接收信噪比。通过以上分析可以看出 LS 估计的均方误差受噪声影响比较大, 随着信噪比的降低 LS 估计的性能会下降。

### 3.5.2 MMSE 估计

相比于 LS 算法, MMSE 估计是一种贝叶斯估计方法, 它将待估计量看做一个随机变量, 在估计时, 综合考虑先验信息和似然信息, 以最大后验概率 (MAP) 为准则。当系统模型是线性时, MMSE 估计等价于 MAP 估计<sup>[18]</sup>。

MMSE 估计的代价函数为估计量的均方误差:

$$J_{LS}(H) = E\{\|Y - XH\|_F^2\} \quad (3.30)$$

信道频响  $H$  的 MMSE 估计量是:

$$\begin{aligned} H &= E(H) + (\mathbf{R}_{HH}^{-1} + X^T \mathbf{R}_w^{-1})^{-1} X^T \mathbf{R}_w^{-1} (Y - XE(H)) \\ &= (\mathbf{R}_{HH}^{-1} + X^T \frac{1}{\sigma_w^2})^{-1} \frac{1}{\sigma_w^2} X^T Y \\ &= (\mathbf{R}_{HH}^{-1} X^T + \frac{X^2}{\sigma_w^2})^{-1} \frac{1}{\sigma_w^2} Y \\ &= (\mathbf{R}_{HH}^{-1} X + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_w^2} I)^{-1} \frac{1}{\sigma_w^2} Y \end{aligned} \quad (3.31)$$

估计的均方误差为:

$$\begin{aligned}
MSE &= (C_{HH}^{-1} + X^T C_w^{-1} X)^{-1} \\
&= (C_{HH}^{-1} + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_w^2} I)^{-1} \\
&\approx (\frac{1}{\rho^2} I + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_w^2} I)^{-1} \\
&= (\frac{1}{\frac{\sigma_w^2}{\rho^2} + snr}) I \leftarrow \frac{1}{snr} I
\end{aligned} \tag{3.32}$$

其中  $\rho^2$  为子信道上的功率衰落系数，从中可以看出，MMSE 估计量的方差比 LS 估计量的小，当信噪比较低时，MMSE 估计可以保持更好的性能。但是 MMSE 算法的计算复杂度很高，需要矩阵求逆，而且要获得信道的统计特性，实现较为复杂。本设计将选择 LS 算法来做信道估计。

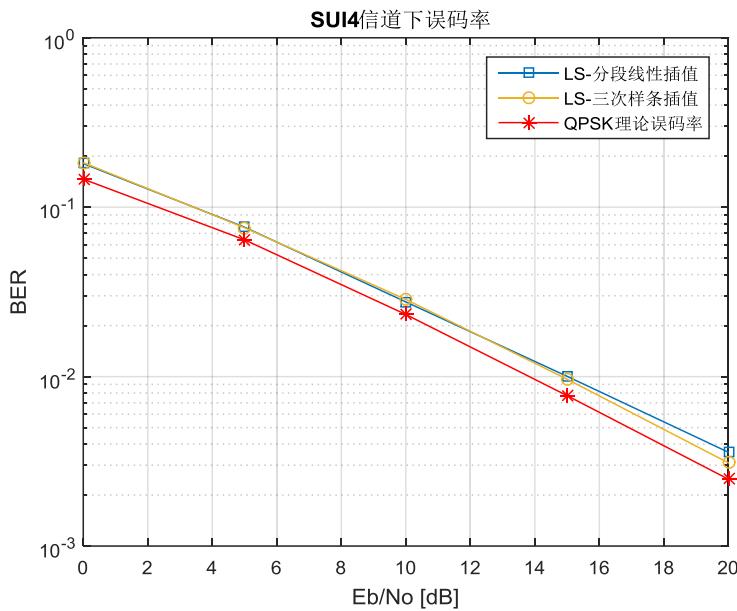


图 3.16 信道估计中不同插值方式下的误码率

在获得了导频处的信道响应之后，还要通过插值算法来计算其他数据子载波上的频响。常用的插值算法有分段线性插值、多项式插值以及 DFT 插值等。由于本系统的导频需要在时域和频域都做插值，并且奇偶符号的导频起始位置不同，因此 DFT 插值实施较为复杂。本文将以分段线性插值和三次样条插值为例，来对比分析两种插值算法对系统误码率的影响，对比结果如图 3.16 所示。

可以看出，分段线性插值和样条插值对性能的影响很微小。但是两种算法的复杂

度却差别很多。线性插值是一阶插值，样条插值为三阶插值。因此，下文将选择分段线性插值，来计算数据子载波处的信道响应。

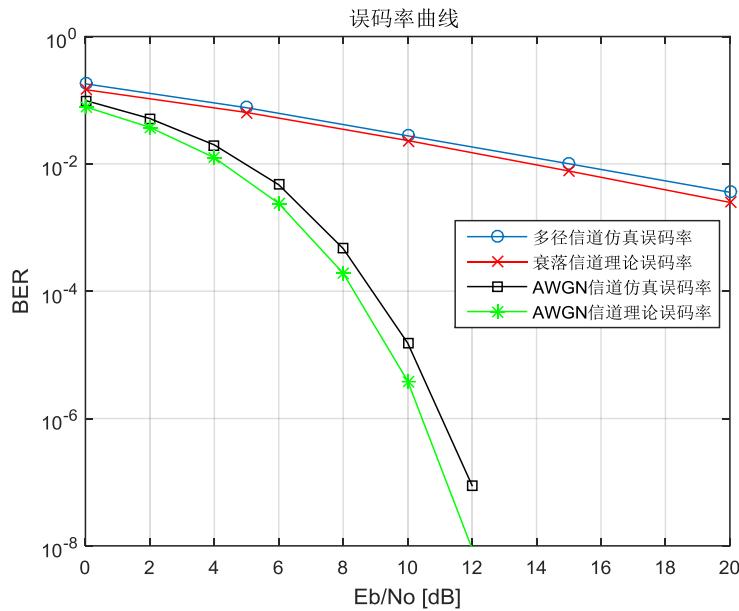


图 3.17 信道估计与均衡引起的信噪比恶化

图 3.17 中是在理想同步的情况下误码率曲线，表示只由信道估计和均衡操作产生的信噪比恶化。从图中可以看出，在 AWGN 信道下，信道估计与均衡操作带来了约 0.6dB 的信噪比恶化；在多径衰落信道下，有大约 1dB 的信噪比恶化。

### 3.6 解映射

在进行信道解码之前，需要先对星座点做解调，得到软判决似然信息。常见的软判决解映射方法有：对数似然比 (LLR)、MAX 算法、欧式距离(Euclidean)、相位扇区 (Phase sector)等。在这些方法中，LLR 方法需要复杂的对数操作和指数操作，硬件实现十分复杂；MAX 方法以一种近似的方法简化了 LLR 方法的实现，但是 MAX 算法仍需要接收信号对  $M$  阶调制方式中的  $2^M$  个星座点求欧式距离；单纯的欧式距离方法性能较差；最后两种方法分别只应用于 PSK 和 QAM 信号的解调。文献[29]中介绍了一种针对 APSK 调制方式的简化 LLR 算法，能够有效降低 LLR 算法的计算复杂度，可以应用于本系统中。

解映射模块接收到的符号  $r_n, n=1, 2, \dots$  的比特构成是  $b_{M-1} \dots b_k \dots b_1 b_0$ ， $M$  为调制阶数。

第  $k$  个比特  $b_k$  的对数似然比表示为：

$$LLR(b_k) = \log \frac{\Pr(b_k = 0 | r)}{\Pr(b_k = 1 | r)} = \log \frac{\sum_{S_i \in C_0} \Pr(S = S_i | r)}{\sum_{S_i \in C_1} \Pr(S = S_i | r)}, \quad i = 0 \dots 2^M - 1 \quad (3.33)$$

其中， $r$  为接收到的星座点矢量， $C_1$  为  $b_k=1$  的星座点集合， $C_0$  为对应  $b_k=0$  的星座点集合， $S$  为集合中的标准星座点。对于发送符号等概率的情况下，对数似然比(LLR)方法表示为：

$$LLR_{LLR}(b_k) = \log \frac{\sum_{S_i \in C_0} p_{LLR}(r | S = S_i)}{\sum_{S_i \in C_1} p_{LLR}(r | S = S_i)}, \quad i = 0 \dots 2^M - 1 \quad (3.34)$$

$$\text{其中, } p_{LLR}(r | S = S_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\|r - S_i\|^2}{2\sigma^2}\right).$$

对数似然比用 MAX 近似方法表示为：

$$LLR_{MAX}(b_k) = \frac{\max_{S_i \in C_0} [p_{MAX}(r | S = S_i)] - \max_{S_i \in C_1} [p_{MAX}(r | S = S_i)]}{2\sigma^2}, \quad i = 0 \dots 2^M - 1 \quad (3.35)$$

其中， $p_{MAX}(r | S = S_i) = -\|r - S_i\|^2$ 。也就是说，该简化方法采取式(3.36)所示的近似，来达到减少计算量的目的。用集合中概率最大的一个点，来替代集合中所有点的求和，这样就省去了计算其他点，每次只需要计算一个点处的概率值。

$$\begin{aligned} \sum_{S_i \in C_0} p_{LLR}(r | S = S_i) &\approx \max_{S_i \in C_0} [p_{LLR}(r | S = S_i)] \\ \sum_{S_i \in C_1} p_{LLR}(r | S = S_i) &\approx \max_{S_i \in C_1} [p_{LLR}(r | S = S_i)] \end{aligned} \quad (3.36)$$

## 3.7 链路误码性能

### 3.7.1 MATLAB 仿真

根据第二章的介绍，本文分别选择 AWGN 信道和 SUI-4 多径信道来验证系统性能。图 3.18 和图 3.19 分别展示了本文第三章所设计的接收方案在两种信道环境下的误码性能，其中子载波调制方式为 QPSK，FFT 点数为 512 点，载波频偏为 1 个子信

道带宽。

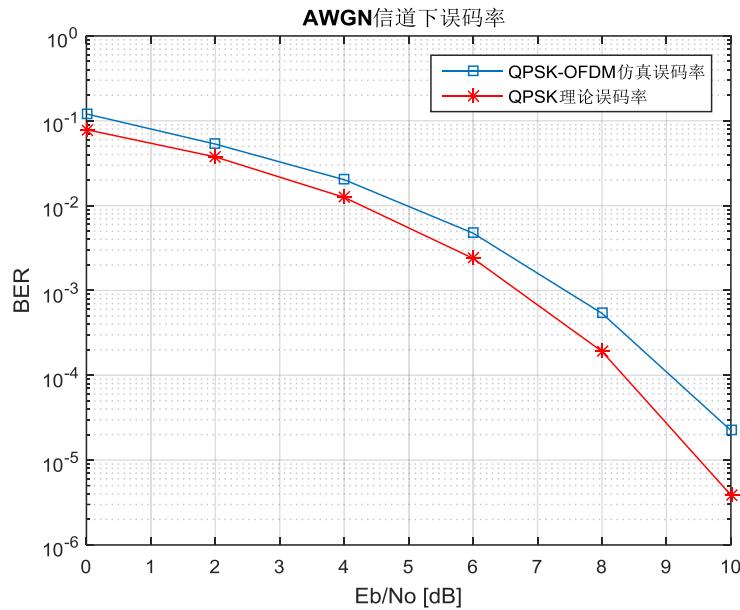


图 3.18 AWGN 信道下接收机误码性能

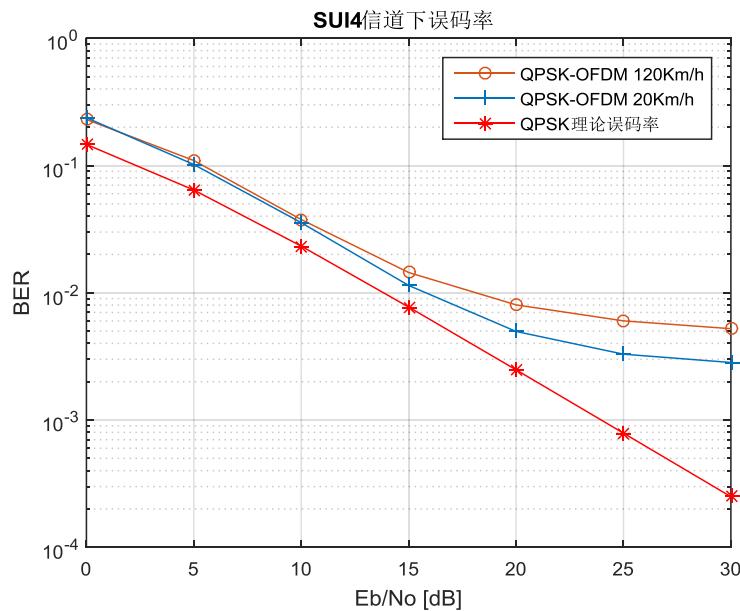


图 3.19 频率选择性衰落信道下接收机误码性能

从上面两图中可以看出，在 AWGN 信道下，理论线和仿真线整体上贴合较好，接收机的误码率曲线比理想曲线大约差 0.8dB；多径信道下，低信噪比时，两条曲线也是相差大约 2dB 信噪比，随着信噪比继续增大，仿真误码率曲线的下降趋势变缓，

和理论曲线的距离逐渐变大。当  $E_b/N_0$  高于 20dB，误码率低于  $10^{-2}$ 。

结合图 3.14 和 3.15 以及前文的仿真，可以发现，接收机误码性能的损失，主要由两个模块引起：第一个是载频同步模块中的残余频偏，在 AWGN 信道下，残余频偏会产生大约 0.2dB 的信噪比恶化，而在衰落信道下，频偏估计算法有接近 1dB 的信噪比损失，相比之下，时域同步模块引起的误码率恶化不明显，这也说明 OFDM 对频偏更为敏感；第二个是信道估计与均衡，因为在导频辅助的信道估计算法中，估计的信道响应会受噪声干扰，据此来做均衡，必然会有性能恶化，在 AWGN 信道下，LS 信道估计产生大约 0.6dB 的信噪比恶化，在衰落信道下，信道估计与均衡算法有大约 1dB 的信噪比恶化。

