

“电子与通信工程领域” 研究生教育精品教材

现代数字调制及其应用 (下)——高阶调制

◆ 王士林 蔡云飞 徐友云 编著
◆ 徐友云 审校



中国工信出版集团



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
<http://www.phei.com.cn>

现代数字调制及其应用（下）

——高阶调制

王士林 蔡云飞 徐友云 编著
徐友云 审校

电子工业出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京·BEIJING

内 容 简 介

本书系统地阐述现代数字调制的基础理论、技术原理、性能评估、实现方法、典型应用等，分为上、下两册。其中，上册第1~4章依次介绍数字调制概论、数字信号和系统分析、随机信号处理、基带数字信号传输等基础理论；第5~10章从已调信号相位路径分析入手，深入阐述恒包络数字调制与解调技术原理、关键技术、实现方案、功率谱与误码率分析等。下册重点介绍MPSK和MQAM等高阶调制和OFDM调制的基本原理、解调关键技术及其接收机设计方法，并简要介绍数字调制技术在宽带无线接入、新一代移动通信、数字卫星通信等领域的应用。

本书可作为通信、电子类专业的高校、研究所高年级本科、研究生课程教材，也可作为相关专业教师、工程师和技术管理人员的专业参考书。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有，侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

现代数字调制及其应用. 下, 高阶调制 / 王士林, 蔡云飞, 徐友云编著. —北京: 电子工业出版社, 2015.10
ISBN 978-7-121-26942-4

I. ①现… II. ①王… ②蔡… ③徐… III. ①数字调制 IV. ①TN761.93

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2015)第 192325 号

策划编辑: 张小乐

责任编辑: 张小乐 特约编辑: 郭 莉

印 刷: 三河市鑫金马印装有限公司

装 订: 三河市鑫金马印装有限公司

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编: 100036

开 本: 787×1092 1/16 印张: 25.75 字数: 653 千字

版 次: 2015 年 10 月第 1 版

印 次: 2015 年 10 月第 1 次印刷

定 价: 79.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010)88258888。

前 言

数字调制位于通信协议的最低层——物理层，譬如作为互联网基本协议的 TCP/IP，数字调制位于该协议的物理层（网络接口层的子层）。为了实现物理层协议，需要在物理层中采用多种技术措施，而数字调制则是其中最重要的一种。该协议要求层中的数据按帧结构排列，每帧都由前导码和数据码组成。前导码是帧同步头，数据码是来自数据链路层的数据帧（data frame）。为了能够在物理层中有效和可靠地传输数据码，需要把数字调制与信道编码作为一个整体进行设计，并称它为调制和编码方案（MCS），通常把 MCS 看成物理层中的“引擎”。选择 MCS 时应以数字调制为主，即首先根据物理层需要传输的数据速率和允许系统占用的带宽来选择数字调制方式，而后再根据系统对误比特率的要求来选择与数字调制相适应的信道编码方式。

选择数字调制方式首先需要满足信道频带利用率的要求，提高信道频带利用率有两种方法。第一种是在信息传输速率一定的条件下，通过对已调波形的设计，使已调信号的频谱尽量变窄，这样就可减少占用的信道带宽，从而提高信道频带利用率。第二种是在占用信道带宽一定的条件下，通过对已调波形的设计，使其传输的信息速率尽量提高，从而也可以提高信道频带利用率，而且所得到的信道频带利用率往往要高于第一种方法。

除了需要满足信道频带利用率要求外，选择数字调制方式时还应考虑系统的功率转换效率这一性能指标。由于信道频带利用率和功率转换效率这两个性能指标是相互矛盾而不可兼得的，只能以一个指标为主兼顾另一个指标，因此实用中选择调制方式也有以下两种方案。

方案 1：高功率转换效率——恒包络调制

为了实现高的功率转换效率，系统中的高功放只能在非线性状态下工作。由于这个原因，凡是利用信号幅度来传送信息的调制方式都不能使用，而只能使用恒包络或准恒包络的调制方式。高阶调制 QAM 是幅度和相位联合调制，因而不能应用，故方案 1 的信道频带利用率较低。按照已调信号相位路径的不同，恒包络调制又可划分为连续相位路径和非连续相位路径两类。方案 1 用于卫星通信和深空通信中。

在方案 1 中，提高信道频带利用率采用了前述的第一种方法，这也就是本书上册所要讨论的主要内容。上册第 1~4 章为基础部分，第 5~10 章专门讨论恒包络或准恒包络的数字调制。

方案 2：高信道频带利用率——高阶调制

为了传输视频信号，特别是高清（high definition）和在线（on-line）的视频信号，要求系统必须能够传送较高的数据速率，但系统允许占用的频带又是有限的。在这种情况下，就要求选用高阶调制（如 MQAM）进行映射，把输入的二进制比特序列转变为输出的多进制符号序列，使得一个符号中含有若干个比特。高阶 QAM 调制的幅度也是用来传送信息的，因此高功放必须在线性状态下工作，故方案 2 的功率转换效率较低。此外，方案 2 中的另外一个问题是：由于高阶调制一个符号中包含有若干个比特，当发射机功率受限时，就会使每比特的能量信噪比下降，从而造成系统误比特率增大。为了使系统误比特率达到要求，MCS 中必须采用强有力的纠/检错的措施，为此国际电信联盟（ITU）规定，移动通信系统中的 MCS 必须采用 Turbo 码。方案 2 用于移动通信和无线局域网（WLAN）中。

