



XILINX大学计划指定教材

基于 XILINX FPGA 的 OFDM通信系统基带设计

史治国 洪少华 陈抗生 编著



ZHEJIANG UNIVERSITY PRESS
浙江大学出版社

XiLinx 大学计划指定教材

基于 Xilinx FPGA 的
OFDM 通信系统基带设计

史治国 洪少华 陈抗生 编著



ZHEJIANG UNIVERSITY PRESS
浙江大学出版社

内容提要

本书以无线局域网物理层标准 IEEE 802.11a 为实例,研究如何在 FPGA 上实现一个 OFDM 通信系统的基带收发机。本书在系统地给出了收发机模块划分的基础上,对每个模块的算法和 FPGA 实现进行详细探讨,内容涵盖一个完整无线通信系统的绝大部分模块,包括扰码、编码、交织、OFDM 调制/解调、帧同步、频偏校正、符号同步、采样时钟同步、信道均衡、Viterbi 解码等。本书所有模块均在 Xilinx 公司大学计划 Spartan-3E Starter Kit 开发板上验证通过,随书光盘附所有 ISE 工程文件和 Verilog 源码。

本书适用于电子与通信行业的高校学生和公司研究人员,既可以作为高年级本科生和研究生的教学教材,也可以作为通信行业技术人员的参考书和培训教材。

图书在版编目 (CIP) 数据

基于 Xilinx FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计 / 史治国, 洪少华, 陈抗生编著. —杭州:浙江大学出版社, 2009. 3
ISBN 978-7-308-06647-1

I. 基… II. ①史…②洪…③陈… III. ①可程序逻辑
器件—系统设计②通信系统—系统设计 IV.
TP332.1 TN914

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2009) 第 034524 号

基于 Xilinx FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计

史治国 洪少华 陈抗生 编著

责任编辑 樊晓燕
文字编辑 王元新
封面设计 刘依群
出版发行 浙江大学出版社
(杭州天目山路 148 号 邮政编码 310028)
(网址: <http://www.zjupress.com>)
排 版 杭州中大图文设计有限公司
印 刷 临安市曙光印务有限公司
开 本 787mm×1092mm 1/16
印 张 18.5
字 数 474 千
版 次 2009 年 3 月第 1 版 2009 年 3 月第 1 次印刷
印 数 0001—2500
书 号 ISBN 978-7-308-06647-1
定 价 38.00 元(含光盘)

版权所有 翻印必究 印装差错 负责调换

浙江大学出版社发行部邮购电话 (0571)88925591

前 言

伴随着无线数据通信与多媒体应用的不断发展,无线传输系统对传输速率与 QoS 保证等方面的要求也相应地不断提高。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)作为一种新型的物理层传输技术正越来越受到人们的重视,并被视为下一代移动通信(4G)中的关键技术。OFDM 继承了传统 MCM 中多载波并行调制、符号周期相应增长的特点,在循环前缀的辅助下可以实现准确的符号同步,有效地将原本频率选择性衰落的信道转化为多个并行平衰落信道使用,从而大大提高了传输效率。

现场可编程门阵列(FPGA) 因其设计的灵活性、可重用性以及开发速度快、周期短的特点,在数字专用集成电路设计中得到了广泛应用。能够使用 FPGA 进行应用系统的设计已渐渐成为电子信息类专业学生必须掌握的基本技能之一。Xilinx 公司是全球最大的可编程逻辑器件制造商,在芯片设计领域和 FPGA 设计工具方面一直引导最新潮流。如果学生能够深入理解 OFDM 技术的基本原理,并熟练掌握这一技术在主流 FPGA 上的实现方法,毋庸置疑,这对于提高学生的专业技能以及综合竞争力是大有裨益的。

众所周知,学习一门新知识最好的方法就是在具体应用中学习。IEEE 802.11a 无线局域网(WLAN)标准作为典型的以 OFDM 为物理层接入方式的应用系统,是学习 OFDM 技术的一个典型应用。本书正是以这一标准为基础,对 OFDM 基带处理器的算法、架构进行介绍和分析的基础上,将整个系统的 FPGA 设计和实现分为多个基本通信模块,并给出每个模块的具体实现。出版本书的目的,不仅希望读者能掌握 OFDM 技术及其在 FPGA 上的实现,对整个无线通信系统有一个更为深入透彻的理解,更希望读者能够掌握如何根据一个全新的通信标准和参考文献来进行系统设计的能力。