### 3.7.2 定点仿真

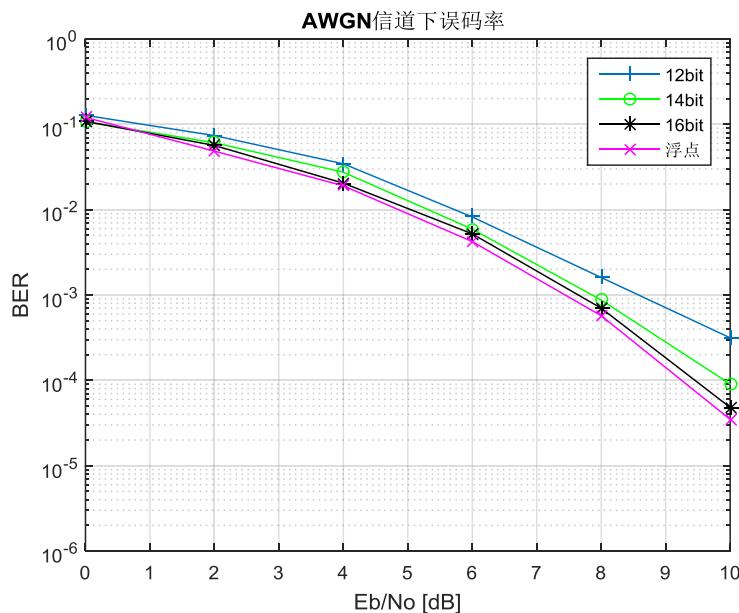


图 3.20 定点仿真在 AWGN 信道的误码率

由于 FPGA 中的数据是定点表示的，因此在 FPGA 实现之前，需要确定信号的定点位宽。其确定原则有两方面，分别是动态范围和精度。首先仿真预估可能需要表示的最大数值，定点数可以表示的最大值要大于等于该数值，确保高位比特被充分利用，没有被闲置；然后是确定具体的位宽，也就是用多少个比特来表示数字，以保证足够的精度，这样系统性能会更加接近浮点仿真时的结果。

图 3.20 中表示的是分别采用 12bit、14bit、16bit 量化时，接收机的误码性能。与

浮点仿真的结果对比可以看出，当信号定点位宽增加到 16bit 时，误码曲线与浮点下的曲线非常接近，所以在硬件实现时，本设计将以 16bit 作为信号位宽。

## 第 4 章 硬件实现

### 4.1 接收机框架

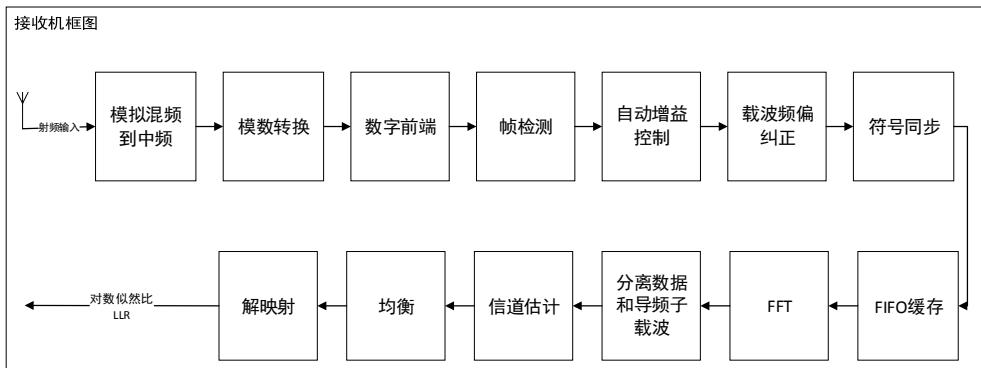


图 4.1 接收机总体框架

### 4.2 时钟管理

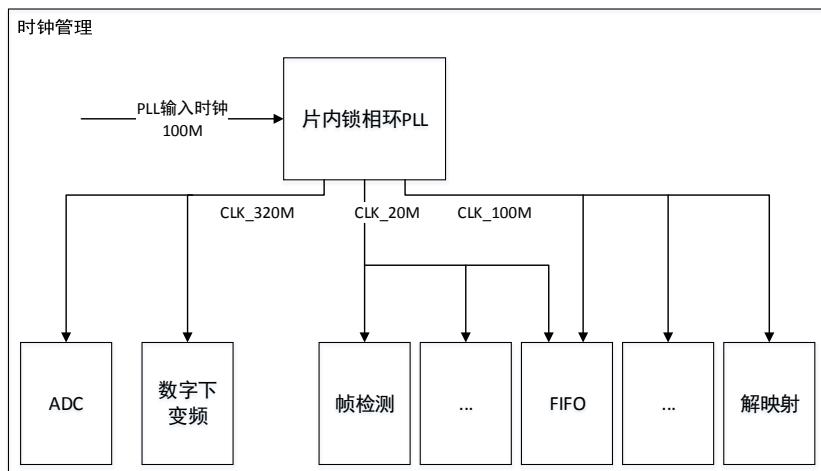


图 4.2 接收机时钟分配

考虑功能需求和硬件实现的方便，接收机的时钟管理结构如图 4.2 所示，利用片内的锁相环，产生各个模块的时钟驱动。锁相环输入时钟 100MHz 由开发板上的晶振提供，进入锁相环后，通过倍频和分频操作，输出三个需要的时钟，分别是 CLK\_320M、CLK\_20M 和 CLK\_100M。其中 CLK\_320M 用于 AD 采样时钟，也是数字前端模块的工作时钟；CLK\_20M 时钟用于检测和同步模块；CLK\_100M 模块用于解调，FIFO 模块起时钟域隔离的作用，其数据以 CLK\_20M 写入，以 CLK\_100M 的速率读出。

### 4.3 数字前端

系统的射频载波  $f_c=2.38\text{GHz}$ , 对射频信号做模拟混频和滤波, 将其搬移到  $\text{IF}=80\text{MHz}$  中频处, 然后通过 ADC 采样数字化, 采样频率  $320\text{MHz}$ , 得到实中频信号  $Y_{\text{IF}}$ , 然后通过三级滤波和抽取, 将信号采样率降低到  $20\text{MHz}$ , 送入检测模块做帧检测。

在数字前端模块中, 实现 3 个功能, 第一个是数字下变频, 将中频信号的频谱搬移到基带; 第二个是低通滤波, 滤除基带带宽外的信号分量; 第三个是抽取, 由于 AD 采入的信号速率为  $320\text{MHz}$ , 需要将信号降采样到  $20\text{MHz}$ , 再做同步等后续处理。

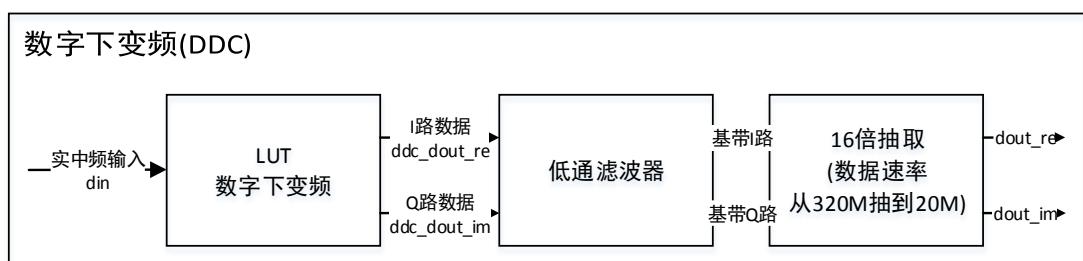


图 4.3 数字前端模块框图

#### 4.3.1 数字下变频

实中频输入信号  $din$  的数据速率为  $F_s=320\text{MHz}$ , 中频  $\text{IF}=80\text{MHz}$ , 恰好  $F_s = 4 \cdot IF$ , 相应的调制载波数据只有  $0, 1, 0, -1$  这四种情况, 所以这里用查找表来完成数字下变频, 如表 4.1。设置一个模 4 计数器  $cnt$ , 在时钟有效时, 从 0 到 3 循环计数, 查找表的映射关系如下:

表 4.1 数字下变频载波查找表

变量名	数值			
计数器 $cnt$	0	1	2	3
$ddc\_dout\_re$	$din$	0	$-din$	0
$ddc\_dout\_im$	0	$-din$	0	$din$

### 4.3.2 低通滤波加抽取

数字下变频之后，原来在-IF 位置的频率分量被搬移到了-2IF 的位置，需要通过滤波器滤掉。同时，由于 AD 采样进来的信号可能会叠加一个直流分量，在数字下变频时产生载波泄露，所以在滤波时，也要将泄露的载波滤除。

在实现中，FIR 滤波器调用 IP 核来实现，FIR IP 核可以同时完成滤波和抽取的功能。如 3.1 节中所述，在第一级滤波中，滤除大于 40MHz 的分量，同时做 4 倍抽取，将采样率从 320MHz 降到 80MHz；第二级滤波中，滤除大于 10MHz 的分量，然后做 4 倍抽取，将采样率降到 20MHz；最后一级滤波器只做滤波。

## 4.4 帧检测

根据 3.2 节的算法仿真，接收端利用同步序列的互相关运算和持续超过门限相结合的方法来进行帧检测。计算连续两个前导码符号的相关累加和，并且检验该相关值是否超过设定门限值，当超过该门限的采样点数量能够保持一定长度，就认为检测到有数据帧到达。延时互相关、自相关以及帧检测度量的计算值如式(3.10)所示。我们采用 20MHz 的采样率，所以这里  $D=512$ 。当 Metric 大于设定的门限值 Metric\_TH，并且在一定的采样周期内（比如 1/8 个符号长度）持续大于门限，则判决检测到帧。

帧检测模块的硬件框图如图 4.4 所示。这里的移位寄存器 1 用于产生时延，送入“计算互相关模值”模块。移位寄存器 2 用于缓存输出数据，对齐计算相关以及做逻辑判断时耗费的时钟周期，使得数据最终和 frm\_found 信号对齐，一起输出。

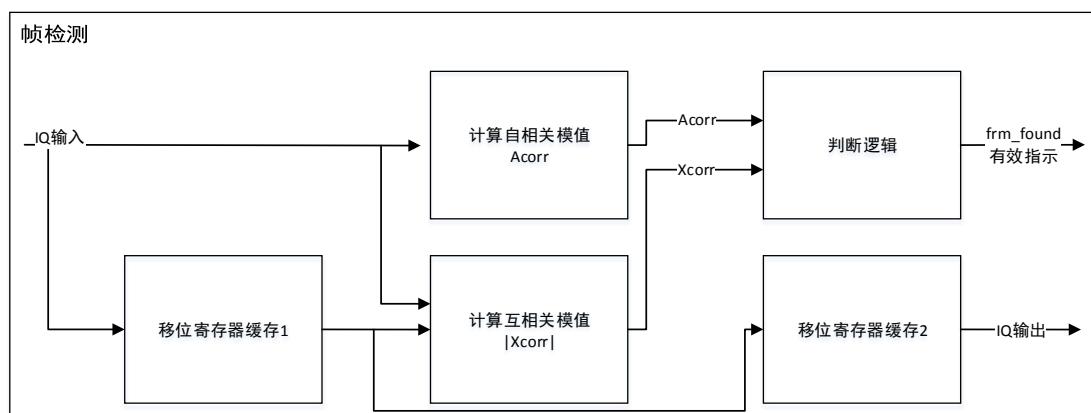


图 4.4 帧检测硬件框图

由于同步序列由 128 点的 IFFT 运算产生，带宽 1.28M，为了兼容其他子载波数目下的情况，该系统采用 20MHz 的数据速率做检测，这时，帧检测模块的输入数据是 16 倍过采样的，每个短序列有 512 个采样点，所以移位寄存器缓存 1 的深度设为 512 采样点；又因为在计算相关的模块中消耗了大约 512 个时钟周期，在逻辑判断模块中花费了约 512+256 个时钟周期，所以移位寄存器 2 的深度约为 1300。

#### 4.4.1 计算互相关模值

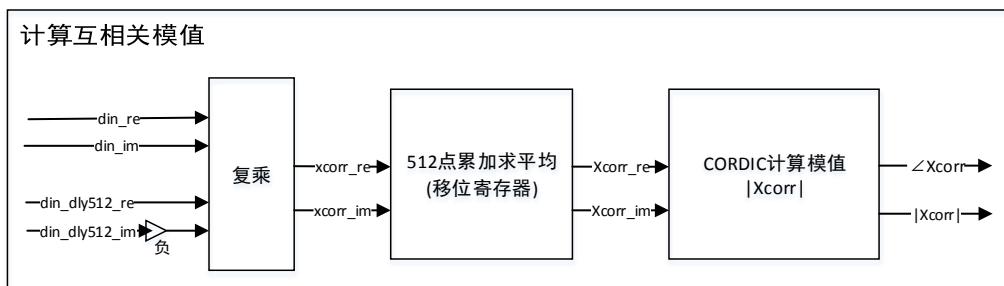


图 4.5 帧检测计算互相关模块框图

“计算互相关模值”模块，用于计算延时 D 的两个序列的互相关  $X_{corr}$  的模值（这里用小写变量名  $x_{corr}$  表示点相关，用首字母大写的  $X_{corr}$  表示序列相关，下文中  $a_{corr}$  和  $A_{corr}$  也是这样）。数据以流水线的形式串行输入该模块，经过复乘器，得到一个采样点处的互相关：

$$x_{corr} = \text{din} \cdot \text{din\_dly512}^* \quad (4.1)$$

在得到点相关后，需要计算式(3.10)中的序列相关，这里使用移位寄存器，通过累加求平均来实现，具体的结构如图 4.6 所示：

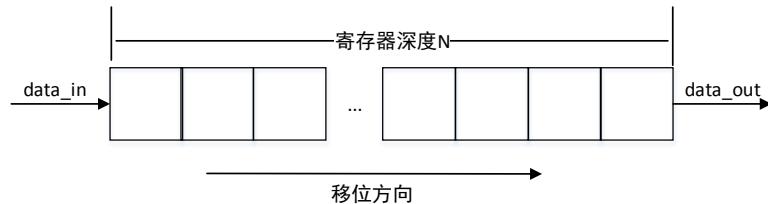


图 4.6 移位寄存器累加求平均结构图

求和求平均的具体公式为：

$$\begin{aligned} \text{sum} &= \text{sum} + \text{data\_in} - \text{data\_out}; \\ \text{avg} &= \text{sum}/N; \end{aligned} \quad (4.2)$$

先设置一个变量 sum，利用上式中的方法，先得到 N 点数值的和，然后再除以序列长度 N，得到 N 点数据的平均值 avg，这里 N 取 2 的整数幂次倍，然后就可以通过向低位移位来实现除法。