在方案 2 中，提高信道频带利用率采用了前述的第二种方法，这也就是本书下册所要讨论的主要内容。下册第 1~4 章专门讨论高阶调制(MPSK 和 QAM)和正交频分复用(OFDM)，第 5 章讨论数字调制在 WLAN、移动通信和卫星通信中的应用。

虽然本书涉及内容较广、深度较深，但在编写时非常注意条理性和前后内容的连贯性，因此只要认真、耐心地读下去，其中的难点都是可以克服的。

最后，向本书参考文献中所有的作者们深表谢意，从你们的著作和论文中学到了大量的知识，这对完成本书的编写给予了极大的帮助。

此外，需要指出的是：

1. 作者王士林教授和蔡云飞高级工程师在 TCL 集团任职期间所积累的理论 and 实际知识在本书下册中都有所体现；

2. 本书上册第 10 章中的仿真工作是由解放军理工大学讲师许魁博士带领王飞同学协助完成的；

3. 本书的电子版制作及校验得到解放军理工大学王健博士的全力帮助，同时也得到了陈刚、李来扛、田辉、随楠楠、曹天威、王雨榕、沈先丽等研究生同学和王玲莉女士的大力帮助；

4. 本书编写过程中，得到解放军理工大学徐友云教授研究团队的张冬梅、马文峰、谢威、王聪、李宁等教员的支持和帮助；

5. 本书编写过程中，一直得到解放军理工大学李广侠、傅麒麟、钱关海、张杭、张更新、杨婷等教授和电子工业出版社编辑的支持和帮助；

6. 本书编写过程中始终得到林英玲女士给予的精神上的鼓励和生活上的关心。

在此，对以上单位和个人，作者一并表示感谢！

由于作者水平有限，谬误之处敬请指正！

作 者

2015 年 5 月

电子邮箱：

徐友云：yyxu@vip.sina.com

蔡云飞：caiyf1962@163.com

王士林：18014720309@163.com

目 录

第 1 章 八相相移键控调制	1
1.1 高阶调制及其应用背景	1
1.2 MPSK 的定义及分类	2
1.2.1 定义	2
1.2.2 分类	3
1.3 8PSK 星座图	5
1.4 8PSK 调制器	6
1.5 MPSK 信道频带利用率	7
1.6 8PSK 解调	8
1.6.1 双正交载波相干解调器	8
1.6.2 单正交载波相干解调器	10
1.7 8PSK 误比特率	11
1.8 8PSK 信号的功率谱密度	14
1.9 8PSK 的载波同步	15
1.10 小结	18
第 2 章 多元正交幅度调制 (MQAM)	19
2.1 概述	19
2.1.1 为什么要提出 MQAM	19
2.1.2 正交幅度调制的类型	20
2.2 调制器	23
2.2.1 全响应正交幅度调制	24
2.2.2 部分响应	31
2.3 解调器	36
2.3.1 全响应	36
2.3.2 部分响应	41
2.4 正交幅度调制的性能	43
2.4.1 功率谱密度	43
2.4.2 信号频带利用率	56
2.4.3 功率峰均比	58
2.4.4 误比特率	61
2.4.5 正交串扰	71
2.5 小结	75

第 3 章	MPSK 和 MQAM 接收机	76
3.1	已调信号的表达式	76
3.1.1	MPSK	76
3.1.2	MQAM	78
3.2	最佳接收模型	78
3.2.1	相关解调器	79
3.2.2	最佳检测器	81
3.2.3	相干解调器	82
3.3	接收机的组成	82
3.3.1	接收机框图	82
3.3.2	两路基带信号表达式	83
3.3.3	环路设计思想及策略	84
3.4	载波同步原理	85
3.4.1	信号参数估计	85
3.4.2	最大似然载波相位估计	86
3.4.3	实现最大似然载波相位的方法	87
3.5	MPSK 载波同步模拟环	89
3.6	信号空间分割法	91
3.6.1	信号平面分割法举例	91
3.6.2	信号平面分割法小结	94
3.6.3	误差信号提取的硬件实现	95
3.7	MPSK 载波同步数字环	96
3.7.1	QPSK	96
3.7.2	8PSK	102
3.7.3	2PSK	107
3.7.4	MPSK 数字环性能的比较	107
3.8	MQAM 载波同步环	108
3.8.1	用 QPSK 的载波环进行跟踪	108
3.8.2	基于全星座信号点的载波跟踪环	110
3.9	环路的捕获	122
3.9.1	捕获的基本知识	122
3.9.2	自动扫描	124
3.9.3	辅助鉴频	126
3.10	码元同步	131
3.10.1	从基带信号过渡沿提取误差信号	132
3.10.2	从眼图最大开启点提取误差信号	134
3.11	自动增益控制环	139
3.11.1	中频 AGC	139
3.11.2	基带 AGC	140

