

单位代码： 10293 密 级： 公 开

# 南京邮电大学

## 硕 士 学 位 论 文



论文题目： 基于跨层控制的业务自适应 OFDM 技术研究

学 号	1010010219
姓 名	任江哲
导 师	曾桂根
学 科 专 业	通信与信息系统
研 究 方 向	无线数据与移动计算网络
申请学位类别	工学硕士
论文提交日期	二零一三年四月

# **The adaptive OFDM technology of data services research based on cross-layer control**

Thesis Submitted to Nanjing University of Posts and  
Telecommunications for the Degree of  
Master of Engineering



By

Ren Jiangzhe

Supervisor: Prof. Zeng Guigen

April 2013

## 南京邮电大学学位论文原创性声明

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

本人学位论文及涉及相关资料若有不实，愿意承担一切相关的法律责任。

研究生签名： 任江松 日期： 2013.4.7

## 南京邮电大学学位论文使用授权声明

本人授权南京邮电大学可以保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子文档；允许论文被查阅和借阅；可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索；可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编本学位论文。本文电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。论文的公布（包括刊登）授权南京邮电大学研究生院办理。

涉密学位论文在解密后适用本授权书。

研究生签名： 任江松 导师签名： 任江松 日期： 2013.4.7

## 摘要

随着网络技术和无线通信技术的迅猛发展和日趋融合，有限的频谱资源与用户日益增加的业务需求之间的矛盾亦日渐突出。如何更有效率地使用信道频谱资源，是当前无线通信领域重要的研究课题之一。自适应 OFDM 调制系统以其高效频谱利用率等优点给频谱资源有限的无线通信领域注入了生机。

本文首先介绍了自适应 OFDM 技术和跨层控制技术的发展概况，阐述了自适应 OFDM 调制技术的原理和经典算法。之后本文基于 FPGA+MCU 硬件平台，在跨层设计思想的指导下，提出了一种自适应 OFDM 通信系统的设计方案，设计了该系统的整体框架，并制定了 MAC 帧结构和物理层协议数据单元（PPDU）格式。系统所采用的自适应算法为改进的简单分组比特算法，理论上最高数据传输速率可以达到 14Mbps。

本文还对该系统中的调制器的工作原理进行了详细分析，制订了总体实现框架和系统参数，设计了信道编码、星座映射、导频调制、子带预均衡、循环前缀插入、前导序列构造、可配置 IFFT/FFT、插值滤波器等模块的详细实现方案。

最终，论文在 Altera 公司的 Quartus II 平台上，选择高性能、低功耗、低成本的 Cyclone III 系列 FPGA 芯片，用 Verilog HDL 语言实现了该系统的调制器，并在 ModelSim 上进行了仿真。其中的 IFFT 模块使用高效低资源占用的可配置 IFFT/FFT 软核实现。该软核采用按频率抽取的基-2<sup>2</sup> 算法、改进的单通道延迟反馈（SDF）结构，能够很简单地配置成 2<sup>n</sup>（ $n \in [3, 12]$ ）点的 FFT 或 IFFT，最高工作频率可达 306.30MHz。实现后的自适应 OFDM 调制器可以通过高速串行通信接口从 MCU 接收 MAC 数据帧，然后根据 MAC 帧中包含的自适应参数对这些数据进行调制。所实现的基于跨层的自适应 OFDM 调制器，能适应复杂无线环境，在实际应用中具有很大的灵活性和适应能力。

**关键词:** OFDM 技术，自适应调制，FPGA，可配置 IFFT/FFT 软核

# Abstract

With the rapid development and the increasing integration of network technology and wireless communication technology, the contradiction between the limited network resources and users' increasing business needs is also becoming more prominent. How to use the channel spectrum resources more efficiently is one of the important research topics. With its outstanding advantages, adaptive OFDM modulation system brought a turning point to the wireless environment which has limited spectrum resources.

Firstly, this thesis introduces the overview and summary of adaptive OFDM technology development and cross-layer control technology, and describes the principles and classical algorithm of adaptive OFDM modulation technology. With the guidance of the cross-layer design thinking, the thesis presents a design scheme about adaptive OFDM communication system which is based on FPGA + MCU hardware platform and designs the implementation framework for adaptive OFDM modulation system. What's more, we also develop MAC frame structure and the PPDU format. The adaptive algorithm used by the system is improved SBLA. Theoretically, the maximum data transfer rate can reach 14Mbps.

Particularly, this thesis analyzes the modulator of this system, formulates the overall implementation framework and system parameters, and also designs detailed schemes for the key modules such as channel encoding, constellation mapping, pilot modulated, sub-band pre-equalization, preamble sequence constructor, configurable IFFT/FFT, interpolation filter.

On Quartus II platform of Altera, we implemented the modulator of this system on Cyclone III series FPGA platform with Verilog HDL. And the simulation is conducted on ModelSim. Among this, we use the configurable IFFT/FFT soft-core to implement IFFT module. The soft-core adopts radix-2<sup>2</sup> algorithm and SDF pipeline structure. It can be easily configured to 2<sup>n</sup>( $n \in [3, 12]$ ) points FFT or IFFT. The maximum operating frequency is up to 306.30MHz. The modulator of adaptive OFDM we implemented can use the adaptive parameters which is included in MAC frame to modulate. The MAC data frame can be received from MCU via the high-speed serial interface. In this way, we achieve the adaptive transmission in complex wireless environment. In practical applications, it has a great deal of flexibility and adaptability.

**Key words:** OFDM technology, Adaptive modulation, FPGA, Configurable IFFT/FFT soft-core

# 目录

第一章 绪论.....	1
1.1 课题的背景及意义.....	1
1.2 自适应 OFDM 技术的发展概况.....	2
1.2.1 OFDM 技术研究动态及应用现状 .....	2
1.2.2 自适应调制技术研究现状 .....	4
1.3 跨层控制技术概要.....	5
1.4 本文主要研究内容和内容安排 .....	6
第二章 自适应 OFDM 传输系统的理论基础.....	8
2.1 OFDM 调制解调技术原理.....	8
2.1.1 多载波调制原理 .....	8
2.1.2 OFDM 调制原理.....	9
2.1.3 典型的 OFDM 系统收发机框图.....	11
2.1.4 OFDM 的主要优缺点.....	11
2.2 OFDM 通信系统中的关键技术.....	12
2.2.1 使用导频进行信道估计 .....	12
2.2.2 符号同步技术.....	14
2.2.3 峰值平均功率比(PAPR)的影响及其抑制措施 .....	14
2.2.4 循环前缀技术.....	16
2.2.5 插值滤波器技术 .....	19
2.3 自适应 OFDM 调制系统的技术难点.....	20
2.4 经典自适应资源分配算法 .....	21
2.4.1 Hughes-Hartogs 算法.....	22
2.4.2 Chow 算法.....	22
2.4.3 Fischer 算法.....	22
2.4.4 简单分组比特算法.....	22
2.5 本章小结.....	23
第三章 自适应 OFDM 通信系统设计方案 .....	24
3.1 硬件平台架构方案.....	24
3.2 跨层调度方案.....	25
3.3 自适应 OFDM 传输系统的软件架构方案.....	26
3.4 自适应资源分配算法 .....	28
3.5 自适应 OFDM 调制器实现框架.....	30
3.6 自适应 OFDM 调制器主要参数设计.....	32
3.6.1 基本参数设定 .....	32
3.6.2 OFDM 符号的频域描述 .....	33
3.6.3 导频插入方案.....	33
3.6.4 子带划分方案.....	34
3.6.5 3MHz 有效带宽下的 OFDM 系统参数 .....	34
3.6.6 传输速率公式.....	35
3.7 自适应 OFDM 调制器关键模块设计.....	35
3.7.1 信道编码方案.....	36
3.7.2 星座映射.....	39
3.7.3 导频调制.....	41
3.7.4 子带预均衡 .....	42

3.7.5 插入循环前缀模块.....	44
3.7.6 前导序列构造与调制 .....	45
3.7.7 可配置 IFFT/FFT 模块 .....	49
3.7.8 插值滤波器 .....	54
3.8 MAC 帧结构 .....	56
3.9 物理层协议数据单元 (PPDU) 帧结构.....	57
3.9.1 PPDU 时域/频域帧结构.....	57
3.9.2 物理层协议数据单元 FCH 内容格式.....	58
3.10 本章小结.....	60
第四章 自适应 OFDM 调制器的 FPGA 实现.....	61
4.1 自适应 OFDM 调制器整体实现结构.....	61
4.2 自适应 OFDM 调制器中核心模块的 FPGA 实现.....	65
4.2.1 信道编码模块 Encoder .....	65
4.2.2 交织模块 InterLeaver.....	67
4.2.3 映射模块 Mapping_Top .....	68
4.2.4 扰码模块 Scrambler.....	69
4.2.5 使用可配置 IFFT/FFT 软核实现 IFFT 模块 .....	70
4.2.6 前导序列生成模块 Preamble_Gen .....	73
4.3 本章小结.....	75
第五章 总结与展望.....	76
5.1 论文总结.....	76
5.2 后续工作安排.....	77
5.2.1 OFDM 调制器与解调器复用可配置 IFFT/FFT 模块.....	77
5.2.2 提高 MCU 与 FPGA 数据交互效率的方案 .....	78
参考文献.....	79
附录 1 攻读硕士学位期间撰写的论文.....	82
附录 2 攻读硕士学位期间参加的科研项目.....	83
致 谢 .....	84

# 第一章 绪论

## 1.1 课题的背景及意义

无线网络作为移动通信技术和计算机互联网结合的产物，已经成为人们实现随时随地自由传递信息的主要手段和信息社会人们赖以生存的必要条件之一。随着人们对无线产品的距离和速率需求呈现出多样性，人们期望最终能够有一种无线网络是由各种无线网络无缝连接的，与各种有线通信网络互通的，可以在任何时间、任何地点、与任何人进行通信的全球统一的信息传输网络。但是，实际中任何单独一种无线网络都不能满足所有的需求，因此根据无线网络的应用范围，可以分为：无线广域网（WWAN，Wireless Wide Area Network）、无线城域网（WMAN，Wireless Metropolitan Area Network）、无线局域网（WLAN，Wireless Local Area Network）、无线个域网（WPAN，Wireless Personal Area Network）<sup>[1]</sup>。

另外，随着网络技术和无线通信技术的迅猛发展和日趋融合，有限的频谱资源与用户日益增加的业务需求之间的矛盾亦日渐突出。一方面，无线网络带宽和功率资源有限，无线信道受干扰、衰落、多径扩展、多普勒效应等影响，信道容量动态变化；另一方面，用户的业务需求正从语音、电子邮件向包括视频流、实时交互业务在内的多媒体业务转变，而多媒体业务具有高带宽、低时延等 QoS 需求。如何实现网络资源的有效利用，保证多种类型业务的 QoS 需求，是当前的热点研究课题。

如何更有效率地利用和分配信道频谱资源，是资源分配技术领域的重要研究课题之一。正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）系统以其突出的频谱利用率即抗多径频率选择性衰落能力给频谱资源有限的无线通信领域注入了生机。OFDM 技术把信道分成若干相互正交的子信道，相当于把原来高速串行数据流变成了低速并行的数据流，大大降低了符号间干扰的影响；划分子信道后，每个子信道信道状况就成了平坦性衰落，从而进一步降低了符号间干扰，而且信道均衡也变得相对容易。结合使用先进的编解码方案，OFDM 技术具有很好的抗噪声、抗干扰、抗选择性衰落，以及对抗多普勒效应的良好特性<sup>[2]</sup>。伴随着大规模集成电路技术高速发展，OFDM 技术得到了更加广泛的应用。

为了进一步挖掘 OFDM 通信技术的潜力，研究人员提出了将自适应调制技术与 OFDM



技术结合的思路<sup>[20]</sup>。自适应调制技术使 OFDM 通信系统可以根据子信道的瞬时特性动态地进行比特和传输功率分配,这样进一步优化了系统性能,并且充分利用了信道容量。在 OFDM 通信系统中进行自适应资源分配,就是在各个子信道上根据衰落程度的不同合理而有区别地分配比特和传输功率,从而大大提高系统带宽利用率<sup>[18]</sup>。

在实际系统中,系统整体设计方案通常基于分层控制,这样的设计逻辑清晰,易于扩展和实现,典型的网络体系结构 OSI 模型就是采用 7 层结构,但对于使用自适应 OFDM 调制技术的宽带移动通信系统,单一化的分层结构反而限制了系统性能的提高<sup>[8]</sup>。为了解决这种情况,学界提出了跨层设计的思想<sup>[9]</sup>。跨层控制充分考虑了各层之间的关联性,将独立的网络层看作一个完整的体系结构进行优化,所以这种优化能从系统角度提升系统通信性能<sup>[10]</sup>。

在自适应 OFDM 通信系统中引入跨层设计思路后,可以降低上层自适应协议的算法复杂度和设计难度,从而可以较为灵活的实现未来产品的跨层设计,因此,基于跨层设计的自适应 OFDM 调制器的设计方案具有很高的实用价值。

## 1.2 自适应 OFDM 技术的发展概况

由于 OFDM 系统中各子信道的独立性,各个子信道可以看做是相对独立的平坦衰落,所以 OFDM 调制技术与自适应调制技术相结合是大势所趋,这已经在很多理论研究和实际系统中得到了很好印证<sup>[18][19]</sup>。

### 1.2.1 OFDM 技术研究动态及应用现状

正交频分复用技术是一种各子载波之间保持相互正交的多载波调制 (MCM, Multi-Carrier Modulation) 技术,既可以被当作是一种调制技术,又可以被当作是一种复用技术<sup>[30]</sup>。它的出现给频谱资源有限的无线通信环境注入了生机。实际上 OFDM 就是多载波调制的一种,其主要思想来源于上世纪五六十年代的频分复用 (FDM) 和平行数据传输思想,早在上世纪六十年代,在多种高端军事通信系统中,OFDM 调制技术就已经被广泛应用,其中包括 KINEPLEX、ANDEFER 以及 KNTHRYN 等<sup>[29]</sup>。

在传统的频分复用系统中,信道的带宽被划分为  $N$  个存在保护间隔的频率子信道,每个子信道传输独立的调制符号。由于受到奈奎斯特采样定理限制,这种传输方式不能有效利用

宝贵的频谱资源。为了有效的解决频谱资源利用率低的问题，美国专家提出了子信道平行传输数据和子信道频谱相互重叠的频分复用的思想<sup>[11]</sup>。这一思想将信道分成若干正交子信道，将高速数据信号转换成并行的低速子数据流，然后分别调制到每个子载波上进行传输。正交信号可以通过在接收端采用相关技术来分开，这样可以减少子信道之间的相互干扰（ICI: Inter-Carrier Interface）。每个子信道上的信号带宽小于信道的相关带宽，因此每个子信道上的可以看成平坦衰落，从而可以消除符号间干扰（ISI: Inter-Symbol Interface），而且信道均衡变得相对容易。可将 OFDM 的本质总结如下：通过使用先进的信号处理技术，将复杂信道中高速数据传输问题进行转化，变为大量并行的低速数据传输问题，且每个子信道都可以看成是加性高斯白噪声信道。显然，总的速率是并行工作的所有子信道数据速率之和。

经过几十年的不断发展，OFDM 在技术上经历了几次重要的突破性进展：

（1）在 1966 年 R.W.Chang 博士提出正交频分复用及其基本原理，并阐述了各子载波间相互正交的必要性<sup>[31]</sup>。

（2）Peled 和 Ruiz 通过引入循环前缀克服了 OFDM 系统的信道间干扰和符号间干扰<sup>[32]</sup>，较好的改善了 OFDM 系统的性能。

（3）1972 年，Weinstein 和 Ebert 提出了使用离散傅立叶变换（DFT: Discrete Fourier Transform）实现 OFDM 系统中的全部调制和解调功能的建议，为实现 OFDM 的全数字化方案作了理论上的准备<sup>[33]</sup>。

（4）在上世纪八十年代，随着大规模集成电路 ASIC 和数字信号处理技术的发展，尤其是快速傅立叶变换（FFT: Fast Fourier Transform）的出现，使得软硬件实现成本大大降低，一些其它以前难以克服的困难也都得到了解决，自此，OFDM 逐步迈向高速数字无线通信的领域。

（5）1985 年，Cimini 提出了一种适于无线信道传送数据的 OFDM 方案。其调制波码型是方波，Cimini 第一次在符号间插入了保护间隙，该方案避免了多径传播引起的符号间干扰，为无线 OFDM 调制技术的发展奠定了坚实的基础<sup>[34]</sup>。

（6）进入九十年代后，数字通信系统的速度变得越来越高，传统的 DSP 芯片在运行大规模繁杂的 DSP 算法上显得力不从心，而 FPGA 芯片可以方便实现并行算法，很容易满足高速通信的数据速率要求，因而在算法处理方面开始慢慢取代 DSP 芯片。

随着数字通信技术的飞速发展，为了满足人们日益膨胀的高速、大容量通信需求，OFDM

技术的发展步伐明显加快,已经出现了很多新的研究方向:

(1) OFDM 技术与多址技术结合,产生了一种新的接入技术——正交频分多址接入 (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access)<sup>[12]</sup>。OFDMA 通过为不同用户分配不同子信道实现多址接入,这与频分多址 (FDMA) 相似,不同的是由于子载波之间的正交性,相邻用户不需要使用保护频带,因此这种接入方式能在很大程度上提高频谱利用率;

(2) OFDM 调制技术与码分多址 (CDMA: Code Division Multiple Access) 结合在一起,产生了 OFDM-CDMA 接入技术<sup>[14]</sup>。这种接入方式融合了 OFDM 技术和 CDMA 技术的优点,能够提供高速率、高品质、大容量的数据通信,已成为下一代移动通信的研究热点;

(3) OFDM 与多输入多输出 (MIMO: Multiple Input Multiple Output) 技术相结合<sup>[13] [48]</sup>。由于 MIMO 技术具有很高的空间分集增益或容量增益。而 OFDM 技术能够克服符号间干扰问题。所以在数字通信系统中将两种技术结合,则每个子信道可以看作是平坦衰落信道。两者的结合是移动通信领域的重大突破,现已成为 4G 移动通信系统中的热门解决方案。

目前,OFDM 调制技术已经广泛应用于多种军用和民用通信系统中,如:非对称数字用户环路 (ADSL)、数字音频广播 (DAB: Digital Audio Broadcast)、数字视频广播 (DVB: Digital Video Broadcast)、无线局域网 (WLAN) 标准 IEEE802.11a 和无线城域网 (WMAN) 标准 IEEE802.16 等。

### 1.2.2 自适应调制技术研究现状

由于无线信道的时变特性,信道容量是动态变化的,为了进一步提高信道利用率,研究人员提出了使用自适应调制技术的思路<sup>[18]</sup>。其基本原理就是收发双方实时监测信道状况 (使用信道估计的方法),在发送数据的时候根据当前信道状况选择比较合理的调制参数对数据信息进行调制,这些参数可以有:编码方式、编码速率、扰码方式、数字调制模式、预均衡方式和功率控制等<sup>[19] [20]</sup>。比如在信道条件好的子载波上使用高阶调制方式和相对较低的发射功率,在信道条件差的子载波上采用低阶调制方式和相对较高的发射功率。由于很多自适应算法是先进行自适应比特分配,然后再进行功率分配的,所以自适应算法又称为自适应比特功率分配算法或自适应调制算法。

根据不同的约束条件,自适应 OFDM 系统可以分为两类,一类是恒定速率 (CBR: Constant

Bit Rate) 系统, 即每一个符号传送的总比特数保持不变, 这样可以在限定的速率下使发射功率最小或者误码率最低; 另一类是可变速率 (VBR, 可变 Bit Rate) 系统, 即每一个符号传送的总比特数是变化的, 其设计目的是在发射功率和误码率一定的情况下, 使频谱效率最大化<sup>[43]</sup>。

如果以子载波为单位来应用自适应算法的话, 那么当子载波数量很大时, 算法的实现复杂度也会非常繁杂。这种情况下, 可以利用子载波之间的相关性, 把子载波分成组, 每一个组即为一个子带, 自适应算法使用子带为单位进行运算, 在每个子带中使用相同的自适应参数, 这样不但降低了自适应算法的实现复杂度, 同时也减少了信令传输开销, 从而大大降低系统复杂度<sup>[44]</sup>。当然, 基于子带的自适应 OFDM 算法也是有性能损失的, 这与信道的相干带宽有关, 如果子带带宽小于信道相干带宽, 那么子带自适应 OFDM 系统的性能就很接近子载波自适应算法的性能。

在自适应 OFDM 系统中引入跨层控制是未来的发展方向<sup>[46][47]</sup>。当前, 在一些现在主流的基于 OFDM 的宽带无线通信系统中引入自适应调制技术的研究也已经全面展开, 并逐渐走向成熟, 比如 OFDMA 和 MIMO-OFDM<sup>[48]</sup>系统。

### 1.3 跨层控制技术概要

在实际系统中, 系统整体设计方案通常基于分层控制, 这样的设计逻辑清晰、易于扩展和实现, 但是基于分层控制的系统优化只能在层内进行, 不是完整意义上的系统性能总体最优。为了解决这个问题, 学界提出了跨层设计的思想<sup>[15][16]</sup>。跨层控制充分考虑了各层之间的关联性, 将独立的网络层看作一个完整的体系结构进行优化, 所以这种优化能从系统角度提升系统通信性能。另外, 从用户角度而言, 不同数据业务应该具有不同的 QoS 需求等级。对于实时多媒体业务传输, 如音频、视频等, 要求低时延, 但容许一些错误; 而非实时多媒体业务传输, 如 Web 接入和下载文件, 需要较高的可靠性, 但容许有一定的时延。针对这一问题, 当前的解决方案是借助跨层媒体传输结构, 在同时传输几种不同 QoS 需求的业务时, 综合考虑应用层、传输层、链路层和物理层结构, 有区分的进行传输。

跨层设计并不是严格打破传统的分层结构, 而是将现有的分散的各个层的功能进行融合, 从而丢弃以前的在某一层进行独立优化做法, 进而建立新的多层联合优化的策略<sup>[17]</sup>。分层结

构中最上的应用层主要是用户业务的产生，从而为下层传输数据，其性能主要衡量指标是传输数据的有效性；最下面的物理层是对系统资源进行分配，并通过应用信息处理技术提高数据传输的可靠性，其性能主要的衡量指标是基于信息论的系统容量和误码率；中间的媒体接入层通过对分组进行缓存和调度，从而确保用户传输速率和系统瞬时吞吐量相对应，其性能主要衡量指标是分组时延和分组丢失率；网络层根据各链路的吞吐量、功耗、时延和丢失率，为分组选择从信源到信宿最适宜的路径，其性能的主要衡量指标是网络时延和路由效率；传输层通过建立可靠的链接，避免网络拥塞，其性能的主要衡量指标是吞吐量和丢失率。

众多研究结果表明，OFDM 系统中引入跨层资源分配和跨层调度技术，在满足用户间比例公平性的同时，有效地提高了系统的频谱利用率和系统容量，降低了系统的功率消耗，其性能优于非跨层的资源分配算法<sup>[16][17]</sup>。

## 1.4 本文主要研究内容和内容安排

本论文的主要研究内容如下：

(1) 在基于 FPGA+MCU 硬件平台上，在跨层设计思想的指导下，提出了一种自适应 OFDM 通信系统的设计方案，设计了该系统的整体框架，并制定了 MAC 帧结构和物理层协议数据单元 (PPDU) 格式。系统所采用的自适应算法为改进的简单分组比特算法，理论上最高数据传输速率可以达到 14Mbps。

(2) 对该系统中的调制器的工作原理进行了详细分析，制订了总体实现框架和系统参数，设计了信道编码、星座映射、导频调制、子带预均衡、循环前缀插入、前导序列构造、可配置 IFFT/FFT、插值滤波器等模块的详细实现方案。

(3) 在 Quartus II 平台上，选择 Cyclone III 系列 FPGA 芯片，用 Verilog HDL 语言实现了该系统的调制器，并在 ModelSim 上进行了仿真。其中的 IFFT 模块最高工作频率可达 306.30MHz。实现后的自适应 OFDM 调制器可以通过高速串行通信接口从 MCU 接收 MAC 数据帧，然后按照 MAC 帧所包含的自适应参数进行 OFDM 调制，得到物理层协议数据单元，之后经过中频调制和射频调制后得到物理层数据突发。

本文的内容安排如下：

第一章：绪论。主要概述了本论文的课题背景、本论文的内容安排；

第二章：自适应 OFDM 传输系统的理论基础。主要介绍了自适应 OFDM 传输系统的理论基础和相关技术；

第三章：自适应 OFDM 通信系统设计方案。详细介绍了自适应 OFDM 通信系统的硬件架构方案、跨层调度方案、系统的整体实现框架，并制定了 MAC 帧结构和物理层协议数据单元格式。详细设计了自适应 OFDM 通信系统中物理层调制器的实现框架，制定了系统参数和每个模块的详细实现方案；

第四章：自适应 OFDM 调制系统中调制器的 FPGA 实现。详细介绍了自适应 OFDM 通信系统中物理层调制器的 FPGA 实现，并对每个模块进行了仿真测试；

第五章：总结与展望。对论文工作进行了总结，对后续工作进行了说明。

## 第二章 自适应 OFDM 传输系统的理论基础

本文主要是对在无线环境下的 OFDM 自适应传输系统设计中的有关技术进行的研究，因此本章将对系统实现过程中涉及到的一些关键技术和基础概念加以说明，比如 OFDM 调制解调技术原理、自适应调制技术原理和 OFDM 调制解调系统实现框图。

### 2.1 OFDM 调制解调技术原理

#### 2.1.1 多载波调制原理

多载波调制 (MCM) 技术是由早期的频分复用 (FDM) 技术发展而来的。在 FDM 系统中，各信道间相互独立，不同信道上传送不同用户或不同业务的数据。在接收端，系统使用不同中心频率的带通滤波器分离出各个子载波后，再对其解调。由于时分复用技术需要占用全部可用频谱，大大降低了频谱利用率，所以频分复用系统与早期通信系统使用的时分复用技术相比较，好处是显而易见的。TDM、FDM 信号的频谱占用情况如图 2.1 (1)、(2)所示。

由于多载波调制技术使用了多个并行信道，也就是把数据流分解成了若干个子数据流，这样每个子数据流的传输比特速率就会很低，从而很大程度上减少了符号间干扰的问题，因此多载波调制对多径效应不敏感，这是多载波调制技术的最大优点。但是由于多载波调制系统和时分复用系统都需要在各子信道之间预留保护带宽，所以二者频率利用率一样都不高。

随着技术的进步，研究人员发现在多载波调制系统的频谱上也可以引入一些可控的子带干扰。这些人为的干扰要求其他子载波在本子载波的频率采样点上干扰为零，这样的系统就是 OFDM 调制技术。在 OFDM 调制系统中，各子载波的频谱为 sinc 函数的形状，这样每个子载波频谱的频率采样点上其他子载波频谱都为零。OFDM 信号的频谱如图 2.1(3)所示。

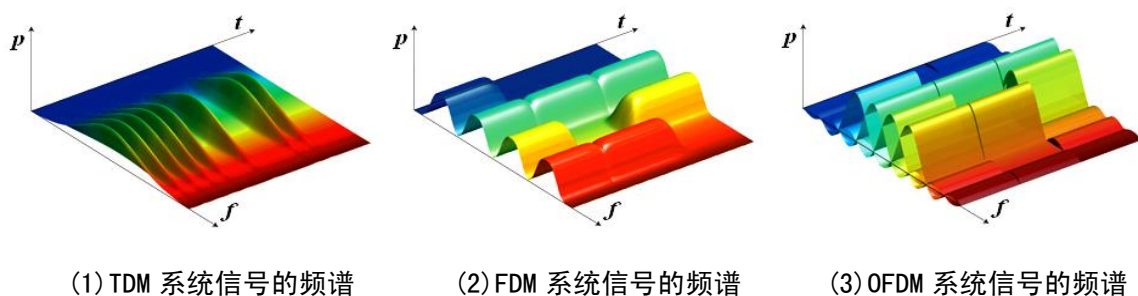


图 2.1 TDM、FDM、OFDM 系统信号的频谱比较<sup>[29]</sup>

### 2.1.2 OFDM 调制原理

OFDM 系统调制过程可以由下面公式描述：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left[ j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) t \right] \right\}, \quad t \in [0, T] \quad (2.1)$$

式中  $d_i$  表示第  $i$  个子载波的复数据信号， $T$  是符号周期长度， $N$  表示载波的数目， $f_c$  是载波中心频率。其物理意义就是一个 OFDM 符号由一组承载了数字调制信号的子载波叠加而成。在理论分析中为了表示更方便，通常将 OFDM 信号的基带形式写为：

$$x(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} t \right) = \mathbf{d} \mathbf{w}^T, \quad t \in [0, T] \quad (2.2)$$

$\mathbf{d} = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$  表示各子载波发送信号矢量， $\mathbf{w}^T = [e^{-j\pi Nt/T}, e^{-j\pi(N-2)t/T}, \dots, e^{j\pi(N-2)t/T}]$

表示并行信道调制矢量，它满足关系式  $\mathbf{w} \mathbf{w}^T = 1$ ，是归一化的正交矢量。由于各个子载波之间的正交性，利用复正弦信号的周期积分特性，我们可以单独对某一路子载波信号进行解调，从而解调得到这一路的数据信息。例如对第  $k$  路子载波进行解调，可以得到：

$$\begin{aligned} \int_{\tau}^{\tau+T} \exp \left( -j2\pi \frac{k}{T} t \right) \left[ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} t \right) \right] dt &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_{\tau}^{\tau+T} \exp \left( j2\pi \frac{i-k}{T} t \right) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_0^T \exp \left( j2\pi \frac{i-k}{T} t \right) dt = d_{k+\frac{N}{2}} T \end{aligned} \quad (2.3)$$