假设 ADC 采入的最小输入信号占 3 个比特的位宽（ADC 12bit 采样），经过数字前端之后输出 IQ 信号，输出信号位宽增加到 16bit，这时最小信号占用的有效位宽约为 7 比特。IQ 信号做相关，复乘运算输出 xcorr 和 acorr，总位宽 32 位，信号占大概 16 位。为了降低位宽，对 xcorr 和 acorr 做截位，截去低 8 位，取[31:8]位，总共 24 位，然后送入移位寄存器做累加平均，来计算序列相关 Xcorr 和 Acorr，可以减少存储资源的使用。

得到序列相关值 Xcorr 后，由于噪声、频偏等的影响，Xcorr 通常是个复数，还需要计算它的绝对值。这里调用一个 CORDIC IP 核来完成，该核可以将 Xcorr 从直角坐标转换成极坐标表示，输出幅度 $|Xcorr|$ 和相位值 $\angle Xcorr$ ，幅度值用来计算帧检测度量，相位值将送入频率同步模块中，用来做频偏估计。

#### 4.4.2 计算自相关模值

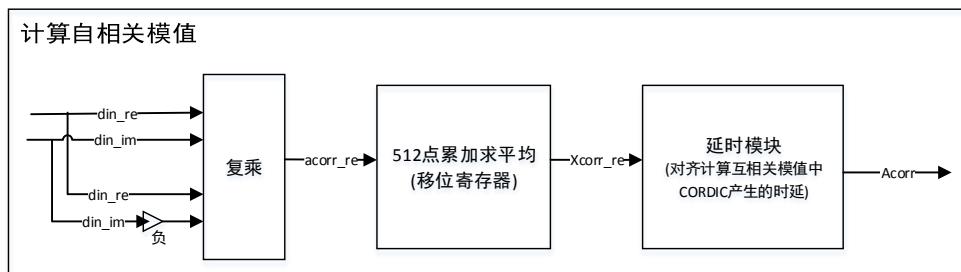


图 4.7 帧检测计算自相关平方框图

“计算自相关模值”模块，用于计算长度为 D 的短序列的自相关 Acorr。它和“计算互相关平方”模块具有类似的结构，但是自相关值是实数，所以不用再特意计算模值。但是为了让信号 Acorr 和 Xcorr 关于时钟对齐，这里需要对上图中 Acorr\_re 做时延，补齐计算 $|Xcorr|$ 时 CORDIC 模块耗费的时钟周期，图 4.5 中 CORDIC 计算大约需要 20 个时钟，所以这里延时模块用深度为 20 的移位寄存器实现。

#### 4.4.3 帧检测判断

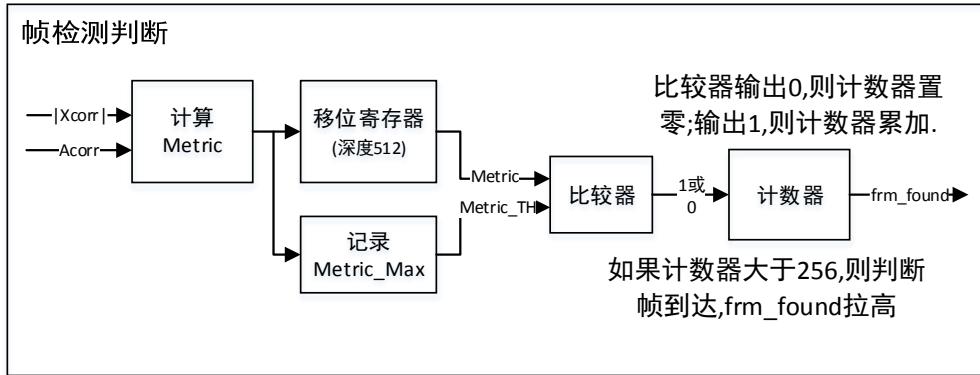


图 4.8 帧检测判断

得到自相关和互相的模值后，送入“帧检测判断”模块中计算 Metric，如式(3.10)所示，这里需要做除法。这是一个二元函数，如果设置一个二维查找表，则表的大小会随每个维度上表的深度平方级增长，即假设每个维度方向上的深度为 N，那么整个查找表的大小为  $N^2$ ，耗费资源太多。这里将式(3.9)分解：

$$\begin{aligned}
 \text{Metric} &= |\text{Xcorr}| / \text{Acorr} \\
 &= |\text{Xcorr}| \cdot \frac{1}{\text{Acorr}} \\
 &= |\text{Xcorr}| \cdot \text{recip\_Acorr}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

用一个一维表来映射函数  $\text{recip\_Acorr} = 1/\text{Acorr}$ ，再用一个乘法器，计算得到 Metric。产生 Metric 之后，需要计算最大值 Metric\_Max，让其通过一个 512 深度的移位寄存器，记录其最大值。根据式(3.10)，Metric 在 [0,1] 区间内，只要能判断 Metric 和 Metric\_TH 的相对大小就行，没必要做太精确的量化，这里对 Metric 和 Metric\_TH 做 5bit 量化，其中 1 个整数位，4 个小数位，量化间隔 0.0625。这样可以减小图 4.8 中移位寄存器使用的 RAM 资源。

帧检测的门限：

$$\begin{aligned}
 \text{Metric\_TH} &= 0.75 \text{Metric\_Max} \\
 &= \text{Metric\_Max}/2 + \text{Metric\_Max}/4
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

如果 Metric 大于 Metric\_TH，则图中比较器输出 1，否则输出 0。比较器之后有个计数器，用来计算比较器持续输出多少个 1。当计数器大于 1/8 的符号长度(256)时，则判断帧到达，frm\_found 拉高，作为帧检测输出有效的指示信号。

## 4.5 自动增益控制

无线信道中由于路径损耗，随着传播距离的增加，信号功率会显著下降。所以在接收范围内，收到的射频信号功率会在一个大的范围内波动。同时，无线信道的小尺度衰落和时变特性，也会对接收信号的功率产生一定影响。为了尽可能减小这种功率变化的影响，使得接收机能够稳定工作，自动增益控制（AGC）模块成为系统实现中的一个必不可少的部分。这里所指的是数字 AGC，仅限于对 AD 采样之后的信号做功率补偿。如果接收到的射频信号功率处于 AD 的动态范围之外，则 AD 将采不到信号，这是数字 AGC 克服不了的。数字 AGC 用来保证同步模块拥有一个固定幅度的输入信号。

对于突发 OFDM，这里用检测到的同步序列来估计信号功率。由于同步序列中有 4 段周期重复的短序列，它们每一段的功率都能代表整个数据帧的功率值。所以在该模块中，我们先计算一个短序列长度（512 点）的功率值，然后通过查找表来计算需要补偿的幅度系数，将输入数据乘以补偿值，将一帧数据的功率调整到一个固定的水平。

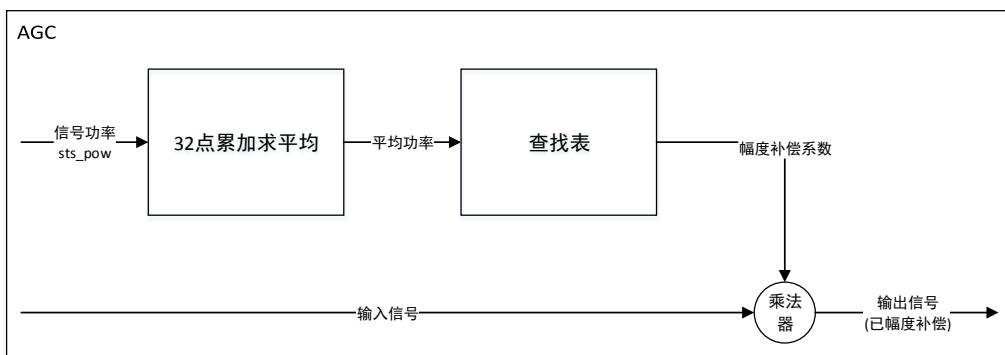


图 4.9 AGC 硬件框图

由于在帧检测模块中，已经计算过短序列的功率值(自相关值 Acorr)，这里直接从帧检测模块中连线引出该数值，接到端口 sts\_pow，送入 AGC 模块中。在 AGC 模块中设置一个深度为 32 点的移位寄存器，对 Acorr 再做累加求平均，进一步消除噪声影响。平均功率为：

$$\text{avg\_pow}(n) = \sum_{i=0}^{15} \text{Acorr}(n+i) \quad (4.5)$$

在计算得到平均功率后，进入查找表，查找相应的幅度补偿系数，然后对输入信号做幅度补偿，再输出。

查找表函数为： $\text{boost\_factor} = \sqrt{\text{target\_pow}/\text{avg\_pow}/2}$ ，其中 `target_pow` 表示想要补偿达到的目标功率值，`avg_pow` 表示信号的实际平均功率，`boost_factor` 为对 IQ 数据进行调整的幅度系数。根据 AD 的性能，我们设置最小的 `avg_pow` 为 -50dB<sub>r</sub>，此时 AD 采入的数据有效位大概 3 比特，最大的 `avg_pow` 为 0dB<sub>r</sub>，此时 AD 采入数据占满所有 12 比特位宽。查找表中，`avg_pow` 的步长设为 1dB<sub>r</sub>，所以整个查找表的深度为 50 档，从 0dB<sub>r</sub> 降到 -50dB<sub>r</sub>。

查找表有两种。第一种对计算时间要求低，比如这里，只要计算得到功率补偿系数，然后用这个固定的系数对整帧做补偿；第二种要求每输入一个数据，查找表计算一次结果，时钟很快，比如在均衡模块中的情形。第一种情形适合用 `case` 语句来实现，或者用 ROM 来实现，随时钟遍历，查找结果，找到之后锁定；第二种情形，可以用 `if-else` 语句来实现，但是查找表深度不能太深，否则当时钟速率太快时将计算出错。

## 4.6 载波频率同步

由于本地载波与发射机载波频率不会严格一致，二者之间存在的频率偏差会对随后的符号同步以及解调产生影响，因此必须先进行频偏估计和校正。根据第 3 章算法部分的描述，需要先估计出载波频偏，然后对 IQ 数据做调制，纠正频率偏差。在硬件实现上，本文将该过程分解成三个步骤来完成：首先是计算频偏  $f_{offset}$ ，然后是用 DDS 产生频率为  $-f_{offset}$  的正余弦载波，最后是对输入的 IQ 数据做正交调制，纠正载波频偏。

由于我们采用 4 倍过采样的信号做同步，每段短序列的长度为 512 个采样点，仿真发现，这 512 点的平均可以很好地消除噪声，估计的频率偏差的标准差很低。所以我们只使用每帧最开头的两个短序列做频偏估计。

在帧检测模块中已经计算过 `Xcorr` 变量的相位  $\angle Xcorr$ ，可以直接用来做频偏估计，没必要重新计算。

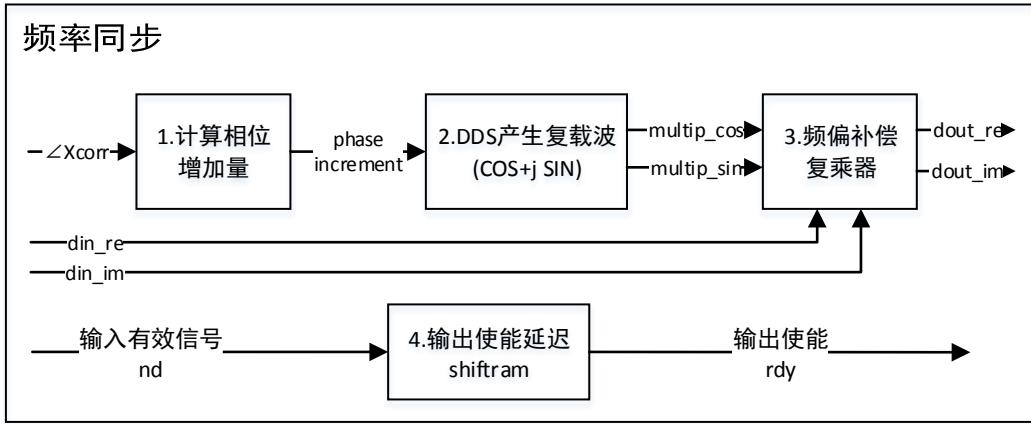


图 4.10 频率同步模块结构图

#### 4.6.1 计算相位增加量

做频偏补偿需要产生载波，这里用到 DDS，它需要输入相位增加量，也就是相邻两个采样点之间的相位变化量，来产生相应的载波。因为 DDS 只能接受正频率输入，这里先将相偏值取绝对值，并记录其正负号，即：

$$\begin{aligned} abs\_phase &= |mean\_phase| \\ sign &= \begin{cases} 1, & \text{if } mean\_phase < 0. \\ 0, & \text{if } mean\_phase \geq 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (4.6)$$

然后将相偏的绝对值除以时间间隔 T（此处时间间隔为 512 个采样点），得到相位增加量的绝对值，将该值送入 DDS 核。

$$abs\_phase\_increment = abs\_phase / 512 \quad (4.7)$$

#### 4.6.2 产生频偏载波

DDS 核，产生频率等于  $|f_{offset}|$  的正弦和余弦波形，用于补偿频偏：

$$\begin{aligned} multip\_cos &= \cos(2\pi \cdot abs\_Delta f \cdot nT_s) \\ multip\_sin &= \sin(2\pi \cdot abs\_Delta f \cdot nT_s) \end{aligned} \quad (4.8)$$

#### 4.6.3 频偏纠正

DDS 输入相位增加量后产生复载波，然后对 IQ 数据调频，将信号与载波做复数相乘即可补偿其频偏，公式为：

$$dout = din \cdot (\cos(-2\pi f_{offset}t) + j \cdot \sin(-2\pi f_{offset}t)) \quad (4.9)$$

由于频偏有正有负，需要对其进行分类。在前一个模块中已经得到了频偏的符号 *sign*。若 *sign* 为负，表明相位落后，因此需要上变频；若 *sign* 为正，则说明相位超前，需要下变频。相乘后的结果即为频偏补偿后的信息数据。

$$dout\_re + j \cdot dout\_im = \begin{cases} (din\_re + j \cdot din\_im) \cdot (\cos_{DDS} + j \cdot \sin_{DDS}), & \text{if } sign = -1 \\ (din\_re + j \cdot din\_im) \cdot (\cos_{DDS} - j \cdot \sin_{DDS}), & \text{if } sign = 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