3.12	直流漂移抵消环	145
3.12.1	MQAM	145
3.12.2	QPSK	151
3.13	载波相位和码元定时的联合估计环	153
3.14	小结	155
第 4 章	正交频分复用 (OFDM)	156
4.1	无线信道的传播特性	156
4.1.1	电波传播方式	156
4.1.2	无线信道的衰落特性	157
4.1.3	无线信道的时变特性	159
4.1.4	国际规范	160
4.2	离散傅里叶变换	161
4.2.1	离散傅里叶级数	161
4.2.2	离散傅里叶变换	163
4.2.3	利用循环卷积计算线性卷积	172
4.2.4	连续傅里叶变换的离散化过程	173
4.3	快速傅里叶变换	182
4.3.1	时间抽选基 2 FFT 算法	182
4.3.2	频率抽选基 2 FFT 算法	189
4.3.3	基 2 IFFT 算法	190
4.3.4	基 2 FFT 的应用	191
4.3.5	基 4 FFT 算法	197
4.4	OFDM 技术的原理	207
4.4.1	提出 OFDM 的背景	207
4.4.2	OFDM 的工作原理	208
4.4.3	OFDM 时间离散系统	218
4.4.4	OFDM 的性能	221
4.5	OFDM 系统中的同步技术	227
4.5.1	OFDM 系统中哪些部分需要同步	227
4.5.2	同步偏差对系统性能的影响	231
4.5.3	OFDM 同步算法	243
4.6	OFDM 系统中的信道估计	257
4.6.1	信道估计的基本概念	257
4.6.2	导频插入方案	259
4.6.3	二维维纳滤波器	264
4.6.4	两个级联的一维维纳滤波器	277
4.6.5	信道估计的性能	279
4.7	OFDM 多址接入技术	282

4.7.1	多址接入的概念	282
4.7.2	与 CDMA 相结合的系统	284
4.7.3	与 FDMA 相结合的系统	298
4.7.4	与 TDMA 相结合的系统	299
4.8	OFDM 的峰均比	300
4.8.1	关于峰值的定义	300
4.8.2	OFDM 的峰值对系统性能的影响	302
4.8.3	限幅类技术	302
4.8.4	编码类技术	306
4.8.5	概率类技术	312
4.9	M-OFDM 系统	314
4.9.1	提出 M-OFDM 系统的背景	314
4.9.2	M-OFDM 系统发端工作原理	315
4.9.3	M-OFDM 系统收端工作原理	316
4.9.4	M-OFDM 系统的信道估计	318
4.10	Σ - Δ 调制	325
4.10.1	提出 Σ - Δ 调制的背景	325
4.10.2	简单增量调制 (ΔM)	326
4.10.3	传统的 Σ - Δ 调制——总和增量调制 Σ - Δ	334
4.10.4	现代 Σ - Δ 调制	337
4.11	小结	348
第 5 章	数字调制技术的应用	349
5.1	无线局域网	349
5.1.1	概述	349
5.1.2	IEEE 802.11b/g 套片	351
5.1.3	TNETW1230 芯片——基带处理	351
5.1.4	TNETW2522M——射频处理	369
5.1.5	IEEE 802.11n	374
5.1.6	终端测试	377
5.2	移动通信	387
5.2.1	物理层设计的指导思想	387
5.2.2	实用的 MCS	389
5.2.3	TD-LTE 中实际使用的映射方式	392
5.3	卫星通信与深空通信	398
5.4	小结	399
	缩略语	400
	参考文献	403

第 1 章 八相相移键控调制

本书上册第 5~10 章讨论了各种恒包络数字调制技术,在下册中我们将讨论高阶调制。本章讨论八相相移键控(8PSK)调制,它是多相相移键控(Multiple PSK, MPSK)中的一种;接着讨论正交幅度调制(MQAM)和正交频分复用(OFDM)技术等。在讨论 8PSK 之前,首先说明一下高阶调制的应用背景。

1.1 高阶调制及其应用背景

当代通信系统已从过去单一的媒体(语音)通信发展成为多媒体(语音、数据及图像等)的通信,特别是对视频信号的通信,要求通信系统应能传输较高的信息速率。在无线资源(频带等)受限的情况下,这就迫使通信系统提高信道频带利用率。为此,现代通信系统中采用了高阶调制,如 QPSK、8PSK(MPSK)和 16QAM、32QAM、64QAM、256QAM(MQAM)等调制方式。

