

内 容 简 介

本书全面介绍数字通信的基础理论及相关技术。全书内容共分8章,包括通信的基本概念、数字通信系统中常用的调制与解调技术、信源编码与信道编码技术、多路信号复用与多址技术以及最佳接收问题和同步技术。

本书注重体现职业教育的特色,力求做到概念清晰、内容简洁、通俗易懂;在内容的选择方面侧重系统的工作原理和基本分析方法,注重应用,突出数字通信技术的核心内容的阐述。

本书可作为高职高专电子、通信类专业数字通信课程的教材,还可作为相关工程技术人员的参考用书。

图书在版编目(CIP)数据

数字通信原理/江力主编.

—西安:西安电子科技大学出版社,2009.1

中国高等职业技术教育研究会推荐. 高职高专电子、通信类专业“十一五”规划教材

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2142 - 5

I. 数… II. 江… III. 数字通信—高等学校:技术学校—教材 IV. TN914.3

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 157964 号

策 划 张 媛

责任编辑 段 蕾 张 媛

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 陕西华沐印刷科技有限责任公司

版 次 2009年1月第1版 2009年1月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印 张 16

字 数 371千字

印 数 1~4000册

定 价 22.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2142 - 5/TN · 0469

XDUP 2434001-1

*** 如有印装问题可调换 ***

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

前 言

本教材是根据教育部高职高专院校教育的指导思想，由西安电子科技大学出版社组织出版的，可作为高职高专院校通信与信息类及相近专业的数字通信课教材。

考虑到高职学生的基础和学习能力现状，本教材在保持一定的理论分析深度的基础上，尽可能地简化数学分析过程，突出对概念和新技术的介绍。主要内容的选取具有针对性和实用性，尽可能体现现有通信系统中采用的新技术、新方法和新体制。书稿的编写以培养应用技术型人才为目标，突出基本技能训练，大部分章节之后都有相应的实验要求，对该章内容进行训练，加强理论与实际的联系，培养学生解决问题的能力。

全书共 8 章，主要介绍数字通信系统的基本原理，包括通信的基本概念、数字通信系统中常用的调制与解调技术、信源编码与信道编码技术、多路信号复用与多址技术、最佳接收问题以及同步技术，简要介绍信息论的基本概念。教材在内容的选择上力求既能适应当前通信发展的现状，又能很好地跟踪未来通信发展的新动向。本教材既可作为通信、电子信息类专业的教学用书，也可作为计算机网络通信、数据通信等相关专业课程的教学用书，还可作为工程技术人员的参考用书。

安徽电子信息职业技术学院江力老师担任本书主编，并编写第 3、5、8 章及附录；蔡凤丽老师编写第 2、6 章；陈昕老师编写第 4、7 章；刘新永老师编写第 1 章；河南工程学院郭新军老师参与了部分章节的编写，全书由江力老师统稿，由武汉职业技术学院强世锦老师担任主审。

由于编者水平有限，书中不妥之处在所难免，欢迎专家和读者批评指正。

编 者

2008 年 9 月

目 录

第 1 章 绪论	1	2.4.1 差分脉冲编码调制 DPCM 的 基本概念	40
1.1 通信的基本概念与通信系统	1	2.4.2 DPCM 的编码、解码过程	40
1.1.1 通信的定义	1	2.4.3 DPCM 的性能分析	43
1.1.2 通信系统的组成与分类	2	2.4.4 ADPCM 的基本原理	44
1.1.3 通信的方式	8	2.5 增量调制(ΔM 或 DM)	46
1.1.4 数字通信系统的主要性能指标	10	2.5.1 增量调制原理	47
1.2 信息及信息的度量	12	2.5.2 增量调制的量化噪声	48
1.2.1 消息的统计特性及信息量单位	12	2.5.3 连续可变斜率增量调制(CVSD) ...	50
1.2.2 离散信源的信息量	13	2.6 PAM、PCM、CVSD、ADPCM 的 调制与解调实验	50
1.2.3 离散信源的平均信息量	14	2.6.1 PAM 的调制与解调实验	50
1.2.4 连续信源的平均信息量	14	一、实验目的	50
1.3 信道容量及香农公式	15	二、实验器材	51
1.4 通信实验常用仪器设备的使用	15	三、实验原理	51
一、实验目的	15	四、实验步骤	52
二、实验器材	16	五、实验结论及报告要求	52
三、实验原理	16	2.6.2 PCM 的调制与解调实验	53
四、实验步骤	17	一、实验目的	53
五、实验结论及报告要求	18	二、实验器材	53
本章小结	18	三、实验原理	53
思考与练习	19	四、实验步骤	55
第 2 章 模拟信号数字化与信源编码	20	五、实验结论及报告要求	55
2.1 抽样定理	20	2.6.3 增量调制与解调实验	55
2.1.1 低通信号的抽样定理	20	一、实验目的	55
2.1.2 带通信号的抽样定理	23	二、实验器材	56
2.2 模拟信号的量化	24	三、实验原理	56
2.2.1 均匀量化	24	四、实验步骤	59
2.2.2 非均匀量化	27	五、实验结论及报告要求	60
2.2.3 A 律 13 折线压扩技术	29	2.6.4 ADPCM 调制与解调实验	60
2.3 脉冲编码调制(PCM)	30	一、实验目的	60
2.3.1 PCM 编码的基本概念	30	二、实验器材	60
2.3.2 码型及码位安排	31	三、实验原理	60
2.3.3 A 律 13 折线特性 PCM 编码	33	四、实验步骤	61
2.3.4 逐次反馈型 PCM 编码器	36	五、实验结论及报告要求	61
2.3.5 PCM 解码器	37	本章小结	61
2.4 差分脉冲编码调制 DPCM	40	思考与练习	62

第3章 数字信号的基带传输 64

3.1 数字基带信号 64	
3.1.1 数字基带信号的波形 64	
3.1.2 数字基带信号的频谱特征 66	
3.2 基带传输的基本理论与常用码型 67	
3.2.1 基带传输的常用码型 67	
3.2.2 基带信号传输与码间干扰 69	
3.2.3 数字信号传输的基本准则 71	
3.2.4 滚降特性 72	
3.3 扰码与解扰 73	
3.3.1 m 序列的产生和性质 73	
3.3.2 扰码与解扰的原理 76	
3.4 数字基带传输系统及其误码率 78	
3.4.1 数字基带传输系统的结构 78	
3.4.2 升余弦滚降特性 78	
3.4.3 误码率及一般公式 80	
3.5 部分响应系统 82	
3.5.1 部分响应系统的概念 82	
3.5.2 部分响应系统波形与频谱 83	
3.6 再生中继传输 86	
3.6.1 再生中继传输的作用 86	
3.6.2 再生中继传输系统 88	
3.6.3 再生中继器 88	
3.7 眼图和均衡 90	
3.7.1 眼图 90	
3.7.2 均衡 92	
3.8 码型变换实验 94	
一、实验目的 94	
二、实验器材 94	
三、实验原理 94	
四、实验步骤 95	
五、实验结论及报告要求 96	
本章小结 96	
思考与练习 96	

第4章 数字信号的频带传输 98

4.1 调制的基本概念 98	
4.1.1 调制的定义 98	
4.1.2 调制的功能 98	
4.1.3 调制的分类 98	
4.2 二进制数字调制 99	
4.2.1 二进制幅移键控(2ASK) 99	

4.2.2 二进制频移键控(2FSK) 101	
4.2.3 二进制绝对相移键控(2PSK) 104	
4.2.4 二进制相对相移键控(2DPSK) ... 107	
4.3 多进制数字调制系统 109	
4.3.1 MASK 系统 110	
4.3.2 MFSK 系统 111	
4.3.3 MPSK 系统 112	
4.3.4 多进制数字调制系统性能分析 ... 121	
4.4 其它数字调制 122	
4.4.1 恒包络调制 MSK 与 GMSK 调制 122	
4.4.2 正交振幅调制(QAM) 127	
4.4.3 其它多元调制方式 131	
4.5 数字调制与解调实验 132	
4.5.1 2ASK、2FSK、2DPSK 调制与 解调实验 132	
一、实验目的 132	
二、实验器材 132	
三、实验原理 133	
四、实验步骤 134	
五、实验结论及报告要求 135	
4.5.2 MSK、GMSK 调制与解调 实验 135	
一、实验目的 135	
二、实验器材 136	
三、实验原理 136	
四、实验步骤 137	
五、实验结论及报告要求 140	
4.5.3 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK 调制与解调实验 140	
一、实验目的 140	
二、实验器材 140	
三、实验原理 140	
四、实验步骤 142	
五、实验结论及报告要求 145	
本章小结 145	
思考与练习 146	

第5章 信道编码技术 147

5.1 信道编码与差错控制 147	
5.1.1 信道编码的基本概念 147	
5.1.2 差错控制编码的基本思想 147	
5.1.3 差错控制方式 148	

5.1.4 差错控制编码的分类	149	二、实验器材	180
5.2 几种简单的差错控制编码	149	三、实验原理	180
5.2.1 码长、码重与码距	149	四、实验步骤	181
5.2.2 纠/检错能力与最小码距 关系	150	五、实验结论及报告要求	182
5.2.3 奇偶监督码	150	6.6.2 信道模拟实验	182
5.2.4 水平奇偶监督码	151	一、实验目的	182
5.2.5 水平垂直奇偶监督码	151	二、实验器材	182
5.2.6 群计数码	152	三、实验原理	183
5.3 线性分组码	152	四、实验步骤	183
5.3.1 线性分组码的定义与性质	152	五、实验结论及报告要求	185
5.3.2 几种典型的线性分组码	154	6.6.3 直接扩频与 CDMA 实验	185
5.4 循环码	155	一、实验目的	185
5.4.1 循环码的定义与性质	155	二、实验器材	185
5.4.2 循环码的编码原理	155	三、实验原理	185
5.4.3 循环码的译码	156	四、实验步骤	187
本章小结	158	五、实验结论及报告要求	188
思考与练习	158	本章小结	188
第 6 章 信道复用与多址技术	160	思考与练习	189
6.1 多路复用与多址技术概述	160	第 7 章 同步原理	190
6.1.1 信道的定义及分类	160	7.1 载波同步	191
6.1.2 多路复用与多址技术的基本 原理及特点	161	7.1.1 直接提取法	191
6.2 多址通信方式	164	7.1.2 插入导频法	193
6.2.1 频分多址(FDMA)方式	164	7.1.3 载波同步系统的性能指标	195
6.2.2 时分多址(TDMA)方式	165	7.1.4 载波相位误差对解调性能的 影响	195
6.2.3 码分多址(CDMA)方式	166	7.2 位同步	196
6.2.4 混合多址方式	167	7.2.1 外同步法	196
6.3 码分多址方式	168	7.2.2 自同步法	198
6.3.1 码分多址技术的特点	168	7.2.3 位同步系统的性能指标	200
6.3.2 直接扩频码分多址	169	7.3 帧同步	201
6.3.3 跳频码分多址	170	7.3.1 连贯式插入法	202
6.4 数字复接原理	171	7.3.2 间隔式插入法	203
6.4.1 数字复接的基本概念	171	7.3.3 帧同步的保护	204
6.4.2 数字信号的同步复接	175	7.3.4 帧同步系统的性能指标	206
6.4.3 数字信号的异步复接	176	7.4 网同步	206
6.5 CCITT 基群复接系统	176	7.4.1 准同步方式	207
6.5.1 PCM30/32 路基群复接系统	177	7.4.2 主从同步方式	208
6.5.2 PCM24 路基群复接系统	179	7.4.3 相互同步方式	209
6.6 时分复用、信道模拟与扩频实验	179	7.4.4 网同步等级划分及性能指标	210
6.6.1 时分复用与解复用实验	179	7.5 同步信号提取及载波提取实验	211
一、实验目的	179	7.5.1 同步信号提取实验	211
		一、实验目的	211

二、实验器材	211	8.1.1 数字信号最佳接收的基本概念 ...	220
三、实验原理	211	8.1.2 最佳接收准则	221
四、实验步骤	215	8.1.3 确知信号的最佳接收	223
五、实验结论及报告要求	215	8.1.4 随相信号的最佳接收	225
7.5.2 同步载波提取实验	215	8.1.5 起伏信号的最佳接收	227
一、实验目的	215	8.2 匹配滤波器	228
二、实验器材	215	8.3 最佳基带传输系统	231
三、实验原理	216	本章小结	232
四、实验步骤	217	思考与练习	232
五、实验结论及报告要求	218		
本章小结	218	附录一 实验模块输入、输出点参考	
思考与练习	218	说明	234
第 8 章 数字信号的最佳接收	220	附录二 英文缩写名词对照表	240
8.1 数字信号最佳接收的基本概念		参考文献	244
和准则	220		

第1章 绪 论



本章重点及难点

- ❖ 通信的定义和通信方式
- ❖ 数字通信系统的组成及分类
- ❖ 信息的度量方法
- ❖ 数字通信系统的主要性能指标
- ❖ 信道容量的计算及香农公式

通信特别是数字通信已经成为现代信息社会的一个重要标志。本章内容从通信的基本概念入手,讨论通信系统的组成、分类、信息的度量方法、衡量通信系统的性能指标及信道容量的计算方法。

1.1 通信的基本概念与通信系统

人类社会建立在信息交流的基础上,人类社会的信息化离不开信息的传输,通信是信息传输的重要手段,是推动人类社会文明、进步与发展的巨大动力。我们把信息传递的整个过程称为通信。所以,从传统意义上说,通信就是克服距离上的障碍,迅速而准确地进行信息的传输与交换。现阶段,通信已成为现代文明的标志之一,对人们的日常生活和社会活动及发展起着日益重要的作用。

1.1.1 通信的定义

通信的目的是传输含有信息的信息,而消息通常是转变为电信号进行传输的,所以在了解通信的基本概念之前,首先要弄清楚消息、信息、信号的概念以及三者之间的关系。

1. 消息

消息是客观物质运动或主观思维活动状态的一种反映,它通过语言、文字、图像、数据等不同的形式具体描述。消息可分为离散消息和连续消息。离散消息中元素之间的差异明显,并且有界可数,主要特点是状态离散。例如文字、符号和数字。连续消息中消息的数目无穷多,相邻元素的差异很小。例如语音、连续图像等。

2. 信息

信息是消息的有效内容,不同的消息可以有相同的内容。人们在得到消息之前对它的内容不确定,信息就是对消息的这种“不确定性”的定量描述。信息在概念上与消息的意义相似,但它的含义更普遍化、抽象化。信息可被理解为消息中包含的有意义的内容。这就是说,相同的信息可以以不同形式的消息来传输。例如,分别用话音和文字发送的天气预报,所含的信息内容相同。传输信息内容的多少用“信息量”来衡量。

3. 信号

信号是传输消息的媒介,通信系统中传输的是信号。信号是由消息转换成的适合于在信道中传输的物理量,信号是消息的载荷者。因为消息不适合于在信道中直接传输,所以需将其转换成适合在信道中传输的信号。信号可以分为连续时间信号和离散时间信号两类。连续时间信号的幅值可以是连续的,也可以是离散的(信号含有不连续的间断点即属于此类)。信号也可以分为数字信号和模拟信号,时间和幅值都为连续值的信号称为模拟信号,时间离散幅值也离散的信号称为数字信号。如图 1-1(a)所示为模拟信号,图 1-1(b)所示为数字信号。

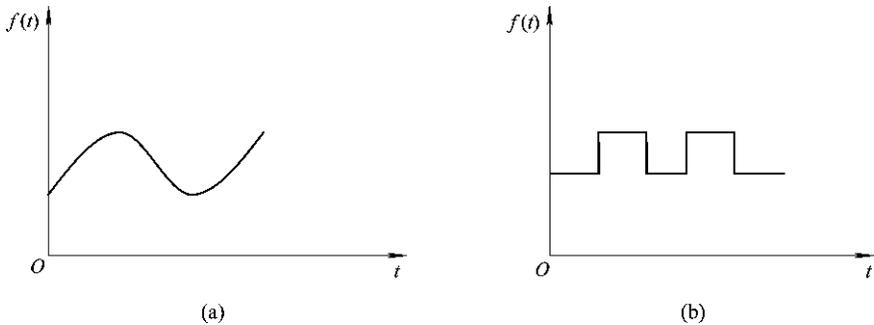


图 1-1 两种信号的比较

4. 三者的关系

在通信过程中,消息是通过电信号来传输的。由于消息不便于直接向远处传输,因此常将它转变为适合于在信道中传输的物理量。也就是说,通信的任务是传递信息,信息包含在消息当中。在通信系统中传输的是消息,但实质上传输的是信息。消息是信息的载荷者。信号与消息是相对应的,因而在信号中也就包含了所要传递的信息。而信息的度量与消息的“不确定性”的程度有直接关系。

综上所述,了解了消息、信息、信号三者之间的关系,我们就了解了通信的具体含义。从传统上说,通信就是指克服距离上的障碍进行的信息的传输与交换,从本质上讲就是实现信息传递的一门科学技术,它要将有用的信息无失真、高效率地进行传输,同时还要在传输过程中将各种无用信息抑制掉。另外,当今的通信还要有存储数据、处理数据、采集数据及显示等功能,通信已成为信息科学技术的一个重要组成部分。

1.1.2 通信系统的组成与分类

通信是将消息从发信者传输给接收者的过程,这个传输过程需要通信系统来完成。所谓通信系统,就是完成通信过程所需要的一切技术设备的总称。

1. 通信系统的组成

无论哪种通信系统，都要完成从一地到另一地的信息传递或交换。在这样一个总的目的下可以把通信系统概括为一个统一的模型。

在通信过程中，首先要将语音、图像等一系列原始消息转变成电信号，因此在发送端要加入输入变换器，为了使变换器产生的电信号能适合于在信道中传输，在发送端还要有发送设备。在接收端要完成相反的过程，将接收到的电信号还原，因此接收设备和输出变换器也是必不可少的部分。由于信号在设备中以及信道中不可避免地要受到噪声的干扰，因此通常把所有可能产生的噪声归结到信道中。如图 1-2 所示为通信系统的一般模型。

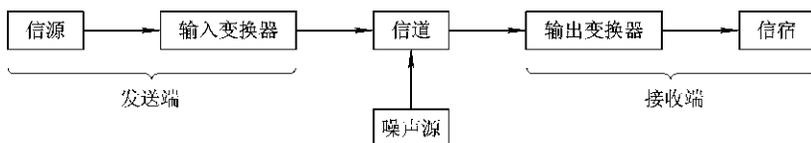


图 1-2 通信系统的一般模型

通信系统形式多种多样，但总体来说包括图 1-2 所示的 6 部分，下面对图中各个方框进行说明。

1) 信源

信源是发出信息的源头，它的作用是把各种形式的消息转换成原始电信号。信源可分为模拟信源和数字信源。模拟信源输出幅度连续的模拟信号，如电话机、电视摄像机等；数字信源输出离散的数字信号，如电传机、计算机等数字终端设备。

2) 输入变换器

声音、图像等原始的消息不能直接向远处传输，需要通过变换器将原始的非电消息转换成模拟基带信号，并再对这种电信号进一步转换形式，使其转换成同样载有原有信息的适合在信道中传输的电信号，即进行调制、编码等。例如电话机的送话器就是将声音转换成幅度连续变化的电信号，再经进一步转换后送到信道上去。

3) 信道

信道是指传输信号的通道。信道主要有两种，即有线信道和无线信道，有线信道和无线信道均有多种传输媒质。信道既是信号传输的通路，也对信号产生各种噪声和干扰。信道的固有特性及各种噪声和干扰直接关系到通信的质量。

4) 输出变换器

输出变换器的基本功能是完成输入变换器的反变换，它的任务是从接收到的带有干扰的信号中正确恢复出相应的原始信号，即进行解调、解码等。对于多路复用系统，接收设备还具有解除多路复用和实现正确分路的功能。

5) 信宿

信宿是信息传输的归宿，它的作用是将复原的原始电信号转换成具体的消息，即恢复成原始的声音、图像等各种形式的消息。

6) 噪声源

在通信系统中，信号在信道中传输时，不可避免地要受到噪声的影响。噪声的来源很

多,为了分析方便,我们一般把信道中的噪声以及分散在通信系统其它各处的噪声和各种干扰集中表示为噪声源。实际的通信系统中一般都要设置抗噪设备。

2. 通信系统的分类

通信过程中传输的消息多种多样,如声音、图像、文字、数据和符号等等。根据消息的形式不同、通信业务的种类不同、传输所用的媒介不同等,可将通信系统分成许多不同的种类,下面从六个不同的角度讨论通信系统的分类。

1) 按消息的物理特征分类

根据消息的物理特征的不同,通信系统可分为电报通信系统、电话通信系统、数据通信系统以及图像通信系统等。由于电话通信网最发达、最普及,因此其它消息常常通过公共的电话通信网传送。例如,电报常通过电话信道传送,数据通信在远距离传输数据时也常常利用电话信道传送。在综合业务数据网中,各种类型的消息都在统一的通信网中传送。

2) 按信号的特征分类

按照信道中传输的是模拟信号还是数字信号,可以把通信系统分成模拟通信系统与数字通信系统两类。信道中传输模拟信号的是模拟通信系统,传输数字信号的是数字通信系统。

3) 按传输媒介分类

按照传输媒介的不同,通信系统可分为有线通信(包括光纤通信)和无线通信两大类。为了使读者对通信中所使用的传输媒介有所了解,特将相关媒介及其主要用途列于表 1-1 中,供参考。

表 1-1 常用传输媒介及主要用途

频率范围	波长	符号	传输媒介	应用
3 Hz~30 kHz	$10^8 \sim 10^4$ m	甚低频 VLF	有线线对 长波无线电	音频、电话、数据终端、长距离导航、时标
30~300 kHz	$10^4 \sim 10^3$ m	低频 LF	有线线对 长波无线电	导航、信标、电力线通信
300 kHz~3 MHz	$10^3 \sim 10^2$ m	中频 MF	同轴电缆 中波无线电	调幅广播、陆地移动通信、业余无线电
3~30 MHz	$10^2 \sim 10$ m	高频 HF	同轴电缆 短波无线电	移动无线电话、短波广播、定点军用通信、业余无线电
30~300 MHz	10~1 m	甚高频 VHF	同轴电缆 米波无线电	电视、调频广播、空中管制、车辆通信、导航
300 MHz~3 GHz	100~10 cm	特高频 UHF	波导、分米 波无线电	电视、空间遥测、雷达导航、点对点通信、移动通信
3~30 GHz	10~1 cm	超高频 SHF	波导、厘米 波无线电	微波接力、卫星和空间通信、雷达
30~300 GHz	$1 \sim 3 \times 10^{-4}$ cm	极高频 EHF	波导、毫米 波无线电	雷达、微波接力、射电天文学
$10^5 \sim 10^7$ GHz	$3 \times 10^{-4} \sim 3 \times 10^{-6}$ cm	紫外线、 红外线、 可见光	光纤、激光空 间传播	光通信

4) 按消息传送的方向与时间的关系分类

按照消息传送的方向与时间的关系,通信方式可分为单工通信方式、半双工通信方式及全双工通信方式(各种工作方式的工作原理在 1.1.3 节的内容中有相关介绍),所以通信系统可相应地分为单工通信系统、半双工通信系统及全双工通信系统。

5) 按调制方式分类

根据是否采用调制,可将通信系统分为基带传输和频带传输两种。基带传输是将未经调制的信号直接传输,如音频市内电话等;频带传输是对各种信号进行调制后再传输,所以也称为调制传输。调制的方式很多,常见的调制方式如表 1-2 所示,它们的原理在第 4 章的内容中将有详细的介绍。

表 1-2 常用的调制方式及应用

常见的调制方式		应 用	
连续波调制	线性调制	普通双边带调制 AM	广播
		单边带调制 SSB	载波通信、短波无线电话通信
		抑制载波双边带调制 DSB	立体声广播
		残留边带调制 VSB	电视广播、传真
	非线性调制	频率调制 FM	微波中继、卫星通信、广播
		相位调制 PM	中间调制方式
	数字调制	幅移键控 ASK	数据传输
		频移键控 FSK	数据传输
		相移键控 PSK、DPSK、QPSK 等	数据传输、数字微波、移动通信
		其它高效数字调制 QAM、MSK、GMSK 等	数字微波、空间通信
脉冲波调制	模拟脉冲调制	脉幅调制 PAM	中间调制方式、遥测
		脉宽调制 PDM	中间调制方式
		脉位调制 PPM	遥测、光纤通信
	数字脉冲调制	脉冲编码调制 PCM	市话中继、卫星通信、空间通信
		增量调制 ΔM	军用、民用数字电话
		差分脉冲编码调制 DPCM	电视电话、图像编码
		其它信源编码方式 ADPCM、APC 等	中速、低速数字电话

6) 按信号的复用方式分类

常用的信号复用方式有三种,即频分复用、时分复用和码分复用。频分复用是用频谱搬移的方法使不同的信号占据不同的频率范围;时分复用是用抽样或脉冲调制方法使不同的信号占据不同的时间区间;码分复用是用包含互相正交的码字的码组携带多路信号。关于信号的复用原理将在第 6 章的内容中详细介绍。频分复用常在传统的模拟通信中应用,时分复用通信系统大多应用于数字通信,而码分复用大多用于扩频通信系统中,如用于 CDMA 移动通信系统中。

3. 通信系统的模型和特点

1) 通信系统的模型

我们把信道中传输模拟信号的系统称为模拟通信系统，把信道中传输数字信号的通信系统称为数字通信系统。模拟通信系统的组成可由一般通信系统模型略加改变而成，在一般通信系统模型中的发送设备和接收设备分别用调制器、解调器代替，目的主要是强调在模拟通信中调制和解调的作用，如图 1-3 所示。在此，我们重点介绍数字通信系统的组成。数字通信系统利用数字信号传递消息，其模型如图 1-4 所示。

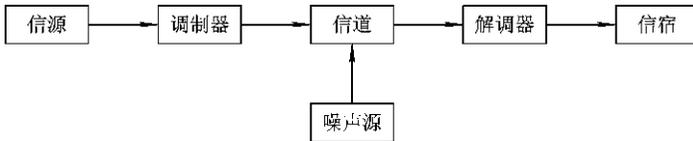


图 1-3 模拟通信系统模型

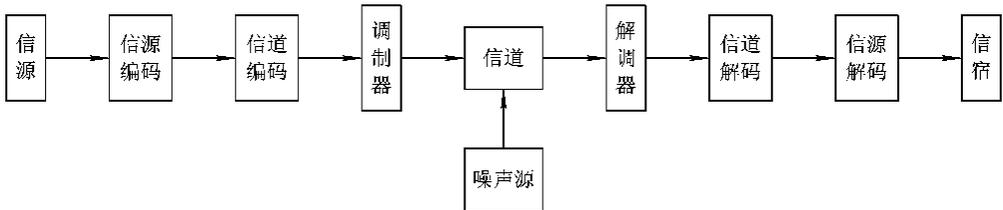


图 1-4 数字通信系统模型

数字通信涉及的技术问题很多，其中有信源编解码、信道编解码、保密编解码、数字调制与解调、数字复接与同步等。另外，如果系统中不加调制器和解调器，我们称这样的系统为数字基带传输系统，如果有调制器和解调器，则称为数字频带传输系统。各个部分分别介绍如下。

(1) 信源编解码。数字通信的技术基础是模拟信号的数字化，一个声音或者图像信号，要想在信道中传输，首先要转变成模拟电信号，要想在数字通信系统中传输，首先要进行信源编码。信源编码的主要任务是：① 将模拟电信号转化为数字电信号，即模拟信号数字化(A/D 转换)；② 尽量降低数字信号的传输数码率，也就是数据压缩编码技术。信源编码技术很大程度上是围绕压缩编码技术来展开的，以提高通信系统的性能。信源解码是信源编码的逆过程，它可以把接收端收到的数字信号还原成原来的模拟电信号(D/A 转换)。

(2) 信道编解码。信道环境很复杂，经过信源编码后的数字信号在信道传输过程中会受到各种各样的噪声与干扰，难免会发生差错。为了提高通信系统的抗干扰能力，尽可能地对传输过程中产生的差错进行控制，实现可靠通信，我们采用了差错控制编码，也称为信道编码。信道编码的基本过程是：在发送端被传输的信息序列上加上监督码元，这些冗余的码元与信息码元之间以某种确定的规则相互约束，接收端按照这个约束规则检验信息码之间的关系，一旦发生差错，这种约束关系将会被破坏，就可以发现甚至纠正错误。信道编码技术的具体内容在后面的第 5 章中有详细介绍。信道解码是信道编码的逆过程，功能是将传输过程中加了冗余度的差错控制编码恢复成原来的信号。

