

学校代码： 10255

学 号： 2141175



基于 Matlab 的 OFDM 系统信道评估设计
Channel Evaluation Design of OFDM System
Based on Matlab

学 院： 信息科学与技术学院

专 业： 电子与通信工程

作 者： 范佳佳

指导老师： 范红

答辩日期： 2016-5-29

东华大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

东华大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权东华大学可以将本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和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 ____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☐。

学位论文作者签名：

指导教师签名：

日期： 年 月 日

日期： 年 月 日

基于 Matlab 的 OFDM 系统信道评估设计

摘 要

本论文的研究背景基于 DOCSIS3.1(Data Over Cable Service Interface Specifications 有线电视数据服务接口规范)上的 CMTS (Cable Modem Terminal Systems 电缆调制解调器终端系统) 产品开发。在 2015 年 ICTC 会议报道中, 一篇《迎接 DOCSIS3.1》主题演讲宣告了 DOCSIS3.1 的到来。DOCSIS3.1 是被国际上广泛接受的下一代 CMTS 设备所采用的接入技术。它利用了近年来物理层技术上最新的技术成果, 如 OFDM, OFDMA, LDPC 编解码等, 极大地提高了同轴电缆上的信号传输速率。OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 正交频分复用作为一种高效特殊的多载波调制技术, 能够有效地对抗多径传播, 有很强的抗干扰性能, 在移动通信、数字电视、数字广播等领域得到了广泛应用。

在 CMTS 开发部署中如何针对不同用户或者网段的信道特性对传输参数进行优化和调整是一个迫切需要解决的问题。本论文针对此项问题, 对采用的 OFDM 系统架构进行分析, 同时设计出新的算法在 OFDM 信号解调前对信号进行分析, 具体通过 MER(modulation error rate 调制误差比)来进行信道的评估。MER 可代表被接收信号的单个“品质因数”, 常常用来作为接收机对传输的信号能够正确解码的早期指示。通常在 MER 计算中需要已知接收信号和发送信号, 而在实际情况中, 发送信号由于各种原因常常未知, 因此本文将主要研究如何在发送信号未知的情况下, 在接收端进行盲的 MER 检测, 并通过

MER 的值对信道进行评估。为了更好的进行信道估计，论文将在此基础上改进函数功能，允许用户在接收端就任意段和任意大小的接收数据进行 MER 检测。同时本论文还将对多次计算的结果进行大数据分析和置信区间的判定，最终在 Matlab 上进行仿真和验证。由此，本论文对于信道的评估，数据的可靠接收，以及支持 DOCSIS3.1 的 CMTS 系统开发部属和新标准的研究具有重要意义。

关键词：正交频分复用 DOCSIS 信道估计 MER 检测

CHANNEL EVALUATION DESIGN OF OFDM SYSTEM BASED ON MATLAB

ABSTRACT

The research background of this paper is based on the development of CMTS product based on DOCSIS3.1. In the 2015 ICTC conference report, a speech named "welcome to DOCSIS3.1" announced the arrival of DOCSIS3.1. DOCSIS3.1 is next generation access technology used by CMTS devices which widely accepted by the international. It uses the latest technology in physical layer technology in recent years, such as OFDM, OFDMA, LDPC encoding and decoding, which greatly improves the signal transmission rate on coaxial cable. OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) is a kind of efficient special multi carrier modulation technology which can resist the multipath propagation effectively, and it has strong anti-jamming performance. This technology has obtained widespread application in the field of mobile communication, digital TV and digital broadcasting.

In the development and deployment of CMTS, it is an urgent need problem that how to optimize and adjust the transmission parameters according to the channel characteristics of different users or segment. So this paper will analyze the architecture of OFDM which is used in CMTS system, and design new algorithm to analyze the signal before it has been demodulated in receiving end. Specifically speaking, we will carry out channel evaluation by means of MER (modulation error ratio). MER can represent a single "quality factor" of the received signal, which is often used as an early indication of the receiver's signal can be correctly decoded. Generally speaking, when we calculate the MER, we need to know the received signal and transmitted signal. But the transmitted signal is often unknown due to various reasons in the actual situation. So this paper will mainly studies how to detect the blind MER in receiving terminal in the case of unknown transmitted signal and use the value of MER to evaluate the channel. In order to create a more friendly user interface, the paper will allow the user to carry out MER detection in receiving terminal based on arbitrary segments and arbitrary size of received data. In the end, this paper will do the large data analysis on the results of several calculations including the determination of



confidence interval. The result will be simulated and veriflicated on Matlab in the end. In a word, this paper has important significance for channel estimation, robust reception of data and support DOCSIS3.1 CMTS system development and the new standard of research.

Fan Jiajia(Electronics and Communication Engineering)

Supervised by Fan Hong

KEY WORDS: orthogonal frequency division multiplexing; DOCSIS; channel estimation;
MER detection

目录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目录.....	V
1. 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 项目背景介绍.....	1
1.3 OFDM 技术发展历史.....	2
1.4 本文主要研究内容.....	4
1.5 本章小结.....	5
2. 基于 DOCSIS 的 CMTS 系统.....	6
2.1 DOCSIS 标准.....	6
2.1.1 DOCSIS 标准简介.....	6
2.1.2 DOCSIS 标准发展.....	6
2.1.3 DOCSIS 应用.....	7
2.2 CMTS 系统.....	8
2.2.1 Cable Modem 电缆调制解调器.....	8
2.2.2 CMTS 系统实现方案.....	9
2.2.3 CMTS 系统通信过程.....	10
2.3 CMTS 系统应用.....	10
2.4 本章小结.....	11
3. OFDM 系统构架.....	12
3.1 OFDM 相关技术.....	12
3.1.1 信道分配.....	12
3.1.2 多天线技术.....	13
3.1.3 调制方式及相关技术.....	13
3.2 OFDM 系统基本原理.....	14
3.3 OFDM 系统结构.....	15
3.3.1 信号的串并变换.....	16
3.3.2 正交调制原理.....	16

3.3.3 OFDM 系统的调制解调	17
3.3.4 保护间隔和循环前缀的添加.....	18
3.4 本章小结.....	20
4. 信道估计算法.....	21
4.1 无线信道模型及特征.....	21
4.1.1 衰减作用.....	21
4.1.2 多径效应.....	21
4.1.3 时变性.....	22
4.2 信道模型建立.....	23
4.2.1 AWGN 信道.....	23
4.2.2 瑞利多径信道.....	24
4.2.3 多普勒扩展信道.....	24
4.2.4 复合信道.....	24
4.3 信道估计算法.....	25
4.3.1 基于 LS 的信道估计算法.....	26
4.3.2 基于 MMSE 的信道估计算法.....	28
4.3.3 SVD 算法.....	31
4.3.4 基于导频的信道估计方法.....	33
4.4 本章小结.....	39
5. 系统信道评估设计.....	40
5.1 系统信道评估框架.....	40
5.2 系统实现方案.....	40
5.2.1 系统参数的定义.....	40
5.2.2 发射端信号的调制.....	41
5.2.3 使用 IFFT 进行 OFDM 调制.....	41
5.2.4 信道模型的建立和噪声的加入.....	42
5.3 MER 实现信道评估	43
5.3.1 MER 介绍.....	43
5.3.2 MER 检测的具体实现.....	44
5.4 MER 置信区间分析	49
5.4.1 置信区间定义.....	49
5.4.2 MER 置信区间分析	50
5.5 本章小结.....	50
6 信道评估实验及分析.....	52
6.1 Matlab 平台简介	52

6.2 信道评估在 Matlab 上的仿真结果	52
6.2.1 有效信号起始点	52
6.2.2 pn 序列的获得	54
6.2.3 求取信道传输函数	55
6.2.4 画出 MER 图	55
6.3 分段进行 MER 检测	56
6.4 置信区间的判定	59
6.5 本章小结	60
7. 总结与展望	61
7.1 总结	61
7.2 展望	62
参考文献	63
附录：程序代码	67
攻读硕士学位期间参加的项目、发表的论文情况	73
致谢	74

1. 绪论

1.1 研究背景及意义

自 1837 年电报作为最早的通信方式出现后,通信逐渐融入社会。由于社会经济文化的快速发展,人们对通信的要求也逐步提高。通信使得人与人之间的交流更加便利,使得信息的交换和传递更加迅速,从某种程度上来说,通信大大改变了人们的生活方式,促进了社会的高速发展。伴随着互联网和互联网+的快速发展,通信技术的不断成熟,如今的通信传输方式发生了翻天覆地的变化。从模拟通信到数字通信;从有线通信变化到无线,再到已普及的光纤通信;从电报到固定电话、计算机网络,再到如今的移动通信;从文本通信到语音通信,再到如今多媒体通信,通信正在向着高质量、个性化、全球化的方向发展。

本论文的研究背景基于 DOCSIS 3.1 上的 CMTS 产品开发。DOCSIS 3.1 是被国际上广泛接受的下一代 CMTS 设备所采用的接入技术。它利用了近年来物理层技术上最新的技术成果,如 OFDM, OFDMA, LDPC 编解码等,极大地提高了同轴电缆上的信号传输速率。使得 CMTS 设备可以利用现有的同轴电缆网络支持到上行 1Gbps,下行 10Gbps 的传输速率,受到运营商和设备商的极大关注。而 OFDM 正交频分复用,是一种集高效与特殊为一体的多载波调制技术。它是将输入的高速的信号数据转化为低速且并行的子信号数据,并用它们分别去调制相互正交的子载波,在信道上进行并行传输的过程。它能够有效地对抗多径传播,有很强的抗干扰性能,使得信号能够可靠有效地接收,在移动通信、数字电视、数字广播等领域得到广泛应用,受到了越来越多人的青睐。但在 CMTS 开发部署中如何针对不同用户或者网段的信道特性对传输参数进行优化和调整是一个迫切需要解决的问题。本论文针对此项问题,对采用的 OFDM 系统的架构进行分析,同时设计出新的算法在 OFDM 信号解调前对信号进行分析,具体通过 MER(调制误差比)来进行信道的评估,这对信号的稳定传输和接收具有重要的现实意义。同时本论文将支持 DOCSIS3.1 的 CMTS 系统开发及部属和新标准的研究。

1.2 项目背景介绍

本论文的项目背景基于思科公司 DOCSIS3.1 的 CMTS 产品开发。在 2015 年 ICTC 会议报道中,一篇《迎接 DOCSIS3.1》主题演讲宣告 DOCSIS3.1 的到

来,在此背景下 Cisco, Arris 等公司纷纷推出了支持 DOCSIS3.1 的 CMTS 产品。

DOCSIS 是一个关于有线电视数据服务接口规范的国际标准,它由有线电视标准组织 Cable Labs 所制定。此标准主要用于支持两种情况下的 IP 数据包传输。一是计算机网与有线电视网之间,二是有线电视前端或 HFC 的光节点处与用户之间。其中, CMTS 是头端设备,也称为局端设备,它负责管理和控制 CM(Cable Modem, 电缆调制解调器),它在数据网和 HFC 网之间起到了相当于网关的作用。因此 CMTS 通常被放置在双向 HFC 网络的光节点处,或是在有线电视网络的前端。CM 是终端设备,它位于 HFC 网与用户端设备 CPE (Customer Premise Equipment) 之间。其中 CPE 包括 PC 机、IAD、工作站、网络计算机等^[1]。

DOCSIS 标准早在 1995 年就被提出。在 95 年 11 月为了能够建立一套协议以保证数据在 HFC 网络中可以进行高速的双向传输, MCNS (Multimedia Cable Network System, 多媒体电缆网络系统) 合作组织应运而生。此协议可以使得各个厂家的 CM 产品具有充分的兼容性,同时为用户提供 Internet 等服务。接着在 1997 年 3 月 MCNS 合作组织便颁布了有线传输数据业务接口规范,也就是 DOCSIS。标准对如何利用 CM 来提供双向的数据业务进行了定义。MCNS 的 DOCSIS1.0 标准于 1998 年 3 月获得 ITU 通过,成为国际标准 ITU-TJ.112B,在此之后, DOCSIS 标准不断的发展和演进,出现了一代又一代的后续版本,功能和标准规范也越来越强大和进步。后续版本 DOCSIS1.1 为 IP 电话和时间上要求更加严格的其他业务提供标准,主要针对 QoS,对 1.0 版本的此功能进行了相关扩展,提高了误码前向纠错的能力,也使得 CM 系统抵抗 HFC 网络回传噪声的性能更强。2002 年 11 月 DOCSIS2.0 版本被推出,此版本加入了高级时分复用技术,能够很大程度上提高上行数据速率。接着,在 2008 年 4 月 DOCSIS3.0 版本出现,它的亮点在于增加了通道绑定, IPv6 支持,增强的 IP 组播等。DOCSIS3.1 的标准在 2013 年公布,它的技术大大提高了带宽资源的利用率。在 2015 年 ICTC 会议报道中, ARRIS 公司的技术专家也以《迎接 DOCSIS3.1》为题发表了主题演讲,宣告了 DOCSIS3.1 的到来。ARRIS 公司在 2015 年 10 月 12 日发布的第一款 DOCSIS3.1CM,支持了下行 5Gbps,上行 2Gbps 的速度。最终可以支持到 DOCSIS3.1 所要求的上行 200M,并通过软件升级就可以支持 DOCSIS3.1。

DOCSIS 诞生以来速度不断提高,同时随着带宽不断增长的需求,通过 DOCSIS3.1 可以支持到下行超过 10G 的速度。预估到 2025 年, DOCSIS 技术有充足的宽带技术的发展。

1.3 OFDM 技术发展历史

OFDM 即正交频分复用,它并非是近几年才开始出现的新技术。事实上,

OFDM 技术早在 40 年前就已经在军事中得到应用。但由于 OFDM 系统本身的架构十分复杂，因此在当时没有得到进一步的发展和推广。70 年代，随着离散傅里叶变换技术的发展，多载波的调制常常采用离散傅里叶变换来实现，这种方法使得系统结构变得更加简单，因此也趋近了 OFDM 技术的实用化。80 年代，OFDM 技术涉足高速的调制解调器应用。90 年代后，无线调频信道上的宽带数据传输也开始采用 OFDM 技术^[2]。特别是近年来，DSP 芯片技术不断发展和成熟，傅立叶变换和反变换，软判决技术，信道自适应技术和栅格编码技术等不断引入，OFDM 技术作为特殊的多载波调制方式和高速传输技术，凭借它对信号波形间的强抗干扰性和其他优异的性能受到了广泛的关注。

历史上看，OFDM 系统大约经历了三个阶段的演化和发展。

第一阶段：在 1957 年，Collons Kineplex 系统开始进行多载波的高效数据传输，用若干个载波同时传输若干个独立的数据流。这个系统实际上是一个多信道系统，采用的是频分复用的技术，在系统的最后采用滤波器来分离各个子信道^[3]。系统总带宽被划分为若干个频率子信道，它们之间互相均不重叠。各子信道频分复用，分别传输独立的数据流，如图 1（a）所示。由于各子信道间存在互相干扰，因此为了消除或减小干扰，子信道间须设置保护带宽。但这也同时造成了频带浪费，频谱利用率不高。为了解决此问题，可采用 SQAM（Staggered Quadrature Amplitude Modulation，相互交错正交幅度调制）技术，如图 1(b)所示，相对于 Collins Kineplex 系统，它的频谱利用率增加一倍，但对子载波总数有限制，通常不超过 200。

第二阶段：这个阶段是概念由产生到成熟的阶段。在此阶段中，为了提高频谱利用率，1971 年 P.M.Ebert 和 S.B.Weinstein 等提出了另一种非带限的子载波传输方案，其中子载波的频谱为 sinc 函数。如图 1(c)所示。在接收端信号的分离方式也与此前采用的滤波器不同。它采用的信号处理技术通过基带处理的的方式来实现频分复用。此方法的亮点在于在发送端和接收端都能够使用 FFT（Fast Fourier Transform,快速傅里叶变换）技术来实现。

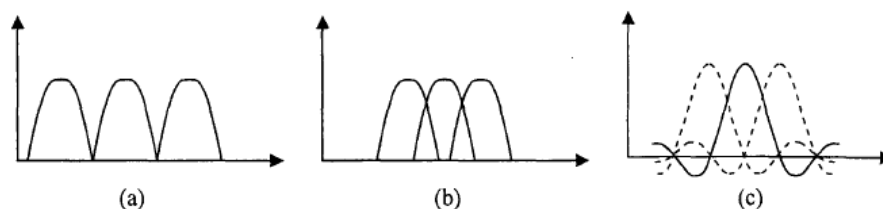


图 1 不同载波传输方式功率谱

第三阶段：20 世纪 80 年代至今是 OFDM 技术发展的第三阶段，这也是 OFDM 技术飞速发展的时期。大规模集成电路的发展促进了大点数的 FFT 芯片的生产，很多基于 OFDM 技术的协议，例如 IEEE802.11a 无线局域网协议以及数字音频

和视频广播协议等也在逐步制定和生成。在 2000 年 11 月，OFDM 技术被提议作为 IEEE802.16.3 城域网的物理层标准。此后 OFDM 技术在局域网和广域网领域都得到了广泛的应用，发挥了巨大作用。

此外，OFDM 技术还应用在多路接入领域。正交频分多路接入技术和频分复用技术相似，它将指定数量的子载波分配给各用户，但相邻的用户之间不再需要保护频带，这一点和频分复用有很大不同。同时 OFDM 技术还可以和 CDMA 技术相结合，也就是 OFDM—CDMA 技术。这项技术兼具 OFDM 和 CDMA 技术的优点，发展前景非常广阔。此外，OFDM 技术可以很容易的与智能天线以及空时编码相结合，这样物理层信息传输的可靠性可以得到极大的提高。在此基础上结合动态的子载波分配和比特分配算法，以及自适应调制、编码等技术，其性能可以得到更高的优化和提高。

如今，OFDM 技术被普遍用于广播领域，主要是音频和视频方面，以及民用通信系统中。具体包括：ETSI 标准的数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、高清晰度电视（HDTV）、非对称的数字用户环路（ADSL）和无线局域网（WLAN）等。我们有理由相信，在通信数据化，个人化，移动化，全球化的今天，OFDM 技术在通信领域，无线接入领域，广播领域将获得更加广泛和重要的应用^[4]。

1.4 本文主要研究内容

本论文基于 DOCSIS3.1 的 CMTS 产品开发，将对采用的 OFDM 系统架构进行分析，同时设计出新的算法在 OFDM 信号解调前对信号进行分析，具体通过 MER（调制误差比）来进行信道的评估。同时本论文还将对多次 MER 计算的结果进行大数据分析和置信区间的判定，最终在 Matlab 上进行仿真和验证。

本论文结构安排如下：第一章主要介绍论文的研究背景，阐述了项目的背景以及 DOCSIS 和 CMTS 的相关知识。同时本章介绍 OFDM 技术的发展历史，研究现状以及广泛的应用前景和现实意义，并对论文整体研究内容进行概述。第二章介绍基于 DOCSIS 的 CMTS 系统，包括 DOCSIS 标准介绍，DOCSIS1.0 到 3.1 的发展历程，以及 CMTS 系统的实现方案，架构分析，CMTS 系统信号的通信过程和 CMTS 系统的应用。第三章对采用的 OFDM 架构进行分析。包括相关技术，OFDM 系统的基本原理以及整体框架。第四章介绍无线信道模型和特征，常用的信道模型以及它们的信道参数和冲激响应，同时详细的分析了 OFDM 系统信道估计的算法。包括基于 LS 的信道估计算法，基于 MMSE 的信道估计算法，SVD 算法以及基于导频的信道估计算法，并通过对比分析了每一种算法的优缺点和适用情况。第五章为论文重点章节。此章节详细描述了在 OFDM 系统

中通过 MER 来实现信道评估的具体设计过程，还包括对 MER 进行置信区间的分析。第六章为 OFDM 系统的信道评估设计在 matlab 上的最终实验和仿真结果展示。第七章对论文进行总结，并展望课题未来的发展和改进方向。

1.5 本章小结

本章主要介绍了论文的研究背景及意义，阐述了项目背景以及 DOCSIS 和 CMTS 的相关知识。同时本章介绍了 OFDM 技术的发展历史，研究现状以及广泛的应用前景和现实意义。

2. 基于 DOCSIS 的 CMTS 系统

2.1 DOCSIS 标准

伴随着三网融合概念的提出和逐步推进,用户对网络传输的带宽和承载能力的要求也越来越高。作为有线电视双向网的主流技术方案,DOCSIS 标准也从最初的 DOCSIS1.0 发展到了 DOCSIS3.1。在中国,DOCSIS 标准也依据中国国情和中国特色,产生了 C-DOCSIS 标准。此标准为有线电视双向业务的迅速发展做出了巨大贡献^[5]。

2.1.1 DOCSIS 标准简介

DOCSIS 是一个关于有线电视数据服务接口规范的国际标准,它由有线电视标准组织 Cable Labs 所制定。此标准主要用于支持两种情况下的 IP 数据包传输。一是计算机网与有线电视网之间,二是有线电视前端或 HFC 的光节点处与用户之间。

其中,CMTS 是头端设备,也称为局端设备,它负责管理和控制 CM,它在数据网和 HFC 网之间起到了相当于网关的作用。因此 CMTS 通常被放置在双向 HFC 网络的光节点处,或是在有线电视网络的前端。CM 是终端设备,它位于 HFC 网与用户端设备 CPE 之间。其中 CPE 包括 PC 机、IAD、工作站、网络计算机等。DOCSIS 标准通过头端设备 CMTS 与终端设备 CM 在有线电视网中搭建起了双向数据传输的完整通道。

2.1.2 DOCSIS 标准发展

DOCSIS 标准经历了从 1.0 到目前的 3.1 的发展,大致经历了三代标准。

第一代标准(DOCSIS1.0 和 1.1)。1998 年 3 月 Cable Labs 公布 DOCSIS1.0 版本,其中规定了 CMTS 和 CM 之间通信的基本架构体系。随后,1999 年 3 月公布 DOCSIS1.1 标准,对 Qos (Quality of Service, 服务质量)进行了改进。特别地,1.1 标准对于大规模 VOIP (Voice over Internet Protocol)的支持和一些敏感的应用采取了一些必不可少的改进^[6]。

第二代标准(DOCSIS2.0)。2002 年 1 月 DOCSIS2.0 版本出现,此版本加入了高级时分多址 ATDMA 和同步码分多址 SCDMA 机制。它们都是用于信号的上行通道传输,能够很大程度的降低上行信号的信噪比要求^[7]。具体来说,DOCSIS2.0 标准将调制方式增加到了 64QAM,上行带宽增加到了 6.4MHz,符号率增加到 5.12Mbps。因此 DOCSIS2.0 与前一代相比,在上行通道方面大大降

低了上行信号的信噪比要求, 对上行噪声的抑制能力得到改进, 这使得一个光节点可以容纳和覆盖更多的宽带用户, 也使得资源得到更加高效的利用。

第三代标准 (DOCSIS3.0)。2008 年 8 月颁布 DOCSIS3.0 版本, 该版本首次引用“频道捆绑”技术, 极大程度地提高了上、下行的速率和带宽。如把 4 个 8MHz 频道捆绑, 可达到上行速率 160Mbps, 下行速率 213Mbps。因此, DOCSIS3.0 很大程度提高了上下行传输的速度, 对带宽进行了很大范围的扩展。随着带宽需求的不断增长, DOCSIS3.1 应运而生。在 2015 年 ICTC 会议中, ARRIS 公司的技术专家发表了《迎接 DOCSIS3.1》为题的主题演讲, 宣告了 DOCSIS3.1 的到来。DOCSIS3.1 的历程如下: 2012.6.27, Cable Labs 开展了关于 DOCSIS3.1 的网络研讨会, 2012.7.12 MSO CTO 会议决定了 DOCSIS3.1 的方向。2012.7 开始了 DOCSIS3.1 规范写作。2013 年完成了 PHY 规范。2014 年, 第一个使用硅的 CM 开始使用, 包括用思科公司的 CMTS 和 CM 进行系统集成, 演示, 现场试验, 版本的发布。2015 DOCSIS3.1 的 CM 可以开始使用。预计在 2016-2017 年, 完成 DOCSIS3.1 的 CMTS 的研发。