高阶调制是指物理信道中传输的是多进制码元(或称符号),即一个码元中将含有若干(n)个信息比特。调制阶数 M 是指码元的进制数,也就是该调制方式星座图中信号点的总数:对于 MPSK 来说,它是指已调信号的 M 个相位值;对于 MQAM 来说,它是指已调信号的 M 个幅相值。调制阶数 M 与多进制码元中所承载的信息比特数 n 有如下关系:

$$n = \log_2 M \quad (\text{比特/符号}) \quad (1.1)$$

由上式看出,当调制阶数 M 提高后,一个码元中所含的信息比特数 n 也会增加,从而提高信息速率。这样,在占用的物理信道频带一定的条件下,就会提高信道频带利用率,这是我们所希望的;但随着信息速率的提高,就必然会使单位信息比特的能量(E_b)下降,使得单位信息比特的能量信噪比(E_b/N_0)减小,从而导致通信系统的误比特率恶化,这是我们所不希望的。可见,在使用高阶调制的通信系统中,信道频带利用率(传输的有效性)和误比特率(传输的可靠性)是衡量数字调制性能的两个重要技术指标。

1. 信道频带利用率

信道频带利用率定义如下:

$$\text{信道频带利用率 } r = \frac{\text{调制器输入的数据速率}}{\text{为传输调制器输出的已调波信道所需提供的带宽}} \quad (1.2)$$

它表示信道每提供 1Hz 带宽所能(允许)传送的信息速率。在当前频率资源受限的情况下,要求通信系统应尽可能地提高信道频带利用率。对于 MPSK 和 MQAM 来说,信道频带利用率 r 随调制阶数 M 增大而提高。

2. 误比特率

在加性高斯白噪声(AWGN)信道条件下,无论哪种调制方式,其相干解调的误比特率 P_b 的大小,都是由单位比特信息的平均能量信噪比 E_b/N_0 来决定的。 E_b 为已调波(键控信号)1 比特信息的平均能量, N_0 为白噪声(窄带白噪声)单边功率谱密度。

$$E_b = \frac{1}{2} A^2 T_b \quad (1.3)$$

式中, A 为已调波的峰值幅度, $A^2/2$ 为归一化功率,

$$T_b = \frac{1}{R_b} \quad (1.4)$$

T_b 为 1 比特信息的时间宽度, R_b 为调制器输入的信息速率。

由式 (1.3) 和式 (1.4) 可以看出:

(1) 随着 M 增大 ($n \uparrow$), 信息速率提高了, 从而使信道频带利用率 r 提高了。但随着信息速率的提高, 使得 T_b 减小了, 1 比特信息能量 E_b 也随之下降了, 导致误比特率 P_b 就随之增大。可见, 提高信道频带利用率的同时也必然会使解调器本身的误比特性能恶化, 这是一个不争的事实。

(2) 为了能在提高信道频带利用率的同时, 又能保证通信系统的误比特率达到一定的要求, 这只有依赖于在系统中使用差错控制技术, 特别需要使用 1993 年提出的 Turbo 码技术, 它具有强大的纠错能力, 当要求误比特率为 1×10^{-5} 时, 它所需要的 E_b/N_0 约比 C. E. Shannon 给出的理论值高 0.7dB 左右。因此, 国际电信联盟 (International Telecommunication Union, ITU) 要求在第三代移动通信 (3G) 中必须使用 Turbo 码, 这是因为 3G 系统中都采用了高阶调制的缘故。正是由于这个原因, 3G 系统中测试接收机参数灵敏度指标时, 所给定的误比特率都是在差错控制译码器之后的系统误比特率, 而不是指相干解调器之后的误比特率, 而且这类测试又通常采用闭环测试, 如图 1.1 所示。若去掉图中的信道仿真器, 则默认物理信道为 AWGN 信道。

(3) 在当代通信中有时会用到所谓的自适应通信系统, 其中功率自适应实际上是指在保持式 (1.3) 中 T_b 不变 (信息速率不变) 条件下, 通过改变幅度 A (改变发射功率) 来改变 E_b , 以保证系统的误比特率要求; 而速率自适应则是在 A 不变 (不控制发射功率) 条件下, 通过改变 T_b (改变信息速率) 来改变 E_b , 以保证系统的误比特率要求。

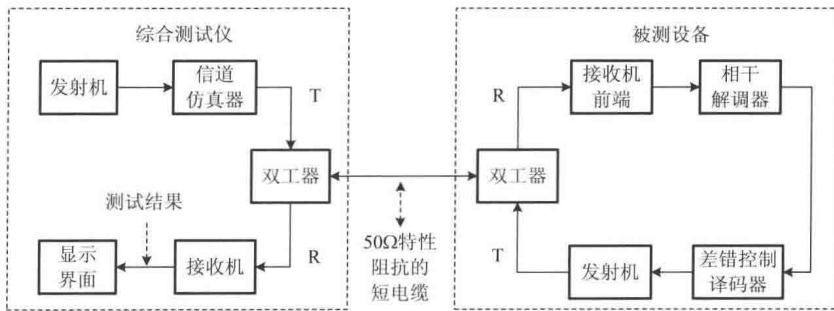


图 1.1 3G 中闭环测试示意图

1.2 MPSK 的定义及分类

1.2.1 定义

任何已调信号都是带通信号。由上册 2.8 节知道, 带通信号能用低通等效法来表示, 因此根据上册式 (2.65), 可将已调信号表示为

$$s(t) = \operatorname{Re}[u(t)\exp(j\omega_c t)] \quad (1.5)$$

式中, $u(t)$ 为 $s(t)$ 的复包络或称为等效基带信号, ω_c 为载波角频率。根据上册式 (2.66), 可将 $u(t)$ 用指数形式表示, 也可用代数式表示, 即

$$u(t) = a(t)e^{j\phi(t)} = x(t) + jy(t) \quad (1.6)$$

式中, $a(t)$ 为模, $\phi(t)$ 为幅角, $x(t)$ 为实部, $y(t)$ 为虚部。

由于 MPSK 仅用相位来承载信息, 因此 MPSK 的 $u(t)$ 指数形式为

$$u(t) = a(t)e^{j\phi(t)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t-kT_s) e^{j\left(I_k \frac{2\pi}{M} + \phi_0\right)} \quad (1.7)$$