(3) 保密编解码。随着现阶段数字处理技术的飞速发展,数字通信系统在通信过程中可以根据需要对所传输的信息加密和解密,称为保密编解码。对于要求进行保密的通信系统,可以在信源与编码之间加入保密器,在接收端相应位置上加上解密器。由于数字信号比模拟信号便于进行加密,因此在发送端将信息序列人为地按照一定规律扰乱,在接收端再按照约定的扰乱规律进行解码,就可以实现保密编解码。

(4) 数字调制与解调。调制与解调是信号形式转换的方法,基带信号不适合直接向远处传输,所以要转换成适合在信道中传输并且可以向远方传输的信号的形式,这个过程主要采用调制与解调技术进行。在数字通信系统中常用的数字调制与解调技术有幅度键控(ASK)、频移键控(FSK)、相移键控(PSK)等,详细内容将在第4章中介绍。在接收端可以采用相干解调和非相干解调方式恢复信号。

(5) 数字复接与同步。在数字通信系统中,为了使终端设备标准化,同时又适应不同的传输媒介和传输容量的需求,把若干个低速数码流按照一定格式合并为高速数码流。数字复接就是按照时分复用基本原理完成数码流合并的一种技术,它包含数字复接和分接两方面的含义。

同步技术是数字通信系统中一个很重要的技术,是一个核心问题。从数字通信的原理框图中可以看出,数字通信系统的设备很复杂,所以对于同步的要求也相当严格。可以说,没有了同步技术,就没有数字通信。常用的同步技术有位同步、帧同步、载波同步和网同步。相关技术在第7章中有详细介绍。

以上所述的是典型的点对点通信系统。在现代社会生活中,人们不可能只进行一点到一点的固定式通信,更多的是要求能够与所有在线的任一用户进行通信,这样就必须有一种设备去完成这种系统中任意用户与任意用户的选择通信功能,这个设备就是通信网络中的交换系统。交换系统是通信网络中不可缺少的重要组成部分。

2) 数字通信系统的特点

数字通信技术的发展速度已明显超过模拟通信技术,成为当代通信技术的主流。与模拟通信相比,数字通信更能适应现代社会对通信技术越来越高的要求。数字通信主要有以下几方面优点:

(1) 抗干扰能力强。在数字通信中,传输的信号幅度是离散的。以二进制为例,信号的取值只有两个,这样接收端只需判别两种状态。信号在传输过程中受到噪声的干扰,必然会使波形失真,接收端对其进行抽样判决,以辨别是两种状态中的哪一个。只要噪声的大小不足以影响判决的正确性,就能正确接收(再生)。而在模拟通信中,传输的信号幅度是连续变化的,一旦叠加上噪声,即使噪声很小,也很难消除。数字信号通过“再生中继”再生后可消除噪声积累。

(2) 数字信号通过差错控制编码,可采用纠错和检错技术,可提高通信的可靠性。

(3) 因为数字通信传输一般采用二进制码,所以可使用计算机对数字信号进行处理,实现复杂的远距离大规模自动控制系统和自动数据处理系统,实现以计算机为中心的通信网。

(4) 数字通信易与现代技术相结合,各种消息(模拟的和离散的)都可变成统一的数字信号进行传输,也就是说,数字通信系统可综合传输各种模拟和数字信号。系统中对数字信号传输情况的监视信号、控制信号及业务信号都可采用数字信号,可以对来自不同信源

的信号自动地进行变换、传输、处理、存储和分离,实现各种综合业务。

(5) 数字信号可采用高保密性能的数字加密技术,易于加密处理,所以数字通信保密性强。

(6) 易于设计、制造,体积小、重量轻。

数字通信有以下两方面的缺点:

(1) 数字信号比模拟信号占的频带宽,频带利用率不高。一路数字电话频带一般为 64 kHz,而一路模拟电话所占的频带仅为 4 kHz,前者是后者的 16 倍。不过,由于毫米波和光纤通信的出现,带宽已不成问题。

(2) 系统设备比较复杂,同步要求较高。数字通信系统及设备一般都比较复杂,体积较大,要准确地恢复信号,接收端需要严格的同步系统。

不过,随着新的宽带传输信道(如光导纤维)的采用、窄带调制技术和超大规模集成电路的发展,数字通信的这些缺点已经弱化。随着微电子技术和计算机技术的迅猛发展和广泛应用,数字通信在今后的通信方式中必将逐步取代模拟通信而占主导地位。

1.1.3 通信的方式

本教材主要研究的是点到点的通信,而在实际应用当中,多数情况是双向通信,这时通信双方都要有发送设备和接收设备,每个方向上都有自己的传输媒质。当然通信双方也可以共用一个信道,但此时必须用频率或时间分割的方法来共享信道。因此,通信方式与信道复用是通信的重要问题。这里简单介绍一下通信方式。

按照通话的状态和频率使用的方法,通信方式通常可分为三种,即单工制、双工制和半双工制(下面以三种通信方式在移动通信中的应用为例进行分析)。

1. 单工通信

所谓单工通信,是指消息只能单方向进行传输的一种通信工作方式。单工通信的例子很多,如广播、遥控、无线寻呼等。这里,信号(消息)只从广播发射台、遥控器和无线寻呼中心分别传到收音机、遥控对象和 BP 机上。

1) 单频(同频)单工通信

单频是指通信的双方使用相同工作频率(f_1),单工是指通信双方的操作采用“按一讲”方式,如图 1-5 所示。

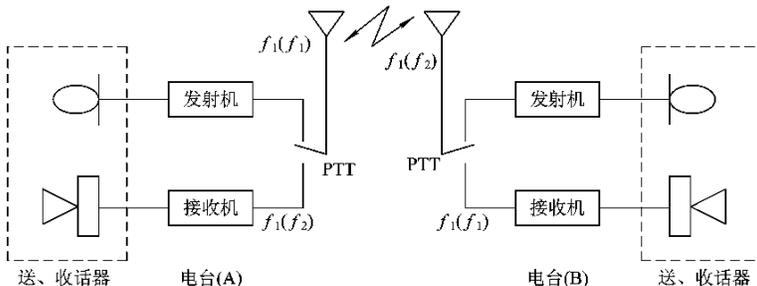


图 1-5 单工通信方式

平时,双方的接收机均处于守听状态。如果 A 方需要发话,可按压 PTT(“按一讲”开关),关掉 A 方接收机,使其发射机工作,这时如果 B 方接收机处于守听状态,即可实现由

A 至 B 的通话；同理，也可实现由 B 至 A 的通话。在该方式中，同一部电台（如 A 方）的收、发信机是交替工作的，故收、发信机可使用同一副天线，而不需要使用天线共用器。这种工作方式设备简单、功耗小，但操作不便，如使用不当，会出现通话断断续续的现象。譬如，A 方在发话过程中，出现暂短的停顿时，如果 B 方误以为讲话完毕，按下 B 方的“按一讲”开关，开始讲话，结果是由于 B 方接收机停止工作，使 B 方收听不到 A 方后半部分的讲话；与此同时，由于 A 方不是处于守听状态（即接收机未工作），因此也听不到 B 方前半部分的讲话。当 A 方讲完之后，按下“按一讲”开关，所听到的是 B 方讲话的后半部分。总之，如果配合不好，双方通话就会出现断断续续的现象。此外，若在同一地区多部电台使用相邻的频率，相距较近的电台间将产生严重的干扰。

2) 双频单工通信

双频单工通信是指通信的双方使用两个频率 f_1 和 f_2 ，而操作仍采用“按一讲”方式。同一部电台（如 A 方）的收、发信机也是交替工作的，只是收发各用一个频率，其优缺点大致与单频单工相同。单工制适用于用户少、专业性强的移动通信系统中。

2. 双工通信

所谓双工通信（又称全双工通信），是指通信双方可同时进行双向传输消息的工作方式。在这种方式下，双方都可同时进行收发消息。很明显，双工通信的信道必须是双向信道。生活中双工通信的例子非常多，如普通电话、手机等。双工制通信的双方，收、发信机均同时工作，即任一方在发话的同时，也能收听到对方的话音，无需按压“按一讲”开关，与普通市内电话的使用情况类似，操作方便，如图 1-6 所示。

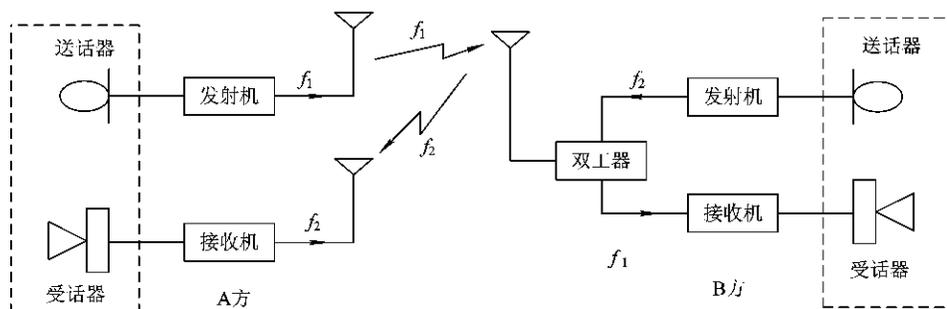


图 1-6 双工通信方式

但是采用双工通信方式，在使用过程中，不管是否发话，发射机总是工作的，故电能消耗大。这一点对以电池为能源的移动台是很不利的。为此，在某些系统中，A 方的发射机仅在发话时才工作，而 B 方的接收机总是工作的，通常称这种系统为准双工系统，它可以和双工系统兼容。普通电话就是一个典型的全双工通信方式。目前，这种工作方式在移动通信系统中获得了广泛的应用。

3. 半双工通信

所谓半双工通信方式，是指通信双方都能收、发消息，但不能同时进行收和发的工作方式。对讲机、收发报机等都是这种通信方式。半双工制通信的双方，有一方（如 A 方）使用双工方式，即收、发信机同时工作，且使用两个不同的频率 f_1 和 f_2 ；而另一方（如 B 方）则采用双频单工方式，即收、发信机交替工作，如图 1-7 所示。

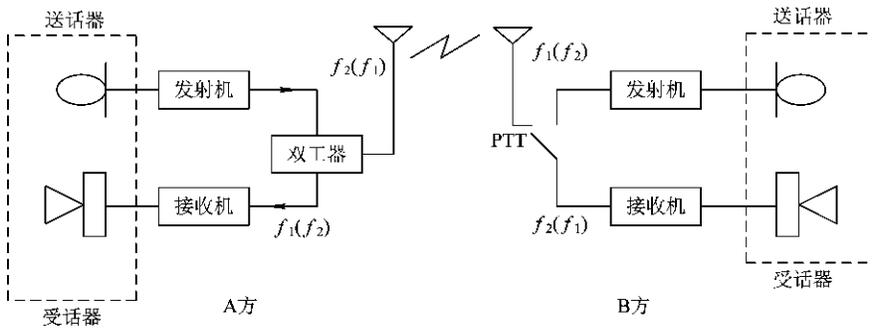


图 1-7 半双工通信方式

平时, B 方处于守听状态, 仅在发话时才按压“按一讲”开关, 切断收信机, 使发信机工作。其优点是设备简单, 功耗小, 克服了通话断断续续的现象, 但操作仍不太方便。所以半双工制主要用于专业移动通信系统中, 如汽车调度系统等。一般使用同一载频工作的无线电对讲机的工作方式就是半双工通信方式。

1.1.4 数字通信系统的主要性能指标

在设计或评估一个通信系统通信质量的好坏时, 往往要涉及通信系统的主要性能指标。通信系统的性能指标涉及通信系统的有效性(速度)、可靠性(质量)、适应性(环境条件)、标准性、经济性(成本)及维护使用性(是否便于维修)等多个方面。如果设计之初所有这些因素都要考虑的话, 那么通信系统的设计会变得很复杂, 系统性能的评估工作也很难进行。从消息的传输角度来看, 通信的有效性与可靠性将是主要的矛盾。这里所说的有效性主要是指消息传输的“速度”问题, 即快慢问题; 而可靠性主要是指消息传输的“质量”问题, 即好坏问题。这是两个相互矛盾的问题, 通常只能按照实际要求使它们取得相对的统一。例如, 在满足一定可靠性指标的情况下, 尽量提高消息的传输速度; 或者, 在满足一定有效性的前提下, 使消息传输质量尽可能地提高。

模拟通信系统的有效性用有效带宽来度量。占用的频带宽度越窄, 效率越高, 有效性越好。模拟通信系统的可靠性一般用接收端接收设备输出的信噪比来度量。信噪比越大, 通信质量越高, 可靠性越好。因此, 实际中, 经常采用信噪比来衡量模拟通信系统的优劣。在此, 我们重点讨论数字通信系统的性能指标。

1. 有效性

在数字通信中, 用传输速率来衡量有效性。

1) 码元传输速率 R_B

码元传输速率通常又称为符号传输速率、码元速率、数码率或者传码率, 用符号 R_B 来表示。码元速率是指单位时间(每秒钟)内传输的码元数目, 单位为波特(Baud), 又称为波特率, 常用符号“B”表示(注意不能用小写)。

2) 信息传输速率 R_b

信息传输速率简称信息速率, 又称为传信率、比特率等, 是以每秒钟所传输的信息量来衡量的。信息量的单位是比特, 所以信息速率的单位是比特/秒, 又称为比特率。例如有

一个数字通信系统，它每秒传输 1200 个二进制码元，则它的信息传输速率是 1200 比特/秒 (1200 bit/s)。

3) 不同进制之间的转换关系

通常在给出系统码元速率时，有必要说明码元的进制，二进制的码元速率和信息速率在数量上相等，有时称它们为数码率。符号传输速率和信息传输速率是可以换算的。符号速率不管所传输的信号为多少进制，都代表每秒钟所传输的符号数。对于信息传输速率，则必须折合为相应的二进制码元来计算。1 波特 = 1 码元/秒。多进制信息传输速率与二进制码元传输速率之间可以相互转换，转换关系式为

$$R_b = R_B \lg M \quad (1-1)$$

例如：如果二进制码元传输速率为 600 波特，在二进制时的信息传输速率为 600 比特/秒，在四进制时为 1200 比特/秒，在八进制时为 1800 比特/秒。

2. 可靠性

数字通信系统信息传输的可靠性，通常用差错控制率来衡量。数字通信系统差错控制率主要有误码率和误信率。

1) 误码率

误码率又称为码元差错率，它的定义为接收端错误接收的码元数与所接收的总码元数的比值。更严格地讲，误码率就是码元在系统传输过程中传错的概率。误码率是一个统计平均值，所以这里指的是平均误码率。平均误码率的计算公式为

$$p_e = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\text{发生误码个数 } n}{\text{传输总码数 } N} \quad (1-2)$$

2) 误信率

误信率又称为比特差错率，它的定义为接收端错误接收的比特数与所接收的总比特数的比值，其计算公式为

$$p_b = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\text{发生错误比特数 } n}{\text{传输总比特数 } N} \quad (1-3)$$

另外，还有误字率的概念，其计算公式为

$$p_w = \frac{\text{错误接收字数}}{\text{传输总字数}} \quad (1-4)$$

对于二进制，误码率和误比特率的关系为

$$p_b = p_e \quad (1-5)$$

数字通信差错率的大小取决于收、发信机之间的系统特性和信道质量，不同信源信息对差错率的要求也不同。当信道不能满足要求时，必须采取相应的措施，如进行差错控制编码。

3. 频带利用率

在比较不同通信系统的效率时，只看它们的传输速率是不够的，还应看在这样的传输速率下所占的信道的频带宽度。因为传输速率越高，所占用的信道频带越宽。因此，能够真正体现出信息的传输效率的指标应该是频带利用率，即单位频带内的传输速率，其计算公式为

$$\eta = \frac{\text{符号传输速率}}{\text{频带宽度}} \quad (\text{Bd/Hz}) \quad (1-6)$$

对于二进制来说, 频带利用率可以表示为

$$\eta = \frac{\text{信息传输速率}}{\text{频带宽度}} \quad ((\text{bit/s})/\text{Hz}) \quad (1-7)$$

从信息传输的角度来讲, 我们总是希望有效性和可靠性越高越好。然而, 对任何一个通信系统来说, 这两个性能指标又是相互矛盾的, 但通常也是可以互相转换的。有效性的提高往往可通过牺牲一定的可靠性来实现, 反之亦然。因此, 只能根据实际需要取得相对的统一。例如, 在满足一定可靠性指标的前提下, 尽量提高信息的传输速度, 或在维持一定的有效性的前提下, 尽可能提高信息的传输质量。

1.2 信息及信息的度量

1.2.1 消息的统计特性及信息量单位

通信的目的是传输含有信息的信息。信号是信息的载体, 而信息是其内涵。为了便于对通信系统的性能做定量的分析, 要有度量消息中所含的信息量的适当的方法。消息是多种多样的, 信息的度量方法必须能够用来度量任何消息的信息量, 而不受消息种类的限制。任何信源产生的输出都是随机的, 也就是说, 信源的输出是用统计方法来定性的。另外, 消息中所含信息量的多少也应与消息的重要程度无关。

1. 消息中所含的信息量 I 与概率 P 的关系

概率论告诉我们, 事件的不确定程度可以用它出现的概率来描述。消息中的信息量与消息发生的概率密切相关。消息出现的概率愈小, 则消息中包含的信息量就愈大。当概率为 0 时(不可能发生事件), 信息量为无穷大; 当概率为 1 时(必然事件), 信息量为 0。也就是说, 如果事件是必然的, 即发生的概率为 1, 则它传递的信息量应为零; 如果事件是不可能(概率为 0)的, 则它将有无穷的信息量。如果我们得到的不是由一个事件构成而是由若干个独立事件构成的消息, 那么我们得到的总的信息量, 就是若干个独立事件的信息量的总和。因此, 我们将消息中所含的信息量 I 与消息出现的概率 $P(x)$ 间的关系式总结成如下几条规律:

(1) 消息中所含的信息量 I 是该消息出现的概率 $P(x)$ 的函数, 即

$$I = I[P(x)] \quad (1-8)$$

(2) 消息出现的概率愈小, 它所含的信息量愈大; 反之, 消息出现的概率越大, 它所含的信息量就越小, 且当 $P(x)=1$ 时, $I=0$ 。

(3) 若干个相互独立的事件构成的消息, 所含的信息量等于各独立事件所含信息量的和, 即

$$I[P(x_1)P(x_2)\cdots] = I[P(x_1)] + I[P(x_2)] + \cdots \quad (1-9)$$

可以得出结论, I 与 $P(x)$ 的关系式为

$$I = \log_a \frac{1}{P(x)} = -\log_a P(x) \quad (1-10)$$

2. 信息量单位的确定

信息量的单位取决于式(1-10)中对数的底数 a ; 当对数以 2 为底时, 信息量单位称为

比特(bit); 当对数以 e 为底时, 信息量单位称为奈特(nat); 当对数以 10 为底时, 信息量单位称为哈特莱。

上述三种单位的使用, 可根据计算及使用的方便程度来决定。目前应用最为广泛的单位是比特, 经常将 \log_2 简写为 lb 。

例 1-1 中文电报中 5 出现的概率为 $1/8$, 6 出现的概率为 $1/4$, 分别求出 5 和 6 的信息量。

解: 根据式(1-10)可知

$$I_5 = \text{lb} \frac{1}{P(x)} = -\text{lb}(1/8) = 3(\text{bit})$$

$$I_6 = \text{lb} \frac{1}{P(x)} = -\text{lb}(1/4) = 2(\text{bit})$$

另外值得注意的是, 此处的单位“比特”与计算机术语中的“比特(二元数字)”的含义是不同的, 它们之间的关系是每个二元数字能提供的最大平均信息量为 1 比特。

1.2.2 离散信源的信息量

某离散消息是在 N 个消息之中独立地选择其一, 且认为每一消息出现的概率是相同的, 即每一消息的出现是独立等概的。显然, 要传递一个消息, 只需采用一个 N 进制的波形来传送, 即传送 N 个消息之一和传送 N 进制波形之一是完全等价的。当 $N=2$ 时, 即为二进制, 而且任意一个 N 进制波形总可以用若干个二进制波形来表示。我们定义传送两个等概率的二进制波形之一的信息量为 I , 单位为“比特”, 即

$$I = \text{lb} \frac{1}{1/2} = \text{lb}2 = 1(\text{bit}) \quad (1-11)$$

这里选择的对数以 2 为底, 在数学上运算也是方便的。在数字通信中, 常以二进制传输为主。按照上式的定义, 对于 $N>2$, 则传送每一波形的信息量应为

$$I = \text{lb} \frac{1}{1/N} = \text{lb}N(\text{bit}) \quad (1-12)$$

若 N 是 2 的整幂次, 则式(1-12)可改写为

$$I = \text{lb}2^k = k(\text{bit}) \quad (1-13)$$

式(1-13)表明, $N(N=2^k)$ 进制的每一波形包含的信息量, 恰好是二进制每一波形包含信息量的 k 倍。由于 k 就是每一个 N 进制波形用二进制波形表示时所需的波形数目, 因此传送每一个 $N(N=2^k)$ 进制波形的信息量就等于用二进制波形表示该波形所需的波形数目 k 。综上所述, 只要在接收者看来每一传送波形都是独立等概出现的, 则一个波形所能传递的信息量即为

$$I = \text{lb} \frac{1}{P}(\text{bit}) \quad (1-14)$$

式中: P 为每一波形出现的概率。

例 1-2 设二进制离散信源以相等的概率发送 0 或 1, 则信源每个输出的信息含量为

$$I(0) = I(1) = \text{lb} \frac{1}{P(x)} = \text{lb} \frac{1}{1/2} = \text{lb}2 = 1$$

$P=1/4$ 的信息量为 2 bit; $P=1/8$ 的信息量为 3 bit; $P=1/M$ 的信息量为 $\text{lb}M(\text{bit})$ 。
若 M 是 2 的整幂次, 即 $M=2^k$, 则

$$I = \text{lb} \frac{1}{1/M} = \text{lb}2^k = k(\text{bit})$$

1.2.3 离散信源的平均信息量

设离散信息源是由 n 个符号组成的集合, 称为符号集。符号集中的每一个符号 x_i 在消息中分别按概率 $P(x_i)$ 独立出现, 又设符号集中各符号出现的概率为

$$\left[\begin{array}{cccc} x_1, & x_2, & \cdots, & x_n \\ P(x_1), & P(x_2), & \cdots & P(x_n) \end{array} \right] \sum_{i=1}^n P(x_i) = 1 \quad (1-15)$$

则 x_1, x_2, \cdots, x_n 所包含的信息量分别为 $\text{lb}P(x_1), \text{lb}P(x_2), \cdots, \text{lb}P(x_n)$, 每个符号所含信息量的统计平均值, 即平均信息量为

$$\begin{aligned} H(x) &= P(x_1)[- \text{lb}P(x_1)] + P(x_2)[- \text{lb}P(x_2)] + \cdots + P(x_n)[- \text{lb}P(x_n)] \\ &= - \sum_{i=1}^n P(x_i) \text{lb}P(x_i) (\text{位} / \text{符号}) \end{aligned} \quad (1-16)$$

由于 H 和热力学中的熵形式相似, 故通常又称它为信息源的熵, 其单位为位/符号。

例 1-3 某一个信息源由 5 个符号“A、B、C、D、E”组成, 它们出现的概率分别为 $1/4, 1/8, 1/4, 1/8, 1/4$, 并且每个符号的出现都是独立的, 试求信息的平均信息量。

解: 根据公式(1-16)知:

$$\begin{aligned} H(x) &= - \sum_{i=1}^n P(x_i) \text{lb}P(x_i) \\ &= - P(A) \text{lb}P(A) - P(B) \text{lb}P(B) - P(C) \text{lb}P(C) - P(D) \text{lb}P(D) - P(E) \text{lb}P(E) \\ &= - \frac{1}{4} \text{lb} \frac{1}{4} - \frac{1}{8} \text{lb} \frac{1}{8} - \frac{1}{4} \text{lb} \frac{1}{4} - \frac{1}{8} \text{lb} \frac{1}{8} - \frac{1}{4} \text{lb} \frac{1}{4} \\ &= 2.25 (\text{位} / \text{符号}) \end{aligned}$$

1.2.4 连续信源的平均信息量

以上讨论了离散信源的度量。连续信源可以看成离散消息的极限情况来处理, 采用概率密度 $f(x)$ 来描述连续消息的信息量。经过分析不难证明, 连续消息的平均信息量为

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log_a f(x) dx \quad (1-17)$$

例 1-4 某一连续信源输出信号的取值范围为 $(-2 \sim +2)$, 其概率密度函数为 $f(x) = 1/4$, 由式(1-17)计算该连续信源的平均信息量。

解: 根据题意得:

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log_a f(x) dx = - \int_{-2}^2 \frac{1}{4} \text{lb} \frac{1}{4} dx = 2(\text{bit})$$

要获得离散信息源的最大熵, 则各符号应等概率且统计独立出现, 而连续信源的最大熵取决于信息源输出取值上所受到的限制, 如峰值受限和均方值受限等。

1.3 信道容量及香农公式

信道容量(Channel Capacity)指信道传输信息的最大能力。数字信道一般用单位时间内可以传输的最大二进制位(比特)数来表示,模拟信道则用信道的带宽表示。信道容量的大小还受信道质量和可使用时间的影响,当信道质量较差时,实际传输速率将降低。当一个信道受到加性高斯噪声的干扰时,如果信道传输信号的功率和信道的带宽受限,则对于这种信道传输数据的能力在信息论中有一个非常肯定的结论,即高斯白噪声下关于信道容量的香农公式。本节介绍信道容量的概念及香农公式。在信息论中,称信道无差错传输信息的最大信息速率为信道容量,记为 C 。

从信息论的观点来看,各种信道可概括为两大类,即离散信道和连续信道。离散信道的输入信号与输出信号都是取值离散的时间函数,连续信道的输入信号和输出信号都是取值连续的时间函数。可以看出,前者就是广义信道中的编码信道,后者则是调制信道。仅从说明概念的角度考虑,我们只讨论连续信道的信道容量。

假设连续信道的加性高斯白噪声功率为 $N(W)$,信道的带宽为 $B(\text{Hz})$,信号功率为 $S(W)$,则该信道的信道容量为

$$C = B \lg\left(1 + \frac{S}{N}\right) (\text{b/s}) \quad (1-18)$$

式(1-18)就是信息论中具有重要意义的香农公式,它表明了当信号与作用在信道上的起伏噪声的平均功率给定时,在具有一定频带宽度 B 的信道上,理论上单位时间内可能传输的信息量的极限数值。噪声功率 N 与信道带宽 B 有关,若噪声单边功率谱密度为 n_0 (W/Hz),则噪声功率 $N = n_0 B$ 。因此,香农公式也可以表示为

$$C = B \lg\left(1 + \frac{S}{n_0 B}\right) (\text{b/s}) \quad (1-19)$$

由式(1-19)可见,一个连续信道的信道容量受 B 、 n_0 、 S 三个要素限制,只要这三个要素确定,则信道容量也就随之确定。

通常,把实现了极限信息速率传送(即达到信道容量值)并且能做到任意小差错率的通信系统称为理想通信系统。香农公式只证明了理想通信系统的存在性,却没有指出具体的实现方法,但这并不影响香农公式在通信系统理论分析和工程实践中所起的重要指导作用。

1.4 通信实验常用仪器设备的使用

一、实验目的

- (1) 通过测试信号源的各种信号,了解示波器的使用方法,学会熟练使用示波器。
- (2) 学会熟练使用 ZYE1101F 型实验箱的各种信号源。

二、实验器材

40M 双踪示波器 一台
 探头 两个
 通信实验系统实验箱(采用湖北众友科技实业股份有限公司 ZYE1101F 型实验箱)

三、实验原理

ZYE1101F 型实验箱信号源模块大致分为模拟部分和数字部分, 分别产生模拟信号和数字信号。

1. 模拟信号源部分

模拟信号源部分能够输出频率和幅度可任意改变的正弦波(频率变化范围 100 Hz~10 kHz)、三角波(频率变化范围 100 Hz~1 kHz)、方波(频率变化范围 100 Hz~10 kHz)、锯齿波(频率变化范围 100 Hz~1 kHz)以及 32 kHz、64 kHz、1 MHz 的点频正弦波(幅度可以调节), 各种波形的频率和幅度的调节方法请参考实验步骤。该部分电路原理框图如图 1-8 所示。

