



高等学校电子信息与通信类专业“十二五”规划教材

现代调制解调技术

孙锦华 何 恒 编著



西安电子科技大学出版社
<http://www.xduph.com>

高等学校电子信息与通信类专业“十二五”规划教材
西安电子科技大学教材建设基金资助项目

现代调制解调技术

孙锦华 何 恒 编著

西安电子科技大学出版社

内 容 简 介

本书较系统地介绍了现代高效数字调制技术的基本概念、原理、实现方法和最新研究成果。全书共分8章,全面地介绍了数字通信系统的基本概念、数字调制的基本概念、准恒定包络调制、连续相位调制、最小频移键控和高斯最小频移键控、语音信号调制、多载波调制和多天线调制技术等内容。

本书既可以作为高等院校通信专业及相关专业高年级本科生和研究生的学习教材,也可作为高等院校、科研院所、通信公司等有关单位的科研人员和工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

现代调制解调技术/孙锦华编著. —西安:西安电子科技大学出版社,2014.8

高等学校电子信息与通信类专业“十二五”规划教材

ISBN 978 - 7 - 5606 - 3402 - 9

I. ① 现… II. ① 孙… III. ① 数字通信—调制技术—高等学校—教材 ② 数字通信—解调技术—高等学校—教材 IV. ① TN914.3

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2014)第 163087 号

策 划 李惠萍

责任编辑 李惠萍 郭亚萍

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

网 址 www.xduph.com 电子邮箱 xdupfxb001@163.com

经 销 新华书店

印刷单位 陕西天意印务有限责任公司

版 次 2014年8月第1版 2014年8月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 19

字 数 450千字

印 数 1~3000册

定 价 35.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 3402 - 9/TN

XDUP 3694001 - 1

* * * 如有印装问题可调换 * * *

前 言

在过去的几十年间，数字调制技术领域的研究和发展已经相当活跃，并且涌现了很多有前景的研究成果。无论是在固定电话系统、移动蜂窝通信系统还是在卫星通信系统中，数字调制技术都是许多系统的基础。现有的各种公用和专用通信系统都在追求更大的通信容量、更远的通信距离以及更高的功率效率。随着大容量和远距离数字通信的发展，传输信道的带宽限制和非线性对传输信息的影响日趋严重，亟需采用新的数字调制技术以减小信道对所传信息的影响。而新调制技术的研究，主要是围绕着如何充分节省频谱和高效率地利用频带展开的。寻求更高的频谱利用率和功率利用率，是通信领域科研和技术人员永恒的追求目标，而能够实现此目标的高效数字调制技术也一直是人们研究的重点。

本书系统地介绍了现代高效数字调制技术的基本原理、实现方法以及有关该技术的最新研究成果，较充分地反映了当前高效数字调制技术的最新研究状况。全书共分8章，主要内容如下：

第1章是绪论，概括地介绍了相关的基础知识，包括调制在数字通信系统中的作用、各种通信信道、基本的调制方式、选择调制方式的标准以及脉冲成型在调制中的作用，是全书的基础。

第2章介绍了数字调制的基本概念，主要讨论了在实际中已经得到广泛应用的数字调制技术，包括二进制及多进制相移键控数字调制技术、偏移四相相移键控、正交振幅调制等方式的原理、频带特性及其性能。

第3章介绍了准恒定包络调制，首先讨论了 IJF - QPSK 和 SQORC 及其与 FQPSK 的关系，详细介绍了 FQPSK 的逐符号互相关映射、网格编码调制、最佳检测器及次最佳检测器，然后介绍了另外一种调制技术——SOQPSK 调制。SOQPSK 信号不存在包络波动，严格意义上应归入第4章的恒包络调制，但是由于其调制解调器结构与 FQPSK 是十分相似的，因此在本书中将 SOQPSK 放在此章介绍。

第4章介绍了连续相位调制，包括 CPM 的基本概念、频谱特性、最大似然序列检测及错误概率，重点介绍了各种 CPM 信号的调制器和解调器。

第5章讨论了两种比较经典的 CPM 信号——全响应调制技术 MSK 信号和部分响应调制技术 GMSK 信号，重点介绍了它们的信号描述、功率谱密度、调制器结构和解调器结构，还讨论了相关的同步问题。

第6章讨论的是语音信号调制，主要介绍了波形编码调制，也讨论了参数编码以及混合编码。

第7章介绍了多载波调制，讨论了OFDM的基本概念，峰均功率比的抑制方法以及OFDM系统的同步、比特和功率分配问题。

第8章介绍多天线调制技术，讨论典型的分集技术和合并技术，然后介绍MIMO系统的信号模型、MIMO系统信道容量及随机信道响应的MIMO系统容量，接着讨论了空时块编码、分层空时码以及空时格码。

在本书编写过程中，作者参考了数字通信领域最具有权威和影响力的相关教材和文献资料。在写作中，作者力求做到语言简洁流畅、内容丰富、层次清晰、结构合理，便于读者学习和理解相关的概念与理论，从而系统地掌握高效的数字调制技术。