本书包含 7 章内容和 1 个附录。与以往多数教材中独立讲述通信系统中各个模块的 FPGA 实现不同的是,本书第 1 至第 3 章以 IEEE 802.11a 为范例,从整个系统的设计与实现出发,在对 OFDM 基本原理和 802.11a 协议进行讲解的基础上,给出使用 FPGA 进行基带发射机和接收机实现的模块划分,使读者可以从系统的高度理解如何对一个无线通信系统进行设计与实现。第 4 章详细讨论基带发射机的设计与实现,内容涉及扰码、多码率卷积编码、交织、星座图映射、导频插入、FFT 以及循环前缀和加窗处理。第 5 章详细讨论接收机中的同步问题及其 FPGA 实现,主要包括帧同步、符号同步、载波同步、采样频率同步以及剩余相位跟踪。第 6 章讨论基带接收机中的其他模块的设计,如信道均衡、Viterbi 解码、解调等。为方便读者快速掌握 Xilinx ISE 软件的使用以把更多精力集中到课程主要内容的学习上,第 7 章给出了使用 ISE 进行一个小设计的 Step by Step 的详细流程。所有代码均在 Xilinx 公司大学计划 Spartan-3E Starter Kit 开发板上验证通过,本书附录给出了该开发板的主要资源和使用介绍。

为深入理解 FPGA 内部资源及其使用方法,在本书第 3 至第 6 章中分别有侧重的介绍 Spartan-3E FPGA 内部资源(如频率综合器、专用乘法器、FFT/IFFT、CORDIC 以及内部 ROM/RAM 等)的工作原理以及在 ISE 中使用 IP CORE 实现各个资源功能的方法。

本书是浙江大学电子信息技术与系统研究所 OFDM 课题组基于近几年对 OFDM 技术的

研究而编著的。在陈抗生教授的带领下,参加 OFDM 课题研究的有史治国博士、李钰博士、顾宇杰博士、任王博士、洪少华博士、李力博士、张婧婧博士以及曲亮硕士、吴远硕士、张晶硕士、臧玮硕士、杜诗川硕士、陈俊丰硕士,还有李黎、穆明凯、刘欣、刘小光、刘畅、金梦珺、鲍迎等同学。两年前,课题组成员根据各自熟悉的内容编写了浙江大学研究生公开课“OFDM 通信系统实验研究”讲义。在该讲义的基础上,去年开始应 Xilinx 大学计划部中国区经理谢凯年博士邀请,我们开始了本书的编写。本书第 1、2、3 章由史治国、洪少华编写,第 4 章由曲亮、臧玮、金梦珺编写,第 5 章由洪少华、陈俊丰编写,第 6 章由李钰、杜诗川、陈俊丰编写,第 7 章由洪少华编写,附录由任王编写。本书最终由史治国博士和陈抗生教授进行了审定。

本书在筹划和写作过程中,得到 Xilinx 大学计划部中国区经理谢凯年博士在软硬件方面的诸多支持,并最终促成本书的编写。浙江大学信息学院副院长章献民教授、浙江大学研究生院常务副院长杨树锋教授一直对本书的出版非常关心。本书的出版还得到浙江大学研究生院培养处、浙江大学本科生院、浙江大学电子信息技术与系统研究所、浙江大学出版社的大力支持。在此一并表示最衷心的感谢。

限于编著者学术水平,书中难免会有不足、疏漏,甚至错误,欢迎使用者批评指正。

编著者

2008 年 11 月

目 录

第 1 章 正交频分复用系统的基本原理	1
1.1 无线通信系统	1
1.2 OFDM 系统发展历史与现状	3
1.2.1 发展历史	3
1.2.2 应用现状	3
1.3 OFDM 系统的基本原理	4
1.3.1 OFDM 系统的数学模型	4
1.3.2 FFT 在 OFDM 系统中的应用	6
1.3.3 保护间隔与循环前缀	7
1.3.4 OFDM 系统架构	8
1.4 OFDM 系统的主要特点	10
第 2 章 应用 OFDM 技术的一个典型协议——IEEE 802.11a 协议	13
2.1 无线局域网标准概述	13
2.2 IEEE 802.11 无线局域网的介质访问控制(MAC)	15
2.3 IEEE 802.11a 物理层协议	16
2.3.1 主要参数	16
2.3.2 物理层协议数据单元(PPDU)帧结构	18
2.3.3 信道构成	25
第 3 章 OFDM 基带处理器总体架构	28
3.1 IEEE 802.11a 基带处理器的发射端总体结构	28
3.2 IEEE 802.11a 基带处理器接收部分总体架构	30
3.3 基带处理器的工作时钟	31
3.3.1 工作时钟分析	31
3.3.2 Spartan-3E DCM 模块结构	32
3.3.3 工作时钟生成模块的实现	33
3.4 数据格式	35
第 4 章 OFDM 发射机设计与实现	36
4.1 训练序列的生成	37
4.1.1 短训练序列结构	37
4.1.2 长训练序列结构	38
4.1.3 训练序列的生成方法	39