式中, M 为 MPSK 的相位数, 即星座图中信号点总数; ϕ_0 为载波的初始相位; $g(t)$ 为码元(符号)的基带脉冲波形; I_k 为第 k 个码元(码元时间宽度为 T_s) 内的数字信息, 可能的取值为

$$I_k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (1.8)$$

由式 (1.7) 和式 (1.8) 看出, 星座图上信号矢量的相位值由 I_k 决定, 且任意相邻的两信号矢量间的相位差值都是 $2\pi/M$, 按照上述定义的相移键控称为多相相移键控。

1.2.2 分类

将式 (1.7) 展开为正交表达式, 则是 MPSK 复包络 $u(t)$ 的代数式, 即

$$\begin{aligned} u(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t-kT_s) \cos\left(I_k \frac{2\pi}{M} + \phi_0\right) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t-kT_s) \sin\left(I_k \frac{2\pi}{M} + \phi_0\right) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k g(t-kT_s) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k g(t-kT_s) \end{aligned} \quad (1.9)$$

式中,

$$x_k = \cos\left(I_k \frac{2\pi}{M} + \phi_0\right), \quad y_k = \sin\left(I_k \frac{2\pi}{M} + \phi_0\right) \quad (1.10)$$

由式 (1.9) 看出, 它和正交幅度键控信号的复包络具有相同的形式。

1. 二相相移键控 (BPSK)

取 $M=2$, $I_k=0, 1$ 。

(1) 若 $\phi_0=0$, 由式 (1.9) 和式 (1.10) 得到

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k g(t-kT_s) \quad (1.11)$$

式中,

$$x_k = \begin{cases} 1, & \text{当 } I_k = 0 \\ -1, & \text{当 } I_k = 1 \end{cases} \quad (1.12)$$

其矢量图如图 1.2(a)所示, 说明此时 BPSK 已调信号中, 只有同相分量而没有正交分量。

(2) 若 $\phi_0=\pi/2$, 由式 (1.9) 和式 (1.10) 得到

$$u(t) = j \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k g(t - kT_s) \quad (1.13)$$

式中,

$$y_k = \begin{cases} 1, & \text{当 } I_k = 0 \\ -1, & \text{当 } I_k = 1 \end{cases} \quad (1.14)$$

说明此时 BPSK 已调信号中, 只有正交分量而没有同相分量, 其矢量图如图 1.2(b)所示。

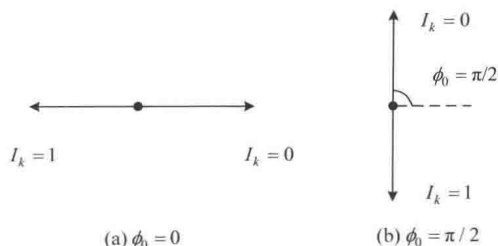


图 1.2 BPSK 矢量图

2. 四相相移键控 (QPSK)

取 $M = 4$, $I_k = 0, 1, 2, 3$ 。

当 $\phi_0 = 0$ 和 $\phi_0 = \pi/4$ 时, 由式 (1.10) 得到 x_k 与 y_k 的取值如表 1.1 所示。

表 1.1 QPSK 的 x_k 与 y_k 取值

	$\phi_0 = 0$				$\phi_0 = \pi/4$			
I_k	0	1	2	3	0	1	2	3
x_k	1	0	-1	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
y_k	0	1	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$

由表 1.1 可画出 QPSK 的矢量图如图 1.3 所示, 其中(a)为 QPSK 的 0 初相系统, (b)为 QPSK 的 $\pi/4$ 初相系统 (见上册第 6 章的图 6.1)。

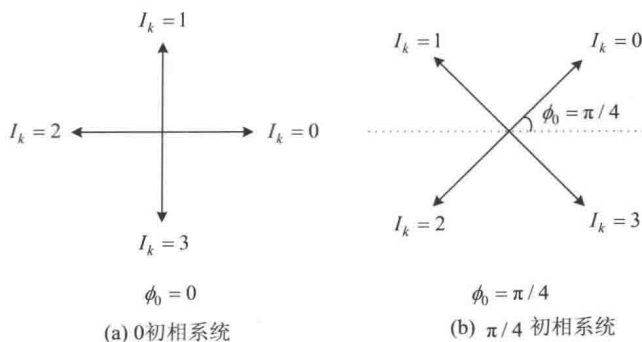


图 1.3 QPSK 矢量图

3. 八相相移键控 (8PSK)