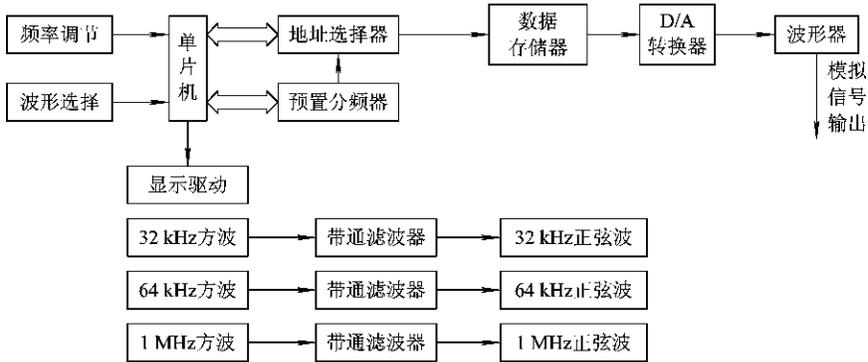


图 1-8 模拟信号源部分原理图

在实验前, 已经将各种波形在不同频段的数据写入了数据存储器 U005(2864), 并存放在固定的地址中。当单片机 U006(89C51)检测到波形选择开关和频率调节开关送入的信息时, 一方面通过预置分频器调整 U004(EPM7128)中分频器的分频比, 分频后的信号频率由数码管 M001~M004 显示; 另一方面根据分频器输出的频率和所选波形的种类, 通过地址选择器选中数据存储器 U005 中对应地址的区间, 输出相应的数字信号。该数字信号经过 D/A 转换器 U007(TLC7528)、开关电容滤波器 U008(TLC14CD)后得到所需的模拟信号。

2. 数字信号源部分

数字信号源部分可以产生多种频率的点频方波、NRZ 码(可通过拨码开关 SW103、SW104、SW105 改变码型)以及位同步信号和帧同步信号。绝大部分电路功能由 U004(EPM7128)来完成, 通过拨码开关 SW101、SW102 可改变整个数字信号源位同步信号和帧同步信号的速率。该部分电路原理框图如图 1-9 所示。

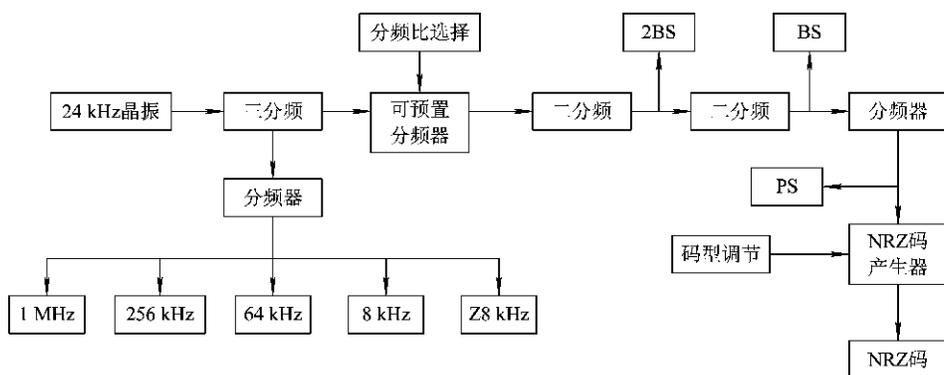


图 1-9 数字信号源部分原理图

晶振出来的方波信号经三分频后分别送入分频器和另外一个可预置分频器分频，前一分频器分频后可得到 1 MHz、256 kHz、64 kHz、8 kHz 的方波以及 8 kHz 的窄脉冲信号。可预置分频器的分频比可通过拨码开关 SW101、SW102 来改变，分频比范围是 1~9999。分频后的信号即为整个系统的位同步信号(从信号输出点“BS”输出)。数字信号源部分还包括一个 NRZ 码产生电路，通过该电路可产生 24 位为一帧的周期性 NRZ 码序列，该序列的码型可通过拨码开关 SW103、SW104、SW105 来改变。

四、实验步骤

(1) 了解示波器前面板的结构和功能，并通过对通信原理实验箱各个信号测量点的信号进行测量，进一步掌握示波器的使用方法。

(2) 把信号源模块固定在通信实验箱中，检查电源接触是否良好。

(3) 插上电源线，打开主机箱右侧的交流电源开关，按下开关 POWER1、POWER2，发光二极管 LED001、LED002 发光，按一下复位键，信号源模块开始工作。

(4) 模拟信号源部分：

① 观察“32 k 正弦波”、“64 k 正弦波”、“1 M 正弦波”各点输出的正弦波波形，对应的电位器“32 k 幅度调节”、“64 k 幅度调节”、“1 M 幅度调节”可分别改变各正弦波的幅度。

② 按下“复位”按键使 U006 复位，波形指示灯“正弦波”亮，波形指示灯“三角波”、“锯齿波”、“方波”以及发光二极管 LED007 灭，数码管 M001~M004 显示“2000”。

③ 按一下“波形选择”按键，波形指示灯“三角波”亮(其它仍熄灭)，此时信号输出点“模拟输出”的输出波形为三角波。逐次按下“波形选择”按键，四个波形指示灯轮流发亮，此时“模拟输出”点轮流输出正弦波、三角波、锯齿波和方波。

④ 将波形选择为正弦波(对应发光二极管亮)，转动旋转编码器 K001，改变输出信号的频率(顺时针转增大，逆时针转减小)，观察“模拟输出”点的波形，并用频率计查看其频率与数码管显示的是否一致。转动电位器“幅度调节”可改变输出信号的幅度，幅度最大可达 3 V。(注意：发光二极管 LED007 熄灭，转动旋转编码器 K001 时，频率以 1 Hz 为单位变化；按一下 K001，LED007 亮，此时转动 K001，频率以 50 Hz 为单位变化；再按一下 K001，频率再次以 1 Hz 为单位变化。)

⑤ 将波形分别选为三角波、锯齿波、方波，重复上述实验。

⑥ 模拟信号放大通道：用导线连接“模拟输出”点与“IN”点，观察“OUT”点波形，转动电位器“幅度调节 2”可改变输出信号的幅度（最大可达 6 V）。

⑦ 电位器 W006 用来调节开关电容滤波器 U008 的控制电压，电位器 W007 用来调节 D/A 转换器 U007 的参考电压，这两个电位器在出厂时已经调好，切勿自行调节。

(5) 数字信号源部分：

① 拨码开关 SW101、SW102 的作用是改变分频器的分频比（以 4 位为一个单元，对应十进制数的 1 位，以 BCD 码分别表示分频比的千位、百位、十位和个位），得到不同频率的位同步信号。分频前的基频信号为 2 MHz，分频比变化范围是 1~9999，所以位同步信号的频率范围是 200 Hz~2 MHz。例如，若想信号输出点“BS”输出的信号频率为 15.625 kHz，则需将基频信号进行 128 分频，将拨码开关 SW101、SW102 设置为 00000001 00101000，就可以得到 15.625 kHz 的方波信号。拨码开关 SW103、SW104、SW105 的作用是改变 NRZ 码的码型。1 位拨码开关就对应着 NRZ 码中的一个码元，当该位开关往上拨时，对应的码元为 1，往下拨时，对应的码元为 0。

② 将拨码开关 SW101、SW102 设置为 00000001 00000000，SW103、SW104、SW105 设置为 01110010 00110011 10101010，观察 BS、2BS、FS、NRZ 波形。

③ 改变各拨码开关的设置，重复观察以上各点波形。

④ 观察 1024 k、256 k、64 k、32 k、8 k、Z8k 各点波形。（由于时钟信号为晶振输出的 24 MHz 方波，因此整数倍分频后只能得到 1000 kHz、250 kHz、62.5 kHz、31.25 kHz、7.8125 kHz 的信号，电路板上的标识为近似值。）

五、实验结论及报告要求

- (1) 熟练掌握 40M 双踪示波器和通信实验箱的使用方法。
- (2) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程。
- (3) 根据实验测试记录在坐标纸上画出各测量点的波形图。

本章小结

本章主要介绍通信的基本知识，内容包括通信的定义和通信方式、通信系统的组成及分类、信息的量度方法和通信系统的主要性能指标以及信道的容量与香农公式等。

通信是指克服距离上的障碍迅速而准确地进行信息的传输与交换。在通信过程中，消息是通过电信号来传输的。由于消息不便于直接向远处传输，因此常将它转变为适合在信道中传输的物理量。也就是说，通信的任务是传递信息，信息包含在消息当中。从通信给出的模型来看，通信涉及的技术问题很多，尤其是数字通信涉及的问题，主要有信源的编码译码问题、保密编码解码问题、信道编码解码问题、调制与解调问题、噪声与干扰问题，以及同步与数字复接问题和多址通信问题等。

通信系统从不同的角度可以分成不同的类别，主要有以下的分类方法：按消息的物理特征分类、按调制方式分类、按信号特征分类、按传输媒介分类、按消息传送的方向与时间的关系分类、按信号的复用方式分类。通信的工作方式主要有三种，即单工制、双工制和半双工制。无论是模拟通信还是数字通信，衡量和评估系统性能好坏的主要指标都是有

效性和可靠性，也就是信息传输的质量和速度问题。有效性和可靠性既相互矛盾又相互联系，其中一种性能的改善往往会降低另一种性能。

信道容量指信道传输信息的最大能力。数字信道的信道容量一般用单位时间可以传输的最大二进制位(比特)数来表示，模拟信道的信道容量则用信道的带宽表示。信道容量的大小还受信道质量和可使用时间的影响，当信道质量较差时，实际传输速率将降低。当一个信道受到加性高斯噪声的干扰时，如果信道传输信号的功率和信道的带宽受限，则对于这种信道传输数据的能力问题，在信息论中有一个非常肯定的结论，即高斯白噪声下关于信道容量的香农(Shannon)公式。

思考与练习

1. 什么是通信？什么是通信系统？
2. 通信系统是如何分类的？模拟通信系统与数字通信系统的区别是什么？
3. 通信方式有哪几种？都是如何确定的？
4. 简述信息量 I 与概率 $P(x)$ 之间的关系。
5. 已知二进制信号每秒传送 9600 比特的信息量，如果信息速率不变，改用八进制传输，并且各种码元等概率出现，试求码元速率和每个码元的信息量。
6. 如果已知发送的独立符号中，符号“A”和“B”的概率分别为 0.1073 和 0.000 63；又如中文电报中，数字“0”和“8”的概率分别为 0.155 和 0.06。试求它们的信息量大小。
7. 有四个消息为 A、B、C、D，分别以概率 1/4、1/8、1/8 和 1/2 传送，假设消息的出现是相互独立的，试求消息的熵。
8. 数字通信系统的主要性能指标是什么？
9. 什么是误码率？什么是误信率？它们之间的关系如何？
10. 什么是码元速率？什么是信息速率？它们之间的关系如何？
11. 设一信息源的输出由 128 个不同的符号组成。其中有 16 个出现的概率为 1/32，其余 112 个出现的概率为 1/224。信息源每秒发出 1000 个符号，且每个符号彼此独立。试计算信息源的平均信息速率。
12. 设一数字传输系统传送二进制码元的速率为 1200 B，试求该系统的信息速率；若该系统改成传送十六进制信号码元，码元速率为 2400 B，则这时的系统信息速率为多少？
13. 一个二进制数字通信系统，码元速率为 1000 B，连续发送 3 小时后，接收端收到的误码为 15 个，求误码率 p_e 。

第 2 章 模拟信号数字化与信源编码



本章重点及难点

- ❖ 抽样定理、模拟信号的量化及压扩技术
- ❖ 脉冲编码调制(PCM)的调制与解调
- ❖ 差分脉冲编码调制(DPCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制的调制与解调

在现实中,信源通常都是模拟信号(如语音、图像等常见信息源),为了对信息进行有效的处理、交换和传输,首先应将模拟信号数字化,变为数字信号后再在信道中传输。这个数字化的过程就是信源编码的过程。接收端只要再进行和发送端相反的信源译码过程,就可以恢复出发送端传输的原始信号。本章主要介绍模拟信号数字化及信源编码的一系列技术问题和相关的原理,包括抽样定理、压扩技术、脉冲编码调制(PCM)的调制与解调、差分脉冲编码调制(DPCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制的调制与解调以及压缩编码技术等内容。

2.1 抽样定理

通信系统中一般的信源都是模拟信源,所以通信传输的目的是传输模拟信号,但是传输模拟信号并不一定要传输模拟信号本身,而只需传输按抽样定理取到的样值就可以了。首先,要把时间和幅度都连续的模拟信号变为数字信号,就要对其进行离散化处理。抽样的目的就是实现模拟信号在时间、空间上的离散化,完成抽取离散时间点上信号值的任务,即完成取得抽样值的过程。该过程必须严格遵循抽样定理。抽样定理是模拟信号数字传输的理论基础,它告诉我们:对某一带宽有限的时间连续信号(模拟信号)进行抽样,在抽样频率达到一定数值时,根据这些抽样值,可以在接收端准确地恢复出原始信号。根据被抽样信号是低通型信号还是带通型信号,抽样定理可分为低通信号的抽样定理和带通信号的抽样定理。

2.1.1 低通信号的抽样定理

抽样定理在时域上可以表述为:对于一个频带限制在 $(0 \sim f_H)$ Hz 内的时间连续信号 $f(t)$, 如果以 $T_s \leq 1/(2f_H)$ 秒的间隔对其进行等间隔抽样, 则 $f(t)$ 将被所得到的抽样值完

全确定。换句话说，在信号最高频率分量的每个周期内起码应抽样两次。因为抽样间隔是相等的，所以也称为均匀抽样定理。该定理也可以推广到非均匀抽样中。其中 $1/(2f_H)$ 是抽样的最大间隔，也称为奈奎斯特间隔。

我们可以通过相乘器来实现抽样的过程，图 2-1 所示为抽样过程实现的示意图。该图表示模拟信号 $f(t)$ 与单位冲激函数 $\delta_T(t)$ 通过相乘器进行抽样的原理，乘积函数便是均匀间隔为 T_s 秒的冲激序列，这些冲激的强度等于相应瞬时上 $f(t)$ 的值，它表示对函数 $f(t)$ 的抽样，我们用 $s(t)$ 表示此抽样函数。这样抽样函数可以表示为

$$s(t) = f(t) \cdot \delta_T(t) \quad (2-1)$$

其中，

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad (2-2)$$

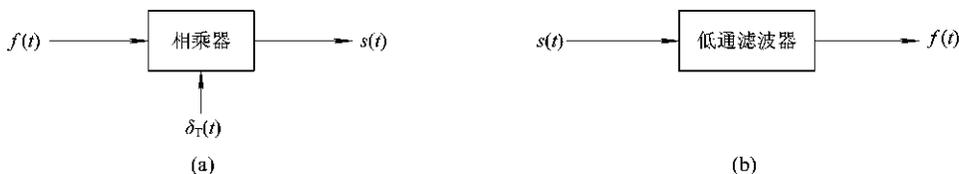


图 2-1 模拟信号的抽样过程示意图

(a) 模拟信号的抽样；(b) 信号的恢复

假设 $f(t)$ 、 $\delta_T(t)$ 和 $s(t)$ 的频谱分别为 $F(\omega)$ 、 $\delta_T(\omega)$ 和 $S(\omega)$ 。根据频率卷积定理，可以写出式 (2-1) 对应的频域表达式为

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} [F(\omega) * \delta_T(\omega)] \quad (2-3)$$

根据式 (2-2) 对周期性冲激函数的定义，可以得到其相应的傅里叶变换为

$$\delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (2-4)$$

其中，

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$$

所以

$$S(\omega) = \frac{1}{T_s} [F(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s)] = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_s) \quad (2-5)$$

图 2-1(b) 所示为在通信系统的接收端将收到的样值信号通过低通滤波器恢复成原始模拟信号 $f(t)$ 的过程。

由图 2-1 分析可知，模拟信号抽样过程中各个信号的波形与频谱如图 2-2 所示 ($f(t)$ 、 $\delta_T(t)$ 为已知假设的信号)。

图 2-3 所示为两种情况下的频谱分析结果。由图可知：如果抽样频率小于奈奎斯特频率，即如果 $f_s < 2f_H$ ，则抽样后信号的频谱在相邻的周期内发生混叠，如图 2-3(b) 图所示，所以在接收端恢复的信号失真较大，此时不可能无失真地重建原信号。只有当抽样频率大于或等于奈奎斯特频率时，接收端恢复出来的信号才与原信号基本一致。

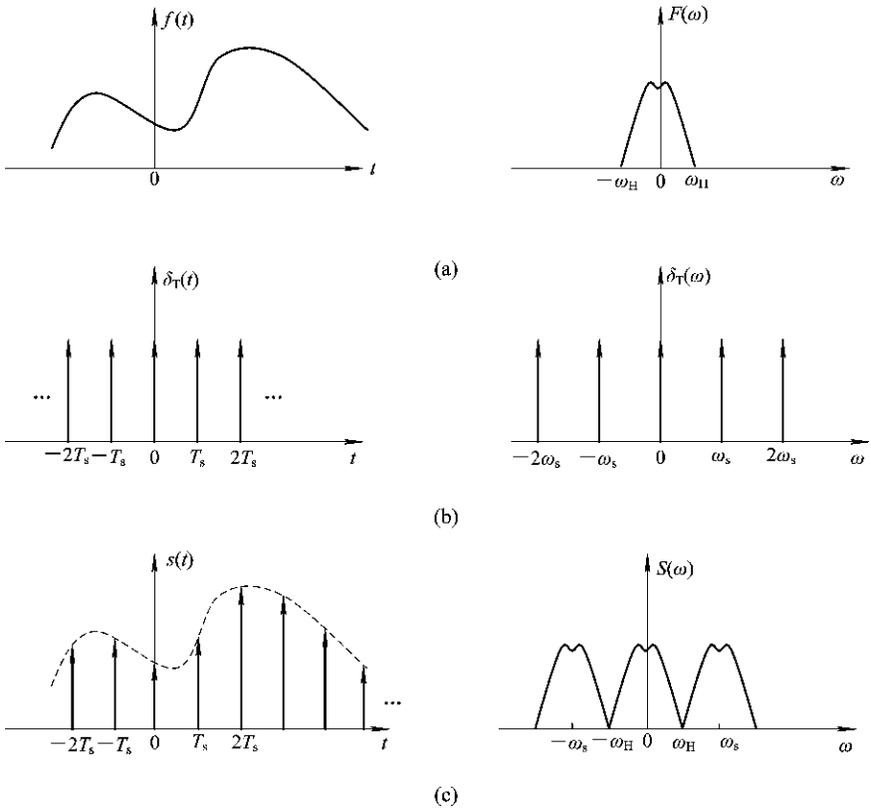


图 2-2 抽样过程中的信号波形与频谱

(a) 模拟信号的波形与频谱；(b) 冲激函数信号的波形与频谱；(c) 抽样信号的波形与频谱

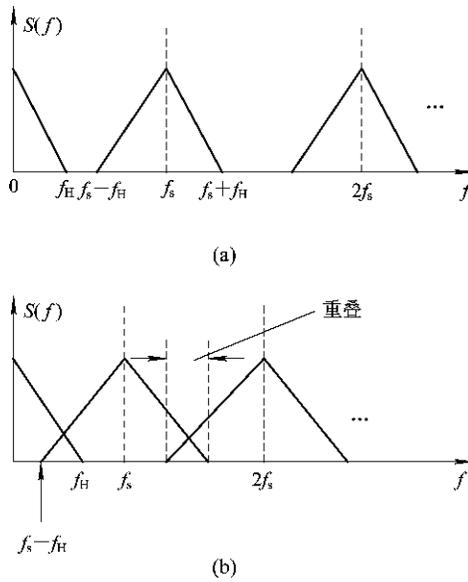


图 2-3 两种情况下的抽样信号频谱分析比较

(a) $f_s > 2f_H$ 时抽样信号的频谱；(b) $f_s < 2f_H$ 时抽样信号的频谱

理论上,理想的抽样频率为2倍的奈氏频率,但在实际工程中,限带信号不会严格限带,而且滤波器特性也并不理想,抽样时要留有一定带宽的防卫带。通常抽样频率取 $(2.5 \sim 5)f_H$,以避免失真。例如,话音信号的最高频率限制在3400 Hz左右,取 $2f_H = 6800$ Hz,为了留有一定的防卫带,实际抽样频率通常取8 kHz,也就是说留出1200 Hz作为滤波器的防卫带。抽样频率并不是越高越好,如果抽样频率太高,就会降低信道的利用率,相应的技术设备就会变得更复杂,因此只要能满足抽样定理,并留有一定的频率防卫带即可。

2.1.2 带通信号的抽样定理

上述抽样定理是在假设信号频带宽度被限制在 f_H 以下得到的,因此这样的信号也被称为低通型信号,上述抽样定理也被称为低通型抽样定理,它对任何带限信号都成立。但是,实际中遇到的许多信号是带通型信号,即模拟信号的频带不是限制在 $0 \sim f_H$ 之间的,而是限制在 $f_L \sim f_H$ 之间, f_L 为信号最低频率, f_H 为最高频率,而且 $f_L > B$ ($B = f_H - f_L$),该信号通常被称为带通型信号,其中 B 为带通信号的频带。对于带通信号,如果采用低通抽样定理的抽样速率 $f_s \geq 2f_H$,对频率限制在 f_L 与 f_H 之间的带通型信号抽样,肯定能满足频谱不混叠的要求。对带通型信号而言,抽样速率可以小于最高截止频率的2倍。但是,如果对带通型信号仍采用低通信号抽样定理进行抽样,由于抽样速率太高,抽样所得样值序列的频谱中会存在大段的频谱空隙。这虽然有助于消除频谱混叠,但是却降低了信道的利用率。要提高信道利用率,同时又使抽样后的信号频谱不混叠,就要按照带通信号的抽样定理来选择 f_s 。

带通信号抽样定理内容:一个带通信号 $f(t)$,其频率限制在 f_L 与 f_H 之间,带宽为 $B = f_H - f_L$,如果最小抽样速率 $f_s = 2f_H/n$, n 是一个不超过 f_H/B 的最大整数,那么 $f(t)$ 就可完全由抽样值确定。设最高频率 f_H 为带宽的 m 倍,下面分两种情况加以说明。

(1) 若最高频率 f_H 为带宽的整数倍,即 $f_H = nB$,此时 $f_H/B = n$ 是整数, $m = n$,所以抽样速率 $f_s = 2f_H/m = 2B$ 。若 f_s 再减小,即 $f_s < 2B$,则必然会出现混叠失真。由此可知,当 $f_H = nB$ 时,能重建原信号 $f(t)$ 的最小抽样频率为

$$f_s = 2B \quad (2-6)$$

(2) 若最高频率 f_H 不为带宽的整数倍,即

$$f_H = nB + kB, \quad 0 < k < 1 \quad (2-7)$$

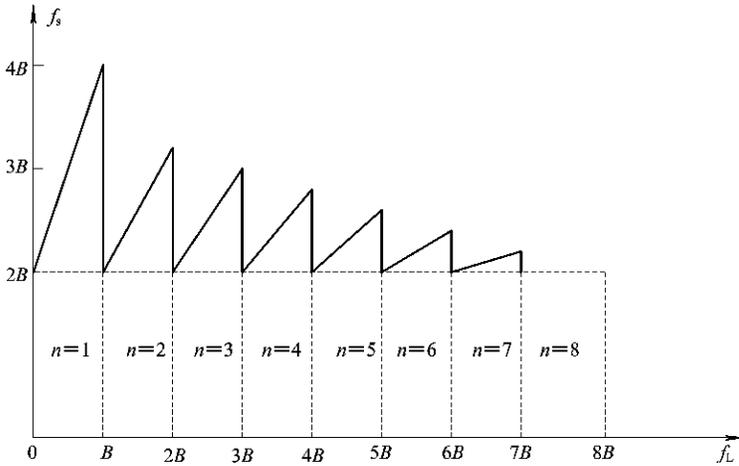
此时, $f_H/B = n + k$,由定理知, n 是一个不超过 f_H/B 的最大整数,显然, $m = n$,所以能恢复出原信号 $f(t)$ 的最小抽样速率为

$$f_s = 2B + \frac{2kB}{n} = 2B \left(1 + \frac{k}{n} \right) \quad (2-8)$$

式中: B 为信号带宽; n 是一个不超过 f_H/B 的最大整数(当 f_H 刚好是 B 的整数倍时, n 即为该倍数)。

根据式(2-7)、式(2-8)和关系 $f_H = B + f_L$ 画出的曲线如图2-4所示。由图可见, f_s 在 $2B \sim 4B$ 范围内取值,当 $f_L \gg B$ 时, f_s 趋近于 $2B$ 。这一点由式(2-9)也可以说明。当 $f_L \gg B$ 时, n 很大,所以不论 f_H 是否为带宽的整数倍,式(2-8)均可简化为

$$f_s \approx 2B \quad (2-9)$$

图 2-4 f_s 与 f_L 的关系图

实际中应用广泛的高频窄带信号就符合这种情况，这是因为 f_H 大而 B 小， f_L 当然也大，很容易满足 $f_L \gg B$ 。由于带通信号一般为窄带信号，容易满足 $f_L \gg B$ ，因此带通信号通常可按 $2B$ 速率抽样。

从提高传输效率的角度考虑，在满足抽样定理的前提条件下，应尽量降低抽样速率，让延拓的频谱在频率轴上排得密些，只要不产生频谱混叠，留够防卫带就可以了。抽样定理不仅为模拟信号的数字化奠定了理论基础，它还是时分多路复用及信号分析、处理的理论依据。

2.2 模拟信号的量化

量化是模拟信号数字化的重要步骤。量化就是把取值连续的抽样变成取值离散的抽样，即指定 N 个规定的电平 (N 级量化)，把抽样值用最接近的电平表示。然后再用二进制码组表示量化后的 N 个样值脉冲，也就是后面即将介绍的编码。量化有多种方法，归纳起来有两类：一类是均匀量化，另一类是非均匀量化。采用的量化方法不同，量化后的数据量也就不同。本节我们从均匀量化和非均匀量化的基本概念入手，进而研究现在最常用的 A 律 13 折线和 μ 律 15 折线压缩扩张特性。

2.2.1 均匀量化

用相等的量化间隔对抽样得到的信号进行量化的方法称为均匀量化，也称为线性量化。

1. 工作原理

在均匀量化中，每个量化区间的量化电平取在各区间的中点，图 2-5 是均匀量化的举例。其量化间隔 Δ 取决于输入信号的变化范围和量化电平数。若输入信号的最小值和最大值分别用 a 和 b 表示，量化电平数为 M ，则均匀量化时的量化间隔为

$$\Delta = \frac{b-a}{M} \quad (2-10)$$

量化器输出 m_q 为

$$m_q = q_i \quad m_{i-1} \leq m \leq m_i \quad (2-11)$$

式中, m_i 是第 i 个量化区间的终点(也称为分层电平)(当 $i=1$ 时, m_{i-1} 为第 1 个量化区间的起点), 可写成

$$m_i = a + i\Delta, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2-12)$$

q_i 是第 i 个量化区间的量化电平, 可表示为

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2-13)$$

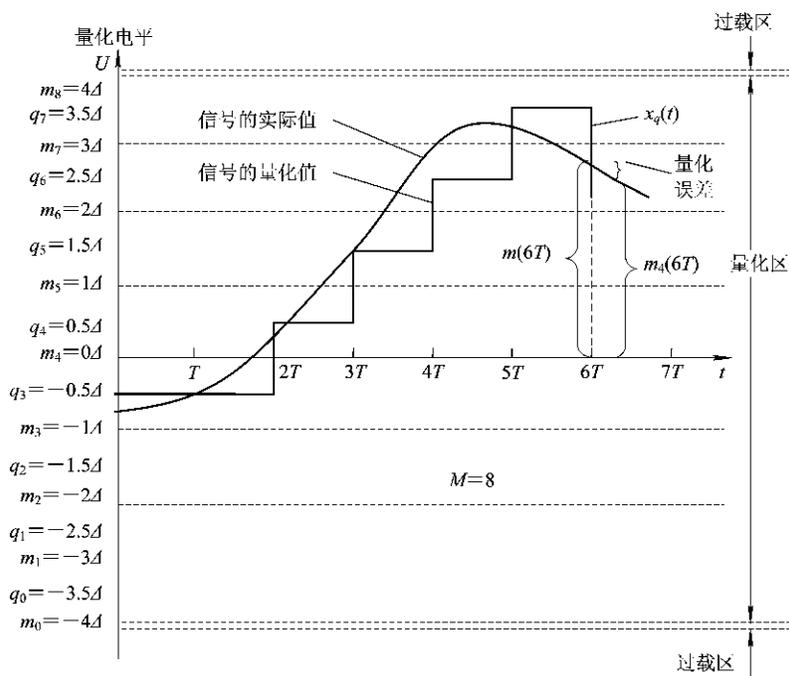


图 2-5 均匀量化举例

量化器的输入与输出的关系可用量化特性来表示, 语音编码常采用图 2-6(a) 所示的输入-输出特性的均匀量化器, 当输入 m 在量化区间 $m_{i-1} \leq m \leq m_i$ 变化时, 量化电平 q_i 是该区间的中点值, 而相应的量化误差 $e_q = m - m_q$ 与输入信号幅度 m 之间的关系曲线如图 2-6(b) 所示。