4.1.4	训练序列生成模块的实现	42
4.2	发射机 Symbol 生成过程	45
4.2.1	发射机的信号处理流程	45
4.2.2	Signal 符号生成过程	46
4.2.3	Data Symbol 生成过程	47
4.3	扰码模块	48
4.3.1	扰码原理及设计方法	48
4.3.2	扰码模块的实现	49
4.4	信道编码	51
4.4.1	线性分组码	51
4.4.2	循环码	51
4.4.3	BCH 码	52
4.4.4	卷积码	52
4.4.5	删余	53
4.4.6	多码速卷积编码	54
4.4.8	多码速卷积码硬件结构与实现	54
4.5	交织	60
4.5.1	分组交织器原理	60
4.5.2	卷积交织器原理	60
4.5.3	802.11a 中的交织	61
4.6	Data 符号调制——16QAM	66
4.6.1	OFDM 中的调制	66
4.6.2	QAM(正交幅度调制)	66
4.6.3	16QAM	67
4.6.4	模块实现	68
4.7	导频插入	70
4.7.1	导频的位置和极性	70
4.7.2	导频插入模块的硬件结构	71
4.7.3	导频插入模块的实现	72
4.8	IFFT/FFT	75
4.8.1	IFFT/FFT 原理	75
4.8.2	基 2^2 DIF FFT 的硬件结构	80
4.8.3	运用 IP Core 实现 IFFT/FFT	81
4.9	循环前缀与加窗处理	88
4.9.1	循环前缀	88
4.9.2	加窗	90
4.9.3	模块实现	91
4.10	发射机主控单元	94
4.10.1	主控单元的工作任务	94
4.10.2	主控单元的状态机设计	94

第 5 章 OFDM 接收机同步	100
5.1 引 言	100
5.2 IEEE 802.11a 中的同步	100
5.3 分组检测	101
5.3.1 分组检测常用算法	101
5.3.2 延时相关加长度保持算法的硬件结构	106
5.3.3 分组检测的实现	115
5.4 载波同步	117
5.4.1 载波同步的时域和频域方法	117
5.4.2 载波同步时域算法的硬件结构	119
5.4.5 载波同步的实现	130
5.5 符号同步	132
5.5.1 符号同步的原理	133
5.5.2 符号同步算法的简化	133
5.5.3 符号同步偏移的影响	134
5.5.4 符号同步的硬件结构	135
5.5.3 符号同步的实现	143
5.6 采样频率同步	145
5.6.1 采样频率同步的原理	145
5.6.2 采样频率同步的硬件实现	149
5.6.3 采样频率同步的实现	162
5.7 剩余相位跟踪	164
5.7.1 剩余相位跟踪的原理	165
5.7.2 剩余相位跟踪的硬件实现	166
5.7.3 剩余相位跟踪的实现	172
第 6 章 OFDM 接收机均衡、解调与解码	176
6.1 信道估计与均衡	176
6.1.1 信道估计方法	177
6.1.2 频域上信道估计与均衡设计方法	178
6.1.3 频域信道估计与均衡的硬件实现结构	179
6.1.4 频域信道均衡的实现	184
6.2 解 调	186
6.2.1 解调原理	186
6.2.2 16QAM 解调的设计方法	187
6.2.3 动态星座图调整	188
6.2.4 16QAM 解调的硬件实现	189
6.2.5 16QAM 解调的实现	192
6.3 解交织	194

6.3.1	解交织的原理	194
6.3.2	解交织的设计	195
6.4	Viterbi 译码器的设计	202
6.4.1	Viterbi 译码算法的理论分析	202
6.4.2	802.11a 中的 Viterbi 译码器设计	205
6.4.3	Viterbi 译码的实现	222
6.5	解扰码	224
6.5.1	解扰原理	224
6.5.2	解扰模块的硬件设计	225
6.5.3	解扰模块的实现	227
第 7 章	集成开发环境 ISE 的使用	230
7.1	创建一个新工程	230
7.2	创建源代码文件	235
7.3	利用计数器模板向导生成设计	237
7.4	综合实现	239
7.4.1	综合	239
7.4.2	约束	240
7.4.3	实现	244
7.5	仿真	245
7.5.1	创建 Testbench 波形源文件	245
7.5.2	调用 ModelSim 进行仿真	248
7.6	下载与配置	251
7.7	片内逻辑分析仪 ChipScope Pro 简介	255
7.8	ChipScope Pro Core Inserter	256
7.9	ChipScope Pro Analyzer	262
附录	Spartan-3E FPGA 系统开发板简介	271

第 1 章

正交频分复用系统的基本原理

在信息时代的今天,通信技术在各种信息技术中起着支撑作用。人类社会对通信的需求越来越高,希望能够更加方便快捷地获取信息和进行沟通。因此,世界各国都在致力于现代通信技术的研究与开发和现代通信网的建设。而无线通信以其独特的便利性更是得到了人们的格外青睐。特别是在过去的十余年时间里,在数字信号处理、射频电路制造技术和半导体技术的推动下,无线通信获得了巨大的发展,便携移动设备变得更小、更便宜、更可靠。毫无疑问,这一趋势在今后会更加持续高速地发展下去。新的系统和标准不断涌现使得人们在办公室、家里甚至在“移动”中也可以实现宽带无线通信。目前,人们利用手机、PDA 这样的便携设备就可以享受到互联网所提供的各种信息服务,甚至是丰富多彩的多媒体娱乐服务。

