

近代通信技术

周廷显 主编

周廷显 王木坤 李正廉等编

哈尔滨工业大学出版社

内 容 提 要

《近代通信技术》着重介绍数字通信和数据通信中的各种新技术,包括数字调制技术、多址技术、网同步技术、数字复接技术、分组通信技术和衰落信道中的数据传输技术。对于近代通信技术的发展,如交换技术、扩频技术等也作了简明的介绍。

本书可以作为电信专业硕士研究生教材和高等院校电信专业本科生教学参考书,也可供有关工程技术人员参考。

近 代 通 信 技 术

周廷显 主编

•

哈尔滨工业大学出版社出版
新华书店首都发行所发行
哈尔滨建筑工程学院印刷厂印刷

•

开本 787×1092 1/16 印张 16 字数 325 000
1990 年 12 月第 1 版 1990 年 12 月第 1 次印刷
印数 1—4 000

ISBN 7-5603-0301-3 /TN·22 定价: 3.50 元



《研究生教材》出版说明

研究生教材建设是一个长期而艰巨的任务。它不仅关系到研究生的培养质量，还关系到教师的研究成果能否系统地总结起来。因此，我们鼓励、支持和组织多年从事研究生教学、有着丰富教学和科学研究经验的教师参加研究生教材的编写工作，以促进研究生教材建设的进展，让那些学术水平较高而且急需的教材得以及时出版。

研究生教材的取材，首先着眼于当代新技术和新理论的发展，反映国内外的最新学术动态，使研究生学习之后能迅速接近当代科技发展的前沿，以适应现代化建设的需要；同时，又应该考虑到研究生必须掌握坚实的基础理论和系统知识，要求各课程教材应具有最基本的和最稳定的内容，使得研究生教材有足够的深度和广度。

研究生教材的选题、编写、编辑出版等各方面工作，虽然经过认真评审和细致的定稿工作，但就整体来看，这项工作尚属起步阶段，经验不足，缺点和错误在所难免，渴望各方面专家、学者和读者提出意见，使其不断改进和完善。

哈尔滨工业大学研究生院

哈尔滨工业大学出版社

前 言

作者从多年来研究生的教学实践中逐步体会到在硕士研究生有限的学习期间内,向他们讲授各种通信方式(如卫星通信、光纤通信等)的理论和技术的困难。同时对于读过了本科通信专业的硕士研究生来说更迫切的是需要掌握各种通信方式中所共有的新技术。因此,本书打破了各种通信方式的界限,力图将它们之中的各种新技术汇编起来,这正是编写本书的目的,并定名为《近代通信技术》。因为通信中的新技术内容十分丰富,作全面的介绍是不可能的,所以本书重点放在介绍数字通信和数据通信的新技术上。在数字通信和数据通信的新技术中,较大的篇幅又放在介绍其传输方面的新技术上。所谓近代通信技术也是相对而言,因此收入书中的内容多半是比较成熟的新技术,对于某些最近发表的研究成果,考虑到或还不够成熟,或还没有被较多的通信工作者所接受,所以没有编入书中。

全书共分七章。前六章分别介绍近代数字调制技术、多址技术、网同步技术、数字复接技术、分组通信技术和随机多径信道的数据传输技术。第七章介绍了近代通信技术的发展,其中包括交换技术、扩频技术、卫星通信技术、光通信技术以及移动通信技术的发展。各章内容自成体系,彼此没有必然的联系。每一章都可以作为独立内容讲授和学习。

本书第一章由王木坤编写,第二章由侯丽坤编写,第三章和第四章由周廷显编写,第五章由赵先明编写,第六章由李正廉编写,第七章由周廷显和赵洪、唐玉麟、赵以夫、关以楷、朱近康合写。全书由周廷显主编。