量化后的样本值和原始值的差称为量化误差或量化噪声。对于不同的输入范围, 误差显示出两种不同的特性: 在量化范围(量化区)内, 量化误差的绝对值 $|e_q| \leq \Delta/2$; 当信号幅度超出量化范围时, 量化值 m_q 保持不变, $|e_q| > \Delta/2$, 此时称为过载或饱和。

过载区的误差特性是线性增长的, 因而过载误差比量化误差大, 对重建信号有很坏的影响。在设计量化器时, 应考虑输入信号的幅度范围, 使信号幅度不进入过载区, 或者只能以极小的概率进入过载区。上述的量化误差 $e_q = m - m_q$ 通常称为绝对量化误差, 它在每一量化间隔内的最大值均为 $\Delta/2$ 。

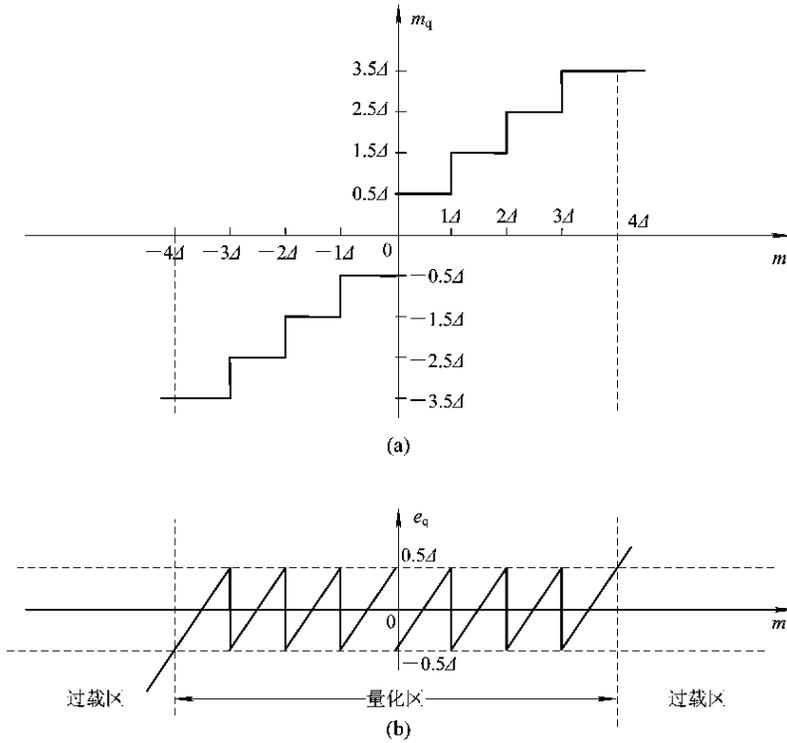


图 2-6 均匀量化特性与量化误差曲线

2. 量化噪声分析

在衡量量化器的性能时，单看绝对误差的大小是不够的，因为信号有大有小，同样大的噪声对大的信号可能产生不了什么影响，但对小信号来说有可能造成严重的后果，因此在衡量系统性能时应看噪声与信号的相对大小，我们把绝对量化误差与信号之比称为相对量化误差。相对量化误差的大小反映了量化器的性能，通常用量化信噪比来衡量，它被定义为信号功率与量化噪声功率之比，即 S/N_q 。

$$\frac{S}{N_q} = \frac{E[m^2]}{E[(m - m_q)^2]} \quad (2-14)$$

式中， E 表示求统计平均， S 为信号功率， N_q 为量化噪声功率。 (S/N_q) 越大，量化性能越好。

下面我们来分析均匀量化时的量化信噪比。设输入的模拟信号 $m(t)$ 是均值为零、概率密度为 $f(x)$ 的平稳随机过程， m 的取值范围为 (a, b) ，且设不会出现过载量化，则由式 (2-14) 得量化噪声功率 N_q 为

$$N_q = E[(m - m_q)^2] = \int_a^b (x - m_q)^2 f(x) dx \quad (2-15)$$

一般来说，量化电平数 M 很大，量化间隔 Δ 很小，因而可认为信号概率密度 $f(x)$ 在 Δ 内不变，用 P_i 表示，且假设各层之间量化噪声相互独立，则 N_q 可表示为

$$N_q = \sum_{i=1}^M P_i \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 dx = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{i=1}^M P_i \Delta = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2-16)$$

式中: P_i 代表第 i 个量化间隔的概率密度; Δ 为均匀量化间隔。因假设不出现过载现象, 故上式中 $P_i \Delta = 1$ 。

由式(2-16)可知, 均匀量化器不过载时量化噪声功率 N_q 仅与 Δ 有关, 而与信号的统计特性无关, 一旦量化间隔 Δ 给定, 无论抽样值多大, 均匀量化噪声功率 N_q 都是相同的。若给出信号特性和量化特性, 便可求出量化信噪比 (S/N_q)。量化信噪比随量化电平数 M 的增加而提高, 信号的逼真度也随之提高。通常量化电平数应根据对量化信噪比的要求来确定。

均匀量化器广泛应用于线性 A/D 变换接口中, 例如在计算机的 A/D 变换中, M 为 A/D 变换器的位数, 常用的有 8 位、12 位、16 位等不同的精度。另外, 在遥测遥控系统、仪表、图像信号的数字化接口等中, 也都使用均匀量化器。但在语音信号数字化通信(或称为数字电话通信)中, 均匀量化则有一个明显的不足, 即量化信噪比随信号电平的减小而下降。产生这一现象的原因是由于均匀量化的量化间隔 Δ 为固定值, 量化电平分布均匀, 因而无论信号大小如何, 量化噪声功率固定不变, 这样, 小信号时的量化信噪比就难以达到给定的要求。通常, 把满足信噪比要求的输入信号的取值范围定义为动态范围。因此, 均匀量化时, 输入信号的动态范围将受到较大的限制。为了克服均匀量化的缺点, 实际通信中往往采用非均匀量化。

2.2.2 非均匀量化

在均匀量化中, 量化误差与被量化信号电平的大小无关, 量化误差的最大瞬时值等于量化间隔的一半, 所以信号电平越低, 信噪比越小。为了解决上述问题, 可以考虑让量化间隔的大小随输入信号电平的大小而改变。非线性量化就采用了这种基本思路, 对输入信号进行量化时, 大的输入信号采用大的量化间隔, 小的输入信号采用小的量化间隔。实现非均匀量化的方法之一是采用压缩扩张技术, 在发送端将信号压缩, 在接收端再将接收到的压缩信号还原成原始信号。非均匀量化的基本原理如图 2-7 所示。

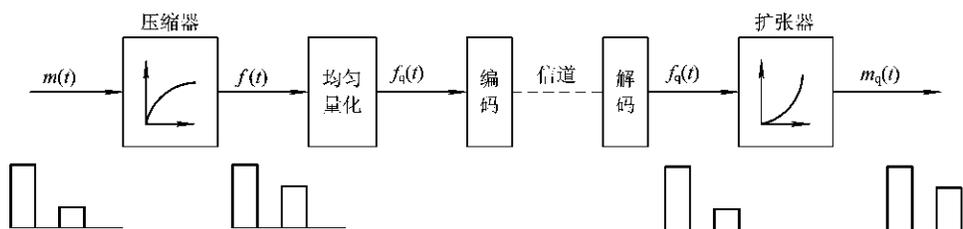


图 2-7 非均匀量化的基本原理图

在非均匀量化中, 抽样输入信号幅度和量化输出数据之间定义了两种对应关系: 一种称为 15 折线 μ 律压扩算法, 另一种称为 13 折线 A 律压扩算法。15 折线 μ 律主要在北美和日本的 PCM24 路群系统中采用; 13 折线 A 律主要在英国、法国、德国等欧洲国家的 PCM30/32 路群系统中采用。我国的 PCM30/32 路群系统也采用 13 折线 A 律压扩算法。

1. μ 律压扩

μ 律压扩量化输入和输出的关系式为

$$y(x) = \text{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu |x|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (2-17)$$

式中： x 为输入信号的幅度，规格化成 $-1 \leq x \leq 1$ ， $\text{sgn}(x)$ 为 x 的极性； μ 为确定压缩量的参数，它反映最大量化间隔和最小量化间隔之比，取 $100 \leq \mu \leq 500$ 。图 2-8 为 μ 律压扩特性曲线图。

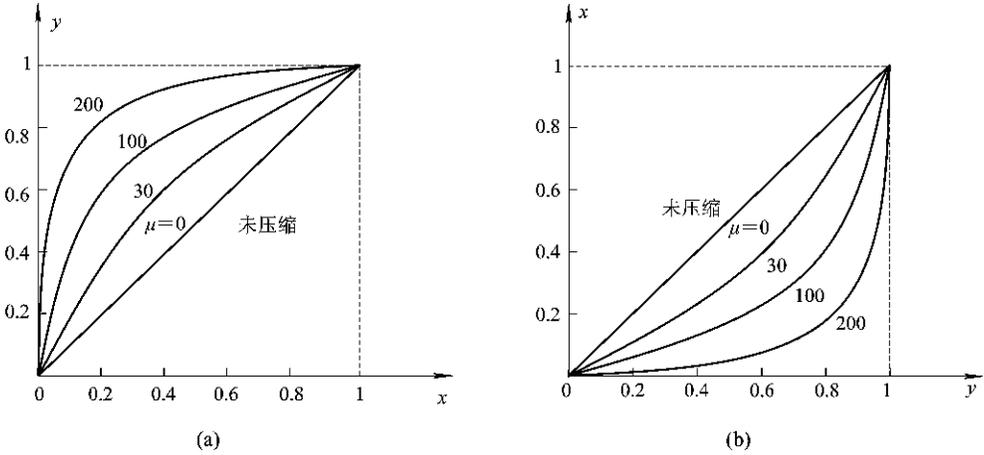


图 2-8 μ 律压扩特性曲线示意图

(a) 压缩曲线；(b) 扩张曲线

由于 μ 律压扩输入和输出的关系是对数关系，因此这种编码又称为对数 PCM 编码。具体计算时， μ 值取为 255，对数曲线近似用 8 条折线表示，以简化计算过程。详细计算请参阅其它相关资料。

2. A 律压扩

A 律压扩按式(2-18)确定量化输入和输出的关系：

$$\left. \begin{aligned} y(x) &= \text{sgn}(x) \frac{A |x|}{1 + \ln A}, & 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \\ y(x) &= \text{sgn}(x) \frac{1 + \ln(A |x|)}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (2-18)$$

式中： x 为输入信号的幅度，规格化成 $-1 \leq x \leq 1$ ； $\text{sgn}(x)$ 为 x 的极性； A 为确定压缩量的参数，它反映最大量化间隔和最小量化间隔之比。A 律压扩的前一部分是线性的，其余部分与 μ 律压扩相同。具体计算时， $A = 87.56$ 。为简化计算，同样把对数曲线部分变成折线。详细计算请参考其它相关资料。A 律压扩特性曲线如图 2-9 所示。

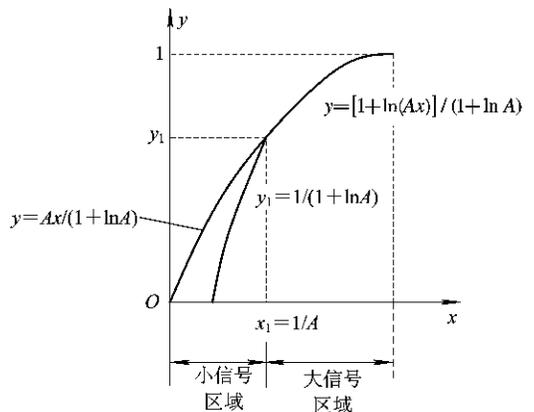


图 2-9 A 律压扩特性曲线示意图

对于采样频率为 8 kHz，样本精度为 13 位、14 位或者 16 位的输入信号，使用 μ 律压扩编码或者使用 A 律压扩编码，经过 PCM 编码器编码之后，每个样本的精度为 8 位，输出的数据率为 64 kb/s。这个数据就是 CCITT 推荐的 G. 711 标准：语音频率脉冲编

码调制(Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies)。

2.2.3 A 律 13 折线压扩技术

随着集成电路和数字技术的迅速发展,数字压扩技术的应用日益广泛。它是利用数字集成电路用多段折线来近似压缩特性曲线。在实际中采用的压扩技术主要有 15 折线 μ 律 ($\mu=255$)和 13 折线 A 律($A=87.6$)等。

下面以 13 折线 A 律为例来说明数字压扩技术的基本原理。

1. 13 折线的由来

在 x 轴 $0\sim 1$ 的范围内,采用归一化方法,以 $1/2$ 递减规律将线段不均匀地分成 8 段,分段点在横轴的坐标分别为 $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$ 、 $1/64$ 及 $1/128$ 。在 y 轴 $0\sim 1$ 的范围内,采用归一化方法,将线段均匀分成 8 个段落,分段点在纵轴的坐标分别为 $1/8$ 、 $2/8$ 、 $3/8$ 、 $4/8$ 、 $5/8$ 、 $6/8$ 及 $7/8$ 。将坐标平面上的各个坐标点表示出来,依次是 $(1/128, 1/8)$ 、 $(1/64, 2/8)$ 、 $(1/32, 3/8)$ 、 $(1/16, 4/8)$ 、 $(1/8, 5/8)$ 、 $(1/4, 6/8)$ 、 $(1/2, 7/8)$ 及 $(1, 1)$ 。将这些点两两依次相连,就可得到斜率不同的 8 条折线,如图 2-10 所示。

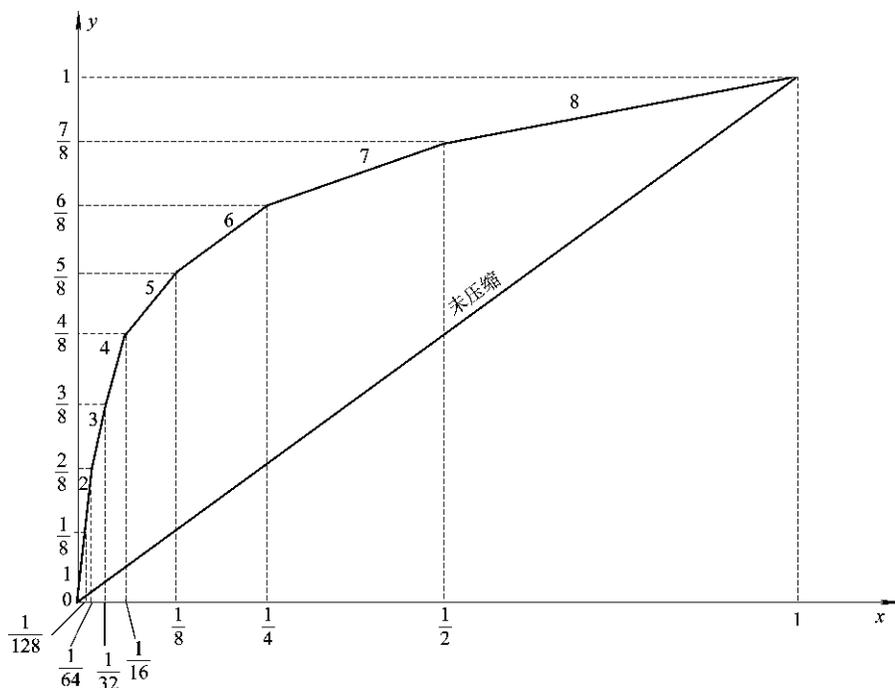


图 2-10 A 律压扩特性的 13 折线近似法示意图

图 2-10 中各折线的斜率列于表 2-1 中。

表 2-1 各段折线的斜率

折线段	1	2	3	4	5	6	7	8
斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4

第一段和第二段属于小信号,这两段的斜率相等,而且与 $A=87.6$ 时根据 A 压缩律的斜率公式求得的斜率值是相等的,都为 16。对于其它各段的近似情况也可以按照 $A=87.6$ 来计算出 y 与 x 之间的关系,具体列于表 2-2 中,可进行比较。

表 2-2 13 折线法的压缩特性与 A 律对数函数特性比较

$x \backslash y$	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
$A=87.6$	1/128	1/60.6	1/30.6	1/15.4	1/7.8	1/3.4	1/1.98	1
13 折线	1/128	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1

根据表 2-2 的数据对比,我们可以得到一个结论:采用 A 律 13 折线近似法画出的 13 折线与 $A=87.6$ 时的对数函数的特性曲线是非常近似的。在实际中,可以直接采用 13 折线近似法来近似地画出 A 律的对数特性曲线图,并根据它进行 A 律 13 折线非线性编码。语音信号是双极性信号,在 $-1 \sim 0$ 的范围内采用同样的方法也有 8 段折线,并且根据分析,靠近原点的两段折线斜率也是相等的,都是 16。由此可见,靠近原点的四段折线的斜率都是 16,所以这四段折线可以看成是一段,于是在 $-1 \sim 1$ 范围内总共形成了 13 段折线,简称为 13 折线。

2. 13 折线 A 律压扩特性

根据 13 折线的形成过程分析,可以知道 A 律对数压缩扩张特性曲线能够用 13 段折线近似表示,所以称之为 13 折线 A 律压扩特性。那么同样道理, μ 律对数压缩特性曲线也可以采用 15 折线的近似法表示,称为 15 折线 μ 律压扩特性。在实际通信过程中, A 律对数特性曲线和 μ 律对数特性曲线是很难实现的,但是 13 折线和 15 折线近似法很容易实现。CCITT 建议 G711 中规定上述两种折线近似压缩律为国际标准。我国的 PCM30/32 路基群也采用 A 律 13 折线压缩律。

2.3 脉冲编码调制(PCM)

现阶段,以 PCM 为代表的编码调制技术被广泛应用于模拟信号的数字传输中。除 PCM 外,DPCM 和 ADPCM 的应用范围更广。PCM 的主要优点是:抗干扰能力强,失真小,传输特性稳定,尤其是远距离信号再生中继时噪声不累积,而且可以采用压缩编码、纠错编码和保密编码等来提高系统的有效性、可靠性和保密性。另外,PCM 还可以在一个信道上对多路信号进行时分复用传输。脉冲编码一般分三步进行,即抽样、量化和编码。

2.3.1 PCM 编码的基本概念

脉冲编码调制(PCM)是实现模拟信号数字化的一种调制方式。模拟信号数字化的基本过程是:对模拟信号在时间上和幅度上都进行离散化处理,然后再把离散化的幅度值变换为数字信号代码。编码后的数字信号携带的是原始模拟信号的信息,就相当于将模拟信号信息调制到了代码上,而代码是通过信号抽样得到的脉冲序列再进行量化编码得到的。因此,称此数字通信为脉冲编码调制(PCM)通信,其最大的特点是把连续输入的模拟信号

变换为在时域和振幅上都离散的量，然后将其转化为代码形式传输。

图 2-11 是 PCM 系统的原理框图，它由三个部分组成：一是相当于信源编码部分的模/数转换(A/D 转换)，它包括抽样、量化、编码等主要部分的电路，在一般情况下，量化和编码是同时完成的；二是相当于信道部分的传输系统，它包括信道和再生中继器；三是相当于信源解码部分的数/模转换(D/A 转换)，它包括译码和低通滤波。抽样是将模拟信号在时间上离散化的过程，即把模拟信号(输入信号)用时间域上离散时间点的振幅值来表示；量化是将模拟信号在幅度上离散化的过程，即把连续取值的样值用离散的幅度值来近似表示；编码是将每个量化后的样值变换为不易遭受传输干扰的二进制数字代码信号。这就是把模拟信号转换为数字信号的全部过程。经过信道传输后，在接收端进行与上述过程相反的变换和处理，首先把数字编码信号还原为量化的样值脉冲(译码)，然后进行滤波，去除高频分量(平滑滤波)，即可还原为模拟信号(输出信号)。

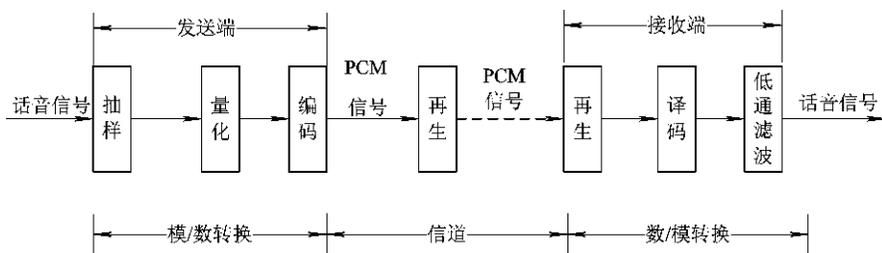


图 2-11 PCM 系统原理框图

PCM 编码通过抽样、量化、编码三个步骤将连续变化的模拟信号转换为数字编码。为了便于用数字电路实现，其量化电平数一般为 2 的整数次幂，有利于采用二进制编码表示。采用均匀量化时，其抗噪性能与量化级数有关，每增加一位编码，其信噪比增加约 6 dB，但实现的电路复杂程度也随之增加，占用的带宽也越宽。因此实际采用的量化方式多为非均匀量化，通常使用信号压缩与扩张技术来实现非均匀量化。在保持信号固有的动态范围的前提下，量化前对小信号进行放大，而对大信号进行压缩。常用的压缩方法有 13 折线 A 律和 μ 律两种，国际通信中多采用 A 律。采用信号压缩后，用 8 位编码实际可以表示均匀量化 11 位编码时才能表示的动态范围，能有效提高小信号时的信噪比。

2.3.2 码型及码位安排

1. 码型

将量化后的所有量化级按其量化电平的大小顺序排列起来，并且列出各自相对应的码字，这个码字的整体被称为码型。PCM 系统中常用的码型有自然二进制码和折叠二进制码，已在表 2-3 中列出。表中的 16 个量化级分成两个部分：0~7 的 8 个量化级对应于负极性样值脉冲；8~15 的 8 个量化级对应于正极性样值脉冲。

从表 2-3 中可以看出，自然二进制码上下两部分的码没有任何相似之处，但是折叠二进制码除最高位外，其上半部分与下半部分成镜像关系，即互为折叠。

自然二进制码就是普通的二进制数，编码和译码都非常简单，但是在编码过程中，如果最高位判决有误，将使译码后输出所产生的幅度误差达到最大幅度的 1/2。

表 2-3 常用的二进制码型

样值脉冲极性	量化极	自然二进制码	折叠二进制码
负极性部分	0	0000	0111
	1	0001	0110
	2	0010	0101
	3	0011	0100
	4	0100	0011
	5	0101	0010
	6	0110	0001
	7	0111	0000
正极性部分	8	1000	1000
	9	1001	1001
	10	1010	1010
	11	1011	1011
	12	1100	1100
	13	1101	1101
	14	1110	1110
	15	1111	1111

折叠码左边第一位(最高位)表示正负极性,用“1”表示正值,用“0”表示负值;第二位至最后一位表示幅度绝对值。所以,极性相反、幅度大小相同的样值对应的码字只有第一位不同。在编码过程中,对于双极性信号,可以先编出极性码,再取绝对值,编出绝对值的幅度码,这样只用单极性编码电路就完成了双极性信号的编码,很大程度上简化了编码电路。折叠码的特点是任何相邻电平的码组,只有一位码发生变化。其优点是在译码过程中,如果判决有误,样值产生的误差较小;缺点是译码电路比较复杂,需要转换为自然二进制码后再译码。如果折叠码在传输过程中出现误码,那么同自然二进制码相比,对小信号影响较小,对大信号影响较大,这是非常重要的,因为话音信号小幅度出现的概率比大幅度出现的概率大。

2. 码位安排

码位不仅关系到通信质量的好坏,还关系到设备的复杂程度。在输入信号变化范围一定的情况下,码位越多,量化分层就越细,量化过程中产生的噪声就越小,通信质量就越高。但码位太多也会出现一些新的问题。一般情况下,采用3到4位编码,就能达到人耳的辨别能力,就可以听懂。当编码位数在7位到8位时,通信质量相对来说就比较理想了,基本可以达到长途通话的话音质量。

在对话音信号的编码中,我们采用8位二进制码字对应一个语音样值的方法。现在结合A律13折线的编码方法来说明。A律13折线编码对信号样值采用归一化方法,先非均匀量化成8个大段,再分别把8个大段均匀量化成16小段,然后再进行编码,如表2-4

所示。其中： a_1 是极性码，它表示样值的正负极性。样值为正值，则 a_1 为 1 码；样值为负值，则 a_1 为 0 码。 $a_2a_3a_4$ 是段落码，表示该样值位于 8 个大段的哪个大段中。 $a_5a_6a_7a_8$ 是段内电平码，表示该样值位于所在的大段落中的 16 个小段的哪一小段。

表 2-4 码位安排表

极性码 a_1	幅度码		极性码 a_1	幅度码	
	段落码 $a_2a_3a_4$	段内码 $a_5a_6a_7a_8$		段落码 $a_2a_3a_4$	段内码 $a_5a_6a_7a_8$
0	000	0000	1	100	1000
		0001			1001
	001	0010		101	1010
		0011			1011
	010	0100		110	1100
		0101			1101
	011	0110		111	1110
		0111			1111

2.3.3 A 律 13 折线特性 PCM 编码

A 律 13 折线编码常采用逐次比较反馈型非线性编码的方法。学习这种编码方式，要了解以下几个方面的内容。

1. 编码过程

A 律 13 折线编码主要分三步来进行：首先，确定极性码；其次，确定段落码；最后，确定段内码。一个样值信号可以编出 7 位非线性码和 1 位极性码，总共 8 位码。8 比特编码的相关参数如表 2-5 所示。

表 2-5 8 比特编码的相关参数表

量化段序号 (1~8)	起始电平 (Δ)	段落码 $a_2a_3a_4$	段内码的权值(Δ)				电平范围 (Δ)	量化间隔 (Δ_i)
			a_5	a_6	a_7	a_8		
(8)	1024	111	512	256	128	64	1024~2048	64
(7)	512	110	256	128	64	32	512~1024	32
(6)	256	101	128	64	32	18	256~512	16
(5)	128	100	64	32	16	8	128~256	8
(4)	64	011	32	16	8	4	64~128	4
(3)	32	010	16	8	4	2	32~64	2
(2)	16	001	8	4	2	1	16~32	1
(1)	0	000	8	4	2	1	0~16	1

PCM 编码方法首先要规定一些大小不等的判定值，即各段起始电平和段内标准权值电平，以便与抽样值(I_S)进行比较。那么这些判定值是如何确定的呢？

1) 确定极性码

极性码是根据输入信号的样值的极性来确定的。当 $I_S \geq 0$ 时， $a_1 = 1$ 码；当 $I_S < 0$ 时， $a_1 = 0$ 码。

2) 确定段落码

A 律 13 折线编码是采用归一化方法将编码电平范围以量化段或量化级为单位，逐次对分，对分点的电平值即为判定值。具体的对分方法是：第一次对分点的电平值就是 a_2 码判定值 $I_{W2} = 128\Delta$ 。若 $I_S \geq I_{W2}$ ，则 $a_2 = 1$ ， I_S 的电平属于后 4 段（即 5、6、7、8 段），再将后 4 段对分，其分段点的电平值就是 a_3 码判定值 I_{W3} ；如果 $I_S < I_{W2}$ ，则 $a_2 = 0$ ， I_S 的电平属于前 4 段（即 1、2、3、4 段），再将前 4 段进行对分，其分段点的电平值就是 a_3 码判定值 I_{W3} 。如此类推，就可以确定 3 位段落码的判定值。由此可见， a_2 的状态将决定后面码位的判定值。段落码码字的判决过程如图 2-12 所示。