1.1 无线通信系统

目前,世界范围内成熟应用的数字无线通信系统主要是第二代移动通信系统,包括全球移动通信系统(Global System for Mobile Communications, GSM)、IS-136 时分多址复用系统(Time Division Multiple Address, TDMA)以及 IS-95 码分多址复用系统(Code Division Multiple Access, CDMA)^[1]。其中 GSM 系统可以提供 2.4~9.6kb/s 以及 14.4kb/s 的电路交换语音业务,还可以通过通用分组无线业务(General Packet Radio Service, GPRS)和增强型数据速率 GSM 演进技术(Enhanced Data Rate for GSM Evolution, EDGE)分别提供 144kb/s 和 384kb/s 的分组交换数据业务;IS-136 系统可以提供 9.6kb/s 的电路交换语音与传真业务,其最高数据传输速率可达 40~60kb/s。IS-95 系统能够提供可变速率接入,其峰值速率可分别达到 9.6kb/s 和 14.4kb/s,还可以使用蜂窝数字分组数据(Cellular Digital Packet Data, CDPD)网络来提供 19.2kb/s 的数据业务。

近年来,随着第三代无线通信系统(3G)网络技术的不断成熟,全球 3G 商用网络持续增加,3G 业务日趋丰富,3G 用户规模稳步扩大,3G 市场已经从起步期进入到发展期。到 2006

年 10 月,全球发放的 3G 许可证达到 164 张,涵盖 57 个国家。从 3G 商用网络来看,到 2006 年 10 月,全球商用的 WCDMA 网络有 123 个,比 2005 年增加了 25 个;1xEV-DO 网络有 53 个,比 2005 年增加了 23 个;CDMA1x 网络有 174 个。从 3G 用户规模来看,到 2006 年 9 月,WCDMA 用户总数达到 8360 万,比 2005 年新增 4140 万;1xEV-DO 用户数达到 4360 万,比 2005 年新增 2140 万;CDMA1x 用户数达到 1.94 亿。如果将 WCDMA 和 EV-DO 的用户相加,则全球 3G 用户数已经突破 1 亿。

在 3G 标准方面,除了 WCDMA 和 CDMA2000 外,我国提出的 3G 国际标准 TD-SCDMA 已取得了具有重要意义的突破。一方面,TD-SCDMA 产业链日趋完善和成熟,系统、芯片、终端、网管、仪表及元器件等产业各环节均已形成多厂商供货环境;另一方面,TD-SCDMA 规模网络技术应用试验的推进和友好用户界面的试用,使 TD-SCDMA 网络和产品的可商用性得到了更严格的验证,并促进了终端多样化发展。

各种 3G 技术在不断完善的同时,也相应地推出了各自的演进技术^[2]。HSDPA 是 WCDMA 的演进技术,GSM 协会近期发布的调查结果显示,全球有 3/4 的 3G 运营商已计划采用 HSDPA 技术对其网络进行升级。截至 2006 年 10 月,全球共有 56 个国家和地区部署了 123 个 HSDPA 网络,其中在 39 个国家和地区已有 67 个 HSDPA 网络开始商用,14 个 HSDPA 网络已达到 3.6Mb/s 的速率。在 CDMA2000 方面,高通、华为等多家厂商纷纷推出了最新演进版本 EV-DO Rev. A 的产品,EV-DO Rev. A 已经进入实用化阶段。TD-SCDMA 也提出了自己的增强型技术 HSDPA。目前,大唐移动 TD-HSDPA 单载波的商用版本数据卡实际支持 1Mb/s 下载速率,能流畅地播放 512kb/s 的高清晰度流媒体电影,近期还将推出实际速率为 1.8Mb/s 的产品。

尽管 3G 系统将传统的业务推向了一个新的高度,但是并不能真正为用户提供宽带多媒体业务的接入。而随着通过互联网进行的视频、语音和数据通信流量的显著增长,以及移动电话的快速普及,用户更加迫切地希望移动通信系统可以提供移动多媒体业务的接入。因此,世界各国也都把目光投向 3G 以后的移动通信系统,开始研究和开发无线宽带多媒体通信系统。

目前,有关负责无线宽带通信系统标准化的论坛主要有三个,分别是美国的 IEEE 802.11、欧洲电信标准协会宽带无线接入网(ETSI BRAN)和日本的多媒体移动接入通信系统(Multimedia Mobile Access Communication,MMAC),它们均期望能够为用户提供高速的无线接入。要支持较高的数据速率,需要系统具有良好的健壮性以弥补无线信道的损耗,因此选择合适的调制方式非常重要。而这三个标准无一例外地选择了正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)技术作为物理层的调制方式。毫无疑问,OFDM 技术已经成为人们解决高速数据在无线信道中传输问题的首选方案之一。

OFDM 技术作为未来宽带无线接入系统的基本实现技术之一,也可能是下一代蜂窝移动通信网络的无线接入方式,其重要性是显而易见的。

1.2 OFDM 系统发展历史与现状

1.2.1 发展历史

正交频分复用可以说是一种调制技术,也可以被看做是一种复用技术,最早起源于20世纪50年代中期,60年代形成了使用并行数据传输和频分复用的概念。1970年1月,首次公开发表了有关OFDM的专利。