假设一个 OFDM 符号由 5 个子载波构成，每个子载波发送的是矩形信号，当 5 个子载波的数据  $\mathbf{d} = (1, 1, 1, 1, 1)$  时，则每个子载波的信号频谱都为 sinc 函数，如图 2.2 所示。由这个例子可以看出，OFDM 系统完全满足奈奎斯特无符号间干扰准则。但是 OFDM 系统的符号成形不是在时域进行脉冲成形，而是在频域实现的，这与传统的时分复用调制系统不同的。由时域和频域的对偶关系可以得到，传统的 TDM 调制系统中的符号间干扰变成了 OFDM 系统中的子载波间干扰，为了降低 ICI 的影响，要求 OFDM 系统在频域尽可能精确采样。



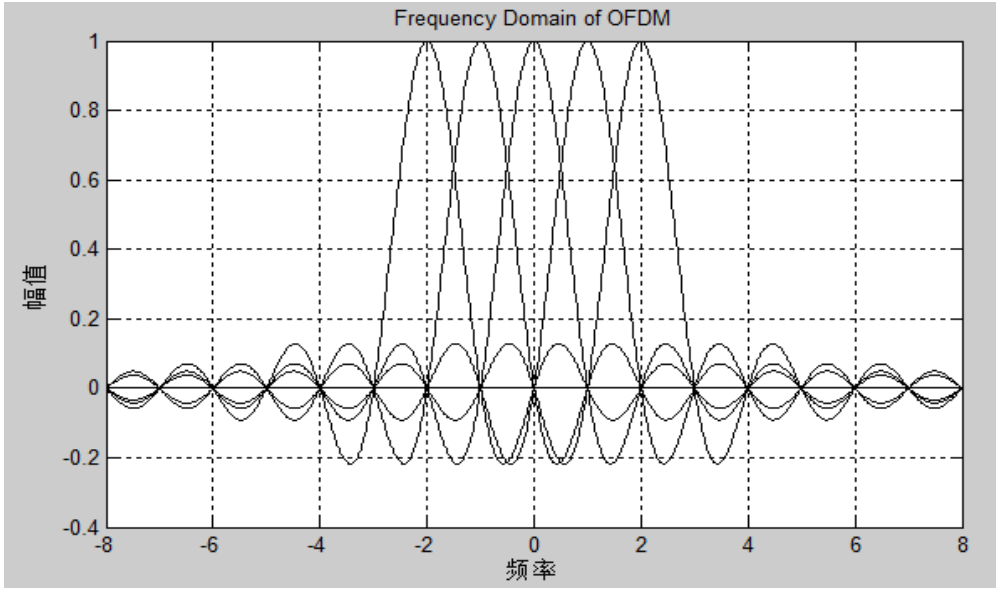


图 2.2 具有 5 个正交子载波的 OFDM 符号频谱结构

图 2.3 给出了在上面的假设情况下, 5 个相互正交的子载波的波形和它们叠加后的波形, 其中 5 条实线表示 5 个子载波波形, 虚线是叠加后的波形。由此图可以看出, 虚线的波幅变化范围很大, 这一点可以解释为什么 OFDM 系统调制出来的信号峰均比很高。

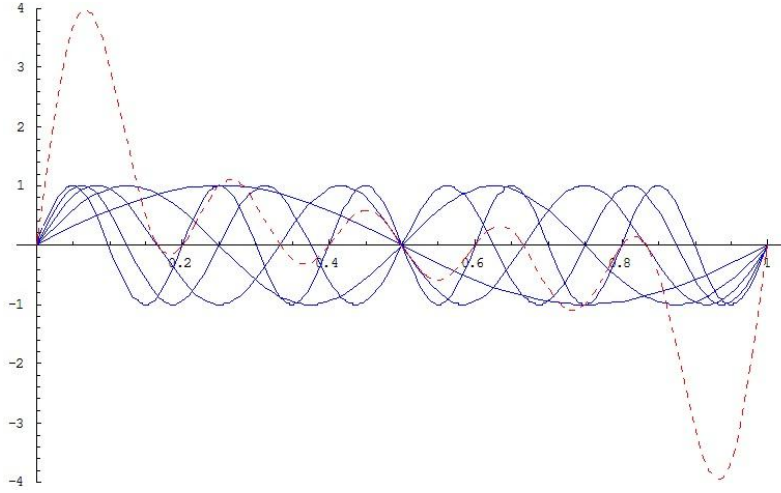


图 2.3 具有 5 个正交子载波的 OFDM 符号时域波形

在实际设计实践中, OFDM 通信系统的最大设计难点在于如何有效的产生一组正交子载波信号。传统的调制方法因为振荡器存在频率漂移问题往往会有很严重的信道间干扰问题, 所以很难在工程实践中应用。随着数字信号处理理论和技术的发展, 研究人员发现利用 IDFT 可以完成 OFDM 的调制过程<sup>[1]</sup>。N 点 IDFT 的公式为:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} n k}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.4)$$

由上面的公式可以看出信号  $X(k)$  作 IDFT 运算的过程实际上是首先在  $0 \sim 2\pi$  频率范围内产

生  $N$  个正交复正弦子载波，然后用频域数据  $X(k)$  对其加权后，再叠加形成最终时域信号的过程。这一过程就是 OFDM 信号的合成过程。如果每个子载波的信号频谱具有 sinc 函数特性，并且如果其第一过零点带宽恰好等于  $2\pi/N$ ，那么最终得到的 OFDM 信号频谱将呈现出各子载波频谱完全正交的状态。同样的原理，在接收端可以使用 FFT 运算将数据恢复出来。

如果直接进行  $N$  点 IDFT 变换，算法复杂度为  $O(N^2)$ ，如此大的计算量使 IDFT 很难用于工程实践。但如果采用基 2 的 IFFT 来计算，则算法复杂度降低为  $O(N\log_2 N/2)$ ，这样的算法复杂度已经可以应用到工程实践，但如果采用其他更高级的 IFFT 算法来实现，如基-2<sup>2</sup>、基-4 或混和基算法<sup>[36][37][40]</sup>，其算法复杂度可进一步降低，而且实现起来也更简单，这样就解决了 OFDM 系统难以实现的问题。

### 2.1.3 典型的 OFDM 系统收发机框图

图 2.4 所示为一个典型的 OFDM 系统的结构框图，图中上面的部分为 OFDM 调制器，下面部分为 OFDM 解调器。从图中可以看出，整个 OFDM 系统可以分成三部分：基带处理部分、中频调制部分和射频调制部分。

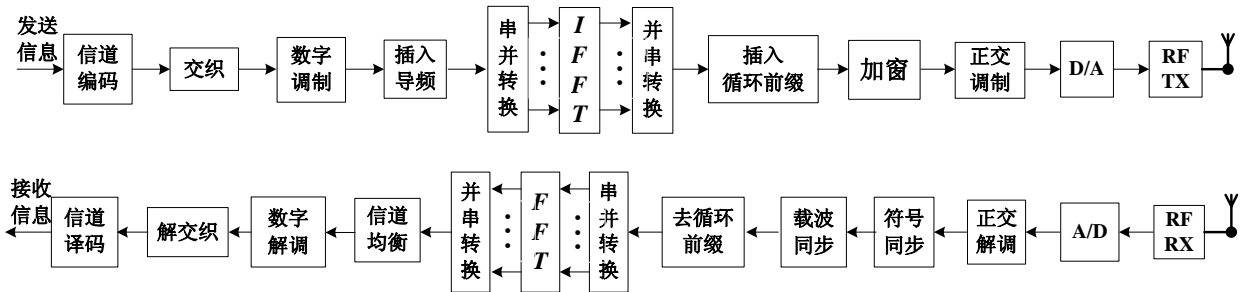


图 2.4 OFDM 系统收发机的典型框图

### 2.1.4 OFDM 的主要优缺点

随着技术的发展，OFDM 技术变得越来越完善，得到人们越来越广泛的关注，这和 OFDM 自身的优点是密不可分的，OFDM 具有诸多优点，比如：

(1) 由于子载波相互正交重叠，所以 OFDM 技术具有很高的频谱效率，这一点使 OFDM 系统在窄带环境下也可以高速传输数据；

(2) OFDM 技术与自适应调制技术结合，这样的系统可以根据信道的实时变化状况，动

态自适应调整与信道特性相适应的 OFDM 调制参数，从而保证通信高速可靠；

(3) OFDM 技术的子载波之间相互独立，相互正交，因此每一个子信道上的信道特性是平坦衰落的，所以 OFDM 技术具有很强的对抗多径效应或窄带干扰的优点；

(4) 在 DSP 理论和技术充分发展的当前环境下，OFDM 技术的实现方法很简单，使用 IFFT/FFT 运算可以实现 OFDM 调制解调，简单有效；

(5) OFDM 系统的子载波之间相互重叠，因此信道的频谱利用率比一般的通信系统都要高，当子载波个数很大时，OFDM 系统的频谱利用率能够达到 Nyquist 极限  $2\text{Baud/Hz}$ 。

但是任何事物都具有两面性，OFDM 技术也是一样。OFDM 系统因为使用多个正交的子载波而得到广泛应用，但同样是因为这一点，OFDM 技术具有很多缺陷有待解决，相对于传统的单载波系统，OFDM 技术存在下面这些缺陷：

(1) OFDM 技术对相位噪声和载波频偏非常敏感，哪怕一点很小的载频频移都会严重影响子载波间的正交性，从而导致信道间干扰。而且相位噪声会导致解调得到的星座图旋转、扩散。正因如此，OFDM 终端高速移动时，信号质量会变得更差；

(2) OFDM 信号由多个子载波信号相互叠加而成，每个子载波信号使用不同调制数据独立调制，这会造成 OFDM 信号在幅度上叠加在一起从而产生很大的瞬时峰值幅度，即峰值平均功率比 (PAPR) 过大。峰均比过大危害很大，这将增加模数和数模转换的复杂性，还增加射频设备的实现成本，最严重的后果是导致系统信噪比严重恶化；

(3) 由于 OFDM 系统峰均比大，所以 OFDM 系统对射频部分非线性放大器的性能更为敏感，相比于单载波系统，OFDM 调制系统所需的放大器线性范围更宽。

## 2.2 OFDM 通信系统中的关键技术

上一节简单介绍了 OFDM 技术的原理以及 OFDM 技术的优缺点，下面将详细介绍 OFDM 通信系统中的几个关键性技术，这对第三章系统方案的设定至关重要。

### 2.2.1 使用导频进行信道估计

在一般的衰落环境中，由于 OFDM 技术使每个信号的传输时间得以延长，所以不必再做信道估计以及均衡来补偿多径信道引起的符号间干扰。但在高度散射的信道中，信道记忆长

度过长，导致必须加长循环前缀的长度才能保证尽量不出现 ISI，但是长度过长必然导致能量损失，效率降低，尤其对子载波个数不是很大的系统更为明显。此时考虑信道估计并加均衡器从而适当减少前缀长度，即通过增加系统复杂性换取系统频带利用率的提高。另外，对于采用分集接收的系统也需要进行信道估计以达到最佳合并。

在 OFDM 系统中，根据发送端发送的训练序列的不同，可以将信道估计分为两大类：基于频域导频的信道估计和基于时域训练序列的信道估计。基于频域导频的信道估计，就是利用接收的频域导频值通过内插算法估计出所有子载波的信道频域响应，然后对数据子载波进行均衡<sup>[21]</sup>。它适合于快衰落信道；基于时域训练序列的信道估计算法较为简单，主要是利用帧头的特殊训练序列估计出信道的频率响应，然后对训练序列后面所有的数据符号进行信道均衡，基于训练序列的估计算法适合于慢衰落信道<sup>[22]</sup>。

使用训练序列在时域上进行信道估计的算法比较简单，在此不做繁冗介绍。下面主要介绍使用导频进行频域信道估计。

在 OFDM 符号中插入导频符号，目的是为了使接收端能够根据接收的符号估计出信道的特性，或者根据导频符号来纠正频率误差或相位误差。通常有三种导频插入的方式：块状导频、梳状导频、格状导频，如图 2.5 所示。

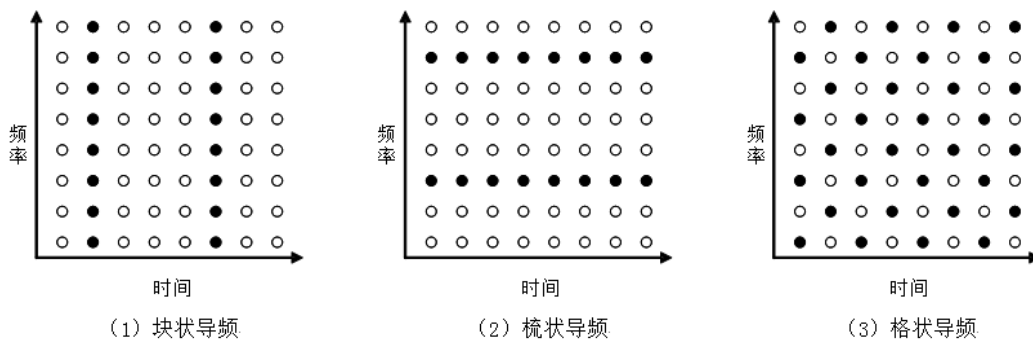


图 2.5 OFDM 通信系统中 3 种导频插入方式

(1) 块状导频：又称 TDM 插入方式，这种方式适用于室内无线环境这种时域变化小的信道。系统每隔若干个 OFDM 符号传送一个导频符号，导频分布在所有子载波上。

(2) 梳状导频：又称 FDM 插入方式，这种方式在解调阶段需要在频域上进行内插操作，对移动性的无线环境支持比较好。系统在频域上间隔的占用少量预留子载波，并且导频信息在时域上持续发送。

(3) 梅花状导频：又称离散插入方式或格状导频。这种方式是块状导频和梳状导频的结合，时域上和频域上，间隔插入导频信息，这种导频插入方式用尽可能小的导频开销，能够

充分利用时域和频域上的信道特性，支持精细的信道估计，但相应的算法开销也比较大，需要同时在时域和频域上做内插操作。

不同的导频插入方式适用于不同的无线传输环境，对应于不同的用途，例如，梳状导频方式适用于载频微调和相位补偿；块状导频适用于时频粗同步和信道估计；而梅花状导频适用于频偏微调和信道估计同时存在的情况，大大提高了系统性能。至于在系统设计中应该采用哪种导频插入方式，还要根据具体的系统需求来选择。

### 2.2.2 符号同步技术

符号同步也称帧同步，即检测一帧的起始位置。符号同步算法大体上分为两类：基于数据辅助同步算法<sup>[60]</sup>和非数据辅助同步算法<sup>[61]</sup>。数据辅助类算法主要是利用已知的训练序列（Training Sequence, TS）或导频序列进行检测估计，训练序列总是在突发前面发送，所以训练序列又称前导序列，其特点是估计精确、抗干扰能力强，是通信系统中常用的同步算法；非数据辅助类算法则不使用已知的训练序列或导频序列，而是利用接收信号本身所具有的特性来进行估计，其优点是资源利用率高，但同步精度低、抗噪性能差。

目前基于训练序列的符号同步算法有两种：一是短训练序列（Short Training Sequence, STS）互相关法<sup>[59]</sup>，该算法可快速完成符号同步，但算法误差较大，适合用来作粗同步；二是长训练序列（Long Training Sequence, LTS）互相关法<sup>[58]</sup>，该算法算法误码率性能较好，但符号同步在序列结束后完成，延时较大，同时开销也大，适合用来作细同步。实际系统中，如 IEEE 802.22 和 IEEE 802.16 通信系统，常使用 STS 与 LTS 配合的方案，如图 2.6 所示。



图 2.6 OFDM 帧结构

### 2.2.3 峰值平均功率比(PAPR)的影响及其抑制措施

与单载波系统相比，OFDM 信号是对多个独立的子载波信号调制叠加而成，若在某个时刻  $N$  个子载波的相位一致，那么所得到的叠加信号的瞬时功率就会远远超过信号的平均功率，其峰值功率甚至达到平均功率的  $N$  倍，由此带来较大的峰值平均功率比(peak-to-average ratio, PAPR)，简称峰均比。如果使用  $x(n)$  表示经过 IFFT 变换后的 OFDM 信号，那么峰均比可以

用下面的公式计算：

$$PAPR = \frac{P_{peak}}{P_{average}} = \frac{\max(|x(n)|^2)}{E[|x(n)|^2]} \quad (2.5)$$

高的峰均比对放大器的线性特性提出了很高的要求，若放大器的线性范围不能满足信号的实时变化，则会对动态范围大的信号产生非线性畸变，破坏各子载波间的正交性，导致系统性能下降。传统的解决方法是采用动态范围大的线性放大器，或者对放大器的非线性工作点进行补偿，但这样会大大降低放大器的效率，造成不必要的能量浪费。为了降低 OFDM 信号的高 PAPR 值，可以使用下面三种方法加以解决：

### （1）信号加扰技术

信号加扰技术主要就是利用不同的加扰序列对输入 IFFT 前的数据进行加权处理，打破各子载波出现相位一致的情况，以减少高峰值功率信号出现的概率来降低系统的 PAPR。这类技术主要包括选择性映射法<sup>[55]</sup>和部分传输序列法<sup>[56][57]</sup>。

选择性映射（SLM）法，其基本思想是对携有相同信息的 M 组统计独立的符号信息同时进行 IFFT 变换，然后在 M 个 OFDM 符号中选择具有最小 PAPR 的符号进行传输，同时这 M-1 个 OFDM 符号也要作为冗余信息发送出去。

部分传输序列（PTS）法是将 IFFT 的输入数据分成 M 个独立的小组（每组的子载波数都相等），对每个小组分别进行 IFFT 变换后分别乘上一个设计好的相位旋转因子；然后在每组中选出 PAPR 值最低的 OFDM 信号。同时 M 个相位旋转因子也要作为冗余信息发送出去。

### （2）信号预畸变技术

信号预畸变技术的基本思想是在信号送入放大器之前，对有较大峰值幅度的信号进行非线性处理，使其不超出放大器的动态变化范围，从而降低 PAPR。比较常用的信号预畸变技术包括限幅法<sup>[52]</sup>和压缩扩展变换法。限幅法是一个非线性处理过程，它将导致信号的频谱失真并增加带外辐射功率和带外噪声，降低系统的性能；压缩扩展变换法在发送端对信号进行非线性的压扩变换，而在接收端进行逆变换，这样不但有效降低了 PAPR 还可以使发射信号的平均功率保持相对不变。

### （3）编码类技术

编码类技术<sup>[53][54]</sup>的基本思想是，对输入 IFFT 之前的信息进行特殊的编码处理（如分组编码），在编码后的码字中，只选择那些幅度峰值小于设定的最大峰值限的码字进行传输。在

采用编码方法降低系统的 PAPR 过程中，一般要考虑三个方面的问题：首先选择的码组是否适用于任意子载波数、任意调制阶数以及任意的编码效率；其次是否能有效地实现编码和译码；最后所选的码组最好还能具备纠错和检错的功能。采用编码方法降低系统的峰均比，优点是性能相对稳定、简单，缺点是当子载波数量较大时编码效率会降低，导致系统的吞吐量下降，降低频带的利用率。

## 2.2.4 循环前缀技术

在理想的无线信道中，OFDM 系统中的每路子载波能够始终保持很好的正交性能，这在图 2.8 (a)可以很明显的看出。但是实际的无线信道性能变化很大，而且存在很多干扰，多径效应和多普勒效应的影响也很明显。在此，我们主要考虑多径衰落信道，实际的多径衰落信道可以使用下面的公式描述：

$$h(t) = \sum_{l=1}^L [h_l^I(t) + jh_l^Q(t)]\delta(t - \tau_l) = \sum_{l=1}^L A_l(t)e^{j\theta_l(t)}\delta(t - \tau_l) \quad (2.6)$$

式中  $L$  表示多径数目， $\tau_l$  表示多径时延。OFDM 接收机受到的信号为：

$$r(t) = x(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] + n(t) \quad (2.7)$$

式中  $n(t)$  表示白高斯随机过程其期望为零、方差为  $\sigma^2$ 。仅对第  $k$  个子载波进行解调，我们得到：

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) \cdot r(t) dt \\ &= \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) \cdot \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] dt + z(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) A_l(t) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - \tau_l) + \theta_l(t)\right] dt + z(t) \\ &= d_{k+\frac{N}{2}} \sum_{l=1}^L H_l(t) + \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_l^i(t) + z(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

式中，

$$z(t) = \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}t\right) n(t) dt \quad (2.9)$$

$$H_l(t) = \int_0^T A_l(t) \exp \left[ \theta_l(t) - j2\pi \frac{i}{T} \tau_l \right] dt \quad (2.10)$$

$$H_l^i(t) = \int_0^T A_l(t) \exp \left[ j2\pi \frac{(i-k)}{T} (t - \tau_l) + \theta_l(t) \right] dt \quad (2.11)$$

第  $k$  路子载波解调信号中噪声方差为：

$$\begin{aligned} E(z(t)z^*(s)) &= E \left[ \int_0^T \int_0^T \exp \left( -j2\pi \frac{k}{T} t \right) \exp \left( j2\pi \frac{k}{T} s \right) n(t)n^*(s) dt ds \right] \\ &= \int_0^T \int_0^T \exp \left[ j2\pi \frac{k}{T} (s-t) \right] E[n(t)n^*(s)] dt ds = \sigma^2 \delta(t-s) \end{aligned} \quad (2.12)$$

所以，多径效应造成的符号间干扰为：

$$I(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_l^i(t) \quad (2.13)$$

在多径效应的影响下，因为各路径信号到达的时间不同，在所有子载波相互叠加后，会导致子载波之间的正交性被破坏。在图 2.8 (b) 中灰色部分为子载波之间发生干扰的部分，从此图可以看出星座图弥散分布，说明解调得到的数据误码率很高。

为了解决这个问题，研究人员发现可以在 OFDM 符号之间插入保护间隔  $t_{GI}$  (GI: Guard Interval)，如果保护间隔长度大于相干时延，即  $t_{GI} > \tau_l$ ，则多径效应就不会产生明显的影响。插入保护间隔后的 OFDM 符号如图 2.7 所示。

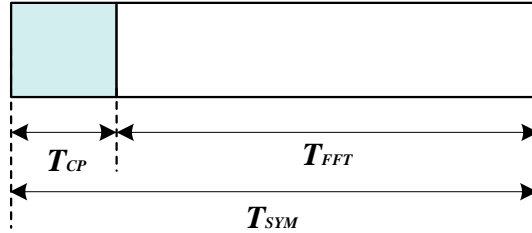


图 2.7 插入保护间隔后的 OFDM 符号结构

保护间隔内的内容可以为零，但这样调制出来的 OFDM 符号内的子载波仍旧不能完全正交，干扰仍旧存在。如图 2.8 (c) 所示，虽然比不插入保护间隔的情况改善很多，但是还不太理想，需要进一步优化。

为了彻底消除多径产生的 ICI，必须在空白保护间隔内填入循环前缀 (CP) 信号，该循环前缀信号是对 OFDM 符号最后一小段的复制，如图 2.8 (d) 所示，并且其持续时间要大于信道的最大时延扩展。这样在接收端去除循环前缀后，在一个 FFT 积分时间长度（也是一个



OFDM 符号周期)内各个子载波的持续时间都是整数个周期,并且保持相互正交。可以证明,在长度为 $\tau$ 的时间区间内,任意两个频率的值为 $1/\tau$ 的整数倍、且频率值之差为 $1/\tau$ 整数倍的正弦波互相正交。但是当保护时间小于多径时延时,各个子载波之间的正交性会被破坏,从而导致了子载波干扰,如图 2.8 (e)所示。在实际系统中,CP 的长度可依具体情况而定,一般取一个 OFDM 符号周期的 $1/4$ 、 $1/8$ 或 $1/16$ 等。

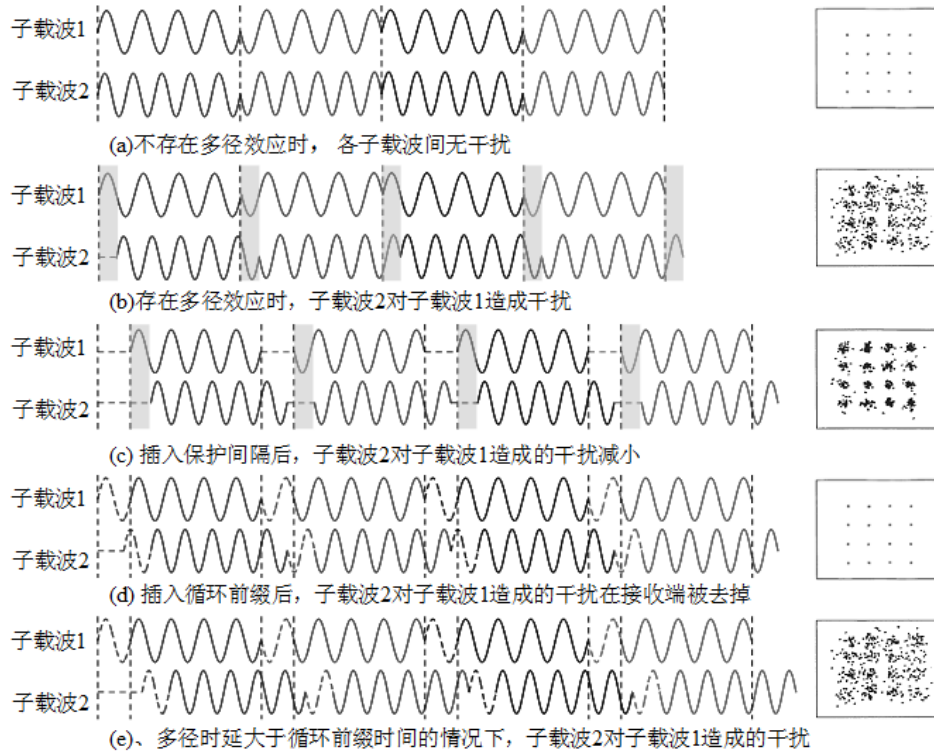


图 2.8 保护间隔和循环前缀在抵抗多径效应时起的作用示意

另外,加入循环前缀还会给 OFDM 系统带来发射能量的浪费和信息速率的损失。由于随着保护间隔的增加,发射机的发射能量也会增加,但是接收端接收到的有效能量保持不变(去除 CP),所以它会浪费发射能量,这个能量浪费损耗可以定义为:

$$\nu_{guard} = 10\lg(T_g / T_S + 1) \quad (2.14)$$

研究表明,如果保护间隔与 OFDM 符号周期比值 $T_g / T = 20\%$ ,那么由上式可以计算得到,功率损失并不会很大,大约是 1dB。引入保护间隔带来的最大的问题其实是数据传输速率的损失,在 $T_g / T = 20\%$ 时,数据传输速率损失高达 20%。但是为了消除符号间干扰和信道间干扰,加入保护间隔时间是必须的。

## 2.2.5 插值滤波器技术

### (1) 插值滤波器的作用

完成 OFDM 基带调制后，所得到的时域信号是复数信号，需要使用正交调制转换成一路实信号。另外，正交调制可以把基带信号调制到一个相对较高的载波信号上，这样在便于射频模块的设计。正交调制的实现框图如图 2.9 所示，调制结果为：

$$S(n) = I(n) * \cos(w_c n) + Q(n) * \sin(w_c n) \quad (2.15)$$

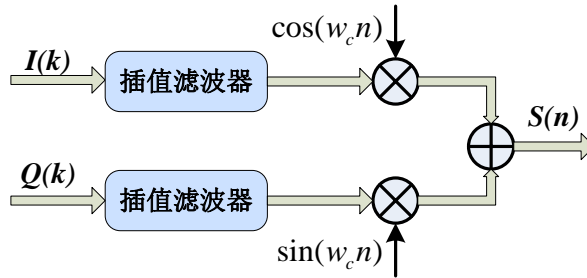


图 2.9 正交调制实现框图

在上面框图中，由于基带采样率和中频采样率（即 DAC 工作频率）不匹配，并且中频采样率远大于基带频率，所以在调制前需要进行升采样。升采样是通过插值操作完成的，插值后采样速率改变，从而使奈奎斯特频率外推。在频域上，这会导致原始信号频谱的镜像出现，这些镜像信号都为噪声，需要使用理想低通滤波器（LPF）滤除掉。因此，插值滤波器主要完成两个任务：升采样和低通滤波。

### (2) 插值滤波的原理

下面我们将从一些概念上简单介绍理想插值滤波理论的物理含义。

图 2.10 (a) 左图给出一个原始待插值信号，右图为其所对应频域信号，其中我们假设信号的采样频率为  $F_s$ 。在原有时域参考信号间补零，补零的比例个数与期望插值比例相关，如图 2.10 (b) 为原有速率三倍插值。我们可以看到图 2.10 (b) 左图中新加入的点为补零点，而右图为其对应补零前后频域信号，中间部分为原始信号谱，两边的镜像为新加入的谱。我们会发现补零在频域上就是谱信号复制，同时采样带宽也被扩展到  $F'_s$  ( $F'_s = 3F_s$ )。需要说明的是这里没有考虑功率归一化的问题，也就是说补零后频域谱幅度要按比例小于补零前谱（补零没有增加信号能量）。

补零后信号通过理想低通滤波器便可以得到我们希望得到的最终结果，如图 2.10 (c) 所示。这一步从频域角度的理解是相对比较容易的，在图 2.10 (b) 的右图中我们期望的谱只有中间部分，只要通过理想的低通滤波器（图 2.10 (b) 右边虚线部分）来将两边的镜像滤除掉就可以了。图 2.10 (c) 中左边为通过理想低通滤波器后的频域信号，其采样速率我们看到仍然保持在  $F'_s$ 。