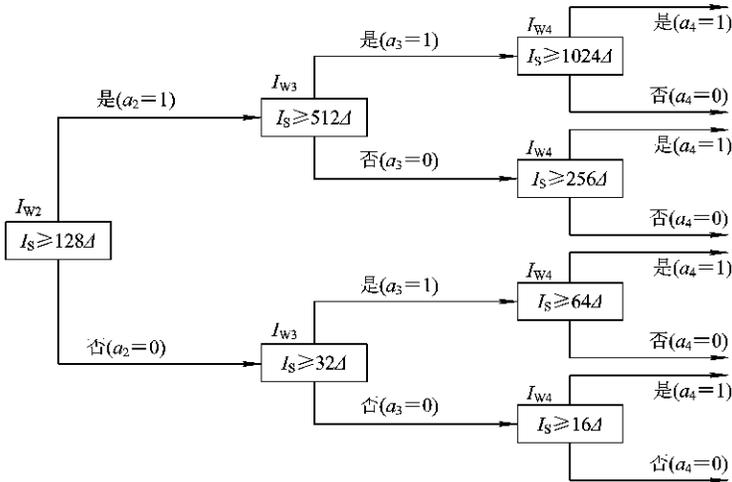


图 2-12 段落码码字的判决过程

3) 确定段内码

当段落码确定之后，接着确定出该量化段的起始电平和量化间隔 Δ_i ，由此，我们可以得到标准权值电平 I_{W5} 、 I_{W6} 、 I_{W7} 、 I_{W8} ，然后即可进行段内电平码的判决，判决规则如下：

$$I_{W5} = I_B + 8\Delta_i$$

若 $I_S \geq I_{W5}$ ，则 $a_5 = 1$ ；若 $I_S < I_{W5}$ ，则 $a_5 = 0$

$$I_{W6} = I_B + (8\Delta_i)a_5 + 4\Delta_i$$

若 $I_S \geq I_{W6}$ ，则 $a_6 = 1$ ；若 $I_S < I_{W6}$ ，则 $a_6 = 0$

$$I_{W7} = I_B + (8\Delta_i)a_5 + (4\Delta_i)a_6 + 2\Delta_i$$

若 $I_S \geq I_{W7}$ ，则 $a_7 = 1$ ；若 $I_S < I_{W7}$ ，则 $a_7 = 0$

$$I_{W8} = I_B + (8\Delta_i)a_5 + (4\Delta_i)a_6 + (2\Delta_i)a_7 + \Delta_i$$

若 $I_S \geq I_{W8}$ ，则 $a_8 = 1$ ；若 $I_S < I_{W8}$ ，则 $a_8 = 0$

例 2-1 设输入信号的抽样值为 +998 个量化单位, 采用 13 折线 A 律特性编码编出对应的 8 位码字, 并求出发送端在编码过程中产生的量化误差。

解: (1) 确定对应的编码码字。

第一步: 确定极性码 a_1 。因为样值是正极性, 故 $a_1 = 1$ 。

第二步: 确定段落码 $a_2 a_3 a_4$ 。因为 998Δ 在 $512\Delta \sim 1024\Delta$ 范围内, 即第 7 段, 所以段落码为 110。

第三步: 确定段内码 $a_5 a_6 a_7 a_8$ 。第 7 段起始电平为 512Δ , 段落间隔为 32Δ 。

$$I_{w5} = 512\Delta + 8(32\Delta) = 768\Delta$$

$$I_s = 998\Delta > 768\Delta, a_5 = 1$$

$$I_{w6} = 512\Delta + 8(32\Delta) + 4(32\Delta) = 896\Delta$$

$$I_s = 998\Delta > 896\Delta, a_6 = 1$$

$$I_{w7} = 512\Delta + 8(32\Delta) + 4(32\Delta) + 2(32\Delta) = 960\Delta$$

$$I_s = 998\Delta > 960\Delta, a_7 = 1$$

$$I_{w8} = 512\Delta + 8(32\Delta) + 4(32\Delta) + 2(32\Delta) + 32\Delta = 992\Delta$$

$$I_s = 998\Delta > 992\Delta, a_8 = 1$$

所以对应的编码码字为 11101111。

(2) 求产生的量化误差。

因为样值电平为 998Δ , 量化电平为 992Δ , 所以发送端编码过程中产生的量化误差为 $|998\Delta - 992\Delta| = 6\Delta$ 。

2. 非线性码与线性码之间的关系

在 8 位非线性编码过程中, 采用归一化方法, 将横轴以 $1/2$ 对折分成不均匀的 8 段, 然后再将每一段均匀地分成 16 等份, 就相当于先非均匀量化, 再均匀量化, 均匀量化成 2048 个量化级, 所以可以根据均匀量化将每个抽样值编成 11 位线性码, 表 2-6 所示为 11 位线性码的相关参数。

表 2-6 11 位线性码的相关参数表

量化段序号	线性码(幅度码)											
	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	B_9	B_{10}	B_{11}	B_{12}^+
	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1	1/2
(8)	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0	0	0	0	0	0
(7)	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0	0	0	0	0
(6)	0	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0	0	0	0
(5)	0	0	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0	0	0
(4)	0	0	0	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0	0
(3)	0	0	0	0	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*	0
(2)	0	0	0	0	0	0	1	a_5	a_6	a_7	a_8	1*
(1)	0	0	0	0	0	0	0	a_5	a_6	a_7	a_8	1*

将例 2-1 中的 8 位编码输出转换成 11 位线性码为 01111100000。另外值得注意的是, 采用这种编码方式时, 为了在解码过程中尽量减小误差, 解码时在量化电平的基础上加上 $1/2$ 个 Δ_i , 所以相对应的编码输出是 12 位, $1/2$ 个 Δ_i 的权值位于 4 位段内码之后, 如例 2-1 中若要求输出的线性编码是 12 位, 则为 011111100000。故其样值脉冲的幅度应为

$$\begin{aligned} |PAM| &= 512\Delta + (1 \times 8 + 1 \times 4 + 1 \times 2 + 1 \times 1 + 1 \times 1/2)\Delta_7 \\ &= 512\Delta + 15.5 \times 32\Delta = 1008\Delta \end{aligned}$$

即在接收端解码输出样值脉冲为 $+1008\Delta$ 。所以译码所恢复出来的 PAM 信号与发送端的样值信号相差 $|1008\Delta - 998\Delta| = 10\Delta$, 这就是由量化带来的误差, 即接收端的误差。

2.3.4 逐次反馈型 PCM 编码器

PCM 通信中常用的编码器是逐次反馈型编码器。前面已对逐次反馈型编码的码字判决过程及判定值的提供规律做了分析和介绍。逐次反馈型编码器的原理框图如图 2-13 所示。从图中可以看出, 它的基本电路结构由极性判决电路、全波整流电路、保持电路、比较判决电路和非线性本地译码器等组成。

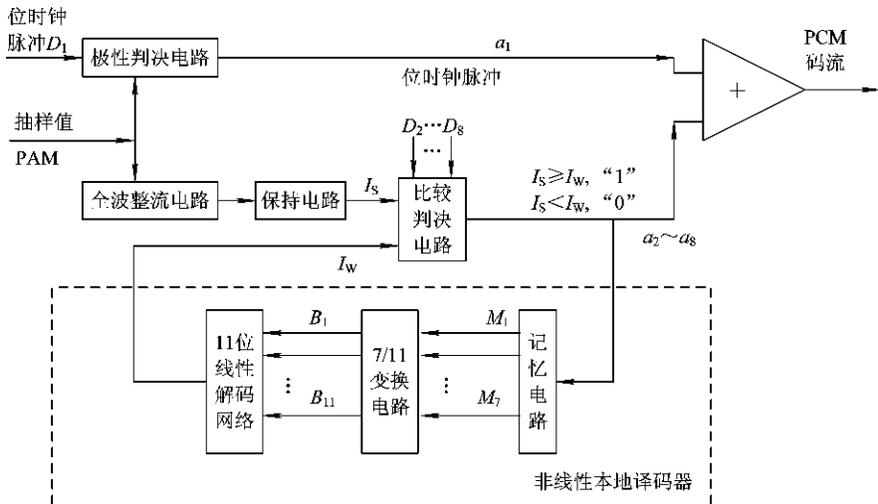


图 2-13 逐次反馈型编码器的原理框图

1. 工作过程

经抽样保持的 PAM 信号分成两路：一路送入极性判决电路，在 D_1 时刻进行极性判决，并用 a_1 码表示， $a_1 = 1$ 表示正极性， $a_1 = 0$ 表示负极性；另一路经全波整流送入比较电路，与本地译码器产生的权值进行比较编码。此过程是按时钟脉冲 $D_2 \sim D_8$ 逐位进行比较的，根据比较结果形成 $a_2 \sim a_8$ 7 位非线性码。

2. 各部分电路的作用

1) 极性判决电路

极性判决电路用来对输入的 PAM 样值信号进行极性判决。当位时钟脉冲 D_1 到来时，若输入信号为正，则判决出 1 码；若输入信号为负，则判决出 0 码。

2) 全波整流电路

整流电路的作用是将双极性信号变成单极性信号，便于进行折叠二进制编码。

3) 保持电路

在逐次反馈型编码器进行编码的过程中，需要将样值信号与权值信号比较 7 次，在这 7 次比较中，样值的幅度必须保持不变。

4) 比较判决电路

比较判决电路可以对输入信号 I_S 进行量化，并与本地译码电路输出的标准权值信号进行比较，每比较一次就可以输出一位码。在位时钟脉冲 $D_2 \sim D_8$ 的作用下，分别编出 $a_2 \sim a_8$ 7 位码。在比较判决的过程中，当样值大于权值时，判决输出 1 码；当样值小于权值时，判决输出 0 码。

5) 非线性本地译码器

非线性本地译码器的作用是将极性码以外的 $a_2 \sim a_8$ 7 位码逐位反馈，经串/并变换，记忆为 $M_1 \sim M_7$ ，再将 $M_1 \sim M_7$ (7 位非线性码) 经 7/11 变换电路变换为相应的 11 位线性码 $B_1 \sim B_{11}$ ，然后经过 11 位的线性解码网络(恒流源)解码，即可输出相应的权值信号。

2.3.5 PCM 解码器

解码是编码的逆过程，它的任务是将接收到的 PCM 数字码流还原成幅度受调制的脉冲信号，也就是重建 PAM 样值信号，然后再利用低通滤波器恢复成原来的模拟信号。所以，解码过程也是数/模转换的过程(即 D/A 转换)。具有解码功能的电路叫做解码器。常用的单路解码器有加权网络型、级联型和混合型三种。

1) 单路解码器的工作原理

下面以加权网络型解码器为例来说明解码器的工作原理。图 2-14 所示为加权网络型解码器的工作原理框图。

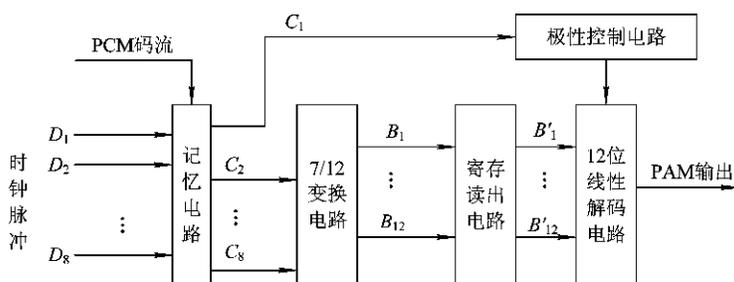


图 2-14 加权网络型解码器工作原理框图

接收到的 PCM 串行码通过串/并变换记忆电路变为并行码，并由记忆电路记忆，通过 7/12 变换电路、寄存读出电路和 12 位线性解码电路输出相应的 PAM 量化信号。从图 2-14 可以看出，加权网络型解码器和逐次渐近型编码器电路的主要部分基本相似，但又有所不同，不同之处有以下三点：

(1) 加权网络型解码器增加了极性控制部分。根据接收到的 PCM 信号中的极性码 a_1 是“1”还是“0”来判别 PAM 信号的极性。极性码的状态记忆在寄存器 C_1 中，由 $C_1 = “1”$ 或

$C_1 = "0"$ 来控制极性控制电路,使解码后的 PAM 信号的极性得以恢复成与发送端相同的极性。

(2) 数字扩张部分由 7/11 变换变为 7/12 变换。该解码器采用线性解码网络,需要将非线性码变换成线性码。为了保证接收端解码后的量化误差不超过 $(1/2)\Delta_i$,在接收端应加入 $(1/2)\Delta_i$ 的补差项,所以要进行 7/12 变换,最后由变换后的线性码 $B_1 \sim B_{12}$ 来控制 12 位线性解码网络。

(3) 增加了读出控制电路。图 2-14 中的寄存读出是接收端解码器特有的。它的作用是把经 7/12 变换后的 $B_1 \sim B_{12}$ 码存入寄存器中,在要求解码输出的时刻再送入线性解码网络以进行解码。

2. 单片集成 PCM 编/解码器

脉冲编码调制技术已有 40 多年的发展历史。以前,在实用化的 PCM 数字电话系统中,PCM 编/解码器都是由分立元件和小规模集成电路组成的,缺点很多。随着大规模集成电路和 PCM 通信方式的发展,PCM 编/解码器的核心部分已经集成化了,而且在实际中得到广泛的应用,如数字电话机以及综合业务数字网的用户终端等。典型的单片 PCM 编/解码器主要有 Intel2910(μ 律)、2911(A律)、Intel2914、2914C、MC14402、MC14403 等。其中,Intel2910(μ 律)、2911(A律)属于第二代产品,MC14402、MC14403 属于第三代产品。下面将 2914PCM 单路编解码器的特性及功能简单介绍一下。

2914PCM 编/解码器的功能框图如图 2-15 所示。该编/解码器由发送部分(编码单元)、接收部分(解码单元)及控制部分三大部分组成。

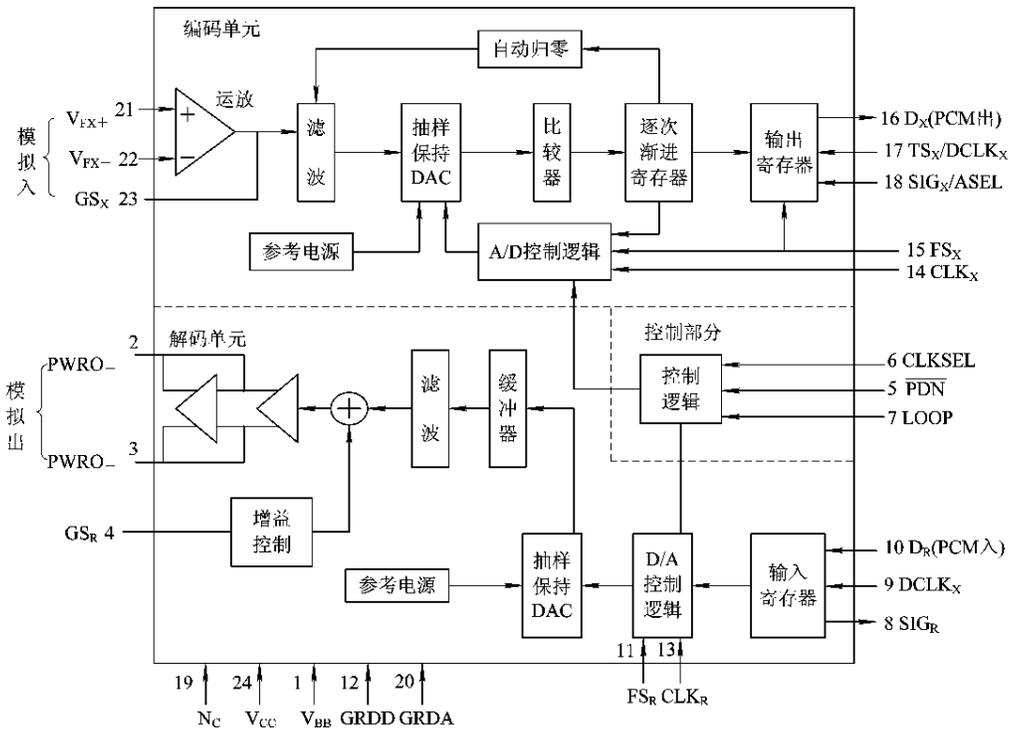


图 2-15 2914PCM 编/解码器的功能框图

(1) 发送部分。发送部分包括输入运放、带通滤波器、抽样保持和 DAC(数/模转换)、比较器、逐次渐近寄存器、输出寄存器以及 A/D 控制逻辑、参考电源等。待编码的模拟语音信号首先经过运算放大器放大,该运算放大器有 2.2 V 的共模抑制范围,增益可由外接反馈电阻控制运放输出的信号,经通带为 300~3400 Hz 的带通滤波后,送到抽样保持、比较、本地 D/A 变换(DAC)等编码电路进行编码,在输出寄存器寄存,由主时钟(CGR 方式)或发送数据时钟(VBR 方式)读出,由数据输出端输出。整个编码过程由 A/D 控制逻辑控制。此外,还有自动调零电路来校正直流偏置,保证编码器正常工作。

(2) 接收部分。接收部分包括输入寄存器、D/A 控制逻辑、抽样保持和 DAC、低通滤波器和输出功放等。在接收数据输入端出现的 PCM 数字信号,由时钟下降沿读入输入寄存器,由 D/A 控制逻辑控制进行 D/A 变换,将 PCM 数字信号变换成 PAM 样值,并由样值电路保持,再经缓冲器送到低通滤波器,还原成语音信号,经输出功放后送出。功放由两级运放电路组成,是平衡输出放大器,可驱动桥式负载,需要时也可单端输出,其增益可由外接电阻调整,可调范围为 12 dB。

(3) 控制部分。控制部分主要是一个控制逻辑单元,通过 $\overline{\text{PDN}}$ (低功耗选择)、CLKSEL(主时钟选择)、LOOP(模拟信号环回)三个外接控制端控制芯片的工作状态。2914 编码器采用 24 脚引线,其典型应用电路如图 2-16 所示。

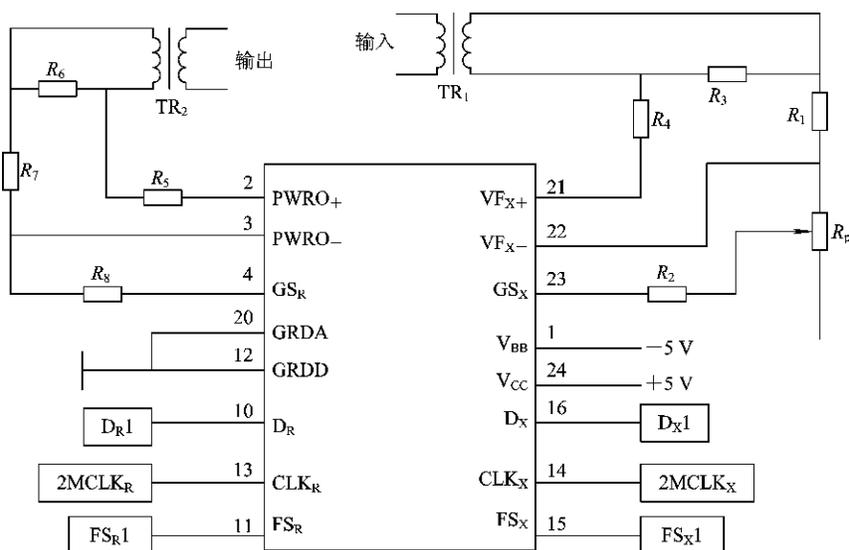


图 2-16 2914 编码器的应用电路举例

3. 单路解码器的应用

目前,单路编解码器主要应用在以下几个方面:

- (1) 传输系统的音频终端设备,如各种容量的数字终端机和各种复合转换设备;
- (2) 用户环路系统和数字交换机的用户系统、用户集线器等;
- (3) 用户终端设备,如数字电话机;
- (4) 综合业务数字网的用户终端。

2.4 差分脉冲编码调制 DPCM

PCM 编码技术是按照样值的幅度进行编码的,在编码过程中不考虑相邻两个样值之间的相关性。它采用 8 位编码,64 kbit/s 的传输速率,虽然可以提供很高的通信质量,但占用的频带宽度为 64 kHz,远远高于模拟通信所占用的频带宽度。当将这些有一定相关性的样值按 PCM 方式进行编码时,会使所得的编码信号中含有一定的冗余信息,这样就使编码信号的速率有一些不必要的增高,实际上就是降低了传输效率。所以,利用语音信号的相关性降低编码速率是实现语音信号高效编码的有效方法。DPCM 是考虑利用语音信号的幅度相关性,找出可反映信号幅度变化特征的一个差值进行量化和编码的。根据相关性原理,这一幅度差值的范围一定小于原信号幅度的范围。因此,在保持相同量化误差的前提下,量化电平数量可以减少,也就是降低了编码速率(即压缩编码)。

2.4.1 差分脉冲编码调制 DPCM 的基本概念

差值脉冲编码调制(Differential Pulse Code Modulation, DPCM)是一种靠传输样值差值,并对差值进行量化和编码的一种通信方式。它一般是以预测的方式来实现的。预测是指当我们知道了冗余性(有相关性)信号的一部分时,就可对其余部分进行推断和估值。具体地说,如果知道了一个信号在某一时间以前的状态,则可对它的未来值进行估计。

根据抽样定理,对于模拟信号,大多数情况下,相邻的两个抽样值之间都存在着很强的相关性,也就是说,相邻的一个抽样值到另一个抽样值之间不会迅速发生变化,说明信号源本身含有大量的剩余成分。我们如果能将这些剩余成分去除或减小,就可以大大地提高通信的有效性。从概念上讲,它是把语音样值信号分成两种成分:一种成分是与前一个样值有关的,所以是可以预测的;另一种成分是不可预测的。可以预测的成分是由过去一些适当数目的样值加权后得到的,不可预测的成分可以看成是预测误差(又称为差值)。这样,不传输样值序列,只传输差值序列就可以了。由于差值的动态范围比样值动态范围小得多,因此可以在保证通信质量的前提下降低数码率。接收端只要把接收到的差值序列叠加在可预测的成分上,就可以恢复出原始的信号序列。正是因为编码过程中传输的是样值的差值,所以这种实现通信的方法被称为差值脉冲编码调制(DPCM)。

2.4.2 DPCM 的编码、解码过程

下面我们通过图 2-17 来说明 DPCM 的编码、解码原理及过程。

1. DPCM 的编码、解码原理

DPCM 的原理框图如图 2-17 所示。从图 2-17 中可以看出,这种脉冲编码调制方式在发送端首先对模拟的语音信号进行抽样,然后通过比较器的比较得到样值的差值信号,在编码过程中是对样值的差值信号进行量化和编码,编码得到的数字信号通过信道的传输到达接收端,接收端有和发送端可逆的一系列电路设备,通过解码还原出样值的差值信号,再经过相加器得到恢复的近似样值信号,最后经过低通滤波器的平滑作用,恢复和重

建原始模拟信号。其中，发送端和接收端都有预测器电路，它一般是由延迟回路来完成的，它的作用是通过延迟一周期的延迟回路的记忆和相加器的共同作用来完成差值的积累，从而达到恢复原始样值信号序列的目的。

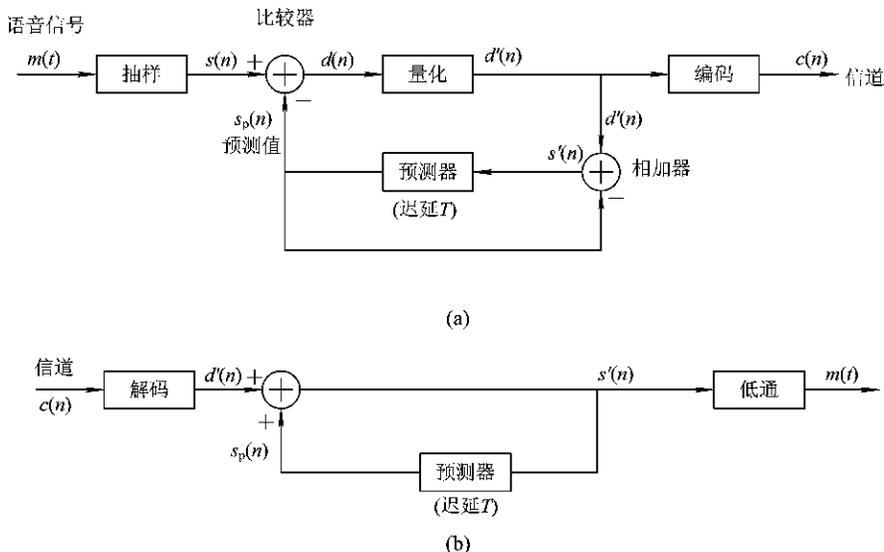


图 2-17 DPCM 的原理框图

(a) 发送端的编码过程；(b) 接收端的解码过程

2. 差值的传输和预测值的形成

1) 差值的传输可实现通信 $d'(n)$

各个信号序列的表示及样值序列的恢复如图 2-18 所示，在图 2-17 所示的 DPCM 的原理框图中，可以通过传输差值信号来达到传输样值信号的目的，那么这个过程是怎么实现的？

在图 2-18(a)中，我们假设样值序列为 $s(0), s(1), s(2), s(3), \dots, s(n)$ ，假设 $d(i)$ 是本时刻样值与前一相邻时刻样值之间的差值，我们就可以得到 $d(i) = s(i) - s(i-1)$ ，在 $t=0$ 时刻，前邻时刻 $(-T)$ 的样值是 0，所以有 $d(0) = s(0)$ ，如图 2-18(b) 所示。从图 2-18(a) 可以看出：

$$\left. \begin{aligned} s(0) &= d(0) \\ s(1) &= d(0) + d(1) = s(0) + d(1) \\ s(2) &= d(0) + d(1) + d(2) = s(1) + d(2) \\ s(3) &= d(0) + d(1) + d(2) + d(3) = s(2) + d(3) \\ &\vdots \\ s(n) &= \sum d(i) = s(n-1) + d(n) \end{aligned} \right\} \quad (2-19)$$

由上述分析可知：样值等于过去到现在的所有差值信号的积累。由此我们可以想象，假如在传输过程中传输的是相邻样值的差值信号，我们只要找到一种电路，把前一段时间内的所有差值信号积累起来，那么就可以通过传输差值信号来传输样值信号了。人们采用图 2-18(c) 所示的延迟记忆回路来实现差值的积累，所以，差值的传输可实现通信。

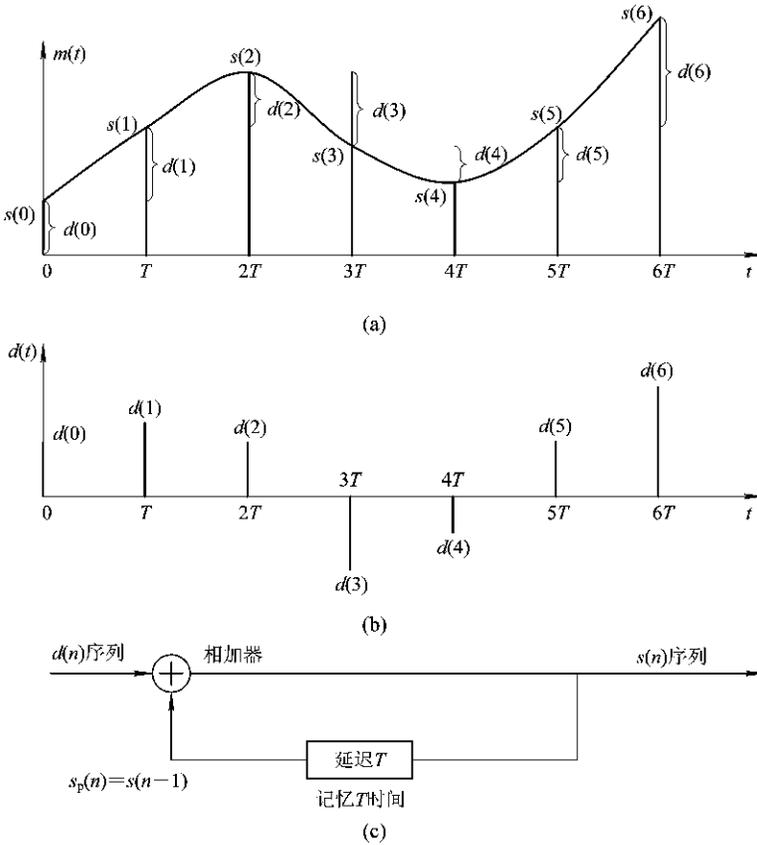


图 2 - 18 差值序列、样值序列和样值序列的恢复
 (a) 样值序列；(b) 差值序列；(c) 样值序列的恢复

2) 预测值的形成

由图 2 - 17 可知，DPCM 是将差值脉冲序列进行量化和编码后再送到信道中传输的，所以最关键的问题就是差值的检出，也就是如何检测出前邻样值形成预测值的过程。

根据式(2 - 19)我们可以得到前邻样值 $s(n - 1) = \sum d(i)$ ，但是 DPCM 是将差值量化和编码，因此前邻样值只能由差值的量化值来形成。但是由量化值形成的前邻样值是一个估计值。用 $s_p(n)$ 来表示估计值，由图 2 - 17 和图 2 - 19 可知：

$$s_p(n) = \sum_{i=0}^{n-1} d'(i) = d'(0) + d'(1) + d'(2) + \dots + d'(n - 1) \quad (2 - 20)$$