OFDM技术是一种特殊的多载波传输方案,能够很好地对抗频率选择性衰落和窄带干扰,这是其引起关注的一个主要原因。传统的并行数据传输系统将整个信号频段划分成 N 个互不重叠的频率子信道,每个子信道传输独立的调制符号,然后再将这 N 个子信道进行频率复用。这种避免信道频谱重叠的做法虽然有利于消除信道间的干扰,却不能有效地利用宝贵的频谱资源。正是为了解决这种低效利用频谱资源的问题,20世纪60年代中期R. W. Chang在论文^[3]中首次提出了一种思想:在使用频分复用的同时使子信道频谱相互重叠进行并行数据传输,其中每个子信道内承载信号的传输速率和相邻子信道间的频域间隔保持相同,从而实现无需高速均衡即可对抗窄带脉冲噪声及多径衰落,并能有效地提高频谱利用率。与传统的非重叠多载波技术相比,利用OFDM的重叠多载波技术可以节省将近50%的带宽。但是为了实现这种相互重叠的多载波技术,必须保证各个调制子载波之间保持相互正交,从而减小各个子信道之间的干扰。

在Chang发表论文后不久,Saltzberg对OFDM进行了性能分析并指出,在OFDM系统中,信道间干扰(Inter Channel Interference,ICI)是其应用的主要限制^[4]。为了应付ICI和符号间干扰(Inter Symbol Interference,ISI),Peled和Ruiz引入了循环前缀(Cyclic Prefix,CP)的概念^[5],OFDM符号之间不是使用空的保护间隔(Guard Interval,GI),而是使用OFDM符号的周期扩展,只要该循环前缀长于所传输信道的冲激响应,就可以通过实现周期卷积避免信道干扰的影响。虽然使用CP的代价是要占用一定的带宽资源,且这种损失与CP的长度成正比,但是使用CP所获得的好处通常远远大于这种损失。

1971年,Weinstein和Ebert把离散傅立叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)应用到并行传输系统中,作为调制和解调的一部分^[6]。这样就不再利用带通滤波器,而是经过基带处理就可以直接实现OFDM。而且,在使用该方法完成OFDM调制的过程中也不再需要使用子载波振荡器组及相干解调器,可以完全依靠执行快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform,FFT)的硬件来予以实现。

1.2.2 应用现状

自从20世纪80年代以来,OFDM技术开始逐渐被应用于各种双向无线数据业务当中,它们大都利用了OFDM可以有效消除信号多径传播所造成的符号间干扰(ISI)这一特征。首先得到广泛应用的是在广播式音频和视频领域,如数字音频广播(DAB)、数字视频广播

(DVB)。DAB 是在 AM 和 FM 等模拟广播基础上发展起来的,可以提供与 CD 相媲美的音质和其他的新型数据业务。DAB 标准于 1995 年由欧洲电信标准化协会(ETSI)制定,是第一个使用 OFDM 的标准。接着在 1997 年,基于 OFDM 的 DVB 标准也开始投入使用。

OFDM 技术的主要应用还包括有线电话网上基于现有铜双绞线的非对称高比特率数字用户线技术,例如非对称数字用户环线(Asymmetrical Digital Subscriber Loop, ADSL),以及基于 IEEE 802.11 标准的无线局域网(WLAN)等。在 ADSL 应用中,OFDM 被当作典型的离散多音调制(Discrete Multi-Tone modulation, DMT)成功地用于有线环境中,可以在 1MHz 带宽内提供高达 8Mb/s 的数据传输速率。1998 年 7 月,经过多次修改之后,IEEE 802.11 标准组决定选择 OFDM 作为 WLAN(工作于 5GHz 频段)的物理层接入方案,目标是提供 6~54Mb/s 的数据传输速率,这是 OFDM 第一次被用于分组业务通信当中。此后,ETSI 的宽带无线接入网(Broadband Radio Access Network, BRAN)以及 MMAC 也纷纷采用 OFDM 技术作为其物理层的标准。

目前,OFDM 最受关注的应用无疑是 Wi-MAX(World Interoperability for Microwave Access)无线城域网(Wireless MAN)的宽带接入以及用于 Wireless PAN 的超宽带通信技术(Ultra Wide Band, UWB)。其中前者是基于 IEEE 802.16 标准的无线城域网技术,其信号传输半径可达 50 千米,网络覆盖面积是 3G 基地站的 10 倍,最大接入速度在 75Mb/s,不仅解决了无线接入的技术,而且还能作为有线网络接入(CABLE、DSL)的无线扩展。对于 UWB 而言,虽然物理层接入技术存在分歧(使用 OFDM 技术还是直接序列扩频技术),致使标准迟迟未能获得通过,但是 WiMedia 联盟已建议欧洲的行业协会和标准化组织 Ecma International 的成员采用其提出的 MB-OFDM 标准作为 UWB 全球标准,并将标准提交 ISO/IEC/JTC1 快速通过。在军事需求和商业市场的推动下,MB-OFDM 商用芯片已经问世,产业发展也进入了芯片阶段,获得了众多厂商的支持。