本书由哈尔滨工业大学贾世楼教授审定。在编写过程中,哈尔滨工业大学通信工程教研室许多同志给予了大力支持和帮助。在此一并表示感谢。

由于作者对国内外近代通信技术的研究成果了解不够全面,以及理解不够深刻,书中难免有缺点和错误,恳请读者批评指正。

编 者

1990年5月30日

目 录

第一章 近代数字调制技术	1
1.1 话路信道数字调制技术	1
1.1.1 移频键控 (FSK)	1
1.1.2 差分移相键控 (DPSK)	2
1.1.3 振幅相位混合调制 (APK)	4
1.1.4 部分响应单边带 (PR-SSB)	8
1.1.5 残留边带调幅 (VSB-AM)	12
1.1.6 调制方式的应用情况与 CCITT 推荐	16
1.2 短波信道数字调制技术	18
1.2.1 调制技术	19
1.2.2 低速多路并发传输	22
1.2.3 高速串行单路传输	28
1.3 微波信道数字调制技术	31
1.3.1 八相相移键控 (8PSK)	32
1.3.2 最小频移键控 (MSK)	37
1.3.3 平滑调频 (TFM)	48
1.3.4 正交部分响应键控 (QPRK)	56
1.3.5 四维编码正交调幅 (4D-QAM)	60
1.4 编码和调制的结合	63
1.4.1 编码理论发展的新动向	63
1.4.2 TCM 的基本原理	66
第二章 多址技术	70
2.1 频分多址	70
2.1.1 频分多址的原理及几种方案的比较	70
2.1.2 国际卫星通信系统中的 SCPC	73
2.2 时分多址	81
2.2.1 TDMA 的概念及工作过程	81
2.2.2 初始捕获与分帧同步	85
2.2.3 卫星交换-时分多址 SS-TDMA)	87
2.2.4 话音插空	88
2.3 码分多址	92
2.3.1 扩展频谱的基本概念	93
2.3.2 扩频信号的产生	95

2.3.3	码分多址方式中的同步问题	98
2.3.4	码分多址的性能	103
第三章	网同步技术	105
3.1	网同步的概念	105
3.1.1	通信中的各种同步方式	105
3.1.2	网同步的必要性	106
3.1.3	网同步的实现途径	108
3.2	网同步方式	109
3.2.1	准同步方式	109
3.2.2	主从同步方式	111
3.2.3	相互同步方式	115
3.2.4	时间基准分配同步方式	116
3.2.5	脉冲塞入同步方式	118
3.3	国外网同步技术应用	118
3.3.1	美国	118
3.3.2	加拿大	119
3.3.3	日本	120
3.3.4	英国	120
3.3.5	意大利	121
3.3.6	德国	122
3.3.7	荷兰	122
3.4	帧调整器	122
第四章	数字复接技术	124
4.1	数字复接的概念	124
4.2	同步复接	127
4.2.1	同步复接工作原理	127
4.2.2	帧结构	129
4.2.3	帧定位	130
4.3	准同步复接	134
4.3.1	正码速调整方法	135
4.3.2	正/负码速调整	138
4.3.3	正/零/负码速调整	141
4.3.4	高速采样法	143
4.3.5	跳变沿编码法	143
第五章	分组通信技术	146
5.1	引言	146
5.2	分组通信的原理和特点	147

5.2.1	分组通信的原理	147
5.2.2	分组通信的特点	148
5.3	随机多址技术	149
5.3.1	碰撞问题	149
5.3.2	ALOHA 方式	149
5.3.3	时隙ALOHA 方式	152
5.3.4	载波监听多址 (CSMA) 方式	152
5.3.5	忙音多址 (BTMA) 方式及其改进方案	156
5.4	分组通信技术的发展	158
5.4.1	概述	158
5.4.2	分组卫星通信	160
5.4.3	分组无线通信	161
5.4.4	分组话音通信	161
第六章	随机多径信道中的数据传输	163
6.1	随机多径信道中的电波传播	163
6.1.1	电波传播方式	163
6.1.2	短波电离层反射传播	167
6.1.3	对流层散射传播	168
6.2	随机多径信道的统计特性	169
6.2.1	随机多径信道的传输特性	170
6.2.2	传输函数随时间和频率的分布	174
6.2.3	随机多径信道的衰落特性	177
6.2.4	衰落情况下数字通信系统的性能	179
6.3	分集接收技术	184
6.3.1	选择式集中技术	185
6.3.2	合并式集中技术	186
6.4	多路并发传输技术	188
6.4.1	正交分路原理	189
6.4.2	动态分路系统	191
6.5	扩频技术在衰落信道传输中的应用	196
6.5.1	频率编码技术	197
6.5.2	多径分离合并技术	199
6.6	未来短波通信技术的发展趋势	203
第七章	近代通信技术的发展	207
7.1	交换技术的发展	207
7.1.1	交换技术的发展历程	207
7.1.2	局用程控电子交换机的发展	208

7.1.3	用户程控交换机的发展	209
7.1.4	综合业务数字网交换技术的发展	210
7.1.5	卫星交换、光交换和数据流交换	211
7.1.6	国内电信交换技术的发展	213
7.2	卫星通信技术的发展	213
7.2.1	固定卫星业务	214
7.2.2	移动卫星业务	217
7.2.3	广播卫星业务	220
7.2.4	卫星通信技术的发展	221
7.2.5	国内发展简况	226
7.3	光纤通信新技术的开发	227
7.3.1	开发单模长波长传输系统的商用市场	227
7.3.2	开发更高速率和长中继距离传输系统	228
7.3.3	开发相干光传输系统采用外差和零拍检测技术	229
7.3.4	继续开发波分复用技术加速其实用化进程	230
7.3.5	开发新型光源	230
7.3.6	开发新型低损耗光纤	231
7.3.7	弧波理论用于光纤通信	231
7.3.8	集成光学器件的实用化	232
7.4	当前移动通信发展中的主要技术	233
7.4.1	增大通信容量解决信道日益拥挤的难题	233
7.4.2	窄带模拟传输	236
7.4.3	数字化技术	236
7.4.4	传输特性的改善	237
7.4.5	现代移动通信网	239
7.4.6	小型化和低功耗技术	240
7.5	扩频技术的新发展及应用前景	241
7.5.1	扩频编码	242
7.5.2	捕捉跟踪技术	243
7.5.3	扩频通信网	245
7.5.4	正交处理技术	245