由图 2 - 19 可以看出，样值量化值等于所有过去到现在的差值量化值的积累，而预测值等于过去所有差值量化值的积累。

样值量化值为

$$s'(n) = \sum_{i=0}^n d'(i) \quad (2 - 21)$$

预测值为

$$s_p(n) = \sum_{i=0}^{n-1} d'(i) = s'(n - 1) \quad (2 - 22)$$

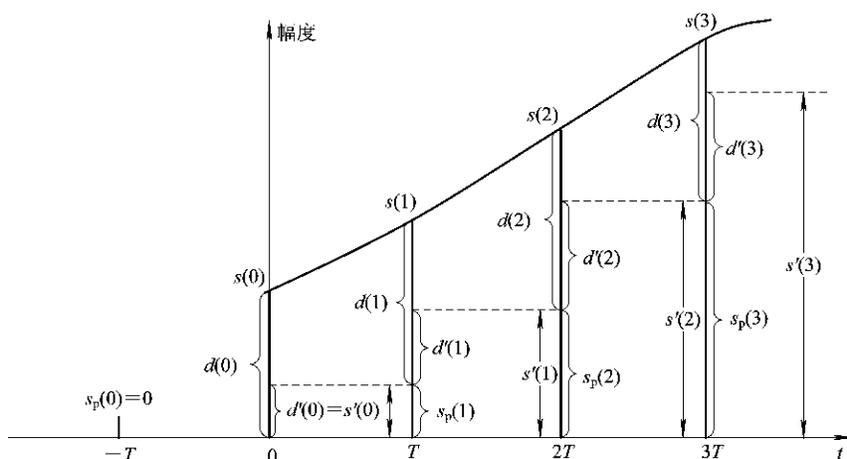


图 2-19 估计预测值的形成

所以

$$s'(n) = s_p(n) + d'(n) \quad (2-23)$$

3) 量化误差

样值的量化误差为

$$e'(n) = s(n) - s'(n) = d(n) - d'(n) \quad (2-24)$$

从式(2-24)中可以得出一个重要的结论: 样值的量化误差等于差值的量化误差, 所以样值的量化误差仅仅是由差值量化器决定的。

3. DPCM 的解码与信号重建

DPCM 的解码与信号重建部分的主要电路是低通滤波器, 在接收端将收到的码字解码后变换成差值量化值。将差值量化值恢复为样值量化值的回路与发送端预测部分回路是相同的, 所以可以得出结论: 样值量化值序列只要通过低通滤波器, 就可以重建出原始模拟话音信号, 有一定的量化失真, 但是不影响通信系统的正常工作。

2.4.3 DPCM 的性能分析

下面分析一下 DPCM 系统的性能, 并且与 PCM 系统和 ΔM 系统进行比较。

1. 过载特性

在 DPCM 系统中, 当差值的编码位数为 n 时, 其最大量化值为 $(2^n - 1)\Delta$ 。根据分析, 如果信号斜率大于 $(2^n - 1)\Delta/T_s$ 或者 $(2^n - 1)\Delta f_s$, 那么 DPCM 系统会出现斜率过载的现象。下面我们举例来分析。

假设输入信号是正弦信号 $A\omega \cos\omega t$, 其最大斜率为 $A_{\max}\omega$, 为了防止斜率过载, 应该满足如下关系:

$$A_{\max}\omega \leq (2^n - 1)\Delta f_s \text{ 且 } \omega = 2\pi f \quad (2-25)$$

所以临界过载电压为

$$A_{\max} = (2^n - 1)\Delta f_s / 2\pi f \quad (2-26)$$

当最小量化阶 Δ 一定时, 过载能力随着 f_s 的增大和码位 n 的增加而增强, 码位数增

加,信道的数码率也随之增大。同时,过载能力与输入信号频率成反比,限制了输入信号的幅频特性。

2. 信噪比

在 DPCM 系统中,采用了 n 位编码,差值被量化为 2^n 个电平,量化间隔为 2Δ ,根据 PCM 均匀量化噪声功率表达式,可得 DPCM 的量化噪声功率为

$$N_q = \frac{(2\Delta)^2}{12} = \frac{\Delta^2}{3} \quad (2-27)$$

仍然假设量化噪声具有均匀的功率谱密度,分布在 $0 \sim nf_s$ (nf_s 为 DPCM 系统输出的数码率)的频带范围内,经过低通滤波器后量化噪声功率为

$$N_{qm} = \frac{\Delta^2 f_m}{3nf_s} \quad (2-28)$$

假如输入的信号仍然是正弦信号,其不过载的最大功率为

$$P_{q\max} = \frac{A_{\max}^2}{2} \quad (2-29)$$

再将临界过载电压 $(2^n - 1)\Delta f_s / 2\pi f$ 代入式(2-29)得

$$P_{q\max} = \frac{1}{2} \frac{(2^n - 1)^2 \Delta^2 f_s^2}{4\pi^2 f^2} = \frac{(2^n - 1)^2 \Delta^2 f_s^2}{8\pi^2 f^2} \quad (2-30)$$

由以上的分析可得 DPCM 系统的最大信噪比可采用如下公式计算:

$$(\text{SNR})_{\max} = \frac{10 \lg P_{q\max}}{N_q} \quad (2-31)$$

DPCM 的信噪比性能要优于均匀量化的 PCM 系统。此外,由于 DPCM 信码各位的加权值相差很大,因此,DPCM 系统抗误码能力不如 ΔM 系统。但 DPCM 系统的抗误码能力又优于 PCM 系统,这是因为 DPCM 系统的码位数较少。于是,DPCM 系统广泛用于数字图像通信中。

2.4.4 ADPCM 的基本原理

自适应差值脉冲编码调制(Adaptive Differential Pulse Code Modulation, ADPCM)是在 DPCM 编码技术的基础上发展起来的。

前面简单地介绍了 DPCM 的工作原理,为了能进一步提高 DPCM 方式的质量,还需采取其它改进措施,即添加自适应系统。语音信号是时刻变化的,为了能在相当宽的动态变化范围内得到最佳的性能,DPCM 增加了自适应系统。自适应包括自适应预测和自适应量化两方面的含义,称为自适应差值脉冲编码调制。一般,人们称低于 64 kb/s 编码速率的编码方式为语音压缩编码,语音压缩编码的方法多种多样,经研究表明,自适应差值脉冲编码调制(ADPCM)是其中复杂程度较低的一种,它能在 32 kb/s 数码率的条件下达到符合 64 kb/s 数码率的语音质量。

图 2-20 为自适应差值脉冲编码调制(ADPCM)的原理框图。从图中可以看出,ADPCM 编码系统的编码和解码电路基本和 DPCM 编码系统的电路结构是相同的,不同的是在 DPCM 的基础上加上了两部分电路——自适应量化部分和自适应预测部分,使编码系统的性能得到了很大程度的优化。

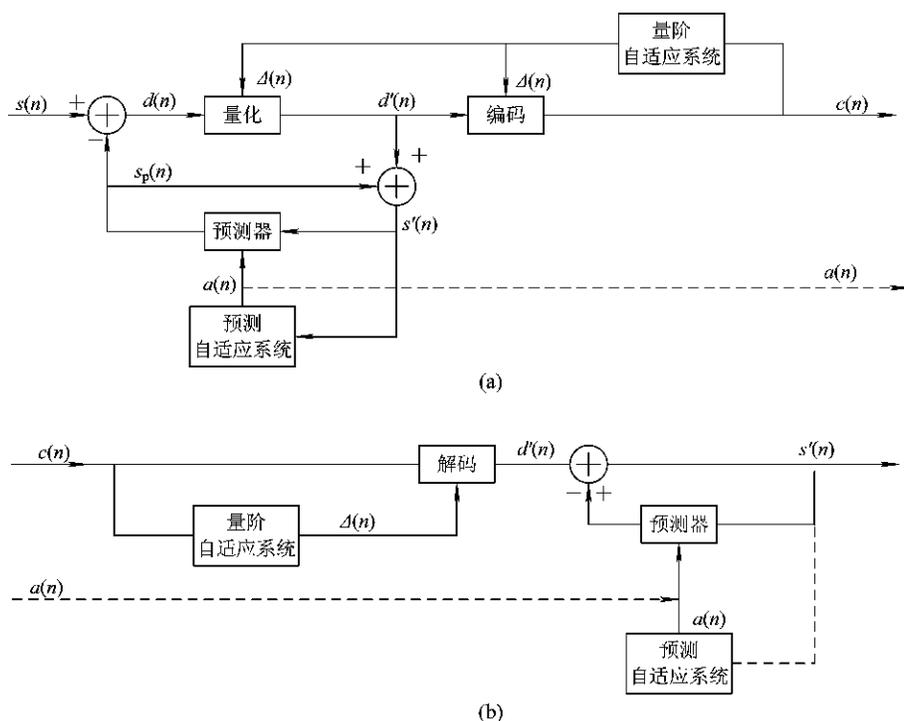


图 2-20 自适应差值脉冲编码调制的原理框图

(a) 编码过程；(b) 解码过程

1. 自适应量化

自适应量化是指量化器的量化级差随着输入差值电平 $d(n)$ 的改变而自动改变，输入差值电平大的时候，量化级差也大，输入差值电平小的时候，量化级差也小，可利用这一特性来减小量化噪声。量化部分电路主要是量化尺度适配器，它是由定标因子自适应和自适应速度控制两部分电路组成的。编码器中量化器的自适应受量化尺度适配器中的定标因子控制，为了适应语音信号、带内数据、信令等信号的不同统计特性，一般定标量化器采用双模式自适应方式。CCITT 的建议如下：

- (1) 快速定标因子用于语音等信号，这类信号产生波动大的差值信号。
- (2) 慢速定标因子用于带内数据、单频等信号，这类信号产生波动小的差值信号。

自适应的速度受快速和慢速定标因子的组合控制，这种控制由量化尺度适配器中的自适应速度控制电路来完成。控制参数通过对输出 ADPCM 码流的滤波获得。

2. 自适应预测

为了获得最大的预测增益，通常采用自适应预测方式，预测系数在预测过程中实时调整。差值在累加时的预测系数随着样值 $s(n)$ 的变化而自动变化，精确地逼近样值信号，从而达到减小差值信号 $d(n)$ 的目的。它的基本思想是使预测系数的改变与输入信号幅度值相匹配，从而使预测误差为最小值，这样预测的编码范围可减小，可在相同的编码位数下提高信噪比。自适应预测可比固定预测多获得 3 dB 左右的预测增益。常用的自适应预测算

法主要有以下两种。

1) 前向自适应预测算法

如前所述, 前向自适应预测算法根据短时间的特性 $R(i)$ 求短时的最佳预测系数, 运算量大, 延迟时间长, 不能用于高速系统。

2) 后向序贯自适应预测算法

后向序贯自适应预测算法是在 $d(n)$ 最小的情况下找出最佳预测系数, 采用不断修正预测系数 $\{\alpha_i(k)\}$ 的方法来减小瞬时平方差 $d^2(n)$, 使 α_i 不断接近最佳预测系数。下面简单说明预测过程。

差值信号 = 实际信号 - 预测信号, 表达式为

$$d(n) = s(n) - s_p(n) \quad (2-32)$$

预测过程如图 2-21 所示, 预测系数 α_i 越大, 此次的预测值 $s_p(n)$ 就越大。

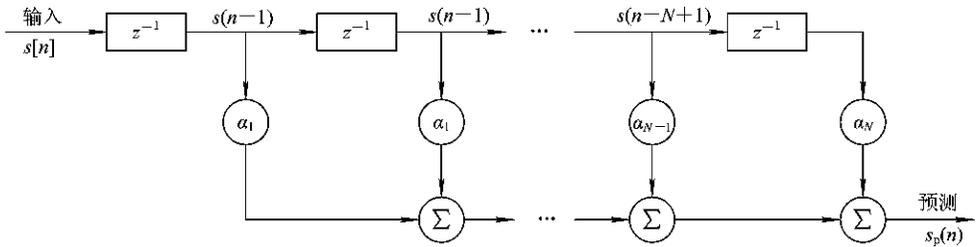


图 2-21 预测过程示意图

若预测信号 $s_p(n) > 0$, 差值 $d(n) > 0$, 则在正信号情况下预测值小于实际值, 应增加下一次的预测系数, 使预测值增加。

若预测信号 $s_p(n) > 0$, 差值 $d(n) < 0$, 则在正信号情况下预测值大于实际值, 应减小下一次的预测系数, 使预测值减小。

若预测信号 $s_p(n) < 0$, 差值 $d(n) > 0$, 则在负信号情况下预测值大于实际值, 应减小下一次的预测系数, 使预测值减小。

若预测信号 $s_p(n) < 0$, 差值 $d(n) < 0$, 则在负信号情况下预测值小于实际值, 应增加下一次的预测系数, 使预测值增加。

自适应差值脉冲编码调制同时利用了差分量化、自适应量化和自适应预测的基本技术。差分量化是对实际样值与根据相关性所做出的预测值之差进行量化和编码, 来降低编码速率; 自适应量化则是利用输入信号方差自适应地调整量化间隔的大小, 从而改善量化的质量。为了进一步有效地克服语音通信中的不平稳性, 还需要考虑自适应预测, 采用预测器自适应地匹配语音信号的瞬时变化, 这时预测系数不再是固定的, 而是随时都可以预测的。

2.5 增量调制(ΔM 或 DM)

前面我们介绍了脉冲编码调制 PCM, 可以看出它的编译码电路较复杂, 且每个样值的码字收、发要保持同步, 为此, 人们研究了许多改进方法, 增量调制就是其中之一。增量调制是差值脉冲编码调制(DPCM)的一个特例, 它的编译码电路简单, 且在单路时不需要同

步。当 DPCM 系统中量化器的量化电平数为 2，且预测器仍是一个延迟时间为 T 的延迟线时，此 DPCM 系统就称做增量调制系统。就是说，在 DPCM 的原理框图中，如果是用一位二进制码表示信号幅度的增减，就变成了增量调制。所以，增量调制实际就是用一位二进制代码表示相邻的两个模拟样值的差别是增加还是减少的一种调制编码方式。它编码的对象不是经量化的样值，也不是经量化的差值，而是差值的符号。

2.5.1 增量调制原理

增量调制实现的基本思想是用一个阶梯波来逐渐逼近一个模拟信号，下面以简单增量调制为例来介绍一下增量调制的工作原理和量化噪声的分析。

1. 增量调制原理

某一模拟信号 $f(t)$ ，我们可以用时间间隔为 Δt ，幅度间隔为 $\pm\sigma$ 的阶梯波形 $f_1(t)$ 来近似，如图 2-22 所示。只要时间间隔 Δt 足够小，即抽样速率足够大，而且幅度间隔 σ 也足够小， $f_1(t)$ 就可以很好地近似 $f(t)$ 。另外，也可用斜升波形 $f_0(t)$ 来近似原波形 $f(t)$ ，它在译码器中由积分电路实现，而 $f(t) - f_0(t)$ 表示了量化噪声 $e(t)$ 。

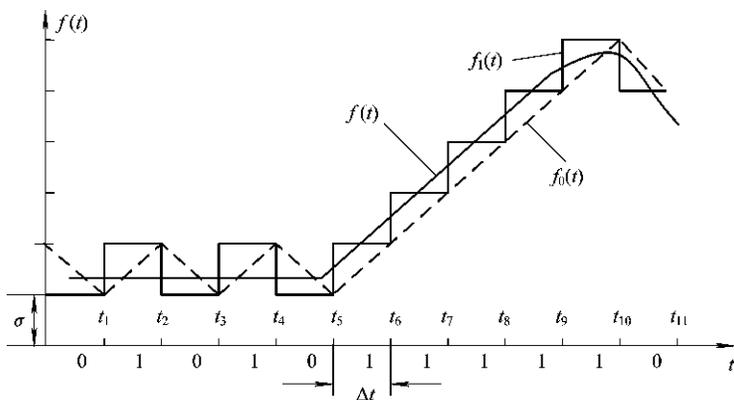


图 2-22 简单增量调制的波形示意图

编码规则：当前一个样值大于、等于前一个译码样值时，编“1”码；当前一个样值小于前一个译码样值时，编“0”码。

我们知道了增量调制的编码规则，根据这个规则，可以对图 2-22 中的 $f(t)$ 信号进行编码。编码结果如图 2-22 所示（横轴下面）。

增量调制的编码也需要相应的编码电路来实现，简单增量调制编码系统如图 2-23 所示，它的主要电路部分是比较器、判决器和本地译码器，本地译码器实际上是由码型变换和反相放大器、积分器及射极跟随器等组成的，单极性码通过码型变换电路将变换成为双极性码，然后再经过反相放大电路把双极性信号放大并且反相，在积分器的作用下，可以得到近似于锯齿波的斜变电压，射极跟随器的作用是将放大器和积分器隔离开，保证积分器输出端有较大的输出阻抗；比较器的作用是比较 $f_0(n)$ 和 $f_0(n-1)$ 的大小，根据比较结果判断编码输出是什么码型。图 2-23 中只画出了主要的电路部分，实际应用中的方框图要复杂得多。

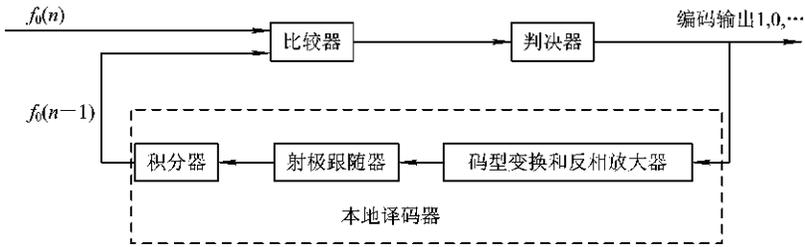


图 2-23 简单增量调制的编码系统

2. 增量调制的解码原理

增量调制的解码原理如图 2-24 所示，它主要由积分译码器和低通滤波器组成。当输入“1”码时，积分以 $\sigma/\Delta t$ 的斜率输出斜升波形，持续时间为一个码元 Δt ，因此上升 σ ；当输入“0”码时，积分以 $-\sigma/\Delta t$ 的斜率输出斜降波形。最后经过低通滤波器对波形进行平滑，得到译码输出波形。

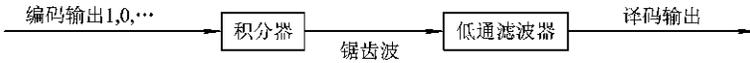


图 2-24 增量调制的解码原理框图

2.5.2 增量调制的量化噪声

在图 2-23 和图 2-24 所示的增量调制编码系统和解码系统图中，如果信道的噪声足够小，以至不造成误码，那么接收端积分器的输入与发送端的输出完全相同，此时，系统的输出信号将与输入的模拟信号有最好的近似（因为量化噪声仍然存在）。如果信道噪声造成了误码，那么在系统的输出噪声中不仅存在量化噪声，而且还存在由误码引起的噪声。

1. 增量调制中的噪声来源

增量调制系统中，噪声来源主要有以下几种。

1) 一般量化噪声

在增量调制的编码过程中，如果本地译码器采用积分器，如图 2-23 所示，量化误差 $e(t) = f(t) - f_0(t)$ 的波形是一个随机过程，量化误差 $|e(t)| = |f(t) - f_0(t)| < \sigma$ 时的量化噪声称为一般量化噪声，并且 $e(t)$ 在 $-\sigma \sim \sigma$ 的范围内随机变化。

2) 过载量化噪声

过载量化噪声发生在信号 $f(t)$ 变化比较陡峭（斜率比较大）的时候，这时斜升波形 $f_0(t)$ 跟不上信号波形 $f(t)$ 的变化，出现的量化误差要远远大于 $\pm\sigma$ 的量化噪声，而不能限制 $e(t)$ 在 $-\sigma \sim \sigma$ 的范围内变化。如图 2-25 所示为过载时的波形。

为了防止过载量化噪声，斜升电压的斜率必须大于信号最大斜率的绝对值，即

$$\frac{\sigma}{\Delta t} \geq \left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} \quad \text{或} \quad \sigma f_s \geq \left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (2-33)$$

其中： Δt 是时间间隔，也即抽样周期 T_s ； f_s 是抽样频率。

由式(2-33)可以看出：为了防止过载， σf_s 要选得大一些，但是 σ 不能选得太大，否

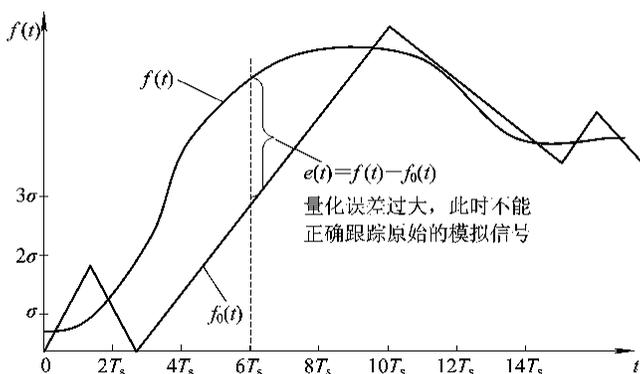


图 2-25 过载时的波形

则一般量化噪声会增大, 因此, 只要让 f_s 适当大一些就可以, f_s 太大就会使码元速率增大, 会带来信号带宽增大、信道利用率降低等一系列的问题。所以一定要合理选择 f_s 和 σ 的大小。

3) 误码噪声

因为信道中有噪声的影响, 所以增量调制的二进制代码传输到接收端的时候会产生误码, 在这种情况下, 译码器的输出就会由于噪声而产生很大的误差。这种由于误码引起的噪声被称为误码噪声。

2. 量化信噪比 S/N_q

1) 信号功率 S

S 的计算是在一定的假设条件下进行的。我们假设信号是 $f(t) = A \sin \omega_0(t)$, 当 $f(t)$ 处于未过载与过载的临界状态时, 有

$$\sigma f_s \geq \left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} = A \omega_0 \quad (2-34)$$

所以输入正弦信号的最大幅度为

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{\omega_0} \quad (2-35)$$

式(2-34)也是不过载且信号最大的条件, 因此, 不发生过载时的正弦信号的最大功率 S 为

$$S = \frac{1}{2} A_{\max}^2 = \frac{\sigma^2 f_s^2}{2 \omega_0^2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8 \pi^2 f_0^2} \quad (2-36)$$

这是不发生过载并且信号为正弦波的最大信号功率。

2) 量化噪声功率 N_q

假设没有过载量化噪声, 量化误差 $|e(t)| = |f(t) - f_0(t)| < \sigma$, 并且在 $(-\sigma, \sigma)$ 上均匀分布, 即概率密度函数为 $f(e) = 1/(2\sigma)$, 则在经过低通滤波器之前, 量化噪声功率 N'_q 为

$$N'_q = \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 f(e) de = \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 \cdot \frac{1}{2\sigma} de = \frac{\sigma^2}{3} \quad (2-37)$$

N'_q 过截止频率为信号的最高频率 f_m 的低通滤波器。实验证明, 随机过程的功率谱密

度在 $(0, f_s)$ 上近似均匀分布, 所以, 经过低通滤波器后的一般量化噪声功率 N_q 为

$$N_q = \frac{f_m}{f_s} N'_q = \frac{\sigma^2 f_m}{3 f_s} \quad (2-38)$$

3) 量化信噪比 S/N_q

由式(2-37)和式(2-39), 可以求出简单增量调制的量化信噪比为

$$\frac{S}{N_q} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_0^2} \cdot \left(\frac{\sigma^2 f_m}{3 f_s}\right)^{-1} = \frac{3 f_s^3}{8\pi^2 f_0^2 f_m} \approx 0.04 \frac{f_s^3}{f_0^2 f_m} \quad (2-39)$$

这是不发生过载并且信号为正弦波的最大量化信噪比。其中, f_s 是抽样频率, 在简单的增量调制中, 一般取 32 kHz 以上的频率。由式(2-39)可见, 简单增量调制的量化信噪比 S/N_q 与抽样频率的 3 次方成正比, 因此, 抽样频率的提高对信噪比的改善影响较大; f_m 为信号的最高频率, 对于语音信号一般取 3000 Hz; f_0 是假设信号为正弦波时的频率, 但是在实际中信号往往不是正弦波, 所以在实际中 f_0 一般是不固定的, 一般取 800~1000 Hz, 因为语音信号的主要能量集中在这个频段周围。

简单增量调制编、解码电路简单, 单路时不需同步, 但是传输质量不高, 因此人们又研究出了自适应增量调制(ADPCM)。自适应增量调制是一种自动调节量阶大小, 用以避免过载的增量调制, 它的质量优于简单增量调制。限于篇幅, 我们在此对 ADPCM 不做介绍, 感兴趣的读者可以参阅其它相关的资料。

2.5.3 连续可变斜率增量调制(CVSD)

简单增量调制电路在实际通信中没有得到应用, 主要原因是量阶 δ 固定不变(即为均匀量化)。对均匀量化而言, 如果量阶 δ 取值较大, 则信号斜率变化较小的信号量化噪声(又称颗粒噪声)就大; 如果量阶 δ 取值较小, 则信号斜率较大的量化噪声(又称过载噪声)就大。均匀量化无法使两种噪声同时减小, 这样, 信号的动态范围就会变窄, 它的信号量化噪声比小, 但是简单增量调制为增量调制技术提供了理论基础。

在语音通信中应用较为广泛的是音节压扩自适应增量调制, 它是在数字码流中提取脉冲控制电压, 经过音节平滑, 按音节速率(也就是语音音量的平均周期)去控制量化阶距 δ 的。

在各种音节压扩自适应增量调制中, 连续可变斜率增量调制(CVSD)系统用得较多。连续可变斜率增量调制(Continuously Variable Slope Delta Modulation, CVSD)具体的编、解码原理详见本章 2.6.3 节实验内容。

2.6 PAM、PCM、CVSD、ADPCM 的调制与解调实验

2.6.1 PAM 的调制与解调实验

一、实验目的

(1) 观察基带信号、脉冲幅度调制信号、抽样时钟的波形及频谱, 并注意观察它们之

间的相互关系及特点,了解脉冲幅度调制波形的频谱特性,理解脉冲幅度调制的原理和特点。

(2) 改变基带信号或抽样时钟频率,重复观察,进一步加深对脉冲幅度调制原理的理解。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

PAM/AM 模块

40M 双踪示波器 一台

频率计(可选) 一台

立体声耳机 一副

连接线 若干

三、实验原理

所谓脉冲幅度调制,即脉冲载波的幅度随基带信号变化的一种调制方式。如果脉冲载波是由冲激脉冲组成的,则抽样定理就是脉冲幅度调制的原理。关于抽样定理在此不再做介绍。但是,实际上,理想的冲激脉冲串通过物理实现比较困难,因而通常采用窄脉冲串来代替。本实验模块采用 32 kHz 或 64 kHz 或 1 MHz 的窄矩形脉冲来代替理想的窄脉冲串,当然,也可以采用外接抽样脉冲对输入信号进行脉冲幅度调制。本实验采用图 2-26 所示的原理方框图。具体的电路原理图如图 2-27 和图 2-28 所示。在图 2-27 中,被抽样的信号从 S201 输入,若此信号为音频信号(300~3400 Hz),则它经由 TL084 构成的电压跟随器隔离之后,被送到模拟开关 4066 的第 1 脚。此时,将抽样脉冲由 S202 输入,其频率大于或等于输入音频信号频率的 2 倍即可,但至少应高于 3400 Hz。该抽样脉冲送到 U201(4066)的 13 脚作为控制信号。当该脚为高电平时,U201 的 1 脚和 2 脚导通,输出调制信号;当该脚为低电平时,U201 的 1 脚和 2 脚断开,无波形输出。因此,在 U201 的 2 脚就可以观察到比较理想的脉冲幅度调制信号。

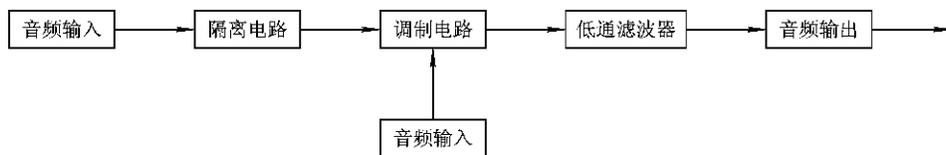


图 2-26 脉冲幅度调制方框图

若要解调出原始语音信号,则将调制信号送入截止频率为 3400 Hz 的低通滤波器。因为抽样脉冲的频率远高于输入的音频信号的频率,所以通过低通滤波器之后,高频的抽样时钟信号已经被滤除,因此,只需通过一个低通滤波器,便能无失真地还原出原音频信号。解调电路如图 2-28 所示。