此外,OFDM 还易于结合空时编码、分集、干扰(包括 ISI 和 ICI)抑制及智能天线等新技术,提高物理层信息传输的可靠性。如果再结合自适应调制、自适应编码以及动态子载波分配、动态比特分配算法等技术,可以进一步优化系统性能。

1.3 OFDM 系统的基本原理

1.3.1 OFDM 系统的数学模型

OFDM 可以被看做是一种频分复用方式,一个 OFDM 符号包括多个经过调制的子载波。假设 N 表示子载波个数, T 表示 OFDM 符号的持续时间, $d_i(i=0, 1, \dots, N-1)$ 为分配给每个子载波的数据符号, f_c 为第 0 个子载波的载波频率,矩形函数 $\text{rect}(t)=1, |t| \leq T/2$, 则从 $t = t_s$ 开始的一个 OFDM 符号可以表示为

$$s(t) = \begin{cases} \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect} \left(t - t_s - \frac{T}{2} \right) \exp \left[j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T} \right) (t - t_s) \right] \right\} & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1-1)$$

通常采用复等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号, 见式(1-2)。其中实部和虚部分别对应 OFDM 符号的同相分量(In-phase, I)和正交分量(Quadrature-phase, Q), 在实际系统中将它们分别与相应子载波的 cos 和 sin 分量相乘, 构成最终的子载波信号和合成的 OFDM 信号。OFDM 系统数学模型的框图如图 1-1 所示, 其中 $f_i = f_c + i/T$ 。

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}\left(t - t_s - \frac{T}{2}\right) \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)\right] & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1-2)$$

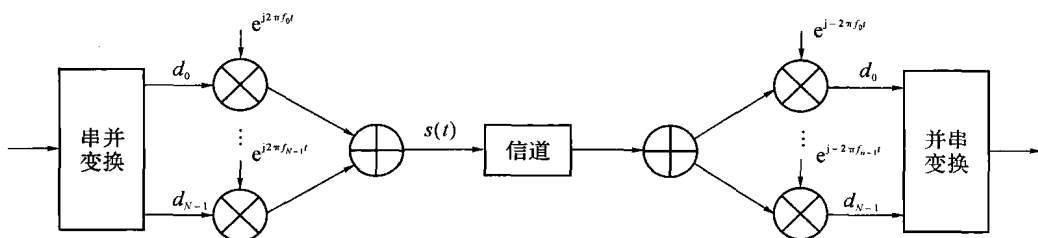


图 1-1 OFDM 系统数学模型框图

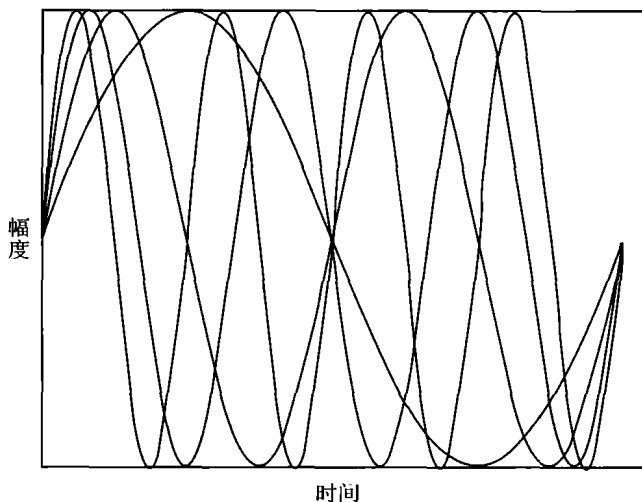


图 1-2 包含 4 个子载波的 OFDM 符号

图 1-2 所示为一个包含 4 个子载波的 OFDM 符号的实例, 这里假定所有的子载波具有相同的幅值和相位。当然, 实际应用中随着数据符号的调制方式不同, 每个子载波的幅值和相位都有可能是不同的。从图 1-2 可以看出, 每个子载波在一个 OFDM 符号周期内都包含整数个周期, 而且各个相邻子载波之间都相差 1 个周期, 故

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j2\pi f_n t) \exp(-2\pi f_m t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (1-3)$$

可见, 对式(1-2)中的第 j 个子载波进行相关解调, 然后在时间长度 T 内进行积分, 可得

$$\hat{d}_j = \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t - t_s)\right) \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)\right) dt$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T} (t-t_s)\right) dt = d_j \quad (1-4)$$

不难发现,对第 j 个子载波进行相关解调可以恢复出期望符号 d_j 。而对于其他子载波而言,由于在积分间隔内频率差 $\frac{i-j}{T}$ 产生整数倍个周期,故其积分结果为零。