总的来看, DOCSIS 诞生以来速度不断提高, 带宽不断增长。DOCSIS 标准中头端设备 CMTS 决定了提供给用户的速度水平, DOCSIS 不断提升其版本的升级更新也意味着在不断平滑扩充其能力。预计到 2025 年, DOCSIS 技术有充足的宽带技术的发展。

2.1.3 DOCSIS 应用

DOCSIS 标准是如今有线宽带网中仅有的一个国际标准, 它作为国际上 (尤其是北美) 宽带网的主流技术, 也是我国各个有线电视运营商长期坚持的主流技术方案。它利用同轴电缆入户来为用户提供全方位的综合业务, 可以实现电视, 电话, 广播, 网络等综合的信息传输功能。同时 DOCSIS 标准能够较好的支持时延和 QoS 等主要技术指标, 可信度和成熟度都很高, 满足广电网络的管理和控制要求, 因此受到了广电的大力推行和使用。

如今, 基于 DOCSIS 标准的 HFC 有线电视网在我们国家已经普遍建成。它的终端设备 CM 也已经走进了千千万万的用户中, 推动了包括宽带网络、视频通信、云媒体、互动点播等在内的高带宽融合业务的发展。但 DOCSIS 的头端设备和终端设备的成本费用较高, 因此在中国国情下出现了更加小型和低成本化的 C-DOCSIS 标准。在接入技术上, 它把头端设备由分中心机房下移到了有线电视光节点处, 由 PON 或以太网向上与汇聚网络连接, 通过射频接口向下与同轴电缆分配网络相连。C-DOCSIS 接入技术使得系统功能模块间的数据和控制接口更加规范, 可以达到千兆到楼, 百兆入户的服务要求。同时承载了数据, 语音和视频等综合业务, 可谓是集大带宽的业务承载, 多业务的 Qos 保障于一身, 可称为三网融合业务下下一代的有线电视网络宽带接入技术^[8]。

2.2 CMTS 系统

CMTS 是管理和控制 CM 的设备。CMTS 与 CM 的通信过程可分为上行和下行两个通道。在下行通道中，CMTS 接收核心网络或外界数据网络传输过来的数据帧，并将其封装，接着进行下行数据调制，也就是频带调制。调制后的数据与有线电视的模拟信号混合输出射频信号到 HFC 网络中。此时用户端的 CM 负责将下行的射频信号解调成数字信号，然后传送给用户计算机，完成下行信号传输。在上行通道中，首先用户端的 CM 负责把用户计算机输出的上行数字信号进行调制，调制成一定频率的射频信号然后传入到 HFC 网的上行通道中，被上行接收机接收。随后上行接收机将接收到的信号输出给 CMTS，它会将数据信号转换成以太网帧，传输到数据转换模块，最后把数据输出到核心网络或外界网络中，完成上行信号传输^[9]。

2.2.1 Cable Modem 电缆调制解调器

对于普通的 Modem，也就是俗称的“电脑猫”，它的通信过程就是数据信号在模拟信道上的交互传输。电缆调制解调器 Cable Modem 也一样，作为“电缆猫”，它不需要拨号上网，也不会占用电话线，能够提供 24 小时全天候在线连接的服务。它与普通 Modem 的区别主要在于传输介质和内部结构。普通 Modem 的用户独享传输介质，也就是说传输介质独立存在于服务器和用户之间。而 Cable Modem 的用户共享介质。它的传输介质是 HFC 混合光纤同轴电缆网，数据信号被调制到某个传输带宽上与有线电视信号共享介质。在内部结构上，“电缆猫”比“普通猫”更加复杂。它的结构包括调制解调器、加/解密模块、调谐器、网络接口卡、桥接器、以太网集线器等。如今，Cable Modem 产品主要分为欧洲标准 DVB/DAVIC 和美洲（北美）标准 DOCSIS 两大标准体系。它们在频道的划分，带宽和信道参数规定等方面都存在很大差异。基于 ATM 数据传输系统的欧洲标准更加侧重 DVB 交互信道的规范，在实时视频传输上更具优势。与之相对，基于 IP 数据传输系统的北美标准更加侧重对系统接口的规范，在数据的高速传输上更加灵活。

Cable Modem 的技术实现可分为上行和下行两个方面。上行过程中，数据通常通过 5 MHz-65 MHz 之间的一段频谱进行传输，信道宽度通常有 1.6MHz，3.2MHz，6.4MHz。在上行数据传输中，大多采用 QPSK 调制。这是为了有效的抑制上行噪声的积累。而在下行过程中，通常是在一定范围的电视频道中分离出一条 6 或 8MHz 的信道，用于下行的数据传输。其中电视频道的范围由于标准的不同存在差异，美洲标准为 50MHz-860MHz，欧洲标准为 87 MHz-860MHz。下行传输的数据一般采用 64QAM 或 256QAM 的调制方式^[10]。

利用 Cable Modem，借助有线电视传输网络，就组成可以提供计算机网络业务的系统——Cable Modem 系统。系统组成框图如图 2 所示。它由三部分组成：前端系统、HFC 传输网和用户端子系统。Cable Modem 的前端设备 CMTS 采用 10Base-T，100Base-T 等接口通过交换型 HUB 与外界设备相联，与 Internet 网络通过路由器相连接，同时也能够选择直接与本地的服务器连接，从而享受本地业务。可以看到 CMTS 包括网络接口、调制器和解调器等。它的网络侧包括远端服务器、骨干网适配器和本地服务器，射频侧包括混频器、上行信号频分器、光发射机和光接收机等。用户端子系统主要包括 Cable Modem 和用户室内设备(计算机等)。作为用户端设备，CM 一般被放置在用户家内，它通过 10Base-T 接口，连接到用户的计算机^[11]。

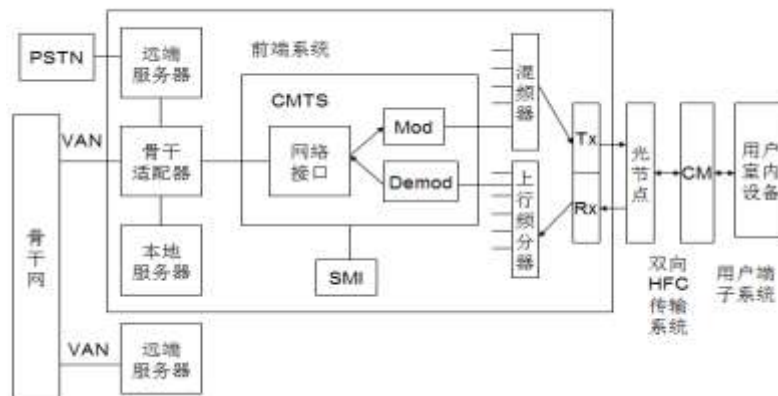


图 2 Cable Modem 系统的组成框图

2.2.2 CMTS 系统实现方案

CMTS 系统指的是有线电视网络基于 CMTS+CM 接入方式的宽带接入网部分。系统由四部分组成，分别是核心网络(IP 数据网络)平台、系统头端设备、HFC(混合光纤同轴)传输网络和用户终端四个部分组成。CMTS 系统的框图如图 3 所示。

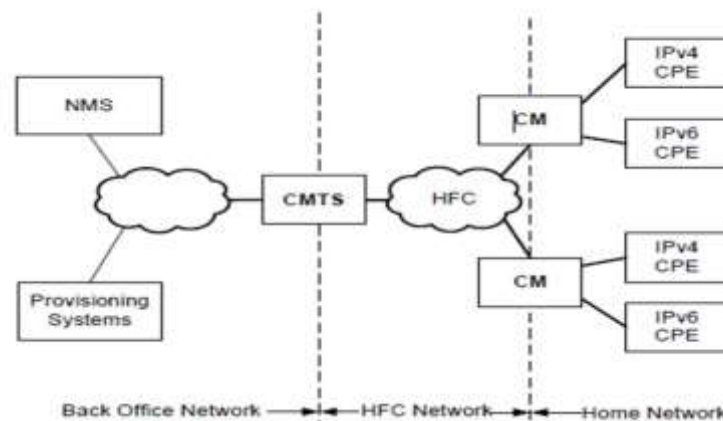


图 3 CMTS 系统架构框图

如图 3 所示, 核心网络平台又称 IP 数据网络平台, 它包括骨干级的路由设备和交换设备等。用户的数据就是通过核心网络平台接入 Internet 进行网络通信。CMTS 属于系统头端设备, 它以 DOCSIS 标准为基准, 一般安装在机房前端或分前端上, CMTS 通过其上面的 line card (线卡) 上的上下行射频端口接入到 HFC 网络, 它一方面可以通过下行端口提供下行信号, 另一方面可以通过上行端口为 CM 的上行信号提供传输控制。HFC 传输网包括光网络和电缆网络两个部分, 它用于 CMTS 设备与 CM 设备之间的数据信号传输。其中, 光纤网络一般是由两级光纤网组成, 在网络情况复杂的情况下, 也会有三级光纤网, 而同轴电缆网是一个双向电缆网, 它的传输损耗小, 传输容量大, 频率特性好, 易于进行双向传输。CM 设备是用户终端设备, 它是用来实现用户的电视机有线电视信号和计算机的数据业务的接入功能。一般来说, CM 设备上有三种接口: HFC 网络接口、有线电视接口、计算机或 IP 电话的网络接口。现 CM 设备已走进千家万户, 体现形式有数字电视机顶盒、CM 调制解调器、MTA(多媒体终端适配器)等。

2.2.3 CMTS 系统通信过程

CMTS 系统通信过程分为上行和下行两个过程^[12]。上行信号的通信过程是上行信号从用户终端经过 HFC 网络的传输, 通过分配器, 光收发器完成光电转换后变为模拟电信号。然后再通过混合器、分配器等处理后进入到 CMTS 设备的各个上行信号接收口。最后 CMTS 设备按照 DOCSIS 标准处理后变成数字信号传入到数据网络平台中, 也就是核心网中, 与外界进行数据的传输。下行信号的通信过程是下行信号从核心网络平台传到 CMTS 设备, 按照 DOCSIS 标准处理后变为一定中心频率和带宽的中频模拟信号, 经过上变频器将频谱移到某个中心频率的射频范围内的某个频道, 再进入混合器和有线电视信号混合, 然后通过分配器、光收发器等进行电光转换, 再经过 HFC 网络把信号传输到用户终端。

2.3 CMTS 系统应用

利用 CMTS 系统将能够承载和开展更加综合化和多媒体化的业务^[13]。广电行业也能够真正的更好的推进和融入到三网融合的大趋势中。具体, CMTS 系统可以提供以下业务: ①互联网接入业务。包括大规模的 CM 个人接入服务和宽带保证的公司用户接入服务。②多个用户或社区之间的互联互通业务。同时也可以支持宽带社区的内部网络服务。③对 DVB (Digital Video Broadcasting) 数字电视广播交互式回传的支持的业务。④VOIP(Voice over Internet Protocol)互联网语音业务。可提供电视会议服务, 图像/语音传输服务, 以及视频点播服务等。⑤对 VPN(Virtual Private Network)虚拟专用网络的功能支持业务。⑥多点广播业务。例如: 网上电视, 网上新闻, 网上教学, 网上游戏等。

2.4 本章小结

本章阐述了基于 DOCSIS 的 CMTS 系统,包括 DOCSIS 标准介绍,DOCSIS1.0 到 3.1 的发展历程和应用,以及 CMTS 系统的实现方案,架构分析,CMTS 系统信号的通信过程和 CMTS 系统的应用。

3. OFDM 系统构架

3.1 OFDM 相关技术

DOCSIS3.1正是利用了近年来物理层技术上最新的技术成果，如OFDM，OFDMA等，才得以极大地提高了同轴电缆上的信号传输速率，使得CMTS设备可以利用现有的同轴电缆网络支持到上行1Gbps，下行10Gbps的传输速率。而OFDM作为高效的多载波调制方案，相关技术包括信道分配技术，多天线技术和调制方式的相关技术等。其中信道分配技术有分组的分配以及自适应的信道分配技术。OFDM系统依靠多天线技术，加入中继器不仅可以消除阴影效应，还不会造成信号的多径干扰。同时OFDM系统通过自适应调制和功率控制相协调的方式，有效提高通信系统的频谱利用率，提高信噪比，保证通信有效性和可靠性。

3.1.1 信道分配

在信号传输的过程中，信道分配是一个核心且重要的问题，它直接影响到了信号的传输质量。目前有很多为用户分配信道的方法。主要分为：分组信道分配，自适应信道分配^[14]。

在信道分配技术中，分组的分配方法最简单。即先把信道分组，然后分配给每个用户。这种做法能够把每个信道能量不均衡和频偏，或者是信号的失真等原因导致的用户之间的干扰降到最低。但与此同时，对载波进行分组就导致了信号容易衰落，对此可采用载波跳频的方式来解决。实际上，跳频通信是一种扩频方式。在比较宽的频道内，载波的频率按照一种规定的图案或序列跳变。信息数据经过适当的编码后成为一定带宽的基带信号，再对基带信号进行载波调制。如果分组是随机的，那么跳频的空闲时间就比较短。因此采用时间交织以及前向纠错的方法就能够将丢失的数据进行恢复，但会增加信号时延，同时降低系统容量。自适应信道分配，是一种动态的分配技术，它基于信道的性能。信道此时传递的是相对于每个信道最高信噪比的信号。由于在接收端各用户所处的实际位置不相同，因此信号的衰落模式也同样会各不一样。所以对每个用户来说，收到的最强信号都是唯一的。各个用户收到的最强信号各异，因此互相不会产生干扰。如果在频率选择性信道中使用自适应跳频技术，就能够很大程度加大信号的接收功率。因此，自适应跳频技术对于频率选择性衰落有非常好的消除效果。影响跳频的开销比特数的因素有很多，比如：系统是半双工还是全双工形式，用户的数量，或者是用户的速率。在参考码字上，各个用户都需要被发送一个参考码字，同时，

发射机还需要向基站的前向信道发送一个参考码字。如使用并行通信传输,用户间就可以共同使用参考码字,这也就大大减少了参考码字的发送。据有关数据显示,在一个带宽是 10Mbit/s 带宽全双工系统中,采用 QPSK 进行调制,当用户量为 100,用户速率为 50kbit/s 时,调频的开销比特数达到了全部数据的 30%~50%。但若采用时分半双工系统,情况会不一样。开销比特数只有 10%~15%,很明显降低很多。当信道变化的速度比较快,快于跳频的速度时,可以采取随机跳频的方式来取代自适应跳频。这种转换速度特别快,因此信号的衰落时间比较短。这种衰落可以通过时间交错或者前向纠错的方法来进行补偿。若采用时间交错的方式,那么要求它的时间比较短,不然将会增加时延^[15]。

3.1.2 多天线技术

鉴于较低的码率,并且系统中插有时间保护间隔,所以 OFDM 系统有很强的抗多径干扰的能力。考虑到码间干扰,插入的保护间隔长度需要大于多径时延。这样的优势和特点使得宽带 OFDM 系统可以凭借多天线技术使用单频网络。具体来说,就是使用发射机阵列通过除掉阴影效应达到完全覆盖的目的,其中发射机阵列由许多功率较低的发射机所组成。

通常,无线局域网中多天线系统十分普遍。但出于阴影效应的影响,大多数的局域网都没有办法实现信号的全部覆盖。所谓的阴影效应^[16],是无线通信系统中,对于运动的移动台,电波在传输过程中会受到城市大型建筑群以及其他事物的阻挡,因此在接收区会出现半盲区,从而形成电磁场阴影。像这样,接收点处电磁场强的中值随着移动台所处位置的改变也表现出起伏变化就是阴影效应。慢衰落大多数是由于此种原因造成,因此需要使用中继器来解决此问题。而中继的使用则会造成传统的通信系统出现多径干扰。OFDM 系统具有很强的抗干扰能力,因此在 OFDM 系统中,中继器能添加在任意需要的位置上。这样做既能够消除阴影效应,实现信号的全部覆盖,还不会造成信号的多径干扰。

3.1.3 调制方式及相关技术

在 OFDM 系统中,依照每个信道的不同条件,每个载波能采用不相同的调制方案。常见的有 BPSK、QPSK、QAM (16QAM 或 64QAM) 等等。具体使用哪种方法,原则上是希望达到频谱利用率与误码率两者间的最佳平衡。也就是说,如果误码率固定,那么采用最好的调制方案就能够达到最佳的频谱利用率^[17]。

在多径信道中,接收端信号的信噪比和功率都会由于频率选择性衰落的影响而出现大程度的降低。因此需要采用与信噪比相对应的调制方案,从而加大信噪比,增加频谱的利用率。有效性和可靠性是评判通信系统好坏的两个重要指标。而这两个指标在某些情况下是对立的。在信道条件很差的情况下,为了保证一定的信噪比,系统常采用 BPSK 或 QPSK 的方式进行调制,但这两种调制方法的有效性太低。对于自适应调制来说,系统在信道的传输条件好的情况下终端采用可靠

性较高的调制方法。当终端接近基站时，调制方式可由BPSK改为16QAM，64QAM等，从而大大提高频率利用率，提高有效性。因此自适应调制能够在很大程度上扩大系统的容量。但与此同时，自适应调制对信号有额外的要求。它规定信号中要包括特定的开销比特，目的是为了让接收端知晓发射信号使用的是哪种调制方法。同时自适应调制中，终端要对调制的相关信息定期进行更新的，这又将会导致开销比特数增多。

自适应调制所呈现的劣势在OFDM系统中迎刃而解。OFDM系统通过自适应调制和功率控制相结合，在信道条件较好的情况下，发射功率保持一定，调制方案适当的加强，如64QAM等。或发射功率适当的降低，此时采用较低的调制，如QPSK,BPSK等。即在远端的发射台上，当信道的传输条件比较好时，如果不改变信号的发射功率，那么调制方式可以偏高。如果发射功率降低，那么就应改用较低的调制。在OFDM中自适应调制与功率控制间保持相对的平衡。在调制过程中，频偏和失真也是需要注意的方面。信号的非线性传输将导致互调失真（IMD）的产生^[18]。此时信号噪声电平高，信噪比较低。由于多普勒平移以及失步的因素会导致频率偏移，这会让信道间的正交特性散失。而频偏对信噪比影响极大。有关数据显示频偏1%则使信噪比降低30dB。因此为了维持一定的信噪比，频谱利用率最大只能为5~7bit/s/Hz。自适应调制需要比较详细的知道信道的条件和相关性能，并据此选择恰当的调制方法。若在信道条件比较不理想的情况下采用了比较强的调制，误码率就会很大，很显然会极大降低系统的可靠性。在多用户的OFDM系统中，一般为了预测信道条件的具体好坏情况，会使用到参考码字以及导频信道。即系统在发射端发送一已知的码字，也叫作参考码字，通过参考码字计算出各个信道的信噪比大小。当然整个过程都在通信极限的范围内进行测量。最后依照信噪比大小判断信道的性能好坏，从而选择最恰当的调制方案。

3.2 OFDM 系统基本原理

OFDM 是一种多载波调制技术。具体来说，它是将输入的高速信号数据转化为低速且并行的子信号数据，并用它们分别去调制互相正交的子载波，最后在信道上进行并行传输的过程^[19]。OFDM 作为高效并且特殊的多载波调制技术，它加强了对窄带干扰以及频率选择性衰落的抵抗能力，对多径传播也有很好的抵抗能力，抗干扰性能强，使信号可以有效可靠的被接收。OFDM 采用 IFFT 和 FFT 分别进行调制和解调，在多载波传输中是实现难度最小，应用范围最广的一种特殊方案^[20]。

OFDM 既可以当作调制技术，也可以当作复用技术。与传统的频分复用相比，OFDM 有其突出的特点，它放弃使用带通滤波器来达到频分复用，而是采用基

带直接处理的方式，通过跳频的方法选择虽然频谱互相混叠但互相正交的波形，也就是说，每个子载波间频率可以相互混叠，它使用的是基于载波频率正交的 FFT 调制方式。在每个载波的中心频点处其它载波的频谱分量为零，因此可以达到每个子载波的正交。由此，OFDM 系统中接收端其实是一组解调器。它首先把每个子载波搬移到零频，接着进行一个码元周期内的积分运算。所积分的信号因为与别的载波都互相正交，所以它们对积分的结果没有任何影响。OFDM 的高数据传输速率与子载波的数量有关。因此适当增加子载波的个数，可以在一定程度上提高数据传输的速率。OFDM 系统上各频带都可以采取不同的调制方法，因此可按照信道条件的实际情况选择最佳的调制，这就增加了系统的灵活性。目前为支持多用户需求，很多通信系统可以提供两种以上的业务，OFDM 就很适合用于多用户的利用率高、灵活度高的通信系统^[21]。

3.3 OFDM 系统结构

OFDM 系统整体框图如图 4 所示。

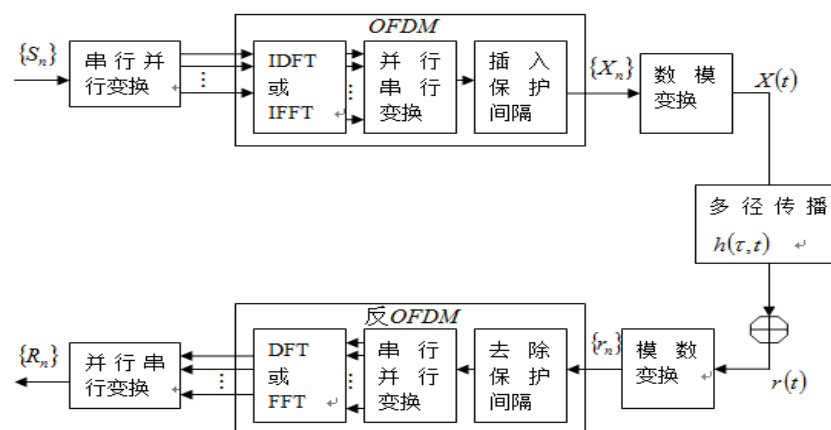


图 4 OFDM 系统整体框图

OFDM 系统整体分为以下五个部分：①信号的串并变换；②OFDM 发送端信号的调制③保护间隔和循环前缀的添加④信道的传输⑤OFDM 接收端信号的解调。信号的串并变换主要实现将输入的高速信号数据转变成若干个低速的子信号数据，从而便于后一步中用这些子数据去调制相应的子载波，以组成若干个低速数据并行发送传输的系统。OFDM 系统发送端主要实现的是信号的调制。它具体采用逆快速傅里叶变换（IFFT）实现。保护间隔和循环前缀的添加是出于信道的记忆性特点，输出块除了受到当前块的输入影响，还跟上一个块的最后输入有关，这就造成了码间干扰的产生。同时多径传播会带来信道间干扰，为消除此干扰，在 OFDM 符号的保护间隔内加上循环前缀。此种方法能够使得在一个 FFT 周期里，OFDM 符号的延时副本里存在的波形周期数依然为整数。也就是说，时延信号的时延只要在循环前缀的长度范围以内，在解调过程就不会发生信道间

干扰。信道传输包括信号的传送和噪声的添加过程。OFDM 接收端主要实现信号的解调。在 OFDM 中采用快速傅立叶变换（FFT）进行解调^[22]。

3.3.1 信号的串并变换

信号在串行系统里依次发送，因此各信号的频谱占用全部的可用带宽。但此种传输方式受非理想频率传输特性的影响较大，导致信号产生失真。而在并行系统中，若干个速率较低的串行信号同时发送。这些串行的数据通过编码、交织等方式相互关联，各数据流只占可用带宽的很少一块。系统由许多子载波组成。这样的发送方式可以将频率选择性衰落的影响分到很多的数据符号上，这样就间接使得由于脉冲或者衰落产生的一些突发错误变得随机化^[23]。其结果只是导致多个数据符号出现较小的失真，而非几个相邻的符号全部受到损坏。采用前向纠错的方法可以恢复信号。