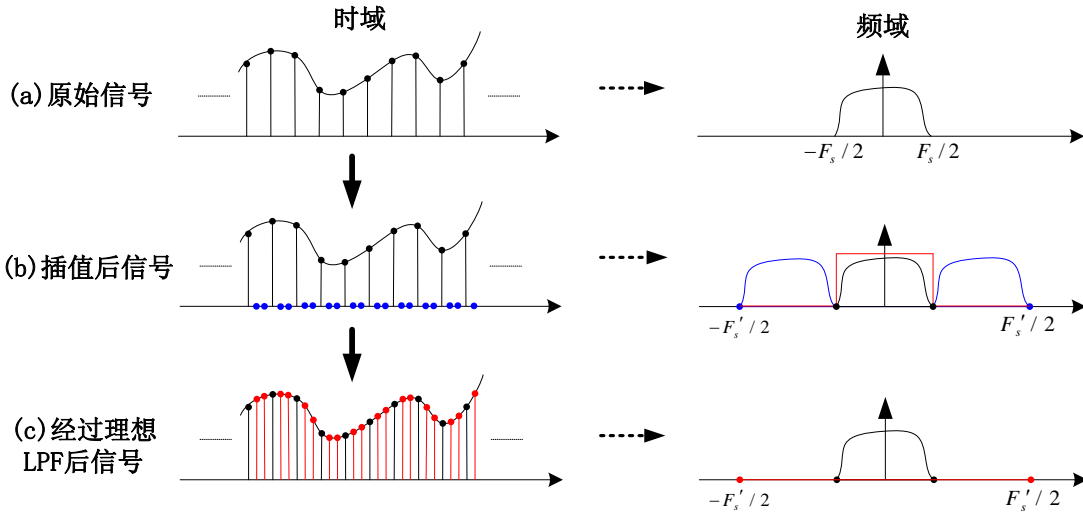


图 2.10 理想插值滤波理论示意图

## 2.3 自适应 OFDM 调制系统的技术难点

由于自适应 OFDM 调制解调系统需要根据信道实时状况动态调整 OFDM 传输参数，所以自适应 OFDM 系统只适合双工通信系统。通信双方在每一次通信过程中都会把信道估计的结果传送给对方，从而方便彼此动态调整调制参数。因此，OFDM 调制参数的自适应本质上就是通信双方对时变信道条件的一种动态响应。在自适应 OFDM 系统中，为了更快速有效的响应信道状况的变化，自适应 OFDM 调制系统必须克服下面几个技术难点<sup>[49]</sup>：

(1) 快速高效的信道估计。时变信道的信道容量是不固定的，工作在这种信道下的自适应通信系统需要实时动态的调整传输参数，以适应信道状况。但是每一次参数调整所需要的信道估计信息只能从上一个时隙的信道质量估计获得，所以必须保证在下一传输时隙到达之前，调制器必须为子信道选择好调制参数，只有这样，才能很好的发挥自适应 OFDM 调制系统的效用<sup>[50]</sup>。

(2) 简单可靠的自适应算法。自适应算法的主要作用是根据信道估计器获得的所有子信

道的信道信息，为调制器的每个子带信道数据传输筛选出一组最合适的调制参数，从而使系统的资源利用率达到最优。采用不同的自适应参数可以抵抗不同的信道衰落，通常，这些可参与自适应调整的参数包括：编码模式、编码速率、扰码方式、数字映射模式、预均衡参数、功率等级等<sup>[51]</sup>。

(3) 可靠的信令检测机制。在自适应通信系统中，为了在接收端获得自适应参数，一种方法是把所有的自适应参数和数据部分一起调制到数据突发中，在接收端解析出这些参数，不过这样会损失通信效率。另外一种方法是，在接收端使用盲检测技术估计出发送端使用的调制参数。

由以上几点可以看出，自适应 OFDM 传输有其自身特点，还需要加入一些在标准 OFDM 传输中所没有的技术，比如自适应资源分配技术、信道估计技术等。由于其复杂性，该技术是不能在物理层中单独完成的，而需要使用跨层控制机制，在系统整体层面进行设计。

## 2.4 经典自适应资源分配算法

自适应技术是通过估计信道状态信息，对发射功率、调制方式、编码方式以及信令带宽等传输参数进行调整，使系统在时变信道中满足误比特率、传输速率以及功耗要求的技术，这种技术已经被广泛认为是移动通信系统中有效地提高频谱利用率的重要手段之一。

自适应资源分配算法是自适应技术的核心，决定着系统资源的分配以及自适应系统的性能。对于单个用户而言，按照分配的资源对象来划分，自适应资源分配可以分为自适应功率控制以及自适应调制与编码。自适应功率控制是根据当前的信道状况调整各个子载波上的发射功率；自适应调制与编码是根据当前信道状况调整各个子载波的调制编码方式。简单地说，自适应调制与编码的原理就是当信道环境较好时，采用高阶的调制方式以及高效率的编码方式来获得较高的数据传输速率；当信道环境较差时，则采用低阶的调制方式以及低效率的编码方式来保证数据传输的可靠性。

目前各类 OFDM 自适应算法主要是针对频谱利用率、发射功率以及误比特率等进行优化。这些算法均存在迭代次数多、信令开销大、计算复杂度高等缺点。因此，寻找收敛更快、复杂度更低的算法成为目前自适应调制与编码算法改进的主要方向。下面介绍几种经典的自适应资源分配算法。

### 2.4.1 Hughes-Hartogs 算法

Hughes-Hartogs 算法适用于多载波系统，它是一种基于迭代的自适应分配算法。该算法的优化原理是在保证目标数据速率以及误比特率的前提条件下，用给定的发射功率去优化系统的频谱利用率。在该算法的每一次迭代过程中，它只分配一个比特，该分配过程只需要增加最少的发射功率就能维持目标误比特率的子载波。如此反复循环迭代，直至所有的比特分配结束<sup>[63]</sup>。可见，Hughes-Hartogs 算法的复杂度很高，实时性也很差。

### 2.4.2 Chow 算法

Chow 算法是一种根据各个子信道的信道容量来进行比特分配的自适应分配算法。Chow 算法的优化原理是在保证目标误比特率的前提下使系统的信道容量最大。该算法主要由以下三个步骤完成：首先确定使系统信道容量达到最大的门限值，接着确定各个子载波的调制编码方式，最后根据调制编码方式来调整各个子载波的发射功率<sup>[18]</sup>。与 Hughes-Hartogs 算法相比，它大大降低了算法的复杂度，提高了比特分配的速度。

### 2.4.3 Fischer 算法

Fischer 算法由 Chow 算法改进而得，是一种基于误比特率最小化的自适应分配算法。该算法的优化原理是在保证恒定的数据传输速率以及发射总功率的前提条件下，使系统的误比特率最小。Fischer 算法给出了自适应比特分配的闭式解，它首先把每个子载波上的噪声功率值  $\log_2 N_i$  保存起来，随后只需进行一些加法和除法，并且除数为整数，因此与 Chow 算法相比，它进一步降低了计算复杂度<sup>[63]</sup>。

### 2.4.4 简单分组比特算法

简单分组比特算法（Simple Block Loading Algorithm, SBLA）简化了一般的自适应比特分配算法<sup>[63]</sup>。它将所有子载波进行分组，每一组中所有子载波采用的调制方式都一样。具体采用哪一种调制方式由 SBLA 根据每组中所有子载波的平均信噪比来决定。该算法的主要步

骤如下：首先将所有子载波分成  $N_B$  组；接着根据接收信号分别估计无线信道的信噪比值；最后将信噪比估计值与一系列信噪比阈值进行比较确定每一组子载波采用的调制方式。由于这种算法主要用到加法和减法计算，所以计算复杂度较低。由此可见，SBLA 简单有效，特别适合在 OFDM 系统中使用。

## 2.5 本章小结

本章详细分析了 OFDM 调制解调系统的基本原理，说明了 OFDM 技术的优缺点，阐述了 OFDM 通信系统中的关键技术和引入自适应调制技术后所面临的技术难点，接着探讨了经典的自适应资源分配算法。

## 第三章 自适应 OFDM 通信系统设计方案

### 3.1 硬件平台架构方案

当前，通信系统的硬件平台架构方案按照处理器类型的不同可以分为以下几种：

(1) 高速 DSP 芯片方案。高速 DSP 具有稳定性好、精度高、开发流程简单、接口和集成方便等优点，即可以用来完成数字信号处理工作，也可以用来解析复杂的通信协议，灵活方便。但是高端 DSP 芯片成本很高，而且功耗也较大，工作在高频时会引起高频干扰；

(2) 专用的 ASIC 芯片。这种方案优点很多，比如处理速度快、稳定性好、精度高、功耗低等，但是 ASIC 芯片开发成本很高，功能单一，接口固定，所以只适用于处理比较成熟的通信协议或处理算法；

(3) FPGA 芯片方案。FPGA 芯片最大的特点就是具有良好的可重构能力和并行处理能力，因此特别适合进行并行数字信号处理工作。加上当前 EDA 技术的发展完善，在 FPGA 上开发调试已经变得越来越方便和准确。但是 FPGA 在处理高层网络通信协议时过于僵硬，缺乏灵活性，当系统比较复杂或者控制流程比较复杂的时候，FPGA 开发过程将变得很繁杂，这会导致系统开发周期不可控，在某些项目中，这可能是致命的；

(4) MCU+FPGA 方案。该方案即充分利用了 FPGA 的并行特性，同时又利用了 MCU 适合于控制、低功耗高性能的优秀特性。分别满足了系统对处理速度和高层协议解析的不同要求，从而在保证系统功能完善和性能高效的前提下，大大降低了系统的设计和开发成本。

基于上述分析，本方案决定采用 MCU+FPGA 架构方式，如图 3.1 所示。其中，MCU 用来解析高层协议（比如 MAC 层、LLC 层）以及跨层控制中间件，FPGA 用来完成物理层数字信号处理工作。另外，由于 FPGA 管脚丰富，且具有强大的硬件可编程能力，因此方案还把以太网芯片挂载在了 FPGA 上。

系统中 FPGA 使用 Altera 公司的低功耗高性能的 Cyclone III 系列芯片 EP3C25F324C8N，Cyclone III 系列芯片的特点是性价比高、功耗低，适合用于对成本敏感的开发场合。MCU 使用 TI 公司的 TMS320C6412 芯片。TMS320C6412 是 TI 公司推出的中档浮点 DSP 芯片，该芯片性价比合理，做数字处理或控制都很适合。FPGA 通过高速 McBSP 接口和 GPIO 接口与

TMS320C6412 通信，同时 TMS320C6412 也可对 FPGA 进行动态配置。

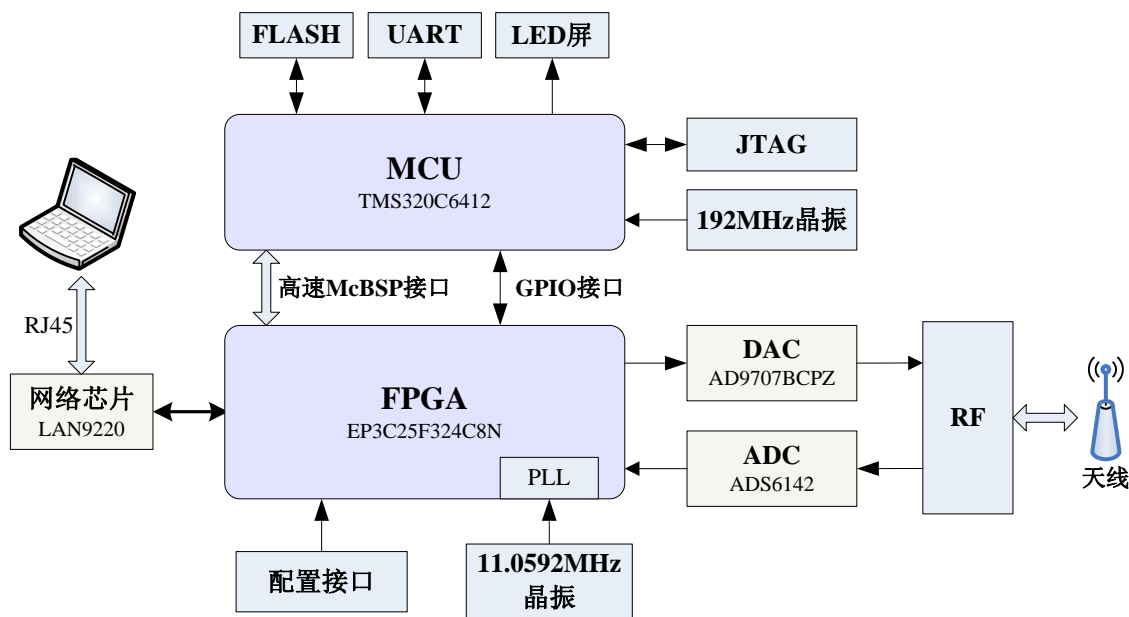


图 3.1 该方案所采用的硬件平台架构

为了保证数字信号的 AD/DA 过程在满足性能的前提下尽可能减少对系统的干扰，我们选用了高速率低噪声干扰的 ADC/DAC 芯片。其中 ADC 芯片是具有 DDR LVDS/CMOS 输出、14-bit、125/105/80/65 MSPS 的 ADS6142；DAC 芯片我们选用了 14-bit 的 AD9707BCPZ，它的采样率为 175 MSPS。

为了设计更加灵活方便且便于扩展，该系统终端本身并没有集成 MIC、摄像头、键盘等数据源设备，所有的这些多媒体数据都使用连接在该终端上的数据终端（比如 PC 机）提供，PC 机和该终端通过 RJ45 接口通信。系统所需的网络芯片由 FPGA 驱动，由于 FPGA 具有强大的硬件可编程能力，所以该网络芯片的选型比较简便，即可以集成 MAC 功能，也可以不集成 MAC 功能。在此方案中，为了简化系统整体框架，方案选用了美国 SMSC 公司的 10/100M 高性能自适应以太网芯片 LAN9220，该芯片集成了 PHY/MAC 功能，使用起来方便高效，该款芯片已经在众多嵌入式开发系统中得到了广泛应用。

## 3.2 跨层调度方案

在传统的 OFDM 通信系统中引入自适应调制技术后，需要一些用于自适应资源分配算法的信息，比如信道的信息和跟业务相关的 QoS 信息，这些信息在传统的分层网络结构中需要跨层传递，效率低下，很不方便，所以我们在本方案中引入了跨层调度方案，本文所设计的



跨层调度方案如图 3.2 所示。

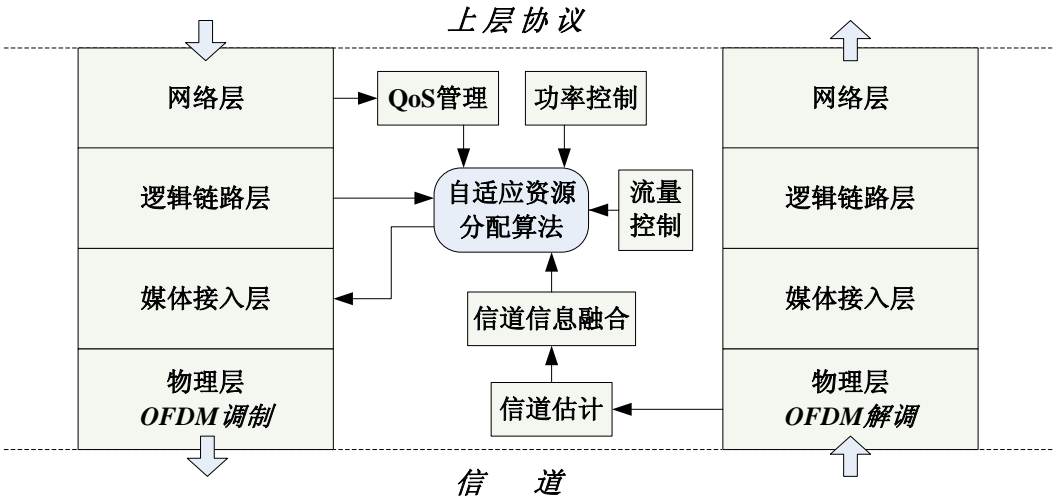


图 3.2 自适应 OFDM 系统跨层调度方案

在该跨层调度方案中，最下面的物理层是对系统资源进行分配，并通过应用信息处理技术提高数据传输的可靠性，其性能主要衡量指标是基于信息论的系统容量和误码率；中间的媒体接入层和逻辑链路层通过对分组进行缓存和调度，从而确保用户传输速率和系统瞬时吞吐量相对应，其性能主要衡量指标是分组时延和分组丢失率；网络层根据各链路的吞吐量、功耗、时延和丢失率，为分组选择从信源到信宿最适宜的路径，其性能的主要衡量指标是网络时延和路由效率；最上面的上层协议（应用层）主要作用是用户业务数据的产生和接收。

在物理层中，可以通过 OFDM 解调过程进行信道估计，从而获得当前链路信息；QoS 信息可以从网络层获得，该信息在 QoS 管理模块中维护，不同类型的数据发送等级不同；功率控制和流量控制两个模块所需要的信息比较复杂，为了不产生混乱，在这里没有与其他模块关联。当有业务数据需要发送时，自适应资源分配算法通过使用上面所讲模块所维护的信息计算得到 OFDM 调制所需要的自适应参数，然后把这些参数传递给媒体接入层。媒体接入层把这些参数和业务数据打包到 MAC 帧中，传递给物理层进行 OFDM 调制。

3.3 自适应 OFDM 传输系统的软件架构方案

根据上一节中所描述的跨层调度方案和系统的硬件平台方案的特点，我们对实现框架进行了功能划分：物理层主要实现自适应 OFDM 调制解调，计算量很大，而且对时延敏感，因此放在 FPGA 实现；高层协议——比如 MAC 层、LLC 层，以及跨层控制中间件——逻辑复杂，主要是协议解析和过程控制，非常适合在 MCU 实现。按照功能划分后的系统整体实现

框架如图 3.3 所示。

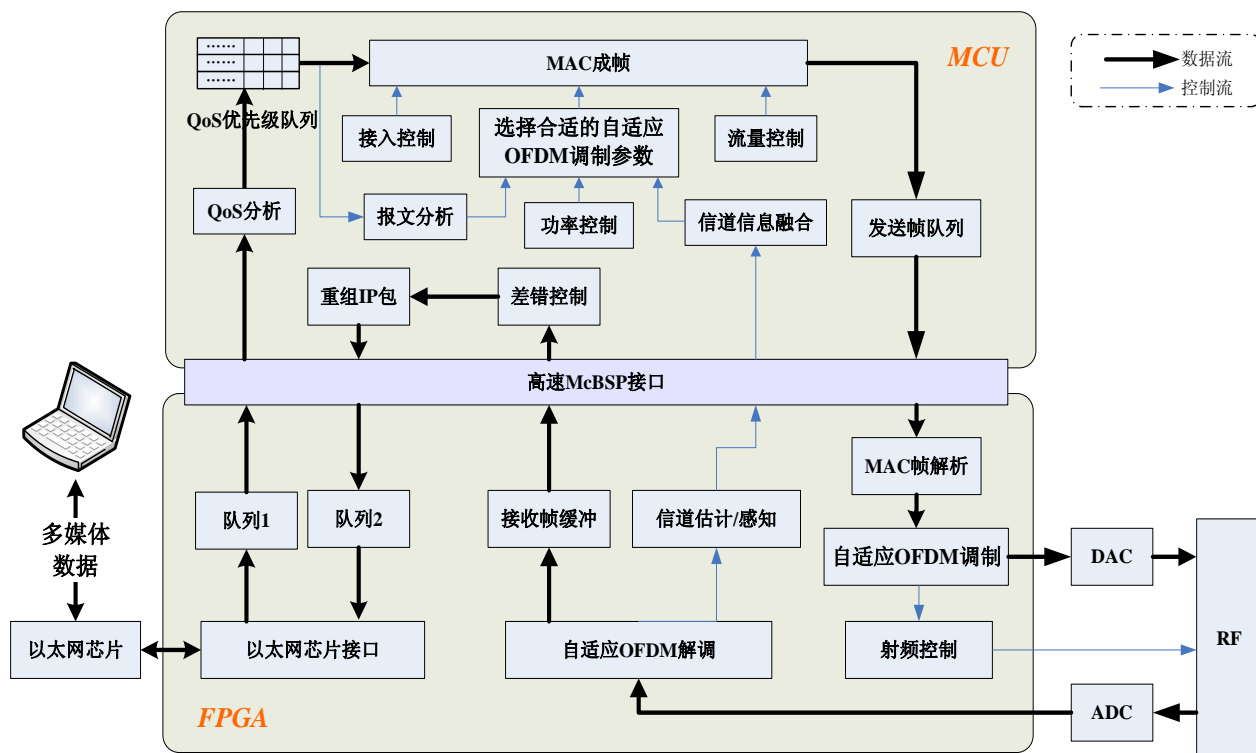


图 3.3 该系统方案实现框架

方案中，当数据终端产生多媒体数据后，通过以太网芯片送达 FPGA，FPGA 通过高速 McBSP 接口送达 MCU，之后 MCU 上的 QoS 分析模块对数据帧进行分析，根据多媒体数据类型把这些数据划分成不同 QoS 等级，并根据此 QoS 等级把数据帧存入不同 QoS 队列。当后续模块空闲后，系统根据用户 QoS 需求算法从 QoS 优先级队列取出一个待发送的数据包。报文分析模块提取用户信息。接入控制主要用来选择合适时间交付 FPGA 进行 OFDM 调制。“选择合适的自适应 OFDM 调制参数”模块使用自适应资源分配算法，根据用户信息、功率控制模块信息和信道融合信息进行自适应参数选择，最终计算得到的最优参数通过 MAC 成帧模块打包进 MAC 帧。MAC 帧通过高速 McBSP 接口送达 FPGA 的 MAC 帧解析模块，该模块解析出自适应参数并交付自适应 OFDM 调制模块进行调制。最后调制完成的时域数据帧通过 DAC 芯片转换成模拟信号，并通过 RF 进行调制成射频信号发送到无线信道，发送过程到此结束。

在接收流程中，ADC 对射频模块把解调后的信号进行高速采样，自适应模块对采样数据进行自适应 OFDM 解调，解调的数据帧通过 McBSP 接口交付 MCU 的差错控制模块，之后通过重组 IP 包模块对数据帧进行序列重整，并再次通过 McBSP 接口送达 FPGA，通过 FPGA 的以太网芯片接口交付给数据终端。自适应 OFDM 解调模块不仅负责对接收信息进行解调，

还需要对当前信道进行估计和感知, 获得各子载波的信噪比、误码率等信息, 这些信息通过 McBSP 接口送交 MCU 的信道信息融合模块进行分析和存储。

### 3.4 自适应资源分配算法

如果以子载波为单位来应用自适应算法的话, 那么当子载波数量很大时, 算法的实现复杂度也会非常繁杂。因此, 在系统方案设计中, 综合考虑系统性能和实现复杂度, 本方案使用文献<sup>[63]</sup>中提到的改进的简单分组比特算法 (SBLA)。该算法将所有子载波进行分组, 每一组为一个子带, 在每个子带中使用相同的自适应参数, 这样不但降低了自适应算法的实现复杂度, 同时也减少了信令传输开销, 从而大大降低系统复杂度。

当然, 基于子带的自适应 OFDM 算法也是有性能损失的, 这与信道的相干带宽有关, 只要子带带宽小于信道相干带宽, 那么子带自适应 OFDM 系统的性能就很接近子载波自适应算法的性能。

在此方案中, 自适应参数包括: 编码速率、交织方式、映射方式、子带预均衡方式、循环前缀长度、功率控制。关于这些参数的描述如下:

#### (1) 编码速率

卷积编码后的码率为卷积编码前的一半, 对于不同的信道状况, 所需要的纠错能力也不同, 因此, 为了适应不同大小的数据块和不同的纠错能力, 通常需要通过删余操作删去部分比特。删去不同数量的比特得到的码率和纠错能力也不同, 信道利用率也将不同。

#### (2) 交织方式

常见的交织类型有: 块交织、卷积交织和随机交织, 其中最常使用的是块交织, 这也是我们 OFDM 调制解调系统所采用的交织方案。该方法针对一组比特进行, 该分组中比特的数量称为交织深度, 交织深度越大, 离散程度就越大, 抗突发差错能力也就越强, 但缺点是交织处理时间也会相应变长<sup>[29]</sup>。在实际工程中, 交织深度的选取通常取决于交织数据传输所采用的物理信道, 并与信道的相关函数有关。交织深度的选取应不小于信道上可能的突发错长度, 否则解交织后仍可能存在一定的突发错误。

#### (3) 映射方式

数据经过信道编码后, 数字调制模块按照星座映射等级把数据流分成不同比特数的比特

组, 然后该模块将这些比特组映射到星座图上的复数点, 形成 QAM 符号。星座映射方式的自适应表现在不同的星座映射等级, 所对应的传输速率和信道利用率不同。星座映射方式是系统根据信道状况和速率要求选取的。

#### (4) 子带预均衡方式

由于无线信道的多径效应造成的频率选择性衰落特性, 部分子带衰落特别严重, 如果不作任何补偿措施信道容量势必会受到限制, 并且远距离的用户将因信道衰减过大而无法通信; 因此需要在发射端作预均衡, 补偿衰减的部分。

#### (5) 循环前缀长度

在理想的无线信道中, OFDM 系统中的每路子载波能够始终保持很好的正交性能。但是实际的无线信道状况时变很大, 而且存在很多干扰, 在城市环境中, 多径效应尤其明显, 选择合理的循环前缀长度可以消除多径效应的影响。但是, 考虑到在不同无线环境下, 多径衰落的程度也不同, 为了对抗不同环境下的多径衰落, 固定长度的 CP 并不能满足系统性能需求, 因此该方案使用可变长度的循环前缀模式。长度越长的循环前缀模式对抗多径效应的能力也就越强, 但是通信效率也就越低。反之亦然。

#### (6) 功率控制

功率控制能保证发射端所发射功率到达接收端保持最小, 既能符合最低的通信要求, 同时又避免对其他用户信号产生不必要的干扰。功率控制的作用是减少系统内的相互干扰, 使系统容量最大化。

具体采用哪一组调制参数由 SBLA 根据每组中所有子载波的平均信噪比和待发送数据的 QoS 等级等信息来决定。在物理层中, 可以通过 OFDM 解调过程进行信道估计, 从而获得当前链路信息; QoS 信息可以从网络层获得, 该信息在 QoS 管理模块中维护, 不同类型的数据发送等级不同。当有业务数据需要发送时, 自适应资源分配算法通过使用上面所讲模块所维护的信息计算得到 OFDM 调制所需要的自适应参数, 然后把这些参数传递给媒体接入层。媒体接入层把这些参数和业务数据打包到 MAC 帧中, 传递给物理层进行 OFDM 调制。

由于通常情况下系统 MAC 层与基带是以帧为单位进行数据交互的, 因此为了进一步减少信令开销, 降低计算复杂度, 可以考虑将所有子载波按每帧分成一组, 每一帧中所有的子载波均采用相同的一组自适应调制参数。

使用改进的 SBLA 算法选择调制编码方式(数字映射等级和编码速率)的主要运算步骤

如下：

(1) 初始化，估计接收到的每一帧中所有子载波的平均信噪比值。信噪比估计算法可采用基于 OFDM 系统子载波特性的估计算法；

(2) 设置信噪比阈值，将每种调制编码方式下的目标误比特率下的信噪比阈值保存下来。在实际使用中，这些信噪比阈值可以根据不同无线信道环境进行相应的配置；

(3) 比较当前信噪比估计值与信噪比阈值，确定发射机下一帧传输数据应当选择的调制编码方式；

(4) 为使得总的发射功率等于系统所要求的信号功率，需对所有使用的子载波进行归一化处理，即乘以同一个比例因子。

### 3.5 自适应 OFDM 调制器实现框架

在 OFDM 通信系统中，数据流均以突发帧的形式传输，OFDM 调制器作为协议的物理层，需要对媒体接入层传递下来的数据进行 OFDM 调制，并最终按照物理层协议数据单元（PPDU）的帧结构形式发送出去。在 OFDM 调制过程中，自适应 OFDM 调制器首先对 MAC 帧中包含的调制加以解析，提取出相关的自适应参数并传递给系统的后续模块，并根据这些参数把数据部分进行调制，从而完成自适应 OFDM 调制过程。按照此思路，本文制定了本系统所采用的自适应 OFDM 调制器实现框图，如图 3.4 所示。

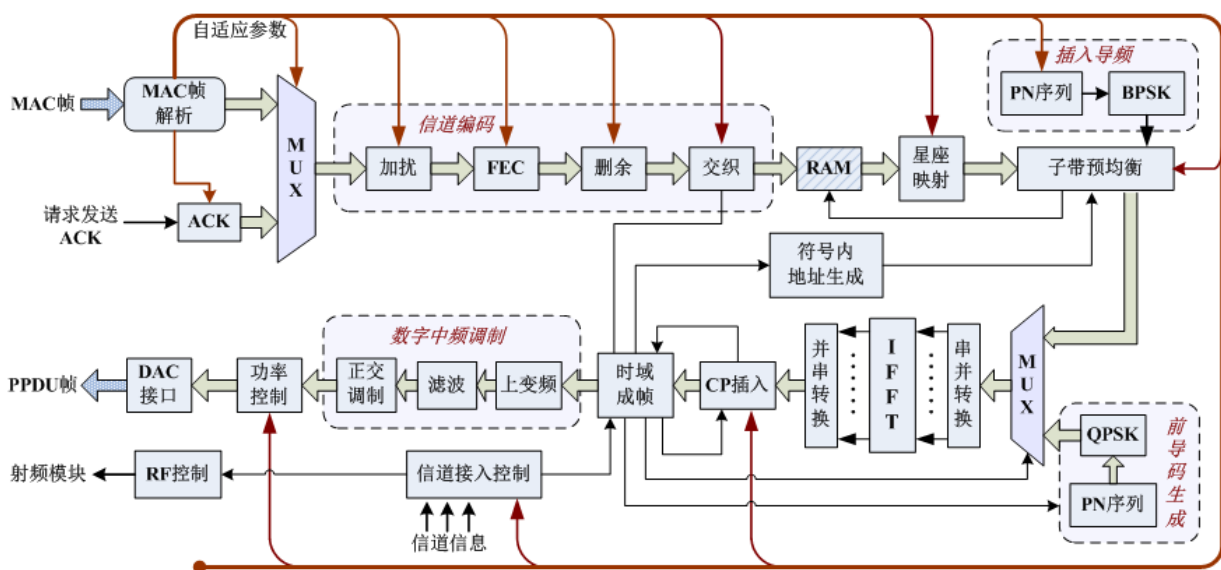


图 3.4 自适应 OFDM 调制器实现框图

图中空心箭头为模块间数据传递，粗实线箭头表示自适应参数总线，细实线箭头表示系

统中模块间的控制总线。

从这个系统实现结构上可以到，系统中增加了自适应参数总线，这是与传统固定参数 OFDM 调制系统的最大不同点。自适应算法本身很复杂，因此需要繁杂的流程控制，这恰恰是 FPGA 的弱项，所以本方案选择把自适应算法放到 MCU 进行运算。这样一来，在每一次突发传输前，MCU 会根据当前信道状况计算得出本次传输所需要的自适应参数，然后 MCU 把这些参数打包进 MAC 帧的控制头传递给 FPGA。FPGA 收到 MAC 帧之后，首先解析包含了自适应参数的 MAC 帧控制头，并使用这些自适应参数分别配置后续模块，之后就可以对 MAC 帧的负载数据进行自适应 OFDM 调制。