#### 4.6.4 产生输出使能

在之前的帧检测模块中，已经得到了同步序列的相关值，因此 CORDIC 核已经求出了相偏，送入 DDS 生成了用于补偿的正弦、余弦数据。因此本模块的耗时仅由复数乘法器产生。利用深度为 6 的移位寄存器，将帧检测模块中的 *frm\_found* 信号延时 6 个时钟周期，就得到了本模块的输出使能 *rdy*。

### 4.7 符号定时同步

一般而言，帧检测算法仅获得了大概的定时信息，仍存在比较大的定时误差。因此，在基于延迟相关原理的帧检测后，需要做更加精确的符号同步。我们采用的是将接收信号与本地存储的短序列进行互相关运算，理想定时信息可以通过计算互相关函数获得。帧头由 4 个重复的短序列构成，每个短序列的长度为 32 个采样点，每个采样点 16 倍过采样。

$$Xcorr(n) = \sum_{i=0}^{32} y(n-16i) \cdot sts(n-16i) \quad (4.11)$$

考虑到 *Xcorr* 通常是个复数，而在硬件实现中，绝对值的计算比较麻烦，这里采用式(4.12)中的定义，用平方运算代替取绝对值，将符号定时的度量定义为 *Xcorr* 的平方：

$$Metric(n) = Xcorr(n) Xcorr(n)^* \quad (4.12)$$

得到定时度量后，记录其最大值，然后根据最大值设置度量门限。仿真分析表明，定时度量门限设置为最大值的 0.5 倍时定时效果较好。

$$\text{Threshold} = 0.5 \cdot \text{Max}\{\text{Metric}(n)\} \quad (4.13)$$

记录下所有超过门限值的度量点 Metric\_GTH(n)，然后 n 从 1 开始增大，如果在 Metric\_GTH(n) 在间隔 512 个采样点的：n, n+512, n+1024, n+1536 这四点处都超过门限，则认为这是可能的定时点。比较结束后，从可能的定时点中，选择时间最靠前的那个点，作为最终的定时点，即帧头的起始边界。符号定时模块的框图如图 4.11 所示：



图 4.11 定时模块硬件框图

可以看到，定时模块共有 3 个子模块。信号首先经过 Data\_buff 模块将频率同步之后的 IQ 数据以 20Msps 速度的输入数据存入 RAM 中，存够一定数目（900 个采样点）的数据后，以 100MHz 的时钟速率将数据从 RAM 中读出，与此同时，Data\_Buff 模块中有预存的本地短序列存在 ROM 中，将其逐个读出，送给随后的模块做互相关运算。互相关运算的结果，为接收序列和本地序列的互相关系数的平方值，它被送入 Decision 模块，用来判断帧头的具体位置。

#### 4.7.1 数据缓存

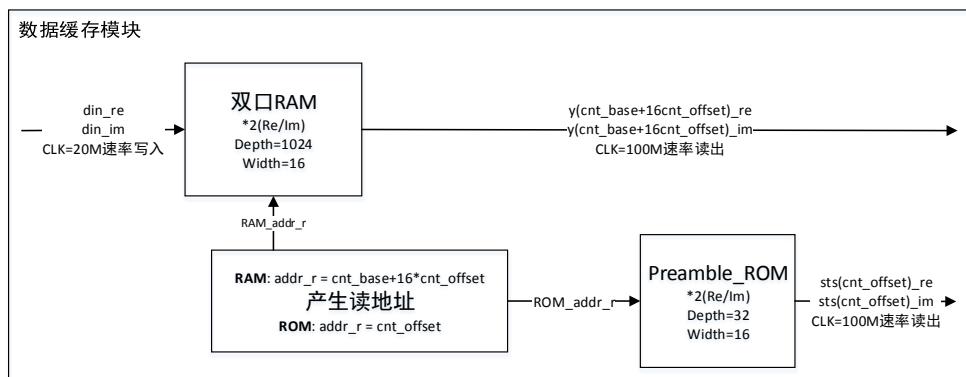


图 4.12 Data\_buff 模块

Data\_buff 模块实现了数据缓存的作用以及数据筛选的作用。接收到 IQ 数据之后，存入双口 RAM 中。假设理想定时点在第 cnt\_base 点，则从第 n 点开始，按顺序等间隔(每隔 16 个采样点)抽取出 32 个点作为一个短序列，得到  $y(n+16i)$ ,  $i = 0, 1, \dots, 15$ 。

同时从本地短序列 ROM 中读出 sts(n) 的 32 点数据，送入“计算 $|Acorr|^2$ ”模块中。

这里设置两个计数器 cnt\_base 和 cnt\_offset，分别对应上一段中的 n 和 i 两个变量，用来产生双口 RAM 的读地址 addr\_r：addr\_r = cnt\_base + 16cnt\_offset。其中 cnt\_offset 为模 32 计数器循环计数，每次当 cnt\_offset 等于 1 的时候，cnt\_base 加 1，重复上述操作。

#### 4.7.2 计算互相关

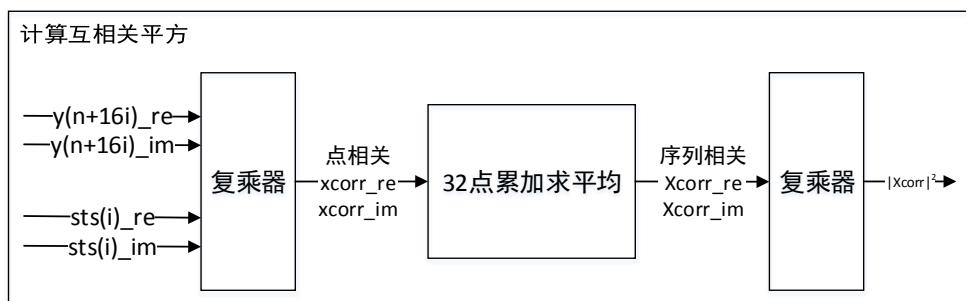


图 4.13 Xcorr 模块

经过缓冲后的信号送入 Xcorr 模块，计算输入信号和本地短序列的互相关值的平方。这个模块包含两个复数乘法器和一个移位寄存器，第一个复数乘法器用于计算输入数据和本地短序列的互相关值，然后用一个深度为 32 的移位寄存器实现互相关值的累加求平均，将得到的值用第二个复数乘法器求平方。将最终得到的数据输出给 decision 模块去判断定时点。

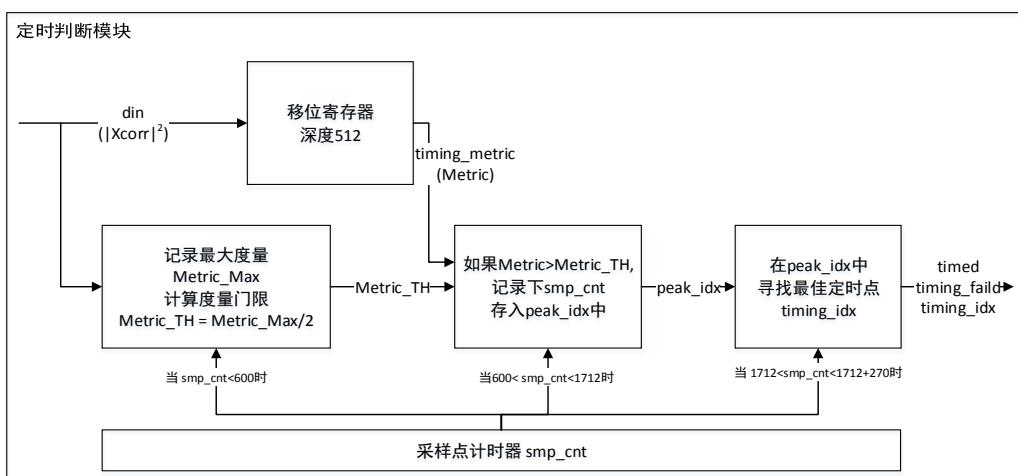


图 4.14 定时判断模块框图

### 4.7.3 定时判断

互相关的平方被作为定时度量，送到 decision 模块中。我们设置一个采样点计数器 smp\_cnt，用于标记每个采样点的序号：

当  $0 < \text{smp\_cnt} \leq 600$  时，Decision 模块从前 600 个输入的点中找到最大值 Metric\_Max，并根据最大值的 0.5 倍设置为门限值 Metric\_TH。同时将输入值送入一个深度为 600 的移位寄存器中，对定时度量数据起到延时 600 点的作用。

当  $600 < \text{smp\_cnt} \leq 1200$  时，Decision 模块从移位寄存器输出的 600 个点（即认为经过帧检测后帧头一定落在前 600 个点里面）中找到超过门限的值，并记录对应的采样点位置，存入向量 metrics\_peak1\_idx 中。

当  $1200 < \text{smp\_cnt} \leq 1712$  时，Decision 模块从移位寄存器输出的 512 个点（即认为帧头中第二个短序列的包含在其中）中找到大于门限的值，并记录对应的采样点位置，存入向量 metrics\_peak2\_idx 中。

当  $1712 < \text{smp\_cnt} \leq 1712 + 256$  时，Decision 模块逐个比较 metrics\_peak1\_idx 中的元素是否在 metrics\_peak2\_idx 中存在与其相差 512 个采样点的元素，若有，则记录下其在 metrics\_peak1\_idx 中的位置，作为可选的定时点。逐个比较完成后，则从可选定时点中选择时间最早的一个点，做为帧头的其实边界 timing\_idx 输出，并产生同步完成信号 timed 和 timing\_faild 以指示符号同步过程成功或失败。

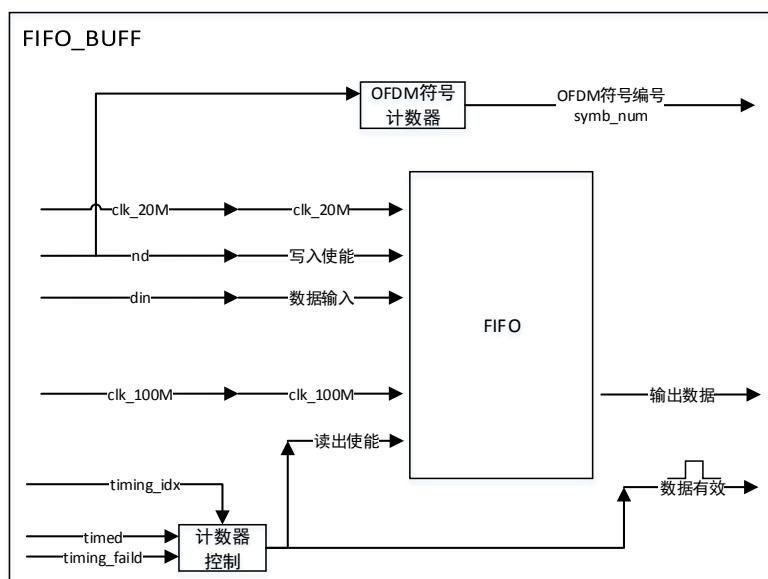


图 4.15 FIFO 缓存模块硬件框图

## 4.8 FIFO 缓存

由于 FFT 模块不能连续输入，每次只能输入一个 OFDM 符号，当计算完该符号后，再接收下个符号，所以需要对接收到的信号做缓存，然后按 FFT 模块需要的输入格式输出。同时，FIFO 模块起时钟域隔离的作用，它以 20MHz 的速率写入，以 100MHz 的速率读出。在 FIFO 模块之前，所有模块都是以 20MHz 的时钟速率工作，FIFO 模块之后，模块都是以 100MHz 速率工作。

FIFO 缓存模块的硬件框图如图 4.15 所示。在模块中，设置两个计数器，分别是 cnt\_before\_sts 和 cnt\_frm。当 timed 信号变高(表示找到定时点了)，FIFO 开始读出数据，首先输出的是帧头前面的无效数据，其长度为 timing\_idx 个采样点。当输出的时候，cnt\_before\_sts 从 0 开始计数，直到 cnt\_before\_sts 等于 timing\_idx。然后 FIFO 中剩下的都是有效的帧数据。

这时候，cnt\_frm 开始计数，逐个 OFDM 符号输出。cnt\_frm 循环从 0 计数到 8100，当 cnt\_frm 在[1,2304]区间内时，fifo 读出使能有效，读出一个 OFDM 符号；当 cnt\_frm 在[2305,8100]区间内时，FFT 模块正在对当前 OFDM 符号做 FFT 运算，FIFO 模块输出 0。这样循环，直到输出了第 14 个 OFDM 符号(帧尾)。

如果定时没有成功，timing\_faild 会输出一个高电平，这时候，模块将会停止向 FIFO 中继续写入数据，同时 FIFO 的读出使能将会有效，将 FIFO 读空，以准备下一帧数据的写入。

## 4.9 删除 CP

在做 FFT 之前，需要将 OFDM 符号开头的 CP 去掉，系统中的 CP 长度为 1/8 符号长度，也就是 256 个采样点。这里设置一个计数器 cnt，其模值为 2304，当 nd 变高时开始计数。当 cnt 位于[1,256]区间时，输出有效信号 rdy 为低电平；当 cnt 位于[257,2304]区间时，rdy 为高电平有效，并且输出数据符号。

## 4.10 FFT

FFT 技术的应用，免去了使用并行的振荡器和滤波器结构来实现 OFDM，有效降低了 OFDM 的硬件复杂度。在发送端，做完子载波映射之后，IFFT 运算将并行的子

载波转换成时域的 OFDM 符号，再添加循环前缀 CP 后发送出去；在接收端，对偶的 FFT 运算又将信号从时域转换到频域，在频域做滤波、信道估计与均衡等操作之后再解调，从正交载波矢量中还原出原始数据。

假设 OFDM 系统有 N 个子信道，在接收到时域信号  $x(n)$  后，用 FFT 运算恢复出各个子载波上的数据  $X(k)$ ：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N}, k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.14)$$

#### 4.10.1 FFT 运算

FFT 模块中主要包含两个子模块。一个是 FFT 运算，这里直接调用 XILINX ISE 自带的 FFT IP 核，将 OFDM 符号从时域转换到频域。根据信号采样率，这里 FFT 核的运算点数统一设置为 2048，和 20MHz 的输入信号正好对应。另一个子模块是频域下采样模块，由于输入信号是过采样的，四种模式对应的实际信号带宽分别为 640K、1.28MHz，2.56MHz 和 5.12MHz，在 FFT 运算之后，需要将信号有用子载波之外多余的高频子载波删除掉。因为 FFT IP 核的功能很明确，这里直接调用就行，下面重点说明频域下采样模块的设计。