本书第1、3、4、5章由孙锦华执笔完成，第2、6、7、8章由何恒执笔完成。全书由孙锦华统稿。

西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室的杜栓义教授审阅了全书，提出了许多宝贵意见，在此表示衷心的感谢。

本书的编写受到了国家自然科学基金项目(编号：60902039, 61271175)和“西安电子科技大学教材建设基金资助项目”的资助。本书在编写过程中得到了西安电子科技大学出版社李惠萍老师的关心与帮助，在此表示衷心的感谢。

在本书的编写过程中，西安电子科技大学通信工程学院的研究生李杰、李春雷、王雪梅、吴利杰和朱吉利同学认真仔细地校对了文稿，在此向他们表示衷心的感谢。

由于作者水平有限，疏漏在所难免，敬请读者批评指正。

作 者

2014年4月

目 录

| | |
|--|----|
| 第 1 章 绪论 | 1 |
| 1.1 数字通信系统 | 1 |
| 1.2 通信信道 | 2 |
| 1.2.1 加性高斯白噪声信道 | 2 |
| 1.2.2 带限信道 | 3 |
| 1.2.3 衰落信道 | 3 |
| 1.2.4 通信信道的数学模型 | 4 |
| 1.3 数字调制技术概述 | 6 |
| 1.3.1 基本的调制方法 | 6 |
| 1.3.2 各种调制技术的比较 | 7 |
| 1.4 基带脉冲成形 | 10 |
| 1.5 选择调制方案的原则 | 15 |
| 1.5.1 功率效率 | 15 |
| 1.5.2 带宽效率 | 16 |
| 1.5.3 系统复杂度 | 17 |
| 第 2 章 数字调制基础 | 18 |
| 2.1 BPSK 和 DPSK | 18 |
| 2.1.1 绝对相移和相对相移 | 18 |
| 2.1.2 2PSK 信号的产生与解调 | 20 |
| 2.1.3 2DPSK 信号的产生与解调 | 23 |
| 2.1.4 二进制相移信号的功率谱及带宽 | 26 |
| 2.1.5 2PSK 与 2DPSK 系统的比较 | 27 |
| 2.2 MPSK 和 MDPSK | 27 |
| 2.2.1 多相制的表达式及相位配置 | 27 |
| 2.2.2 多相制信号的产生 | 29 |
| 2.2.3 多相制信号的解调 | 33 |
| 2.3 OQPSK | 35 |
| 2.4 $\pi/4$ -DQPSK | 38 |
| 2.4.1 $\pi/4$ -DQPSK 差分检测 | 39 |
| 2.4.2 $\pi/4$ -DQPSK Viterbi 检测 | 39 |
| 2.5 正交振幅调制(QAM) | 41 |
| 2.6 载波同步 | 46 |
| 2.6.1 面向判决环 | 46 |
| 2.6.2 非面向判决环 | 47 |
| 第 3 章 准恒定包络调制 | 50 |
| 3.1 IJF-QPSK 和 SQORC 及其与 FQPSK 的关系 | 50 |
| 3.2 FQPSK | 57 |

| | | |
|--------------|----------------------------------|------------|
| 3.2.1 | FQPSK 的逐符号互相关映射 | 57 |
| 3.2.2 | FQPSK 的网格编码调制 | 60 |
| 3.2.3 | 最佳检测器 | 62 |
| 3.2.4 | 次最佳检测器 | 63 |
| 3.2.5 | MAP 解调 | 72 |
| 3.3 | SOQPSK | 75 |
| 3.3.1 | SOQPSK 的 CPM 描述 | 75 |
| 3.3.2 | SOQPSK 预编码 | 79 |
| 3.3.3 | 非递归 MIL-STD SOQPSK 信号的调制 | 81 |
| 3.3.4 | 非递归 MIL-STD SOQPSK 信号的解调 | 85 |
| 3.3.5 | 递归 MIL-STD SOQPSK 信号的调制和解调 | 88 |
| 3.3.6 | MIL-STD SOQPSK 的性能 | 90 |
| 第 4 章 | 连续相位调制 | 94 |
| 4.1 | CPM 的描述 | 95 |
| 4.1.1 | 连续相位调制的定义 | 95 |
| 4.1.2 | 几种常用的频率脉冲和相位脉冲波形 | 95 |
| 4.1.3 | CPM 信号的相位和状态 | 99 |
| 4.1.4 | 相位树和状态网格 | 102 |
| 4.2 | CPM 信号的频谱特性 | 104 |
| 4.2.1 | 计算一般 CPM 信号的步骤 | 105 |
| 4.2.2 | 脉冲形状、调制指数和先验分布对功率谱的影响 | 106 |
| 4.2.3 | CPFSK 的功率谱密度 | 108 |
| 4.3 | CPM 信号的最大似然序列检测及错误概率 | 110 |
| 4.3.1 | 错误概率和欧氏距离 | 111 |
| 4.3.2 | 最小距离的比较 | 113 |
| 4.4 | CPM 信号的调制器 | 115 |
| 4.4.1 | 正交调制器 | 116 |
| 4.4.2 | 串行调制器 | 117 |
| 4.4.3 | 全数字调制器 | 119 |
| 4.5 | CPM 信号的解调器 | 120 |
| 4.5.1 | 最佳 ML 相干解调器 | 120 |
| 4.5.2 | 最佳 ML 非相干解调器 | 124 |
| 4.5.3 | Viterbi 解调器 | 127 |
| 4.5.4 | 简化复杂度 Viterbi 解调器 | 132 |
| 4.5.5 | 减少 LREC CPM 的滤波器数目 | 134 |
| 4.5.6 | 非相干 CPM 的 ML 块式检测 | 135 |
| 4.5.7 | MSK 型解调器 | 137 |
| 4.5.8 | 差分 and 鉴频解调器 | 139 |
| 4.5.9 | 其他解调器 | 141 |
| 第 5 章 | 最小频移键控和高斯最小频移键控 | 142 |
| 5.1 | 全响应调制技术——MSK | 142 |
| 5.1.1 | MSK 的描述 | 142 |
| 5.1.2 | 功率谱密度 | 151 |