在并行系统中，所有可用带宽可以划分成若干个窄带子信道，所以对各子信道来说，它们的频率响应就会比较平坦，和串行相比只需要简单的均衡即可。采用简便算法便可以最小化各子信道的均方误差，如果编码方式是差分编码，那么不需进行均衡^[24]。在并行系统中，可使用滤波器将并行的子带分隔开。若子带完全分隔开，设耐奎斯特带宽为 f_n ，滚降系数是 a ，由于滤波器的限制因素，各子带的宽度则为 $(1+a)f_n$ 。其频谱特性如图 5 所示。

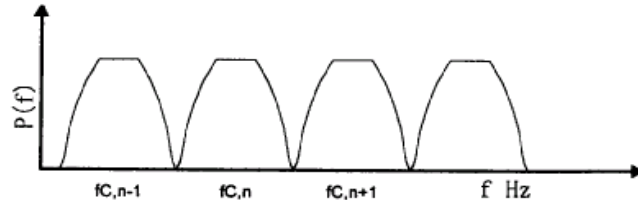


图 5 并行频谱示意图

图 5 中 $f_{c,n}$ 是第 n 个载波的频率点。由图可见所有的子带频谱是完全分开的。在接收端，通过合适的滤波器便能够获得某个子带的信号数据^[25]。

3.3.2 正交调制原理

正交调制的框图如图 6 所示。

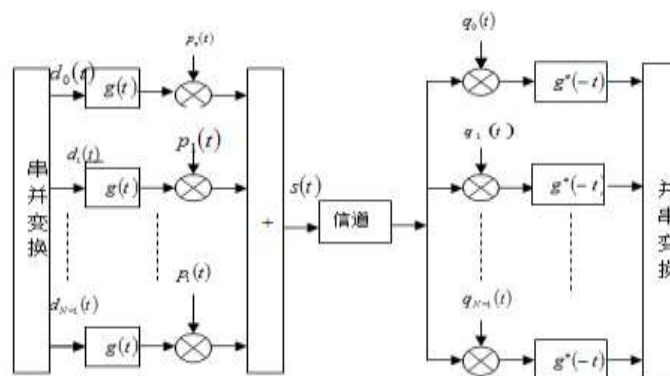


图 6 正交调制框图

设码元速率为 T_s ，比特速率是 T_b ，串并变换后 $T_b = T_s/N$ 。在图 6 中，调制信号为 $p_i(t)$ ，解调信号为 $q_i(t)$ 。他们之间存在正交关系。在选择 $p_i(t)$ 和 $q_i(t)$ 时，要满足以下正交调制的条件：

$$\int_0^{T_s} p_m(t) q_n(t) dt = C \delta_{mn} = \begin{cases} 0, m \neq n \\ C, m = n \end{cases} \quad (3-1)$$

在 OFDM 系统中，为了使得各子载波互相正交，可选择 $p_i(t)$ 和 $q_i(t)$ 为正余弦信号。即 $p_m(t) = e^{j2\pi f_m t}$ 和 $q_n(t) = e^{-j2\pi f_n t}$ 。这样 $p_i(t)$ 和 $q_i(t)$ 满足：

$$\int_0^{T_s} e^{j2\pi f_m t} e^{-j2\pi f_n t} dt = \begin{cases} T_s, m = n \\ 0, m \neq n \end{cases} \quad (3-2)$$

但是 f_n 必须满足关系 $f_n = f_0 + n/T_s = f_0 + n/NT_b, 0 \leq m, n \leq N-1$ ，那么

发送信号 $s(t)$ 可以表示为 $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi f_n t}$ ，其中 $d(n) = d(n) * g(t)$ 。

接收端解调后各子载波信号为：

$$\hat{d}(m) = \frac{1}{NT_b} \int_0^{T_b} \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi f_n t} e^{-j2\pi f_m t} dt = \frac{1}{NT_b} d(n) \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{NT_b} e^{j2\pi \frac{n-m}{NT_b} t} dt = d(m) \quad (3-3)$$

从上式看出，第 m 个子载波经过解调后能够准确恢复期望的符号 $d(m)$ ，在积分间隔内，其它的子载波的频率偏差是 $1/NT_b$ 的整数倍，积分所得为 0，因此不会对积分的结果产生影响。

3.3.3 OFDM 系统的调制解调

在 OFDM 系统中，使用快速傅里叶变换来进行调制和解调。

快速傅里叶变换（FFT）的公式为： $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi f_n t}$ ，上式可以变换为：

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi \left(f_0 + \frac{n}{NT_b}\right) t} = \left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi \frac{n}{NT_b} t} \right] e^{j2\pi f_0 t} \quad (3-4)$$

公式（3-4）中 $\left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi \frac{n}{NT_b} t} \right] e^{j2\pi f_0 t}$ 称为等效基带信号。我们对此信号采样，则

可获得数字基带信号 $s_l(t)$ ：

$$s_l(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi \frac{n}{NT_b} t} \Big|_{t=kT_b} = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) e^{j2\pi \frac{nk}{N}}, 0 \leq n, k \leq N-1 \quad (3-5)$$

当系统的子载波数量较大时，能使用离散傅立叶逆变换 IDFT 算法进行 OFDM 的正交调制。从上式可以看出 $s_l(k)$ 是 $d(n)$ 的离散傅立叶逆变换 IDFT。若满足正交

条件,且不考虑噪声和干扰因素,则接收端使用类似的变换便能获得接收的信号:

$$\hat{d}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, 0 \leq n, k \leq N-1 \quad (3-6)$$

可以看出, $\hat{d}(n)$ 是序列 $s_l(k)$ 的离散傅立叶变换。

以上是使用离散傅里叶变换来进行 OFDM 系统的调制和解调。随着快速傅里叶变换技术的成熟,其方便快速的优点渐渐取代了离散傅里叶变换。对于离散傅里叶变换来说, N 点 DFT 和 IDFT 运算要进行 N 乘以 N 次的复数乘法;而 FFT 和 IFFT 可以显著的降低运算复杂度。以常用的基 2 FFT 和 IFFT 运算为例,只需要进行 $(N/2)\log_2(N)$ 次复数乘法。因此例如当 N=64 时, DFT 需要的复数乘法数量为 4096 次。而对于 FFT 复数乘法的数量为 192 次。可以看出, FFT 大大简化了运算复杂度。当点数 N 越来越大时,运算的复杂程度相差会逐渐增大, FFT 优势将愈加明显。除了常用的基 2 FFT 以外,当子载波的数目特别多时, OFDM 系统可使用基 4 FFT 的算法。此时仅有 {1, -1, j, -j} 的相乘运算,无须乘法器,只要进行简单的加减和实部虚部的交换即可实现。同时, FFT 变换可分为若干个 4 点的 FFT 变换,因此只要在两个级别间进行乘法运算即可。所以 N 点基 4 FFT 运算仅仅进行复数乘法或相位选转 $(3N/8)\log_2(N-2)$ 次,复数加法 $N\log_2 N$ 次。

3.3.4 保护间隔和循环前缀的添加

奈奎斯特抽样定理是指,当频带的宽度一定时,如果要把原来的信号从抽样信号中不发生失真的恢复出来,那么抽样的频率必须高于信号的最高频率的两倍,否则信号的频谱将会产生混叠^[26]。

现有一个离散信道模型,满足奈奎斯特抽样定理。模型如图 7 所示。

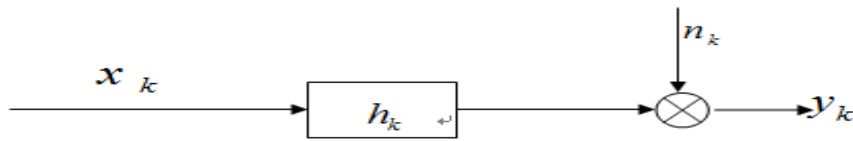


图7 离散记忆信道

其中 $y_k = x_k * h_k + n_k = \sum_{m=0}^M h_m x_{k-m} + n_k$ 。现假设输入的某符号块序列为

$\{x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-N+1}\}$, 那么相应的输出序列可表示为以下矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} y_k \\ y_{k-1} \\ \vdots \\ y_{k-N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_m & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_m & 0 & \\ 0 & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_m & \\ 0 & 0 & 0 & h_0 & h_1 & \dots & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1} \\ \vdots \\ x_{k-N+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_k \\ n_{k-1} \\ \vdots \\ n_{k-N+1} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

(1) 保护间隔的添加

因为信道的记忆性特点，因此输出的块序列 $\{y_k, y_{k+1}, \dots, y_{k+N+1}\}$ 除了受到当前块的输入影响，还和上一个块的最后 M 个输入有关，这就导致了码间干扰。解决此问题可加入保护间隔，对于长度为 N 点数据块，在它们前面加入 M 个 0 作为保护间隔，由此可以获得一个长度为 $M+N$ 点的数据块^[27]，如图8所示。

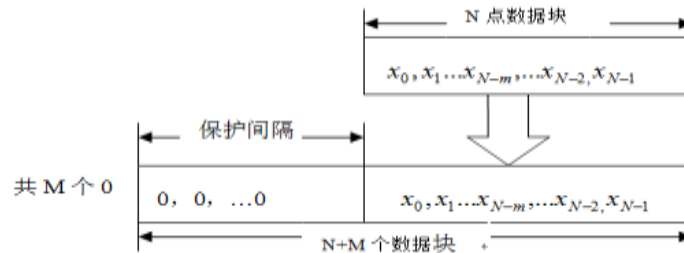


图8 保护间隔的添加

由此，只要选择合适长度的保护间隔就能够将码间干扰消除掉。然而因为信号的多径传播，会发生信道间干扰ICI，致使子载波间的正交性被破坏，各子载波间互相发生干扰。由于各OFDM符号中含有全部的非零子载波信号，以及该OFDM符号的时延信号^[28]。因此在FFT运算长度范围内，某个子载波和存在时延的下一个子载波间的周期数的差值不为整数。换句话说，当接收端对某个子载波解调时，会受到下一个子载波的干扰，而在接收端对下一个子载波进行解调时，也会受到上一个子载波的影响。

(2) 循环前缀的添加

由上可知，信号的多径传播带来的ICI信道间干扰必须进行消除。因此OFDM符号要在加入保护间隔后，在其中插入循环前缀信号，如图9所示。

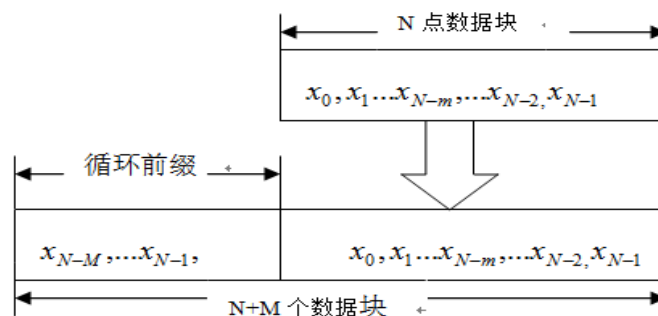


图9 循环前缀的添加

如图9插入循环前缀后，在FFT周期范围内，OFDM符号的延时副本里包括的波形有整数个周期。也就是说，当时延信号的时延长度小于循环前缀时，解调时便不会发生信道间干扰。所以只要插入的循环前缀（CP）的长度比信号的最大时延扩展还大，那么就能够同时将码间干扰和信道干扰消除。现以一个子载波

数目为48的OFDM系统为例，图10 为当保护间隔选择不同的长度时，16QAM的星座图。图中的信源信号从16QAM星座点中等概率选取。

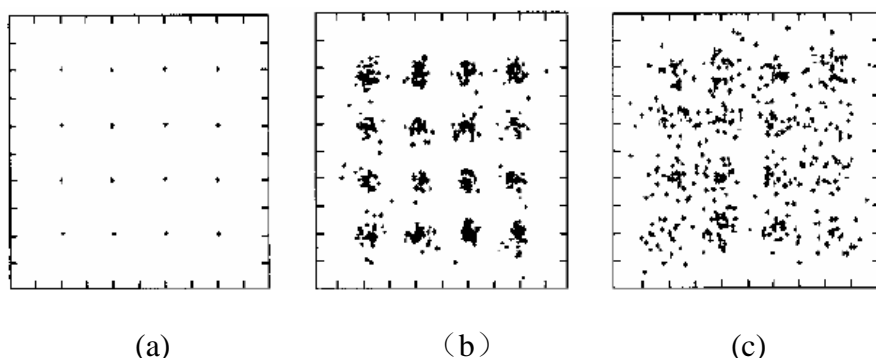


图10 不同保护间隔下16QAM星座图

图10中（a）为保护间隔 $>$ 多径时延，此时星座图并未发生畸变。（b）为保护间隔 $<$ 多径时延，此情况下各子载波间的正交性遭到损坏。但时延扩展超出保护间隔的长度比较小，大约占3%的FFT积分周期，此时ICI小，星座图畸变不明显，能够得到比较清楚的星座图^[29]。（c）为保护间隔 $<$ 多径时延，此情况下各子载波间的正交性遭到破坏，但与（b）相比，时延扩展超出保护间隔的长度较大，大约占10%的FFT积分周期，此时ICI干扰很大，星座图畸变严重。

因此，在现实情况中，发送端要首先对OFDM符号加上合适的保护间隔，插入循环前缀CP，再把信号送到信道中进行传输。在接收端接收到信号后，需要将其中的循环前缀部分丢弃，再进行FFT解调。

3.4 本章小结

本章对采用的OFDM架构进行分析。首先分析了OFDM的相关技术。接着本章对OFDM系统的基本原理和整体框架展开详细的分析。系统整体可分为信号的串并变换；OFDM发送端信号的调制；保护间隔和循环前缀的添加；信道的传输以及OFDM接收端信号的解调。本章分别对各部分进行了详细阐述。

4. 信道估计算法

4.1 无线信道模型及特征

在理想化的无线信道中，只有一条直接的传输路径，接收端能够把信号近乎完美的接收和恢复^[30]。然而在现实情况中，移动台通常位于大型的城市建筑群中，或其他地理情况比较复杂的地方，移动台上的天线会收到来自多条路径传来的数据。同时移动台会发生运动，导致它和基站间的信道不再处于理想化，而是变得复杂难控。当移动通信的工作频段处于特高频（VHF）和甚高频（UHF）时，电波主要以空间波的形式传播，具体包括直射波、折射波、散射波和它们的合成波等等^[31]。因此，当信号在实际的无线信道中传播时，就会遭受来自各种途径的干扰和衰减影响。具体来说，无线信道的特征体现为三个方面：一是衰减作用，二是多径效应，三是时变性。

4.1.1 衰减作用

由于衰减作用的影响，信号经过无线信道传播后功率会被减小。其中衰减的程度会受到信号传播的距离，传播路径中的存在的障碍情况等因素的影响。所有存在于发射端和接收端间的障碍都会造成信号功率的衰减^[32]。

无线信道的衰减作用具体体现为：（1）路径损耗。很显然信道的衰减作用会受到信号传播路径长短的影响。当发射端与接收端两者间的距离长度在比较大的范围上变化时，接收到信号的平均功率随着传播路径的增大而减小。一般来说信号的平均功率和传播距离的 k 次方成反比，其中 k 为路径损耗指数，它取决于实际情况中的传输环境^[33]。通常自由空间中的电波传播 N 为 2。（2）阴影损耗。阴影损耗是由于阴影衰减所致。所谓阴影衰落，就是在空间中传播的电磁波会遇到大型的城市建筑群，或者是高山等复杂地理条件的障碍物的阻挡。这样在阻挡物的后方会出现电磁场的阴影，影响场强中值，造成信号的衰减。阴影衰落一般在很大的空间尺度中进行衡量，在通常情况下，它的统计特性服从对数正态分布。

因此，路径损耗与阴影损耗共同造成了无线信道对信号的衰减。他们都是在 大尺度上反映了衰减作用，可以看成是大尺度衰落。并且这种衰落会随着信号传播距离的增加而呈现出缓慢起伏的变化，因此也叫做慢衰落。

4.1.2 多径效应

无线电波主要通过空间波进行传播，具体的形式有直射波、反射波、折射波、绕射波和它们的合成波。它们在传播过程中会受到各种障碍的阻挡，形成不同的

反射、折射和散射等。因此每个接受点上都有可能收到不同路径传输过来的同源电磁波。这些电磁波在被接收时到达时间不相同，相位状态也各异。所以接收机上不同相位的多个信号会进行叠加。若相位相同，则信号幅度增强；若相位相反，则信号幅度减弱。

若发射和接收机间的距离在很小的范围内变化，一般是整个波长的范围内，此时接收端收到的信号功率将产生快速的变化。即小尺度衰落或快衰落^[34]。由多径时延扩展造成的衰落有以下两种：（1）平坦衰落。平坦衰落是最常见的一种衰落形式。当发射信号的带宽小于无线信道的带宽时，信道的频率响应中，其幅度可看成是一个常数，基本保持不变，而相位可看成线性变化，此时信号的频谱基本不发生变化。但因为多径传播的影响，信道的增益会跟随着时间不断发生变化。这种衰落即为平坦衰落。因为信道的增益不断变化，所以接收到的信号包络为随机变量，这种由于多径效应，信号功率的时变统计特性能用瑞利分布来描述。

（2）频率选择性衰落。它与平坦衰落相对，当发射信号的带宽大于无线信道的带宽时，信号被接收后每个频率分量的增益互不相同，信号的波形产生失真。此称为频率选择性衰落。

在实际传输中，受到多径传播的影响，在信号的某些频率点会出现深度衰落的情况，从而造成接收到的信号在某些频段上的陷落。对于窄带传输，若是传输频率出现这种频响“空洞”，那么可能会造成全部信号的陷落。因此可通过以下方法解决：①扩展频谱。把数据扩展到宽带信号上或者是扩展频谱（CDMA），这样一来如果有衰落发生在任意的频谱点上，它仅仅造成信号电平的部分衰落，而非整个衰落。②把数据信号分配到若干个窄带的子载波上（OFDM）。这相当于将信号扩展到宽带范围，我们知道频选效应不会出现在每一个载波频率上，所以不会出现全部载波发生信号丢失的情况。而对于部分载波上出现的信号丢失能够采用前向纠错的算法来进行恢复^[35]。

4.1.3 时变性

时变性也是无线信道具有的特征之一。它由运动产生，具体包括发送和接收端之间的相对运动以及信道中其他事物的运动而导致。对于无线信道的时变性，可通过多普勒频移，多普勒扩展以及相干时间来描述。在无线传播中，当发射机和接收机两者间存在相对运动时，接收到的信号会产生频率的偏移，即多普勒效应。具体来说，当它们相向运动时，信号被接收时的频率高于发射频率。同理，当它们反向运动时，信号被接收时的频率要比发射频率低^[36-39]。这种由于多普特效应而导致的电磁波频率偏移量由发射机和接收机两者间的相对运动速度所决定，偏移量具体表示为： $f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos \varphi$ ，其中 f_0 为发射机的载频， v 为发射机与接收机两者之间的相对速度， c 为光速， φ 为电磁波入射方向和移动方向的夹

角, f_d 为接收端检测到的频率偏移量^[40]。由时变性带来的信号被接收时频谱展宽的程度可以通过多普勒扩展来表示。当发射机发送一个单频正弦波, 频率设为 f_0 , 在多普勒效应的影响下, 产生多普勒频移 f_d , 因此信号被接收时会包括 $f_0 - f_d \sim f_0 + f_d$ 的频谱分量, 即多普勒频谱^[41]。其中非零的频率范围称为多普勒扩展 B_d 。当传送的基带信号的带宽很大程度地大于 B_d 时, 可认为 B_d 对接收信号不产生影响, 此时信道变化率小于发射信号的符号变化率, 在几个符号周期内信道很缓慢的变化, 可理解为基本不变, 相当于静态的信道, 此时信道称为慢速时变信道, 反之, 当传送的基带信号的带宽比 B_d 要小时, 信道为快速时变信道。对快速时变信道来说, 它可能发生平坦衰落, 也可能发生频率选择性衰落。如果是前者, 平坦信道中脉冲响应可看成 δ 函数, 因此对于平坦的快速时变信道, δ 的变化率要快于发射信号的变化率; 如果是后者, 对于频率选择性的快速时变信道, 多径信号每个分量的幅度以及相位的变化率都比发射信号的符号变化率要快^[42]。因此快速时变发生在数据低速率的情况下。

与多普特扩展 B_d 相应的时间可以用相干时间来表示。它描述的是信道的频率色散的时变特性。它和多普特扩展成反比, 代表信道冲激响应不发生变化的时间间隔的一个统计平均值^[43]。若相干时间比基带信号的符号周期要小, 那么在传输过程中信道有可能出现变化, 由此可能造成接收端的信号产生失真。相关时间的表达式为:

$$T_c \approx \frac{0.423}{f_d \max} \quad (4-1)$$

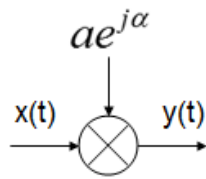
其中, T_c 为相干时间。 $f_d \max$ 为最大多普勒频移, 其中 $f_{d \max} = f_0 \frac{v}{c}$ 。当基带信号的符号周期比相干时间要大时, 信道为快衰落。反之则为慢衰落信道。

4.2 信道模型建立

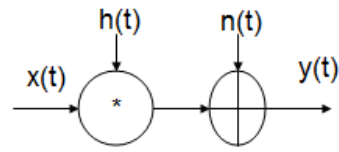
信道模型的建立对信号的传输, 信道的研究, 信道整体环境的评估, 传输技术的选择以及数字接收机的设计都非常重要。通常情况下, 表示无线信道特征的参数主要有多普勒频移, 幅度衰减, 相位旋转, 多径数量和信道时延等, 利用上述参数就能够对无线信道进行建模^[44]。一般情况下, 可分为以下几种传播模型。

4.2.1 AWGN 信道

在所有信道模型中, AWGN 信道是最简单的一种。信道模型可表示为图 11。其中 $n(t)$ 为平稳的白高斯噪声过程。信噪比 $SNR(dB)$ 作为信道唯一的参数^[45]。



(a) AWGN 无线信道模型



(b) AWGN 信号模型框图

图 11 AWGN 信道模型图

4.2.2 瑞利多径信道

瑞利多径信道的模型如下图 12 所示。其中信道的参数有：白噪声功率，多径数 P ，每一条路径的时延 $\{\tau^{(k)}\}$ 和增益系数 $a^{(k)}e^{j\alpha^{(k)}}$ 。

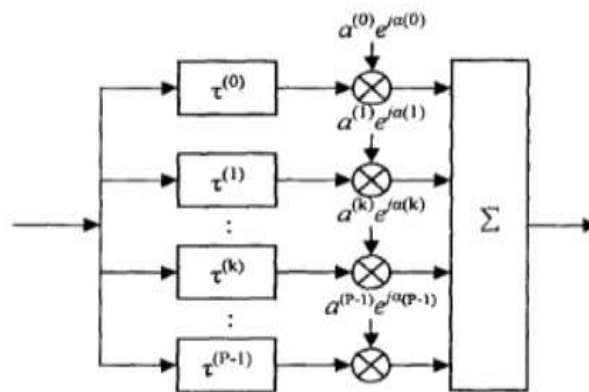


图 12 瑞利多径信道模型

瑞利多径信道的冲激响应为:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{P-1} a^{(k)} e^{j\alpha^{(k)}} \cdot \delta(t - \tau^{(k)}) \quad (4-2)$$