由于 ACK 帧通常很短，内容也基本固定，而且 ACK 的发送快慢直接影响到系统传输时延，因此单独设置了一个 ACK 模块。该模块专门负责发送 ACK 帧，MCU 可以通过 MAC 配置帧对此模块进行配置。当 OFDM 解调模块接收到数据突发并解调，当解调正确并且该突发帧需要 ACK 回应时，解调模块直接通知 ACK 模块发送 ACK 帧回应，从而避免了经由 MCU 处理造成的时延。

为了使框架思路更加清晰，方案把信道编码分为了加扰、FEC、删余和交织四个模块。这四个模块的设计原理和实现方案在 3.7.1 小节有详细描述。本方案使用 RAM 来实现交织模块，交织后的数据（即信道编码后的数据）存储在 RAM，当信道空闲或发送时隙到达时开始后续处理流程。

从上面可以看出，交织后面的 RAM 其实就是一个数据缓冲区，而控制这个缓冲区输出的“开关”是“时域成帧”模块。时域成帧模块控制了整个调制系统的发送节奏，因此在整个调制系统中非常关键。当缓冲区数据填充完成后，会有信号通知时域成帧模块，时域成帧模块根据从“信道接入控制”模块获得的信道状态信号决定是否发送该数据帧。当信道可接入时，时域成帧模块通过控制前端模块来完成“时域成帧”工作。

IFFT 模块是整个调制系统最核心的模块，它的主要功能是完成 OFDM 符号从频域到时域的转换。由于它前面和后面的数据都是串行处理，而 IFFT 模块是并行处理，所以需要配合串并转换和并串转换模块使用。在实际实现中，我们使用流水线 IFFT 进行运算（详述见 3.7.7 小节），可以省去串并转换和并串转换模块。而这里为了描述方便，没有省去。

数字中频调制用来把基带 OFDM 数据搬移到一个合适的中频，这样做一方面把复数信号合成一路，另一方面便于射频调制和滤波。中频调制后的信号在送往 DAC 之前需要通过功率

控制模块对信号功率进行调控。

另外，子带功率控制模块的作用是对 OFDM 信号在频域进行预均衡，预均衡以子带为单位，详细描述见 3.7.4 小节；插入导频模块用来在 OFDM 符号频域合适位置插入导频子载波；前导序列生成模块用来生成 OFDM 数据帧的前导序列（即训练序列），需要注意的是前导序列一个重要作用就是在接收端进行信道估计，因此不需要经过子带功率控制处理；CP 插入模块使用 FPGA 的 RAM 资源实现，可以存放两个 OFDM 符号的数据，使用乒乓操作机制存放和读取，从而保证数据的连续性。

### 3.6 自适应 OFDM 调制器主要参数设计

这一部分主要对自适应 OFDM 调制器的基本参数进行计算和设定，从而为下一节自适应方案的选择做好准备。

#### 3.6.1 基本参数设定

在 OFDM 系统参数选择过程中，各种系统需求常常是互为矛盾的，在系统设计之初，我们将首先按照下面步骤初步确定系统参数和方案：

##### （1）系统带宽

在一般无线通信环境下，高质量的 3MHz 传输带宽还是可以得到保证的，因此，在此系统中，我们采用的系统传输带宽为 3MHz。

##### （2）符号周期

和符号周期有关的因素很多，比如系统峰均比和实现复杂度，同时时域的保护间隔也会降低信息传输效率。在实际系统设计中，综合考虑这些因素，通常我们会把符号周期设置成时域保护间隔的五倍，这样信噪比损失很低，约为 1dB。此处设多径时延扩展的均方根值  $\tau_{\text{rms}} = 10\mu\text{s}$ ，根据经验我们把保护间隔的时间长度确定为时延扩展均方根值的 2-4 倍，这里取保护时间长度为  $5\tau_{\text{rms}}$ ，即  $50\mu\text{s}$ 。那么 OFDM 符号周期  $T_s = 5T_G = 250\mu\text{s}$ ，考虑到在 FPGA 上时钟的限制，我们取  $T_s = 256\mu\text{s}$ 。则相邻子载波间隔  $\Delta f = 1/T_s = 3.90625\text{KHz}$ 。

##### （3）子载波数量

要想得到子载波的数量，可以通过用 3dB 带宽来除以子带间隔得到，子带间隔是符号周



期减去保护间隔后的倒数；另外还可以使用所要求的比特速率除以每个子载波中的比特速率来确定，每个子载波的发送速率由编码速率、数字调制类型确定。利用第一种方法，我们得到子载波数量 $=3\text{MHz}/3.90625\text{kHz}=768$ ，考虑到 FFT 的  $2^N$  限制、滤波器设计的复杂度和带宽的扩展性，我们取子载波数量为 1024。

### 3.6.2 OFDM 符号的频域描述

从频域上来说，一个 OFDM 符号由多个子载波组成，子载波数量决定 FFT 点数。在 OFDM 符号中有如下几种子载波类型：

- 数据子载波：用于承载发送数据内容。
- 导频子载波：用于信道估计和均衡。
- 直流（DC）子载波：频谱中的直流分量，不发送任何数据。
- 空子载波：即不激活的子载波，不发送任何数据，比如在子带划分情况下，信噪比较差的子带不会被激活，这些子带包含的子载波就成为空子载波。
- 保护带宽子载波：用于信号自然衰减以及 FFT 频谱成形，保留足够的保护带宽子载波还便于中频调制前滤波器的设计。

在本 OFDM 系统中，OFDM 符号的频域描述如图 3.5 所示。

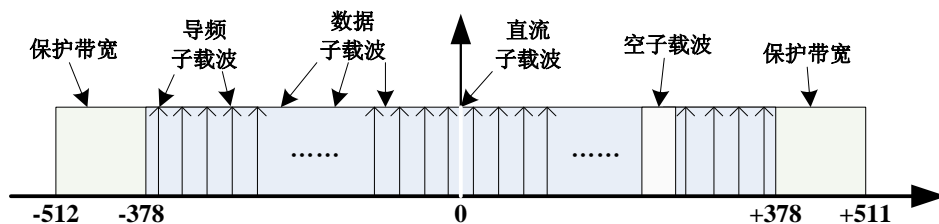


图 3.5 OFDM 符号频域描述

由于本方案采用 1024 点 FFT 进行运算，并且有效子载波数量为 768，因此，该方案的保护子载波为 $[-512, -377]$ 和 $[+377, +511]$ ，如图 3.5 所示。

### 3.6.3 导频插入方案

在 OFDM 符号中插入导频符号，目的是为了使接收端能够根据接收的符号估计出信道的特性，或者根据导频符号来纠正频率误差或相位误差。如 2.2.1 小节可知，不同的导频插入方



式适用于不同的无线传输环境。

为了在无线低速移动环境下使用导频对信道进行比较准确的估计，我们选用块状导频方案。考虑到系统传输效率、系统实现的复杂度和信道估计的准确性，导频插入间隔设定为 9，共插入 84 个导频子载波。导频子载波频偏索引为：

$$Index_{pilot} = -382 + 9n, (0 < n < 85) \quad (3.1)$$

### 3.6.4 子带划分方案

根据前文对自适应算法的分析和描述，我们知道，如果子载波数量很大，并且每个子载波都按照自适应算法来动态调整 OFDM 调制参数，那么设计和实现的复杂度必然会很大。为了解决这个问题，可以利用子载波间的频率关联性将相邻的子载波绑定成一个子带 (Subband)，在每个子带中使用相同的 OFDM 调制参数，这样不但减小了信令开销，还降低了调整调制参数的计算量，大大降低系统的复杂度<sup>[35]</sup>。

在通信过程中，如果某些子带信道衰落较严重，可以关闭这些子带信道，即这些子带内的子载波作为空子载波在调制过程中不传输数据。另外，对于衰减较大的子带信道可以使用预均衡技术对发送信号进行处理，使信号在接收端能够获得更高的信噪比。理论上，基于子带划分的自适应 OFDM 调制系统的性能损失与信道的相干带宽成正比，只要划分的子带带宽不高于信道相干带宽，子带自适应 OFDM 系统的性能就能接近子载波自适应方案。

在该方案中，有效子载波的数量为 768，每隔 8 个子载波插入一个导频，接收端通过内插方式进行信道估计，是信道估计的基本依据，因此子带宽度最好为导频间隔的整数倍。这里选取子带宽度为 27 个子载波，共有 28 个子带。

### 3.6.5 3MHz 有效带宽下的 OFDM 系统参数

到此为止，我们可以得到 3MHz 有效带宽下的 OFDM 系统参数，如下表所示：

表 3.1 3MHz 有效带宽下的 OFDM 系统参数

带宽	2.953125MHz
总子载波数量 $N_{FFT}$	1024
子载波间隔	3.90625KHz
保护子载波数量 $N_G(L, DC, R)$	268(134, 1, 133)
实际使用的子载波数量 $N_T = N_D + N_P$	756
数据子载波数量 $N_D$	672
导频子载波数量 $N_P$	84
保护子载波频偏索引	-512, -511, ..., -379, +379, ..., +510, +511
导频载波频偏索引	-382+9n, (0<n<85)
子带内子载波数量	27
子带内数据子载波数量	24
子带个数	28

### 3.6.6 传输速率公式

自适应 OFDM 调制系统的传输速率计算公式如下所示：

$$v \approx \frac{T_{FFT} N_{FR} N_{SY} \eta_{CC} N_D \log_2 N_{QAM}}{T_{SYM}} \quad (3.2)$$

其中  $N_{FR}$  为每秒钟传输的数据帧数量； $N_{SY}$  为每个数据帧包含的 OFDM 符号数量； $N_D$  为有效数据子载波个数(即除去 DC 子载波、导频子载波、保护子载波之外的所有子载波)； $N_{QAM}$  为数字映射的星座点数； $\eta_{CC}$  为信道编码码率。经计算，采用本方案的调制系统理论情况下最大传输速率可以达到 14Mbps。

## 3.7 自适应 OFDM 调制器关键模块设计

在上一节中，方案选定了系统的基本参数，在此基础上，本节将对自适应 OFDM 调制器关键模块方案的选取进行详细描述。在描述过程中会涉及到自适应参数和自适应方案的设定。其中，自适应参数包括：编码速率、交织方式、映射方式、子带预均衡方式、循环前缀长度、功率控制。

### 3.7.1 信道编码方案

如 3.5 小节中图 3.4 所示，信道编码由四步组成：加扰，FEC，删余，交织。在发送端按照这个顺序处理，在接收端按照相反的顺序进行处理。

#### (1) 加扰

由 2.2.3 小节可知，OFDM 符号具有较高峰均比的问题，而使用扰码技术可以抑制峰均比过高。信号加扰技术主要就是利用不同的加扰序列对输入 IFFT 前的数据进行加权处理，打破各子载波出现相位一致的情况，以减少高峰值功率信号出现的概率来降低系统的 PAPR。这类技术主要包括选择性映射法和部分传输序列法。但是这两种方法都需要传输冗余信息，浪费很大，而且运算过程也比较复杂。

为了克服传统加扰方法的缺点，同时考虑实现的复杂性、系统的效率以及最终硬件的容忍程度，在本方案中我们采用一种简单的加扰技术，即对输入数据乘上一组设计好的伪随机序列，从而减少大量子载波出现相同相位的概率，打破各子载波出现相位一致的情况，以避免长时间相同复符号的出现，起到能量扩散的作用，降低 OFDM 信号峰均比。下面两幅图是传送相同信息的 OFDM 信号加扰前和加扰后的时域信号对比效果。

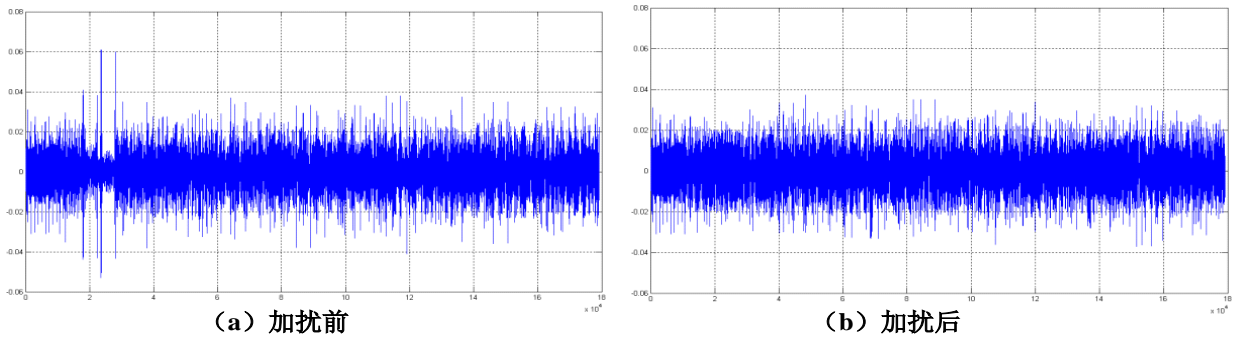


图 3.6 OFDM 信号加扰前和加扰后的效果对比

从上面两幅图中可以看出，没加扰的 OFDM 信号峰均比很高；而加了扰码的 OFDM 信号分布很均匀，峰均比比没加扰码的信号低很多。

扰码操作仅仅是对输入码串进行乱序操作，并不改变数据速率。扰码的长度等于子带内数据子载波的数目。考虑实现的复杂性、系统的效率以及最终硬件的容忍程度，本系统方案使用一组设计好的二进制伪随机序列（PRBS）与每个突发的串行比特进行异或操作，从而实现码串的乱序。

该方案采用的 PRBS 多项式为  $X^{15} + X^{14} + 1$ ，如图 3.7 所示。在每个帧突发起始，扰码器

以序列 011011100010101（从左边 MSB 开始）进行初始化。加扰开始后，数据比特串行进入扰码器，需要注意的是，训练序列和控制头不需要进行扰码。

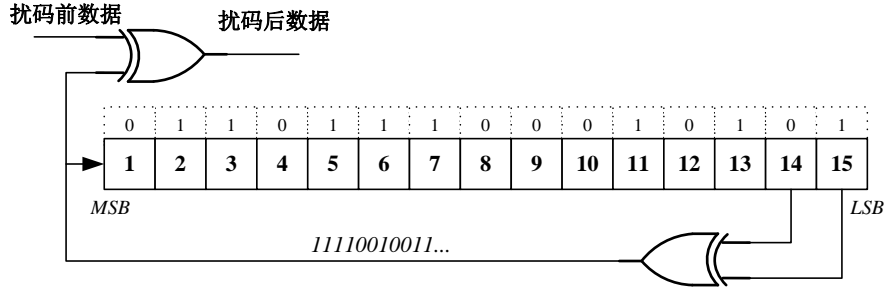


图 3.7 扰码器逻辑框图

## （2）FEC

在不同的 OFDM 通信系统中，根据实际情况选择不同的信道编码方式。比如 IEEE802.11a 标准使用卷积编码；IEEE802.16 协议和 MoCA 协议使用 RS-CC 编码方式。在该方案中，我们使用约束长度为 7、编码率为 1/2 的级联卷积编码(RS-CC)模式，其编码器结构如下图所示：

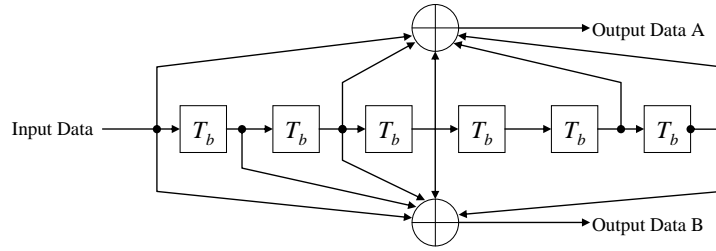


图 3.8 1/2 码率卷积编码器结构

A 路、B 路输出分别代表编码器的第一个和第二个输出比特。

输出数据 A 的生成多项式为：

$$S_A(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1 \quad (3.3)$$

输出数据 B 的生成多项式为：

$$S_B(x) = x^6 + x^3 + x^2 + x^1 + 1 \quad (3.4)$$

所使用的 RS-CC 编码器在每一个数据突发开始前，卷积编码器会根据控制头的参数‘RS\_CC\_InitMode’（见表 3.7）进行初始化。当其值为 0 时使用全零比特初始化；当为 1 时使用 6 比特参数‘RS\_CC\_InitBits’进行初始化。

RS-CC 编码过程以数据块为单位进行编码，当传输数据不足一个编码块大小时，使用比特 0 进行补齐。编码块大小依赖于根据当前信道状况自适应选择的调制等级和编码码率，表 3.8 中给出了不同调制等级和编码码率情况下的编码块大小和编码后的块大小。

### (3) 删余

卷积编码后的码率为卷积编码前的一半，为了适应不同大小的数据块和不同的纠错能力，通常需要删去部分比特，删去不同数量的比特得到的码率和纠错能力也不同。在接收端推荐使用维特比译码算法，在解码前在删余位置插入零比特。

在该方案中，我们提供四种删余模式，它们分别对应的码率为：1/2、2/3、3/4、5/6。这四种模式的删余方式及维特比译码时零比特插入方式如下表所示：

表 3.2 不同码率对应的删余方式和解调端比特插入方式

编码速率	1/2	2/3	3/4	5/6
卷积编码输出	$A_1B_1$	$A_1B_1 \text{ } \cancel{A_2B_2}$	$A_1B_1 \text{ } \cancel{A_2B_2} \text{ } \cancel{A_3B_3}$	$A_1B_1 \text{ } \cancel{A_2B_2} \text{ } \cancel{A_3B_3} \text{ } \cancel{A_4B_4} \text{ } \cancel{A_5B_5}$
删余输出	$A_1B_1$	$A_1B_1B_2$	$A_1B_1B_2A_3$	$A_1B_1B_2A_3B_4A_5$
维特比解码输入	$A_1B_1$	$A_1B_10B_2$	$A_1B_10B_2A_30$	$A_1B_10B_2A_300B_4A_50$

### (4) 交织

由于无线通信信道上突发干扰的存在，经常会出现误码比特成串的现象，但是通过信道编码只能检测、纠正随机差错。出现这种问题时，可以人为的把待发送的数据比特分散开，这样在接收端仍能够使用信道编码进行纠错，从而恢复原消息，这种技术就是交织技术<sup>[24]</sup>。

常见的交织类型有：块交织、卷积交织和随机交织，其中最常使用的是块交织，这也是我们 OFDM 调制解调系统所采用的交织方案，块交织又叫分组交织或矩阵交织，该方法针对一组比特进行，该分组中比特的数量称为交织深度，交织深度越大，离散程度就越大，抗突发差错能力也就越强，但缺点是交织处理时间也会相应变长<sup>[29]</sup>。

在实际工程中，交织深度的选取通常取决于交织数据传输所采用的物理信道，并与信道的相关函数有关。交织深度的选取应不小于信道上可能的突发错长度，否则解交织后仍可能存在一定的突发错误。在此方案中，块大小对应每个 OFDM 符号的编码比特数  $N_{cbs}$ ，交织器有两步置换完成：第一步置换使相邻的编码比特映射到非相邻的子载波；第二步置换使相邻的编码比特交替映射到星座图的最低位或者最高位，以避免出现低可行性比特的长期运行<sup>[7]</sup>。

假设每个子载波的编码比特数量为  $N_{cpc}$ ，不同调制等级对应的  $N_{cpc}$  如表 3.8 所示。设  $s = \text{ceil}(N_{cpc} / 2)$ ，在发送端， $N_{cbs}$  比特的数据块中，在第一次置换之前的编码比特索引称为

$k$ ；在第一次置换之后并且在第二次置换之前的编码比特索引称为  $m_k$ ；第二次置换之后且调制映射之前的索引称为  $j_k$  [7]。

第一次交织公式定义如下：

$$m_k = (N_{cbps} / 24) \cdot k_{\text{mod}24} + \text{floor}(k/24) \quad k = 0, 1, \dots, N_{cbps}-1 \quad (3.5)$$

第二次交织公式定义如下：

$$j_k = s \cdot \text{floor}(m_k / s) + (m_k + N_{cbps} - \text{floor}(24 \cdot m_k / N_{cbps}))_{\text{mod}(s)} \quad k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad (3.6)$$

解交织器进行相反的操作。解交织器中的第一次置换是交织器中的第二次置换的逆变换。在接收到的  $N_{cbps}$  位的数据块中，第一次置换之前的索引称为  $j$ ；在第一次置换之后并且在第二次置换之前的索引称为  $m_j$ ；第二次置换之后且进入解码器之前的索引称为  $k_j$ 。

第一次解交织置换由如下公式定义：

$$m_j = s \cdot \text{floor}(j/s) + (j + \text{floor}(24 \cdot j / N_{cbps}))_{\text{mod}(s)} \quad j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad (3.7)$$

第二次解交织置换由如下公式定义：

$$k_j = 24 \cdot m_j - (N_{cbps} - 1) \cdot \text{floor}(24 \cdot m_j / N_{cbps}) \quad j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad (3.8)$$

交织深度与所采用的调制等级和数据子载波的使用数目有关。表 3.3 列出了系统使用  $n$  个子带进行数据传输时不同调制等级所对应的交织块的大小。

表 3.3 不同调制等级对应的交织块大小

调制等级	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	128-QAM
$N_{cpc}$	1	2	4	6	7
交织块大小 ( $n$ 为子带数)	24n	48n	96n	144n	168n

交织器输出的第一比特应该映射到星座图的 MSB。

### 3.7.2 星座映射

在 OFDM 调制解调系统中，根据不同的信道状况和速率要求，可以选用不同的星座映射方式。数据经过信道编码后，数字调制模块按照星座映射等级把数据流分成不同比特数的比特组，然后该模块将这些比特组映射到星座图上的复数点，形成 QAM 符号。

为了尽最大可能提高系统吞吐率,该方案提供 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 和 128QAM 五种星座映射方式。系统根据不同的信道状况和速率要求,自适应选用不同的星座映射方式。

BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 映射星座图分别如图 3.10 (1)、(2)、(3)、(4)所示。对于 128QAM 的映射星座图,一般设计成十字形轮廓的星座图(如图 3.9 所示)。但是由于这种形式的星座图无法根据 Gray 码映射规则建立映射表,所以在与信道编码结合后所获得的编码增益较小,研究表明,在结合卷积码使用时,图 3.10 (5)所示的正方形 128QAM 星座图具有更好的误码性能<sup>[26]</sup>。

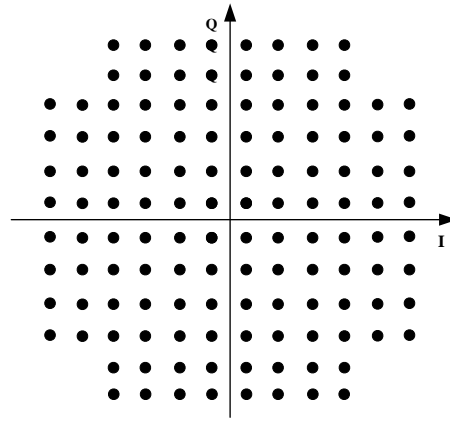
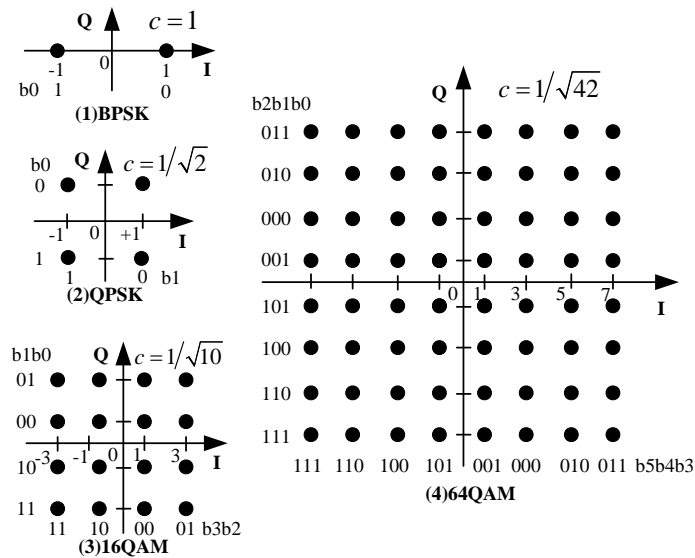


图 3.9 128QAM 十字形星座图

由于 128QAM 正方形星座图可以根据 Gray 码规则建立映射表,所以当信道状况良好时,逆映射得到的每个误码符号可以看作仅对应于一个误码比特,因此解调得到的数据流中错误比特呈均匀随机分布,从而使经过信道解码后的数据误比特率降低。



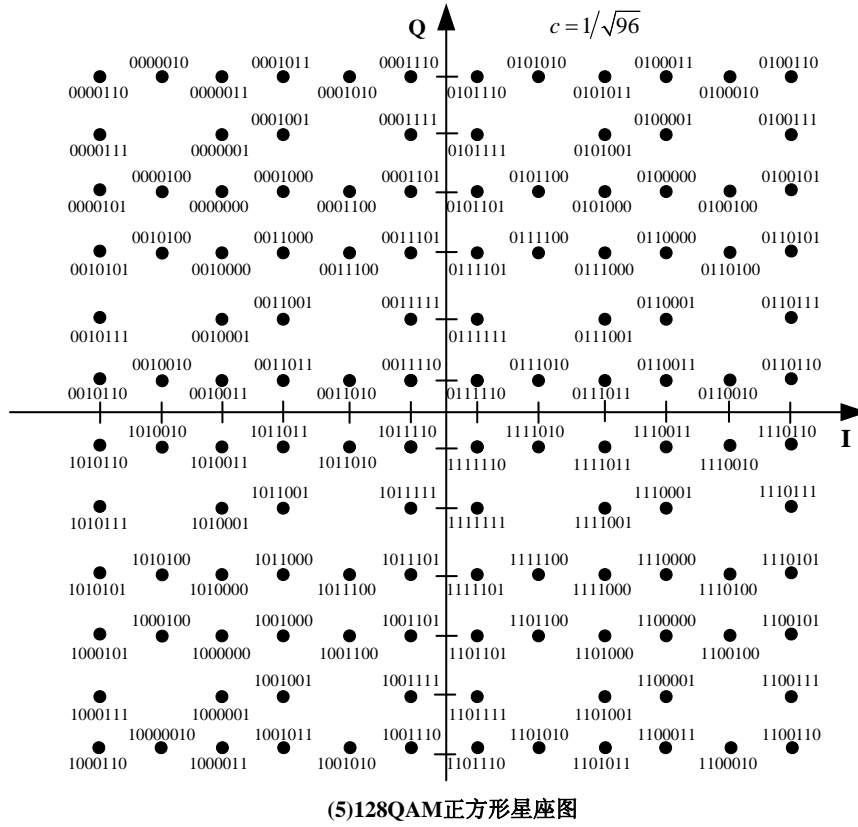


图 3.10 BPSK/QPSK/16QAM/64QAM/128QAM 映射星座图

为了使得不同调制方式（或者说对于所有映射方式）都能够取得相同的平均功率，同时为了方便系统性能的比较，星座映射的输出要进行归一化处理。处理过程按照  $d = (I + jQ) \times K_M$  进行操作，其中  $K_M$  为归一化因子。归一化因子又称平均功率量化因子，所有能量求平均后开方得到的就是波形幅度值，其倒数就是归一化因子。比如 16QAM，能量为 2 的有 4 个星座点，为 10 有 8 个点，为 18 有 4 个点，共有能量  $72+80+8=160$ ，然后这 16 个点的等概率分布是 16 分之 1，所以平均能量为  $160/16=10$ ，其平均后的波形幅度为  $\sqrt{10}$ ，所以归一化因子为  $1/\sqrt{10}$ ，其他调制方式的归一化因子可以按照同样方法得到。该方案涉及到的五种映射方式所对应的归一化参数见图 3.10。

在该方案中，导频子载波数据使用 BPSK 方式调制，前导序列子载波使用 QPSK 方式调制；数据子载波使用 QPSK、16QAM、64QAM、128QAM 进行调制。

### 3.7.3 导频调制

导频的作用和本系统所采用的导频子载波插入方案在 3.6.3 小节有详细的说明，接收机使



用导频信息估计出信道特性，并纠正频偏或相位偏移。

本方案中，OFDM 符号导频子载波数据使用伪随机序列（PRBS）产生的序列  $W_k$  作为数据源，然后经过 BPSK 方式（如图 3.10 所示）进行调制。PRBS 多项式产生应该为  $W_k = X_{11} + X_9 + 1$ ，如图 3.11 所示。在每一次突发帧发送前使用序列 10101010101 进行初始化。