第一章 近代数字调制技术

1.1 话路信道数字调制技术

由于历史的原因,数据信号的传输主要是利用现有通信网来进行的。现有通信网的主体是传输模拟信号的电话网。基带数字信号不能直接进入这样的通信网。对于经过单边带调制的频分多路载波电话系统传输的基带数字信号,存在两个问题:一是载波信道的幅频特性只有从0.6~3.4kHz的净衰是平坦的,从而造成信号失真;二是载波信道的相位特性为非线性的,在0.6~3.0kHz频带内,低端频率及高端频率与中心频率的群延迟分别达到2.2ms和1.3ms。以上主要针对有线传输媒介的载波电话系统,但原则上也适用于载波微波系统和频分制卫星系统。所以发展数字通信技术就需要解决基带数字信号怎样才能可靠和有效地模拟信道上传输的问题,即离散信源和连续信道的匹配问题。这个问题通常可在信道改善和采用合适的调制方式两个方面去寻求解决。从本质上说,调制的作用就是对基带数据信号施行某种(线性或非线性的)变换,同时在兼顾有效性和可靠性的前提下,使之适合在模拟信道上传输。对于信道的缺陷和干扰可采用编码技术和均衡技术加以解决。

适合于话路信道进行数据传输的调制方式比较多,而且随着发展还不断地出现新的调制方式。

1.1.1 移频键控(FSK)

调制方式的选择与信道特性和数据速率有关。在1200 b/s以下的数传系统中,设备的经济性和工作的简单性比频带利用率显得更为重要,一般选用FSK调制。频移宽度一般是最大比特速率的一半或者是3/4,而占用的带宽几乎是最大比特速率的两倍。这种比例使得基带恢复时不会因连续的转换而产生干扰。FSK系统的显著特点是抗衰落性能比PSK系统的要好。

电报信号的比特速率通常比较低,在电话网中传输时,可以频分复用一条话路。对于50b/s速率,一条话路可分为24路120Hz信道;对于100b/s速率,一条话路可分为12路240Hz信道。当然,把24路50b/s或12路100b/s的信号经过时分多路合成时,也可以使用一个1200b/s的单路系统,但这样做要复杂得多。

二进制FSK数传机普遍使用低速异步传输,几乎全部厂家的产品其主要指标都是一致的。由于解调器并不按预定的比特间隔取样,所以任何时候都可以发送启-闭信号,如电传信号。表1-1是某些典型FSK系统的主要参数。

表1-1

典型FSK系统的主要参数

	型 号	载波频率 (Hz)	传号频率 (Hz)	空号频率 (Hz)	频 移 (Hz)	速 度 (b/s)
单 路 系 统	HC-278	1500	1300	1700	± 200	600
		1700	1300	2100	± 400	1200
	MD-674	1800	1200	2400	± 600	300 600, 1200
	GH-4002	1700	1300	2100	± 400	1200
		1500	1100	1900	± 400	600
多 路 系 统	AN/FGC AN/UCC	在425至2975Hz范围内有16条副载波信道, 间隔170Hz			± 42.5	75, (90)
	WT-FM 24	在480至3120Hz范围内有12条副载波信道, 间隔240Hz			± 60	45~100

1.1.2 差分移相键控(DPSK)

速率更高的数据传输, 要求同步工作, 以便获得所需要的取样精度。加之具有 $\pm 400\text{Hz}$ 频偏的2400b/s的FSK信号已在话路中容纳不下, 减小频偏又会引起过大的噪声, 这时采用差分移相键控(DPSK)就是一种较好的选择。

所谓差分, 就是采用已调载波上的前一符号相位作参考, 亦即用相邻两个符号之间的相位差代表所传送的信息。如果系统设计良好, 则在给定的符号率上所需的带宽并不比奈氏带宽大多少。一个2400 Bd信号(带宽至少1200 Hz)可以进入话路。但实际电话信道质量往往是差的。为了不受信道的影响, 采用了多相系统, 从而对于波特数已定(即给定带宽)的信号, 每秒可传送更多的比特数。例如4DPSK信号中, 每个符号传送2比特, 而所需的带宽略小于比特速率, 2400 b/s的速率就可以在3002型线路上传输。相数增加到8相, 每个符号就传送3比特, 即可在大部分信道上实现4800b/s传输。表1-2和表1-3列出了一些4相和8相DPSK系统所用的相位编码。