4.2.3 多普勒扩展信道

多普勒扩展信道的模型图如下图 13 所示。

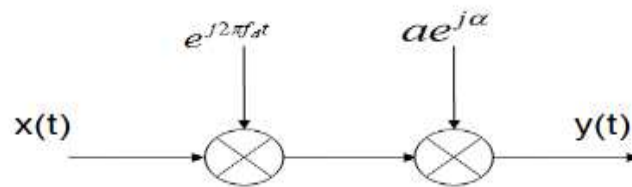


图 13 多普勒扩展信道模型

其冲激响应可以表示为:

$$h(t) = ae^{j(\alpha + 2\pi f_d t)} \quad (4-3)$$

4.2.4 复合信道

复合信道，顾名思义就是同时考虑到了以上几种信道，同时结合了噪声，时



延拓展和时变性等的影响，这是一种综合的信道建模。复合信道的模型如图 14 所示。

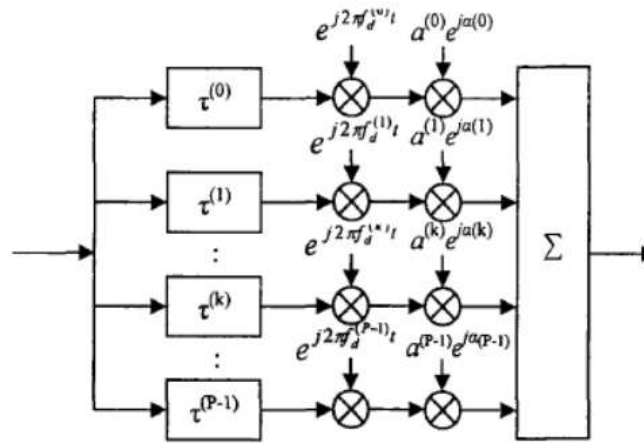


图 14 复合信道模型

其冲激响应可以表示为：

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{P-1} e^{j2\pi f_d^{(k)} t} \cdot a^{(k)} e^{j\alpha^{(k)}} \cdot \delta(t - \tau^{(k)}) \quad (4-4)$$

4.3 信道估计算法

信道估计算法是本论文的研究重点。同时信道估计在实际的通信系统中也起着非常关键的作用。我们在传输信号之前需要对信道进行预估计，需要根据信道的评估情况来进行调制方式的选择和调整。在信号传输的过程中，我们也需要实时的对信道进行评估。在 OFDM 传输系统中，大多数使用的是多进制的调制方法。因此在接收端需要进行相干解调。由 4.1 中无线信道特性可知，信道存在时变性，所以在接收端解调时须要知道信道的实时状况，以便实时对信道进行估计。同时在无线通信中，多普勒效应下带来多普勒扩展，引起频偏。信号的多径传播也会造成符号间干扰 ISI，以及频偏会引起载波间正交性的损坏，引发信道间干扰 ICI。在 OFDM 系统中，加入保护间隔和循环前缀，基本能够将符号间的干扰消除，但无法将载波间的干扰消除掉。而在信道估计中基于导频的信道估计算法可以实现此功能，能够有效抑制 ICI。因此信道估计器的设计至关重要。

我们在建立好信道模型后，要依照信道的实际情况来对模型的参数进行不断的更新和调整，然后选择恰当的信道估计算法，让估计误差达到最低^[46]。通常，信道估计算法有两种。一是盲估计算法。二是基于导频序列的估计的算法。基于导频序列的估计算法主要利用的是已知的信息在接收端对信道进行估计。此方法应用广泛，但很显然导频序列作为已知的信息，只是为了对信道进行估计，对发送的信号来说是无效信息，因此它会占用带宽，降低传输的有效性。同时在接收

端需要获得整帧信号，才可以提取出训练序列，这也会造成信号的时延，因此该算法对帧结构有特殊的要求。而盲估计算法无须已知的序列，它主要利用的是数据信号内在的特殊数学信息^[47]。此方法一方面节约了带宽，提高了信号传输有效性，但另一方面它的运算量过大，灵活性差，在应用中受到了一定的限制。这里我们主要讨论基于导频序列的信道估计算法。

4.3.1 基于 LS 的信道估计算法

LS 即最小二乘算法的信道估计。LS 信道估计的结构图如图 15 所示。

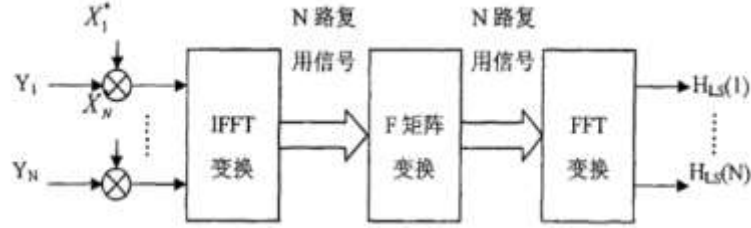


图 15 LS 信道估计结构图

设一观察样本为 $y(t)=s(t,h)+n(t)$ ，其中 $s(t,h)$ 为有用信号， $n(t)$ 为干扰信号。 $h=(h_1, h_2, \dots, h_N)^T$ 是被估计的随机参量。得到的观测样本设为 $Y=(Y_1, Y_2, \dots, Y_N)^T$ ，其中 Y_1, Y_2, \dots, Y_N 是对观察样本 $y(t)$ 从时间区间 $(1, T)$ 采样而得。因此可以依照 Y 使用某种估计准则估计出 h 。首先设 h 是矢量，每次观测到的样本满足 $Y_i=X_i h+N_i$ 。接着对样本观测 M 次，若这 M 次中，随机矢量 h 值不发生变化， X_i 为观测矩阵， $h=(h_1, h_2, \dots, h_N)^T$ ，则 X_i 是 $q_i \times N$ 矩阵， N_i 是噪声，如下式所示。

$$X = \begin{Bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_M \end{Bmatrix} \quad Y = \begin{Bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_M \end{Bmatrix} \quad N = \begin{Bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ \vdots \\ N_M \end{Bmatrix} \quad (4-5)$$

M 次观测可以得到以下矩阵方程：

$$Y = Xh + N \quad (4-6)$$

LS 估计的代价函数为：

$$\begin{aligned} P(\hat{h}) &= [Y - X\hat{h}]^T [Y - X\hat{h}] \\ &= [Y_1 - X_1\hat{h}]^T [Y_1 - X_1\hat{h}] + [Y_2 - X_2\hat{h}]^T [Y_2 - X_2\hat{h}] + \dots + [Y_M - X_M\hat{h}]^T [Y_M - X_M\hat{h}] \end{aligned} \quad (4-7)$$

将上式每一项展开，得到：

$$Y_i = \begin{Bmatrix} Y_{i1} \\ Y_{i2} \\ \vdots \\ Y_{im} \end{Bmatrix} \quad X_i = \begin{bmatrix} X_{11}(i) & X_{12}(i) & \dots & X_{1n}(i) \\ X_{21}(i) & X_{22}(i) & \dots & X_{2n}(i) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{q_i1}(i) & X_{q_i2}(i) & \dots & X_{q_in}(i) \end{bmatrix} \quad \hat{h} = \begin{Bmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_2 \\ \vdots \\ \hat{h}_N \end{Bmatrix} \quad (4-8)$$

从而得到:

$$\left[Y_i - X_i \hat{\mathbf{h}} \right]^T \left[Y_i - X_i \hat{\mathbf{h}} \right] = \sum_{k=1}^{q_i} \left[Y_{ik} - (X_{k1}(i) \hat{\mathbf{h}}_1 + X_{k2}(i) \hat{\mathbf{h}}_2 + \cdots + X_{kn}(i) \hat{\mathbf{h}}_n) \right]^2, \quad i=1,2,\dots,M \quad (4-9)$$

所以 $P(\hat{\mathbf{h}})$ 可以表示为:

$$P(\hat{\mathbf{h}}) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{q_i} \left[Y_{ik} - (X_{k1}(i) \hat{\mathbf{h}}_1 + X_{k2}(i) \hat{\mathbf{h}}_2 + \cdots + X_{kn}(i) \hat{\mathbf{h}}_n) \right]^2, \quad i=1,2,\dots,M \quad (4-10)$$

LS 估计是要使得以上函数最小。可采用以下方法:

①以 $\hat{\mathbf{h}}$ 为变量对 $P(\hat{\mathbf{h}})$ 求偏导数, 得到:

$$\frac{\partial P(\hat{\mathbf{h}})}{\partial \hat{\mathbf{h}}} = \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{h}}} \left(\left[Y - X \hat{\mathbf{h}} \right]^T \left[Y - X \hat{\mathbf{h}} \right] \right) = -2X \left[Y - X \hat{\mathbf{h}} \right] \quad (4-11)$$

②令上式等于零, 得到:

$$X \left[Y - X \hat{\mathbf{h}}_{LS} \right] = 0 \quad (4-12)$$

③如果 $X^T X$ 存在逆矩阵, 则有:

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = [X^T X]^{-1} X^T Y \quad (4-13)$$

上式易得, 最小二乘估计 $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$ 的值取决于观测矩阵 X 。而观测过程中的噪声, 未知参数 \mathbf{h} 和观测样本 Y 的其他统计特性均无须别的先验信息。最小二乘估计的最大优点也在于此^[48]。

LS 准则的目标是使 $[Y - X \hat{\mathbf{h}}_{LS}]^T [Y - X \hat{\mathbf{h}}_{LS}]$ 最小。在频域高斯独立子信道的情况下, LS 估计能够进行简化, 此时 LS 准则的信道估计为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{LS} &= X^{-1} Y \\ \hat{\mathbf{H}}_{LS} &= Q \hat{\mathbf{h}}_{LS} = Q F_{LS} Q^H X^H Y \\ F_{LS} &= (Q^H X^H X Q)^{-1} \end{aligned} \quad (4-14)$$

其中 Q 为傅立叶变换矩阵。

所以得到:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = X^{-1} Y = \begin{bmatrix} \frac{Y(1)}{X(1)} & \frac{Y(2)}{X(2)} & \cdots & \frac{Y(N)}{X(N)} \end{bmatrix}^T \quad (4-15)$$

由此基于 LS 的信道估计算法得到的信道响应:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = X^{-1} Y = X^{-1} (X^H + n) = H + X^{-1} n \quad (4-16)$$

由此得到信道估计期望：

$$E[\hat{H}_{LS}] = E[H + X^{-1}n] = H \quad (4-17)$$

可见，LS 算法为无偏估计方法。

信道估计均方差为：

$$E[\hat{H}_{LS} - H]^H [\hat{H}_{LS} - H] = E[(X^{-1}n)^H (X^{-1}n)] \quad (4-18)$$

假设信号满足 $E[(x^{-1})^H x^{-1}] = I_{N \times N}$ ，则上式可表示为：

$$E[\hat{H}_{LS} - H]^H [\hat{H}_{LS} - H] = N\sigma_n^2 \quad (4-19)$$

其中 σ_n^2 为噪声方差。

综上所述，基于 LS 信道估计的特点是算法简单。但由式 (4-7) 求出的代价函数能够发现，在最优解的求取时并未考虑到接收信号中的噪声。因此采用 LS 算法估计的信道如果对接收到的数据做单抽头复系数均衡，那么输出的数据有比较大的均方误差^[49]。

4.3.2 基于 MMSE 的信道估计算法

由上可知基于 LS 信道估计算法虽然简便易实现，但它受到噪声特别是高斯白噪声以及子载波间干扰较大。而基于 MMSE 即最小均方误差的信道估计算法是对 LS 估计的改进，它对高斯白噪声和信道间干扰 ICI 抑制能力较强。

信道估计误差 $e = H - \hat{H}$ ，则它的均方误差 (MSE) 是：

$$P = E\{|e|^2\} = E\{|H - \hat{H}|^2\} = E\{(\hat{H} - H)(\hat{H} - H)^H\} \quad (4-20)$$

最小均方误差 (MMSE) 准则的目标就是使均方误差 P 的值最小化，即上式中 $E\{(\hat{H} - H)(\hat{H} - H)^H\}$ 的最小值，其中 $E\{(\hat{H} - H)(\hat{H} - H)^H\} = E\{(\hat{h} - h)(\hat{h} - h)^H\}$ 。由此，得到 MMSE 的估计值为：

$$\begin{aligned} \hat{H}_{MMSE} &= Q\hat{h}_{MMSE} = QF_{MMSE}Q^H X^H Y \\ \hat{F}_{MMSE} &= R_{hh}[(Q^H X^H XQ)^{-1}\sigma_n^2 + R_{hh}]^{-1}(Q^H X^H XQ)^{-1} \end{aligned} \quad (4-21)$$

信道冲激响应中频域和时域之间满足 $H=Qh$ ，由上文可知基于 MMSE 估计准则的信道响应为 $\hat{H}_{MMSE} = QR_{hh}[(Q^H X^H XQ)^{-1}\sigma_n^2 + R_{hh}]^{-1} \cdot [h + (XQ)^{-1}n]$ 。若假设

$\alpha_i = \text{diag}[e^{2j\pi\frac{\tau_0}{T_s}}, e^{2j\pi\frac{\tau_1}{T_s}}, \dots, e^{2j\pi\frac{\tau_{L-1}}{T_s}}, 0, \dots, 0]$ ，信道各径互相独立，同时各径的复值响应 $h_i(i=0,1,\dots,L-1)$ 服从瑞利分布，则可以得到下式。

$$E[hh^H] = \begin{bmatrix} |h_0|^2 & h_0 h_1^* & \cdots & h_0 h_{L-1}^* & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 h_0^* & |h_1|^2 & \cdots & h_1 h_{L-1}^* & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{L-1} h_0^* & h_{L-1} h_1^* & \cdots & |h_{L-1}|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix} = \text{diag}[|h_0|^2, |h_1|^2, \cdots, |h_{L-1}|^2, 0, \cdots, 0] \quad (4-22)$$

因此可得：

$$R_{hh} = E[\wedge_t h h^H \wedge_t^H] = \text{diag}[|h_0|^2, |h_1|^2, \cdots, |h_{L-1}|^2, 0, \cdots, 0] \quad (4-23)$$

为研究 MMSE 信道估计算法的性能，设定传输的是 BQSK 信号，并且有

$|X_i|^2=1$, 则：

$$Q^H X^H X Q = \text{diag}[|x_0|^2, |x_1|^2, \cdots, |x_{N-1}|^2, 0, \cdots, 0] = I_{N \times N} \quad (4-24)$$

将上式代入，可得 MMSE 准则的信道响应为：

$$\hat{H}_{MMSE} = \wedge_Q H + \wedge_Q X^{-1} n \quad (4-25)$$

其中 $\wedge_Q = \text{diag}\left[\frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 + \sigma_n^2}, \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 + \sigma_n^2}, \cdots, \frac{|h_{L-1}|^2}{|h_{L-1}|^2 + \sigma_n^2}, 0, \cdots, 0\right]$

现研究 MMSE 估计准则的期望值，设高斯噪声与信号不相关，可到期望值为：

$$E[\hat{H}_{MMSE}] = \wedge_Q H \quad (4-26)$$

可见，MMSE 是有偏估计。它的均方差为

$$\begin{aligned} & E[(\hat{H}_{MMSE} - H)^H (\hat{H}_{MMSE} - H)] \\ &= E[(\wedge_Q H + \wedge_Q X^{-1} n - H)^H (\wedge_Q H + \wedge_Q X^{-1} n - H)] \\ &= E[(H^H (\wedge_Q - I)^H (\wedge_Q - I) H + n^H (\wedge_Q X^{-1})^H (\wedge_Q X^{-1}) n)] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \frac{h_i^2 \sigma_n^2}{h_i^2 + \sigma_n^2} \end{aligned} \quad (4-27)$$

基于 MMSE 准则，还能够采用维纳滤波来进行信道估计^[50]。在设计信道估计时，OFDM 系统特殊的结构可以使得估计器能够利用频域和时域之间的相关性。在均方差最小的层面上，二维维纳滤波器是最优的滤波器。但它的设计太过复杂，因此可以将时域和频域分离，分别设计一维滤波器。以频域上的一维维纳滤波器为例，依照导频载波上所接收到的信号对信道进行频域估计可表示为：

$$\hat{H}_k = \sum_{i=1}^n w_{ki} Y_i = W_k^H Y = Y^H W_k \quad (4-28)$$

估计误差为：

$$e_k = H_k - \hat{H}_k = H_k - W_k^H Y = H_k - Y^H W_k \quad (4-29)$$

均方误差为:

$$E[e_k^2] = E[(H_K - W_k^H Y)^2] = E[H_K^2] + W_k^H E[YY^H] - 2E[H_K Y^H] W_k \quad (4-30)$$

现取 $R_{YY} = E[YY^H]$, $P_K = E[H_K Y^H]$, 则上式中均方误差可表示为:

$$J = E[e_k^2] = E[H_K^2] + W_k^T R_{YY} W_k - 2P_K W_K \quad (4-31)$$

令 $\frac{\partial J}{\partial W_K} = 2R_{YY} W_k - 2P_K = 0$, 则有: $W_K = R_{YY}^{-1} P_K$ 。可得:

$$\hat{H}_K = W_k^H Y = P_K^H R_{YY}^{-1} Y = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y \quad (4-32)$$

其中:

$$R_{YY} = E[YY^H] = E[(XH + N)(XH + N)^H] = XR_{HH} X^H + \sigma_n^2 I_{N \times N}$$

$$R_{HY} = E[H_K Y^H] = E[H(XH + N)^H] = R_{HH} X^H \quad (4-33)$$

可得:

$$\hat{H}_K = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y = R_{HH} X^H (XR_{HH} X^H + \sigma_n^2 (XX^H)^{-1})^{-1} Y \quad (4-34)$$

$$= R_{HH} (R_{HH} + \sigma_n^2 (XX^H)^{-1})^{-1} X^{-1} Y = R_{HH} (R_{HH} + \sigma_n^2 (XX^H)^{-1})^{-1} \hat{H}_{LS}$$

因此, 基于 MMSE 的维纳算法的均方误差求得为:

$$MSE = \frac{1}{N} \frac{\beta}{SNR} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\lambda_{k,N}}{\lambda_{k,N} + \beta / SNR} \quad (4-35)$$

$$\text{其中 } SNR = \frac{E[X(k)]^2}{\sigma_n^2}, \quad \beta = E[X(k)]^2 E[1/X(k)]^2。$$

综上所述, 基于 MMSE 的算法可以有效的实现理想情况下的信道估计。此算法中的均方误差和信噪比成反比, 在信噪比越大时, 均方误差越小。当统计参数越靠近理想情况时, 算法对信道的估计就越准确。但此算法缺点在于计算太过复杂。同时由式 (4-22) 可知, MMSE 估计算法是在实现最小均方误差 MSE 情况下的最优滤波器, 它需要已知信道相关的二阶统计信息, 但不需要知道具体的分布信息。但在实际情况下, 无线信道中的相关二阶统计信息通常是未知的, 同时当外界环境比较复杂时, 信道实时都在发生变换, 因此很难得到准确的信道统计知识, 此时基于 MMSE 的算法很难实现和应用^[51]。

于是出现了在 MMSE 之上的 LMMSE, 即线性最小均方误差信道估计算法。此种算法下代价函数能够使得估计出来的误差平方在统计平均意义上是最小的。LMMSE 的规定量 \hat{h} 和观测样本间需要满足线性关系 $\hat{h} = A + BY$, 其中 A,B

为 \hat{h} 的系数矩阵。因为 LMMSE 的准则便是用代价函数进行估计的误差平方在统计平均意义上达到最小。所以可以根据这种准则来确定 A 和 B。对于任意的 A、B，估计量 \hat{h}_L 的均方差为：

$$E\{[e(h, \hat{h})]^2\} = E\{[h - A - BY]^T [h - A - BY]\} \quad (4-36)$$

因此我们可通过以下方法求取系数矩阵 A 和 B。

①求式 (4-28) 对 A，B 的一阶偏导，得到：

$$\begin{aligned} \frac{\partial E\{[e(h, \hat{h})]^2\}}{\partial A} &= E\{-2(h - A - BY)\} \\ \frac{\partial E\{[e(h, \hat{h})]^2\}}{\partial B} &= E\{-2(h - A - BY)Y^T\} \end{aligned} \quad (4-37)$$

②令上式等于零，可以求得：

$$\begin{aligned} A &= E[h] - BE[Y] \\ E[hY^T] &= AE[Y^T] + BE[YY^T] \end{aligned} \quad (4-38)$$

③进而求得 A 和 B 为：

$$\begin{aligned} A &= E[h] - \text{cov}(h, Y) \text{cov}^{-1}(Y, Y) E[Y] \\ B &= \text{cov}(h, Y) \text{cov}^{-1}(Y, Y) \end{aligned} \quad (4-39)$$

④求得线性最小均方误差估计：

$$\hat{h}_{LMMSE} = A + BY = E[h] + \text{cov}(h, Y) \text{cov}^{-1}(Y, Y) (Y - E[Y]) \quad (4-40)$$

上式中即为基于 LMMSE 的算法得到的信道响应。在实际生活中，线性最小均方误差的估计算法在很多系统中得到应用，能够有效实现对信道的估计。与基于 LS 的算法相比，基于 MMSE 的信道估计算法在系统的子信道数很大时，计算量过大，实现的过程中对硬件方面的要求很高，因此还需要对算法进行一定的简化和降阶，简化估计器的结构。例如下文将提到的 SVD 算法。

4.3.3 SVD 算法

SVD(singular value decomposition)即奇异值分解算法。该算法的数学特性比较好，在奇异的信道矩阵下依然可以求出其奇异值，并且容易求得矩阵的秩为 $k(\leq r)$ 的情况下的一个最优逼近矩阵^[52]。此特性能够对信号进行分解和重构，从而可以提取出有用的信息对噪声干扰进行消除。SVD 信道估计器的结构如图 16 所示^[53]。

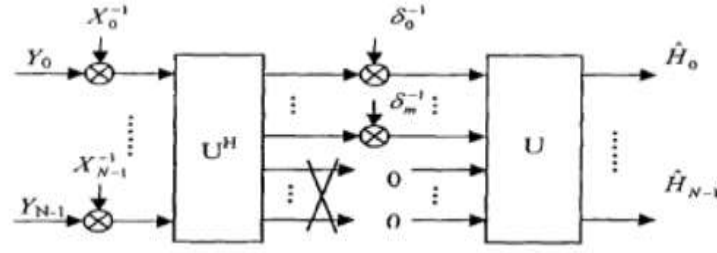


图 16 SVD 信道估计器结构图

SVD 算法具体如下：

①简化对 $\mathbf{X}\mathbf{X}^H$ 的计算，我们采用 $E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ 代替 $\mathbf{X}\mathbf{X}^H$ ，于是得到：

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HH} (\mathbf{R}_{HH} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (4-41)$$

当信号星座图一定，子信道自相关阵 \mathbf{R}_{HH} 和信噪比 SNR 都已知时， $\mathbf{R}_{HH} (\mathbf{R}_{HH} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1}$ 可仅计算一次^[54]。上式可得 N 阶的全阶估计算法，但运算量依然比较大。考虑到信道频响的频谱能量大部分集中于低频，也就是集中在前 G 阶， G 代表信道中与最大多径时延所对应的样值数^[55]。所以子信道的自相关阵 \mathbf{R}_{HH} 可以表示为 $\mathbf{R}_{HH} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ 。其中 \mathbf{U} 为酉矩阵， $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1})$ 为 \mathbf{R}_{HH} 的特征值以从大到小的顺序构成的对角阵。由此可对算法进行简化。

$$\textcircled{2} \text{ 取 } \delta_k = \begin{cases} \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \frac{\beta}{SNR}}, k = 1, 2, \dots, m \\ 0, k = m+1, \dots, N \end{cases} \quad (4-42)$$

令 $\Delta_m = \mathbf{\Lambda} (\mathbf{\Lambda} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1/2}$ ， Δ_m 为由 $\delta_k (k=1, 2, \dots, m)$ 构成的对角阵， λ_k 为 $\mathbf{\Lambda}$ 对角阵中的前 m 个特征值。通常情况下选择 m 和系统插入的循环前缀 CP 的长度相同。则矩阵可简化为 $N \times L$ 阶矩阵。

③由此得到：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{MMSE} &= \mathbf{U} \begin{bmatrix} \Delta_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}^H (\mathbf{\Lambda} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1/2} \mathbf{H}_{LS} \\ &= \mathbf{U} \begin{bmatrix} \Delta_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (\mathbf{\Lambda} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I})^{-1/2} \mathbf{U}^H \mathbf{H}_{LS} = \mathbf{U} \Delta_m \mathbf{U}^H \mathbf{H}_{LS} \end{aligned} \quad (4-43)$$

如此实现了基于 MMSE 的估计算法的降阶处理。在理想 SNR 估计和信道的相关特性全部相匹配的情况下，SVD 算法的均方误差为：

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{P_m} (\lambda_k (1 - \delta_k)^2 + \frac{\beta}{SNR} \delta_k^2) + \frac{1}{N} \sum_{k=P_m+1}^N \lambda_k \quad (4-44)$$