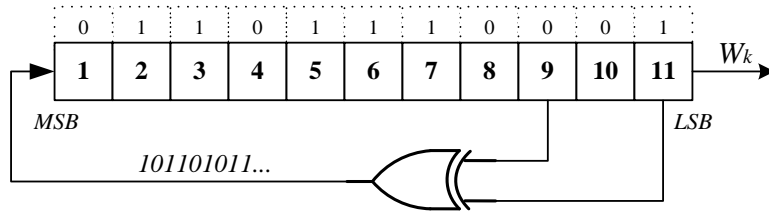


图 3.11 导频调制使用的 PRBS

### 3.7.4 子带预均衡

由图 3.12（左）看出，由于无线信道的多径效应造成的频率选择性衰落特性，部分子带衰落特别严重，如果不作任何补偿措施信道容量势必会受到限制，并且远距离的用户将因信道衰减过大而无法通信；因此需要在发射端作预均衡，补偿衰减的部分。

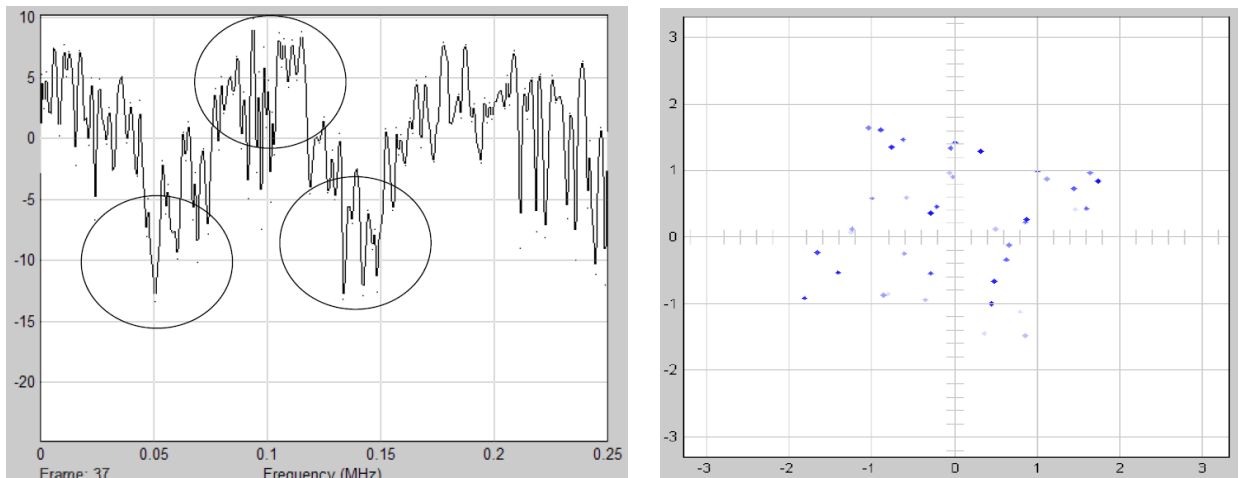


图 3.12 信号经过频率选择性衰落信道后的频谱（左）和解调得到的星座图（右）

预均衡系数与各个子带信道衰减程度有关，在本方案中预均衡的系数分为 16 个等级，详见表 3.4。MCU 中信道融合模块根据当前信道状况计算得到子带预均衡系数，当需要发送数据帧时，这些系数也会被打包进 MAC 帧的  $\text{PowerLevel}[i]$  字段， $i$  为子带索引，该字段标明了子带  $i$  的预均衡等级。在 FPGA 中，子带预均衡模块根据预均衡等级分别对每一个信道中进行增益控制，从而实现子带预均衡功能。

在计算预均衡系数时，为了保证整个 OFDM 突发中每个符号的能量均匀，需要对计算得

到的均衡系数进行归一处理。假如子带索引为  $i$ ，每个子带的预均衡系数为  $P_i$ ，那么计算得到的最终预均衡系数为：

$$PL_i = (\sum_{i=1}^{28} P_i / 28) * P_i \quad (3.9)$$

这些预均衡系数在打包进 MAC 帧时，势必要进行量化处理，为了减少 FCH 资源占用，量化后字宽越小越好，但是字宽越小量化误差就会越大。另一方面，在进行增益控制时，为了尽量避免使用乘法器，我们可以把这些值量化成特殊的离散值，方便在 FPGA 中用逻辑运算实现增益控制。比如当输入数据幅值为  $V_i$ 、增益系数为  $5/8$  时，输出数据幅值  $V_o = (V_i > 1) + (V_i > 3)$ ，而移位操作在逻辑电路中是很容易实现的。

另外，在对预均衡系数量化时必然会产生量化噪声，根据选择性信道的特性可知，我们得到的预均衡系数分布在 1 附近的概率比较大，所以使用非均匀量化比均匀量化造成的量化噪声要小。

基于以上分析，本方案所采用的预均衡系数如下表所示：

表 3.4 量化等级及所对应的量化系数

预均衡等级	量化后系数	预均衡等级	量化后系数
0000	0	1000	1
0001	1/4	1001	17/16
0010	3/8	1010	9/8
0011	1/2	1011	5/4
0100	5/8	1100	3/2
0101	6/8	1101	7/4
0110	7/8	1110	9/4
0111	15/16	1111	3

下面以一个 OFDM 符号的调制为例来描述本系统所采用的子带预均衡方案。

假设调制方式为 64QAM，突发数据由伪随机序列发生器产生。协议上层根据当前信道状况计算得到子带预均衡系数，并将这些系数量化。假设量化后的系数为[15/16, 7/8, 7/8, 6/8, 6/8, 6/8, 6/8, 7/8, 15/16, 17/16, 9/8, 17/16, 1, 15/16, 15/16, 1, 17/16, 9/8, 9/8, 5/4, 3/2, 3/2, 5/4, 9/8, 15/16, 15/16, 15/16, 15/16]，那么子带预均衡后的频谱如图 3.13 所示。

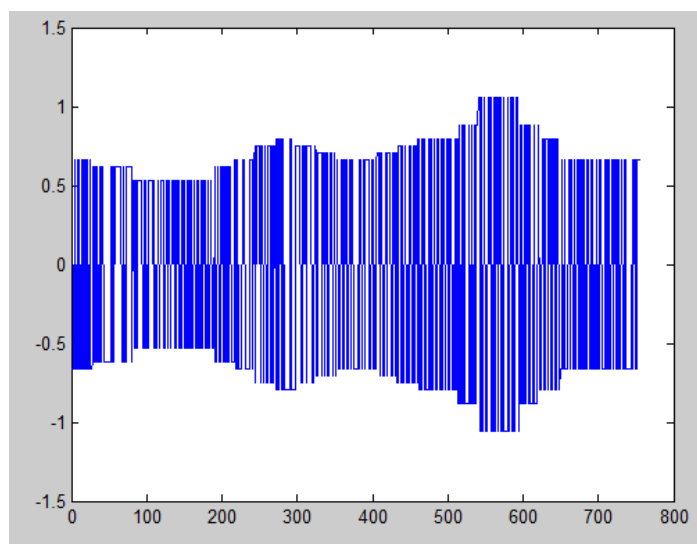


图 3.13 子带预均衡后的频域效果图

另外，加上预均衡后，OFDM 信号的峰均比会受到一定影响，峰均比可能变大也可能变小。但是影响不会太大，在方案中暂时不需要考虑。

### 3.7.5 插入循环前缀模块

在理想的无线信道中，OFDM 系统中的每路子载波能够始终保持很好的正交性能。但是实际的无线信道状况时变很大，而且存在很多干扰，在城市环境中，多径效应尤其明显。由 2.2.4 小节可知，选择合理的循环前缀长度可以消除多径效应的影响。

考虑到在不同无线环境下，多径衰落的程度也不同，为了对抗不同环境下的多径衰落，固定长度的 CP 并不能满足系统性能需求，因此该方案使用可变长度的循环前缀模式。在此方案中提供 1/32、1/16、1/8、1/4 四种循环前缀方案，四种循环前缀方案如下表所示：

表 3.5 四种循环前缀方案

CP	1/32	1/16	1/8	1/4
$T_S = T_{CP} + T_{FFT}(us)$	264	272	288	320

长度越长的循环前缀模式对抗多径效应的能力也就越强，但是通信效率也就越低。用户在通信前根据当前信道状况选择一种合适的模式，当通信过程中发现 CP 长度不能满足当前信道状况或者 CP 长度过长时，系统可以动态切换到合适的循环前缀模式。但是切换只能发生在数据突发之间，一个数据突发中只能使用一种循环前缀模式。

### 3.7.6 前导序列构造与调制

前导序列又称训练序列，它的作用很多，但是都主要在接收端体现，比如可以用来进行突发检测、接收端自动增益控制（AGC）、时域和频域同步、信道估计、频偏估计等。在某些远距离无线通信系统（如 IEEE 802.22 和 WiMAX 协议）中，还用来完成测距工作。在实际工程中，前导序列设计的好坏，直接影响到数据同步的效果，进而对数据解调产生很大影响，因此前导序列的设计工作不容马虎。

在本方案中，前导序列由两个 OFDM 符号构成。第一个前导序列 OFDM 符号为短训练序列（STS），第二个前导序列 OFDM 符号为长训练序列（LTS），两个前导序列符号各包括一个长度为 1/4 符号周期的循环前缀。如图 3.14 所示。

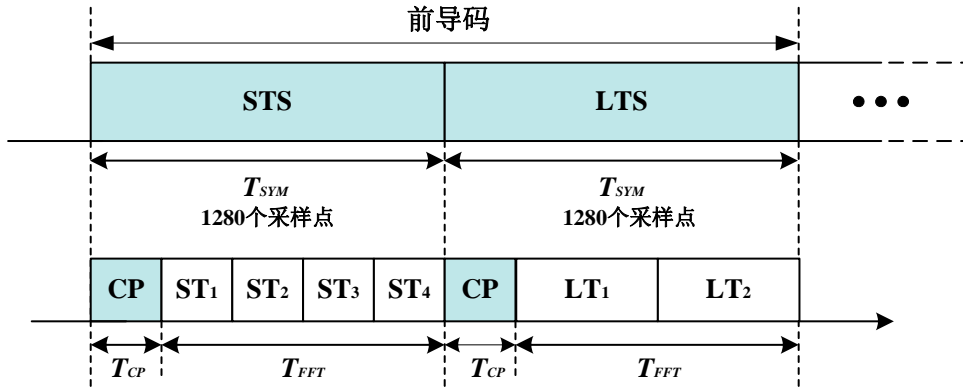


图 3.14 前导序列结构

STS 和 LTS 在频域使用 QPSK 方式进行调制。为了获得较低的 PAPR，两种训练序列的数据码串都通过 PN 序列生成算法产生。另外，由于在接收端通常使用自相关进行同步，因此必须保证所选取的 STS 和 LTS 互相关程度尽可能低。

#### （1）STS 的构造

该 OFDM 符号仅仅使用 4 的倍数的子载波调制，因此该符号的时域波形由一个包含 256 个采样点的片断重复 4 次组成。该符号的时域和频域对应特性如图 3.15 所示。

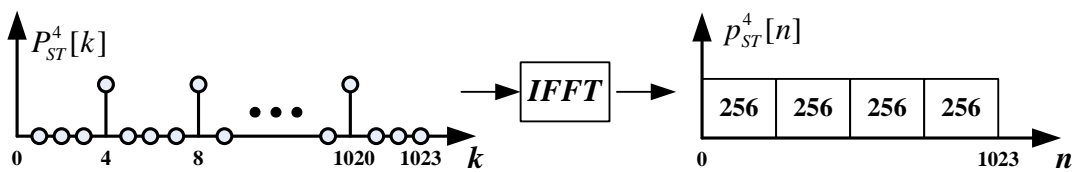


图 3.15 STS 时域和频域对应特性

本方案采用的 STS 的数据码串为周期为 512 点的 PN 序列  $P_{REF}^{ST}$ ，该序列的生成多项式为

$P_{REF}^{ST} = X^9 + X^8 + X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1$ ，其反馈式线性移位寄存器（Linear Feedback Shift Register）结构如图 3.16 所示。

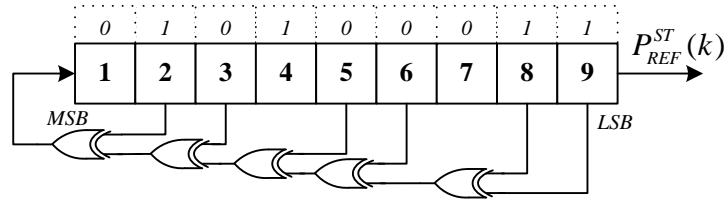


图 3.16 STS 生成式的移位寄存器结构

由于使用不同的初始化码串所得到的 PN 序列将不同，从而得到的短训练序列的峰均比也将不同。所以为了使得到的信号峰均比不至于过高，该方案对初始码串进行了仿真分析，最终选定使用 010100011 作为该 STS 产生器的初始化码串。这样可以得到 PN 序列：

$$P_{REF}^{ST}(0:511) = \{ 0, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0 \}.$$

经过 QPSK 调制后可以得到：

$$P_{MAP}^{ST}(0:255) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ 1+i, 1-i, 1+i, -1-i, -1-i, 1+i, 1+i, -1-i, -1-i, -1+i, \dots, -1+i, -1-i, -1+i, 1-i, -1+i, 1-i, -1+i, -1+i, 1+i, -1+i \}.$$

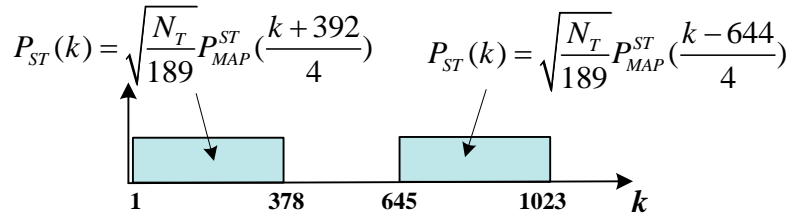


图 3.17 序列  $P_{MAP}^{ST}$  与序列  $P_{ST}(k)$  的对应关系

之后，序列  $P_{MAP}^{ST}$  使用下面的公式按照图 3.17 的对应关系映射到各个频点进行 OFDM 调制，得到序列  $P_{ST}(k)$ ：

$$P_{ST}(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{N_T}{189}} P_{MAP}^{ST}\left(\frac{k+392}{4}\right) & , 0 < k \leq 512, \quad k \bmod 4 = 0 \\ \sqrt{\frac{N_T}{189}} P_{MAP}^{ST}\left(\frac{k-644}{4}\right) & , 512 < k \leq 1023, \quad k \bmod 4 = 0 \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (3.10)$$

$P_{ST}(k)$  经过 IFFT 运算后得到 4 段相同的包含 256 个采样点的时域信号片断, 因子  $\sqrt{\frac{N_T}{189}}$  用

来约束信号能量, 参数  $N_T$  表示所使用的有效子载波数目, 在这里  $N_T=756$ , 所以因子  $\sqrt{\frac{N_T}{189}}=2$ 。

得到的最终 STS 如下:

$$P_{ST}(0:378)=\sqrt{2}\{0, 0, 0, 0, -1+i, 0, 0, 0, 1+i, 0, 0, 0, -1-i, 0, 0, 0, -1-i, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 1-i, 0, 0, 0, 1+i, 0, 0, 0, 1-i, 0, 0, 0, 1+i, 0, 0, 0, -1-i, 0, 0\}$$

$$P_{ST}(379:644)=\{0, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0\}$$

$$P_{ST}(645:1023)=\sqrt{2}\{0, 0, 0, 1-i, 0, 0, 0, 1+i, 0, 0, 0, 1-i, 0, 0, 0, -1+i, 0, 0, 0, \dots, 0, 1-i, 0, 0, 0, 1+i, 0, 0, 0, -1-i, 0, 0, 0, -1+i, 0, 0, 0, -1-i, 0, 0, 0\}$$

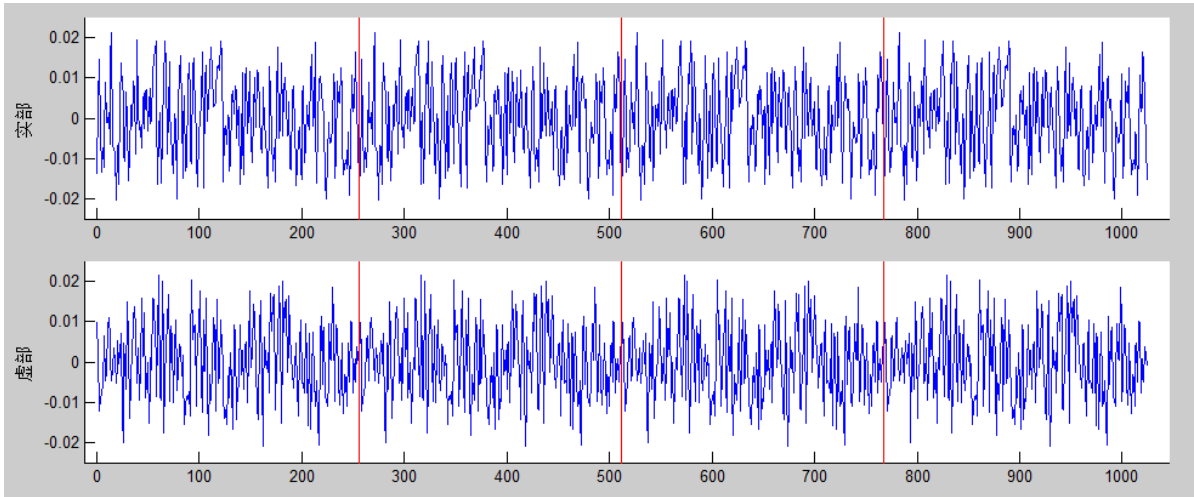


图 3.18 计算得到的短训练序列的时域信号

经计算, 所得到的短训练序列的峰均比 (PAPR) 为 2.9989。

## (2) LTS 的构造

该 OFDM 符号仅仅使用偶数子载波调制, 因此该符号的时域波形由一个包含 512 个采样点的片断重复 2 次组成, 该符号的时域和频域对应特性如图 3.19 所示。

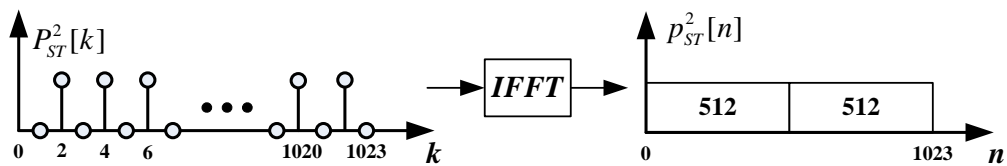


图 3.19 LTS 时域和频域对应特性

LTS 的数据码串产生方法和 STS 的产生方法类似, 不同的是 LTS 的数据码串使用周期为

1024 点的 PN 序列  $P_{REF}^{ST}$ ，该序列的生成多项式为  $X^{10} + X^9 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + 1$ ，其反馈式线性移位寄存器结构如图 3.20 所示。

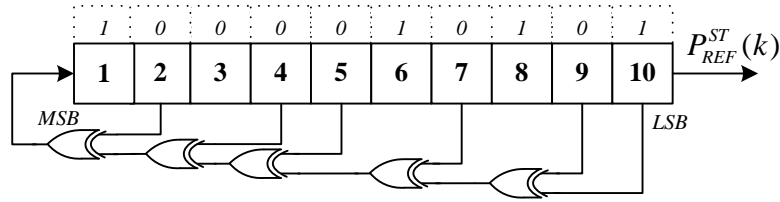


图 3.20 LTS 生成式的移位寄存器结构

和 STS 产生器初始化码串的选取原理一样，为了使得到的 LTS 的峰均比尽可能小，该方案对初始码串进行了仿真分析，最终选定使用 1000010101 作为该 LTS 产生器的初始化码串。这样可以得到 PN 序列：

$$P_{REF}^{ST}(0:1023) = \{ 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, \dots, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0 \}.$$

经过 QPSK 调制后可以得到：

$$P_{MAP}^{ST}(0:511) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ 1-i, -1-i, 1+i, 1-i, -1-i, -1+i, -1-i, 1-i, -1+i, 1+i, \dots, 1-i, -1+i, 1+i, -1-i, -1+i, -1+i, 1+i, 1-i, 1+i, -1+i \}.$$

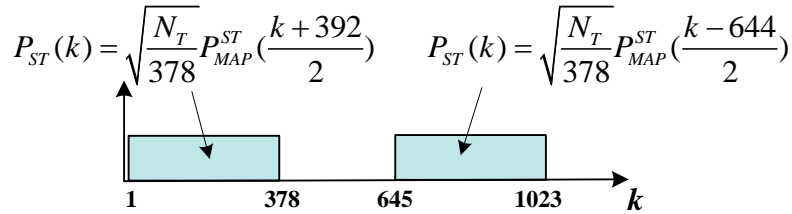


图 3.21 序列  $P_{MAP}^{ST}$  与序列  $P_{ST}(k)$  的对应关系

之后，序列  $P_{MAP}^{ST}$  使用下面的公式按照图 3.21 的对应关系映射到各个频点进行 OFDM 调制，得到序列  $P_{ST}(k)$ ：

$$P_{ST}(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{N_T}{378}} P_{MAP}^{ST}(\frac{k+392}{2}) & , 0 < k \leq 512, \quad k \bmod 2 = 0 \\ \sqrt{\frac{N_T}{378}} P_{MAP}^{ST}(\frac{k-644}{2}) & , 512 < k \leq 1023, \quad k \bmod 2 = 0 \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (3.11)$$

$P_{ST}(k)$  经过 IFFT 运算后得到 2 段相同的包含 512 个采样点的时域信号片断, 因子  $\sqrt{\frac{N_T}{378}}$  用来约束信号能量, 参数  $N_T$  表示所使用的有效子载波数目, 在这里  $N_T=756$ , 所以因子  $\sqrt{\frac{N_T}{378}} = \sqrt{2}$ 。得到的最终 LTS 如下:

$$P_{ST}(0:378) = \{ 0, 0, 1+i, 0, -1-i, 0, -1+i, 0, -1-i, 0, 1+i, 0, -1+i, 0, -1-i, 0, -1-i, 0, \dots, -1+i, 0, -1-i, 0, -1-i, 0, -1+i, 0, 1+i, 0, -1-i, 0, -1+i, 0, -1+i, 0, 1-i \}$$

$$P_{ST}(379:644) = \{ 0, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \}$$

$$P_{ST}(645:1023) = \{ 0, 1+i, 0, -1+i, 0, 1-i, 0, 1+i, 0, -1+i, 0, -1-i, 0, -1+i, 0, 1+i, 0, -1-i, 0, 1-i, \dots, -1+i, 0, -1+i, 0, -1+i, 0, -1+i, 0, 1-i, 0, -1+i, 0, -1-i, 0, -1-i, 0, -1+i, 0 \}$$

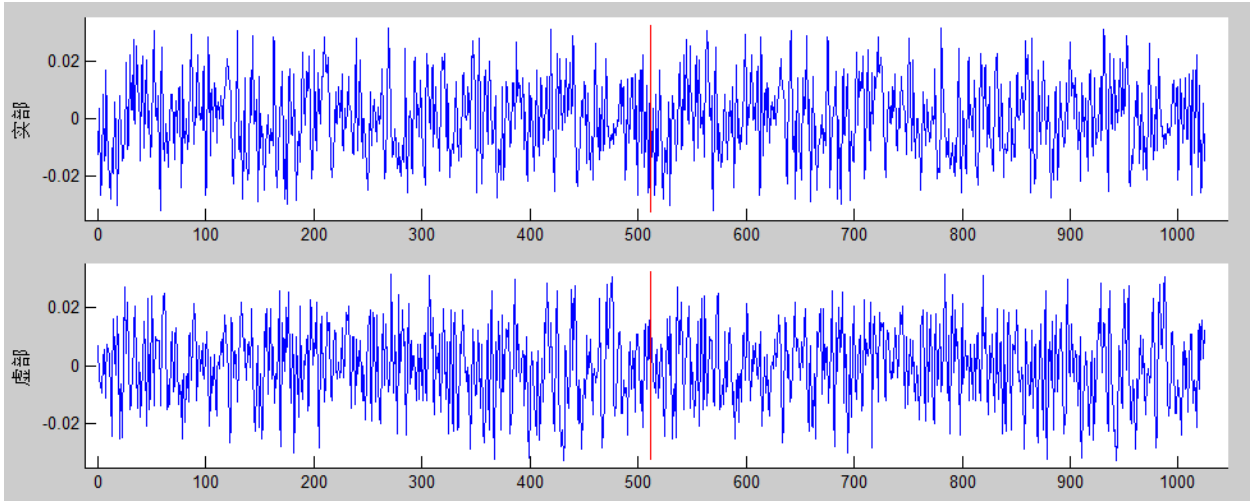


图 3.22 计算得到的短训练序列的时域信号

经计算, 所得到的短训练序列的峰均比 (PAPR) 为 3.2963。

### 3.7.7 可配置 IFFT/FFT 模块

为了完成 OFDM 信号从频域到时域的转换, 需要对插入导频和虚拟子载波后的数据进行 IFFT 操作, 从而完成 OFDM 调制。IFFT 和 FFT 有这样的关系:

$$IFFT[F(k)] = \{FFT[f^*\{n\}]\}^*/N \quad (3.12)$$

因此, 对输入数据取共轭后做 FFT 操作, 再对 FFT 的结果数据取共轭后除以 FFT 的点数即可得到输入数据的 IFFT 运算结果。具体的操作如图 3.23 所示。



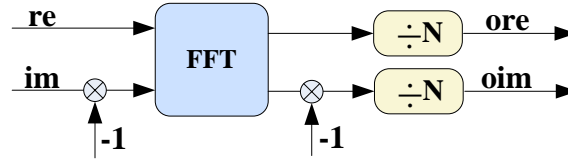


图 3.23 使用 FFT 计算 IFFT 的结构图

由此可见，IFFT 运算可以使用 FFT 运算结果得到，而且代价很小，只需要在 FFT 前端加上取共轭操作，FFT 末尾加上取共轭和除法移位操作即可。

另外，在实际开发过程中，通常将功能相同但参数不同的程序设计成与工艺无关的可配置 IP 软核。这样不仅方便程序复用，避免重复劳动，而且提高了编程效率，大大减轻工程师的负担，可以说使用 IP 核是一个发展趋势。

基于以上分析，本方案使用可配置 IFFT/FFT 软核实现 IFFT 功能。可配置 IFFT/FFT 软核的核心是可配置 FFT 模块，所以下面内容主要描述可配置 FFT 的实现方案。

### (1) FFT 算法选择

传统的 FFT 处理器通常采用 Tukey 和 Cooley 的基-2 FFT 算法实现，该方法巧妙地利用了旋转因子的对称性，可以减少运算中的乘法和加法的次数，同时具有硬件结构简单、控制方便的特点<sup>[36]</sup>。基-4 FFT 算法可以进一步减少乘法和加法的运算次数，但是其硬件结构较为复杂，控制也较繁琐<sup>[37]</sup>。

为了减少 FFT 运算过程中加法和乘法的运算次数，降低硬件结构复杂度，简化逻辑控制，本方案选用 Torkelson 的基-2<sup>2</sup> DIF(Decimation In Frequency, 频域抽取) FFT 算法来实现可配置 IFFT/FFT 软核。该算法集合了基-2 FFT 和基-4 FFT 两种算法的优点，控制简单、实现方便，而且运算量不大。非常适合在 FPGA 上实现可配置 IFFT/FFT 软核。

一般地，N 点 DFT 定义为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (3.13)$$

定义三维映射关系如下：

$$n = \frac{N}{2}n_1 + \frac{N}{4}n_2 + n_3 \quad (n_1, n_2 = 0, 1; n_3 = 0, 1, \dots, \frac{N}{4}-1)$$

$$k = k_1 + 2k_2 + 4k_3 \quad (k_1, k_2 = 0, 1; k_3 = 0, 1, \dots, \frac{N}{4}-1)$$

将两式带入 N 点 DFT 的定义式，则

$$\begin{aligned}
X(k_1 + 2k_2 + 4k_3) &= \sum_{n_3=0}^{\frac{N}{4}-1} \sum_{n_2=0}^1 \sum_{n_1=0}^1 x(\frac{N}{2}n_1 + \frac{N}{4}n_2 + n_3) W_N^{(\frac{N}{2}n_1 + \frac{N}{4}n_2 + n_3)(k_1 + 2k_2 + 4k_3)} \\
&= \cdots = \sum_{n_3=0}^{\frac{N}{4}-1} \{ [B_{N/2}(n_3, k_1) + B_{N/2}(\frac{N}{4} + n_3, k_1)(-j)^{(k_1 + 2k_2)}] W_N^{n_3(k_1 + 2k_2)} W_N^{4n_3k_3} \}
\end{aligned} \quad (3.14)$$

其中,  $B_{N/2}(\frac{N}{4}n_2 + n_3, k_1) = x(\frac{N}{4}n_2 + n_3) + (-1)^{k_1} x(\frac{N}{2} + \frac{N}{4}n_2 + n_3)$ 。

可以看出在基- $2^2$  DIF FFT 算法中, 1 个  $N$  点 DFT 被拆分成了 4 个  $N/4$  点的 DFT 进行计算。每个  $N/4$  点的 DFT 中蝶形单元的第 1 级表示为  $B_{N/2}(\frac{N}{4}n_2 + n_3, k_1)$ , 第 2 级表示为  $B_{N/4}(n_3, k_1, k_2)$ 。以 32 点的 DFT 为例, 使用基- $2^2$  DIF FFT 算法后, 可以画出其蝶形运算流图如图 3.24 所示, 其中  $\diamond$  表示和  $-j$  相乘,  $\triangleright$  表示乘以复数的  $W_{32}^i$  旋转因子<sup>[42]</sup>。