#### 4.10.2 删除高频子载波

本模块完成三个功能：第一个是删除多余的高频子载波；第二个是完成 fftshift 功能，因为 FFT 运算的结果是按照 0 到  $F_s$  的顺序输出的，而后续模块却需要  $-F_s/2$  到  $F_s/2$  的子载波顺序输入，所以这里将  $[F_s/2, F_s]$  内的负频率分量搬移至  $[-F_s/2, 0]$  的位置。第三个功能是删除保护边带，由于 OFDM 信号的带外衰减比较慢，为了获得更好的射频功率谱，在系统设计中，频率最高的若干个子载波上通常是不调制数据的，称为保护边带，这些子载波对于后续的处理没有任何价值，需要在这里删除掉。

首先完成删除高频子载波以及 fftshift 两个功能：

在接收端，高采样率的信号送入 2048 点 FFT 核进行运算。假设接收信号对应 FFTSize=64，那么经过 2048 点 FFT 变换之后的输出信号（理想情况下）如图 4.16 所示。

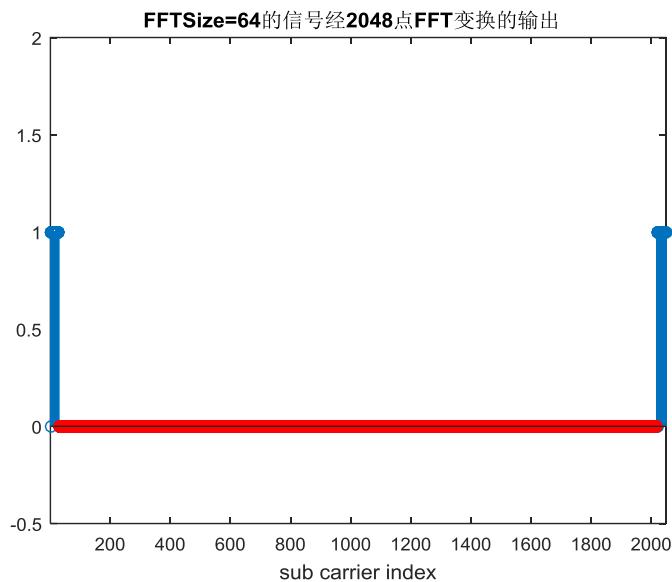


图 4.16 64FFT 的数据做 2048 点 FFT 结果

可以看到，在理想情况下，高频位置处的子载波数据应为 0，为了将数据符号还原到 64 点，此时需要对如上的信号进行抽取。删除图中红色位置的子载波数据即可，得到的 64 点信号如图 4.17 所示。具体硬件实现方案如下：

当做完 FFT 运算后，每个 OFDM 符号会输出 2048 点。设置一个计数器 cnt，其模值  $\text{cnt\_mod} = 2048 + \text{fftsize}/2$ 。当输入使能拉高时，cnt 从 0 开始计数。再设置一个移位寄存器 ram 做缓存，其深度为  $\text{fftsize}/2$ 。

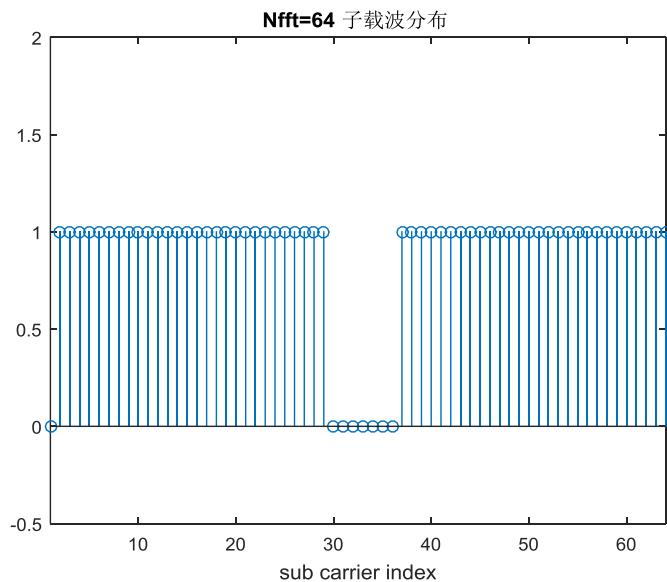


图 4.17 删 除 高 频 子 载 波 后 的 64FFT 信 号

如果 FFTSize=64: 当 cnt 处于[1-32]时, 输入数据为[0,fs/2]区间的子载波, shiftram 使能有效, 将其存入 shiftram, 当 cnt 处于[2017-2048]时, 输入数据为[fs/2,fs]区间内的子载波, 将其直接输出; 当 cnt 处于[2049, 2049+32]时, shiftram 使能有效, 输出缓存的[0,fs/2]部分数据; cnt 等于其他值时, shiftram 使能拉低, 输出使能和输出数据都为零。从而完成删零以及 fftshift 两个功能。

如果 FFTSize=128: 当 cnt 处于[1-64]时, 输入数据为[0,fs/2]区间的子载波, shiftram 使能有效, 将其存入 shiftram, 当 cnt 处于[1985-2048]时, 输入数据为[fs/2,fs]区间内的子载波, 将其直接输出; 当 cnt 处于[2049, 2048+64]时, shiftram 使能有效, 输出缓存的[0,fs/2]部分数据; cnt 等于其他值时, shiftram 使能拉低, 输出使能和输出数据都为零。

如果 FFTSize=256: 当 cnt 处于[1-128]时, 输入数据为[0,fs/2]区间的子载波, shiftram 使能有效, 将其存入 shiftram, 当 cnt 处于[1922-2048]时, 输入数据为[fs/2,fs]区间内的子载波, 将其直接输出; 当 cnt 处于[2049, 2048+128]时, shiftram 使能有效, 输出缓存的[0,fs/2]部分数据; cnt 等于其他值时, shiftram 使能拉低, 输出使能和输出数据都为零。

如果 FFTSize=512: 当 cnt 处于[1-256]时, 输入数据为[0,fs/2]区间的子载波, shiftram 使能有效, 将其存入 shiftram, 当 cnt 处于[1793-2048]时, 输入数据为[fs/2,fs]区间内的子载波, 将其直接输出; 当 cnt 处于[2049, 2048+256]时, shiftram 使能有效, 输出缓存的[0,fs/2]部分数据; cnt 等于其他值时, shiftram 使能拉低, 输出使能和输出数据都为零。

接下来删除保护边带:

表 4.2 保护子载波查找表

fft_size	guard_left	guard_right
64	4	4
128	9	8
256	18	17
512	36	36

设置一个输出使能信号, 如果 FFTSize=64: 当 cnt 处于[2017+4 : 2048+32-4]时,

输出使能有效; cnt 等于其他值时, 输出使能无效。如果 FFTSize=128: 当 cnt 处于 [1985+9 : 2048+64-8] 时, 输出使能有效; cnt 等于其他值时, 输出使能无效。如果 FFTSize=256: 当 cnt 处于 [1922+18 : 2048+128-17] 时, 输出使能有效; cnt 等于其他值时, 输出使能无效。如果 FFTSize=512: 当 cnt 处于 [1793+36 : 2048+256-36] 时, 输出使能有效; cnt 等于其他值时, 输出使能无效。

#### 4.11 导频和数据子载波分离

做完 FFT 运算后, 需要将导频和数据子载波分离, 导频送入信道估计模块中计算信道频响, 本模块即是完成这个功能。导频和子载波分离模块的硬件框图如图 4.18 所示。

根据导频子载波的排布规律, 导频子载波的位置 pilot\_idx 对 8 取模 mod(pilot\_idx,8) 是固定值, 利用这个条件, 可以判断当前采样点是导频还是数据。以 64 点 FFT 为例, 对于第 i 个 OFDM 符号, 如果 i 是奇数, 则导频子载波位置对 8 取模等于 3: mod(pilot\_idx,8) == 3; 如果 i 是偶数, 则导频子载波位置对 8 取模等于 7: mod(pilot\_idx,8) == 7。

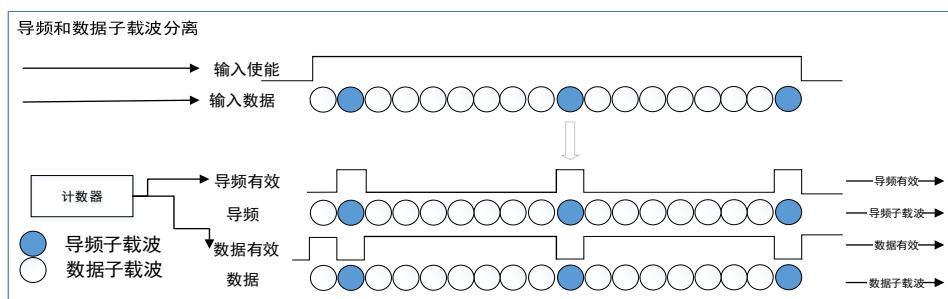


图 4.18 导频和子载波分离硬件框图

FPGA 实现中, 设置一个计数器 cnt, 当输入使能有效时, cnt 累加计数。以 64FFTsize 为例, 对于第奇数个 OFDM 符号, 当计数器的低三位 cnt[3:1] == 3 时, 判断为导频子载波并且输出; 否则为数据子载波, 相应输出; 对于第偶数个 OFDM 符号, 当计数器的低三位 cnt[3:1] == 7 时, 判断为导频子载波并且输出; 否则为数据子载波, 相应输出。

## 4.12 信道估计

由于 OFDM 系统子载波之间的正交性保证子信道之间互不影响，同时，串并转换之后的子载波数据速率很低，子信道带宽很窄，所以子信道是平坦的，子信道上的符号长度大于信道最大时延。这使得 OFDM 系统的信道均衡相比于单载波系统更加简单，不需要多抽头的复杂滤波器结构。

OFDM 信道估计只需要在频域用接收端导频数据除以发送端导频数据，便获得了子载波上的信道响应  $H$ ，然后使用插值算法估计出非导频位置处的信道信息，将接收端数据除以信道频响  $H$ ，便完成了频域均衡。本设计采用网状导频。其频域结构如图 2.4 所示。

在接收端做信道估计时，由于时变信道频率响应是一个广义平稳的二维随机过程，由于这个过程中存在噪声，因此不可能实现完美的重构，所有信道估计算法都有性能损失。对于这种网状的导频结构，虽然频域和时域联合插值能得到更优的估计效果，但是其计算复杂度高，另外由于信道的可分解性，沿时间轴和频率轴的信道频率响应相互独立，可以将该估计过程分解成两个一维插值问题。根据第三章的仿真分析，分段线性插值的性能完全可以接受，其算法复杂度非常低，易于硬件实现，所以本模块在时域和频域都采用线性插值算法，来获得数据子载波上的频率响应。

假设  $H_{t,f}$  表示第  $t$  个 OFDM 符号，第  $f$  个子载波上的信道响应，时域插值可以表示成如下过程：

$$H_{t,f} = \frac{H_{t-1,f} + H_{t+1,f}}{2} \quad (4.15)$$

然后在每个 OFDM 符号内做频域插值。插值前频域导频的间隔为 4 个子载波，每两个导频子载波之间插入 3 个数据，即得到所有子载波上的信道频率响应。

$$H_{t,f+i} = \frac{i \cdot H_{t,f} + (4-i) \cdot H_{t,f+4}}{4}, \quad i=1,2,3. \quad (4.16)$$

信道估计模块的硬件框图如图 4.19 所示。在实现时，本设计将信道估计分成两个子模块来处理，分别是导频处信道估计和插值模块。

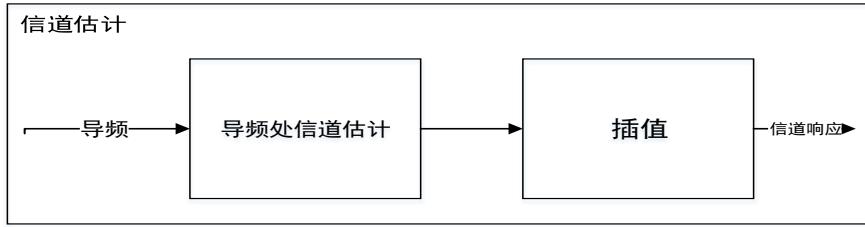


图 4.19 信道估计硬件框图

#### 4.12.1 导频处信道估计

导频处的信道估计值为：

$$\begin{aligned}
 H_{pilot} &= Y_{pilot} / X_{pilot} \\
 &= Y_{pilot} \cdot X_{pilot}^* / |X_{pilot}|^2
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

由于该系统的导频为 BPSK 调制的 PN 序列，虚部为零，实部为  $\pm 1$ ，可以将上式进一步简化：

$$\begin{aligned}
 H_{pilot} &= Y_{pilot} \cdot X_{pilot}^* / |X_{pilot}|^2 \\
 &= Y_{pilot} \cdot \text{sign}(X_{pilot}) \\
 &= \begin{cases} Y_{pilot}, & \text{if } (X_{pilot} = 1) \\ -Y_{pilot}, & \text{if } (X_{pilot} = -1) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

这样的话，接收端不用存储发端导频的具体数据了，只需要记住导频的正负号就行，节省了存储资源的同时，也节省了乘除器等硬件资源，因为计算  $H_{pilot}$  不再需要做乘法运算了，一个简单的查表就可以完成。

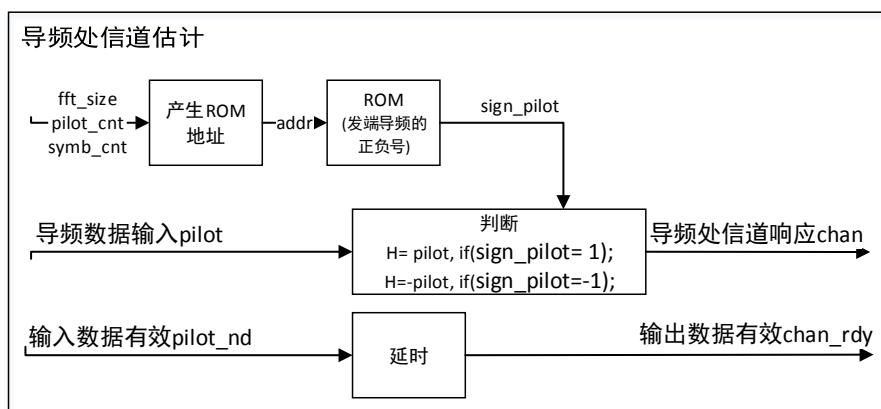


图 4.20 导频处信道估计

设置一个计数器 pilot\_cnt，来产生发端导频的读地址 addr，当输入有效信号 nd 为高时，pilot\_cnt 从 0 开始计数，逐个读出 ROM 中的本地导频。乘法器从输入到输出需要 3 个时钟周期，对输入使能 pilot\_rx\_nd 做相应的时延，作为输出数据使能。