上述是讲在时域上如何理解 OFDM 系统子载波之间的正交性,同样也可以在频域上理解其正交性。由于每个 OFDM 符号在其周期 T 内都包含多个非零的子载波,故其频谱可以看做是周期为 T 的矩形脉冲的频谱与一组位于各个子载波频率上的 δ 函数的卷积。矩形脉冲的频谱幅值为 $\text{sinc}(fT)$ 函数,该函数在频率为 $1/T$ 的整数倍处均为零点。如图 1-3 所示为相互覆盖的各个子信道内经过矩形波形成型得到的符号的 sinc 函数频谱。可以发现,在每一个子载波的最大值处,所有其他子载波的频谱幅度恰好为零。由于在对 OFDM 符号进行解调的过程中,需要计算的正是每一个子载波频谱的最大值,因此可以从这些相互重叠的子信道符号频谱中提取出每个子信道符号而不会受到其他子信道的干扰。所以,正是这种一个子信道频谱的最大值对应于其他子信道频谱零点的特性避免了子信道间干扰(ICI)的出现。可以说,OFDM 的符号频谱也是满足奈奎斯特准则的,因为各个子信道频谱之间并不存在相互干扰。但同时也可以发现,子载波之间的频率间隔只要出现微小的偏差就会导致这种正交性的破坏,因此 OFDM 系统对频率偏差较为敏感。

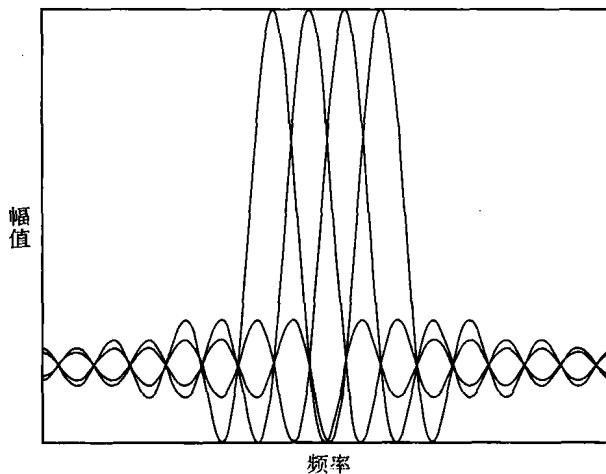


图 1-3 OFDM 系统子载波的频谱特性

1.3.2 FFT 在 OFDM 系统中的应用

令式(1-2)中 $t_s=0$,且忽略矩形函数,对信号 $s(t)$ 以 T/N 的速率进行采样,即令 $t=kT/N$ ($k=0, 1, \dots, N-1$),可得

$$s_k = s\left(\frac{kT}{N}\right) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j \frac{2\pi ik}{T}\right) \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (1-5)$$

可以发现,式(1-5)与 IDFT 运算的表达式形式是一致的。同样在接收端,恢复原始数据符号 d_i 的处理就可以通过对 s_k 进行相反的变换,即使用 DFT^[7]:

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(-j \frac{2\pi ik}{T}\right) \quad (0 \leq i \leq N-1) \quad (1-6)$$

由此可见,OFDM 系统的调制和解调可以分别通过 IDFT/DFT 来实现,频域数据符号 d_i 经过 N 点 IDFT 运算变换为时域符号 s_k ,其中的每个取样值都是由所有子载波信号经过叠加而生成的,即对连续的多个经过调制的子载波的叠加信号进行采样得到。

在 OFDM 系统的实际应用中,通常采用更加方便快捷的快速傅立叶变换(FFT/IFFT)。DFT 的计算复杂度会随 N 的增加呈二次方增长,而 FFT 计算复杂度的增加速度只是稍稍快于线性变化。因此,采用 FFT 运算可以显著地降低运算复杂度。对于子载波数量非常大的 OFDM 系统而言,可以进一步采用 Radix-4 FFT 算法。Radix-4 FFT 算法的优点在于只存在与 $\{1, -1, j, -j\}$ 的相乘运算,因此可以不使用完整的乘法器,而只需通过简单的加、减以及交换实部和虚部(当与 $-j$ 或 j 相乘时)就可以实现乘法运算,从而可以高效地进行大规模 FFT 处理^[5]。

1.3.3 保护间隔与循环前缀

应用 OFDM 技术的一个最主要原因就是它可以有效地对抗多径时延扩展。为了最大程度地消除 ISI,需要在相邻的 OFDM 符号之间插入保护间隔(Guard Interval, GI)。只要该保护间隔的长度 T_g 大于无线信道的最大时延扩展 τ_{\max} ,那么一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。这段保护间隔可以不插入任何信号,传输一段空闲的时段。但这种情况下,多径效应的存在会使得每个 OFDM 符号中除了包括所有的子载波信号外,还出现这些子载波信号的时延信息。如图 1-4 所示为一个带有空闲保护间隔的 OFDM 符号的第一子载波信号和第二子载波的延时信号。从图中可以看到,由于在 FFT 运算时间长度内,第一子载波与带有时延的第二子载波之间的周期个数之差不再满足整数,由式(1-4)可知,当接收机试图对第一子载波进行解调时,第二子载波会对其造成干扰。同样,当接收机对第二子载波进行解调时,也会存在来自第一子载波的干扰。