| | | |
|--------------|---------------------------|------------|
| 5.1.3 | MSK 的调制器 | 153 |
| 5.1.4 | MSK 的解调器 | 156 |
| 5.1.5 | MSK 的同步 | 162 |
| 5.1.6 | 错误概率 | 163 |
| 5.2 | 串行 MSK | 165 |
| 5.2.1 | SMSK 的描述 | 165 |
| 5.2.2 | SMSK 的调制器 | 165 |
| 5.2.3 | SMSK 的解调器 | 167 |
| 5.2.4 | 带通变换和匹配滤波器的实现 | 170 |
| 5.2.5 | SMSK 的同步 | 172 |
| 5.3 | MSK 类调制方式 | 173 |
| 5.3.1 | SFSK 调制 | 174 |
| 5.3.2 | Simon 符号成形脉冲 | 176 |
| 5.3.3 | Rabzel 和 Pasupathy 符号成形脉冲 | 180 |
| 5.3.4 | Bazin 符号成形脉冲 | 183 |
| 5.3.5 | MSK 类信号的频谱主瓣 | 184 |
| 5.4 | 部分响应调制技术——GMSK | 185 |
| 5.4.1 | GMSK 的连续相位调制表示 | 186 |
| 5.4.2 | GMSK 的等价 $I-Q$ 表达式 | 187 |
| 5.4.3 | GMSK 的劳伦特表示 | 190 |
| 5.4.4 | 功率谱密度 | 195 |
| 5.4.5 | 基于单脉冲流的 GMSK 近似 AMP 表示法 | 196 |
| 5.4.6 | 相干 GMSK 接收机及其性能 | 196 |
| 5.4.7 | GMSK 的同步 | 202 |
| 第 6 章 | 语音信号调制 | 209 |
| 6.1 | 波形编码调制 | 209 |
| 6.1.1 | 脉冲编码调制 | 209 |
| 6.1.2 | 差值脉冲编码 | 218 |
| 6.1.3 | 差值脉冲编码调制(DPCM) | 221 |
| 6.1.4 | 连续可变斜率调制(CVSD) | 224 |
| 6.2 | 参数编码 | 226 |
| 6.2.1 | 语音产生模型及特征参数 | 226 |
| 6.2.2 | 声码器简介及发展 | 229 |
| 6.2.3 | 线性预测编码(LPC)声码器 | 231 |
| 6.3 | 混合编码 | 232 |
| 6.3.1 | 线性预测编码声码器的主要缺陷及改进方法 | 233 |
| 6.3.2 | 余数激励线性预测编码声码器(RELPC) | 234 |
| 6.3.3 | 多脉冲激励线性预测编码声码器(MPC) | 235 |
| 6.3.4 | 规则激励长时预测(RPE-LTP)编码方案 | 236 |
| 6.3.5 | 矢量和激励线性预测(VSELP)编码方案 | 238 |
| 6.3.6 | 低时延码激励线性预测(LD-CELP)编码方案 | 241 |
| 6.3.7 | 多带激励线性预测(MBE)编码方案 | 242 |