#### 4.12.2 插值模块

如前所述，由于信道的可分解性，沿时间轴和频率轴的信道频率响应相互独立，可以将该估计过程分解成两个一维插值问题。先做时域插值(相邻 3 个 OFDM 符号)，然后做频域插值(每个 OFDM 符号内)。

由于计算 FFT 时需要时间，输出符号之间会有比较长的一个时间间隔。如果等待所有 OFDM 符号的导频全部到齐再做插值，会浪费很多时间。时域插值时只需要相邻的 3 个符号。每个符号的时域插值完成，就可以做它的频域插值。

信道估计插值器的实现框图如图 4.21 所示。其中时序控制模块主要是判断 fft\_size

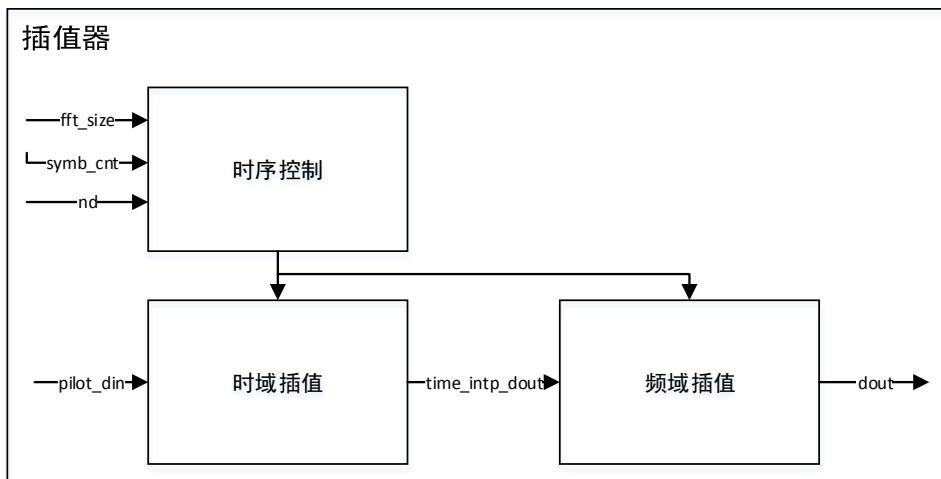


图 4.21 插值器结构

和 OFDM 符号的奇偶性，据此设置相应的参数，比如保护边带的子载波个数，每个 OFDM 符号中导频子载波的位置，直流子载波的位置以及存储器的深度等。

时域插值模块完成相邻 OFDM 符号之间的导频子载波互补插值。假设  $H_{t,f}$  表示第  $t$  个 OFDM 符号，第  $f$  个子载波上的信道响应，时域插值可以表示成如下过程：已知  $[H_{1,f}, H_{3,f}, \dots, H_{2i-1,f}, H_{2i+1,f}, \dots]$ ，以分段线性插值为例，

$$H_{t,f} = \frac{H_{t-1,f}}{2} + \frac{H_{t+1,f}}{2} \quad (4.19)$$

即得到每个符号第  $f$  个子载波  $[H_{1,f}, H_{2,f}, H_{3,f}, \dots, H_{i-1,f}, H_{i,f}, H_{i+1,f}, \dots]$  上的信道频响。

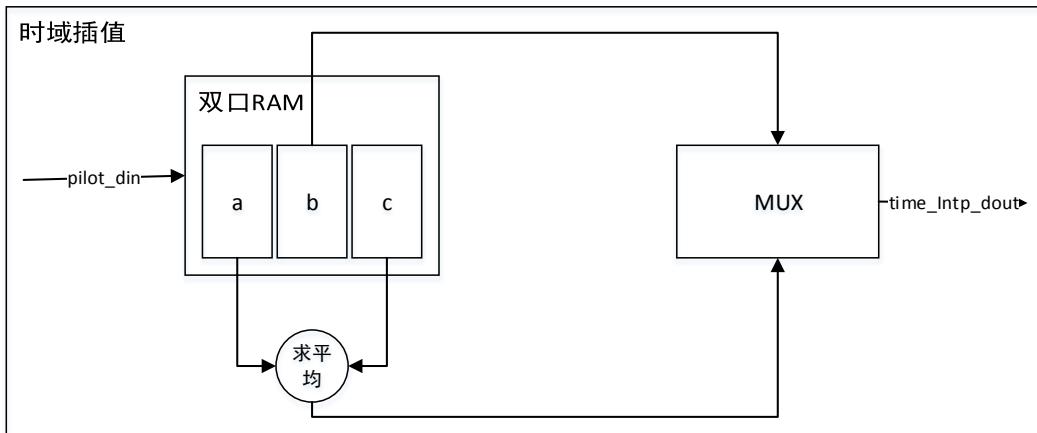


图 4.22 时域插值

根据 fft\_size 信号来确定各个存储器的深度。设置一个双口 RAM，可以存储 3 个 OFDM 符号的导频数据，将它划分成 3 个区域，分别是 a,b,c，如图 4.22 所示。当一个新的 OFDM 符号的导频到来后，按照 a,b,c, a,b,c, … 这样循环的顺序存入 RAM 中。

在向 c RAM 中写入数值的同时，对 b 区域的符号做时域插值。如果 b 对应第奇数个 OFDM 符号，则先输出 b 自己的频响值，再输出 a,c 的平均值；如果 b 对应第偶数个 OFDM 符号，则先输出 a,c 的平均值，再输出 b 自己的频响值。

时域插值完成后，每个符号内做频域插值。

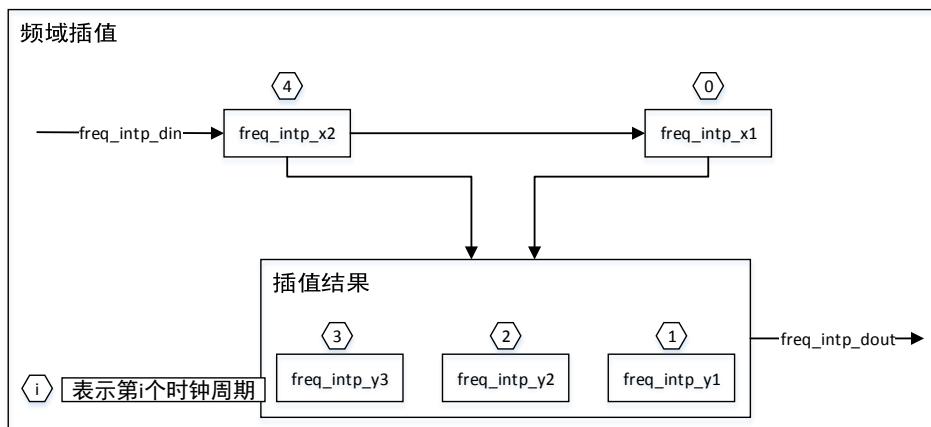


图 4.23 频域插值硬件框图

图 4.21 中的频域插值完成每个 OFDM 符号内相邻导频子载波之间的插值。前文

中 3.5 节对比了样条插值和线性插值对误码性能的影响，可以看到，频域使用线性插值和三次样条插值，所得的误码率曲线非常贴近。相比于样条插值，线性插值的复杂度低很多，所以这里选择在频域做分段线性插值。插值前频域的导频间隔为 4 个子载波。以第  $t$  个 OFDM 符号为例，插值前导频处的频响为  $[...H_{t,f}, ...H_{t,f+4}...]$ 。该模块在相邻两个导频子载波之间插入 3 个数据：

$$H_{t,f+i} = \frac{(4-i)*H_{t,f} + i*H_{t,f+4}}{4}, \quad i=1,2,3. \quad (4.20)$$

插值时，由于正好是  $i/4$  插值，可以避免使用乘法器，用加法器实现：

$$\begin{aligned} H_{t,f+1} &= \frac{H_{t,f}}{2} + \frac{H_{t,f}}{4} + \frac{H_{t,f+4}}{4}; \\ H_{t,f+2} &= \frac{H_{t,f}}{2} + \frac{H_{t,f+4}}{2}; \\ H_{t,f+3} &= \frac{H_{t,f}}{4} + \frac{H_{t,f+4}}{2} + \frac{H_{t,f+4}}{4}; \end{aligned} \quad (4.21)$$

然后将得到的插值结果依次输出。具体实现形式如图 4.23 所示，当第二个插值变量 freq\_intp\_x2 进入之后，根据式(4.21)，计算得到 freq\_intp\_x1 和 freq\_intp\_x2 中间的三个数据，然后在第 0 个时钟输出 freq\_intp\_x1，第 1 个时钟输出 freq\_intp\_y1，第 2 个时钟输出 freq\_intp\_y2，第 3 个时钟输出 freq\_intp\_y3，第 4 个时钟输出 freq\_intp\_x2，这样依次流水输出，送入均衡模块中做信道均衡。

### 4.13 均衡

在获得了各个子载波上的信道频响之后，OFDM 的信道均衡可以在频域完成：

$$\begin{aligned} Y_{\text{equalized}} &= Y / H \\ &= Y \cdot H^* / |H|^2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

由于复数除法运算在硬件实现中难度较大，所以，我们将均衡器拆分两部分完成：相位均衡和幅度均衡。均衡模块的硬件框图如图 4.24 所示：

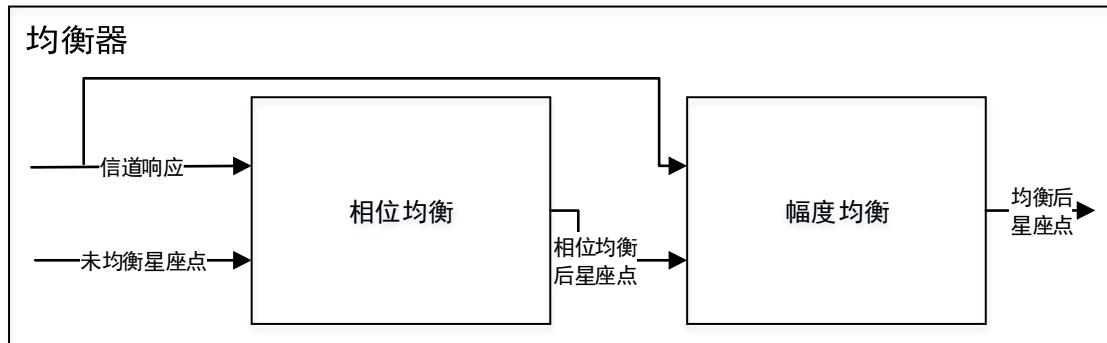


图 4.24 均衡器硬件框图

#### 4.13.1 相位均衡

其中相位均衡用于纠正星座点的相位偏转:

$$Y_{phase\_equalized} = Y_{rx} \cdot H_{chan\_est}^* \quad (4.23)$$

如图 2.4 所示, 本系统中导频是按照奇偶符号交错排列的, 所以在估计第  $i$  个符号的信道响应时, 需要等到第  $i+1$  个符号输入才行, 这造成了输入均衡模块的待均衡数据和信道响应不是同一个 OFDM 符号, 其符号编号相差 1。因此, 需要对输入的待均衡数据做缓存, 使得数据和信道响应相匹配。这里采用移位寄存器实现, 移位寄存器深度为  $N_{data}+N_{pilot}+1$ 。相位均衡的模块框图如图 4.25 所示。

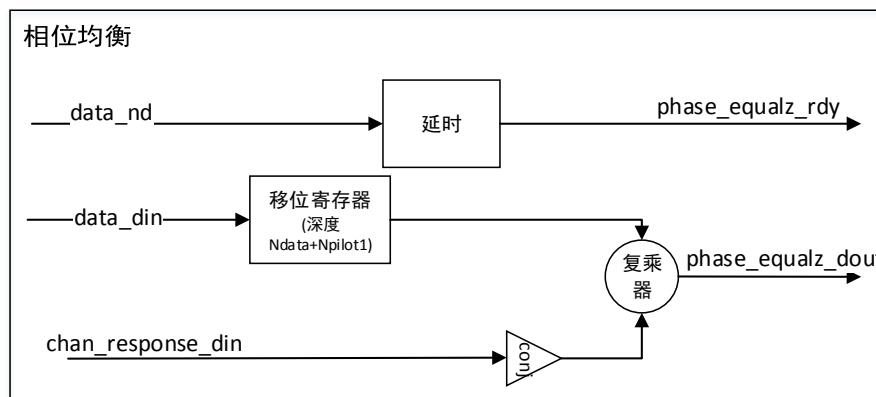


图 4.25 相位均衡硬件框图

#### 4.13.2 幅度均衡

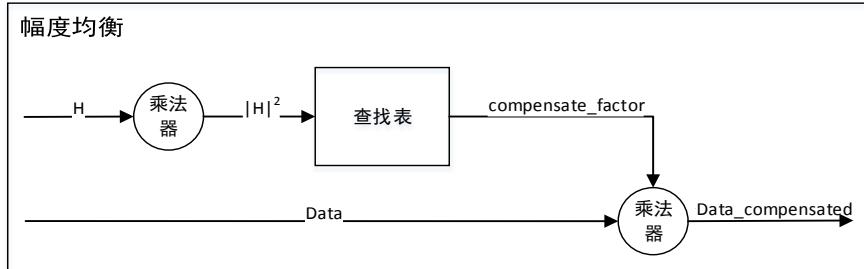


图 4.26 幅度均衡框图

做完相位均衡之后，星座点将只在幅度上有 $1/|H_{chan\_est}|^2$ 的衰落。硬件实现时，我们用一个复数乘法器，计算信道响应的功率 $|H_{chan\_est}|^2$ ，然后用查表的方法，查找出幅度修正系数 $1/|H_{chan\_est}|^2$ 的数值，与相位均衡器的输出结果相乘，来完成幅度均衡。均衡完成后的信号为：

$$\begin{aligned}
 Y_{\text{equalized}} &= Y_{\text{phase\_equalized}} / |H_{\text{chan\_est}}|^2 \\
 &= Y_{\text{phase\_equalized}} \cdot \left( \frac{1}{|H_{\text{chan\_est}}|^2} \right)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

查找表函数：  $\text{compensate\_factor} = 1/|H_{\text{chan\_est}}|^2$ .