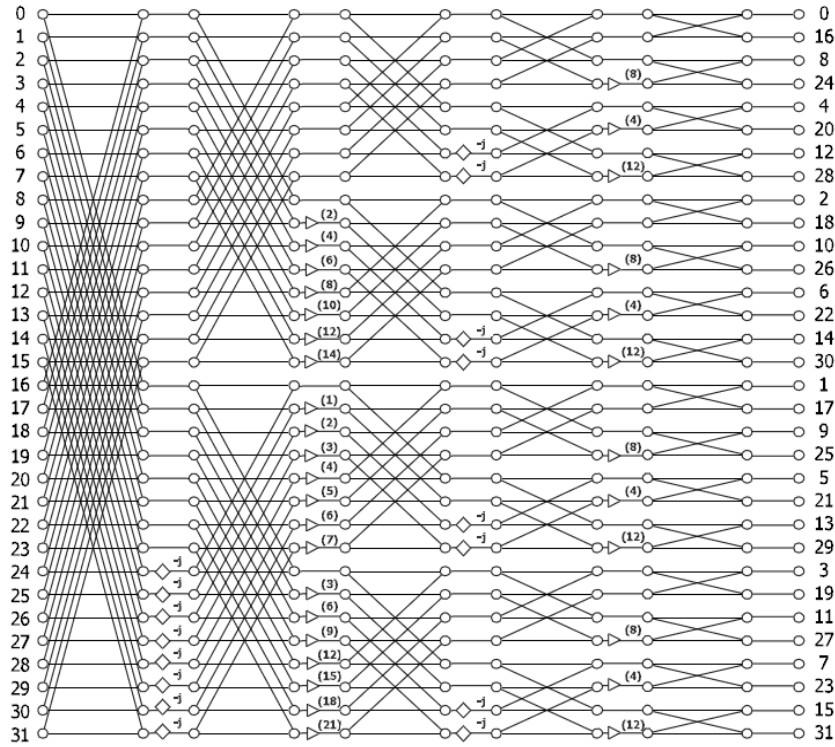
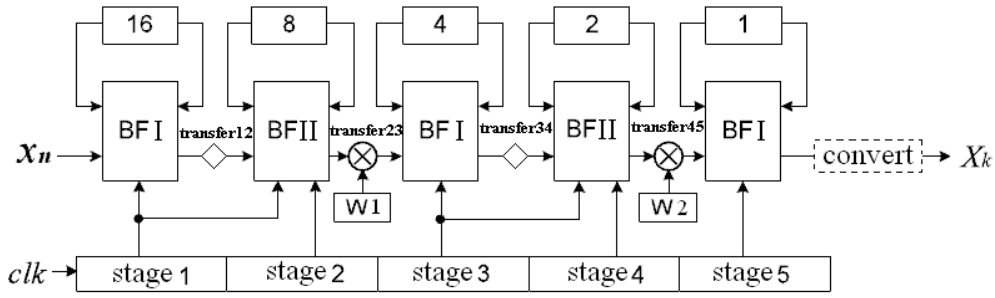


图 3.24 32 点基- $2^2$  DIF FFT 蝶形运算流图

## (2) 基- $2^2$ DIF FFT 可配置硬件结构实现方案

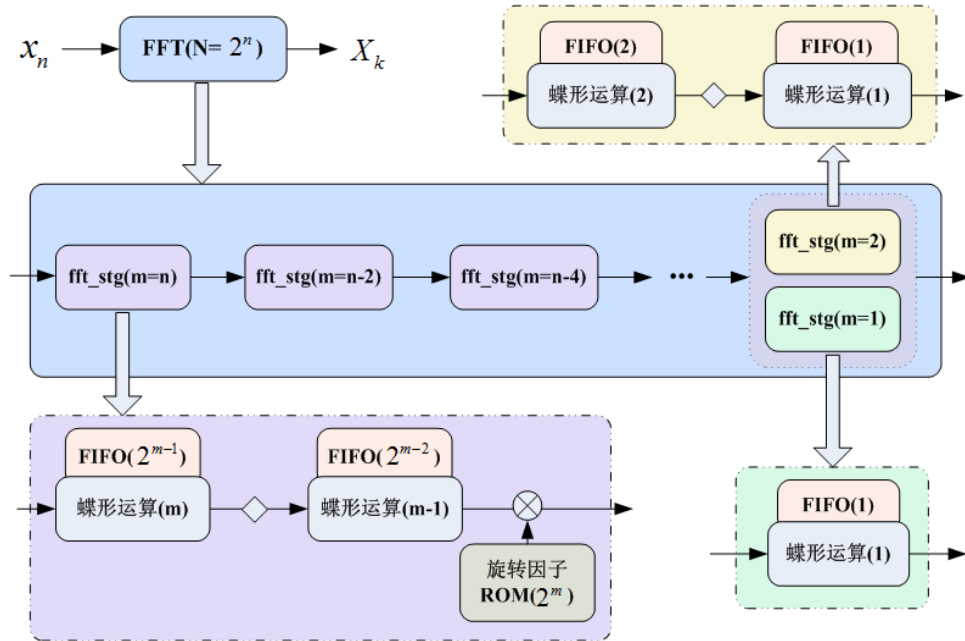
传统的 FFT 流水线结构有反馈结构、单通道结构、多通道结构和直通结构。反馈结构可以节省更多 FPGA 上的存储资源, 单通道结构可以节约更多的运算资源, 而多通道结构和直通结构则可以提供更高的速度<sup>[36]</sup>。

随着技术的发展, FPGA 芯片也越来越高级, 可以在较高工作时钟频率下工作, 所以本方案采用单通道延迟反馈形式 (Single-Path Delay Feedback, SDF), 如图 3.25 所示。

图 3.25 32 点基-2<sup>2</sup> DIF FFT 硬件实现框图

32 点基-2<sup>2</sup>DIF FFT 运算共需五级蝶形运算，它们是 stage1 至 stage5，每一级为一次蝶形运算，模块之间用 transfer 组件相连，最后可以选用 convert 组件调整  $X(k)$  的输出顺序<sup>[42]</sup>。

从 32 点的基-2<sup>2</sup> DIF FFT 的运算流图和硬件框图可以看出，使用 SDF 形式结构的 FFT 的可编程性很好。由此可以得到点数可配置 FFT 的硬件结构图：

图 3.26 可配置点数的基-2<sup>2</sup> FFT 硬件实现框图

其中，当  $n$  为基数时，末尾段使用  $\text{fft\_stg}(m=1)$  模块，当  $n$  为偶数时，末尾段使用  $\text{fft\_stg}(m=2)$  模块。

$\text{fft\_stg}(m)$  模块是整个软核的核心模块。使用单延迟反馈 (SDF) 结构实现的软核中，不同点数的 FFT 具有不同级数的  $\text{fft\_stg}$  模块。该模块由两级蝶形运算和蝶形运算结果处理模块组成 (见图 3.26)。在该模块中对第一级蝶形运算结果的处理是和复数和  $-j$  的相乘或直接传递到下一级。与  $-j$  相乘的复运算可以被简化，只需要交换被计算复数的虚实部，然后对结果的虚部符号取反即可，复数乘法器可以调用 IPcore 实现。对第二级蝶形运算结果的处理是和旋转因子进行复数乘法运算，旋转因子数据预先存储在 ROM 中。

下面以 32 点蝶形运算为例来介绍蝶形运算的实现方法：32 个复数数据串行输入，用深度为 16 的 FIFO 存储前 16 个复数，后 16 个复数输入时，与相对应的前 16 个复数进行加减法运算；和值直接输出，差值覆盖 FIFO 中原有的前 16 个复数；32 个复数输入完毕时，第 1 级蝶形运算完毕，前 16 个复数是加法运算的和值，后 16 个复数是减法运算的差值<sup>[42]</sup>。

### (3) 复数乘法器时延的可配置

我们使用的复数乘法器是调用的 Altera 的 IP Core，如图 3.27 所示，该 IP Core 采用的流水线结构，因此在实例化这个 IP Core 的过程中需要选择时钟延迟个数。延迟时钟个数越多，获得的最高工作频率就越高，但是资源使用也就越多；反之亦然。经测试，对于配制成 1024 点 FFT 运算、18 位定点数位宽的 IFFT/FFT 软核，当使用 1 个时钟延迟时，获得的最高工作时钟仅能达到 184.57MHz，而使用 6 个时钟延迟复数乘法器的软核可以达到 306.30MHz 的工作频率。当然这也是有代价的：后者比前者多使用 314 个寄存器单元。

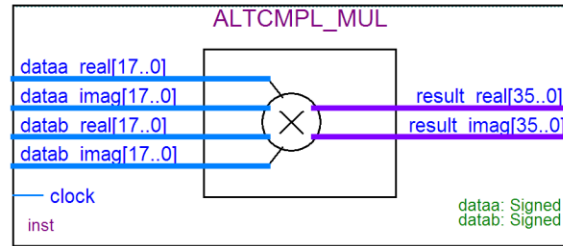


图 3.27 复数乘法器 IP Core

往往复数乘法器最大工作频率直接决定了整个 FFT 软核的最大工作频率，所以在对工作频率要求不高并且资源紧张场合推荐采用低时延的乘法器；而在对工作频率要求较高的场合应该采用高时延的乘法器。为了编程的方便，我们提供 1 和 6 两种可选的时钟延迟。这两种始终延迟可以满足大部分应用需求。

### (4) 旋转因子存储器资源的优化

旋转因子存储单元用于存储预先计算得到的各级旋转因子，存储量和寻址问题是这个模块设计的重点。傅立叶变换的旋转因子有着明显的周期性和对称性。其周期性表现为：

$$1, W_N^{(m+1)N} = W_N^m$$

$$2, W_N^{-m} = W_N^{N-m} \text{ 或者 } (W_N^{N-m})^* = W_N^m$$

$$3, W_N^{m+N/2} = -W_N^m$$

另外，由于旋转因子可等效为正余弦函数的组合，即：

$$W_N^{nk} = e^{-j2\pi nk/N} = \cos(2\pi nk/N) - j \sin(2\pi nk/N) \quad (3.15)$$

所以只需要存储旋转因子的正余弦函数的组合值。结合旋转因子的周期性和对称性，我们只需要存储旋转因子总量的 1/4 即可，这无疑是对 FPGA 中 RAM 资源的巨大节省。但是这会相应增加寻址及符号控制的复杂度。

我们将旋转因子的实部和虚部在一个周期内根据最高位和最低位分成 4 段 00、01、10、11。这样我们只存储其中一段旋转因子，然后使用地址映射方法获得其他三段旋转因子。

### 3.7.8 插值滤波器

由 2.2.5 小节可知，插值滤波器的主要作用是升采样和低通滤波，一般由 FIR 滤波器实现。但 FIR 滤波器需要大量的乘法器，在用单级 FIR 形式实现插值滤波器时，运算量可能会非常巨大。而且中频调制的处理速率一般都很高，因此 FIR 滤波器耗费的资源更多，功耗也会更大。鉴于此，在本方案中，我们采用了一种高效的滤波器——CIC 滤波器，作为插值滤波器，实现内插、低通滤波。

CIC(Cascaded Integrator Comb)滤波器，即级联积分梳状滤波器，具有结构简单、运算速度快、便于处理、易于硬件实现等特点，是窄带低通滤波器的高效率实现形式。CIC 滤波器经常被应用到现代通信系统的抽取和插值运算中。非常适合用作抽取之前的抗混迭滤波和插值之后的抗镜像滤波。

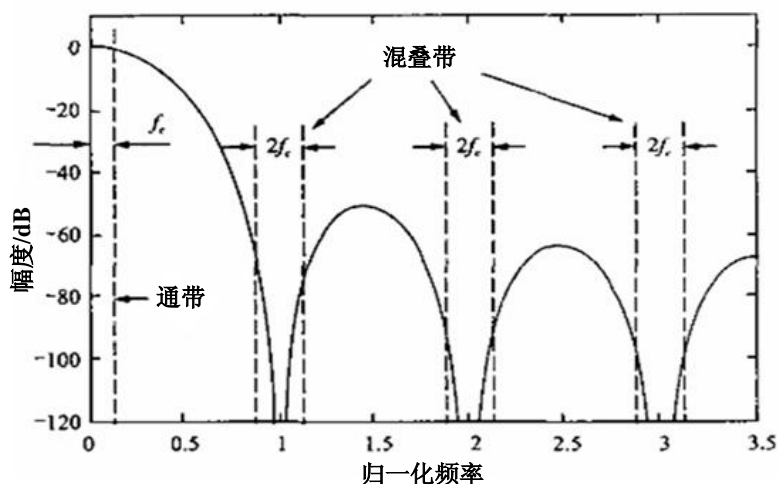
一个  $N$  级 CIC 滤波器的传递函数为：

$$H(z) = \left( \frac{1 - z^{-DM}}{1 - z^{-1}} \right)^N \quad (3.16)$$

其中  $N$  是单级 CIC 的串联个数， $D$  是升采样因子， $M$  是 CIC 滤波器中梳状滤波器的延迟数量。在高速设计中  $M$  一般固定取 1 或 2。根据  $N$  级 CIC 滤波器的传递函数，令  $z = \exp(j2\pi f/D)$ ，可以得到 CIC 滤波器的幅频特性函数为：

$$H(f) = \left[ \frac{\sin(\pi Mf)}{\sin(\pi f/D)} \right]^N e^{j\pi Nf(M-1)/D} \quad (3.17)$$

其幅频响应如图 3.28 所示。其中  $M=1$ ， $N=4$ ， $D=7$ 。

图 3.28 CIC 滤波器的幅频响应 ( $M=1, N=4, D=7$ )

从图 3.28 我们可以看出, CIC 滤波器的通带增益是类似 sinc 函数“滚降”的, 并且过渡带很宽。而我们需要的是具有合理的平坦通带增益和窄过渡带的滤波器。

为了克服 CIC 滤波器的不平坦通带增益和宽过渡带缺点, 我们使用两级插值滤波器完成插值滤波功能。第一级进行小因子升采样, 然后使用一个带补偿特性的 FIR 滤波器滤除 OFDM 信号镜像干扰, 这样得到的 OFDM 基带频谱将呈现一个窄带频谱的形状, 而且通带增益是“反滚降”的; 第二级再进行较大因子 CIC 插值滤波操作。如图 3.29 所示。

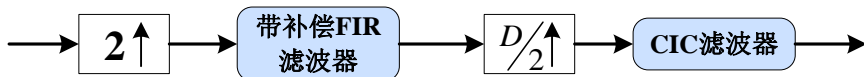
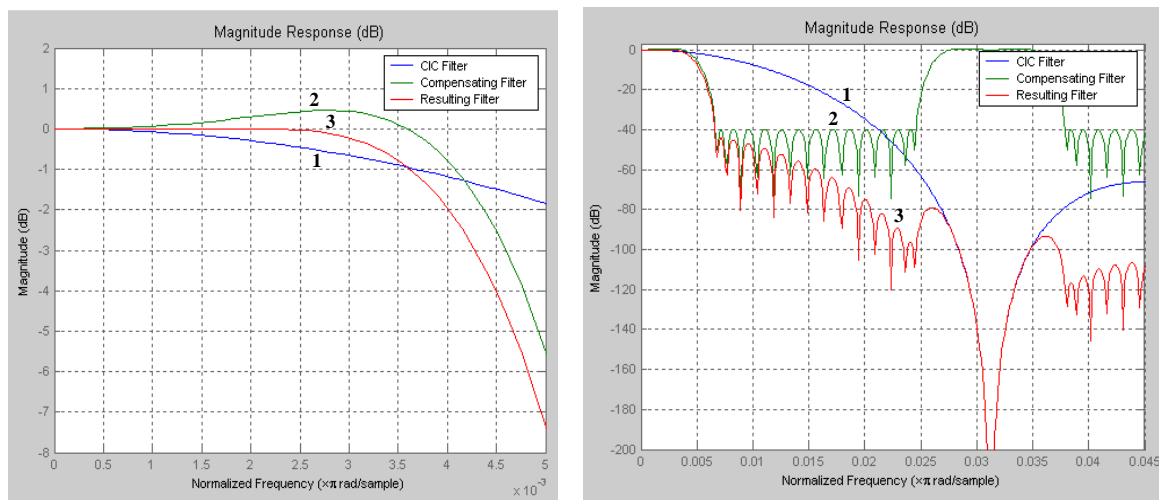


图 3.29 改进后的插值滤波器级联结构

由于补偿 FIR 滤波器的频率特性和 CIC 滤波器的频率特性互相补充, 所以改进后的插值滤波器在通带内性能很好。图 3.30 展示了单独的补偿 FIR 滤波器、单独的 CIC 滤波器以及两者级联后的带补偿 CIC 滤波器的幅频特性。



(a) 通带内幅频响应

(b) 边带幅频响应

图 3.30 FIR 补偿滤波器、普通 CIC 滤波器、带补偿的 CIC 滤波器的频率特性

图 3.30 中, 线 1 是 CIC 滤波器的幅频特性, 线 2 是补偿 FIR 滤波器的幅频特性, 线 3 是两者级联后得到的带补偿 CIC 滤波器的幅频特性, 可以看出改进后的 CIC 滤波器的幅频特性较不仅通带更加平坦, 而且旁瓣的抑制效果也很好。

对于高采样率转换率的抽取和插值来说, 这样的级联式插值滤波器的计算量大大低于单级 FIR 滤波器的计算量, 性能也比单一 CIC 滤波器好很多。

### 3.8 MAC 帧结构

MAC 帧是下 MAC 层向物理层传送的帧, 通过 MCU 与 FPGA 之间的高速 McBSP 接口传输, 是连接 MCU 与 FPGA 的桥梁。MCU 要发送的突发数据帧和 MCU 对 FPGA 的控制信息都使用 MAC 帧传输。MAC 帧格式如表 3.6 所示。

表 3.6 MAC 帧格式

帧格式	大小(bits)	备注
MAC_SDU_Format() {		
<b>Sync_Code</b>	16	帧同步码: 0x7E7E
<b>MAC_SDU_Type</b>	8	帧类型: 0:数据帧; 1:配置帧。
If(MAC_SDU_Type=0) {		
<b>MAC_Ctrl_Header</b>	可变	包含接入控制、链路管理信息等。 由于接入机制和链路控制不属于本方案讨论范围, 因此不再细化。
<b>PPDU_FCH</b>	可变	见表 3.7。
<b>payload</b>	可变	数据负载部分。
}else if(MAC_SDU_Type=1){		
<b>MAC_CONF_PDU</b>	可变	对 OFDM 物理层的配置信息。
}		
}		

由于 McBSP 是异步串行传输, 所以为了同步需要在每一帧开始位置加上帧同步码, 这里选择帧同步码为 16 比特的 0x7E7E。

帧类型 (MAC\_SDU\_Type) 指示 MAC 帧的类型, 该标识供 OFDM 调制器区分业务类型, 本论文只讨论两种帧类型: 数据帧和配置帧。

数据帧: 当 MAC\_SDU\_Type 为 0 时, 此 MAC 帧为数据帧。其中包含的字段在表 3.7 中有详细描述。PPDU\_FCH 字段的详细描述见 3.9.2 小节;

配置帧：当 MAC\_SDU\_Type 为 1 时，此 MAC 帧为配置帧。它的主要作用是配置自适应 OFDM 调制器，如扰码器初始化码串、导频插入方式、前导序列生成器所使用的 PN 序列生成器初始化码串等；

### 3.9 物理层协议数据单元（PPDU）帧结构

#### 3.9.1 PPDU 时域/频域帧结构

图 3.31 所示为 PPDU（Physical Protocol Data Unit）时域/频域二维帧结构示意图。

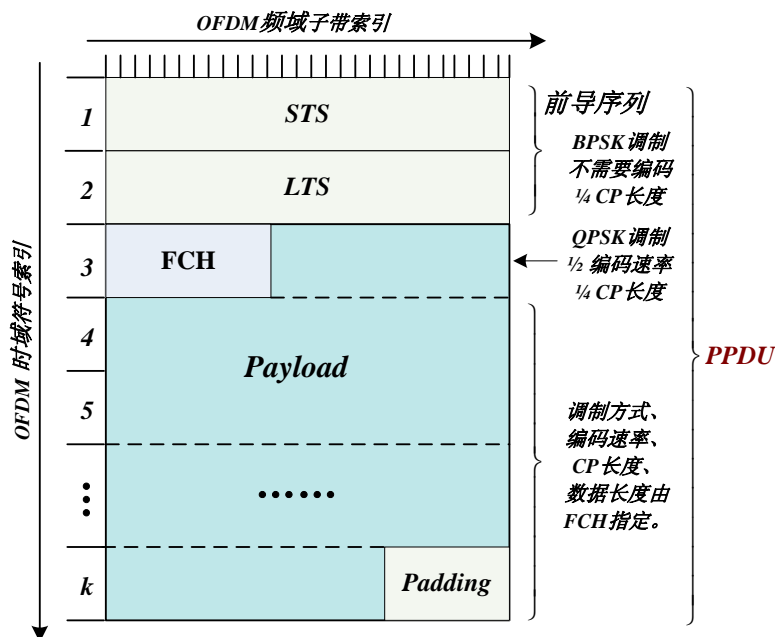


图 3.31 PPDU 的时域/频域二维帧结构

前导序列占用两个 OFDM 符号长度：STS（短训练序列）和 LTS（长训练序列），两个 OFDM 符号都使用  $\frac{1}{4}$  长度的循环前缀。前导序列的主要功能是进行突发检测、接收端自动增益控制（AGC）、时域和频域同步、信道估计、频偏估计、测距等，正因为前导码如此重要，所以本文在后面对前导序列作了精心的设计和计算。当发送突发帧时，首先发送此前导码。

FCH 可以看作信令域，其中包含接收端解调信息所需要的参数，详构见 3.9.2 节。根据其内部信息不同，其长度可变。由表 3.7 可知，FCH 最短为 10 字节，最长为 28 字节。而包含 FCH 的那个 OFDM 符号采用了系统的最可靠传输方式，调制方式采用 QPSK，编码码率为  $\frac{1}{2}$ ，循环前缀长度为  $\frac{1}{4}$ ，另外可用数据子载波有 672 个，所以最多可承载 672 比特，即 84 字节。显然承载 FCH 的 OFDM 符号还有子载波剩余，这些剩余子载波用来存放数据域信息。



Payload 是所需要调制的数据。当数据域长度不能按符号对齐时，需要在数据域末尾添加 padding 字段。

### 3.9.2 物理层协议数据单元 FCH 内容格式

物理层协议数据单元（PPDU, Physical Protocol Data Unit）是调制解调双方协定的协议格式，包括 FCH（帧控制头）、Payload、padding，PPDU 构造结构表 3.7 所示。

表 3.7 PPDU FCH 内容格式

帧格式	大小(bits)	备注
PPDU_FCH_Format() {		
<b>RATE_ID</b>	5	物理层调制编码模式，见表 3.8。
<b>PowerCtrlLevel</b>	3	功率控制等级：111: +9dB; 110: +6dB; 101: +3dB; 100: 0dB; 011: -3dB; 010: -6dB; 001: -9dB; 000: -12dB.
<b>PayLoad_Length</b>	12	数据部分长度。单位是 Byte。
<b>CP_Mode</b>	2	循环前缀模式：00:1/4; 01:1/8; 10:1/16; 11:1/32.
<b>ACK_Mode</b>	1	ACK 模式： 0:接收端不需要回复 ACK; 1:接收端需要回复 ACK。
<b>RS_CC_InitMode</b>	1	RS-CC 编码器初始化模式： 0:使用全零初始化; 1:使用 RS_CC_InitBits 初始化。
If(RS_CC_InitMode=1) {		
<b>RS_CC_InitBits</b>	6	用来初始化 RS-CC 编码器的值。
<i>Reserved</i>	2	填充 0。
}		
<b>EnSubBand_Num</b>	8	激活的子带数量，最大 28。
If(EnSubBand_Num=28) {		
<b>SubChannel_Mask</b>	28	子带的激活掩码：0:该子带未激活；1:该子带被激活。
} else {		
<i>Reserved</i>	4	填充 0。
}		
<i>Reserved</i>	3	填充 0。
<b>PreEqualizer</b>	1	是否预均衡：0:没有预均衡；1:有预均衡。
If(PreEqualizer) {		
For(i=0; i<28; i++) {		

<b>PowerLevel[i]</b>	4	子带 i 的预均衡功率等级，用来进行子带预均衡。 详见 3.7.4 小节。
}		
}		
<b>CRC</b>	8	CRC 校验。
<b>Dst_ID</b>	16	目的地址。
<b>Src+ID</b>	16	源地址。
}		

FCH 各参数的意义在上表中都有说明。CRC 校验值用于在接收端检测解调数据的正确性。RATE\_ID 参数为物理层调制编码模式，这个参数决定了卷积编码的编码块大小和数据传输的速率，它的取值以及所对应的卷积编码编码块大小、数据速率和频谱利用率如下表所示。

表 3.8 RATE\_ID 参数表

RATE_ID	调制方式	编码速率	编码块大小(Bytes)	编码后块大小(Bytes)	数据速率(Mb/s)	频谱利用率
0	BPSK	Uncoded	-	-	2.625	0.89
1	QPSK	1/2	24	48	2.625	0.89
2	QPSK	2/3	32	48	3.5	1.17
3	QPSK	3/4	36	48	3.938	1.31
4	QPSK	5/6	40	48	4.375	1.46
5	16-QAM	1/2	48	96	5.25	1.78
6	16-QAM	2/3	64	96	7.0	2.34
7	16-QAM	3/4	72	96	7.875	2.62
8	16-QAM	5/6	80	96	8.75	2.92
9	64-QAM	1/2	72	144	7.875	2.63
10	64-QAM	2/3	96	144	10.5	3.50
11	64-QAM	3/4	108	144	11.813	3.94
12	64-QAM	5/6	120	144	13.125	4.38
13	128-QAM	1/2	84	168	9.188	3.06
14	128-QAM	2/3	112	168	12.25	4.08
15	128-QAM	3/4	126	168	13.781	4.59
16	128-QAM	5/6	140	168	15.313	5.10
注1：导频子载波采用模式0； 注2：信令域符号采用模式1； 注3：计算数据速率时使用的循环长度为1/16。						

其中数据速率的计算还跟循环前缀的长度有关，上表中的数据速率是在循环长度为 1/16 的情况下计算得到的。导频子载波数据使用 BPSK 调制，前导序列子载波使用 QPSK 调制，两种子载波不需要编码。数据子载波选用 QPSK/16QAM/64QAM/128QAM 进行调制，使用卷

积编码对数据编码，提供 1/2、2/3、3/4、5/6 四种编码速率模式。

### 3.10 本章小结

本章在设计 MCU+FPGA 硬件平台的基础上制订了自适应 OFDM 通信系统的总体实现框架，设计了自适应 OFDM 通信系统的整体实现框架。并从原理出发，设计了信道编码、星座映射、导频调制、子带预均衡、循环前缀插入、前导序列构造、可配置 IFFT/FFT、插值滤波器等模块的详细实现方案。在此基础上，详细介绍了 MCU 与 FPGA 进行数据交互所使用的 MAC 帧结构，以及数据突发所使用的物理层协议数据单元格式。

## 第四章 自适应 OFDM 调制器的 FPGA 实现

上一章详细讨论了在 MCU+FPGA 硬件架构平台上, 自适应 OFDM 调制系统所采用的基本参数和各个模块的设计方案。并在此基础上, 给出了 MAC 层帧和物理层数据协议单元 PPDU 的结构。本章将在此基础上, 在 FPGA 平台上搭建了自适应 OFDM 调制器的框架结构, 实现了关键核心模块, 并对这些核心模块进行了仿真测试。

### 4.1 自适应 OFDM 调制器整体实现结构

从设计原则上来讲, 本方案采用自上而下、软硬结合的设计方式; 另外, 从 FPGA 实现方式上来讲, 本方案始终遵循控制与数据分离、模块参数化的原则。这样可以提高程序的可读性和可复用性, 便于方案调整时程序的修改。

在 Quartus II 软件平台上实现的自适应 OFDM 调制器框架如图 5.2 和图 5.3 所示。由于打印页面的限制, 故本文将该框架图拆分为两部分进行展示, 图 5.2 和图 5.3 分别为框架图的左半部分和右半部分。在该方案的 FPGA 实现结构中, 各模块的功能描述如表 4.1 所示。

从 MAC 层传递下来的数据帧经过帧解析模块 MAC\_FrameParse 的解析, 得到其中的自适应调制参数和需要发送的信息, MAC\_FrameParse 模块将自适应参数传递给相应的后续模块, 数据则通过后续模块逐级处理。

数据经过扰码模块 Scrambler、卷积编码和删余模块 Encoder、交织模块 InterLeaver 后, 存储在 InterLeaver 模块内部一个足够大的缓冲区中。当整帧数据存储完成时, 缓冲区通知时域成帧模块 BuildFrameInTime 可以发送。然后时域成帧模块查询信道接入模块 ChannalAccess 的信道占用情况, 如果信道被占用, 则等待, 直到信道空闲。发送开始时, ChannalAccess 模块首先通知 Preamble\_Gen 模块加载前导码序列。之后开始发送数据部分符号, 此时, Addr\_Gen 模块产生 IFFT 地址索引, 并通知 InterLeaver 模块弹出内部缓存区中存储的该子载波所对应的比特弹出。星座映射模块 Mapping\_Top 将这些比特信息转化为复数值, 然后导频插入模块 PilotInsert 在相应频点插入导频信息。Pre\_Equalizer 模块负责子带预均衡处理, 用于对抗频率选择性衰落。