表1-2

4 相DPSK系统相位编码

型 号 \ 双比特	0 0	0 1	1 1	0 1	备 注
207	45°	135°	225°	315°	CCITT V.26 建议方式B
HC-270	0°	90°	180°	270°	CCITT V.26 建议方式A
EC-8010	0°	90°	180°	270°	V.26建议方 式A
201A, B DT-2401	225°	315°	45°	135°	

续表 1-2

DT-2403	45°	135°	225°	315°	V.26建议方式B
2200/24	0°	90°	180°	270°	兼有V.26建议的A、B两种方式。
	45°	135°	225°	315°	

表1-3

8相DPSK系统相位编码

三比特 型 号	001	000	010	011	111	110	100	101	备 注
208	22.5°	67.5°	112.5°	157.5°	202.5°	247.5°	292.5°	337.5°	和位变化: $22.5^\circ \times (2n-1)$
M-4800 LSI48I	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°	符合CCITT V.27建议, 相位变化: $45^\circ \times n$
EC-8015	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°	符合CCITT V.27建议, 相位变化: $45^\circ \times n$
DPM-4800	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°	符合CCITT V.27建议, 相位变化: $45^\circ \times n$
Modem 4800	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°	符合CCITT V.27建议, 相位变化: $45^\circ \times n$

CCITT V.26建议的A方式主要是苏联和欧洲各国使用,B方式主要是美国和日本使用。这两种方式各有优缺点。如果A连续发0 0……时,处于无调制状态,就不能确保符号同步,但占用带宽较小,便于设置反向信道。B方式的优点是相位连续变化,能经常保持符号同步,但占带较宽,难于设置反向信道。考虑到A方式的缺点,以及有的业务(如气象数据)又恰恰需要长时间连发0 0……,可在A方式外增设选择方式(如DT-2401A)。这样,改变双比特与相位变化的关系比较容易,因为连发01……的机会比连发00……的机会少得多。

CCITT V.27建议的是45°推进方式。美国贝尔系统的208型机为22.5°推进方式,其优点是相位连续改变,有利于相干载波的提取。因此,美国有不少厂家生产的4800b/s数传机都与贝尔208相兼容。

DPSK信号的解调方式有延迟检波(比较检波)和同步检波(相干检波)两种。其中,延迟检波是利用前一码元信号的载波作为相干解调的载波。因此,和理想相干载波比较,噪声较大,使解调系统的输出信噪比下降,误码率增大(和同步检波相比较,其噪声容限在4相时要低2.3dB,在8相时要低2.8dB)。

在DPSK中,相数越多,则信号空间图中的信号点分布越密,符号间的间隔越小,从而判决门限越小,使抗噪声能力变低(此能力直接与一个信号点至其判决边界的最短距离有关)。在相数增加的情况下要保持误码率不变,则应把信噪比提高,四相制应较二相制提高3分贝,以后相数每加一倍,信噪比提高应逐渐逼近6分贝。另一方面,相位越多,则抗相位抖动的能力也越低。相位抖动是由于频分制系统的载波不稳定所造成的。在信号空间图中,相位抖动的影响表现为使信号点围绕原点旋转。使信号点越过判决边界所需旋转角度的大小可以说明信号结构抗相位抖动能力的强弱,因此信号点在相

位上充分隔离是必要的。经验表明,在话路中,当相位抖动严重时, 45° 的最小相位间隔已难满足传输质量的要求。因此在实用中一般不超过 8 相。要在不增加相数的情况下实现高速数传,可以采用调幅调相 (AM-PM)、残留边带调幅 (VSB-AM) 和部分响应单边带 (PR-SSB) 调制方式。

1.1.3 振幅相位混合调制 (APK)

由于通信信道受频带的限制,所以多年来,人们不断地探索提高频带利用率的措施。当然也包括 M 进制 ($M > 2$) 调制方式的研究。一般说,多进制的振幅调制或相位调制都能够在相同的频带宽度内以较快的速率传送信息。但是,多进制调制技术能提高频带利用率是用其功率利用率来换取的,因随着 M 值的增加。在信号空间图中,各信号点的最小距离减小,相应的信号判决区域也要减小,因而当信号受到噪声干扰时,接收信号产生的错误概率也随之增大。1960 年 C. R. Chan 提出了振幅相位混合键控 (APK) 的设想,引起了人们的广泛注意。

在带宽相等的条件下, M 进制 ($M > 2$) 调制方式的传输速率较二进制调制方式的为大。振幅相位联合键控 (APK) 在 M 比较大的情况下,不仅可以提高系统的频带利用率,而且和其他 M 进制调制方式 (如 MPSK) 比较,还可能获得较好的功率利用率。同时,设备组成也比 MPSK 调制方式简单。