| | |
|-----------------------------------|-----|
| 第 7 章 多载波调制 | 244 |
| 7.1 正交频分复用 | 244 |
| 7.1.1 OFDM 系统的基本原理 | 244 |
| 7.1.2 系统组成 | 246 |
| 7.1.3 OFDM 的优点 | 248 |
| 7.1.4 OFDM 的缺点 | 249 |
| 7.1.5 OFDM 的关键技术 | 249 |
| 7.2 OFDM 中峰均功率比的抑制方法 | 251 |
| 7.2.1 OFDM 信号的 PAPR 及其分布 | 251 |
| 7.2.2 降低 PAPR 的常用方法 | 253 |
| 7.2.3 基于改进脉冲成形技术的 PAPR 抑制方法 | 255 |
| 7.3 OFDM 系统的同步设计 | 259 |
| 7.3.1 OFDM 系统中的同步问题 | 259 |
| 7.3.2 同步偏差对 OFDM 信号的影响 | 260 |
| 7.3.3 OFDM 同步算法概述 | 261 |
| 7.3.4 OFDM 系统的同步设计 | 262 |
| 7.4 OFDM 系统中的比特和功率分配 | 267 |
| 7.4.1 比特分配 | 267 |
| 7.4.2 对固定比特率的比特和功率分配算法 | 270 |
| 第 8 章 多天线调制技术 | 271 |
| 8.1 接收分集技术 | 271 |
| 8.1.1 典型的分集技术 | 271 |
| 8.1.2 典型的合并技术 | 273 |
| 8.2 多天线信息论 | 275 |
| 8.2.1 MIMO 系统信号模型 | 275 |
| 8.2.2 MIMO 系统信道容量的推导 | 277 |
| 8.2.3 随机信道响应的 MIMO 系统容量 | 279 |
| 8.3 空时块编码(STBC) | 281 |
| 8.3.1 Alamouti STBC 编码 | 281 |
| 8.3.2 STBC 最大似然译码(MLD)算法 | 282 |
| 8.4 分层空时码 | 284 |
| 8.4.1 分层空时码的分类与结构 | 284 |
| 8.4.2 VLST 的接收——迫零算法 | 285 |
| 8.4.3 VLST 的接收——QR 算法 | 286 |
| 8.4.4 VLST 的接收——MMSE 算法 | 287 |
| 8.5 空时格码(STTC) | 288 |
| 8.5.1 STTC 信号模型 | 288 |
| 8.5.2 STTC 编码器结构 | 289 |
| 8.5.3 STTC 编码设计准则 | 291 |
| 8.5.4 STTC 编码的性能 | 293 |
| 参考文献 | 294 |

第1章

绪论

为使读者在学习各章内容之前,对通信和通信系统有一个初步的了解与认识,本章将概括地介绍相关的基础知识,包括调制在数字通信系统中的作用、各种通信信道、基本的调制方式、选择调制方式的标准以及脉冲成形在调制中的作用等。

1.1 数字通信系统

如图1-1所示是一个典型数字通信系统的结构框图。在数字通信系统中,要传输的消息可以是模拟信源(如音频、视频信号),也可以是数字信源(如电传机的输出、计算机数据)。如果信源输出的是模拟信号,那么模数转换器将对模拟信号进行采样和量化,采样值以数字形式表示(比特0或1)。信源编码器接收经数模转换得到的数字信号,将其编码成更短的数字信号。这个过程称为信源编码,它减少了信号冗余,从而减少了系统的带宽需求。由信源编码器输出的二进制数字序列被送到信道编码器,信道编码器将其编码成一个更长的数字信号。信道编码器有意地引入冗余,以便接收机可以纠正信号在信道传输中由噪声和干扰产生的一些错误。通常信号的传输是在高频段,因此将已编码的数字信号携带到载波是由调制器完成的。某些情况下,信号传输在基带完成,调制器为基带调制器,也称为变换器,用于将已编码数字信号变成适合于传输的波形。在调制器后通常还有一个功率放大器。对于高频传输,调制和解调通常在中频段进行。这种情况下,在调制器和功率放大器之间还需要插入上变频器。如果中频相比载波频率太低的话,可能需要几级载波频率变换。对于无线通信而言,天线是发射机的最后一级。传输介质通常被称为信道,在信道中,噪声叠加在信号上,衰落和损耗效应体现在作用于信号的乘性因子上。这里的噪声是一个广义的概念,包括各种来自系统外部和内部的随机电气干扰。信道也通常具有有限的频带宽度,因而可以将其看成一个滤波器。在接收机中,进行了与发射机相反的信号变

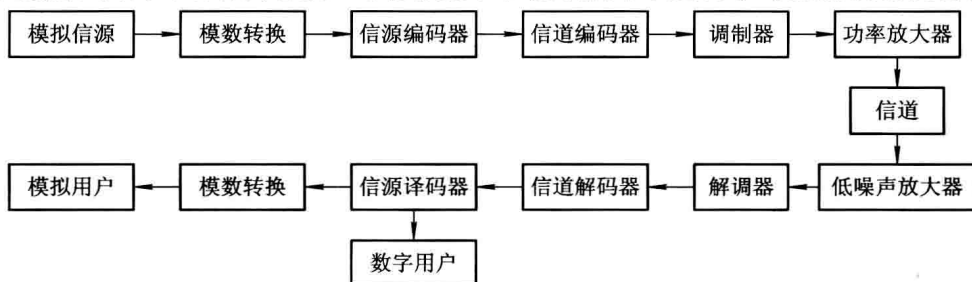


图 1-1 典型数字通信系统的结构框图

换：首先，接收到的微弱信号经过放大(需要时再进行下变频)和解调，然后经信道解码器去除所加入的冗余，再经过信源译码器恢复原始信号发给用户。对于模拟信号，还需要经过数模转换器的转换。