#### 4.14 解映射

根据第三章的算法介绍，解映射模块的硬件框图设计如图 4.27 所示

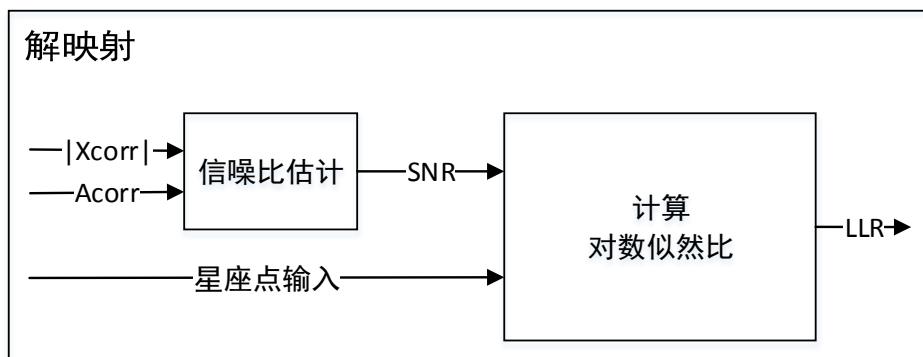


图 4.27 解映射模块框图

#### 4.14.1 信噪比估计

由式(3.35)可以看出，在计算似然信息时需要知道噪声功率  $\sigma^2$ 。噪声功率的估计方法可以在时域完成，也可以在频域做。由于受采样率和滤波器等的影响，时域计算的噪声功率还需要转换到每个子载波上，而且时域方法估计误差较大。这里将采用频域方法，直接计算子载波上星座图的散开程度，来计算噪声功率  $\sigma^2$ 。



图 4.28 信噪比估计

利用帧格式设计中，信令部分的子载波调制方式是固定的 BPSK，可以计算星座点散开程度。在均衡完成之后，会得到信令子载波上的 IQ 数据 din，首先将两个星座点沿虚轴对称折叠到第一象限，合并为一个星座点；第二步计算  $\sigma^2$ 。

$$\sigma^2 = \|CST - \text{mean}(CST)\|_F^2 \quad (4.25)$$

信令符号中有 48 个数据子载波，逐个计算这 48 个点距离标准星座点的欧氏距离平方，并且做累加求平均，即得到噪声功率。

#### 4.14.2 似然信息计算模块

按照第三章的算法介绍，计算似然信息模块分为三个子模块。第一部分是划分星座点集合，第二部分是星座点区域判决，最后是集合简化。下面对这三部分详细介绍。

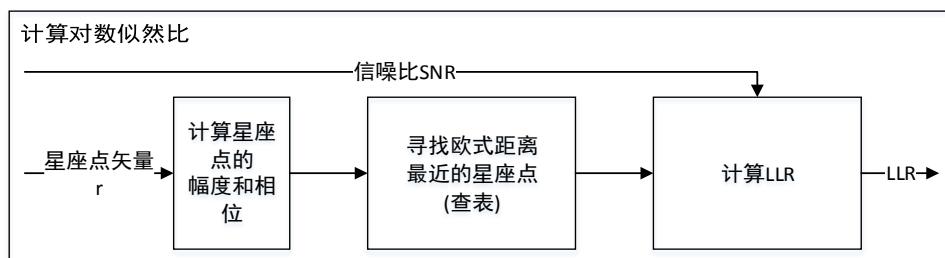


图 4.29 计算似然信息模块

该方法分为三个步骤来完成：第一步，预先将星座点集合划分成  $2^M$  个区域，当每收到一个星座点  $r = I + jQ$  后，判断  $r$  位于哪个区域。判断出  $r$  所在的区域后，在第二步，不需要额外计算，对于  $r$  中第  $k$  个比特，立刻就可以判断出与  $r$  欧氏距离最短的  $b_k=1$  的星座点（位于  $C_1$  集合中）和距离  $r$  最近的  $b_k=0$  的星座点（位于  $C_0$  集合中）。最后一步，当确定了这两个星座点后，那么  $b_k$  的对数似然信息就可以通过式(3.35)来计算得到。

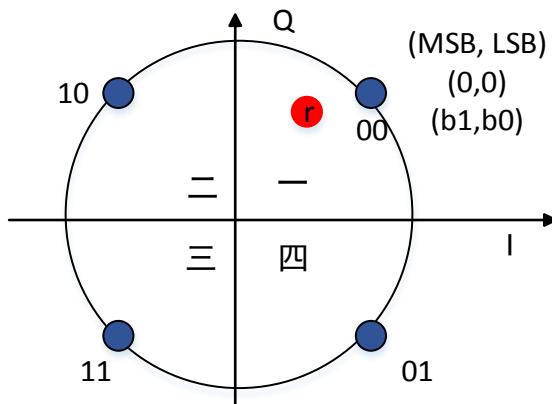


图 4.30 QPSK 解映射示意图

以 QPSK 为例，假设接收到图 4.30 中红色星座点  $r$ ，第一步先判断出它位于第一区域，第二步，根据表 4.3 可以查找得到其每个比特上距离最近的星座点，以图中  $r$  为例，假设  $b_1=1$ ，则距离  $r$  最近的是位于第二区域的标准星座点，假设  $b_1=0$ ，则距离最近的是位于第一区的标准星座点， $b_0$  的情况于此类似；第三步，把这些信息代入式(3.35)中，计算对数似然比。

表 4.3 解映射临近星座点查找表

r 所在区域	对应距离最近的星座点			
	$b_1=1$	$b_1=0$	$b_0=1$	$b_0=0$
一	二	一	四	一
二	二	一	三	二
三	三	四	三	二
四	三	四	四	一

## 第 5 章 硬件验证

### 5.1 模块端口

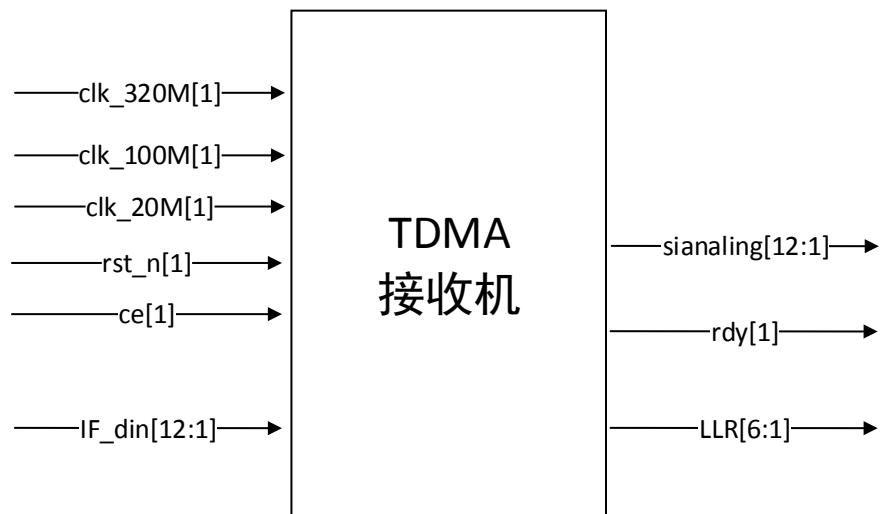


图 5.1 TDMA-OFDM 接收机端口

表 5-1 TDMA-OFDM 接收机端口定义

信号	位宽	方向	含义
clk_320M	1	输入	320MHz 时钟
clk_100M	1	输入	100MHz 时钟
clk_20M	1	输入	20MHz 时钟
rst_n	1	输入	复位使能, 低有效
ce	1	输入	时钟使能, 高有效
IF_din	12	输入	中频输入 (ADC 采样后信号)
sianaling	12	输出	信令数据
rdy	1	输出	LLR 输出有效
LLR	6	输出	对数似然比

TDMA-OFDM 接收机的时序仿真结果如图 5.2 表示:

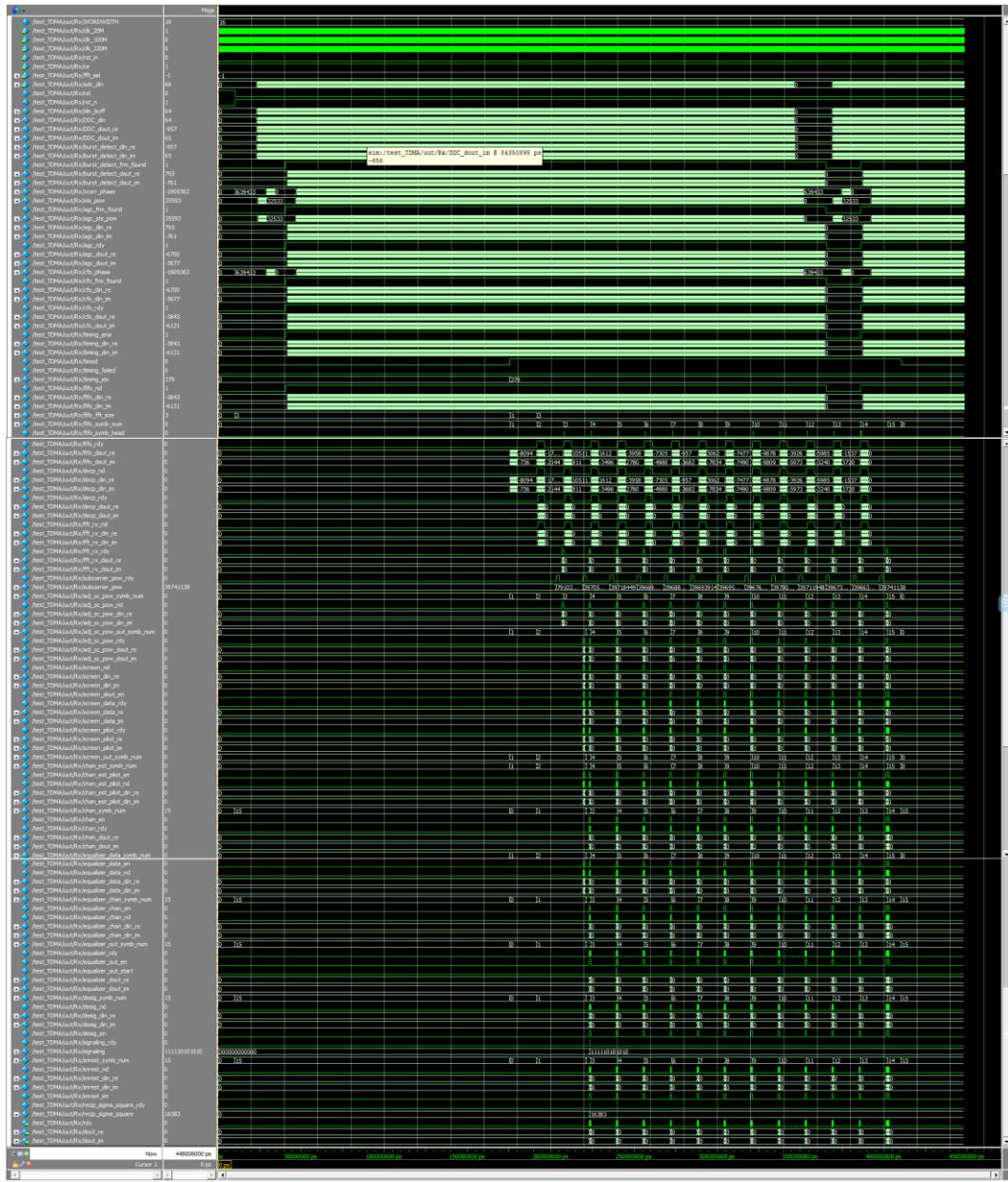


图 5.2 TDMA-OFDM 接收机时序仿真

## 5.2 硬件平台

接收机的硬件结构如图 5.3 所示，硬件平台主要由三部分构成，分别是本地振荡器、ADC 板卡和 FPGA 开发板。其中本振用于产生本地载波 LF，满足：

$$\begin{aligned}
 LF &= F_c - IF \\
 &= 2.38G - 80M \\
 &= 2.3G \text{ Hz}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

在 ADC 板卡上，集成了模拟混频器 (TI-TRF370333) 和 AD (Analog-AD9434)，IF 被送入模拟混频器，将信号从射频搬到中频，然后中频信号进入 AD 采样。

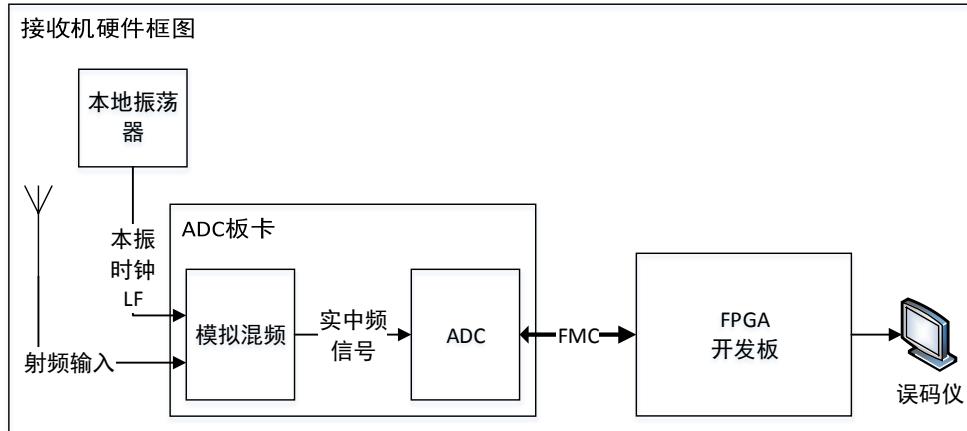


图 5.3 硬件平台框图

采样后的中频信号，被送入 FPGA 中做检测和解调，具体的数字处理框图如图 4.1 所示。本系统的 FPGA 芯片为赛灵思(Xilinx)公司的 Kintex-7 系列，型号为 XC7K325T-1FFG676。整个硬件平台的实物图如图 5.4 所示，图中最左侧为 FPGA 开发板，中间的小子卡为 ADC 板卡，右上角的板卡为本地振荡器。