表 1-4 给出了加性高斯白噪声信道 (AWGN) 中,在误码率相同的情况下, MAM、PSK 和 QAM 调制方式随着传信率的提高其平均功率增加的情况。表中 R_T 是每个符号传送信息的比特数目。

表 1-4

平均功率 (dB) \ R_T	2	4	8	16	32	
调制方式						
MAM	0	7	13.2	19.3		
PSK	0	3	8.3	14.3	22.2	
QAM	0	3	7.4	10	13	

选择信号的不同振幅和不同相位,进行不同的组合和安排,可以得到多种不同类型的 APK 信号。图 1-1 是各种 APK 信号空间图,表 1-5 是图 1-1 中各种信号结构所需的信噪比 (以具有相同误码率的二相 PSK 为基准) 和同幅度点的最小相位间隔,由此可以看出各种调制方式的优劣。

表 1-5

图 (a)~(g) 的信号结构所需的信噪比和相位间隔

信号结构	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	
所需信噪比 S/N (dB)	13.9	11.5	10	7.4	11.3	6.75	6.99	
相位间隔	90°	45°	37°	90°	90°	90°	90°	

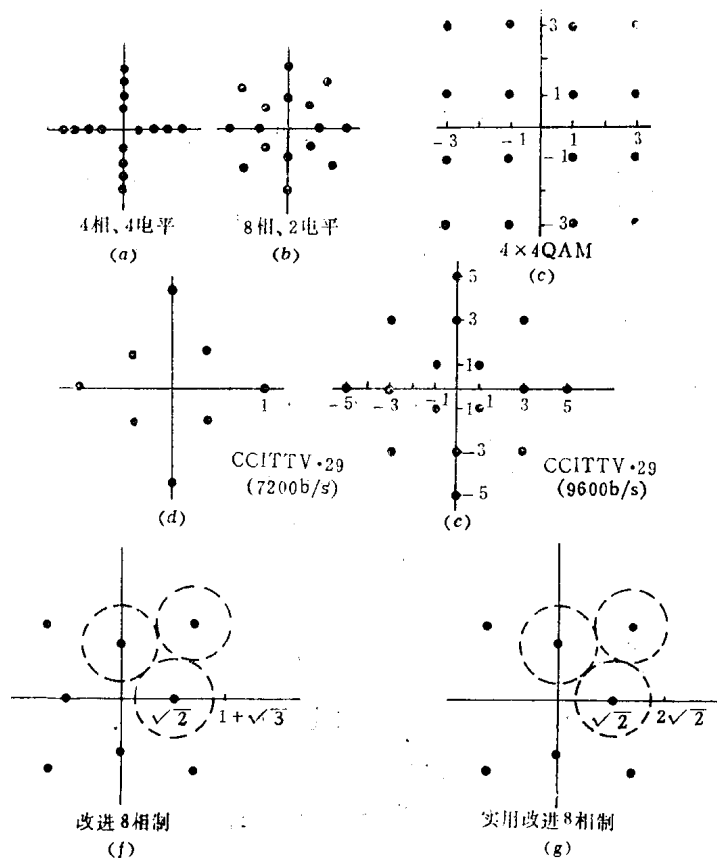


图 1-1 信号空间图

AM-PM方式分为三类。第一类是每个幅度电平上均采用相同的相位数，如图(a)和(b)所示，当状态数 $M > 8$ 时，可以显著节省功率。在 $M = 16$ 时，用8相2电平调制(图(b))为好。

第二类AM-PM又叫正交调幅(QAM)，就是用两路数字信号分别对同一频率互相正交的两个载波进行同步调制，再将两个已调的双边带信号合成后进行传输。由于采用了幅度调制与解调，所以实现简单，而且在带宽和功率利用上也最有效，与残留边带调幅和部分响应单边带调制相比，QAM抗相位抖动能力强，在信道带宽和传输速率相同的情况下，所需的电平数较少，调制速度较低，从而信号受幅度和延迟失真的影响较小。在专用线4800b/s传输时，可以不加自动均衡。但在高速运用时，由于两正交支路之间存在交叉调制干扰，故需采用复杂的自适应均衡器。

QAM有两种常用的信号结构。一种是美国贝尔系统专利的 4×4 方式(图(c))，即16个信号点排成 4×4 方阵，共有12个相位和3个幅度电平。另一种是由美国Codex公司发明并由CCITT列为V.29，建议的组合幅度与相位调制方式图((d)和图(e))。图(e)和图(a)相似，只是每个图关于其相邻的内圆旋转了 45° ，从而允许减小所有的外圆半径而不损失信噪比裕度。参见图1-3和表1-5，图(e)中所需的信噪比比图(a)中的低2.6dB。在 $M = 16$ 时，图(e)只比图(c)高1.3dB，但其抗相位抖动能力却比图(c)强。