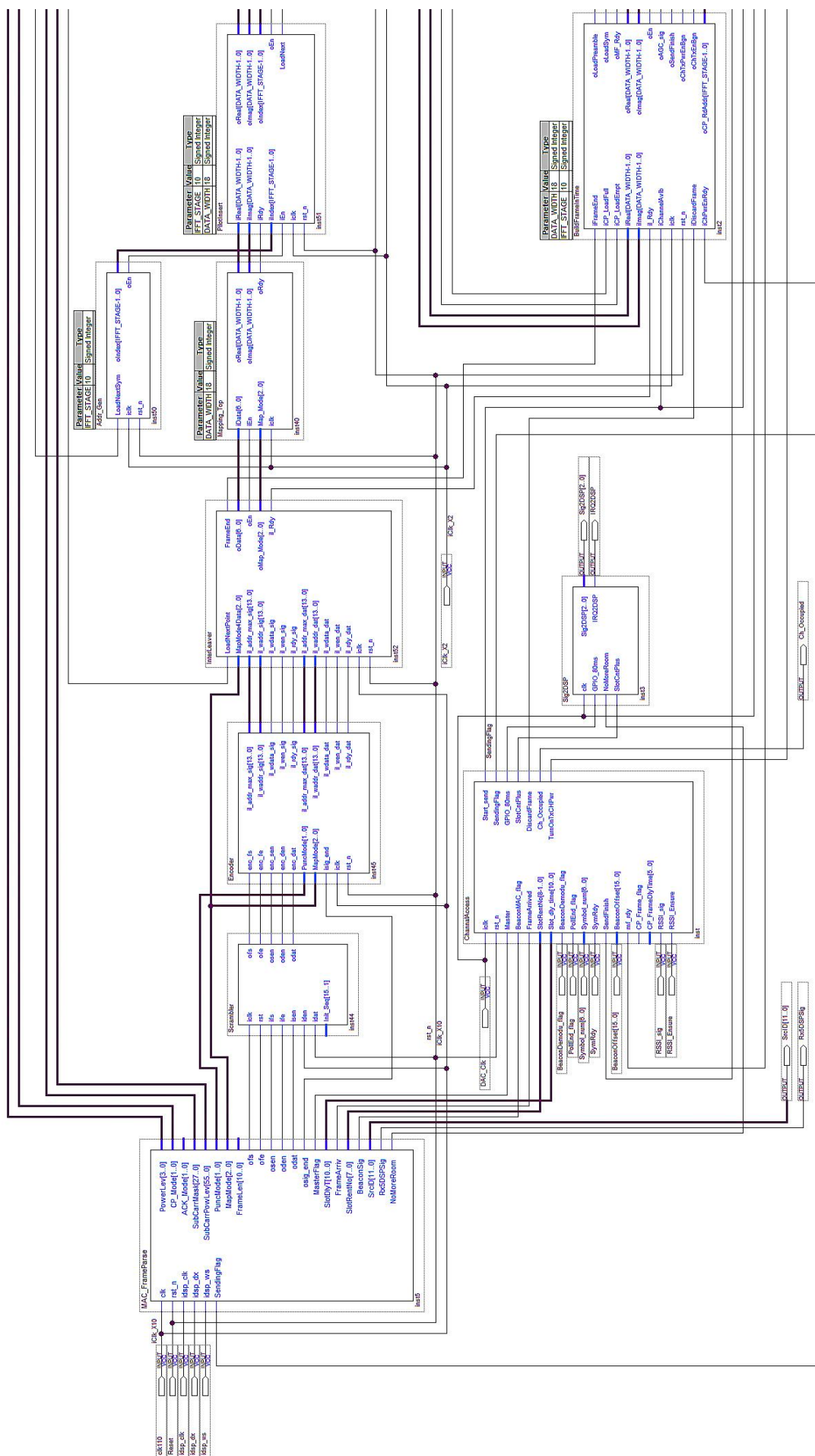


图 4.1 在 Quartus II 软件平台上实现的自适应 OFDM 调制器顶层设计图 (一)

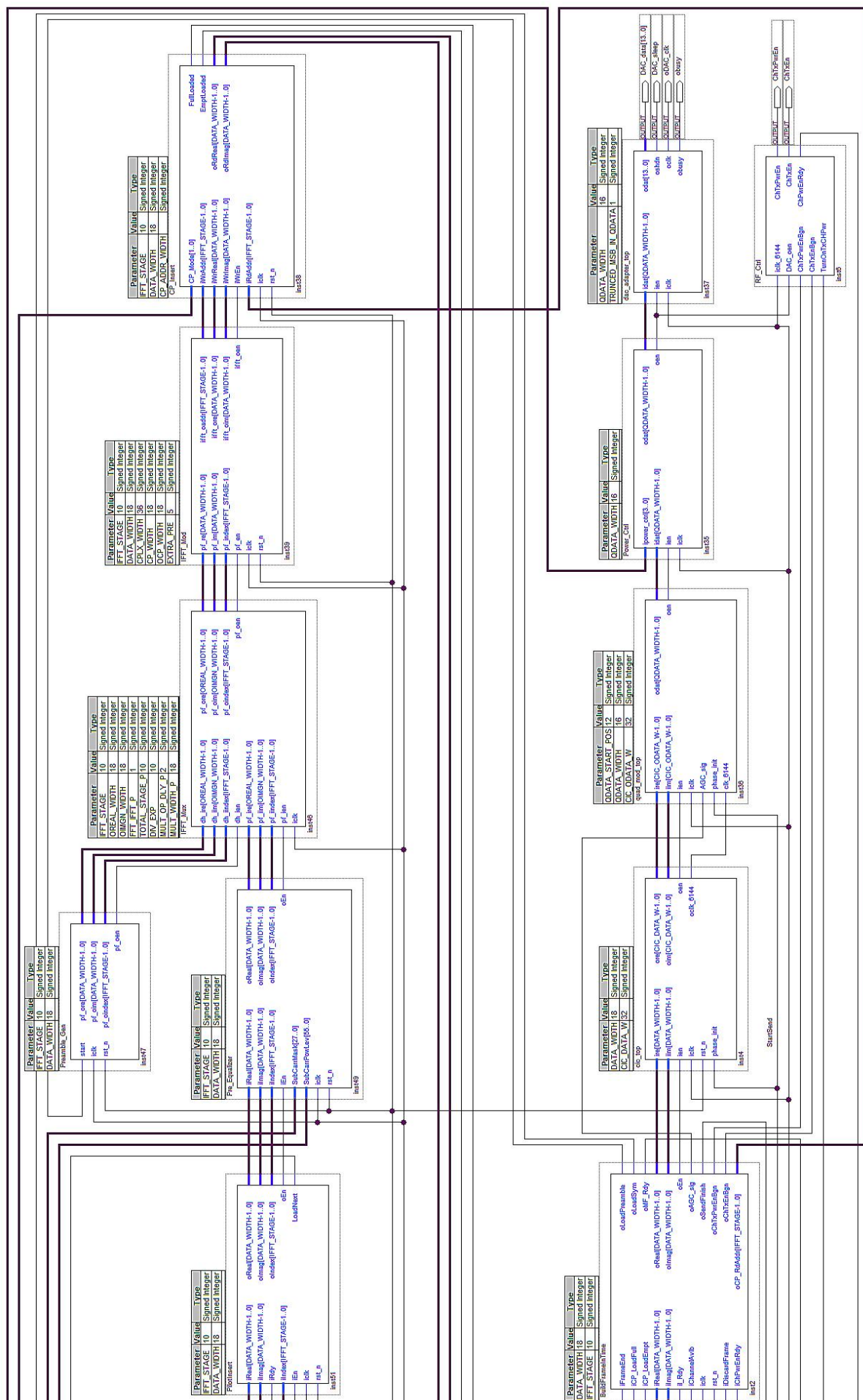


图 4.2 在 Quartus II 软件平台上实现的自适应 OFDM 调制器顶层设计图 (二)

表 4.1 各模块及功能描述

模块名称	功能描述
MAC_FrameParse	MAC 帧解析模块。
Scrambler	扰码模块。
Encoder	分组卷积编码和删余模块。
InterLeaver	交织模块。
Mapping_Top	星座映射模块。
Addr_Gen	IFFT 地址索引产生模块。
PilotInsert	导频插入模块。
Pre_Equalizer	子带预均衡模块。
Preamble_Gen	前导码（训练序列）生成模块。包括 STS 和 LTS。
IFFT_Mux	控制前导码和数据部分符号复用 IFFT 的模块。
IFFT_Mod	IFFT 计算模块。
CP_Insert	循环前缀插入模块。
BuildFrameInTime	时域成帧模块。
CIC_top	CIC 插值滤波模块。
Quad_Mod_top	IQ 调制模块。
Power_Ctrl	功率控制模块。
DAC_Adapter	DAC 接口模块。
RF_Ctrl	射频控制模块。
ChannalAccess	信道接入控制模块。
Sig2DSP	通过 GPIO 接口与 MCU 交互的模块。

IFFT\_Mux 模块负责控制前导码和数据部分符号复用 IFFT 模块，该模块输出数据通过 IFFT\_Mod 模块把 OFDM 符号数据由频域转换到时域。之后，CP\_Insert 模块在每个符号前面插入循环前缀，BuildFrameInTime 模块负责构建时域帧。至此，OFDM 基带调制完成。

为了进行中频调制，需要首先使用 CIC\_top 模块进行插值滤波，该插值滤波器首先使用了 FIR 滤波器对频谱进行预畸变，用来对抗 CIC 滤波的滚降特性。滤波之后的数据使用 Quad\_Mod\_top 模块进行 IQ 调制，并使用 Power\_Ctrl 模块进行功率控制。DAC\_Adapter 模块负责把数据传递给 DAC 芯片和控制 DAC 芯片，RF\_Ctrl 模块负责控制射频模块。

另外，由于 ACK 发送模块逻辑简单，所以该方案把该模块集成到了 MAC\_FrameParse 模块中，当需要发送 ACK 帧时，只需要传递给该模块一个控制信号即可。

在该方案中，前后模块之间交互方式采用“呼叫——应答”控制机制，该机制可靠简单，非常适合在控制比较多的情况下使用。

### ➤ 方案所采用的数据表示方式

DSP 系统中有效字长效应造成的误差与系统结构形式、数的表示方法、所采用的运算方式、字的长短以及尾数的处理方式等因素有关<sup>[42]</sup>。从数据表示方式来说，可以分为定点制、浮点制和块浮点制三种表示方式。

定点数的优点在于实现简单快捷，缺点就是精度受到了限制，这会造成截尾误差，导致错误。考虑到在本方案中数据动态范围不大，使用定点数完全可以满足需求。所以在本方案中使用定点制数据表示方式。为了保证数据运算的正确性，我们在该方案每个模块运算都设置了完备的溢出处理机制。

## 4.2 自适应 OFDM 调制器中核心模块的 FPGA 实现

本节将结合 FPGA 自身的结构特性，制定出每个模块适合于 FPGA 实现的算法方案，以实现各核心模块。

### 4.2.1 信道编码模块 Encoder

Encoder 模块包含了卷积编码和删余功能。提供 4 种速率的编码方式：1/2、2/3、3/4 和 5/6。卷积编码和删余的原理和方案已经在上一章中作了细致的介绍。根据级联卷积和删余原理设计出的 Encoder 模块如图 4.3 所示。

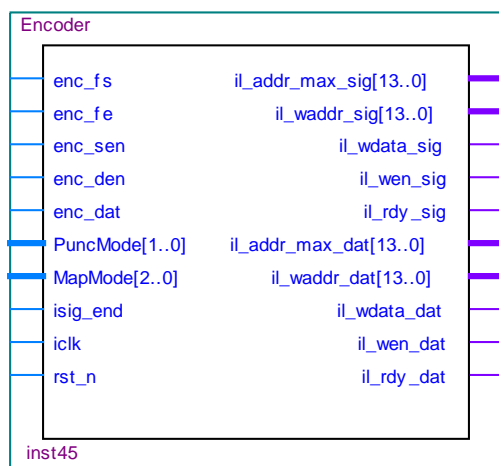


图 4.3 Encoder 模块接口

接口说明如下：



表 4.2 Encoder 模块接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
enc_fs	1	input	数据突发开始信号，可以作为复位信号。
enc_fe	1	input	数据突发结束信号。
enc_sen	1	input	拉高表示 enc_dat 端口数据是信令域数据。
enc_den	1	input	拉高表示 enc_dat 端口数据是数据域数据。
enc_dat	1	input	突发数据。
PuncMode	2	input	删余模式。
MapMode	3	input	映射方式。
isig_end	1	input	信令域符号结束。
iclk	1	input	工作时钟。
rst_n	1	input	复位信号，低电平复位。
il_addr_max_sig	14	output	信令域数据编码后的比特数。
il_waddr_sig	14	output	信令域交织 RAM 的写地址。
il_wdata_sig	1	output	信令域编码结果。
il_wen_sig	1	output	信令域符号写交织 RAM 使能信号。
il_rdy_sig	1	output	信令域符号数据较之完成。
il_addr_max_dat	14	output	数据域数据编码后的比特数。
il_waddr_dat	14	output	数据域交织 RAM 的写地址。
il_wdata_dat	1	output	数据域编码结果。
il_wen_dat	1	output	数据域符号写交织 RAM 使能信号。
il_rdy_dat	1	output	数据域符号数据较之完成。

Encoder 模块在 Quartus II 软件环境上经过时序仿真后得到的工作时序图如图 4.4 所示。

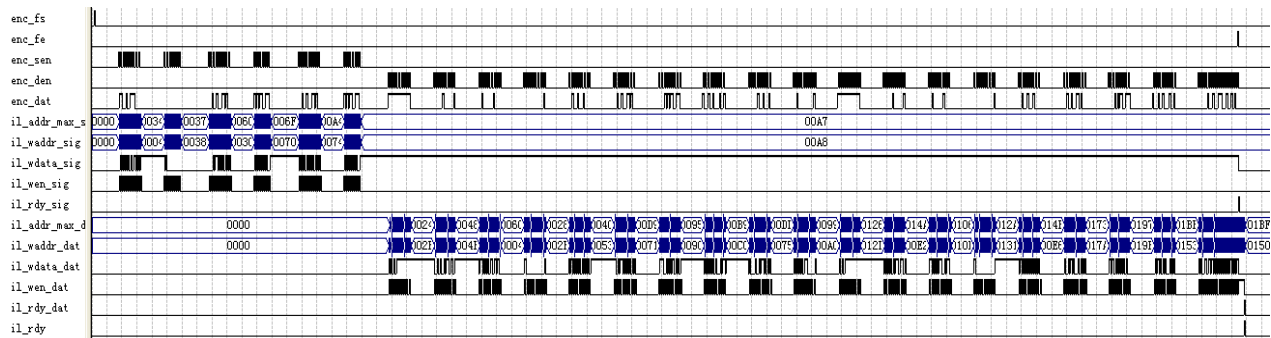


图 4.4 Encoder 模块时序仿真结果

上图表明该模块控制信号工作正常。另外，我们将该模块编码结果和 Matlab 仿真结果比对后发现结果正确。

### 4.2.2 交织模块 InterLeaver

本方案所采用的交织原理和方案参看上一章中的详细论述。

在实际工程中,使用双口 RAM 可以很巧妙的实现块交织器,该双口 RAM 可以看作一个矩阵,在矩阵的行上写入数据,然后在列上读取数据,这样读取的数据就是交织后的数据。

另外因为双口存储器的读写时钟是独立的,所以可以很简单的实现不同时钟域的设计。

根据本方案的交织设计,本方案最终实现的 InterLeaver 模块如图 4.5 (见下一页)所示。

InterLeaver 模块接口说明如下:

表 4.3 InterLeaver 模块接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
LoadNextPoint	1	input	输出下一个频点所承载的比特。
MapModeData	3	input	数据域星座映射模式。 (信令域符号映射固定为 QPSK)
il_addr_max_sig	14	input	信令域数据编码后的比特数。
il_waddr_sig	14	input	信令域交织 RAM 的写地址。
il_wdata_sig	1	input	信令域编码结果。
il_wen_sig	1	input	信令域符号写交织 RAM 使能信号。
il_rdy_sig	1	input	信令域符号数据较之完成。
il_addr_max_dat	14	input	数据域数据编码后的比特数。
il_waddr_dat	14	input	数据域交织 RAM 的写地址。
il_wdata_dat	1	input	数据域编码结果。
il_wen_dat	1	input	数据域符号写交织 RAM 使能信号。
il_rdy_dat	1	input	数据域符号数据较之完成。
iclk	1	input	工作时钟。
rst_n	1	input	复位信号,低电平复位。
FrameEnd	1	output	突发数据帧读取完毕。
oData	7	output	交织后的数据输出。
oEn	1	output	交织后数据输出使能信号。
oMap_Mode	3	output	该数据所对应的映射方式。
il_Rdy	1	output	交织完成信号,提示后续模块读取。

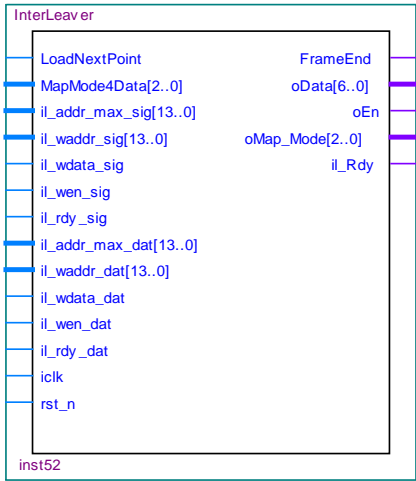


图 4.5 InterLeaver 模块接口

InterLeaver 模块在 Quartus II 软件环境下的时序仿真图如图 4.6 所示。

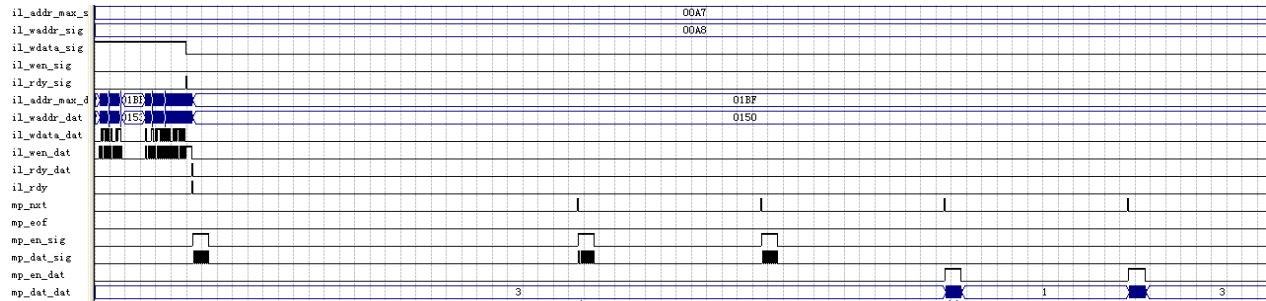


图 4.6 InterLeaver 模块时序仿真结果

上图表明该模块控制信号工作正常。另外，我们将该模块交织结果和 Matlab 仿真结果比对后发现结果正确。

4.2.3 映射模块 Mapping\_Top

根据不同的速率要求，本方案提供 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 和 128QAM 五种数字映射方式。数据经过交织后，Mapping\_Top 模块把二进制比特流按照 1、2、4、6 或 7 个比特分成组，然后把这些比特组依照特定规则映射成复数数据。按照此规则设计出的 Mapping\_Top 模块如图 4.7 所示。

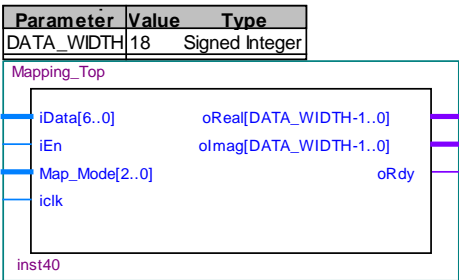


图 4.7 Mapping\_Top 模块接口

接口说明如下：

表 4.4 Mapping\_Top 模块接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
iData	7	input	映射数据输入。
iEn	1	input	数据输入使能信号。
Map_Mode	3	input	映射方式。
iclk	1	input	模块工作时钟
oReal	18	output	映射后复数数据实部。
oImag	18	output	映射后复数数据虚部。
oRdy	1	output	映射完成，后续模块可以读取。

Mapping\_Top 模块的功能仿真时序图如图 4.8 所示。

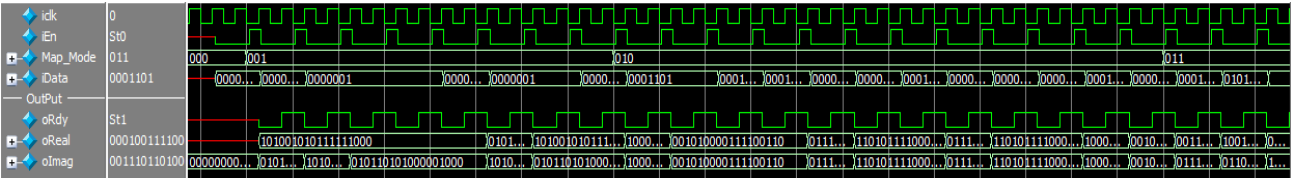


图 4.8 Mapping\_Top 模块时序仿真结果

从上图可以看出，Mapping\_Top 模块控制信号工作正常。另外，我们将该模块输出结果和 Matlab 仿真结果比对后发现结果也正确。

4.2.4 扰码模块 Scrambler

扰码操作其实就是对输入的码串进行乱序处理，这对降低 OFDM 调制信号的峰均比有很好的效果。Scrambler 模块用来完成此任务，其设计方案在上一章中有详细描述。最终设计出的 Scrambler 模块如图 4.9 所示。

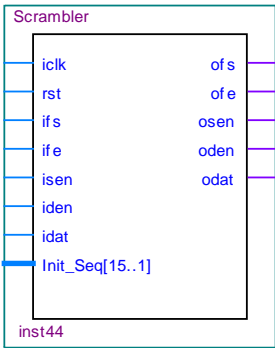


图 4.9 Scrambler 模块接口

该模块的接口说明如下：

表 4.5 Scrambler 模块的接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
iclk	1	input	工作时钟。
rst	1	input	复位信号，高电平复位。
ifs	1	input	突发开始信号，用做 PN 序列生成器初始化信号，高电平有效。
ife	1	input	突发结束信号，高电平有效。
isen	1	input	该信号高电平说明 idat 为信令域。
iden	1	input	该信号高电平说明 idat 为数据域。
idat	1	input	突发数据。
Init_Seq	15	input	PN 序列生成器初始化序列。
ofs	1	output	ifs 对应的输出信号。
ofe	1	output	ife 对应的输出信号。
osen	1	output	isen 对应的输出信号。
oden	1	output	iden 对应的输出信号。
odat	1	output	idat 对应的输出信号。

Scrambler 模块在 ModelSim 上仿真得到的工作时序图如图 4.10 所示。

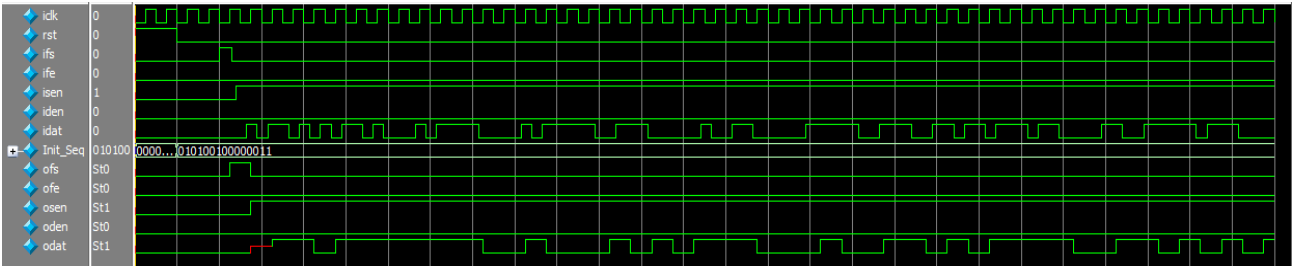


图 4.10 Scrambler 模块功能仿真结果

从上图可以看出，扰码模块控制信号工作正常。另外，我们将该模块输出结果和 Matlab 仿真结果比对后发现结果也正确。

4.2.5 使用可配置 IFFT/FFT 软核实现 IFFT 模块

可配置 IFFT/FFT 软核的实现方案在上一章中作了详细介绍，这一节主要论述可配置 IFFT/FFT 软核的具体实现，然后介绍用该软核实现 1024 点 IFFT，最后对所实现的 IFFT 模块进行了性能分析。

(1) 可配置 IFFT/FFT 软核的实现

使用 verilog HDL 语言编写的可配置 IFFT/FFT 软核的接口如图 4.11 所示：

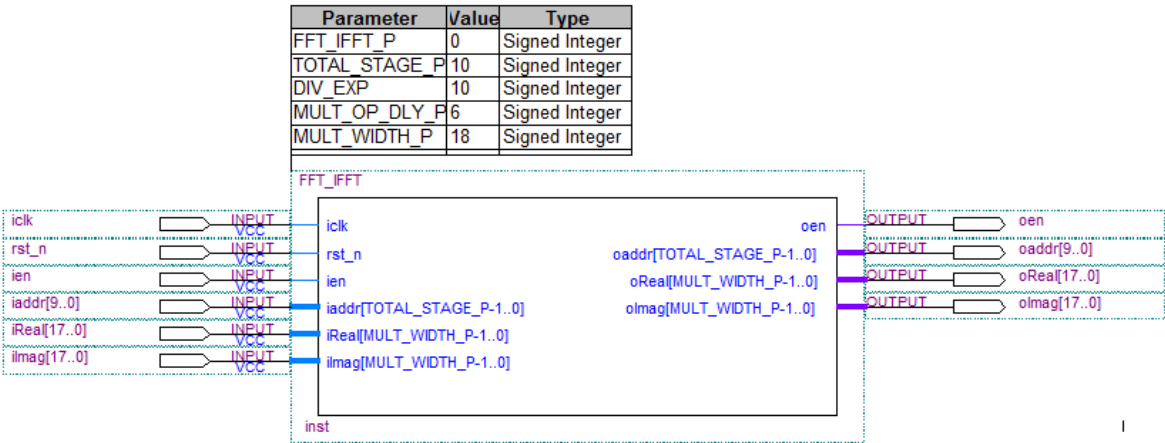


图 4.11 可配置 IFFT/FFT 软核接口

它的主要配置参数有：

表 4.6 可配置 IFFT/FFT 软核配置参数表

参数名	默认值	配置范围	说明
FFT_IFFT_P	1	0,1	1: FFT; 0: IFFT
TOTAL_STAGE_P	10	3-12	IFFT/FFT 阶数
MULT_OP_DLY_P	2	2,6	乘法器运算时延
MULT_WIDTH_P	18	9,12,18	实部和虚部位宽

接口说明如下：

表 4.7 可配置 IFFT/FFT 软核接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
iclk	1	input	工作时钟。
rst_n	1	input	复位信号，低电平复位。
ien	1	input	输入数据有效指示。
iAddr	<i>TOTAL_STAGE_P</i>	input	输入复数数据的索引。
iReal	<i>MULT_WIDTH_P</i>	input	复数数据实部。
iImag	<i>MULT_WIDTH_P</i>	input	复数数据虚部。
oen	1	output	IFFT 输出数据有效指示。
oAddr	<i>TOTAL_STAGE_P</i>	output	IFFT 运算后复数数据索引。
oReal	<i>MULT_WIDTH_P</i>	output	IFFT 后输出的复数数据实部。
oImag	<i>MULT_WIDTH_P</i>	output	IFFT 后输出的复数数据虚部。

(2) 使用可配置 IFFT/FFT 软核实现 1024 点 IFFT

使用可配置 IFFT/FFT 软核实现的 1024 点 IFFT 模块如图 4.11 所示。对配置好的 IFFT 模块进行编译，得到的 RTL 图如图 4.12 所示。

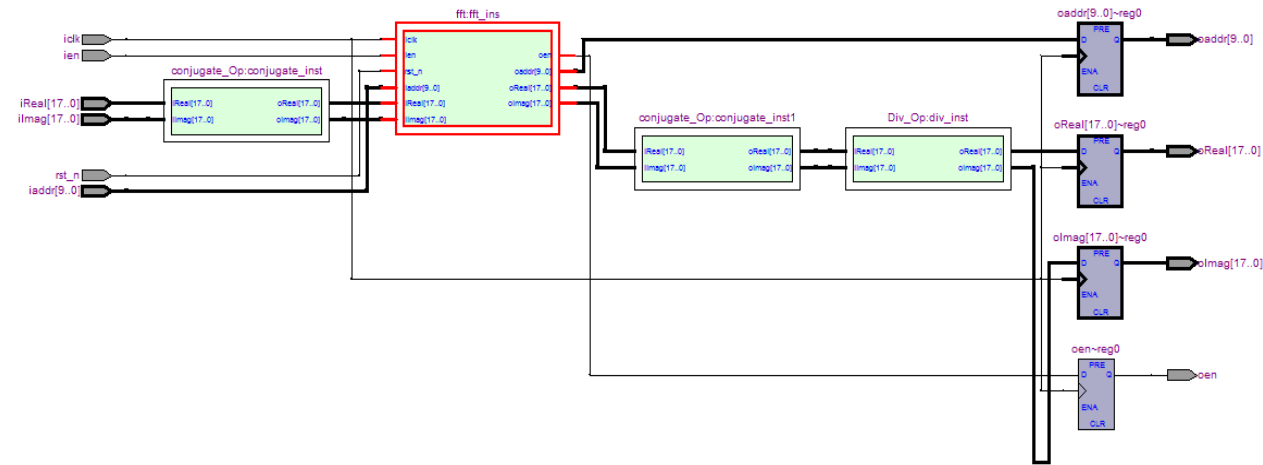


图 4.12 使用可配置 IFFT/FFT 软核配置成的 1024 点 IFFT 模块 RTL 图

上图中红色标识的 fft:fft\_inst 模块的 RTL 图如下图所示。

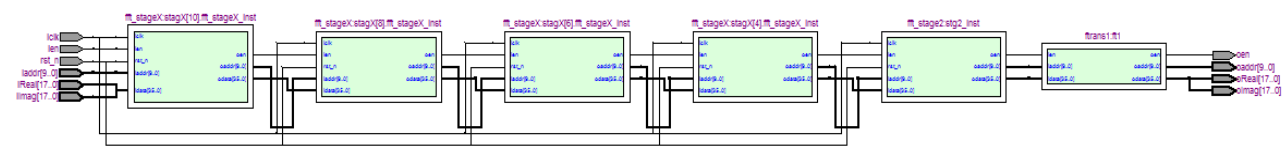


图 4.13 fft:fft\_inst 模块的 RTL 图

在 Quartus II 9.1 软件环境下，我们使用 Altera 公司 Stratix II 系列芯片 EP3C25F324C8，对配置成 1024 点 IFFT、18 位定点数位宽、复数乘法器使用 6 个时钟时延的 IFFT/FFT 软核进行综合。综合结果如下表所示：