图 1-1 给出的是一个典型的通信系统组成，一个实际系统可能更为复杂，例如：对于多用户系统，在调制器前要插入复用模块；对于多台工作系统，在发射器前要加入多路接入控制模块，其他如扩展频谱和加密模块也可能会加入到系统中。实际系统也可以更简单，在简易的系统中可能不需要信源编码和信道编码。实际上，在所有通信系统中，仅调制器、信道、解调器和放大器(无线系统还需要天线)是必需的。

为了描述调制、解调技术并分析其性能，经常采用图 1-2 给出的简化的调制解调的数字通信系统模型。这个模型去除了与调制不相关的模块，而使相关模块突显出来。而近年来研究的调制解调技术将调制和信道编码结合起来，在这种情形下，信道编码器是调制器

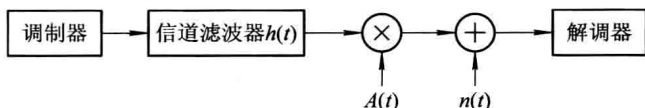


图 1-2 调制解调的数字通信系统模型

的一部分，信道解码器是解调器的一部分。由图 1-2 可知，解调器输入端的接收信号可以表示为

$$r(t) = A(t)[s(t) * h(t)] + n(t) \tag{1.1}$$

其中，* 表示卷积。在图 1-2 中，信道由三个元素来描述。第一个元素是信道滤波器，由于从调制器出来的信号 $s(t)$ 在到达解调器之前，必须通过发射机、信道和接收机，因此信道滤波器是一个合成滤波器，其传输函数为

$$H(f) = H_T(f)H_C(f)H_R(f) \tag{1.2}$$

其中， $H_T(f)$ 、 $H_C(f)$ 和 $H_R(f)$ 分别是发射机、信道和接收机的传输函数。同样地，信道滤波器的冲击响应为

$$h(t) = h_T(t) * h_C(t) * h_R(t) \tag{1.3}$$

其中， $h_T(t)$ 、 $h_C(t)$ 和 $h_R(t)$ 分别是发射机、信道和接收机的冲击响应。

描述信道的第二个元素是因子 $A(t)$ (一般为复数)， $A(t)$ 代表某些类型信道中的衰落，诸如移动无线信道。第三个元素是加性噪声和干扰项 $n(t)$ 。衰落和噪声将在下一节讨论。如图 1-2 所示的信道模型是一个通用模型，在某些情况下可以进一步简化。

1.2 通信信道

在研究、选择和设计调制方案时，信道特性起着重要的作用。为了了解各种调制方案的性能，针对不同的信道研究调制方案是很有必要的，我们应根据信道的特性来选择和设计调制方案以使其性能最优。本节主要介绍通信系统中一些重要的信道及其数学模型。

1.2.1 加性高斯白噪声信道

在分析调制方案时，加性高斯白噪声(AWGN)信道是一个最普通的信道模型。物理

上,加性噪声过程来自通信系统接收机中的电子元件和放大器,或者由传输中遇到的干扰引起。如果噪声主要是由接收机中的元件和放大器引起的,那么它可以表征为热噪声,这种类型的噪声统计地表征为高斯噪声过程,因此该信道的数学模型通常称为加性高斯噪声信道。因为这个信道模型广泛适用于物理通信信道,并且在数学上易于处理,所以它是通信系统分析和设计中所用的最主要的信道模型。

严格地说,AWGN信道是不存在的,因为没有任何信道具有无限带宽。然而,如果信号带宽小于信道带宽,许多实际信道可以近似看成高斯白噪声信道。例如,视距无线信道(包括固定地面微波链路和固定卫星链路)在天气好的情况下可近似地当成高斯白噪声信道,宽带的同轴电缆也可近似认为是高斯白噪声信道,因为除了有高斯噪声存在,没有其他的干扰。

本书中,对所有调制方式在AWGN信道下的性能均做了研究。原因有两方面:首先,某些信道近似为AWGN信道,所得到的研究结果可以直接应用;其次,不论其他信道损害(如带限、衰落、其他干扰)是否存在,加性高斯噪声总是存在的。因此AWGN信道是最好的信道情况。调制方案在AWGN信道下的性能可以作为性能上限。当存在其他信道损害时,系统性能会恶化。对于不同的调制方式,性能恶化的程度也不同。而AWGN下的性能可以作为评估性能恶化的一个标准,也可以用来评估抵抗这些信道损害技术的效果。

1.2.2 带限信道

当信道带宽小于信号带宽时,这样的信道是带限信道。严重的带限会导致码间串扰(ISI, InterSymbol Interference),即数字脉冲的扩展超过了它自身的传送周期,与相邻符号或更多符号产生了干扰。ISI会使比特错误概率增加。当不可能或成本上不允许增加信道带宽时,信道均衡技术被用于消除码间串扰。近年来,出现了很多均衡技术,新的均衡技术也还在不断涌现,在本书中,我们对此不进行讨论。