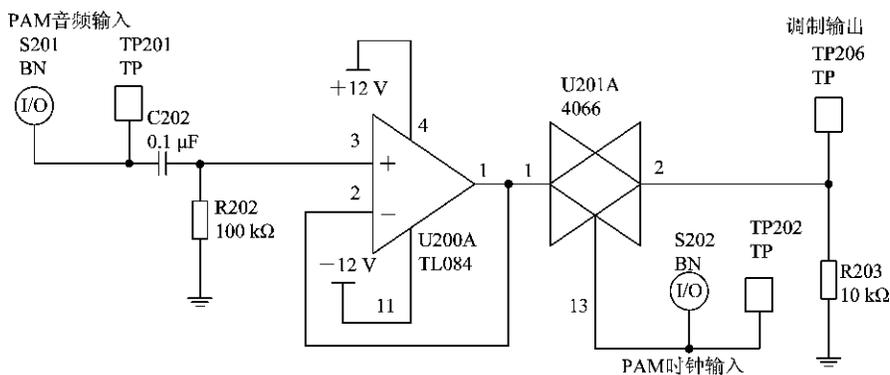


图 2-27 脉冲幅度调制电路原理图

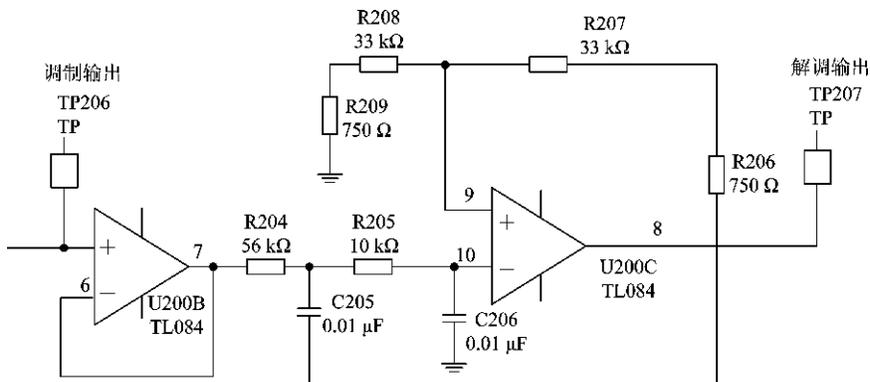


图 2-28 脉冲幅度调制信号的解调原理图

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、PAM/AM 模块小心地固定在主机箱中，确保电源接触良好。

(2) 插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，再分别按下两个模块中的开关 POWER1、POWER2、S2、S3，对应的发光二极管 LED001、LED002、D200、D201 发光，按一下信号源模块的复位键，两个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块产生的 2 kHz(峰-峰值在 2 V 左右，从信号输出点“模拟输出”输出)的正弦波送入 PAM/AM 模块的信号输入点“PAM 音频输入”，将信号源模块产生的 62.5 kHz 的方波(从信号输出点“64K”输出)送入 PAM/AM 模块的信号输入点“PAM 时钟输入”，观察“调制输出”和“解调输出”点的波形。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录，在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结果。

2.6.2 PCM 的调制与解调实验

一、实验目的

(1) 观察脉冲编码调制与解调的结果, 以及调制信号与基带信号之间的关系, 掌握脉冲编码调制与解调的原理。

(2) 改变基带信号的幅度, 观察脉冲编码调制与解调信号的信噪比的变化情况, 掌握脉冲编码调制与解调系统的动态范围、频率特性的定义及测量方法。

(3) 改变基带信号的频率, 观察脉冲编码调制与解调信号幅度及频谱的变化情况, 了解脉冲编码调制信号的频谱特性。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

模拟信号数字化模块

40M 双踪示波器

一台

立体声耳机

一副

连接线

若干

三、实验原理

脉冲编码调制(PCM)简称为脉码调制, 它是一种将模拟语音信号变换成数字信号的编码方式。PCM 主要包括抽样、量化与编码三个过程。

抽样是把时间连续的模拟信号转换成时间离散、幅度连续的抽样信号; 量化是把时间离散、幅度连续的抽样信号转换成时间离散、幅度离散的数字信号; 编码是将量化后的信号编码形成一个二进制码组输出。抽样定理已在 2.1 节中介绍过, 故在此只简述量化及编码的原理。

1. 量化

从数学上来看, 量化就是把一个连续幅度值的无限数集合映射成一个离散幅度值的有限数集合。模拟信号的量化分为均匀量化和非均匀量化。本实验模块中所用到的 PCM 编码芯片 TP3067 采用的 PCM 编码方式也是 A 压缩律, 是采用 13 折线 A 律压扩特性来进行编码的。

2. 编码

所谓编码, 就是把量化后的信号变换成代码, 其相反的过程称为译码。当然, 这里的编码和译码属于信源编码的范畴。采用 13 折线 A 律压扩特性来进行编码, 常采用逐次比较型编码方式。本实验 PCM 的编译码器采用的是 TP3067 专用大规模集成电路, 编码芯片 TP3067 采用的也是逐次比较型编码方式。

TP3067 在一个芯片内部集成了编码电路和译码电路, 是一个单路编/译码器。其编码速率为 2.048 MHz, 每一帧数据为 8 位, 帧同步信号为 8 kHz。模拟信号在编码电路中, 经过抽样、量化、编码, 最后得到 PCM 编码信号。在单路编译码器中, 经变换后的 PCM 码是在一个时隙中被发送出去的, 在其它的时隙中编译码器是没有输出的, 即对一个单路编

译码器来说，它在一个 PCM 帧(32 个时隙)里，只在一个特定的时隙中发送编码信号。同样，译码电路也只是在一个特定的时隙(此时隙应与发送时隙相同，否则接收不到 PCM 编码信号)里才从外部接收 PCM 编码信号，然后进行译码，经过带通滤波器、放大器后输出。具体电路图如图 2 - 29 所示。

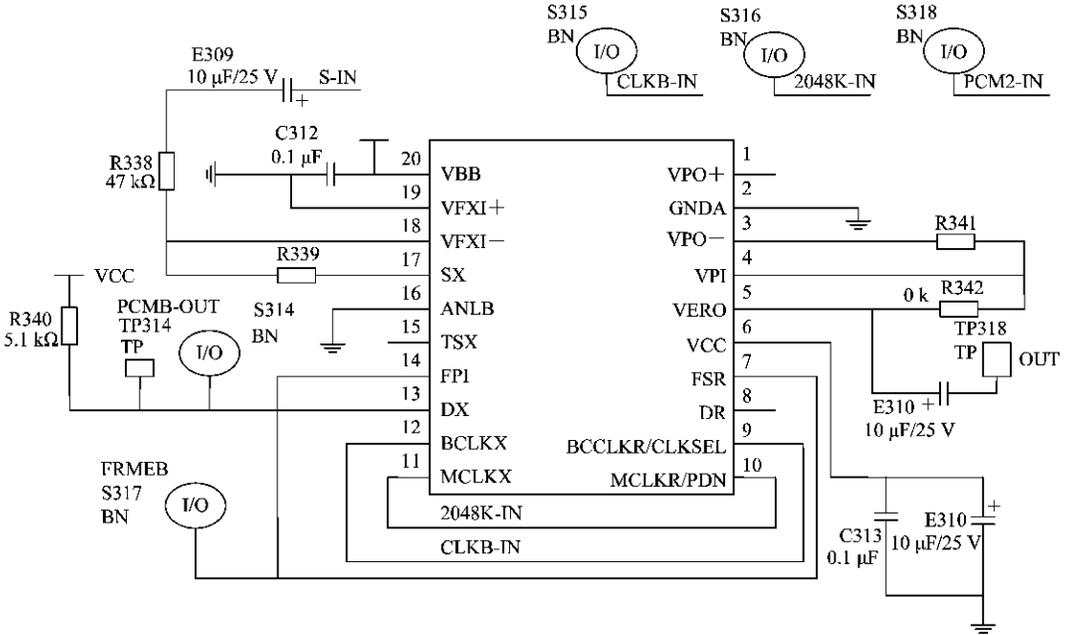


图 2 - 29 PCM 编/译码电路原理图

下面对 PCM 编/译码专用集成电路 TP3067 芯片做一些简单的介绍。图 2 - 30 是 TP3067 的管脚排列图。其管脚功能可参考相关芯片使用手册。

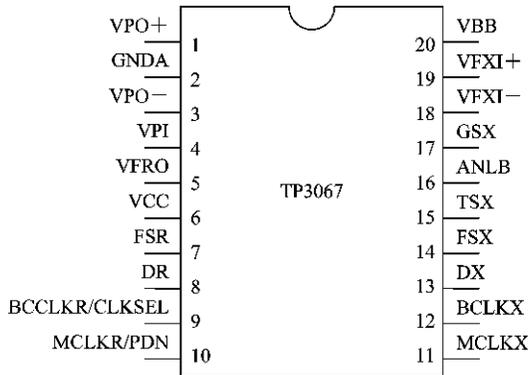


图 2 - 30 TP3067 的管脚排列图

(1) 编码：音频信号从 19 脚 VFXI+ 输入，在 TP3067 里面进行放大、滤波、PCM 编码后，从 13 脚 DX 输出，它的传输速率为 2.048 Mb/s，帧长是 125 μs。

(2) 解码：PCM 码流从 8 脚 DR 输入，在 TP3067 里面经过 PCM 解码、滤波、放大后，从 1 脚 VPO+ 输出模拟音频信号。

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、模拟信号数字化模块小心地固定在主机箱中, 确保电源接触良好。

(2) 插上电源线, 打开主机箱右侧的交流开关, 再分别按下两个模块中的开关 POWER1、POWER2、S2、S3, 对应的发光二极管 LED001、LED002、D200、D201、LED600、LED300、LED301 发光, 按下信号源模块的复位键, 两个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块的拨码开关 SW101、SW102 设置为 0000000 0000001。

(4) 将信号源模块产生的正弦波信号(频率为 2.5 kHz, 峰-峰值为 3 V)从点“S-IN”输入模拟信号数字化模块, 将信号源模块的信号输出点“64K”、“8K”、“BS”分别与模拟信号数字化模块的信号输入点“CLKB-IN”、“FRAMB-IN”、“2048K-IN”连接, 观察信号输出点“PCMB-OUT”的波形。

(5) 分别连接“CLKB-IN”和“CLK2-IN”、“FRAMB-IN”和“FRAM2-IN”、信号输出点“PCMB-OUT”和信号输入点“PCM2-IN”, 观察信号输出点“OUT”的波形。

(6) 改变输入正弦信号的幅度, 使其峰-峰值分别等于和大于 5 V(若幅度无法达到 5 V, 可将输入正弦信号先通过信号源模块的模拟信号放大通道, 再送入模拟信号数字化模块), 将示波器探头分别接在信号输出点“OUT”、“PCMB-OUT”上, 观察满载和过载时的脉冲幅度调制和解调波形, 记录下来(应可观察到: 当输入正弦波信号幅度大于 5 V 时, PCM 解码信号中带有明显的噪声)。

(7) 改变输入正弦信号的频率, 使其频率分别大于 3400 Hz 或小于 300 Hz, 观察点“OUT”、“PCMB-OUT”, 记录下来(应可观察到: 当输入正弦波的频率大于 3400 Hz 或小于 300 Hz 时, PCM 解码信号幅度急剧减小)。

五、实验结论及报告要求

(1) 画出实验电路方框图, 并叙述其工作过程。

(2) 叙述在实际的通信系统中, 接收端的定时信号怎样获取。

(3) 在坐标纸上画出实验过程中各测量点的波形图, 注意对应相位关系。

(4) 当输入正弦信号的幅度值大于 3400 Hz 或小于 300 Hz 时, 分析脉冲编码调制和解调波形。

(5) 分析实验结果。

2.6.3 增量调制与解调实验

一、实验目的

(1) 观察增量调制编码各点波形并记录下来, 了解用不同速率时钟编码时的输出波形, 掌握增量调制编码的基本原理, 并理解实验电路的工作过程。

(2) 观察增量调制译码各点波形并记录下来, 掌握增量调制解码的基本原理, 并理解实验电路的工作过程。

(3) 理解连续可变斜率增量调制系统的电路组成与基本工作原理。

(4) 熟悉增量调制系统在不同工作频率、不同信号频率和不同信号幅度下跟踪输入信号的情况。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

模拟信号数字化模块

40 M 双踪示波器	一台
频率计(可选)	一台
立体声耳机	一副
连接线	若干

三、实验原理

在语音通信中应用较为广泛的是音节压扩自适应增量调制。其中,在各种音节压扩自适应增量调制中,连续可变斜率增量调制(CVSD)系统用得较多。在本实验中,以连续可变斜率增量调制作为实验内容。连续可变斜率增量调制有专用集成芯片,其型号有 MC34115、MC3417、MC3418、MC3517、MC3518、MC35115 等。图 2-31 为 CVSD 编码器和解码器的方框图。

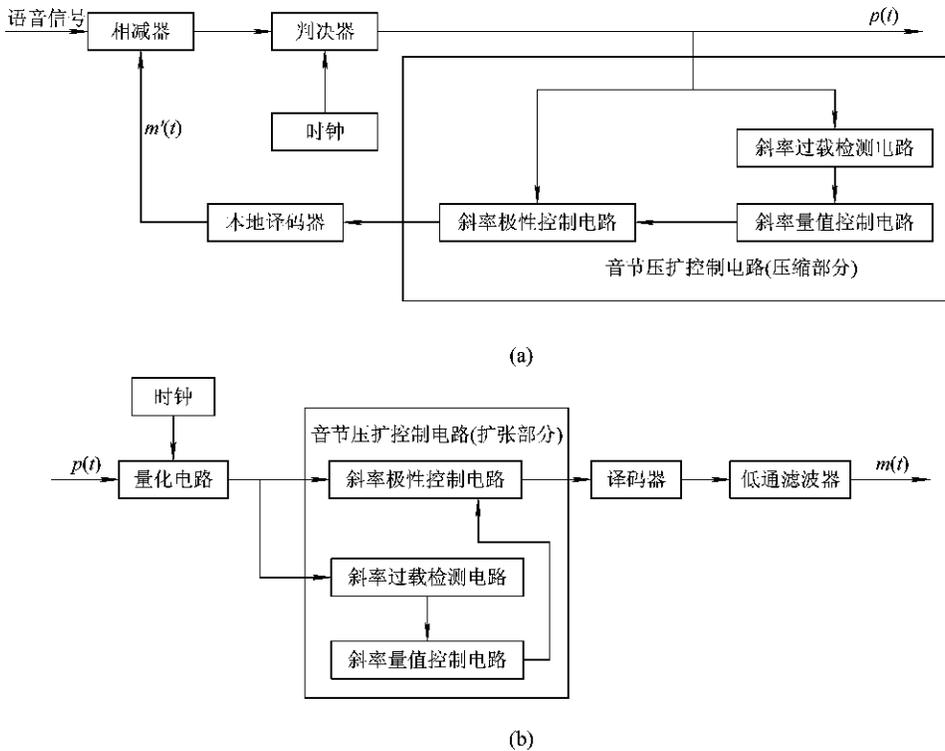


图 2-31 CVSD 编码器和解码器方框图

(a) 发送端的编码器; (b) 接收端的解码器

由图 2-31 可知,与简单增量调制相比,发送端的编码器在反馈回路中增加了自适应控制电路,即音节压扩控制电路,它由以下三个部分组成:

(1) 斜率过载检测电路:用来检测过载状态,它是由一个 3 比特移位寄存器构成的输出三连“1”码或三连“0”码,其电路由 D 触发器作为移位寄存器,并且辅有与门、或门电路。斜率过载检测电路也称为电平检测电路。

(2) 斜率量值控制电路:用来转换量化阶距 δ 的大小。其电路由 RC 音节平滑滤波器、电压电流转换器和非线性网络组成。

(3) 斜率极性控制电路:用来转化量化阶距的极性。当 $e(t) \geq 0$ 时,输出为正极性;当 $e(t) < 0$ 时,输出为负极性。其电路由脉冲幅度调制器和积分网络组成。

斜率极性控制电路的工作过程是:在输入端,将语音信号 $m(t)$ 与语音信号 $m'(t)$ 进行比较,对其比较结果 $e(t)$ 值进行判断。若 $e(t) \geq 0$,则 $p(t)$ 输出为“1”码;若 $e(t) < 0$,则 $p(t)$ 输出为“0”码。这与简单增量调制器编码方式是相同的。当输入语音信号 $m(t)$ 中连续出现上升沿或连续出现下降沿,或者说输入信号中正斜率增大或负斜率增大时,在编码器的输出端 $p(t)$ 中将出现连续的“1”码或“0”码,这时,如果不增加自适应控制电路,将会因 $m'(t)$ 无法跟踪 $m(t)$ 信号而出现过载现象,如图 2-32 所示。

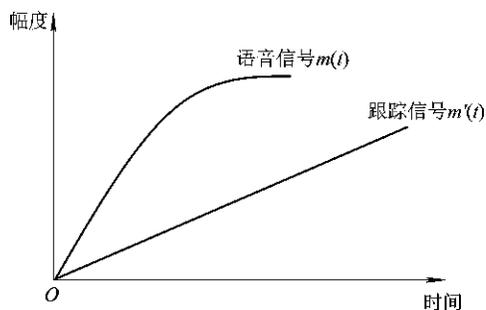


图 2-32 跟踪信号无法跟踪模拟信号的变化而造成过载现象

若电路中增加自适应控制电路,则当 $p(t)$ 中出现连续“1”码或“0”码时,斜率过载检测电路将立即工作。当 $p(t)$ 中出现连续三个“1”码或三个“0”码时,斜率过载检测器从 $p(t)$ 的返回信号即输出码流中按三连“1”或三连“0”检测,其输出是一些不同宽度的正脉冲,其宽度为 $T_a = (K-2)T_s$, K 是连码的个数, T_s 是取样信号周期,将它们输入到斜率量值控制电路,斜率量值控制电路是由 RC 音节滤波器、电压电流转换器和非线性网络组成的,RC 音节平滑滤波器对正脉冲序列进行平滑滤波,将其变成连续缓慢变化的直流控制电压,变化的周期等于一个音节时间(约 10 ms)。当 $p(t)$ 出现“1”码增多时,斜率过载检测器输出的正脉冲数就相对增多,通过 R 对 C 的充电时间相对增长,放电时间相对缩短,因此,直流控制电压升高,电压电流转换器把音节平滑滤波器输出的控制电压转换为控制电流,非线性网络使控制电流的变化规律能更好地跟随输入信号斜率的变化提高自适应能力,扩大其动态范围。另外,斜率过载检测电路内部的 $p(t)$ 输出信号还接至斜率极性控制电路内的脉幅调制器的输入端,与来自斜率量值控制电路的输出信号一起加到脉幅调制器的另一输入端,斜率极性控制电路由脉幅调制器和积分网络组成,输入的信号经过脉幅调制器和积分网络后就形成了有正负极性的量阶。根据音节平滑滤波器输出的电压来改变量阶,使量阶的变化为自适应变化,其量阶值由自适应逻辑控制。此时,若检测到三连“1”码或者是三

连“0”码,则称为3 bit 规则;若为四连“1”码或者四连“0”码,则称为4 bit 规则。也就是说, CVSD 的量阶变化主要是由连码检测规则决定的,由于发端的编码器是以反馈方式工作,即量阶 δ 是从输出码流中检测的,因此,随着输入信号正斜率的增加,码流中连“1”码增多,如果负斜率增加,则连“0”码增多。对 CVSD 而言,只要把包络音节时间内连“1”码或连“0”码的次数逐一检测出来,经过音节平滑,形成控制电压,就能得到不同的输入信号斜率的量阶值,以至于再生信号 $m(t)$ 能始终跟踪话音信号 $m(t)$ 的变化。也就是说,当话音信号斜率小时,它的量阶值也小,当话音信号的斜率增大时,则它的量阶自适应地增大,即量阶值随输入信号 $m(t)$ 斜率的变化而做自适应和调整。这正是连续可变斜率调制(CVSD)的工作原理, CVSD 编码器正常编码时的波形如图 2-33 所示。

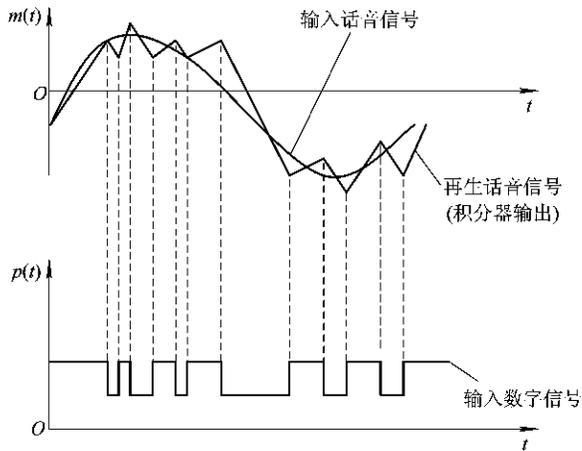


图 2-33 CVSD 编码器正常编码时的波形

在接收端, CVSD 解码器的方框图中也同样增加了自适应控制装置,其作用同发送端的编码器,它的反馈部分也完全同上述一样,这样, CVSD 编码器与解码器在电路结构上只有很小的差别,因此加上一些转换控制电路就可以使二者完全兼容。

常用的各种数字压扩 ΔM 单片集成电路的主要区别是温度和数字检测算法不同。MC3417、MC3517、MC34115 采用的是三连“1”码、三连“0”码数字检测算法; MC3418、MC3518 采用的是四连“1”码、四连“0”码数字检测算法。MC3417、MC3418 工作温度在 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$, 适用于民用产品; MC3517、MC3518、MC34115 工作温度在 $-55\sim +70^{\circ}\text{C}$, 适用于军用产品。本实验模块中的电路采用三连“0”、三连“1”压扩检测算法的连续可变斜率增量调制器,其核心部分是 MC34115 大规模集成电路,其引脚功能可参考相关芯片的使用手册。

1. 调制电路工作原理

音频模拟信号由“S-IN”点输入,经过耦合电容 E304 至 MC34115 的模拟信号输入端(1脚)。U301(MC34115)的第15脚接高电平,使其工作在编码方式。此时芯片内的模拟输入运算放大器与移位寄存器接通,从1脚(ANI)输入的音频模拟信号与从2脚(ANF)输入的本地解码信号相减并放大,得到误差信号,然后根据该信号的极性编成数字信码,从第9脚(DOT)输出;该信码在芯片内经过三级或四级移位寄存器及检测电路,检测过去的3位或4位信码中是否出现连续的“1”或连续的“0”。当移位寄存器各级输出为全“1”码或全

“0”码时,表明积分运算放大器增益过小,检测逻辑电路从第11脚(COIN端)输出负极性一致脉冲,经过外接平滑滤波器后得到量阶控制电压,加到第3脚(SYL端,由内部电路决定),GC端电压与SYL端相同,这就相当于量阶控制电压加到GC端,该端外接电位器 R_p502 ,调节 R_p502 即可改变GC端的输入电流,以此控制积分量阶的大小,从而改变环路增益,展宽动态范围。第4脚(GC)的输入电流经电压/电流变换运算放大器,再经量阶极性控制开关送到积分运算放大器电路,极性开关由信码控制。外接积分网络与芯片内部积分运算放大器相连,在二次积分网络上得到本地解码信号,将此信号送回ANF端,与输入信号再进行比较,从而完成整个编码过程。在没有音频模拟信号输入时,话路处于空闲状态,则编码器应能输出稳定的“1”、“0”交替码,这需要一个最小积分电流来实现,该电流可通过调节电位器增大阻值来获得。因为极性开关失配,积分运算放大器与模拟运算放大器的电压失调,所以此电流不能太小,否则无法得到稳定的“1”、“0”交替码。该芯片总环路失调电压约为1.5 mV,所以量阶可选择为3 mV。当本地积分时间常数为1 ms时,最小积分电流取 $10 \mu\text{A}$,就可得到稳定的“1”、“0”交替码。如果输出不要求有稳定的“1”、“0”交替码,则量阶可减小到0.1 mV,但环路仍可正常工作。

2. 解调电路工作原理

由发送端送来的编码数字信号送到U302(MC34115)芯片的第13脚,即接收数据输入端。因为该芯片工作在译码状态,故第15脚应为低电平,使模拟输入运算放大器与移位寄存器断开,而数字输入运算放大器与移位寄存器接通,这样,接收数据信码经过数字输入运算放大器整形后送到移位寄存器,后面的工作过程与编码时是相同的,只是解调信号不再送回第2脚(ANF),而是直接送入后面的积分网络中,最后得到解调信号。

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、模拟信号数字化模块小心地固定在主机箱中,确保电源接触良好。

(2) 插上电源线,打开主机箱右侧的交流开关,再分别按下两个模块中的开关POWER1、POWER2、S2、S3,对应的发光二极管LED001、LED002、LED300、LED301发光,按下信号源模块的复位键,两个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块产生的频率为2 kHz、峰-峰值为1 V左右的正弦波从信号输入点“S-IN”输入模拟信号数字化模块,将信号源模块中的信号输出点“64K”与模拟信号数字化模块中的信号输入点“64K输入”连接,调节标号为“编码量阶”的电位器,观察“本地译码”、“一次积分”、“一致脉冲”、“ ΔM 调制输出”各点波形。调节标号为“译码量阶”、“译码幅度”的电位器,观察“ ΔM 解调输出”点的输出波形。

(4) 改变输入正弦信号的频率和幅度或改变工作时钟的频率(即改变信号输入点“64K输入”输入信号的频率),重复观察上述各点波形。

(5) 电位器功能如下:

- ① 编码量阶:可调节 ΔM 调制量阶的大小,量阶越大,编码波形中“0”、“1”变化越少。
- ② 译码量阶:功能同编码量阶。
- ③ 译码幅度:调节 ΔM 译码输出波形的幅度。

五、实验结论及报告要求

- (1) 画出实验电路方框图，并做简要叙述。
- (2) 在坐标纸上画出实验过程中各点的波形图，并注意对应的时间相位关系。
- (3) 结合理论分析测量各点波形时所发生的各种现象。

2.6.4 ADPCM 调制与解调实验

一、实验目的

- (1) 观察各测量点波形并画出图形，注意时间对应关系，加深对自适应差分脉冲编码调制工作原理的理解。
- (2) 了解大规模集成电路 MC145540 的电路组成及工作原理。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

模拟信号数字化模块

40 M 双踪示波器	一台
频率计(可选)	一台
立体声耳机	一副
连接线	若干

三、实验原理

在 2.4 节的内容中学习了 ADPCM 的基本原理，我们知道 ADPCM 的量化器与预测器均采用自适应方式，即量化器与预测器的参数能根据输入信号的统计特性自适应于最佳或接近最佳参数状态。

本实验模块采用大规模集成电路专用芯片 MC145540 实现自适应差分脉冲编码调制 (ADPCM)。MC145540 的量化器与预测器均为自适应方式。当以高于奈奎斯特频率的频率对话音或视频信号进行抽样时，在前后样值间可以看到有明显的相关性，将这些相关样值按通常的 PCM 系统方式加以编码时，会使得编码信号含有多余信息。如果在编码前将这种多余信息去掉，则可得到效率较高的编码信号。为此，可先利用信号 $X(nT_s)$ 的相关性对未来样值进行预测，预测器通常为抽头延时滤波器(即 FIR 滤波器)。线性预测器的预测值为

$$X(nT_s) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i x(nT_s - iT_s) \quad (2-40)$$

其中， α_i 为预测系数，在 DPCM 中为常数，在 ADPCM 中为自适应变量； n 为预测阶数。可以根据预测误差能量最小的准则求出预测系数 α_i 。这样，PCM 编码器就只是对差值信号 $e(nT_s) = X(nT_s) - X(nT_s)$ 进行量化和编码，以达到 DPCM 或 ADPCM 编码的目的。模拟信号从“S-IN”点输入，经电容 E609(10 μ F)、电阻 R627(10 k Ω)后到运放的反相输入 TL

端,运放的输出端一方面送至增益调整电路和滤波器电路,另一方面经过 TG 端至反馈电阻 R628(10 k Ω)到运放的反相输入 TL 端,运放的输出端一方面送至增益调整电路和滤波器电路,另一方面经过 TG 端至反馈电阻 R628 后到 TL 端构成负反馈,放大倍数 = $R628/R627 = 10\text{ k}\Omega/10\text{ k}\Omega = 1$, 故为 1:1, 没有放大作用。滤波器的输出信号一方面送至侧音增益调整电路,另一方面送至模/数转换电路,变成数字信号,进入 PCM 编码电路,输出 PCM 信号,再经过 ADPCM 编码电路,输出到发送串行移位寄存器电路中,最后 ADPCM 数据从第 20 引脚(DT 端)输出。ADPCM 数据信号从第 25 引脚(DR 端)进入,串行输入至接收串行移位寄存器电路中,经过 ADPCM 译码器进行译码,输出 PCM 数据码,再经过接收数字增益调整电路后从第 5 引脚(RO 端)输出模拟信号。需要特别强调的是,该芯片的工作是由外部 CPU 对其内部 16 个字节的 RAM 进行编程,由程序进行控制的。关于 MC145540 的使用方法,可参考相关芯片的使用手册。