取 $M = 8$, $I_k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$, $\phi_0 = \pi/8$ 。由式 (1.10) 可得到 x_k 与 y_k 的取值如表 1.2 所示, 其矢量图如图 1.4 所示。

表 1.2 8PSK 的 x_k 与 y_k 取值

I_k	0	1	2	3	4	5	6	7
x_k	$\cos \frac{\pi}{8}$	$\cos \frac{3\pi}{8}$	$\cos \frac{5\pi}{8}$	$\cos \frac{7\pi}{8}$	$\cos \frac{9\pi}{8}$	$\cos \frac{11\pi}{8}$	$\cos \frac{13\pi}{8}$	$\cos \frac{15\pi}{8}$
y_k	$\sin \frac{\pi}{8}$	$\sin \frac{3\pi}{8}$	$\sin \frac{5\pi}{8}$	$\sin \frac{7\pi}{8}$	$\sin \frac{9\pi}{8}$	$\sin \frac{11\pi}{8}$	$\sin \frac{13\pi}{8}$	$\sin \frac{15\pi}{8}$

表中

$$\begin{aligned}\cos \frac{\pi}{8} &= \cos \frac{15\pi}{8} = \sin \frac{3\pi}{8} = \sin \frac{5\pi}{8} \approx 0.924 \\ \cos \frac{7\pi}{8} &= \cos \frac{9\pi}{8} = \sin \frac{11\pi}{8} = \sin \frac{13\pi}{8} = -\cos \frac{\pi}{8} \approx -0.924 \\ \cos \frac{3\pi}{8} &= \cos \frac{13\pi}{8} = \sin \frac{7\pi}{8} = \sin \frac{\pi}{8} \approx 0.383 \\ \cos \frac{5\pi}{8} &= \cos \frac{11\pi}{8} = \sin \frac{9\pi}{8} = \sin \frac{15\pi}{8} = -\sin \frac{\pi}{8} \approx -0.383\end{aligned}$$

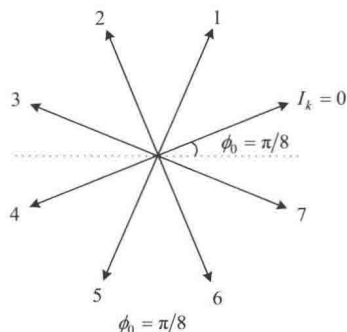


图 1.4 8PSK 矢量图

如上所述, 在 8PSK 的一个码元内 I_k 可取 8 个值, 因此该码元内应包含 3 比特信息。在第 k 个码元内 3 比特信息可表示为 $\phi = 0, \pm\pi/4, \pm\pi/2, \pm3\pi/4, \pi$:

$$k_{\text{mod}3} \equiv 1 \quad (1.15)$$

式中, $k=1, 4, 7, \dots$ 。

每 3 比特对应星座图上一个信号点, 星座图上共有 8 个信号点。由于 8PSK 仅用载波的相位来承载信息, 因此 8 个信号点对应的信号矢量的相位是不同的, 但幅度是相同的, 幅度的大小由发射功率决定, 下面的讨论中假设归一化幅度为 1。可见, 8 个信号点一定分布在以坐标原点为圆心和半径为 1 的一个圆上。为了做到对 8PSK 信号相干解调时的误比特性能最佳, 应使该圆上任意两相邻信号点对应的 3 比特码组中只能有 1 比特不同, 这样, 8 个信号点在星座图上的位置 (它可用复数来表示, 实部表示信号点在 x 轴上的投影值, 虚部表示信号点在 y 轴上的投影值) 与 3 比特码组之间的对应关系应符合格雷码相位逻辑, 两者关系如表 1.3 所示。

表 1.3 8PSK 中的自然码与格雷码

3 比特码元的取值 I_k	对应的 3 比特码组	
	自然码 $b_k \ b_{k+1} \ b_{k+2}$	格雷码 $b_k \ b_{k+1} \ b_{k+2}$
0	0 0 0	0 0 0
1	0 0 1	0 0 1
2	0 1 0	0 1 1
3	0 1 1	0 1 0
4	1 0 0	1 1 0
5	1 0 1	1 1 1
6	1 1 0	1 0 1
7	1 1 1	1 0 0

格雷码中第 1 比特 = 自然码中第 1 比特;

格雷码中第 2 比特 = 自然码中第 2 比特与第 1 比特的模二和;