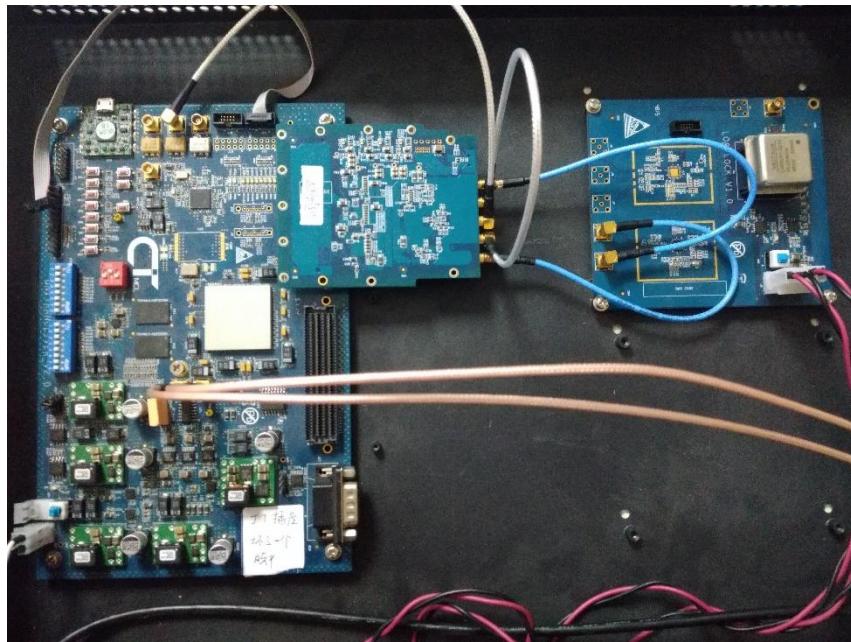


图 5.4 硬件平台实物图

接收机在 FPGA 中的资源占用情况如图 5.5 所示。测试时，调制器在芯片内产生

数字复中频信号，经过 DAC 产生 IQ 模拟波形，然后做 IQ 正交调制到射频载波 2.38G。用射频线连接 DAC 与 ADC，射频信号经过模拟混频到中频，再经过 ADC 采样得到数字中频送入芯片内接收机，接收机对信号做数字下变频、检测、同步和解调，最后输出 BIT 信息到误码仪，测试误码率结果。

Device Utilization Summary (estimated values)				[1]
Logic Utilization	Used	Available	Utilization	
Number of Slice Registers	7130	407600	1%	
Number of Slice LUTs	10413	203800	5%	
Number of fully used LUT-FF pairs	5183	12360	41%	
Number of bonded IOBs	51	400	12%	
Number of Block RAM/FIFO	36	445	8%	
Number of BUFG/BUFGCTRLs	4	32	12%	
Number of DSP48E1s	56	840	6%	

图 5.5 接收机资源占用情况

### 5.3 测试结果

由于测试条件有限，如果在实际的无线信道下做测试的话，信道模型未知，同时天线、射频连接线所引入的损耗，较难分析，也就是难以确定精确的接收信噪比，所以本文将在射频环路的条件下，采用加数字噪声的方式，测试系统在 AWGN 信道下的误码性能，以作为系统性能的验证。辅助测试的软件有 ISE14.7、Chipscope Pro Analyzer 14.7、SDK 14.7 和 Matlab 2015a。

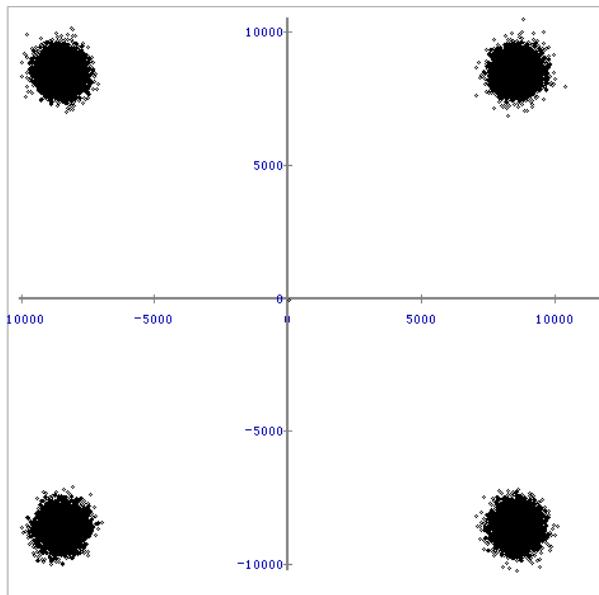


图 5.6 Chipscope 抓取的均衡后 QPSK 星座图

由于频偏以及定时点不一定恰好在符号边沿等原因，所以 FFT 之后的信号有相位

偏转。图 5.6 所示为 ChipScope 抓取的均衡后信号的星座图，可以看到，在均衡之后，星座图的相偏被纠正过来，整个恢复的结果较好。

图 5.7 为误码仪测试得到的误码率曲线，对应系统在高斯白噪声信道下的误码性能，其中子载波调制方式 QPSK，信号带宽 5MHz。图中红线是 QPSK-OFDM 的理论误码率曲线，通过对比可以看到，相比于理论线，硬件测试的误码率大约有 1dB 的信噪比损失，硬件测试的误码率和定点仿真的误码率非常靠近。

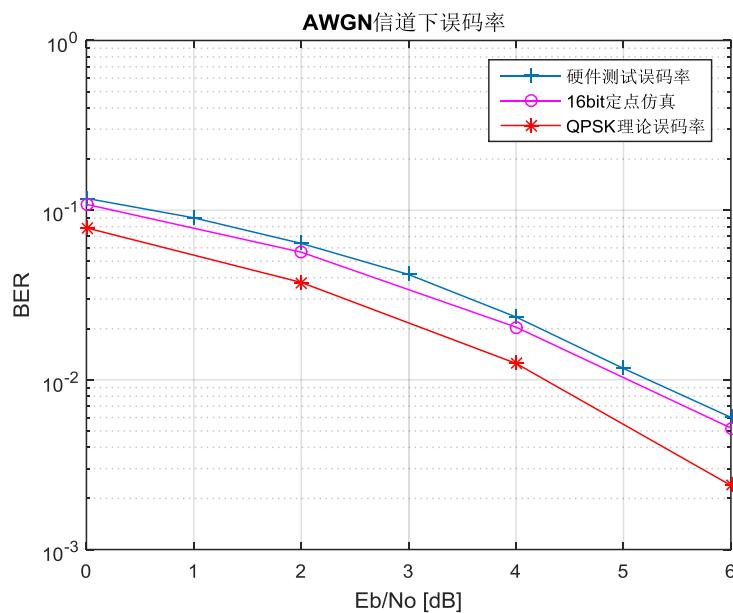


图 5.7 硬件测试误码率曲线

## 结论

本文的工作主要是根据提供的系统参数，设计 TDMA 网络下基于 OFDM 传输的接收机。从理论分析到硬件实现，再到性能验证，本文总共分为四部分详细介绍了接收算法和接收机的设计方案。

第一部分对发射机的各种系统参数做了介绍。主要包括 TDMA 网络的多址方式、物理层帧格式、OFDM 传输的关键参数（子载波带宽、子载波调制方式等）以及用于做系统验证的信道模型。

第二部分是接收方案设计，主要是对 OFDM 链路常见的检测、同步、信道估计，以及解映射算法做了理论分析以及 MATLAB 仿真，然后根据算法的复杂度和性能，我们分别选择：归一化延时互相关算法做帧检测，利用同步序列的周期性做频率同步，利用互相关算法来做符号定时，最后用 LS 算法来实现信道估计。

文章第三部分是接收机的硬件实现，在这部分里，本文根据每个模块的算法特点，结合 FPGA 的硬件资源，对算法进行改造，以方便 FPGA 实现。设计内容包括每个模块的端口定义、硬件设计的结构细节和每个模块的功能仿真结果。本设计充分利用在功能上可以复用的模块，以降低资源消耗，简化系统复杂度。比如帧检测模块中计算过的 Acorr 作为信号功率估计被 AGC 模块复用，帧检测中 Xcorr 的相位被频率同步模块复用，来做频偏估计。

最后一部分是系统的性能分析，由于测试平台的限制，本文以 AWGN 信道下 QPSK 调制为例，分别从不同层次对系统的误码性能进行了比对分析，从中可以看到，相比于理论的误码率曲线，硬件实现后接收机的误码性能靠近理论结果，说明接收机可以可靠工作。

本研究的后续计划主要有两个方面，第一个是之前提到的，由于验证平台的限制，本文只做了 AWGN 信道下的系统误码率测试，所以下一步打算在多径信道下做性能测试。另一个方面是 OFDM 与 MIMO 等其他复用方式的结合，以提高系统容量。

## 参考文献

- [1] Chiueh T D, Tsai P Y, Lai I W. Baseband receiver design for wireless MIMO-OFDM communications[M]. John Wiley & Sons, 2012.
- [2] Goldsmith A. Wireless communications[M]. Cambridge university press, 2005.
- [3] 杨大成. 移动传播环境[M]. 机械工业出版社, 2003.
- [4] Chang R W. Synthesis of Band - Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission[J]. Bell System Technical Journal, 1966, 45(10): 1775-1796.
- [5] Weinstein S, Ebert P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform[J]. IEEE transactions on communication technology, 1971, 19(5): 628-634.
- [6] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE transactions on communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [7] Minn H, Bhargava V K, Letaief K B. A combined timing and frequency synchronization and channel estimation for OFDM[C]//Communications, 2004 IEEE International Conference on. IEEE, 2004, 2: 872-876.
- [8] 史治国 洪少华. 基于 XILINX FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计(附光盘)[M]. 浙江大学出版社, 2009.
- [9] 陈一帆, 马正新, 石荣. 一种基于过采样的 OFDM 系统定时同步算法[J]. 移动通信, 2011, 35(12):84-87.
- [10] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Transactions on communications, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [11] Huang D, Letaief K B. Carrier frequency offset estimation for OFDM systems using subcarriers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(5): 813-823.
- [12] Li J, Liu G, Giannakis G B. Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2001, 8(3):80-82.
- [13] Classen F, Meyr H. Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels[C]//Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th. IEEE, 1994: 1655-1659.

- [14] Larsson E G, Li J. Preamble design for multiple-antenna OFDM-based WLANs with null subcarriers[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2001, 8(11):285-288.
- [15] Tourtier P J, Monnier R, Lopez P. Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting[J]. Signal Processing Image Communication, 1993, 5(5-6):379-403.
- [16] Taura K, Tsujishita M, Takeda M, et al. A digital audio broadcasting (DAB) receiver[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1996, 42(3):322-327.
- [17] Cho Y S, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB[M]. John Wiley & Sons, 2010.
- [18] StevenM.Kay. 统计信号处理基础:估计与检测理论[M]. 电子工业出版社, 2011.
- [19] Park B, Cheon H, Kang C, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5):239-241.
- [20] Lin J C. LS Channel Estimation for Mobile OFDM Communications on Time-Varying Frequency-Selective Fading Channels[C] IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2007:3016-3023.
- [21] Liu K, XingKe. Research of MMSE and LS channel estimation in OFDM systems[M]. IEEE, 2010.
- [22] Yang L, Ren G, Qiu Z. Novel noise reduction algorithm for LS channel estimation in OFDM system with frequency selective channels[C] IEEE International Conference on Communication Systems. 2010:478-482.
- [23] Hsieh M H, Wei C H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels[J]. Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 1998, 44(1): 217-225.
- [24] Savaux V, Lou à Y, Djoko-Kouam M, et al. Minimum mean-square-error expression of LMMSE channel estimation in SISO OFDM systems[J]. Electronics Letters, 2013, 49(18): 1152-1154.
- [25] Yang B, Cao Z, Letaief K B. Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2001, 49(11): 1977-1987.
- [26] Srivastava V, Ho C K, Fung P H W, et al. Robust MMSE channel estimation in OFDM

- systems with practical timing synchronization[J]. 2004, 2:711-716 Vol.2.
- [27] Yang B, Letaief K B, Cheng R S, et al. Windowed DFT based pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM systems in multipath fading channels[C]//Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. IEEE, 2000, 2: 1480-1484.
- [28] Erceg V, Greenstein L J, Tjandra S Y, et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(7):1205-1211.
- [29] 武楠, 王华, 闫朝星, 匡镜明. 一种高阶调制软判决解映射的简化方法[P]. 中国, 发明专利授权号: ZL200810077791.2.
- [30] Pollet T, Spruyt P, Moeneclaey M. The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling[C] //Global Telecommunications Conference, 1994. GLOBECOM'94. Communications: The Global Bridge., IEEE. IEEE, 1994: 253-257.
- [31] Rugini L, Banelli P. BER of OFDM systems impaired by carrier frequency offset in multipath fading channels[J]. Wireless Communications IEEE Transactions on, 2005, 4(5):2279-2288.

## 攻读学位期间发表论文与研究成果清单

- [1] H Wang, S Du, N Guan. Design of fading channel simulator based on IIR filter using genetic algorithm [C]//12th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2016). (已录用)

## 致谢

三年的研究生生涯即将结束，回头看感觉过得很快，这期间苦过累过也欢笑过，虽然时光无法挽留，但有些东西会永远沉淀下来伴随一生。这三年里，除了学到专业知识，我和实验室的同学们产生了深厚的友谊，更重要的，是聆听王华老师的教诲。王老师为人随和宽容，非常关心学生的思想和生活，经常和大家交流沟通，给予帮助；在学术上，王老师治学严谨，要求严格，他以身作则，对待工作勤奋进取，给实验室每个同学树立了榜样。在今后的工作和生活中，我将牢记王老师教诲，“积极主动，团结协作”，以乐观开放的心态去学习、生活。

在读研期间，我还得到了实验室其他几位老师的指导，感谢武楠老师和杨德伟老师在学习上对我的帮助。其次，要感谢各位师兄的帮助，我刚进实验室的时候基础弱，何培和王轩师兄带我入门，让我能够在专业上打下牢固的基础；平时学习和项目上有问题，管凝、史德生、何东轩、龙哲仁、宋玮、赖武文和刘晗博士都热心帮助我，为我答疑解惑，在这里要感谢他们。另外，还要感谢项目小组的王廷智、张进、张杰硕士，在项目遇到困难时，大家相互帮助、相互鼓励，一起面对并解决问题，最后，感谢刘培培、马成琪、杜思伟、杜潇、张子健、聂雨雷、赵兵、王聪、李翔和李柯南等硕士，在和他们讨论问题的过程中，我学到了知识，获得了进步。