第三类AM-PM的信号结构特点是相邻信号点之间的距离相等，三个相邻信号点位于等边三角形的三个顶点，从而使信号分布最紧密，所需的平均功率最小，要求的信噪比最低，这是最佳信号空间图。但其判决区域为六边形，解调需用三个相位相差为 120° 的参考载波，并使用三个幅度分量进行信号判决，因而从实现上来看比QAM复杂得多。由这种方式引出了一种有效的4800b/s的数传调制，称为改进8相调制(图(f))。它与普通8相制相比，平均功率节省1.6dB，但由于判决区域复杂，故采用了修正方式(图g)。虽然图(g)所需的信噪比稍高，但却可以用两个正交参考载波来检波，并进行电压比较，可以很容易解调和判决。

在这里，我们对第二类APK方式16QAM作一些介绍。

16QAM信号空间图如图1-2所示，其中第*i*个信号的表达式为：

$$S_i(t) = A_i \cos(\omega_c t + \phi_i) \quad i=1, 2, \dots, 16 \quad (1-1)$$

图1-3是在功率相等或最大振幅相等的条件下画出的16QAM与16PSK的信号空间图。

可以看出，对16PSK来说，相邻信号点的距离为 $D_{(16PSK)} = 2A \sin(\frac{\pi}{16}) = 0.39A$ 。

对于16QAM来说，相邻信号点的距离为 $D_{(16QAM)} = \frac{\sqrt{2}A}{L-1}$ ，其中*L*是在两个正交方向(*x*或*y*)上信号的电平数，这里*L*=4，因此， $D_{(16QAM)} = \sqrt{2}A/3 = 0.47A$ 。这结构说明， $D_{(16QAM)}$ 超过 $D_{(16PSK)}$ 约1.64dB。

实际上，应该以信号的平均功率相等为条件作上述信号距离的比较才是合理的。可以证明，QAM信号的最大功率与平均功率之比 ξ 为

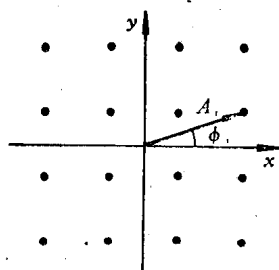


图 1-2 16QAM信号空间图

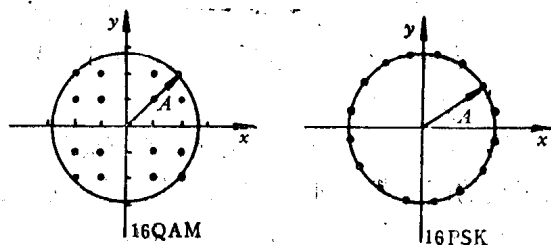


图 1-3 16QAM和16PSK的信号空间图

$$\xi_{QAM} = \frac{\text{最大功率}}{\text{平均功率}} = \frac{L(L-1)^2}{2 \sum_{i=1}^{L/2} (2i-1)^2} \quad (1-2)$$

对16QAM来说，*L*=4，所以 $\xi_{(16QAM)} = 1.8$ 。至于16PSK信号的平均功率就等于它的最大功率(恒定包络)，因而 $\xi_{(16PSK)} = 1$ 。这说明 $\xi_{(16QAM)}$ 大于 $\xi_{(16PSK)}$ 约2.55dB。这样，以平均功率相等为条件，16QAM的相邻信号距离超过16PSK的约4.19dB。

16QAM的信号结构并不是最佳的，但是它与最佳信号结构的性能差别并不大，1974年G.J.Foschm等人曾证明：16QAM的功率利用率比起最佳信号结构来，仅差

0.5dB。

图1-4是 4×4 QAM和CCITT V.29建议方式的误码率曲线。图1-4说明,在同样的误码率要求下, 4×4 QAM在信噪比上有大约1dB的好处,但是,CCITT V.29方式抗相位抖动的能力却比 4×4 QAM强,而且容易实现载波相位同步。

16QAM不属于恒定包络调制方式,因而不适用于具有非线性部件的信道。

16QAM信号的产生有两种基本方法:一种是正交调幅法,它是用两路正交的4电平振幅键控信号迭加而成;另一种是复合相移法,它是用两路独立的4相移相键控信号迭加而成。图1-5和图1-6分别用信号相量迭加来说明这两种方法产生16QAM信号的原理。