格雷码中第 3 比特 = 自然码中第 3 比特与第 2 比特的模二和。

由表 1.3 可得到 8PSK 的星座图如图 1.5 所示, 图中 8 个复数与 3 比特数据之间的对应关系如表 1.4 所示。

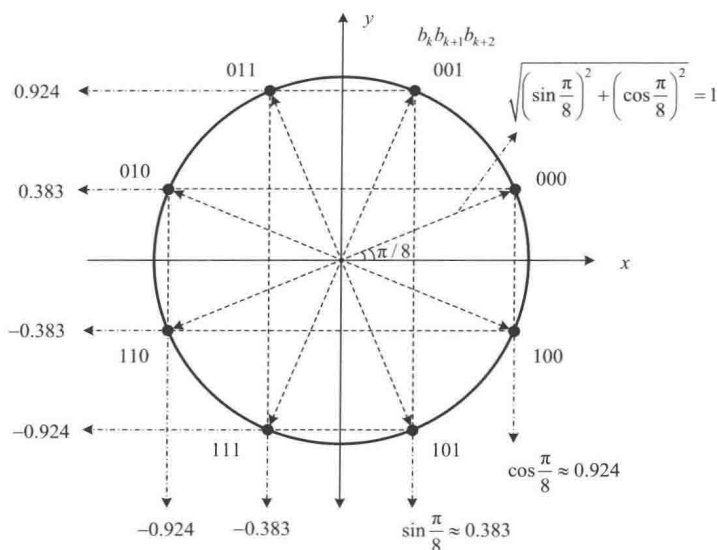


图 1.5 8PSK 星座图（格雷码映射）

表 1.4 8 个复数与 3 比特数据之间的对应关系

$b_k b_{k+1} b_{k+2}$	信号点对应的复数
0 0 0	$\cos \frac{\pi}{8} + j \sin \frac{\pi}{8}$
0 0 1	$\cos \frac{3\pi}{8} + j \sin \frac{3\pi}{8}$
0 1 1	$\cos \frac{5\pi}{8} + j \sin \frac{5\pi}{8}$
0 1 0	$\cos \frac{7\pi}{8} + j \sin \frac{7\pi}{8}$
1 1 0	$\cos \frac{9\pi}{8} + j \sin \frac{9\pi}{8}$
1 1 1	$\cos \frac{11\pi}{8} + j \sin \frac{11\pi}{8}$
1 0 1	$\cos \frac{13\pi}{8} + j \sin \frac{13\pi}{8}$
1 0 0	$\cos \frac{15\pi}{8} + j \sin \frac{15\pi}{8}$

1.4 8PSK 调制器

由图 1.5 看出，8PSK 的星座图具有以下特点：

- (1) 比特 b_k 的取值决定了各信号点在 y 轴上投影电平的正与负，且 $b_k = 0$ 时，电平值为正；
 $b_k = 1$ 时，电平值为负。
- (2) 比特 b_{k+1} 的取值决定了各信号点在 x 轴上投影电平的正与负，且 $b_{k+1} = 0$ 时，电平值为正；
 $b_{k+1} = 1$ 时，电平值为负。

(3) 比特 b_{k+2} 的取值决定了各信号点在 x 轴与 y 轴上投影电平绝对值的大小, 且

$b_{k+2}=1$ 时, 在 y 轴上投影电平绝对值为最大值 (0.924), 而同时, 在 x 轴上投影电平绝对值为最小值 (0.383);

$b_{k+2}=0$ 时, 在 y 轴上投影电平绝对值为最小值 (0.383), 而同时, 在 x 轴上投影电平绝对值为最大值 (0.924)。

由此可见, 对于 8PSK 来说, 两个轴上取值大小都是由同一比特 b_{k+2} 来决定的, 而且对两个轴上取值的控制效果是相反的: 当 b_{k+2} 在 x 轴上取值为最大值时, y 轴上取值必然是最小值; 反之亦然。因此, 两个轴上的取值不可能相互独立。

根据 8PSK 星座图的上述特点, 可以看出调制器可由两个正交幅度调制器组成。其同相与正交幅度调制器分别都是 4 电平的, 同相幅度调制器中 4 个电平的取值由 b_{k+1} 和 b_{k+2} 双比特决定; 正交幅度调制器中 4 个电平的取值由 b_k 和 $\overline{b_{k+2}}$ 双比特决定。据此, 可得到 8PSK 的正交调制器如图 1.6 所示。图中两个电平转换器输出电平的绝对值大小是由 b_{k+2} 与 $\overline{b_{k+2}}$ 来控制的, 这就体现了两个轴上绝对值的取值是相互关联的, 而且同一比特 b_{k+2} 对两个轴上绝对值取值的控制效果是相反的。