同时因为忽略能量较小点，SVD 估计器会有固有误差： $MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=P_m+1}^N \lambda_k$ 。此固有误差会引起系统误码率底限，当 $P_m=N$ 时才能消除误码率底限。

4.3.4 基于导频的信道估计方法

在无线通信中，无线信道具有时变性，随着时间的变化，信道特性也在不断变化。因此为实时的进行信道特性的评估，可采取插入导频的方法。具体来说，就是发送端在发送有用信号时，同时传送一段对接收端来说是已知的信号，即为导频信号。在 OFDM 系统中通常存在三种导频信号的分布方法：分别是导频信号的块状分布，梳状分布和星状分布三种。

(1) 块状导频的信道估计

块状导频的插入如图 17 所示。在纵坐标的频率方向，导频信号占用了全部的子载波，也就是说导频在频域上是连续的。在横坐标的时间方向，是将导频周期性的插入。也就是说导频信号在时间上是离散的。

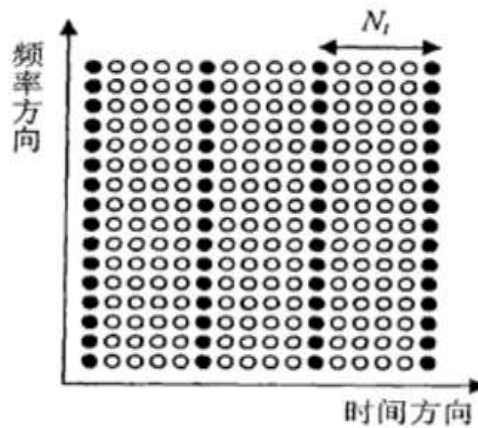


图 17 块状导频插入方式

因为在时间方向上，导频是离散的，因此由导频信号仅仅可以获得各个子信道的信道传输函数在时间上离散的抽样值。根据抽样定理可知，要能把信道响应不发生失真的恢复出来。抽样频率要大于或者等于带宽的两倍。由此在时间上，导频的间隔为：

$$N_t \leq \frac{1}{B_d} \quad (4-45)$$

上式中 B_d 是多谱勒扩展带宽， $B_d = 2f_{d\max}$ ，即带宽等于最大多谱勒频率的两倍。因为导频为已知信号，属于传输中的无用信号，并且占用信号比特率，因此会带来一定的比特开销，为了降低开销，在满足抽样定理的条件下，应尽可能的使 N_t 比较大。

因为块状导频在频率方向上是连续的，全部的子载波上均包含导频信号，因此它对信道的频率选择性不敏感。此种算法适合慢衰落信道，它的性能取决于导频的数量和信道变化速率即相干时间。以慢衰落信道中的瑞利信道为例进行分析，假设信道在一个 OFDM 符号内准静止^[56]。此时系统可看成是若干个并行的

高斯信道，如图 18 所示。

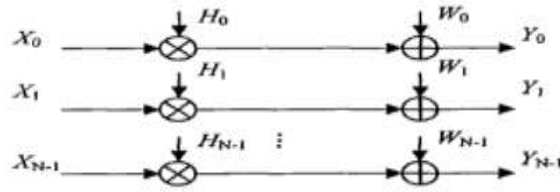


图 18 并行高斯信道

若忽略信道间干扰 ICI，有：

$$Y_k = X_k H_k + W_k, k = 0, \dots, N-1 \quad (4-46)$$

OFDM 系统的信道可以被认为是并行的 N 个高斯信道，并且他们之间相互独立。块状分布的导频在频率方向上呈连续状态，因此通过导频依照上述提到的 LS 或者 MMSE 准则能估计出导频信号上的信道传输函数^[57]。导频在时间方向上呈离散状态，所以对于没有导频时的信道传输函数要采用内插的方法来进行估计。其中，最常用的是线性内插，其具体如下。对于第 k 个 OFDM 符号，它的第 m 个子信道上的信道传输函数的估计值可以表示为^[58]：

$$\begin{aligned} \hat{H}_m(k) &= \hat{H}_m(iN_l) + \frac{l}{N_l} [\hat{H}_m((i+1)N_l) - \hat{H}_m(iN_l)] \\ &= \frac{N_l - l}{N_l} \hat{H}_m(iN_l) + \frac{l}{N_l} \hat{H}_m((i+1)N_l) \end{aligned} \quad (4-47)$$

其中 N_l 表示相邻导频符号间的距离， $l = k - iN_l$ ， $\hat{H}_m(iN_l)$ 和 $\hat{H}_m((i+1)N_l)$ 表示在相邻的导频符号中通过已知的导频求得信道传输函数的估计值。

(2) 梳状导频的信道估计

梳状导频的插入如图 19 所示。在纵坐标的频率方向，导频信号按间隔 N_f 插入，不占用全部的子载波，也就是说导频在频域方向上是离散的，所以子载波中含有导频信号的叫做导频子信道，其他那些传输信息数据的叫做信息子信道。而在横坐标的时间方向上，导频信号呈连续状态^[59]。

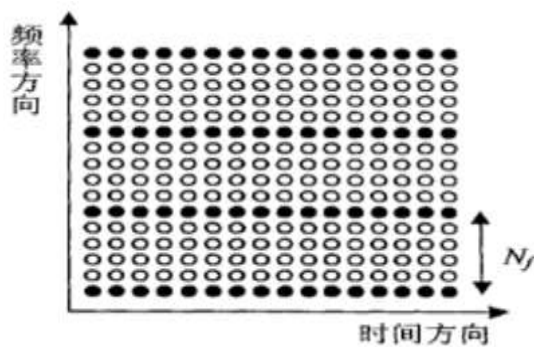


图 19 梳状导频插入方式

在 OFDM 系统中，在频率方向上导频子信道呈离散状态，因此由导频信号

仅仅可以获得导频子信道的传输函数,而那些传送信息的子信道的传输函数就要采用插值的方法从导频子信道上的传输函数中求得,这就要保证插入导频的间隔要比信道的相关带宽小,而相关带宽取决于信道的多径时延,设 τ_{\max} 为信道冲激响应不能忽略的最大时延,那么插入导频的间隔需要满足 $N_f < \frac{1}{\tau_{\max}}$ 。

对于导频子信道来说,由于导频在时间上是连续的,所以它能够很好的适应信道的变化,因此梳状分布的导频适合快衰落信道。它对信道估计的性能取决于导频数量和信道的多径扩散即相干带宽。在 OFDM 系统中,梳状分布的导频依照以上提到的 LS 或 MMSE 准则能够估计出导频子信道的传输函数,然后通过它们的内插来求得信息子信道的传输函数。常用的内插方法有:线性内插,高阶多项式内插和变换域插值^[60]。

1. 线性内插

线性内插是指对符号中相邻的导频值进行内插,从而获得其它的频率位置上的信道估计值^[61]。此时各符号的导频载波可以看成是信道响应的采样。内插是在各符号持续时间内进行的,所以此方法适用于快时变信道。另外其相关时间小,能够在移动的信号传输中使用。由于导频信号的插入间隔是 N_f ,所以信道的相关带宽只要大于 N_f 就能够实现信道估计。具体来说,线性的内插只需要对相邻的两个导频位置的信道进行估计,然后再进行内插,就可以获得这两个导频间的数据载波位置的信道响应,估计仅用到两个相邻的导频符号,这在现实应用中显得十分重要和有效^[62]。以一维为例,一维线性内插公式如下:

$$\hat{H}(l+n) = (1 - \frac{n}{N_f}) \hat{H}_p(l) + \frac{n}{N_f} \hat{H}_p(l+N_f), 1 \leq n \leq N_f - 1 \quad (4-48)$$

其中 $\hat{H}_p(l)$ 是频率位置上导频的信道估计, $\hat{H}_p(l+N_f)$ 是频率 $(l+N_f)$ 位置上导频的信道估计。

可以看出,线性内插优点在于原理简单,计算方便,操作起来较为容易,适用于随着时间快速变化的信道,对多谱勒频移不敏感。当 OFDM 系统中含有较少的子载波,导频间隔较小时能够有效的进行信道估计。但当导频间隔较长,内插滤波后导频间隔内信道的变化并不能够正确的体现出来。特别,当信道在频率上发生比较快的变化时,线性内插无法及时赶上信道的变化。所以线性内插适合用在频率方向上的导频间隔较小,子载波较少的情况,当导频间隔较长,子载波较多时,线性内插不再适用。

2. 高阶多项式内插

刚刚提到信道发生较快的变化时,线性内插不再适用。此时可采用高阶多项式内插的方法。在线性内插中,信道估计值仅仅使用了两个相邻的导频点。对高

阶多项式内插来说,信道估计值则将使用到更多的导频值,因此估计值会更准确。与实际情况下的信道响应更靠近。以二阶内插为例,它是通过相邻的三个导频值来进行内插:

$$\hat{H}(l+n) = C_1 \hat{H}_p(l-1) + C_0 \hat{H}_p(l) + C_{-1} \hat{H}_p(l+1), 1 \leq n \leq N_f - 1 \quad (4-49)$$

式中, $C_1 = \frac{1}{2}[(\frac{n}{N_f})^2 + \frac{n}{N_f}]$, $C_0 = 1 - (\frac{n}{N_f})^2$, $C_{-1} = \frac{1}{2}[(\frac{n}{N_f})^2 - \frac{n}{N_f}]$

由此可见,高阶多项式内插更能适用信道的快速变化,估计值也更准确,与实际信道响应更靠近。但相对来说,计算较复杂,特别当阶数不断升高时,复杂程度会越来越高。

3.变换域插值

在信号传输的过程中,信道的传输函数与冲激响应是傅里叶变换对。对于呈梳状分布的导频,能够利用离散傅里叶变换的性质进行内插。利用变换域插值进行估计的结构图如图 20 所示:

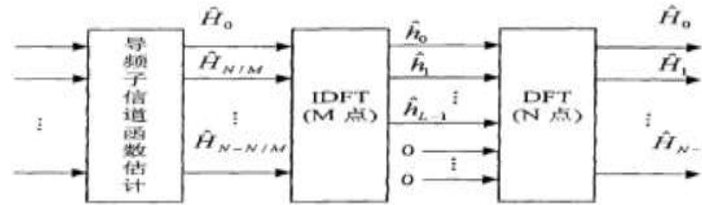


图 20 基于 DFT 变换的内插估计器

设信道冲激响应为 $h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1), 0, 0, \dots, 0]_{N \times 1}$, 信道传输函数为 $H(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} mn}$ $m = 0, 1, \dots, N-1$ 。取整数 $M \geq L$, N 为 M 的整数倍。在频率方向上对信道传输函数以 N/M 为间隔进行抽样,可得:

$$H_M = [H(0), H(\frac{N}{M}), \dots, H(N - \frac{N}{M})] \quad (4-50)$$

其中的元素为:

$$H(p \frac{N}{M}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{N} \frac{N}{M} pn} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{M} pn} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{M-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{M} pn}, p = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4-51)$$

从上式可得,频率轴抽样获得的 M 个值能够将信道的冲激响应恢复出来。然后进行 N 点的离散傅里叶变换即能获得全部子信道的传输函数值。可以看出,采用变换域插值进行估计的方法利用了信道传输函数数和信道冲激响之间的傅里叶数学关系,它使用了全部导频子信道的信息,然后利用它们来进行信息子信道的传输函数内插。当 M 是 2 的整数次幂的情况下, DFT 与 IDFT 能够用 FFT/IFFT 进行替换,从而会大大的提高计算的效率。但此情况的使用存在条件限制,系统导频需要等间隔分布,且子信道的数量是导频数量的整数倍。

(3) 星状导频的信道估计

导频梳状分布时,不能很好的使用频谱资源,造成了一定的频谱浪费。为节

省频谱资源提高利用率，可使用星状的导频。如图 21 所示，将导频进行随机的内插，然后通过子信道间的相关性对其他子信道进行预测，滤波以及平滑等处理，进而估计出信道的衰减因子^[63]。

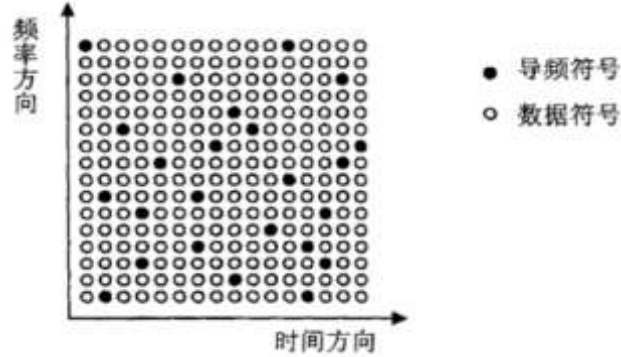


图 21 星状导频插入方式

导频星状分布时，能够通过插值滤波器的方法对信道进行估计，或者是通过信道间的相关性来设计维纳滤波器从而进行估计。由于导频是随机内插的，因此会出现随机不同的导频形状。每一种形状都代表着不同的性能。其中有一种特殊情况：导频信号呈网格状分布，它的结构如图 22 所示。

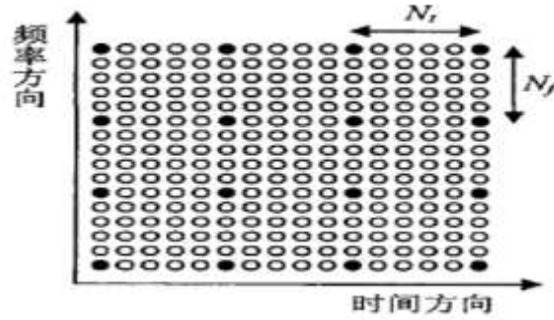


图 22 网状导频插入方式

在网状分布的导频中, N_f 和 N_t 各代表导频在频率方向以及时间方向的间隔。 N_f 和信道相干带宽有关, N_t 和信道的相干时间有关, 它们必须满足二维抽样定理。设信道带宽归一化后为 $f_{Dmax}T_{N+G}$ 和 $\tau_{max}\Delta f$, f_{Dmax} 代表最大多普勒频偏, T_{N+G} 代表一个 OFDM 符号长度, τ_{max} 为信道的最大延时, Δf 为子载波间距则, N_f 和 N_t 必须满足:

$$\begin{cases} f_{Dmax}T_{N+G}N_t < \frac{1}{2} \\ \tau_{max}\Delta fN_f < \frac{1}{2} \end{cases} \quad (4-52)$$

要使得经过滤波可以有效降低噪声, 导频间隔需要满足以下条件:

$$\begin{cases} f_{Dmax}T_{N+G}N_t < \frac{1}{4} \\ \tau_{max}\Delta fN_f < \frac{1}{4} \end{cases} \quad (4-53)$$

当滤波器符合 MMSE 准则时，它是一个二维的维纳滤波器。如果信道估计基于 MMSE 均方误差准则，设均方误差为 $J_{k,l}$:

$$J_{k,l} = E[\varepsilon_{k,l}^2] = E[\hat{H}_{k,l} - H_{k,l}]^2 \quad (4-54)$$

设接收信号可简化为:

$$Y(k,l) = H(k,l)X(k,l) + W(k,l) \quad (4-55)$$

其中 k 为频率方向因子, $k=0,1,\dots,N_c-1$; l 为时间方向因子, 它的取值范围由精度要求所决定, $l=0,1,\dots,N_s-1$ 。我们假定含有导频信号的子信道是 P 集合, N_{tap} 代表所有的导频信号的总数。

星状分布的导频结构利用二维的维纳滤波器的信道估计具体分为:

①对导频符号插入处的信道系数进行估计。

$$\hat{H}(k',l') = \frac{Y(k',l')}{X(k',l')} = H(k',l') + \frac{W(k',l')}{X(k',l')} \quad (4-56)$$

②用以上估计出的信道系数进行二维的维纳滤波。由此得到在 MMSE 准则上, 待估的子信道 (k,l) 的信道估值。

$$\hat{H}(k,l) = \sum_{k',l' \in P} w(k,l;k',l') \hat{H}(k',l'), \Gamma_{k,l} \subseteq P(k=0,1,\dots,N_c-1; l=0,1,\dots,N_s-1) \quad (4-57)$$

其中: 滤波器阶数是 $N_{tap} = \|\Gamma_{k,l}\|$, $\Gamma_{k,l}$ 为估计所使用的导频符号, $w(k,l;k',l')$ 是维纳滤波器的加权系数。

通过维纳滤波估计信道时, 估计的性能受到滤波器阶数的影响。通常情况下, 阶数越高估的性能越好。但很显然阶数的增加会带来运算复杂度的加大。因此要选择适当阶数的滤波器, 在估计的性能和运算复杂度两者之间达到平衡。理想状态下, 维纳滤波器的阶数应该和所有导频数相等, 但这样运算复杂度极高。考虑到两个子信道间的相隔距离越近时, 信道间的相关性越强。反之相关性越弱。因此为减少计算量, 可选择和待评估的子信道最近距离的导频, 用它们来估计衰减因子^[64]。这样不仅减少运算, 还可以一定程度上保证估计性能。在判断子信道间的距离上, 一般有两种标准: 加权距离最近或是欧氏距离最近。根据正交性准则得维纳-霍夫方程:

$$E[H(k,l) \hat{H}^*(k'',l'')] = \sum_{(k',l') \in \Gamma_{k,l}} w(k,l;k',l') E[\hat{H}(k',l') \hat{H}^*(k'',l'')] \forall (k'',l'') \in \Gamma_{k,l} \quad (4-58)$$

根据上式, 可得维纳滤波器的最佳系数是: $w^T(k,l) = \Theta^T(k,l)\psi^{-1}$ 。其中 ψ 是接收含有导频的子信道向量 $Y_p = [Y(k_1,l_1), Y(k_2,l_2), \dots, Y(k_{N_{tap}},l_{N_{tap}})]^T$ 的自相关矩阵为 $N_{tap} \times N_{tap}$ 矩阵; Θ 是一个 $N_{tap} \times 1$ 的列向量, 它代表的是待估计的子信道的

频率响应值和接收含有导频的子信道向量的互相关^[65]。 Ψ 和 Θ 可分别表示为：

$$\begin{aligned}\Psi(k' - k'', l' - l'') &= E[Y(k', l')Y^H(k'', l'')] \\ \Theta(k' - k'', l' - l'') &= E[H(k', l')Y^H(k'', l'')], k', k'', l', l'' \in P\end{aligned}\quad (4-59)$$

综上所述，二维的维纳滤波器具有较高的复杂度和较大的运算量。因此可以对滤波器进行分离，也就是采用两个一维的滤波器代替二维的滤波器。具体来说在频域上通过维纳滤波估计出含有导频的 OFDM 符号上全部子信道的衰减因子，接着在时间上通过维纳滤波估计不同频率的 OFDM 符号的全部子信道^[66]。如此便实现了对时频栅图上全部子信道的估值。其原理如图 23 所示。

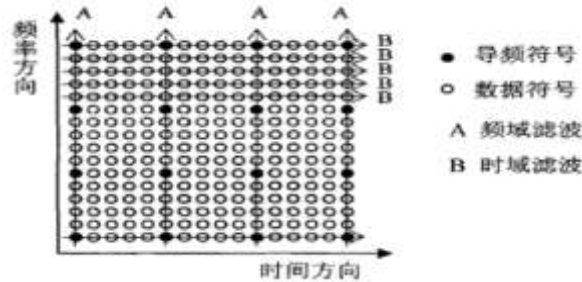


图 23 分离滤波器原理图

可以看出，星状分布导频的信道估计可以大大节省频谱资源，有效提高频谱利用率。当采用二维的维纳滤波器方法实现信道估值时，估计的性能会受到滤波器的阶数影响。阶数越高，性能越好，但计算的复杂程度也随之提高。因此要选择适当阶数的滤波器，在估计的性能和运算复杂度两者间达到平衡。同时选择与待评估的子信道最近距离的导频来进行估计，不仅能够减少运算量，还能在一定程度上保证估计性能。另外，对滤波器进行分离，用两个一维的维纳滤波器来代替二维，也可以在保证一定的估计性能条件下，减小运算的复杂度。

综合分析以上各种信道估计的方法，本论文使用基于导频序列估计的算法，导频信号块状分布。在频率方向上导频呈连续状态，导频占用全部的子载波，而在时间方向上呈离散状态，将导频信号周期性的插入，具体插入过程会在下一章进行分析。由于块状导频在频率上是连续的，所有的子载波上都包含导频，所以它对信道的频率选择性不敏感，其性能取决于导频的数量和信道变化速率即相干时间。

4.4 本章小结

本章首先介绍了无线信道模型和特征。接着本章阐述了常用的信道模型以及它们的信道参数和冲激响应。最后本章详细的分析了 OFDM 系统信道估计的算法。包括基于 LS 的估计算法，基于 MMSE 的估计算法，SVD 算法和基于导频的信道估计算法，并通过对比详细分析总结了每一种算法的优缺点和适用情况。

5. 系统信道评估设计

5.1 系统信道评估框架

本论文基于 DOCSIS3.1 的 CMTS 产品设计，对采用的 OFDM 系统架构进行信道评估的设计和实现。其流程图如图 24 所示。

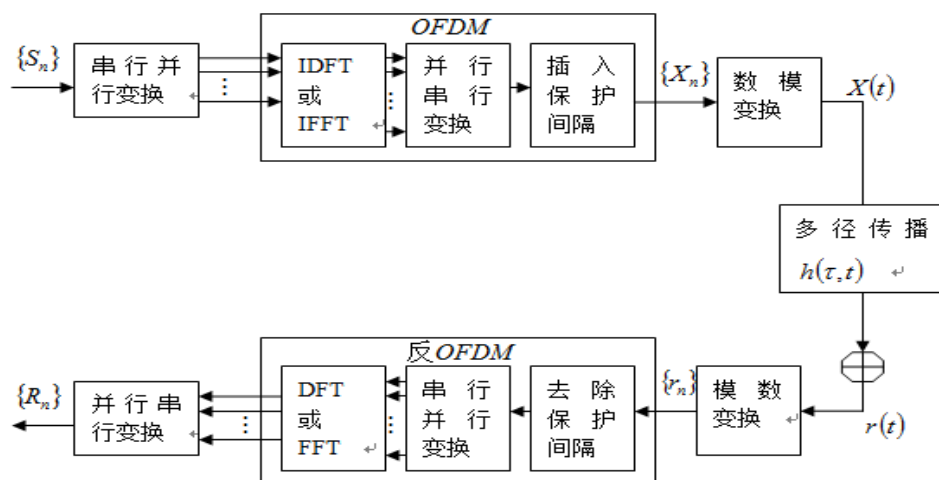


图 24 系统实现框图

系统设计具体包括：①系统参数的定义和设置。②信号的调制。本论文中采用 8QAM 进行调制。③OFDM 调制。使用 IFFT 进行 OFDM 调制。④保护间隔和循环序列的插入。⑤信道模型的建立和信号的传输。⑥OFDM 解调。使用 FFT 进行 OFDM 解调。⑦在解调前对信号进行分析，通过 MER 的检测值对信道进行估计。

5.2 系统实现方案

5.2.1 系统参数的定义

本论文的项目背景为思科公司 DOCSIS 3.1 的 CMTS 产品设计，同时涉及支持 DOCSIS 3.1 的 CMTS 系统开发及部属和新标准的研究。依据项目的具体要求，论文的参数定义如下：

- ①信号带宽：12.8MHZ。（在将来将会扩展到更大的带宽范围）
- ②采样率：20.48MHZ。
- ③OFDM 子载波的间隔：20KHZ，有用符号持续时间：50us

④FFT: 1024

⑤循环前缀 (cp): 最大到 1.2207us

⑥用户的子载波范围: 192HZ-831HZ。总共有 640 个子载波。

⑦突发的 TX/RX, 帧大小: 640 (子载波) \times OFDM 符号数。(符号数可具体定义)
分别选取符号数 symbol=100, 1000, 10000。窗口滚送因素取决于项目 DOCSIS3.1 的具体要求。参数设置的关键代码如下所示。

```
qam_order0 = 8;           % 采用 8QAM 的调制方式
snr = 30;                 % 信噪比设置为 30
fs = 20.48;              % 单位 MHz, 采样的时钟频率。
ts = 1/fs;               % 单位 us, 采样持续时间
fft_size = 1024;         % fft 大小
num_subc = 640;          % 子载波的数目
null2 = (1024 - num_subc)/2;
subc = [null2 + 1:fft_size - null2];
t_sym = ts * fft_size;    % 50 us 符号持续时间
bw = 1/t_sym * num_subc;
cp = 25;                 % 循环前缀 cp 的长度
ov = 1;                  % 过采样
sym_len = 100/1000/10000; % 符号数
```