1.2.3 衰落信道

衰落是当无线电信号的振幅和相位在很短的一段时间或在其行进距离内迅速改变时发生的一种现象,它是由经过不同路径传输的发送信号到达接收机的时间略有不同而相互干扰引起的。这些无线电波,称为多径波,到达接收机天线合并产生的合成信号在幅度和相位上会呈现剧烈的变化。如果多径信号的延迟超过一个码元周期,这些多径信号就必须被当成不同的信号。此时,我们就会看到分离的多径信号。

在移动通信信道(如地面移动信道和卫星移动信道)中,衰落和多径干扰是由周围建筑物和地形的反射所造成的。此外,由于每个多径分量具有不同的多普勒频移,发射机和接收机之间的相对运动会导致该信号的随机频率调制。周围物体(如车辆)的运动,也会导致多径分量上的多普勒频移随时间变化。然而,若周围物体的运动速度低于移动台,多普勒频移的影响则可以忽略不计。

固定视距(LOS)微波链路中也存在衰落和多径干扰。在晴朗安静的夏天夜晚,正常的大气湍流是最小的。在对流层内,按温度和湿度的不同,大气的分布又可分为下层、中层和上层。较低的大气层会产生尖锐的折射率梯度,这又会产生多个具有不同的相对幅度和延迟的信号路径。

衰落会导致接收信号的振幅和相位发生变化。多径会造成符号间的相互干扰。多普勒频移会使载波频率漂移和信号带宽扩展。它们都会导致调制的性能下降。

1.2.4 通信信道的数学模型

在设计通过物理信道传输信息的通信系统时，构造一个体现传输介质重要特性的数学模型是非常方便的。利用这个数学模型可设计发射端的信道编码器和调制器以及接收端的解调器和信道解码器。以下，我们给出经常用于描述实际物理信道特征的信道模型的数学表示。

1. 加性噪声信道

通信信道最简单的数学模型就是如图 1-3 所示的加性噪声信道，信道仅对通过它传输的信号 $s(t)$ 叠加了一个随机噪声过程 $n(t)$ 。从物理上讲，加性噪声过程来自通信系统的电子元件和接收机的放大器，或者来自传输中遇到的干扰。这种类型的噪声从统计特性上属于高斯噪声过程。因此相应的数学模型通常称为加性高斯噪声信道。这种信道的幅频特性是平坦的，并且对于所有频率，其相频响应是线性的，因此调制信号通过高斯白噪声信道不会引起不同频率分量的幅度损失和相位失真，不存在衰落。唯一的畸变是由 AWGN 引起的。式(1.1)中的接收信号可以简化为

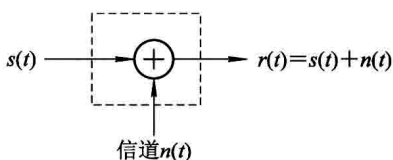


图 1-3 加性噪声信道

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.4)$$

其中， $n(t)$ 为加性高斯白噪声。

$n(t)$ 为“白色”的，意味着噪声是一个在所有频率上具有平坦功率谱密度 (PSD, Power Spectral Density) 的平稳随机过程。习惯上，假定其功率谱密度为

$$N(f) = N_0/2, \quad -\infty < f < \infty \quad (1.5)$$

这意味着白色过程具有无限大的能量。这当然是数学上的理想情况。根据维纳辛希定理，AWGN 信道的自相关函数为

$$R(\tau) \stackrel{\text{def}}{=} E\{n(t)n(t-\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} N(f)e^{j2\pi f\tau} df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} e^{j2\pi f\tau} df = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (1.6)$$

其中， $\delta(\tau)$ 为狄拉克 δ 函数 (也称单位冲击函数)。这表明，噪声样本无论在时间上有多近，它们都是不相关的，并且它们也是相互独立的。

在任何时刻， $n(t)$ 的幅度服从高斯概率密度函数分布，即

$$p(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{\eta^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (1.7)$$

其中， η 表示随机过程 $n(t)$ 的均值， σ^2 表示其方差。对于 AWGN， $\sigma^2 = \infty$ ，因为白噪声的功率是无限的。

然而，当 $r(t)$ 与一个正交函数 $\phi(t)$ 相关时，输出噪声的功率是有限的，即

$$r = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)\phi(t)dt = s + n \quad (1.8)$$

其中

$$s = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\phi(t)dt \quad (1.9)$$

$$n = \int_{-\infty}^{\infty} n(t)\phi(t)dt \quad (1.10)$$

噪声 n 的方差为

$$\begin{aligned} E\{n^2\} &= E\left\{\left[\int_{-\infty}^{\infty} n(t)\phi(t)dt\right]^2\right\} \\ &= E\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} n(t)\phi(t)n(\tau)\phi(\tau)dt d\tau\right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E\{n(t)n(\tau)\}\phi(t)\phi(\tau)dt d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2}\delta(t-\tau)\phi(t)\phi(\tau)dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \phi^2(t)dt = \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (1.11)$$

n 的功率谱密度函数可以表示为

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left\{-\frac{n^2}{N_0}\right\} \quad (1.12)$$