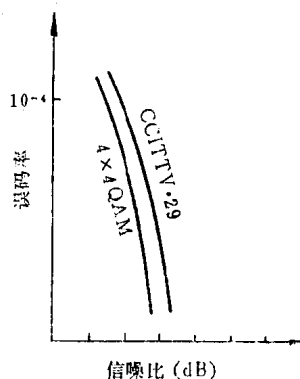


图 1-4 4×4 QAM与CCITT V.29建议方式的误码率曲线

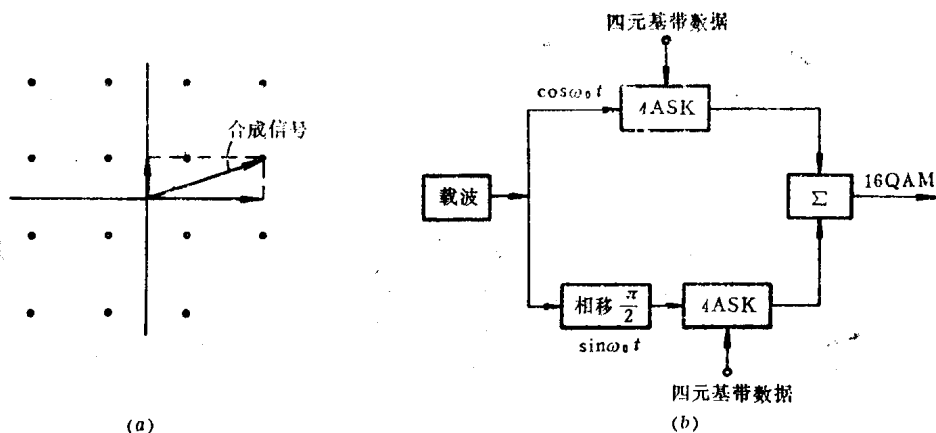


图 1-5 用正交调幅法合成16QAM信号

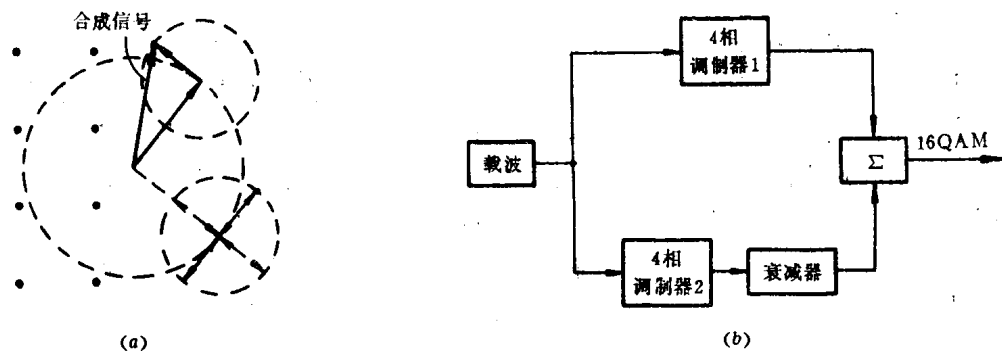


图 1-6 用复合相移法合成 16QAM 信号

由于振幅相位联合调制 (APK) 在 M 比较大的情况下,不仅可以使通信的有效性

和可靠性有较好的统一，而且设备构成也比MPSK系统简单，所以在载波信道和微波信道中得到了重视和应用。表1-6是APK调制应用情况。

在实际通信中通信线路受高斯噪声影响，受传输线路的频率特性和相位变化的影响，还要受独立接收与发送频分多路传输载波所引起的频率偏移和电平变化的影响。努力克服这些影响是实现高速数据传输的关键。最常见的衰减与延迟失真可以采用固定、

表 1-6

型 号	最大比特 速率 (b/s)	调制方式	调制速率 (Bd)	载波频率 (Hz)	标称带宽 (Hz)	工作方式	均衡器
MCS 9600	9600	16QAM	2400		3030 (15dB点)	全双工	自 动
Codex/ESE SP14.4	14400	64QAM	2400	1745	2400		自适应
Codex9600	9600	CCITT V.29QAM	2400	1700	2400	全双工	自适应
9601M-1-C	9600	CCITT V.29QAM	2400	1700	2400	全双工	自适应
ESE 96/QMP	9600	4×4 QAM	2400	1700	2550	半/全双工	自 动
Modem 96MM	9600	4×4 QAM	2400		2400	半/全双工	自 动

人工或自适应均衡器加以校正。于是，剩下的主要障碍就是噪声与非线性失真以及相位抖动的影响了。在维护很好的线路上，噪声与非线性失真一般是很小的，相位抖动在收音机中也可部分地被跟踪。然而在高速数传中，它们的影响仍不可忽视，在选择信号空间图时需加以考虑。

1.1.4 部分响应单边带 (PR-SSB)