5.2.2 发射端信号的调制

信号在发射前通常是低频信号, 由于带宽和频率等原因, 不适合直接用天线发射, 所以常常需要用高频信号作为载波, 对信号进行调制后发射。常用的调制方式有 BPSK、QPSK、8PSK、16QAM 和 64QAM 等等。使用哪种调制方法, 以频谱利用率和误码率之间的最佳平衡为原则。换句话说选择满足一定误码率的最佳调制方式可以获得最大的频谱效率。论文采用 8QAM 的方案对信号进行调制。关键代码如下所示。

```
qam_order0 = 8;
k = log2(qam_order0);
x = reshape(x, k, length(x)/k);
xsym = bi2de(x, 'left-msb');
y = modulate(modem.qammod(M), xsym); % 用 8QAM 调制器对信号进行调制
scatterplot(y);                     % 画出 8QAM 信号的星座图
```

5.2.3 使用 IFFT 进行 OFDM 调制

OFDM 调制即对信号进行 IFFT 变换。关键代码如下所示。

```
[rx0L, sym0L] = gen_ofdm_sig(sym0L, fft_size, cp, subc);
```

其中 `gen_ofdm_sig` 调用函数，入口函数为 `symbol` 信号，即经过以上 8QAM 调制后的信号，`fft_size` 为 `fft` 变换的大小，`cp` 为循环前缀的长度，`Subc` 为有用载波的范围。函数输出的是 `rx0L` 和 `sym0L`，其中 `rx0L` 为经过了 `IFFT` 变换后的信号，其大小为 1049000×1 （1024 为 `FFT` 长度加上循环前缀 `CP` 的长度 25，即为 1049，`sym_len` 为 1000，即有 1000 个符号）。输出的 `sym0L` 格式为 640×1000 ，即对输入的信号进行了串并变换，串并变换通过 `reshape` 函数完成。

5.2.4 信道模型的建立和噪声的加入

1. 信道模型的建立

可对 OFDM 系统建立不同的信道模型，进行信号的传输。其关键代码如下所示。

```
model_rx0=      'rx0';           % 定义信道模型 rx0
model_rx0a=      'rx0a';         % 定义信道模型rx0a
model_rx_i=      'rx_i';         % 定义信道模型rx_i
model_rx_ia=      'rx_ia';       % 定义信道模型 rx_ia
model_rx_r=      'rx_r';         % 定义信道模型 rx_r
model_rx_ra=      'rx_ra';       % 定义信道模型rx_ra
model_thr=       'Through';      %定义信道模型为“直通型”，即信号直接传输
model_awgn=       'AWGN';        % 定义信道模型为高斯加性白噪声信道
model_str=model_rx0;
pp=0;
ch_gain=0;                % 信道增益单位为dB
[ch0,tap_t0]=scte_channel_new(ts,model_str,fft_size,ch_gain,pp);
case 'Through'
    tap.m=[0];
    tap.t=[0];
case 'AWGN'
    tap.m=[0];
    tap.t=[0];
```

调用 `scte_channel_new` 函数对不同的信道模型得出相应的信道参数和信道延迟。加入了高斯白噪声，进行信道模型的建立和信号的传输。

2. 噪声的添加

在信号传输过程会受到噪声的干扰，在通信系统中，噪声是叠加在信号上的。依据噪声的来源，可以把噪声分成人为噪声和自然噪声。其中自然噪声中包含一种很重要的热噪声，它来自于一切电阻性元器件中电子的热运动。因此热噪声无处不在，不可避免的存在于一切电子设备里。若按照性质划分，可以把噪声分成

脉冲噪声，窄带噪声和起伏噪声三种。一般来说，在通信系统中，主要考虑的是起伏噪声，特别是热噪声的影响。

以最常见的高斯白噪声为例，它指的是幅度服从高斯分布，功率谱密度又是均匀分布的噪声。论文考虑到项目的实际情况以及研究的方便，将在信道中加入最常见的高斯白噪声和随机噪声，同时论文设定信噪比 SNR 为 30。信号加入噪声的关键代码如下所示。

```
Snr=30; % 信噪比为30dB
data_len=length(rx0L);
% rx0L=awgn(rx0L,Snr); % 加入噪声
noise = (randn(data_len, 1) + randn(data_len,1)*j)/sqrt(2); % 加入噪声
snr = 1/10^(snr/20);
nn = noise*snr;
rx0L = rx0L + nn;
```

5.3 MER 实现信道评估

MER 实现信道评估是论文的重点内容。论文的项目背景中，DOCSIS3.1 作为下一代 CMTS 设备所采用的接入技术，极大地提高了同轴电缆上的信号传输速率。但在传输时由于传输线路中噪声和干扰等的影响，信道会有不同程度的恶化。因此需要在接收端通过接收到的信号对信道进行估计，从而对传输参数进行优化和调整。论文中采用的是盲 MER 检测的方法，在接收端信号解调之前，对接收到的信号进行 MER 检测，通过 MER 的值来完成对信道的评估。

5.3.1 MER 介绍

MER 是调制误差比的简称，可以用来代表被接收信号的单个“品质因数”。因此 MER 常常用来作为接收机对传输的信号能够进行正确解码的早期指示。在原理上，MER 是用来计算接收到的符号（用来代表调制过程中的一个数字值）的实际位置与其理想位置的差值^[67]。当信道条件较差，信号在传输的过程中逐渐变差，接收到的符号的实际位置就离它的理想位置越来越远，此时测得的 MER 的数值也会越来越小，直到符号最后不能被正确的解码出来。此时信号的误码率很大，处于门限崩溃点。

根据数据显示，对于 64QAM 来说，MER 的经验门限值为 23.5dB，对于 256QAM 来说，MER 的经验门限值为 28.5dB。当由于噪声等各种因素的影响，信道的条件变差时，MER 数值越来越小，小于门限值时，星座图将无法锁定。另外，对不同的部分，MER 的指标也存有一些经验值：在前端>38dB，分前端>36dB，光节点>34dB，用户>26dB。

MER 的计算公式如公式所示：

$$MER_{dB} = 10 \times \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\} \text{dB} \quad (5-1)$$

上式中，N 是数据抽样的大小，为了使得抽样得到具有代表性的样本，N 通常比相位图中的点数多。I 和 Q 为理想的 QAM 接收机相位图中的数据点。δI 和 δQ 为因为损伤而造成的接收的数据点和理想的 QAM 相位图的点的误差。在测量时，矢量分析仪首先对被测量的数字调制信号进行接收和采样。信号解调后经过调整与基准矢量信号进行比较，他们之间的差矢量信号为误差矢量信号，如图 25 所示。可以看到，接收到的矢量是理想矢量和误差矢量的和。这个信号既包含幅度误差信息，又包含相位误差信息。在干扰小的情况下，MER 变化缓慢。当干扰逐渐变大，出现误码率后，MER 变化很快^[68]。

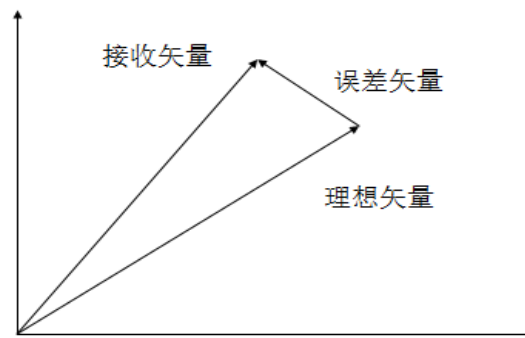


图 25 接收矢量和理想矢量图

实际上，MER 可以被看成测量信噪比的另外一种形式。它精确的表明了接收机对信号的解调能力。它除了包括高斯噪声，还包括了接收星座图上所有其他不可校正的损伤^[69]。如果信号中出现的有效损伤只有高斯噪声，那么 MER 等于信噪比。

5.3.2 MER 检测的具体实现

在以往的信道估计中，通常是通过接收到的信号数据和发送端的信号数据来进行 MER 的检测和计算，从而对信道进行估计。但在实际的项目和实践中，由于各种因素的影响，接收端不断或随机的接收到数据信号，从而对于接收端来说，发送端的数据未知，也很难知晓。因此无法计算出 MER。本论文采用盲 MER 检测的方法，设计算法在发送信号未知的情况下，在接收端进行 MER 检测，并通过 MER 的值对信道进行评估。具体实现的流程图如图 26 所示。



图 26 MER 检测实现流程图

依据此流程图，盲 MER 检测的步骤具体如下所示。

1. 插入已知序列

在接收端接收到信号后，由于信道中噪声的干扰和信道的延迟，所以无法判断接收到的信号从何时开始是一个完整的 OFDM 符号。即为了判断出有效信号的起始点，可采取首先在发送端的信号中插入一段已知的序列。插入的序列方法有两种：

- (1) 可插入伪随机序列如 m 序列和 gold 序列
- (2) 用原来发送信号中的一段数据作为 PSA 进行插入

(1) 对于第一种方法，是考虑到伪随机序列如 m 序列和 gold 序列具有很强的自相关性。在接收端可通过取相关性分析的方法找到插入的序列的位置。在伪随机序列中，m 序列是最基本也是最重要的一种，它又被称为是最长线性移位寄存器序列。它其实并非是完全随机的序列，而是按照一定的规律周期性的进行变化，周期为 $2^n - 1$ (n 是移位寄存器的级数)。由 m 序列可引出和产生其他很多的伪随机序列。m 序列具有很强的尖锐的自相关特性。

m 序列的产生方法有以下两种：一种常规法。利用移位寄存器反馈系数的不

同设置可以构成相同周期长度的不同 m 序列。目前已经得到了 3 到 100 级 m 序列的构成设置, 因此可利用这些已经得到的设置构成 100 级以内的所需 m 序列。第二种是抽样法。对于一现有长度为 2^n-1 的 m 序列抽样, 抽样间隔是 2^i ($n>i\geq 1$), i 为整数, 则可以得到同周期长度的 m 序列或是 m 序列的移位。

m 序列虽然有很好的自相关特性, 但同周期的 m 序列数量不多, 也不是所有的 m 序列间的互相关特性都很好。由此, 在 1967 年 R.GOLD 提出了一种基于 m 序列优选对的码序列, 也就是 gold 序列。它其实是 m 序列的组合码, 通过优选对的两个 m 序列逐位模二加即可得。若改变其中一个 m 序列的相位, 便可获得一个新的 gold 序列。另外, 也可以通过 m 序列优选对的两个本原多项式乘积形成的新多项式构成新的移位寄存器的反馈系数, 从而形成新的 gold 序列。由此可见, gold 序列与 m 序列相比, 生成简单, 同时数量大, 并且有很好的相关特性, 因此得到了广泛应用。

加入 gold 序列的关键代码如下所示。

```
function [MSeq]=fMSeqGen(coeffs)
m=length(coeffs)-1;
N=2^m-1;
Registers=ones(m,1);
MSeq=zeros(N,1);    % 生成M序列
for k=1:N
    MSeq(k)=Registers(m);
    op=mod(fliplr(coeffs(1:m))*Registers,2);
    Registers=circshift(Registers,1);
    Registers(1)=op;
end
end
function [GoldSeq]=fGoldSeq(mseq1,mseq2,shift)
GoldSeq=mod(mseq1+circshift(mseq2,shift),2);    % 生成gold序列
end
```

(2)用原有的一段信号数据产生一段已知的 PSA。

论文采用此种方法。在发送端进行信号的调制时(本论文采用 8QAM 调制), 在产生发送信号的同时, 产生一个符号的 PSA 序列。长度为 $1*640$ 。关键代码如下所示。

```
sym0L=sym_gen(num_sym,qam_order0);    % 产生发送信号, 长度为1*64000
PSA_sym = sym_gen(num_subc*PSLEN,qam_order0); % 产生PSA序列, 长度为
1*640
```

sym_gen为进行8QAM调制的函数，num_subc为载波数目，PSLEN为插入的PSA序列的个数。本论文中插入一段PSA序列，PSLEN=1，由函数可得PSA序列。具体插入过程如图27所示：

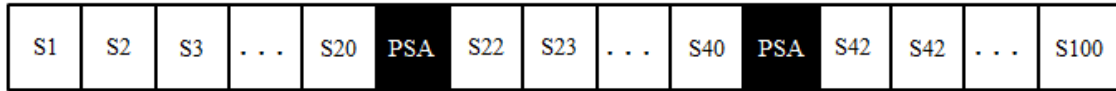


图 27 已知序列 PSA 插入示意图

图 27 中每隔 20 个符号插入一个 PSA。为简化示意图，假设符号数（symbol）为 100。因此插入了 4 个 PSA。插入 PSA 关键代码如下所示。

```
PSLEN=1; % 插入PSA的数目
PS_INTERV=20; % 插入PSA的间隔
for pp =1: sym_len-1
    if (rem(pp, PS_INTERV) == 0 && PSLEN>0)
        sym0L ((pp*num_subc+1) : ((pp+PSLEN)*num_subc) ) = PSA_sym;
    end
end
```

2. 对已知序列 PSA 进行 OFDM 调制，即进行 IFFT 变换。

关键代码如下所示。

```
PSA_sym=psa.'; % 对PSA进行行列格式变换
[PSA_OFDM,PSA_sym]=gen_ofdm_sig(PSA_sym,fft_size,cp,subc); %OFDM调制
```

其中 gen_ofdm_sig 函数即对输入的 PSA 序列进行 OFDM 调制，产生调制后的 PSA 序列即 PSA_OFDM，格式为 1049*1。

3. 通过 PSA 找到有效信号起始点。

在接收端接收到信号后，由于信道中噪声的干扰和信道的延迟，很难判断接收到的信号从何时开始是一个完整的 OFDM 符号。即为了判断出有效信号的起始点，采用了做相关性分析的思想。具体为：将已知序列 PSA 进行 OFDM 调制后的序列 PSA_OFDM 与接收端接收到的数据做相关性分析，则会在数据中已知序列 PSA 的位置上出现峰值。因为 PSA 是以间隔的方式循环插入，因此在 matlab 仿真中将会出现循环的峰值，以此峰值便可以找到有效信号的起始点，即 FFT 的开始点。

关键程序如下所示。

```
for f=1:data_len-(cp+fft_size-1)
    corr(f)=PSA_OFDM'*dat0(f:f+(cp+fft_size-1)); % 相关性分析
end
result=abs(corr);
```

```
plot(result);
for ppp = 1: length(result)
    if (result(ppp)>800)
        break;
    end
end
start=ppp;      % 得到有效信号开始点
```

4. 得到pn序列。

由以上做相关性分析得到的峰值中，将峰值处信号数据取出，得到pn序列。这实际上便是PSA序列经过OFDM调制后，通过信道传输并在接收端被接收到的信号。以pn序列作为接收信号的代表，计算MER。

关键代码如下所示。

```
interleave=sym_len/PS_INTERV;
for j = 1: interleave-1
    pn_piece=dat0(start+(j-1)*PS_INTERV*1049:start+(j-1)*PS_INTERV*1049+
        1048);
    pn=[pn,pn_piece];
end
```

由此得到pn序列。

5. 由pn和PSA求出信道传输函数。

一般情况下，通过接收到的信号数据和发送端的信号数据来进行MER的检测和计算，从而对信道进行估计。由于各种因素的影响，对于接收端来说，发送端的数据未知。而pn实际上便是已知的PSA序列经过OFDM调制后，通过信道传输并在接收端被接收到的信号。因此用pn代替接收到的数据，用已知的PSA代替发送端的数据，用pn和PSA求出信道传输函数h。如图28所示。

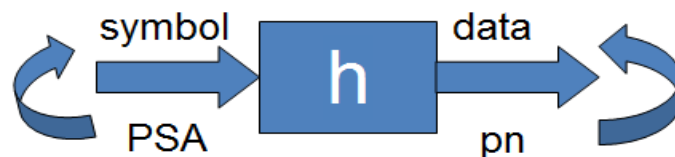


图 28 求信道传输函数示意图

关键代码如下所示。

```
h_change=hget(pn,psainit,fft_size,cp,subc,50,str0);    % 获取pn序列和psa序列
function h=hget(x,sym,fft_size,cp,subc,fig,str)
[nn,sym_len]=size(sym);
pilot_sym_ind=1:max(round(sym_len/3),1);                % 导频序列
```



```
valid_sym_ind=1:sym_len;  
valid_sym_ind(pilot_sym_ind)=[];  
% x=reshape(x,cp+fft_size,sym_len);  
x=x(cp+1:end,:);  
%change to fft by yubin  
x=fft(x,fft_size,1);  
x=fftshift(x,1);  
x1=x(subc,:);  
n_subc=length(subc);  
h=mean(x1(:,:)./sym(:,:),2);
```

hget为求出信道传输函数 h 的函数，输入 pn 和 PSA ，由已知的序列求出信道传输函数 h ，对信道进行估计。

6. 画出MER。

由以上求出的信道传输函数 h ，可求出MER的值，并画出MER的图。结果展示见第六章。

关键代码如下所示。

```
mer=ofdm_mer_calc(dat,sym0,h_change,fft_size,cp,subc,50,str0);  
其中mer_calc为求mer的函数。  
x1=x1(:,valid_sym_ind);  
x1=x1./kron(h,ones(1,length(valid_sym_ind)));  
ref=sym(:,valid_sym_ind);  
mer=(x1-ref);  
mer=mer(:);  
ref=ref(:);  
mer=-20*log10(mean(abs(mer./ref))); % 计算MER  
eval(['figure(',num2str(fig),')'])  
plot(x1,'r*')  
title([str,' MER = ',num2str(mer),'(dB)'])  
grid
```

5.4 MER 置信区间分析

5.4.1 置信区间定义

若由总体 X 的样本 X_1, X_2, \dots, X_n 确定的两个统计量 $\theta_1 = \theta_1(X_1, X_2, \dots, X_n)$, $\theta_2 = \theta_2(X_1, X_2, \dots, X_n)$, 其中 $\theta_1 < \theta_2$, 则称 $[\theta_1, \theta_2]$ 为随机区间。随机

区间与通常意义上的常数区间 (a, b) 不同，它的长度在数轴上的位置与样本 X_1, X_2, \dots, X_n 有关。当获得样本值 x_1, x_2, \dots, x_n , $\theta_1(x_1, x_2, \dots, x_n)$, $\theta_2(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 都是常数， $[\theta_1, \theta_2]$ 成为了常数区间。

设 θ 是总体 X 的一个未知参数，若存在随机区间 $[\theta_1, \theta_2]$ ，对于给定的 $0 < \alpha < 1$ ，满足 $P\{\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2\} = 1 - \alpha$ ，则称区间 $[\theta_1, \theta_2]$ 是 θ 的置信水平（置信度）为 $1 - \alpha$ 的置信区间。其中 θ_1, θ_2 分别成为置信下限和置信上限。置信度为 $1 - \alpha$ ， α 为显著水平。

5.4.2 MER 置信区间分析

对于参数点估计，它是指用样本算得的一个值去估计未知参数。对于本论文来说，对信道传输参数 h 的估计，采用了用样本去估计整体的方法。即用了 pn 作为样本来估计整体接收到的信号数据。但是这个估计值检测出的 **MER** 值仅仅是未知参数的一个近似值，它并没有反映出这个近似值的误差范围。而范围通常用区间的形式表示，即区间估计。我们希望确定一个区间，使我们能够以比较高的可靠程度相信它包含真参数值。这里的可靠程度，数学上用概率来表示和度量，也就是所谓的置信概率（置信度或是置信水平），即 $1 - \alpha$ 。

论文中将采用大量的数据，循环计算 **MER** 的值，并取出 100 个样本，对 100 个 **MER** 的值进行分析，取显著水平 $\alpha = 0.05$ ，置信水平为 0.95。计算出 **MER** 的置信区间。关键代码如下所示。

```
mer = [];  
for i = 1: 100  
    mer(i) = gen_simfile();  
end;  
histfit(mer);  
[mu,sigma,muci,sigmaci]=normfit(mer,0.05)
```

其中，`histfit` 为带正态拟合的频数直方图，`normfit` 函数中，输出的 μ 是正态分布的均值， σ 是正态分布的标准差， μ_{ci} 是均值的置信区间， σ_{ci} 是标准差的置信区间。

置信区间的意义在于，我们在接收端对接收到的信号进行 **MER** 的检测和计算，当检测到 **MER** 的值很明显的偏离置信区间时，可认为此次传输出现错误，或信道的条件太差，不适合传送数据。此时丢弃此数据，或要求进行重传。

5.5 本章小结

本章为论文重点章节。本章详细描述系统信道评估的具体设计过程。它包括系统参数的定义和设置；信号的调制；保护间隔和循环序列的插入；信道模型的

建立和信号的传输；OFDM 解调；在解调前通过盲 MER 检测进行信道的估计，并分别对每个过程进行了具体的论述和关键代码分析。接着本章对盲 MER 检测实现信道估计进行了详细的过程分析。它包括插入已知序列；对已知序列 PSA 进行 OFDM 调制；通过 PSA 找到有效信号起始点；得到 pn 系列；由 pn 和 PSA 求出信道传输函数；画出 MER，最后本章对求出的 MER 进行置信区间的分析。

6 信道评估实验及分析

通过以上几章的论述，基于 matlab 的 OFDM 系统的信道评估系统已经基本设计完成。将在本章展示系统信道评估在 Matlab 上进行仿真实验的实现结果。

6.1 Matlab 平台简介

MATLAB 是 MathWorks 公司出的用于算法开发，数据分析，数值计算等功能的一个商业数学软件。它集各种强大的功能于一体，包括数值的分析，矩阵的计算，数据的可视化以及非线性动态系统的建模和仿真等。论文也是基于 Matlab 强大的数据分析和可视化功能，方便进行系统建模和仿真的特性对本次系统的信道评估进行了实验和仿真分析。

6.2 信道评估在 Matlab 上的仿真结果

6.2.1 有效信号起始点

在第五章已经论述过，发送端插入已知序列 PSA，接收端将 PSA 进行 OFDM 调制后的序列 PSA_OFDM 与接收到的数据做相关性分析，则在数据中已知序列 PSA 的位置上会出现峰值，由此对 PSA 进行定位。而 PSA 是以间隔的方式循环插入，因此在 Matlab 仿真中将会出现循环的峰值，以此峰值便可以找到有效信号的起始点，即 FFT 的开始点。

(1) OFDM 的符号数 $\text{symbol}=100$;

①当插入 1 个 PSA 序列， $\text{PSLEN}=1$ ，间隔 $\text{PS_INTERV}=10$ ，此时应出现 9 个峰值。接收到的信号经过相关性分析后在 Matlab 上仿真得到的峰值如图 29 所示。

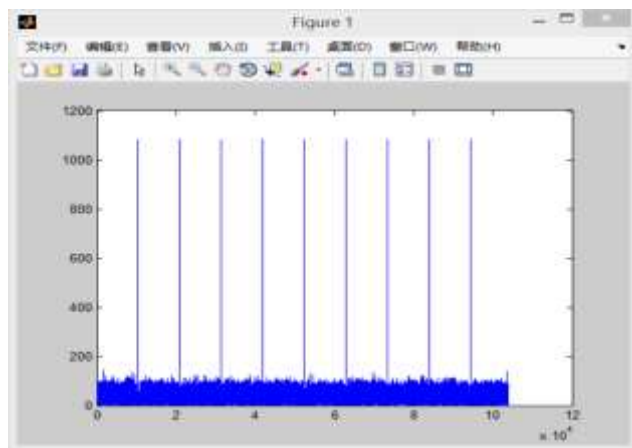


图29 $\text{sybmol}=100$ ， $\text{PSLEN}=1$ ， $\text{PS_INTERV}=10$ 相关性分析的结果

②当插入1个PSA序列时，PSLEN=1，间隔PS_INTERV=20时，此时应出现四个峰值。接收到的信号经过相关性分析后在Matlab上仿真得到的峰值如图30所示。