这个结果在本书中会被频繁地使用到。

另外,信道衰减也可以被包含到上述数学模型中。当信号经过信道传输经历衰减时,接收信号为

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t) \quad (1.13)$$

其中, α 为衰减因子。

2. 线性滤波器信道

在某些物理信道(如有线电话信道)中,采用滤波器来保证所传输的信号不超过规定的带宽限制,从而不会引起相互干扰。这样的信道通常在数学上表征为带有加性噪声的线性滤波器信道,如图 1-4 所示。因此,如果信道的输入信号为 $s(t)$,那么信道的输出为

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * c(t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau)s(t-\tau)d\tau + n(t) \end{aligned} \quad (1.14)$$

式中, $c(t)$ 是信道的冲击响应, $*$ 表示卷积。

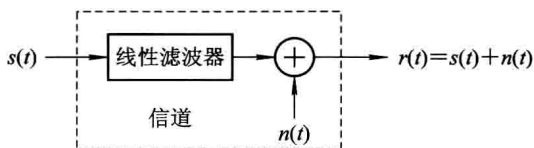


图 1-4 带有加性噪声的线性滤波器信道

3. 线性时变滤波器信道

像水声信道和电离层无线电信道这样的物理信道会导致发送信号的时变多径传播,这类信道在数学上可以表征为线性时变滤波器。该线性滤波器可以由时变信道冲激响应 $c(\tau; t)$ 来表征,这里 $c(\tau; t)$ 是信道在 $t-\tau$ 时刻加入冲激而在 t 时刻产生的响应。因此, τ 表示“历时(经历时间)”变量。带有加性噪声的线性时变滤波器信道如图 1-5 所示。对于输入信号 $s(t)$,信道输出信号为

$$\begin{aligned}
 r(t) &= s(t) * c(\tau; t) + n(t) \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + n(t)
 \end{aligned}
 \tag{1.15}$$

用来表征通过物理信道传播多径信号的模型是上式的一个特例，如电离层(在 30 MHz 以下的频率)和移动蜂窝无线电信道就是这样的物理信道。该特例中的时变冲激响应为

$$c(\tau; t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k)
 \tag{1.16}$$

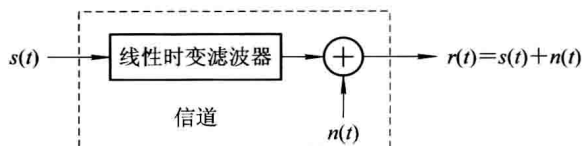


图 1-5 带有加性噪声的时变滤波器信道

式中， $\{a_k\}$ 表示 L 条多径传播路径上可能的时变衰减因子， $\{\tau_k\}$ 是相应的延迟。如果将式(1.15)代入式(1.14)，那么接收信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(t - \tau_k) + n(t)
 \tag{1.17}$$

因此，接收信号由 L 个路径分量组成，其中每一个分量的衰减为 $\{a_k\}$ ，延迟为 $\{\tau_k\}$ 。

以上描述的三种数学模型适当地表征了实际中的绝大多数物理信道。

1.3 数字调制技术概述

1.3.1 基本的调制方法

数字调制是将数字符号变换成适合传输的信号的过程。对于短距离传输，通常使用基带调制，基带调制又称线路码。用一串数字符号来产生具有特定特征的矩形脉冲波，每一种类型的符号用不同波形表示，以保证接收时能够正确地恢复。这些特征包括脉冲幅度，脉冲宽度以及脉冲位置的变化。图 1-6 给出了几种基带调制波形：图 1-6(a)是不归零调制，用周期为 T 的正脉冲代表符号 1，负脉冲代表符号 0；图 1-6(b)是单极性归零调制，用周期为 $T/2$ 的正脉冲代表符号 1，没有脉冲代表符号 0；图 1-6(c)是双相调制或曼彻斯特调制，用前半周期正脉冲和后半周期负脉冲表示 1，而前半周期负脉冲和后半周期正脉冲表示 0。

对于长距离通信和无线传输，通常使用带通调制，带通调制也称载波调制。用一串数字符号来改变高频正弦载波的参数。正弦信号有三个参数：幅度、频率和相位。所以在带通调制中有三种基本的调制方式：幅度调制、频率调制和相位调制。图 1-7 给出了三种基本的带通调制方案，分别是振幅键控(ASK)、频移键控(FSK)和相移键控(PSK)。在 ASK 调制中，当发送的符号是“1”时调制器输出载波，当发送的符号是“0”时没有输出，所以这种调制又称为通断键控(OOK)。在一般的 ASK 调制方案中，发送符号为“0”时的载波幅度也不一定是 0。在 FSK 调制中，当发送的符号是“1”时输出一个较高频率的载波，当发送的符号是“0”时输出一个较低频率的载波，或者反过来也可以。在 PSK 调制中，当发送的符号是“1”时输出初始相位为 0 的载波，当发送的符号是“0”时输出初始相位为 180° 的载波。