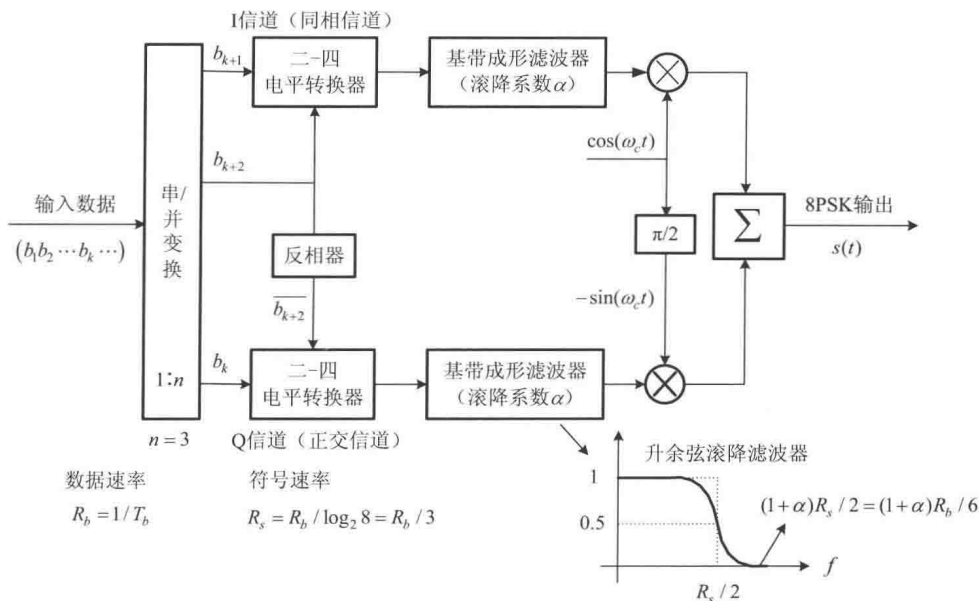


图 1.6 8PSK 正交调制器

1.5 MPSK 信道频带利用率

BPSK 和 QPSK 的调制器框图与图 1.6 是类似的。不同之处仅在于: BPSK 中 $n=1$, 仅有同相信道或正交信道, 电平转换器输入只有 1 比特信息, 并将其单极性的二电平转换为双极性的二电平; QPSK 中 $n=2$, 两个电平转换器的功能与 BPSK 相同; 8PSK 中 $n=3$, 两个电平转换器都是输入 2 比特信息, 每个比特信息也是单极性的二电平。因此, 电平转换器则是将两位单极性二电平码转换为双极性的四电平码。这样, 由图 1.6 可看出, 为了传送 MPSK

已调波, 所需信道带宽应为 $(1+\alpha)R_b/n$, 因此 MPSK 信道带宽利用率如下:

$$r_{\text{MPSK}} = \frac{R_b}{(1+\alpha)R_b/n} = \frac{n}{1+\alpha} \quad (1.16)$$

由上式得到

$$\begin{aligned} r_{\text{BPSK}} &= \frac{1}{1+\alpha} \\ r_{\text{QPSK}} &= \frac{2}{1+\alpha} \\ r_{\text{8PSK}} &= \frac{3}{1+\alpha} \end{aligned} \quad (1.17)$$

式中, $0 \leq \alpha \leq 1$ 。

可见, 在相同 α 条件下, 调制器的信道频带利用率将随 M 增大而提高。

1.6 8PSK 解调

由式(1.9)和图 1.6 看出, 可用正交的相干载波对 8PSK 信号进行解调。根据解调时所用正交相干载波对的数量, 分为双正交载波相干解调器和单正交载波相干解调器, 前者解调时需用两对正交相干载波, 后者解调时只需用一对正交相干载波。下面分别讨论它们的工作原理。

1.6.1 双正交载波相干解调器

双正交载波相干解调器如图 1.7 所示。由图看出, 它用了两对正交相干载波, C_1 与 C_2 为一对, C_3 与 C_4 为另一对, 两对正交相干载波相位差为 $\pi/4$ 。其中, 相干载波 C_1 用来解调数据 b_k , 相干载波 C_2 用来解调数据 b_{k+1} , 相干载波 C_3 与 C_4 将各自解调得到的数据再经模二运算后得到数据 b_{k+2} 。图中 4 个电平判决器的判决电平都是 0V, 称该电平为 0 判决电平, 判决规则(硬判)如下:

$$\text{判决后所得到的数据} = \begin{cases} 0, & \text{抽样值} > 0 \text{ 判决电平} \\ 1, & \text{抽样值} < 0 \text{ 判决电平} \end{cases} \quad (1.18)$$

图 1.7 中共有 4 路相干解调器, 其中任何一路的抽样值都是 4 个电平, 即 $\pm \cos(\pi/8)$ 和 $\pm \sin(\pi/8)$ (理想情况)。但是由式(1.18)可以看出, 这 4 个电平经过电平判决后所得到的数据只会是单极性的“0”和“1”两种结果。因此, 双正交相干解调的原理就可以用图 1.8 来说明。

由图 1.8(b)看出: ①、②、③、④这 4 个信号点在 C_1 轴上的投影值(即用 C_1 相干解调后的值)都大于 0 判决电平, 故判决器输出数据“0”; ⑤、⑥、⑦、⑧这 4 个信号点在 C_1 轴上的投影值(即用 C_1 相干解调后的值)都小于 0 判决电平, 故判决器输出数据“1”。可见, 判决器输出的数据恰恰就是 b_k 。

由图 1.8(c)看出: 用 C_2 对 8 个信号点进行相干解调后, 其中②、①、⑧、⑦这 4 个信号点在 C_2 轴上的投影值都大于 0 判决电平, 故判决器输出数据“0”; ③、④、⑤、⑥这 4 个信号点在 C_2 轴上的投影值都小于 0 判决电平, 故判决器输出数据“1”。可见, 判决器输出的数据恰恰就是 b_{k+1} 。