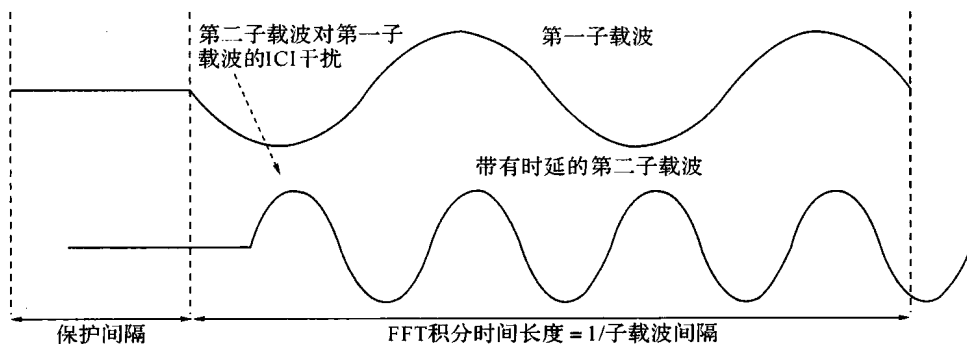


图 1-4 多径影响下空闲保护间隔引起子载波之间的干扰

为了消除由于多径造成的 ICI,可以在 OFDM 符号的保护间隔内填入循环前缀信号(CP),即将每个 OFDM 符号的后 T_g 时间内的样值复制到 OFDM 符号前面以形成前缀,如图 1-5 所示。可以发现,这种情况下在 FFT 周期内,OFDM 符号的时延副本内所包含的波形周期个数为整数。因此,时延小于保护间隔 T_g 的时延信号将不会在解调过程中产生 ICI。由于

T_g 要满足 $T_g \geq \tau_{\max}$, 所以保护间隔的离散长度, 即取样值个数为

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max} N}{T} \right\rceil \quad (1-7)$$

这样, ISI 只会对接收序列 CP 内的前 L_g 个取样值形成干扰, 只要将其去掉, 就可以完全消除 ISI 的影响。

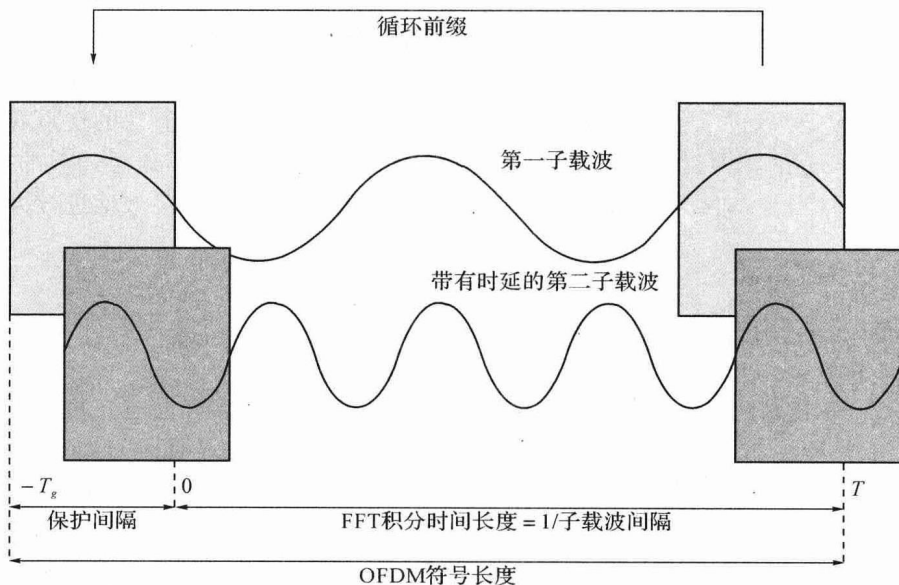


图 1-5 OFDM 符号的循环扩展

当然, 加入保护间隔会给 OFDM 系统带来功率和信息速率的损失, 其中功率损失可以定义为

$$\nu_{\text{guard}} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_g}{T} + 1 \right) \quad (1-8)$$

从式(1-8)可知, 假如保护间隔占到 20%, 功率损失也不到 1dB, 因此功率损失不是太大的问题, 主要问题还是来自于信息速率的损失(信息速率损失达 20%)。但是, 如果从保护间隔消除 ISI 和多径所造成的 ICI 的影响所起到的作用来看, 这个信息速率的损失和功率损失的代价还是值得的。

1.3.4 OFDM 系统架构

图 1-6 所示为一个典型 OFDM 系统的结构框图, 上半部分为发射机链路, 下半部分为接收机链路。从另一个角度来看, 整个系统也可以被分为基带处理(Baseband Processing)和射频(Radio Frequency, RF)两个部分。前者对数据进行一系列必要处理, 使其更加适合无线信道的传输; 后者用来完成基带信号和高频载波信号之间的转换。

作为物理层解决方案的 OFDM 系统, 所需传输的数据通常被称为物理层服务数据单元(PHY Sub-layer Service Data Units, PSDU)。对于这些数据的传输与恢复工作即由图 1-6 中的功能模块来完成。需要说明的是, 通常会在信源和前向纠错(Forward Error Correction, FEC)编码器之间插入一个扰码器单元(Scrambler), 这在图 1-6 中没有标示出来。扰码器的