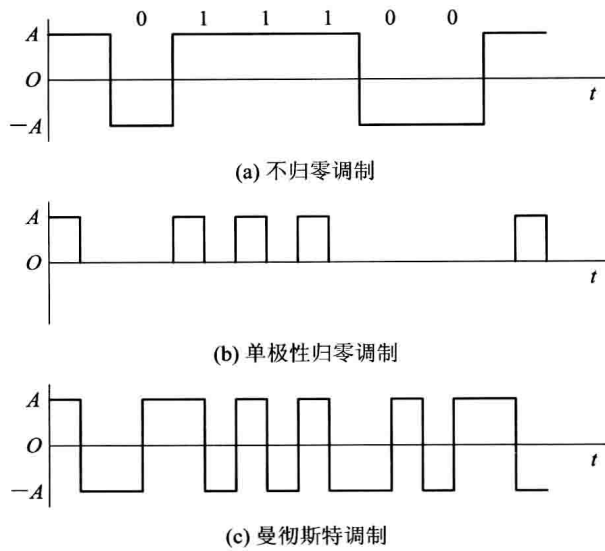


图 1-6 基带数字调制

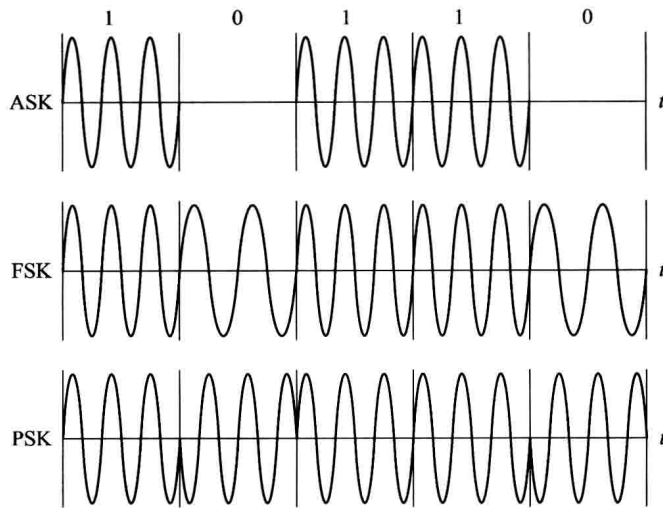


图 1-7 三种基本的带通调制方案

基于这三种基本的方案，对它们进行组合可以得到一些其他的调制方案。例如，将两个二进制 PSK(BPSK)信号通过正交载波组合可以产生正交相移键控(QPSK)，幅度和相位的联合调制得到正交振幅调制(QAM)，等等。

1.3.2 各种调制技术的比较

为了给读者提供一个调制技术的概况，我们在表 1-1 中列出了各种数字调制方案的名称缩写及描述，并把它们画在如图 1-8 所示的数字调制关系树中。一些调制方案能从不只一个“父”方案里派生出来。在这些方案中，差分编码用字母 D 表示，可以非相干解调的方案用字母 N 表示。所有方案都可以采用相干解调。

在表 1-1 和图 1-8 中列出的调制方案可以分为两大类：恒包络和非恒包络。恒包

络又有三个子类：FSK、PSK 和 CPM。非恒包络有三个子类：ASK、QAM 及其他非恒包络调制。在这些方案中，ASK、PSK 和 FSK 是基本的调制方案，MSK、GMSK、CPM、MHPM(MSK、GMSK、MHPM 是 CPM 的特例)和 QAM 等是先进调制方案。这些先进调制方案是基本调制方案的变形和组合。

表 1-1 数字调制方案

| 缩写 | 备用缩写 | 描述性名称 |
|---------------|-------|-------------------|
| 频移键控(FSK) | | |
| BFSK | FSK | 二进制频移键控 |
| MFSK | | M 进制频移键控 |
| 相移键控(PSK) | | |
| BPSK | PSK | 二进制相移键控 |
| QPSK | 4PSK | 四相相移键控 |
| FQPSK | | Feher 提出的四相相移键控 |
| EFQPSK | | 增强型 FQPSK |
| OQPSK | SQPSK | 偏移(交错)四相相移键控 |
| SOQPSK | | 有形偏移四相相移键控 |
| $\pi/4$ -QPSK | | $\pi/4$ 四相相移键控 |
| MPSK | | M 进制相移键控 |
| 连续相位调制(CPM) | | |
| SHPM | | 单- h (调制指数)相位调制 |
| MHPM | | 多- h 相位调制 |
| LREC | | 长度为 L 的矩形脉冲 |
| CPFSK | | 连续相位频移键控 |
| MSK | FFSK | 最小频移键控, 快速 FSK |
| SMSK | | 串行最小频移键控 |
| LRC | | 长度为 L 的升余弦脉冲 |
| LSRC | | 长度为 L 的频谱升余弦脉冲 |
| GMSK | | 高斯最小频移键控 |
| TFM | | 平滑频率调制 |
| 幅度调制和幅度/相位调制 | | |
| ASK | | 幅移键控 |
| OOK | ASK | 二进制通断键控 |
| MASK | MAM | M 进制幅度调制 |
| QAM | | 正交幅度调制 |