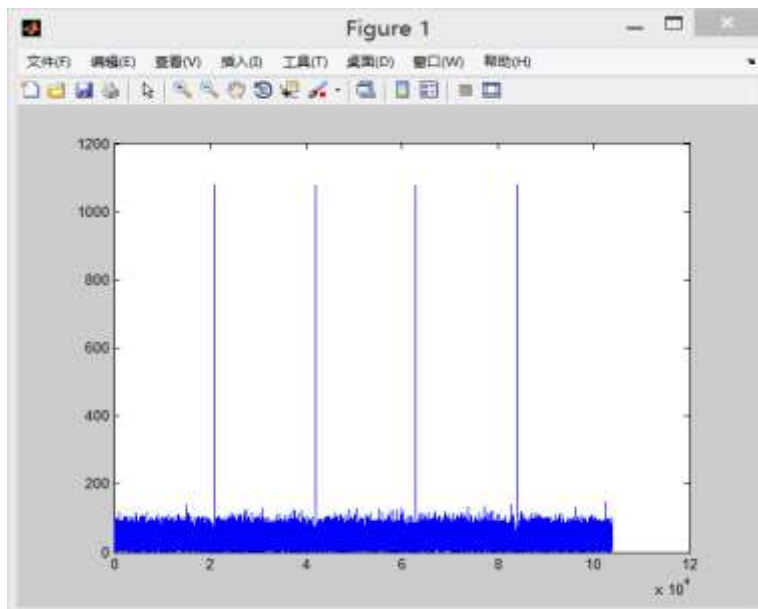


图30 sybmol=100, PSLEN=1, PS_INTERV=20相关性分析的结果

(2) OFDM的符号数symbol=1000;

①当插入1个PSA序列时，PSLEN=1，间隔PS_INTERV=10时，此时会出现99个峰值。接收到的信号经过相关性分析后在Matlab上仿真得到的峰值如图31所示。

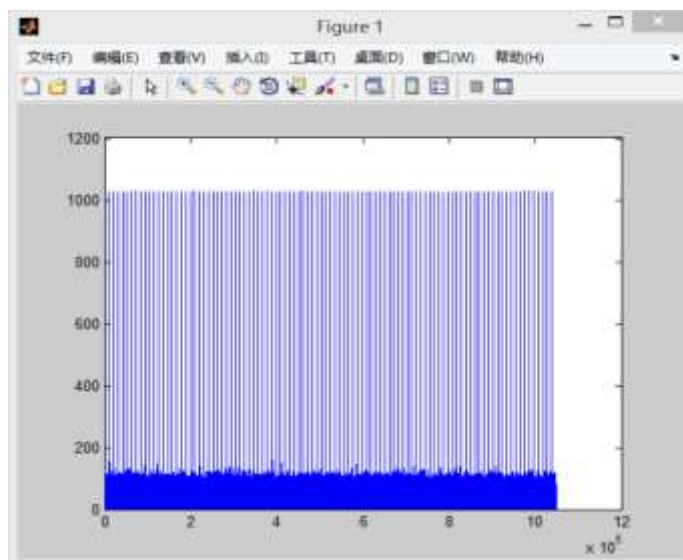


图31 sybmol=1000, PSLEN=1, PS_INTERV=10相关性分析的结果

②当插入1个PSA序列时，PSLEN=1，间隔PS_INTERV=20时，此时应出现49个峰值。接收到的信号经过相关性分析后在Matlab上仿真得到的峰值如图32所示。

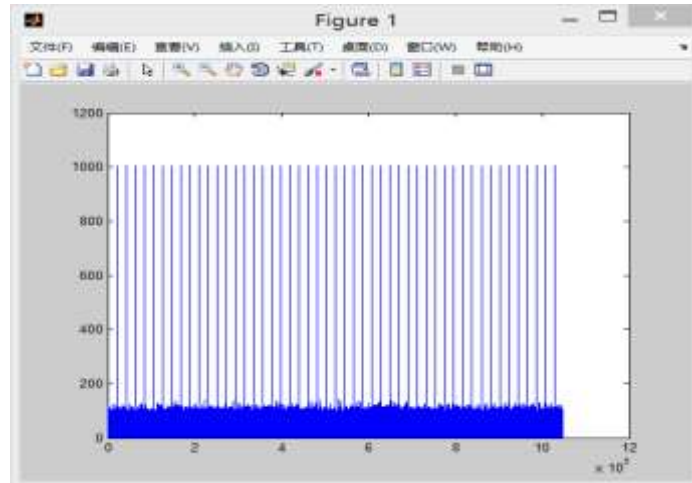


图32 sybmol=1000, PSLEN=1, PS_INTERV=20相关性分析的结果

实验证明，通过相关性分析，能够通过Matlab的仿真看到峰值，找到插入的PSA，由此可确定有效信号的起始点。特别，当发送的信号数据较大时，选取适当的PSA插入间隔，峰值准确度越高。由此也可验证第五章中插入PSA的算法设计正确，仿真结果与算法结果一致，可以通过此方法确定有效信号的起始点。

6.2.2 pn 序列的获得

由以上做相关分析得到的峰值中，将峰值处信号数据取出，得到pn序列。这实际上便是PSA序列经过OFDM调制后，通过信道传输并在接收端被接收到的数据信号。论文选取sybmol=1000, PSLEN=1, PS_INTERV=20，得到的峰值如图32所示，应得到pn格式为1049*49，实际Matlab上仿真得到的pn与理论一致，如图33所示。

ov	1	1	1
pi	3.1416	3.1416	3.1416
pn	1049x49 complex d...	0.003...	0.844...
pn_piece	1049x1 complex d...	-0.01...	0.804...
pp	999	999	999
ppp	20981	20981	20981

图 33 Matlab 仿真上得到的 pn

现选取一部分pn的值如图34所示。

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1.0861 - 0...	1.0675 - 0...	1.1048 - 0...	1.0651 - 0...	1.0933 - 0...	1.0958 - 0...	1.0530 - 0...	1.0788 - 0...	1.0840 - 0...	1.1133 - 0...
2	-0.6425 - 0...	-0.6228 - 0...	-0.6321 - 0...	-0.6955 - 0...	-0.6171 - 0...	-0.6363 - 0...	-0.6020 - 0...	-0.6237 - 0...	-0.6641 - 0...	-0.6062 - 0...
3	-1.7470 + ...	-1.7689 + ...	-1.7797 + ...	-1.7676 + ...	-1.7910 + ...	-1.7441 + ...	-1.7695 + ...	-1.7764 + ...	-1.7995 + ...	-1.7438 + ...
4	-0.0038 + ...	-0.0004 + ...	-0.0150 + ...	-0.0169 + ...	-0.0447 + ...	0.0017 + 0...	-0.0190 + ...	0.0318 + 0...	-0.0248 + ...	-0.0225 + ...
5	1.7034 - 0...	1.7421 - 0...	1.6651 - 0...	1.7450 - 0...	1.7333 - 0...	1.7233 - 0...	1.6950 - 0...	1.6879 - 0...	1.7109 - 0...	1.7080 - 0...
6	0.5365 - 0...	0.5242 - 0...	0.5169 - 0...	0.4697 - 0...	0.5036 - 0...	0.5574 - 0...	0.5223 - 0...	0.5254 - 0...	0.5421 - 0...	0.4948 - 0...
7	-1.1774 + ...	-1.1886 + ...	-1.2097 + ...	-1.1410 + ...	-1.1613 + ...	-1.1673 + ...	-1.1797 + ...	-1.1946 + ...	-1.1572 + ...	-1.1935 + ...
8	-0.7193 - 0...	-0.7170 - 0...	-0.6986 - 0...	-0.6744 - 0...	-0.6941 - 0...	-0.6735 - 0...	-0.6848 - 0...	-0.7148 + ...	-0.7018 - 0...	-0.6786 - 0...
9	0.1886 - 1...	0.2427 - 1...	0.2143 - 1...	0.2383 - 1...	0.2280 - 1...	0.2249 - 1...	0.2108 - 1...	0.2291 - 1...	0.2254 - 1...	0.2330 - 1...
10	0.0887 - 1...	0.0679 - 1...	0.0636 - 1...	0.1012 - 1...	0.0731 - 1...	0.1020 - 1...	0.1095 - 1...	0.0904 - 1...	0.1051 - 1...	0.0981 - 1...

图34 pn序列的部分值

6.2.3 求取信道传输函数

在盲MER检测中，发送端的数据未知，用得到的pn序列代替接收到的数据，用已知的PSA代替发送端的数据。通过pn和PSA求出信道传输函数h。在Matlab上求出的信道传输函数h的格式为640*1，部分值为图35。

	1
1	9.7496e-04 - 3.7252e-08i
2	9.7670e-04 + 6.5185e-07i
3	9.7537e-04 + 1.4501e-06i
4	9.6960e-04 + 5.6539e-06i
5	9.8312e-04 + 5.8744e-06i
6	9.7791e-04 + 5.3167e-06i
7	9.8045e-04 - 1.0379e-06i
8	9.7480e-04 + 8.1864e-06i
9	9.7792e-04 - 4.2456e-07i
10	9.7624e-04 - 4.8536e-06i
11	9.7846e-04 + 3.2814e-06i
12	9.7197e-04 - 2.4500e-06i
13	9.7617e-04 - 1.1550e-06i
14	9.7726e-04 - 8.4722e-07i
15	9.6480e-04 - 1.1678e-05i
16	9.7581e-04 - 4.6177e-07i
17	9.7288e-04 - 5.9084e-06i
18	9.8020e-04 + 4.0213e-06i
19	9.7073e-04 + 2.3472e-06i
20	9.7654e-04 + 3.3119e-06i

图 35 信道传输函数部分值

6.2.4 画出 MER 图

由以上求出的信道传输函数h，可根据相关MER计算公式，求出MER的值并画出MER图像。以下将画出不同情况下的MER。

- ① OFDM符号数symbol=100，加入的噪声信噪比SNR=30，测出的MER值为：29.3032。如图36所示。

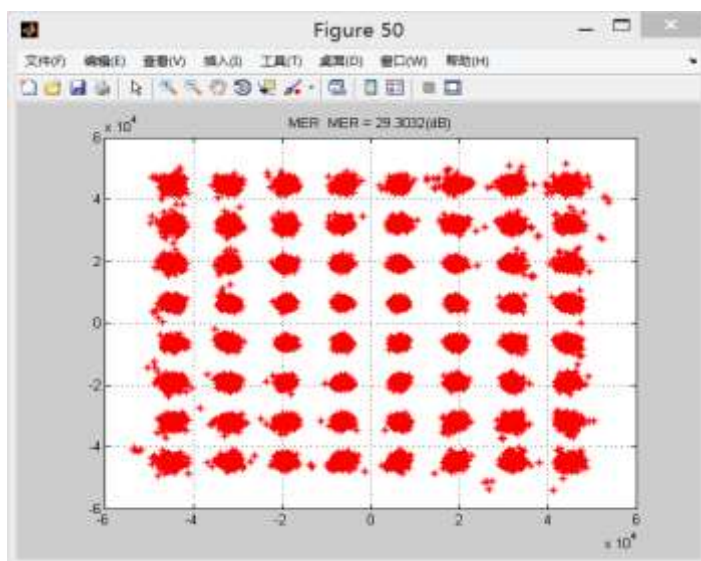


图36 symbol=100 MER的观测值

- ② OFDM符号数 $\text{symbol}=1000$ ，加入的噪声信噪比 $\text{SNR}=30$ ，测出的MER值为：30.3891。如图37所示。

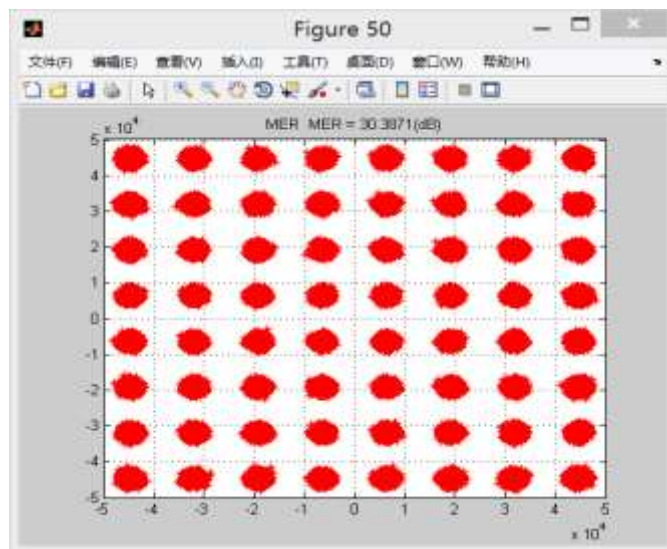


图37 $\text{symbol}=1000$ MER的观测值

MER 除了包括高斯噪声，还包括了接收星座图上所有其他不可校正的损伤。如果信号中出现的有效损伤只有高斯噪声，那么 MER 等于信噪比。论文中加入的信噪比 SNR 等于 30，因此理论上检测出的 MER 值应该等于 SNR。由实验结果可知测出的 MER 值很接近 30，考虑到测量误差，可以由仿真结果验证论文设计的盲 MER 检测的算法正确。当发送端的信号数据量较大时，MER 的观测值会更加准确，对信道估计效果更好。

同时 MER 代表的是接收到的符号的实际位置与其理想位置的差值，当信道条件较差，信号在传输的过程中逐渐变差，接收到的符号的实际位置就离它的理想位置越来越远，此时测得的 MER 的数值也会越来越小，直到符号最后不能被正确的解码出来。也就是说 MER 越大，系统越好。因此在面对未知信道进行信道估计时，可通过论文设计的盲 MER 检测的方法对信道进行 MER 值的检测。MER 值越大，信噪比越大，信道条件越好。同时根据测出的 MER 值，得出信道的信噪比情况和信道条件后可根据信道的具体使用情况和相关标准进行信道的估计判定和传输参数的优化调整。

6.3 分段进行 MER 检测

以上所得的 MER 测的是整个信号数据的整体 MER。为了更加的灵活进行信道估计，本论文在函数代码上进行了改进，可在接收端实现对任意段和任意大小的信号进行 MER 检测。

其中进行检测的函数为 `ana_mer_blind_PSA`。在函数界面输入已知的 `psa` 序

列，即 `psa_data`，接收到的数据，即 `fname_dat`，`psa` 插入的间隔，即 `PS_INTERV` 以及想要检测的某段信号的长度 `slen` 和偏移量 `soff`。

关键代码如下所示。

```
function ana_mer_blind_PSA(psa_data,fname_dat,PS_INTERV,slen,soff)
PSA_data      = load(psa_data);           % 读取 psa_data
rxr0_datain = load(fname_dat);           % 读取 fname_dat
dat0  = rxr0_datain(:,1) + i*rxr0_datain(:,2); % 格式转换
psa    = PSA_data(:,1) + i*PSA_data(:,2); % 格式转换
sdin_len = floor(length(dat0)/(cp+fft_size));
slen0 = min(sdin_len, slen);
if (soff >= slen0)                        % 确保 slen>soff
    error('slen is less than soff!!!');
end
% from pn and psainit get mer %
pn0= reshape(pn,[],1);                   % 格式转换
pn0 = pn0(1:slen0*(cp+fft_size));
psainit0= reshape(psainit,[],1);         % 格式转换
psainit0 = psainit0(1:slen0*num_subc);
% add offset                             % 加入偏移量
slen0 = slen0 -soff;
pn0(1:soff*(cp+fft_size))=[];
psainit0(1:soff*num_subc)=[]
psainit = reshape(psainit0, num_subc, slen0);
pn=reshape(pn0,cp+fft_size,slen0);
str0 = 'MER';
h_change=hget(pn,psainit,fft_size,cp,subc,50,str0); % 信道传输函数
str0=['MER of', 'DFile= ',fname_dat, '; SFile= ',psa_data];
mer=ofdm_mer_calc(pn,psainit,h_change,fft_size,cp,subc,50,str0);
(1) 用户端输入: psa_data= 'psa_sym.txt'; fname_dat='ofdm_gen.txt';
PS_INTERV=20; slen=5; soff=2;
则检测的是第 2-5 个符号，即 1920 个数据的 MER。结果如图 38 所示，MER 为 27.8496。
```

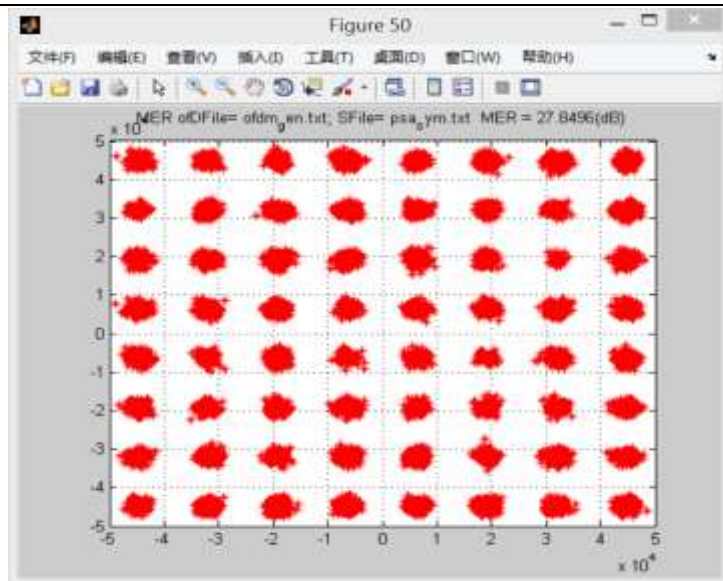


图 38 PS_INTERV=20, slen=5, soff=2 的 MER

(2) 用户端输入: `psa_data= 'psa_sym.txt'; fname_dat='ofdm_gen.txt';`
`PS_INTERV=20; slen=40; soff=5;`
则检测的是 5-40 之间的 35 个符号, 即 22400 个数据的 MER。结果如图 39 所示, MER 为 28.9338。

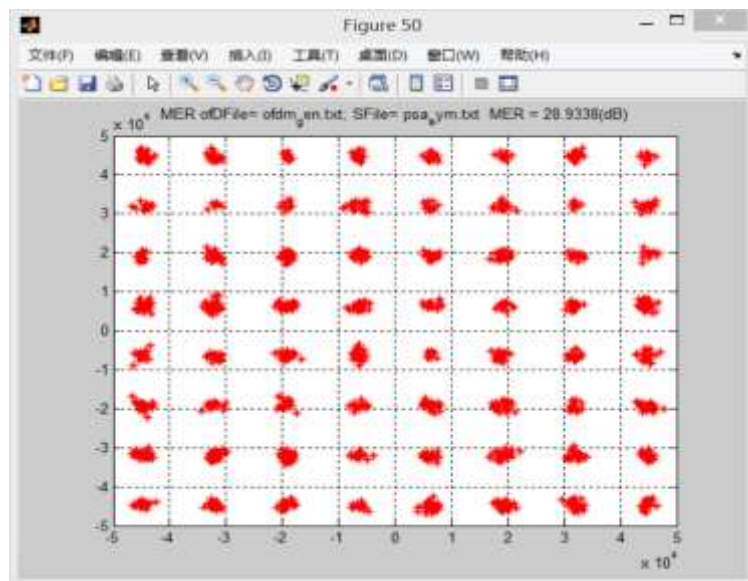


图 39 PS_INTERV=20, slen=40, soff=5 的 MER

(3) 用户端输入: `psa_data= 'psa_sym.txt'; fname_dat='ofdm_gen.txt';`
`PS_INTERV=20; slen=300; soff=100;`
则检测的是 100-300 之间的 200 个符号, 即 128000 个数据的 MER。结果如图 40 所示, MER 为 30.8559。

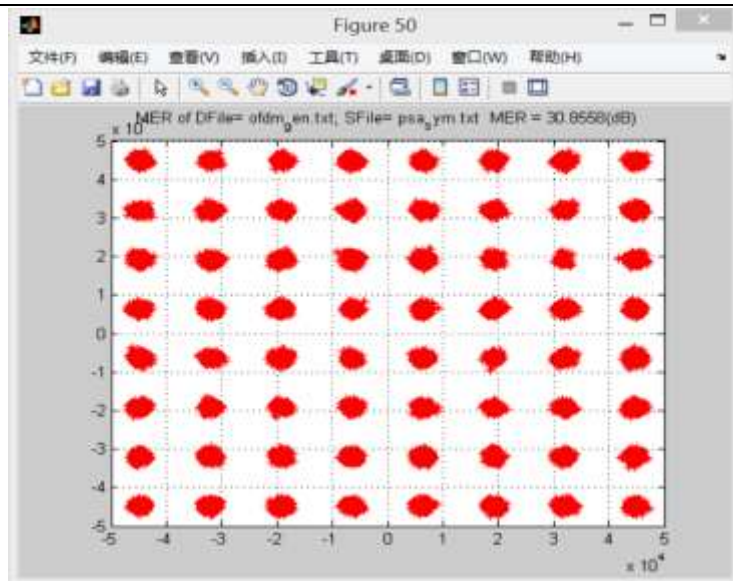


图 40 PS_INTERV=20, slen=300, soff=100 的 MER

实验证明，若取接收到的数据前一小段进行 MER 的检测，测出的 MER 值偏小，不准确。当选取偏中间的数据，并且数据量较大时，MER 的值较为准确。因此在实际的信道估计中，建议选取适量的且处于中间段的数据进行检测，此时 MER 值更加准确，信道估计效果更好。

6.4 置信区间的判定

论文采用了大量数据，循环计算 MER 的值，并取出 100 个样本，对 100 个 MER 的值进行数据分析，首先分析观测样本的正态拟合的频数直方图，在 Matlab 上仿真结果为图 41 所示。

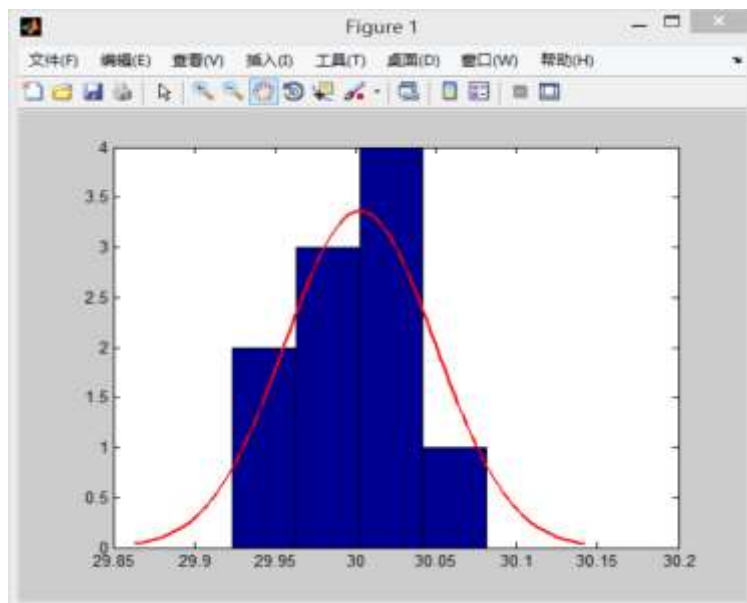


图 41 所得 MER 样本的正态拟合的频数直方图

图 41 可以看出测得的 MER 样本值符合正态分布。接着取显著水平 $\alpha=0.05$ ，置信水平为 0.95。计算出 MER 的置信区间。结果如图 42。

```
mu =  
    30.0027  
  
sigma =  
    0.0466  
  
muci =  
    29.9694  
    30.0360  
  
sigmaci =  
    0.0320  
    0.0850
```

图 42 所得 MER 样本置信水平为 0.95 时的置信区间

其中 μ 是正态分布的均值， σ 是正态分布的标准差， μ_{ci} 是均值的置信区间， σ_{ci} 是标准差的置信区间。可得本次样本所得的 MER 置信水平为 0.95 时置信区间为[29.9694,30.0360]。

此置信区间的意义在于，我们在接收端对接收到的信号进行 MER 的检测和计算，当检测到 MER 的值很明显的偏离置信区间时，可认为此次传输出现错误，或信道的条件较差，不适合传送数据。此时丢弃此数据，要求进行重传。