表 4.8 使用可配置 IFFT/FFT 软核配置成 1024 点 IFFT 后的综合结果

器件型号	EP3C25F324C8
Logic Elements	3,421/24,624(14%)
Memory Bits	36,424/608,256(6%)
9×9bit 乘法器	32/132(8%)

由于该 IFFT/FFT 软核采用了单通道延迟反馈形式（SDF）流水线结构，并且对存储资源以及特定系列 FPGA 芯片进行了优化，所以资源比较节省。

(3) 测试及结果分析

为了测试 IFFT/FFT 软核功能，我们使用 Modelsim 对该软核进行功能仿真，然后使用 Matlab 对仿真结果进行分析。首先编写 Testbench，它的功能是使用具体参数值实例化 IFFT/FFT 软核，从激励文件读取测试数据作为输入，然后把运算结果写入文件。测试数据使用 Matlab 产生。在结果分析阶段，把仿真结果和 Matlab 上 IFFT 的运算结果相比较进行比较分析，该步骤在 Matlab 上完成。为了做到测试的完备性，该测试涵盖了 IFFT/FFT 软核的所

有配置参数的排列组合。由于测试具有很强重复性，所以在此我们以配制成 1024 点 IFFT 运算、18 位定点数位宽、6 个时钟复数乘法器时延的 IFFT/FFT 软核为例进行描述。

在 Modelsim 中首先对配置好的 IFFT/FFT 软核进行编译，然后使用 Matlab 产生激励数据文件，之后运行仿真可以得到输出结果。经测试，当软核配制成 1024 点 IFFT 时，从开始输入数据到数据开始输出一共需要 1097 个时钟。下图是对 1024 点 IFFT 的仿真结果：

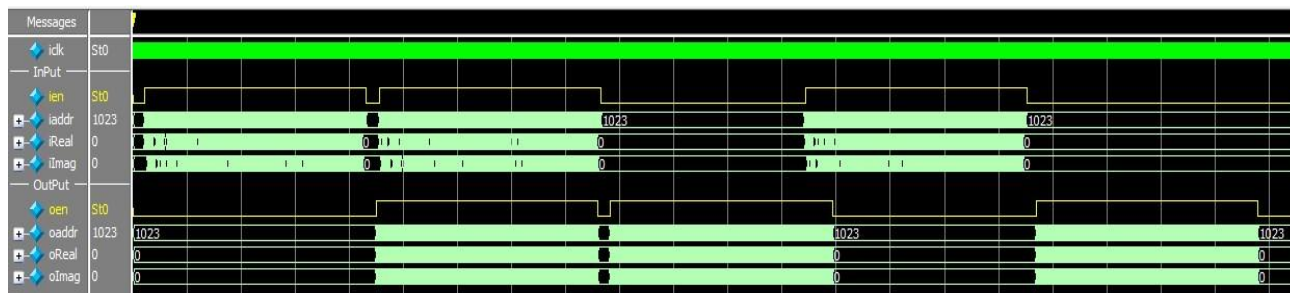


图 4.14 使用 Modelsim 对配制成 1024 点 IFFT 的软核的仿真结果

在仿真过程中，计算结果按照特定格式写入到了文件中。由于采用的是定点制截尾处理，误差是不可避免的，为了便于分析，我们把该仿真结果的实部和 Matlab 上 IFFT 的运算结果的实部进行减法运算，得到该 1024 点 IFFT 的运算的实部误差（如图 4.15 所示）。

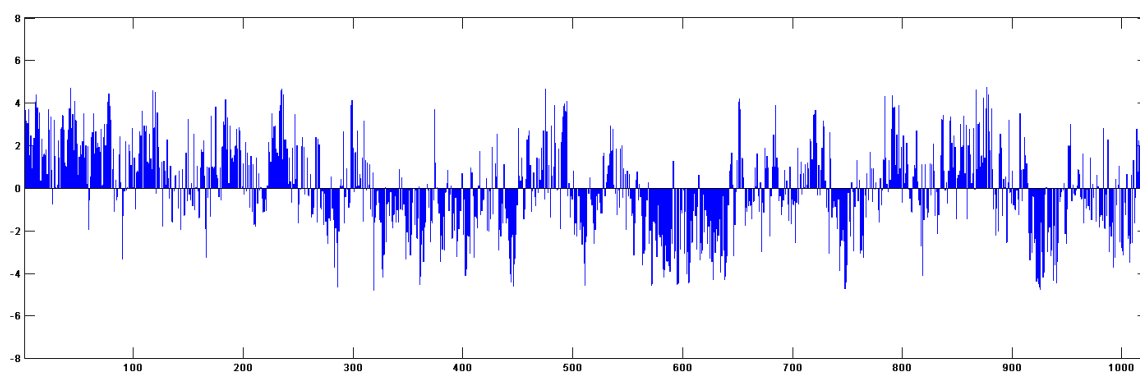


图 4.15 1024 点 IFFT 的运算误差

由上图得出，仿真结果和计算结果十分吻合，误差范围为 $[-4.92, 4.86]$ 。由于计算结果绝对值的最大值为 4212，所以相对误差为 $[-0.1168\%, 0.1154\%]$ 。此误差一方面是定点数的量化误差导致的，另一方面是乘法和加法运算导致的。

#### 4.2.6 前导序列生成模块 Preamble\_Gen

前导序列位于每一帧数据突发的前端，它的作用很多，比如进行突发检测、接收端自动增益控制（AGC）、时域和频域同步、信道估计、频偏估计和测距等。该模块的实现方式可以



有两种：逻辑电路生成和使用 ROM 存储。其中，使用 ROM 存储方式缺点很多，比如：当方案调整时需要重新生成 ROM，还要重新编译下载，非常耗时；不能做到自适应；耗费 FPGA 的 RAM 资源，在大点数 FFT 情况下耗费资源更多。而使用逻辑电路生成就不会有这样的缺点，所以本方案使用逻辑电路生成前导序列。

设计出的 Preamble\_Gen 模块如图 4.16 所示。

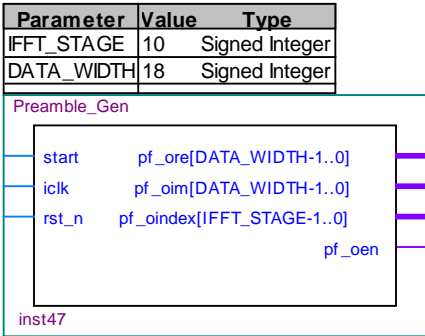


图 4.16 Preamble\_Gen 模块时序仿真结果

接口说明如下表所示：

表 4.9 Preamble\_Gen 模块接口说明

端口名	位宽	输入/输出	说明
start	1	input	开始生成前导码。
iclk	1	input	模块工作时钟。
rst_n	1	input	复位信号。
pf_ore	18	output	前导码输出，复数实部部分。
pf_oim	18	output	前导码输出，复数虚部部分。
pf_oindex	10	output	前导码输出数据所对应的索引。
pf_oen	1	output	前导码输出使能信号。

Preamble\_Gen 模块在 ModelSim 上仿真得到的工作时序图如图 4.17 所示。

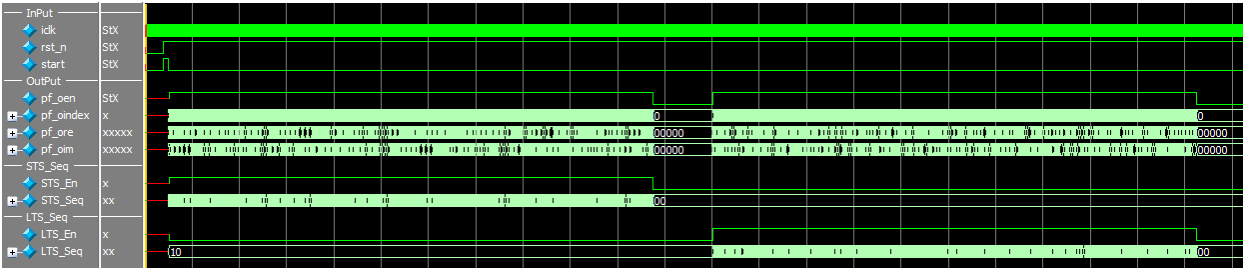


图 4.17 Preamble\_Gen 模块时序仿真结果

从上图可以看出，Preamble\_Gen 模块的控制信号均工作正常。另外，我们将该模块的输出结果和 Matlab 仿真结果比对后发现结果也正确。

### 4.3 本章小结

本章结合系统所采用的硬件平台特点,对部分核心模块进行了方案细化,并在 Altera 公司的 Cyclone III 系列 FPGA 上使用 Verilog HDL 语言实现了这些模块,给出了在 ModelSim 软件环境下的仿真结果。调制器中的 IFFT 模块使用高效低资源占用的可配置 IFFT/FFT 软核实现。该软核采用按频率抽取的基-2<sup>2</sup> 算法、改进的单通道延迟反馈 (SDF) 结构,能够很简单地配置成 2<sup>n</sup> ( $n \in [3,12]$ ) 点的 FFT 或 IFFT,最高工作频率可达 306.30MHz。

## 第五章 总结与展望

### 5.1 论文总结

本文从系统总体设计角度出发, 从实际设计角度探讨了自适应 OFDM 调制算法及其在 FPGA 上的实现, 并且针对旧有的自适应 OFDM 方案作了改进。论文首先介绍了自适应 OFDM 技术的发展及国内外研究现状, 阐述了自适应 OFDM 调制技术的原理。之后本文基于 FPGA+MCU 硬件平台, 在跨层设计思想的指导下, 提出了一种自适应 OFDM 通信系统的设计方案。采用 FPGA+MCU 方案搭建的无线宽带多媒体系统硬件平台, 分别解决了对处理速度和高层协议解析的不同要求, 实现了两者优势互补。在此基础上, 制订了用于 MCU 与 FPGA 数据交互的 MAC 帧结构和物理层协议数据单元 (PPDU) 帧结构。

然后本文根据系统架构的特点, 设计了自适应 OFDM 通信系统中调制器的实现框图。详细探讨了 3MHz 有效带宽下基本参数和方案的制定, 包括: 系统总带宽、总子载波数量、子载波间隔、保护带宽方案、导频方案和子带划分方案, 并由此得到系统最高数据传输速率理论上可以达到 14Mbps。

本文还从原理上分析了自适应 OFDM 调制器的关键模块, 并为这些模块制订了详细方案, 这些模块包括: 信道编码、星座映射、导频调制、子带预均衡、插入循环前缀、前导序列构造与调制、IFFT 模块和插值滤波器。

在理论方案设计完毕后, 本文结合 FPGA 开发平台的实际情况, 制定出自适应 OFDM 调制器在 FPGA 平台上的详细实现方案。最终使用 Verilog HDL 在 Altera 公司高性能、低功耗、低成本的 Cyclone III 系列 FPGA 平台上实现了整体架构和部分核心模块。由于 IFFT 模块是本系统的最重要的模块, 而且也是设计实现的难点, 所以本文对 IFFT 模块的设计和实现进行了着重描述, 最终解决方案我们采用了本文作者设计的高效低资源占用的可配置 IFFT/FFT 软核实现。其中的 IFFT 模块使用高效低资源占用的可配置 IFFT/FFT 软核实现。该软核采用按频率抽取的基-2<sup>2</sup> 算法、改进的单通道延迟反馈 (SDF) 结构, 能够很简单地配置成 2<sup>n</sup> ( $n \in [3, 12]$ ) 点的 FFT 或 IFFT, 最高工作频率可达 306.30MHz。为了验证系统的可靠性, 本文还对这些核心模块进行了仿真测试, 测试结果表明所实现的系统可靠稳定, 满足设计需求。

实现后的系统可以通过高速串行通信接口从 MCU 接收 MAC 数据帧, FPGA 上的自适应

OFDM 调制器根据 MAC 帧中包含的自适应参数对这些数据进行调制, 其中这些自适应参数由 MCU 融合信道信息后得到。这样便达到了在复杂无线环境下自适应传输的效果, 在实际应用中具有很大的灵活性和适应能力。

另外, 在设计方法上, 本方案尽可能遵循可扩展性原则, 这使得该调制器的设计具有很强的后续生命力。

本文的价值主要体现在下面几点:

(1) 制订了自适应 OFDM 通信系统的总体实现框架和系统参数, 设计了信道编码、星座映射、导频调制、子带预均衡、循环前缀插入、前导序列构造、可配置 IFFT/FFT、插值滤波器等模块的详细实现方案;

(2) 在方案中应用了跨层调度机制, 使不同层间的信息融合方便高效, 便于进行系统总体优化;

(3) 设计了用于 MCU 与 FPGA 数据交互的 MAC 帧结构和物理层协议数据单元(PPDU)格式;

(4) 根据系统需求, 提出了一种改进的 CIC 插值滤波器方案, 这样的插值滤波器的计算量大大低于单级 FIR 滤波器的计算量, 性能也比单一 CIC 滤波器好很多;

(5) 在 Altera 公司的 Quartus II 平台上, 选择高性能、低功耗、低成本的 Cyclone III 系列 FPGA 芯片, 用 Verilog HDL 语言实现了该系统的调制器, 并在 ModelSim 上进行了仿真;

(6) 调制器中的 IFFT 模块使用高效低资源占用的可配置 IFFT/FFT 软核实现。该软核采用按频率抽取的基-2<sup>2</sup> 算法、改进的单通道延迟反馈(SDF)结构, 能够很简单地配置成 2<sup>n</sup> ( $n \in [3, 12]$ ) 点的 FFT 或 IFFT, 最高工作频率可达 306.30MHz。

## 5.2 后续工作安排

由于时间关系, 本文仍有稍许方案细节需要斟酌修改, 有些方案也可以进行扩展, 下面内容会逐一分析介绍。

### 5.2.1 OFDM 调制器与解调器复用可配置 IFFT/FFT 模块

由表 4.8 可以看出, IFFT 模块占用的 FPGA 资源很多。从 3.7.7 小节我们知道, IFFT 和 FFT 之间存在一个很简单的转换关系, 具体的转换操作如图 3.23 所示。而且自适应 OFDM 调制器与解调器在同一时间只有一个工作, 所以可以把 IFFT 和 FFT 做成一个可以复用的模

块，如图 5.1 所示。在发送数据阶段，该模块作为 IFFT 模块提供服务；在接收数据阶段，该模块作为 FFT 模块提供服务。

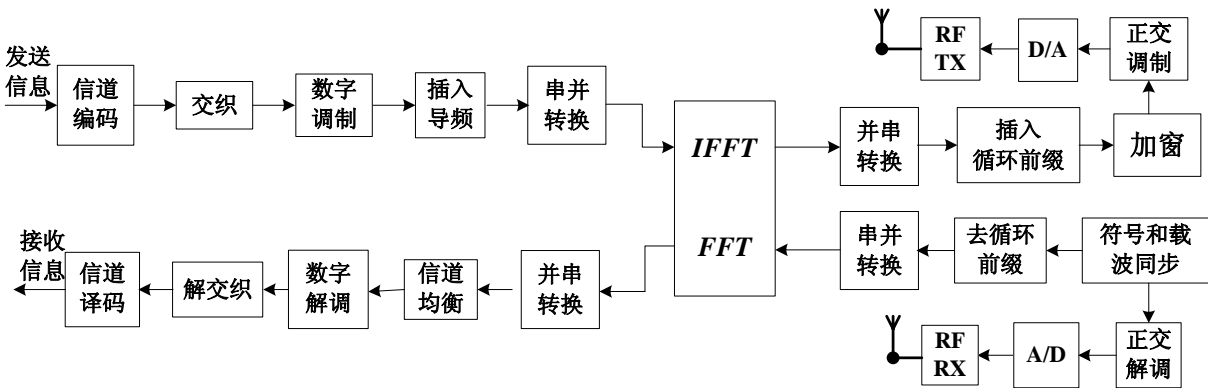


图 5.1 OFDM 通信系统框图

5.2.2 提高 MCU 与 FPGA 数据交互效率的方案

在使用 McBSP 作为 MCU 与 FPGA 数据通道的方案中，由于 McBSP 是串行传输，导致每一个 MAC 帧从 MCU 到 FPGA 的传输时延都是 ms 级的，这将大大降低数据通信的实施性能。为了解决这个问题，提高该通道的数据传输效率，可以使用共享存储器的方案解决。

共享存储器结构是指 FPGA 与 MCU 共享同一个一块双端双时钟的 RAM 存储器，这块 RAM 存储器可以使用 FPGA 上的 RAM 资源，也可以使用一个外部 RAM 替代。同时这块 RAM 挂接到 MCU 的存储器总线上，这样 MCU 就可以通过存储控制器访问这部分存储空间。在这种结构下相当于将采集到的数据直接存储到 MCU 的系统内存中，从而节省了数据传输的时间，大大提高了系统的效率，其结构如图 5.2 所示。

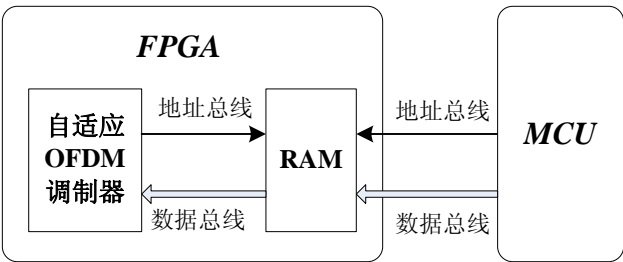


图 5.2 MCU 与 FPGA 共享存储器结构图

图中的 RAM 缓存使用的是 FPGA 上的 RAM 资源。由图中总线数据流方向可以看出，存储器对于自适应 OFDM 调制器端来说是一块只读（read-only）缓存，对于 MCU 端来说是一块只写（write-only）缓存。在这种设计中，对 RAM 空间实现数据内容的同步是非常重要的。首先，MCU 端和自适应 OFDM 调制器之间必须保证互斥，在数据被处理期间不应当同时进行写操作，以免数据被覆盖；另外，由于系统并不能检测缓存空间数据是否已被更改，所以在软件部分应当将这部分缓存做好标记。

## 参考文献

- [1] John G Proakis. 数字通信, 第四版[M]. 北京: 电子工业出版社. 2003.
- [2] 樊昌信, 张甫翊, 徐炳祥, 吴成柯. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社. 2006.
- [3] 史治国等. 基于 Xilinx FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计[M]. 杭州: 浙江大学出版社. 2009.
- [4] 田耘, 徐文波, 张延伟. 无线通信 FPGA 设计[M]. 北京: 电子工业出版社. 2008.
- [5] 田耘, 徐文波. Xilinx FPGA 开发实用教程[M]. 北京: 清华大学出版社. 2008.
- [6] 杨强浩. 基于 EDK 的 FPGA 嵌入式系统开发[M]. 北京: 机械工业出版社. 2008.
- [7] 诸文. IEEE802.16d 物理层 OFDM 关键技术研究[M]. 上海: 东华大学硕士论文. 2006.
- [8] Shakkottai S, Rappaport T S, Karlsson P C. Cross-layer design for wireless networks[J]. Communications Magazine, IEEE, 2003, 41(10): 74-80.
- [9] Song G, Li Y. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks-part II: algorithm development[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2005, 4(2): 625-634.
- [10] Van Der Schaar M. Cross-layer wireless multimedia transmission: challenges, principles, and new paradigms[J]. Wireless Communications, IEEE, 2005, 12(4): 50-58.
- [11] Nee R, Prasad R. OFDM for wireless multimedia communications[M]. Artech House, Inc., 2000.
- [12] Yaghoobi H. Scalable OFDMA physical layer in IEEE 802.16 WirelessMAN[J]. 2004.
- [13] Pascual Iserte A, Pérez-Neira A I, Lagunas Hernandez M A. Joint beamforming strategies in OFDM-MIMO systems[C]. Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002 IEEE International Conference on. IEEE, 2002, 3: III-2845-III-2848.
- [14] Kaiser S. Analytical performance evaluation of OFDM-CDMA mobile radio systems[C]. Proc. European Personal and Mobile Commun. Conf.(EPMCC'95). 1995: 215-220.
- [15] Song G, Li Y. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks-part I: theoretical framework[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2005, 4(2): 614-624.
- [16] Song G, Li Y. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks-part II: algorithm development[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2005, 4(2): 625-634.
- [17] Chang Y J, Chien F T, Kuo C C J. Cross-layer QoS analysis of opportunistic OFDM-TDMA and OFDMA networks[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2007, 25(4): 657-666.
- [18] Czylik A. Adaptive OFDM for wideband radio channels[C]. Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM'96. 'Communications: The Key to Global Prosperity. IEEE, 1996, 1: 713-718.
- [19] Keller T, Hanzo L. Sub-band adaptive pre-equalised OFDM transmission[C]. Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th. IEEE, 1999, 1: 334-338.
- [20] Ye S, Blum R S, Cimini L J. Adaptive OFDM systems with imperfect channel state information[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2006, 5(11): 3255-3265.
- [21] Manton J H. Optimal training sequences and pilot tones for OFDM systems[J]. Communications Letters, IEEE, 2001, 5(4): 151-153.
- [22] Barhumi I, Leus G, Moonen M. Optimal training sequences for channel estimation in MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[C]. Broadband Communications, 2002. Access, Transmission, Networking. 2002 International Zurich Seminar on. IEEE, 2002: 44-1-44-6.
- [23] Uwe Meyer-Baese. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays, Second Edition

- [M]. Germany: Springer Press Ltd. 2004.
- [24] Theodore S. Rappaport. Wireless Communications: Principles and Practice, Second Edition [M]. London: Prentice Hall. 2004.
- [25] Stephen Brown, Zvonko Vranesic. Fundamentals of Digital Logic with Verilog Design, Second Edition [M]. London: McGraw Hill. 2008.
- [26] 吴毅凌, 李红滨. 一种新的  $2^{2n+1}$  阶 QAM 星座图设计[J]. 电子与信息学报. 2010, 1510-1514.
- [27] Steve C. Thompson, Ahsen U. Ahmedt, John G. Proakis, James R. Zeidler. Constant Envelope OFDM Phase Modulation Spectral Containment, Signal Space Properties and Performances [J]. IEEE Military Communications Conference, 2004.
- [28] Shousheng He, Mats Torkelson. Designing Pipeline FFT Processor for OFDM (de)Modulation [J]. ISSSE, pp. 257-262, Sept. 1998.
- [29] 张苏. 变速率 OFDM 调制方案的设计与实现[M]. 南京: 南京邮电大学硕士论文. 2012.
- [30] 周裕文. 基于 OFDM 系统的自适应调制技术研究[D]. 国防科学技术大学. 2010.
- [31] R.W.Chang and R.A.Gibbey, A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme[J]. IEEE Transaction Communication Technology, 1968, COM-16 (4): 529-540.
- [32] A.Peled, A.Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms[J]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1980: 964~967.
- [33] S.B.Weinstein, P.M.Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform[J]. IEEE Trans. Commun Technol COM. 1971,19(5):628-634.
- [34] L.Jr. Cimini. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. IEEE Trans. Commun, 1985, 33 (7) : 665~675.
- [35] Keller, L. Hanzo. Adaptive orthogonal frequency division multiplexing schemes[J]. In Proc. ACST, Rhodes, Greece, 1998: 794-799.
- [36] S. He, M. Torkelson. Designing pipeline FFT processor for OFDM (de)modulation[J]. pp.257~262, 1998.
- [37] S. Lee, S.C.Park. Modified SDF architecture for mixed DIF/DIT FFT[J]. p.2590~2593, (2007).
- [38] FFT MegaCore Function User Guide[EB]. www.altera.com. (2006).
- [39] S. He, M. Torkelson. A New Approach to Pipeline FFT Processor[J]. Proceedings of the IPPS, 1996.
- [40] C. T. Lin, Y. C. Yu, L. D. Fan. A low-power 64-point FFT/IFFT design for IEEE 802.11a WLAN application[C]. in Proc. IEEE Int. Conf. Circuits Syst. pp.4523~4526, (2006).
- [41] S Sukhsawas, K Benkrid. A High-level Implementation of a High Performance Pipeline FFT on Virtex-E FPGAs[J]. pages 229~232, (2004).
- [42] Guigen Zeng, Ren Jiangzhe. Design and Implementation of Configurable FFT/IFFT Soft-Core Based on FPGA[C]. Applied Mechanics and Materials, 241-244, 2901. 2012.
- [43] Thomas Keller, Lajos Hanzo. Adaptive Multicarrier Modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications[J]. IEEE proceedings of the IEEE, 2000, 88(5): 611-640.
- [44] Keller, L. Hanzo. Adaptive orthogonal frequency division multiplexing schemes[C]. In Proc. ACST, Rhodes, Greece, 1998: 794-799.
- [45] D. J. Love, R. W. Heath Jr. Equal gain transmission in multiple-input multipleoutput wireless systems[J]. IEEE Trans. Commun, 2003, 51(7):1102-1110.

- [46] Guocong Song, Ye Li. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks-part I: theoretical framework[J]. IEEE Trans.Wireless Commun, vol.4, PP.614-624, March 2005.
- [47] Guocong Song, Ye Li. Cross-layer optimization for OFDM wireless networks-part II: algorithm development[J]. IEEE Trans.Wireless Commun, vol.4, PP.625-634, March 2005.
- [48] G.L.Stuber, J.R. Barry, S.W.McLaughlin. Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, Volume 92 Issue 2, Feb 2004.
- [49] S.K.Hwang, D.S.Lyu, K.H.Chang. 4G vision and technology development in Korea[C]. International Conference on Communication Technology, 9-11 April 2003, Vol.1, pp: 26-27.
- [50] S.Coleri, M.Ergen, A.Puri, A.Bahai. Channel Estimation Techniques Base on Pilot Arrangement in OFDM Systems[J]. IEEE Trans on Broadcasting, vol.48, no.3, September 2002.
- [51] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001-3.
- [52] 房海东等. 降低正交频分复用信号峰均功率比的方法[J]. 中国有线电视, 2003.3: 18-21.
- [53] Jenming Wu, Yu Ho Hsu. 8B/10B Coder for Efficient PAPR Reduction in OFDM Communication Systems[C]. IEEE International Conference on Wireless Networks, Communication and Mobile Computing. 2005.
- [54] Jiang Tao, Zhu Guangxi, Zheng Jianbin. Block Coding Scheme for Reducing PAPR in OFDM Systems with Large Number of Subcarriers[J]. Journal of Electronics(China), 21(6), Nov. 2004.
- [55] R.W. Bauml. Reducing the Peak-to-average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping[J]. Electronics Letters, 32(22), Oct. 1996.
- [56] Stefan H.Muller, Johannes B.Huber. A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM[C]. PIIVVIRC'97, Sep. 1997.
- [57] L.J.Cimini, N.R.Sollenberger. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences[J]. IEEE Commn.Lett, 4, Mar. 2000.
- [58] 李加升, 尹锁柱, 邓茜. 基于 IEEE 802.11 a 的 OFDM 定时同步算法及 FPGA 实现[J]. 计算机工程与科学, 2009, 31(7): 117-119.
- [59] Ho T C. Design of an OFDM Baseband Processor and Synchronization Circuits for IEEE802. 11a Wireless LAN Standard[D]. MS Thesis, Department of Computer Science and Engineering, National Sun Yat-Sen University, Kaohsiung, Taiwan, 2004.
- [60] T.M Schmidl, D.C.Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans.Commun, 45(12), Dec. 1997.
- [61] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 45(7), Jul. 1997.
- [62] 严春林. 正交频分复用系统中的同步技术研究[D]. 电子科技大学, 2004.
- [63] 赵明佳, 黄凡. 基于 OFDM 基带的自适应调制与编码硬件实现[J]. 计算机与数字工程, 2011, 39(4): 170-173.



## 附录 1 攻读硕士学位期间撰写的论文

(1) Zeng Guigen、Ren Jiangzhe, Design and Implementation of Configurable FFT/IFFT Soft-Core Based on FPGA, Applied Mechanics and Materials, 2012.12。

## 附录 2 攻读硕士学位期间参加的科研项目

- (1) 国家 863 计划, 基于联盟博弈认知模型的动态频谱接入技术研究(2009AA01Z241)。
- (2) 江苏省科技支撑计划(工业)项目, 宽带认知无线电 AdHoc 网络关键技术研究及设备研制 (No. SBE201201230)。

## 致 谢

在这次硕士研究生毕业设计过程中，我的生活是紧凑而充实的。在此，我衷心的感谢那些给了我中肯批评和鼓励的老师、同学和朋友们！是你们让我在这个阶段学到了很多，我能够按期圆满的完成预定任务离不开你们的帮助。

首先必须要感谢的是我的研究生导师曾桂根老师。曾老师不仅具有很深的理论功底，而且在工程实践方面在南京邮电大学独树一帜，他精通多种编程语言，具有多年的硬件电路设计经验。与曾老师的每一次交流，都能从他那里学到很多实践知识和与实践紧密结合的理论知识。曾老师治学严谨，他孜孜不倦的治学态度深深影响了我们。在我们的平时学习工作中，曾老师对我们的学习进度很关心；同样在毕业设计的过程中，他也给了我们很多指导和帮助。对于我们毕业论文的每一个细节，曾老师都会仔细查看、认真修改。

感谢邱辉、李陈同学，和他们的每一次讨论都使我受益匪浅。在我们的合作下，我们较快较深入的理解了 OFDM 的基本原理与实现方法，并一起解决了很多问题，为之后的工作打下了良好的基础。

感谢师门同窗周斌、徐玲杰、曹婷婷、龚翠玲、陈珺，谢谢你们在我的毕业设计过程中提出的很多有创意的意见和建议。谢谢你们带来的欢乐。

感谢教研室的研究员曾红根工程师。曾工在硬件电路方面和遥感地图方面造诣很深。在研究生期间我遇到的很多关于硬件方面的问题他都给予了我无私帮助。

同时还要感谢同门的师弟师妹、师兄师姐，以及同教研室的崔龙同学，他们给我提出了很多有用的意见和反馈，谢谢你们的鼓励和支持。

再次感谢在课程设计期间所有帮助和支持我的老师、同学、朋友，以及家人。谢谢！