一、部分响应的一般原理

部分响应技术是故意在一个以上的码元区间内引入一定数量的码间干扰，或者说，在一个以上的码元区间内引入一定的相关性。这样做能改变二电平或者多电平脉冲序列的频谱分布，使之更加集中于某一频带范围之内，因而在传输带宽相同的条件下，可以达到奈奎斯特速率，甚至得到更大的速率。对于部分响应技术的利用有时不是为了提高传信率，而是为了消除信号中的直流成分和衰减低频分量，也有同时达到两个目的的。由于部分响应技术已被用于基带传输和单边带数据传输系统，而且它与频移键控或相移键控结合应用，可获得性能良好的调制方式。因此，这里对部分响应技术作一些必要的介绍。

为了描述一般化的部分响应系统，这里引进一个迟延算子 D ，用它代表一个码元宽度 T ，的延迟。在频率域表示此迟延算子，得

$$D = e^{-j2\pi fT} = e^{-j\omega T}$$

因而

$$D^2 = (e^{-j2\pi fT_s})^2 = e^{-j4\pi fT_s} = e^{-j2\omega T_s}$$

从物理意义上讲, 迟延算子的作用如同一段把信号迟延一个码元宽度 T_s 的迟延线。用两段这样的迟延线, 可以实现两个码元宽度 $2T_s$ 的迟延, 并且表示为 $D \times D = D^2$ 。

设输入数据序列为 $\{a_k\}$, 用迟延算子 D 表示, $\{a_k\}$ 可以写成

$$\begin{aligned} A(D) &= a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + a_3 D^3 + \cdots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} a_k D^k \end{aligned} \quad (1-3)$$

再设输入数据序列共有 L 个电平, 这些电平的值可以认为是取自整数集合 $\{0, 1, 2, 3, \dots, L-1\}$ 而不失一般性。

部分响应的一般模型如图1-7所示, 其中, D 是迟延电路, $W_0, W_1, W_2, \dots, W_N$ 是

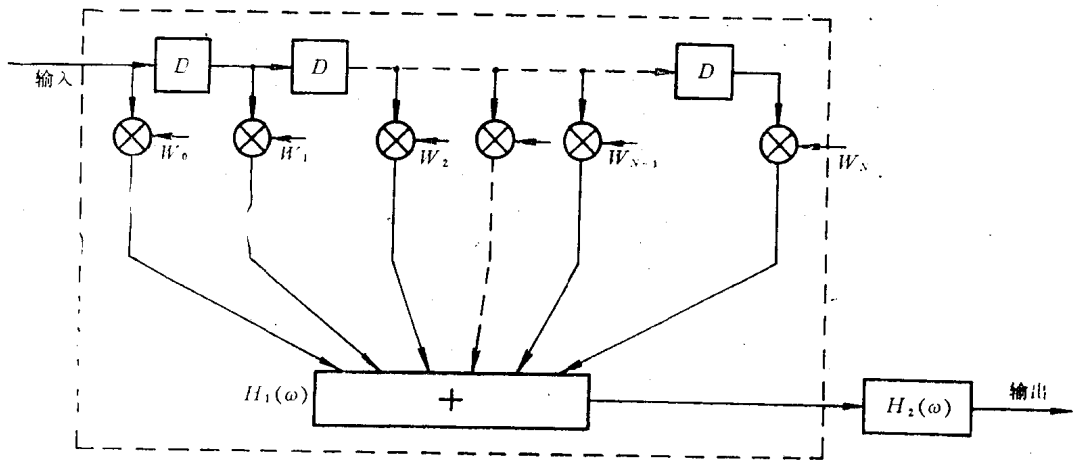


图 1-7 部分响应的一般模型

加权系数。加权系数 $W_i (i=0, 1, 2, \dots, N)$ 选择不同的值, 可以构成不同的编码系统。例如: 选择 $W_0 = W_1 = 1, W_2 = W_3 = \dots = W_N = 0$, 这个一般模型变成了双二进制模型; 选择 $W_0 = 1, W_1 = 0, W_2 = -1, W_3 = W_4 = \dots = W_N = 0$, 这个模型又变成了变型双二进制模型。双二进制的编码规则 $(1+D)$ 和变型双二进制的编码规则 $(1-D^2)$ 都可以看作一般编码多项式的特定型式。此一般编码多项式的表示式为

$$\begin{aligned} F(D) &= W_0 + W_1 D + W_2 D^2 + \cdots + W_N D^N \\ &= \sum_{i=0}^N W_i D^i \end{aligned} \quad (1-4)$$

式中, W_i 的最大公因子等于 1。

输入序列 $A(D)$ 给定后, 输出序列 $B(D)$ 为

$$\begin{aligned} B(D) &= A(D) F(D) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} b_k D^k \end{aligned} \quad (1-5)$$

其中

$$\begin{aligned} b_k &= W_0 a_k + W_1 a_{k-1} + W_2 a_{k-2} + \cdots + W_N a_{k-N} \\ &= \sum_{i=0}^N W_i a_{k-i} \end{aligned} \quad (1-6)$$