6.5 本章小结

本章为系统的信道评估在 Matlab 上的最终实现和仿真结果展示。本章依次展示了有效信号的起止点，pn 序列的获得，信道传输函数，以及 MER 检测的实验结果。并展示了函数代码改进后，在接收端就任意大小和任意段数据进行 MER 检测的实验结果。最后本章展示了样本 MER 值置信度为 0.95 时的置信区间，也可由此对检测到的信号是否正常传输作出判定。

7. 总结与展望

7.1 总结

自从电报问世以来，通信开始融入生活。随着社会的不断进步，通信正朝着高质量、个性化、全球化的方向发展。本论文的研究背景基于 DOCSIS3.1 上的 CMTS 产品开发。DOCSIS3.1 作为被国际上广泛接受的下一代 CMTS 设备所采用的接入技术，利用了近年来物理层技术上最新的技术成果，如 OFDM，OFDMA，LDPC 编解码等，极大地提高了同轴电缆上的信号传输速率。使得 CMTS 设备可以利用现有的同轴电缆网络支持到上行 1Gbps，下行 10Gbps 的传输速率，受到运营商和设备商的极大关注。而 OFDM 正交频分复用作为高效特殊的一种多载波调制技术，对于抵抗多径传播非常有效，并且有很强的抗干扰性能，在移动通信、数字电视、数字广播等领域得到广泛应用。此背景下 Cisco，Arris 等公司纷纷推出了支持 DOCSIS3.1 的 CMTS 产品，但在具体的部署中也遇到了各种挑战。其中，如何针对不同用户或者网段的信道特性对传输参数进行优化和调整是一个迫切需要解决的问题。本论文针对此项问题，对采用的 OFDM 系统架构进行了详细分析，同时设计了盲 MER 检测的方法在信号解调前对信号进行分析和算法处理，通过 MER 的检测值来进行信道的评估。

具体实现中，本论文对项目所在的基于 DOCSIS3.1 的 CMTS 系统进行了分析，包括 CMTS 系统框图和实现方案。接着论文对采用的 OFDM 系统架构进行了分析，从 OFDM 系统的基本原理入手，分析了 OFDM 系统相关技术和整体结构。然后论文论述了系统信道估计的算法，包括基于 LS 的估计算法，基于 MMSE 的估计算法，SVD 算法以及基于导频的信道估计算法，并分析了每一种算法的适用情况。接下来论文详细描述了系统信道评估的具体设计过程，包括系统参数的定义和设置；信号的调制；保护间隔和循环序列的插入；信道模型的建立和信号的传输；OFDM 解调；在解调前通过 MER 进行信道的估计。其中着重分析了利用 MER 检测进行信道估计的实现过程，即如何在发送信号未知的情况下，在接收端进行盲的 MER 检测，并通过 MER 的值对信道进行评估。另外，论文还设计改进了函数功能使得在接收端可以就任意段和任意大小的接收数据进行 MER 检测。同时论文完成了对多次计算的结果进行大数据分析和置信区间的判定，意义在于在接收端检测出的 MER 的值很明显的偏离置信区间时，可认为此次传输出现错误，或信道的条件较差，不适合传送数据。此时丢弃此数据，

要求进行重传。最后论文在 Matlab 上进行了实验和仿真结果分析，对信道估计的每个过程给出了关键程序和详细的实现效果展示，体现出了本次基于 Matlab 的 OFDM 系统信道评估功能。

7.2 展望

随着 OFDM 技术的不断成熟，DOCSIS 标准的不断推进，CMTS 技术的不断发展，如何对信道进行准确的估计将显得尤为重要，这也将对通信传输的质量产生很大影响。因此下面对将来的研究工作提出一些设想：

（1）本设计中盲 MER 检测算法还不够完善。当数据量较大时，处理速度会受到一定影响，在一定程度上不能实现快速的检测。可考虑将本算法与硬件相结合。利用硬件处理速度快，实时的特点，对算法进行提高和改善。

（2）本次论文设计主要偏向对信道进行估计的内容，也可根据置信区间来对某次传输的数据和信道的情况进行判断和评估。后期如果加入对信道评估后的改善部分，就能够更好的改善通信传输。希望在后续的开发中能够不断的完善此内容。

参考文献

- [1]郭大雷. DOCSIS 标准演进及应用[J]. 西部广播电视,2014,23:182.
- [2] 马钊,李爽,白羽,张玉珊. OFDM 技术分析[J]. 科技情报开发与经济,2007,27:140-142.
- [3]莫丽雯. OFDM 系统中基于隐藏导频的信道估计与跟踪[D].上海交通大学,2007.
- [4] 宋海峰. 浅谈 OFDM 技术原理和其在无线局域网中的应用[J]. 山东通信技术,2005,03:16-17+21.
- [5]申京. MIMO-OFDM 系统中信道估计及信号检测算法的研究[D].北京邮电大学,2012.
- [6]樊同亮. OFDM 系统的信道估计和信号均衡技术的研究[D].重庆大学,2012.
- [7]郭起霖. OFDM 系统时变信道估计算法研究[D].北京邮电大学,2013.
- [8]张静. 光 OFDM 若干关键技术研究[D].电子科技大学,2013.
- [9]高蓉蓉. 从 DOCSIS3.1 看未来有线网络 IP 化趋势[J]. 有线电视技术,2015,10:59-62.
- [10]桂松. CMTS+CM 技术实现有线电视网络双向传输原理[J]. 电脑知识与技术(学术交流),2007,15:697-698+701.
- [11]赵志彪,冯振明,陆明泉. 基于 DOCSIS 的 CM 和 CMTS 的设计与实现[J]. 电讯技术,2001,04:42-47.
- [12]江涛. OFDM 无线通信系统中峰均功率比的研究[D].华中科技大学,2004.
- [13]李国松. 无线 OFDM 系统中的信道估计研究[D].电子科技大学,2005.
- [14]张菊茜. OFDM 系统关键技术研究[D].哈尔滨工程大学,2006.
- [15] 梁学俊. 基于 OFDM 的无线组网技术研究[D].武汉理工大学,2004.
- [16]Ritesh Kumar Kalle,Debabrata Das. Energy and delay constrained scheduling of real time traffic over OFDM communication system with non-causal channel information[J]. Physical Communication,2014,12:.
- [17]宋伯炜. OFDM 无线宽带移动通信系统中信道估计与均衡技术研究[D].上海交通大学,2005.
- [18]韩艳春. OFDM 系统的同步技术研究[D].重庆大学,2007.
- [19]宋延涛. 基于 OFDM 认知无线电系统的功率分配算法研究[D].郑州大学,2012.
- [20]卢彬,曹型兵,李丹. 移动通信系统中 OFDM 技术的分析及其应用[J]. 数据通

信,2003,03:46-47+50.

- [21]白木,子荫. OFDM 的基本技术及应用[J]. 有线电视技术,2003,18:57-61.
- [22]陈曦. OFDM 系统中信道估计等关键技术的研究[D].北京邮电大学,2006.
- [23]Ivan Aldaya,Gabriel Campuzano,Gerardo Castañón,Christophe Gosset. Phase noise insensitivity of RF envelope detection and its application to OFDM radio over fiber systems[J]. Optics and Laser Technology,2014,58:.
- [24]张洪君. OFDM 调制算法研究[D].长春理工大学,2006.
- [25]侯玉兵. OFDM 调制及其在无线局域网中的应用研究[D].太原理工大学,2003.
- [26]王雪. OFDM 信号检测与调制识别[D].中国科学技术大学,2009.
- [27]黄宗伟. OFDM 系统中同步技术的研究[D].南京邮电大学,2011.
- [28]赵雷. OFDM 信号的子载波调制方式识别方法研究[D].西安电子科技大学,2012.
- [29]王志杨. OFDM 系统设计与仿真[D].哈尔滨工业大学,2006.
- [30]Jing Tang,Min Xia,Wei Li,Kecheng Yang. The improvement of Nyquist pulse shaping for all-optical OFDM system in multi-users network[J]. Optik - International Journal for Light and Electron Optics,2013,,:.
- [31]蒋和伦. OFDM 系统中关键技术的研究[D].重庆大学,2007.
- [32]Ashish Goel,Prerana Gupta,Monika Agrawal. SER analysis of PTS based techniques for PAPR reduction in OFDM systems[J]. Digital Signal Processing,2013,231:.
- [33]郝增玉. DTMB 系统信道估计算法的研究与改进[D].天津大学,2009.
- [34]龙自强. 无线通信 OFDM 系统中的信道均衡技术研究[D].汕头大学,2007.
- [35]张亚娟. OFDM 系统的同步技术研究[D].大连理工大学,2005.
- [36]Yaoqiang Xiao,Ming Chen,Fan Li,Jin Tang,Yi Liu,Lin Chen. PAPR reduction based on chaos combined with SLM technique in optical OFDM IM/DD system[J]. Optical Fiber Technology,2014,,:.
- [37]Rakesh Ranjan,Debjani Mitra. HMM modeling for OFDM-BER performance[J]. AEUE - International Journal of Electronics and Communications,2014,,:.
- [38]王俊涛. CMMB 信道估计与同步算法研究[D].南京理工大学,2013.
- [39]尹秀敏. 无线 MIMO 系统检测算法研究与应用[D].西安理工大学,2009.
- [40]李剑峰. 无线数字图像通信若干关键技术的研究[D].北京邮电大学,2008.
- [41]许从方,丛键. 超短波电台信道模型的仿真研究[J]. 通信技术,2014,07:733-737.
- [42]Pankaz Das,Youngil Park,Ki-Doo Kim. Performance of color-independent OFDM visible light communication based on color space[J]. Optics

Communications,2014,324:.

[43]Abdelgader Abdalla,Ricardo Ferreira,Ali Shahpari,Jacklyn D. Reis,Mario Lima,Antonio Teixeira. Improved nonlinear tolerance in ultra-dense WDM OFDM systems[J]. Optics Communications,2014,326:.

[44]张辉. OFDM 系统中信道估计技术的研究[D].重庆大学,2010.

[45]程华. 基于导频的 OFDM 信道估计算法研究[D].太原理工大学,2008.

[46]毕研珍. 基于 OFDM 技术传输系统的信道估计研究[D].兰州交通大学,2007.

[47]何修富. OFDM 信道盲估计方法研究[D].西安电子科技大学,2009.

[48]王东. 基于 OFDM 系统的信道估计算法研究[D].西安电子科技大学,2008.

[49]H.E. Nistazakis,A.N. Stassinakis,S. Sheikh Muhammad,G.S. Tombras. BER estimation for multi-hop RoFSO QAM or PSK OFDM communication systems over gamma gamma or exponentially modeled turbulence channels[J]. Optics and Laser Technology,2014,64:.

[50]朱志敏. 基于 OFDM 系统的信道估计技术的研究[D].东南大学,2006.

[51]曹一. 基于 Simulink 的 OFDM 通信系统仿真分析[D].天津大学,2009.

[52]王东,张亚妮. OFDM 系统中的信道估计算法比较[J]. 电子科技,2011,06:13-14.

[53]Qi Tang,Jianjun Yu,Zizheng Cao,Jiangnan Xiao,Xinying Li,Mango Fall,Lin Chen. Joint adaptive code rate technique and bit interleaver for direct-detection optical OFDM system[J]. Optical Fiber Technology,2013,191:.

[54]王颖,陈光. 适用于多带超宽带的信道估计研究[A]. 中国电子学会信息论分会、北京邮电大学研究生院.2007 北京地区高校研究生学术交流会通信与信息技术会议论文集（下册）[C].中国电子学会信息论分会、北京邮电大学研究生院:.,2008:6.

[55]徐晓瑶. OFDM 系统信道估计技术研究[D].西安电子科技大学,2008.

[56]黄李健. 基于 OFDM 的 LS 信道估计仿真的研究[J]. 武夷学院学报,2012,02:65-67.

[57]梁婷,康桂华. OFDM 中导频模式对信道估计性能的影响[J]. 河海大学常州分校学报,2007,04:17-20.

[58]侯改利. 基于导频的 OFDM 信道估计技术研究[D].西安电子科技大学,2013.

[59]Lijun Li,Rentao Gu,Yuefeng Ji,Lin Bai,Zhitong Huang. All-optical OFDM network coding scheme for all-optical virtual private communication in PON[J]. Optical Fiber Technology,2013,:.

[60]Reginaldo B. Nunes,Helder R. de O. Rocha,Marcelo E.V. Segatto,Jair A.L. Silva. Experimental Validation of a Constant-Envelope OFDM system for Optical Direct-Detection[J]. Optical Fiber Technology,2014,:.

- [61]赖玉强. OFDM 系统中信道估计技术研究[D].西安电子科技大学,2003.
- [62]陈淑君. OFDM 信道估计与均衡技术研究[D].大连海事大学,2010.
- [63]史留成. 无线 OFDM 系统中的信道估计算法研究[D].武汉理工大学,2007.
- [64]丁朋华. OFDM 信道估计算法研究[D].电子科技大学,2008.
- [65]侯洁. 多天线 OFDM 系统中信道估计技术的研究[D].华中科技大学,2007.
- [66]毛莉萍. OFDM 通信系统中信道估计算法研究[D].新疆大学,2006.
- [67]汪琳娜. MER 指标评测下的数字预失真算法改进研究[J]. 科技风,2013,12:124.
- [68]王超. 浅谈 MER、BER 和星座图在数字电视网络中的应用[J]. 科技与企业,2014,05:120.
- [69]张万书. 数字双向 CATV 系统技术指标和测量方法(下)[J]. 有线电视技术,2001,06:48-52+36.

附录：程序代码

```
%file: gen_simfile
% generate OFDM sim file
function []=gen_simfile()
    clear all; close all; clc;
    jay=sqrt(-1);
    pi=atan(1)*4;
% OFDM parameters
    sym_len = 100;
    qam_order0 =8;
    snr = 30;
    fs=20.48;                % in MHz, sampling clock rate
    ts=1/fs;                 % in us, sample duration
    fft_size=1024;          % number of subc
    num_subc=640;
    null2=(1024-num_subc)/2;
    subc=[null2+1:fft_size-null2];
    t_sym=ts*fft_size;      % 50 us symbol duration
    bw=1/t_sym*num_subc;
    cp=25;                  % in samples, CP length
    ov=1;                   % over sampling
    PSLEN=1;
    PS_INTERV=20;
    num_sym= sym_len * num_subc;      %generate full length data
    data_len = sym_len * (cp+fft_size);
% 8QAM 调制
% rx0, rx0_desire, rx0_sym0
    sym0L=sym_gen(num_sym,qam_order0);
    PSA_sym = sym_gen(num_subc*PSLEN,qam_order0); % get psa_sym
% 在 sym 中循环插入 psa
    PSLEN=1;
    PS_INTERV=20;
```



```

for pp = 1: sym_len-1
    if (rem(pp, PS_INTERV) == 0 && PSLEN>0)
        sym0L ((pp*num_subc+1) : ((pp+PSLEN)*num_subc) ) = PSA_sym;
    end
end
% ofdm 调制
[rx0L,sym0L]=gen_ofdm_sig(sym0L,fft_size,cp,subc);
% [PSA_OFDM,PSA_sym]=gen_ofdm_sig(PSA_sym,fft_size,cp,subc);
% 加噪声
scale=sqrt(length(rx0L))/norm(rx0L);
sym0L=sym0L*scale;
rx0L=rx0L*scale;
PSA_sym=PSA_sym*scale;
% PSA_OFDM=PSA_OFDM*scale;
% rx0L_desire = rx0L;          not need in simulation
data_len=length(rx0L);
noise = (randn(data_len, 1) + randn(data_len,1)*j)/sqrt(2);
snr = 1/10^(snr/20);
nn = noise*snr;
rx0L = rx0L + nn;
% RX0 data generation
scale=sqrt(length(rx0L))/norm(rx0L);
% sym0L=sym0L*scale;
rx0L=rx0L*scale;
% add HFC channel and noise
[rx0L,tap_ind]=ch_eff_ofdm(rx0L,fft_size,cp,ts,ch0,tap_t0,grp_delay0);
% add noise
len=length(rx0L);
noise=(randn(len,1)+j*randn(len,1))/sqrt(2);
rx0L=rx0L+snr0_eff*noise;
% save rx0L to file
bb = [real(rx0L), imag(rx0L)];
save -ascii 'din_rx0.txt' bb;
bb = [];
% add the channel effects onto OFDM signal

```

```
function [sig,tap_ind]=ch_eff_ofdm(sig0,fft_size,cp,ts,ch,tap_t,grp_delay)
tap_t=tap_t+grp_delay*ts;
sig0=sig0(:);
tap_ind=[];
sig=0;
for i=1:length(ch);
    tap0=ch(i);
    t0=max(1,round(tap_t(i)/ts));
    tap_ind=[tap_ind,t0];
    sig1=[zeros(t0-1,1);sig0(1:end-t0+1)];
    sig=sig+tap0*sig1;
end
% save to file din_rx0_desire.txt
bb = [real(rx0L), imag(rx0L)];
save -ascii 'ofdm_gen.txt' bb;
bb = [];
% save to file din_rx0_sym0.txt
bb = reshape(sym0L,[],1);
bb = [real(bb), imag(bb)];
save -ascii 'ofdm_sym.txt' bb;
bb = [];
% save to file din_rx0_psa.txt
PSA_sym=PSA_sym.';
bb = [real(PSA_sym), imag(PSA_sym)];
save -ascii 'psa_sym.txt' bb;
bb = [];
psa_sym_datain = load('psa_sym.txt');    % read rx0 data from file, 20.48MHz I/Q
rxr0_datain    = load('ofdm_gen.txt');  % read rx0 data from file, 20.48MHz I/Q
sym0_datain    = load('ofdm_sym.txt');  % read rx0 data from file, 20.48MHz I/Q
% psa_ofdm_datain = load('psa_ofdm.txt'); % read rx0 data from file, 20.48MHz I/Q
sym0    = sym0_datain(:,1) + i*sym0_datain(:,2);    % convert to complex
dat0    = rxr0_datain(:,1) + i*rxr0_datain(:,2);    % convert to complex
psa     = psa_sym_datain(:,1) + i*psa_sym_datain(:,2); % convert to complex
% PSA_OFDM= psa_ofdm_datain(:,1) + i*psa_ofdm_datain(:,2); % convert to
complex
```

```
TSYMN = floor(length(dat0)/(cp+fft_size));
sym0 = reshape(sym0, num_subc, TSYMN);
dat = reshape(dat0,cp+fft_size,TSYMN);
PSA_sym=psa.';
[PSA_OFDM,PSA_sym]=gen_ofdm_sig(PSA_sym,fft_size,cp,subc);
    for f=1:data_len-(cp+fft_size-1)
        corr(f)=PSA_OFDM'*dat0(f:f+(cp+fft_size-1));
    end
result=abs(corr);
plot(result);
    for ppp =1: length(result)
        if (result(ppp)>800)
            break;
        end
    end
start=ppp;
pn=[];
interleave=sym_len/PS_INTERV;
for j =1: interleave-1
    pn_piece=dat0(start+(j-1)*PS_INTERV*1049:start+(j-1)*PS_INTERV*1049+10
48);
    pn=[pn,pn_piece];
end

% get psainit
psainit=repmat(PSA_sym,1,interleave-1);
str0 = 'MER';

% subc=[null2+1:fft_size-null2];
%PSA_sym = dat(:,[10 20 30 40 50 60 70 80 90]);
%psainit = sym0(:,[10 20 30 40 50 60 70 80 90]);

h_change=hget(pn,psainit,fft_size,cp,subc,50,str0);
mer=ofdm_mer_calc(dat,sym0,h_change,fft_size,cp,subc,50,str0);
p=1
function sym=sym_gen(sym_len,qam_order)
```

```
jay=sqrt(-1);  
a=2*randint(1,sym_len,qam_order)-(qam_order-1);  
b=2*randint(1,sym_len,qam_order)-(qam_order-1);  
sym=a+jay*b;
```

```
function [sig,sym]=gen_ofdm_sig(sym,fft_size,cp,subc)  
    num_subc=length(subc);  
    sym=sym(:);  
    sym_mag=norm(sym)/sqrt(length(sym));  
    null_mag=sym_mag*10^(-80/20);  
    len=length(sym);  
    m=ceil(len/num_subc);  
    rem=num_subc*m-len;  
    sym=[sym;ones(rem,1)];  
    sym=reshape(sym,num_subc,m);  
    sig=null_mag*(randint(fft_size,m,[0,1])*2-1);  
    % sig=zeros(fft_size,m);  
    sig(subc,:)=sym;  
    sig=fftshift(sig,1);  
    %% change to ifft/fft_size by yubin  
    sig=ifft(sig,fft_size,1)/fft_size; %sig must be column vector  
    sig=[sig(end-cp+1:end,:);sig];  
    sig=sig(:);
```

```
function h=hget(x,sym,fft_size,cp,subc,fig,str)  
    [nn,sym_len]=size(sym);  
    pilot_sym_ind=1:max(round(sym_len/3),1);  
    valid_sym_ind=1:sym_len;  
    valid_sym_ind(pilot_sym_ind)=[];  
    % x=reshape(x,cp+fft_size,sym_len);  
    x=x(cp+1:end,:);  
    x=fft(x,fft_size,1);  
    x=fftshift(x,1);  
    x1=x(subc,:);  
    n_subc=length(subc);
```

```
h=mean(x1(:,:)./sym(:,:),2);
% p=1;
grid

function mer=ofdm_mer_calc(x,sym,h,fft_size,cp,subc,fig,str)
    [nn,sym_len]=size(sym);
    pilot_sym_ind=1:max(round(sym_len/3),1);
    valid_sym_ind=1:sym_len;
    valid_sym_ind(pilot_sym_ind)=[];
    % x=reshape(x,cp+fft_size,sym_len);
    x=x(cp+1:end,:);
    %change to fft by yubin
    x=fft(x,fft_size,1);
    x=fftshift(x,1);
    x1=x(subc,:);
    n_subc=length(subc);
    % h=mean(x1(:,:)./sym(:,:),2);
    x1=x1(:,valid_sym_ind);
    x1=x1./kron(h,ones(1,length(valid_sym_ind)));
    ref=sym(:,valid_sym_ind);
    mer=(x1-ref);
    mer=mer(:);
    ref=ref(:);
    mer=-20*log10(mean(abs(mer./ref)));
    eval(['figure(',num2str(fig),')'])
    plot(x1,'r*')
    title([str,' MER = ',num2str(mer),'(dB)'])
    grid
```


攻读硕士学位期间参加的项目、发表的论文情况

1. 参与项目

基于 Matlab 的 OFDM 系统信道评估设计及支持 DOCSIS3.1 的 CMTS 开发部署项目。思科系统（中国）研发有限公司。2015.7-2016.2

2. 申请专利

已受理发明专利

一种基于 SOC 的人数检测统计方法及系统，范红，范佳佳，陈静，孙彦子，专利号：201510934723.3

2. 学术奖励

实习期间 在思科系统（中国）研发有限公司 获得思科新秀挑战赛——硬件大赛 第一名。

致谢

本次毕业设计是在范红老师的悉心指导下完成的。在论文的研究过程中，范老师付出了很多的汗水和心血，在各个研究方面都给予了我很深的教导。从最初论文课题的选取，到收集资料，论文的撰写修改，她都给了我耐心的指导和无私的帮助。她治学的严谨态度，渊博的知识，对待工作的热情都让我十分敬佩和深受鼓励。

同时本论文的项目背景来源于思科系统（中国）研发有限公司的 DOCSIS3.1 的 CMTS 系统开发及部属和新标准的研究。再次感谢思科公司为我提供的项目资料，我的校外导师叶恺和项目主管陈博士对我的支持和帮助。

论文研究当中还得到项目同事吴景慈的热心帮助，他待人热情，对待工作科学严谨、孜孜不倦，精益求精，是我学习的榜样。

此外，我要谢谢我的家人和朋友。他们总是默默地支持着我，在我沮丧和失败的时候带给我鼓励和帮助，让我有着更大的勇气和动力不断向前。

在此，我对老师、校外导师，项目主管，同事，家人和朋友深表谢意。感谢他们在整个课题当中给予了我热心的支持和无私的帮助。