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、模拟信号数字化模块小心地固定在主机箱中,确保电源接触良好。

(2) 插上电源线,打开主机箱右侧的交流开关,再分别按下两个模块中的开关 POWER1、POWER2,对应的发光二极管 LED001、LED002、LED300、LED301 发光,按下信号源模块的复位键,两个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块产生的频率为 2 kHz、峰-峰值为 1 V 左右的正弦波从信号输入点“S-IN”输入模拟信号数字化模块,将信号源模块的信号输出点“256K”、“8K”分别与模拟信号数字化模块的信号输入点“256K 输入”、“Z8K 输入”连接,按下模拟信号数字化模块的“复位”键,使单片机 U306(89C2051)复位,观察信号输出点“ADPCM-OUT”的波形。将点“ADPCM-OUT”与点“ADPCM-IN”连接,观察信号输出点“解调输出”的波形,调节模拟信号数字化模块上标号为“幅度调节”的电位器,可以改变信号输出点“解调输出”的信号幅度。

(4) 改变输入正弦信号的频率(如大于 3400 Hz 或小于 300 Hz)和幅度,重复观察上述各点波形。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理,叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录,在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结果。

本章小结

本章主要讨论模拟信号数字化及信源编码的问题。模拟信号数字化是数字通信的基础,现实生活中的信源大多都是模拟信源,如声音、图像等,要想让这些模拟信号在数字传输系统中传输,必须经历的第一步就是模拟信号的数字化,对模拟信号进行时间上的离散化处理,也就是抽样,然后再将抽样后的信号幅度进行离散化处理,以便进行量化和编

码。另外，本章还介绍了关于压缩编码的相关技术。

模拟信号数字化最常用的方法就是脉冲编码调制(PCM)，它的基本步骤分三步，即抽样、量化和编码。

抽样就是要对模拟信号进行离散化处理。抽样的目的就是实现模拟信号在时间、空间上的离散化，由它完成抽取离散时间点上的信号值的任务，即完成取得抽样值的过程。该过程必须严格遵循抽样定理。根据被取样信号是低通型信号还是带通型信号，抽样定理可分为低通信号的抽样定理和带通信号的抽样定理。量化就是把抽样得到的声音信号幅度转换成数字值。量化有好几种方法，归纳起来有两类：一类是均匀量化，对抽样得到的信号采用相等的量化间隔；另一类是非均匀量化，量化极差不相等，小信号时，采用小量化极差，大信号时，采用大量化极差。采用的量化方法不同，量化后的数据量也就不同。我国采用 13 折线 A 律的压扩技术，是一种非均匀量化方式。编码是将量化得到的信号用二进制码来表示。实际中，编码一般采用 7~8 位编码，通信质量就可以达到良好了。我国采用的是 13 折线 A 律编码技术，对每个样值编 8 位码，它们分别是一位极性码、三位段落码和四位段内码。常用的是逐次比较型编码器。

信源编码的主要任务是将模拟信号数字化，并且尽量降低传输的数码率，即压缩编码。压缩编码主要是在保证通信质量的前提下降低数码率。本章主要介绍差值脉冲编码调制(DPCM)、自适应脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制(ΔM)等编码技术。DPCM 是通过传输样值的差值来降低数码率的，在 DPCM 的基础上发展起来的自适应脉冲编码技术带有自适应系统，能根据输入信号的大小，自动调节量化极差和预测系数的大小，提高压缩编码的质量。它可以将 PCM 技术中 64 kb/s 的数码率降低到 32 kb/s。增量调制(ΔM)是 DPCM 的一个特例，传输的是信号样值的差值，但是不对差值的大小进行编码，而是对差值的符号进行编码，表示此刻的样值在前一时刻抽样值的基础上是增大还是减小，所以只用一位二进制编码。若此刻的样值在前一时刻抽样值的基础上是增加的，则编一位 0 码；若此刻的样值在前一时刻抽样值的基础上是减小的，则编一位 1 码。

压缩编码在通信中直接影响传输所占的带宽，而传输所占的带宽又直接反映了通信的有效性。

思考与练习

1. 抽样定理的内容是什么？
2. 画出 ΔM 调制编码 101011101011 的波形。
3. 为什么要进行量化？量化误差的计算方法是什么？量化误差与量化级差之间有什么区别？
4. 简述什么是均匀量化和非均匀量化以及它们的优缺点。非均匀量化的基本思想是什么？它能克服均匀量化的什么缺点？
5. 简述 PCM 脉冲编码调制的基本原理和经常采用的技术。
6. 某抽样值为 -1270Δ (Δ 表示最小量化间隔)，按照 13 折线 A 律编 8 位码，试写出极性码、段落码和段内电平码的编码过程。
7. 画出逐次反馈型编码器的工作原理框图，并且叙述它的工作原理。

-
8. 压缩特性是什么特性？压缩器和扩张器有什么作用？常用的压扩技术有哪几种？
9. 采用 A 律 13 折线编码，设最小量化级为 Δ ，已知抽样脉冲值为 $+1270\Delta$ 。
- ① 试求 8 位非线性编码输出，并求出发送端的量化误差。
 - ② 写出与该 8 位码除极性码之外的 7 位码的均匀量化 11 位码。
 - ③ 接收端解码输出信号是何值？接收端的量化误差是多少？

第3章 数字信号的基带传输



本章重点及难点

- ❖ 基带传输的基本理论与常用码型
- ❖ 滚降特性
- ❖ 扰码与解扰的概念及原理
- ❖ 再生中继器的结构及工作原理
- ❖ 部分响应系统的概念、波形与频谱分析

3.1 数字基带信号

现阶段,虽然数字通信系统中基带传输系统不如频带传输系统应用广泛,但是对于数字基带传输系统的研究也是很重要的,因为即使是在频带传输系统中,也一样存在基带传输问题,基带传输的一系列问题也是频带传输系统必须解决的问题。而且,理论上我们还可以证明,实际中任何一个频带传输系统都可以等效成一个基带传输系统,所以,对于基带传输系统的分析也是很有意义的。

3.1.1 数字基带信号的波形

数字基带信号是数字消息序列的一种电信号表示形式,它是用不同的电位或脉冲来表示相应的数字消息的,主要特点是功率谱集中在零频率附近。数字基带信号的形式即波形和码形有很多,但是它们的基本信号单元通常都采用矩形脉冲。现在我们以矩形脉冲组成的基带信号为例,介绍几种最基本的基带信号码波形。

1. 单极性不归零码波形

单极性不归零码波形如图3-1(a)所示,这是一种简单的数字基带信号,它是用一个脉冲宽度等于码元间隔的矩形脉冲的有无表示信息,如有脉冲(也称有电)表示“1”,无脉冲(也称无电)表示“0”。电传机的输出、计算机输出的二进制序列等通常都是这种形式的信号。显然,这种信号的直流分量不为零。

2. 双极性不归零码波形

双极性不归零码波形如图3-1(b)所示,它是用宽度等于码元间隔的两个幅度相同、

极性相反的矩形脉冲来表示信息，如正脉冲表示“1”，负脉冲表示“0”。由于通常数字信息“0”、“1”近似等概率出现，因此这种形式的基带信号的直流分量近似为零。

3. 单极性归零码波形

单极性归零码波形如图 3-1(c)所示，这种形式的数字基带信号与单极性不归零码有点相似，也是用脉冲的有无来表示信息，不同的只是脉冲的宽度不是等于码元间隔，而是小于码元间隔，因此每个有电脉冲都在相应的码元间隔内回到零电位，所以称为单极性归零码。码元间隔相同时，归零码的有电脉冲宽度比不归零码窄，因而它的频带比不归零码的频带要宽。这种波形常在近距离内实行波形变换时使用。

4. 双极性归零码波形

双极性归零码波形如图 3-1(d)所示，它是双极性波形的归零形式。它与双极性不归零码相似，不同的是脉冲的宽度小于码元间隔，因此它的带宽也要大于双极性不归零码的带宽。

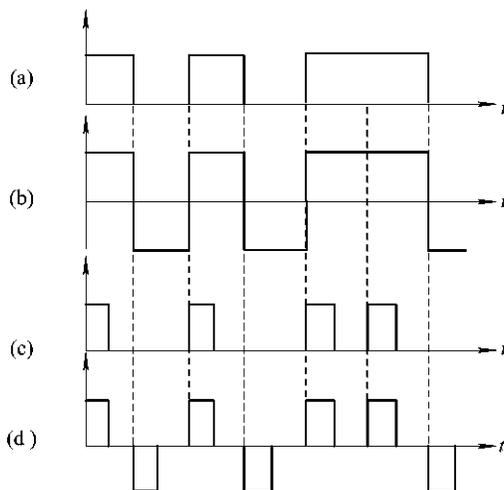


图 3-1 数字基带信号的波形

实际上，组成基带信号的单个码元波形并非一定是矩形的，根据实际需要，还可有多种多样的波形形式，比如升余弦脉冲、高斯形脉冲、半余弦脉冲等等。这说明，信息符号并不是与唯一的基带波形相对应。

无论采用什么样的波形和码形，数字基带信号都可以用统一的数学式来表示。若令 $g_0(t)$ 对应于二进制符号的“0”， $g_1(t)$ 对应于“1”，码元的间隔为 T ，则基带信号可表示成

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \quad (3-1)$$

式中： $s(t)$ 表示数字基带信号； $a_n g(t - nT_s)$ 表示第 n 个码元波形； a_n 是第 n 个码元的相对幅度，它是随机的，它的数值既和所传递的码元的取值有关，又和基带信号的码型有关。

另外，

$$g(t - nT_s) = \begin{cases} g_0(t - nT_s) & (\text{出现符号“0”时}) \\ g_1(t - nT_s) & (\text{出现符号“1”时}) \end{cases}$$

3.1.2 数字基带信号的频谱特征

基带信号频谱的分析是十分必要的。由于基带信号是一个随机脉冲序列，因此，我们面临的是一个随机序列的频谱分析问题。

式(3-1)是数字基带信号的时域表示式，它实际上是一个随机序列，要对它进行频谱分析很复杂，我们只把分析的结论列出来，具体如下：

$$P(f) = f_s P(1-P) |G_1(f) - G_0(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} f_s^2 |PG_1(mf_s) + (1-P)G_0(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s) \quad (3-2)$$

式中： $G_1(f)$ 是“1”码波形 $g_1(t)$ 对应的频谱； $G_0(f)$ 是“0”码波形 $g_0(t)$ 对应的频谱； P 是“1”码的概率，而 $(1-P)$ 是“0”码的概率； $P(f)$ 是基带信号 $s(t)$ 的功率谱。

由式(3-2)可知，基带信号 $s(t)$ 的功率谱包括两大部分，即连续谱 $(f_s P(1-P) |G_1(f) - G_0(f)|^2)$ 和离散谱 $(\sum_{m=-\infty}^{\infty} f_s^2 |PG_1(mf_s) + (1-P)G_0(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s))$ 。

根据连续谱可以确定随机序列的带宽。根据离散谱可以确定随机序列是否包含直流分量($m=0$)及定时信号($m=\pm 1$)。又由于在选取“1”码及“0”码时，其波形形态不可能相同，因此 $G_1(f) \neq G_0(f)$ ，那么，连续谱总是存在的，而离散谱是否存在则要看式(3-2)的计算情况。在随机序列的频谱分析中，我们主要研究序列的带宽和直流分量及 $m=\pm 1$ 的基波等离散频率分量的幅度。其中序列带宽的计算主要是依据单个码元“1”码及“0”码波形对应的频谱 $G_1(f)$ 和 $G_0(f)$ 进行分析，二者之中取带宽较大的一个作为序列宽度。

根据频谱分析的知识，我们知道非周期信号对应连续谱，周期信号才有离散谱。随机序列有离散谱，所以它一定包含有周期性信号成分，我们把随机序列中的周期信号成分称为稳态分量，记为 $v(t)$ 。从统计的观点来看，每一个码元周期，取“1”的概率为 P ，取“0”的概率为 $(1-P)$ ，则有

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [Pg_1(t - kT_s) + (1-P)g_0(t - kT_s)] \quad (3-3)$$

由式(3-3)可以画出稳态分量波形，根据频谱分析知识，可以求出该波形包含的各离散分量的大小。

通过分析我们还可以得出以下几个结论：

(1) 数字基带信号功率谱的形状取决于单个波形的频谱函数，而码型规则仅起到加权作用，使功率谱形状有所变化。

(2) 时域波形的占空比愈小，频带愈宽。一般用谱零点带宽 BS 作为矩形信号的近似带宽。

(3) 凡是 0、1 等概的双极性码均无离散谱，即这类码型无直流分量和位定时分量。

(4) 单极性归零码的离散谱中有位定时分量。对于那些不含有位时分量的码型，可将其变换成单极性归零码，便可获取位定时分量。其变换方法很简单。

3.2 基带传输的基本理论与常用码型

3.2.1 基带传输的常用码型

若一个变换器把数字基带信号变换成适合于基带信道传输的基带信号,则称此变换器为数字基带调制器;相反,把信道基带信号变换成原始数字基带信号的变换器,则称为基带解调器。以上两者合称为“基带调解器”。基带调解器设计中的首要问题就是码型选择问题。前面说过,基带信号是代码的一种电表示形式。在实际的基带传输系统中,并不是所有的基带电波形都能在信道中传输。例如,含有丰富直流和低频成分的基带信号就不适宜在信道中传输,因为它有可能造成信号严重畸变。前面介绍的单极性基带波形就是一个典型例子。再例如,一般基带传输系统都从接收到的基带信号流中提取位定时信息,而位定时信息却又依赖于代码的码型,如果代码出现长时间的连续符号,则基带信号可能会长时间地出现0电位,而使位定时恢复系统难以保证位定时信息的准确性。实际的基带传输系统还可能提出其它要求,从而导致对基带信号也存在各种可能的要求。然而,归纳起来,对传输用的基带信号的主要有两点要求:①对各种代码的要求,期望将原始信息符号编制成适合于传输用的码型;②对所选码型的电波形要求,期望电波形适宜于在信道中传输。前一要求称为传输码的选择;后一要求称为基带脉冲的选择。这是两个既独立又互相联系的问题,也是基带传输原理中重要的两个问题。本节讨论前一要求。

传输码(常称为线路码)的结构取决于实际信道特性和系统工作的条件。在较为复杂的基带传输系统中,传输码的结构应具有下列主要特性:

- (1) 能从其相应的基带信号中获取定时信息;
- (2) 相应的基带信号无直流成分并且只有很小的低频成分;
- (3) 不受源统计特性的影响,即能适应信源的变化;
- (4) 能尽可能地提高传输码型的传输效率;
- (5) 具有内在的检错能力。

满足或部分满足以上特性的传输码型种类很多,在此只介绍目前常见的几种。

1. AMI 码

AMI 码的全称是传号交替反转码。这是一种将消息代码0(空号)和1(传号)按如下规则进行编码的码:代码中的“0”仍变换为传输码的“0”,而代码中的“1”则交替变换为传输码的“+1, -1, +1, -1, …”。例如:

消息代码: 1 0 0 1 1 0 0 1 1 …

AMI 码: +1 0 0 -1 +1 0 0 -1 +1 …

由于 AMI 码的传号交替反转,因此由它决定的基带信号将出现正负脉冲交替,而0电位保持不变。这种基带信号没有直流成分,而且只有很小的低频成分,因此它特别适宜在不允许这些成分通过的信道中传输。

另外,从 AMI 码的规则可以看出,它已从一个二进制的符号序列变成了一个三进制符号序列,是一种基本的线路码。它的编译码电路简单,便于观察误码情况,在高密度信息流的数据传输中得到了广泛的应用。但是,AMI 码有一个严重的缺点,就是当它用来获

取定时信息时,可能出现长的连“0”串,会造成提取定时信号的困难。

2. HDB3 码

HDB3 码的全称是三阶高密度双极性码。它的编译原理是:先把消息代码变换成 AMI 码,然后去检查码的连“0”情况。当没有 4 个或 4 个以上的连“0”串时,则这时的 AMI 码就是 HDB3 码;当出现 4 个或 4 个以上的连“0”串时,则将这连“0”小段的第四个“0”变换成与其前一非“0”符号(+1 或-1)同极性的符号。当然,这样做可能会破坏“极性交替反转”的规律,所以在这里用破坏符号“V”来表示。为了保证附加“V”符号后的序列不破坏“极性交替反转”造成的无直流特性,还必须保证相邻的“V”符号也极性交替。对于这一点,当相邻“V”符号之间有奇数个非“0”符号时可以得到保证,当有偶数个非“0”符号时,则得不到保证,那么这时再将该小段的第一个“0”变换成“+B”或“-B”,“B”符号的极性与前一非“0”符号的相反,并让后面的非“0”符号从“V”符号开始再交替变化。例如:

代码:	10	1	1000	0	1000	0	0	1	1	0	00	0	1
AMI 码:	+10	-1	+1000	0	-1000	0	0	+1	-1	0	00	0	+1
HDB3 码:	+10	-1	+1000	+V	-1000	-V	0	+1	-1	+B	00	+V	-1
译码:	+10	-1	+1000	+V	-1000	-V	0	+1	-1	+B	00	+V	-1
	10	1	1000	0	1000	0	0	1	1	0	00	0	1

虽然码的编码规则比较复杂,但译码却比较简单。从上述原理可以看出,每一个破坏符号“V”总是与前一非“0”符号同极性(包括“B”)。那么,从收到的符号序列中可以很容易地找到破坏点“V”,于是也可以断定符号“V”及其前面的 3 个符号一定是连“0”符号,从而恢复 4 个连“0”码,再将所有“-1”变换成“+1”后,就可以得到原消息代码。它除了具有 AMI 码的优点外,还可以使连“0”码元串中“0”的数目不多于 3 个,而且与信源的统计特性无关。

3. 双相码(Biphase Code)

双相码又称为曼彻斯特码,是将每个二进制代码分别用两个二进制新码来取代,每个二进制新码有两个不同的相位。例如,我们可以将编码规则定为:消息码 0 对应传输码 01(零相位的一个周期方波),消息码 1 对应传输码 10(π 相位的一个周期方波)。对应关系为如图 3-2(a)所示。

译码规则:消息码“0”和“1”交替处有连“0”和连“1”,可以作为码组的边界(其中“/”表示码组的边界)将双相传输码划分成组,从而可恢复出原消息码。

例 3-1

消息码:	1	1	/	0	0	/	1	/	0	1
双相码:	10	10	/	01	01	/	10	/	01	10
译码:	1	1		0	0		1		0	1

它的特点是只使用两个电平,既能提供足够的定时分量,又无直流漂移,编码过程简单。

4. Miller(密勒)码

Miller(密勒)码又称为延迟调制码,它可看成是双相码的一种变形,其波形如图 3-2(b)所示。编码规则如下:

(1) “1”码用码元持续时间中心点出现跃变来表示,即用“10”或“01”来表示。

(2) “0”码分两种情况处理:对于单个“0”,在码元持续时间内不出现电平跃变,且与相邻码元的边界处也不跃变;对于连“0”,在两个“0”码的边界处出现电平跃变,即“00”与“11”交替。

比较图 3-2(a)、(b)两个波形可以看出,双相码的下降沿正好对应于密勒码的跃变沿,因此用双相码的下降沿去触发双稳电路,即可输出密勒码。密勒码最开始用于气象卫星和磁记录,现在也用于低速基带数传机中。

密勒码的特点是:当“1”之间有一个“0”时,码元宽度最长(等于 2 倍消息码的长度)。这一性质也可以用来检测误码。双相码的下降沿正好对应密勒码的跃变沿。因此,用双相码的下降沿触发双稳触发器,就可以得到密勒码。

5. CMI 码

CMI 码是传号反转码的简称,其波形如图 3-2(c)所示,编码规则是:“1”码交替用“11”和“00”表示;“0”码用“01”表示。这种码型有较多的电平跃变,含有丰富的定时信息。该码已被 CCITT 推荐为 PCM(脉冲编码调制)四次群的接口码型,在光缆传输系统中有时也用做线路传输码型。

除此之外,我们还要介绍一下 nBmB 码,这是一类分组码,它把原信息码的 n 位二进制码作为一组,变换成 m 位二进制码作为新的码组。由于 $m > n$,新码组可能有 2^m 种组合,因此会多出 $(2^m - 2^n)$ 种组合。从中选择一部分有利码组作为可用码组,其余为禁用码组,以获得好的特性。前面介绍的双相码、CMI 码和 Miller 码都可看成是 1B2B 码。在光纤数字传输中,通常选择 $m = n + 1$,取 1B2B 码、2B3B 码或 5B6B 码,其中 5B6B 码用做三次群和四次群的线路传输码型。

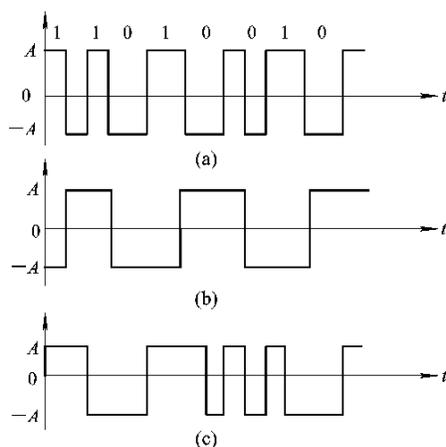


图 3-2 双相码、密勒码、CMI 码波形

3.2.2 基带信号传输与码间干扰

能够携带数字信息的基带波形可以有多种形式,其中较常见的基本波形是以其幅度(有无或正负)来表示数字信息的形式。下面以这种形式为基础来说明基带脉冲传输的基本特点。

在基带传输系统中，一系列的基带信号波形被变换成相应的发送基带波形后，就被送入信道。信号通过信道传输，一方面要受到信道特性的影响，使信号产生畸变；另一方面，信号被信道中的加性噪声所叠加，造成信号的随机畸变。因此，到达接收端的基带脉冲信号已经发生了畸变。为此，在接收端首先要安装一个接收滤波器，使噪声尽量得到抑制，而使信号顺利通过。但是，在接收滤波器的输出信号里，仍然存在畸变和混有噪声。因此，为了提高接收系统的可靠性，通常要在接收滤波器的输出端安排一个识别电路，常用的识别电路是抽样判决器，它是在每一个接收基带波形的中心附近对信号进行抽样，然后将抽样值与判决门限进行比较。若抽样值大于门限值，则判为“高”电平；反之，则判为“零”电平。这样就可以获得一系列新的基带波形，即再生的基带信号，如图 3-3 所示。

不难看出，抽样判决有进一步排除噪声干扰和提取有用信号的作用。只要信号畸变不大及噪声影响较小，我们就可以获得与发送端几乎一样的基带信号。当然，基带信号的恢复或再生总是要求有一良好的同步系统。

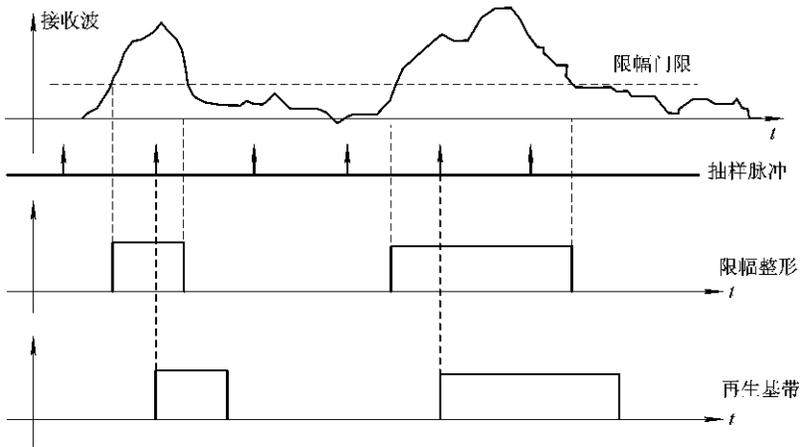


图 3-3 识别电路的各点波形

图 3-4 是基带系统的模型，我们可以用定量的关系式来表述脉冲传输的过程。

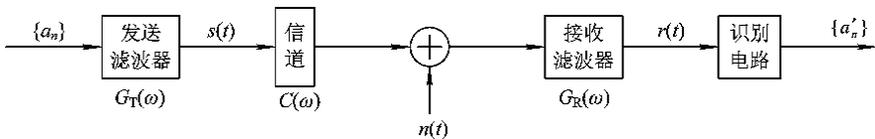


图 3-4 基带系统的模型

图 3-4 中， $\{a_n\}$ 为发送滤波器的输入符号序列。在二进制的情况下，符号 a_n 取值为 0、1 或 -1、+1。为了方便分析，我们把这个序列对应的基带信号表示成

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s) \quad (3-4)$$

这个信号是由时间间隔为 T_s 的一系列 $\delta(t)$ 所组成的，而每个 $\delta(t)$ 的强度则由 a_n 决定。当 $d(t)$ 激励发送滤波器时，发送滤波器将产生信号 $s(t)$ ，它可表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT_s) \quad (3-5)$$

式中, $g_T(t)$ 是单个 $\delta(t)$ 作用下形成的发送基带波形。设发送滤波器的传输特性为 $G_T(\omega)$, 则 $g_T(t)$ 由下式确定:

$$g_T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_T(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3-6)$$

此处 $\delta(t)$ 的频谱为 1。

信号 $s(t)$ 通过信道时会产生畸变, 同时还要叠加噪声。因此, 若设信道的传输特性为 $C(\omega)$, 接收滤波器的传输特性为 $G_R(\omega)$, 则接收滤波器输出信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R(t - nT_s) + n_R(t) \quad (3-7)$$

其中,

$$g_R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3-8)$$

式中, $n_R(t)$ 为加性噪声 $n(t)$ 通过接收滤波器后的波形。

$r(t)$ 被送入识别电路, 并由该电路确定 a'_n 的取值。识别电路是一个抽样判决电路, 对信号抽样的时刻一般在 $(kT_s + t_0)$, 其中 k 是相应的第 k 个时刻, t_0 是可能的时偏。因而, 为了确定 a'_n 的值, 必须根据式(3-7)确定 $r(t)$ 在该样点上的值, 即

$$\begin{aligned} r(kT_s + t_0) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R(kT_s + t_0 - nT_s) + n_R(kT_s + t_0) \\ &= a_n g_R(t_0) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R[(k-n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0) \end{aligned} \quad (3-9)$$

式中: $a_n g_R(t_0)$ 是第 k 个接收基本波形在上述抽样时刻上的取值, 它是确定 a'_n 信息的依据;

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R[(k-n)T_s + t_0]$ 是接收信号中除第 k 个以外的所有基本波形在第 k 个抽样时刻上的总和, 我们称它为码间干扰值, 这个值是一个随机变量; $n_R(kT_s + t_0)$ 则是一种随机干扰。由于码间干扰和随机干扰的存在, 当 $r(kT_s + t_0)$ 加到判决电路时, 对 a'_n 取值的判决既可能判对, 也可能判错。只有当码间干扰和随机干扰都很小时, 才能保证上述判决正确; 当干扰及噪声严重时, 判错的可能性就很大。

由此可见, 为使基带脉冲传输获得足够小的误码率, 必须最大限度地减小码间干扰和随机噪声的影响。

3.2.3 数字信号传输的基本准则

我们知道, 码间干扰 ($\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R[(k-n)T_s + t_0]$) 的大小取决于 a_n 和系统输出波形 $g_R(t)$ 在抽样时刻上的取值。 a_n 是随信息内容的变化而变化的, 它总是以某种概率随机取值; 系统响应 $g_R(t)$ 却是依赖于发送滤波器到接收滤波器的传输特性 $H(\omega)$ (基带系统传输/传递函数)。下面, 我们不考虑噪声的影响, 仅从抗码间干扰的角度来研究基带传输特性。在如图 3-5 所示的模型中, 基带输入信号为 $\sum_n a_n \delta(t - nT_s)$, 设系统 $H(\omega)$ 的冲激响

应为 $h(t)$ ，则系统的输出基带信号为 $\sum_n a_n h(t - nT_s)$ ，其中，

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3-10)$$



图 3-5 抗码间干扰的基带传输系统模型图

我们希望码间干扰越小越好，那么什么样的 $H(\omega)$ 能形成最小码间干扰的输出波形？如果想做到无码间干扰，应该满足以下条件：

$$H(\omega) = H_{\text{eq}}(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}\right) = \begin{cases} T_s, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (3-11)$$

式(3-11)中， $H_{\text{eq}}(\omega)$ 是 1928 年奈奎斯特提出的一个等效的传递函数，只要能满足此等效传递函数，这样的基带系统就能做到无码间干扰，这一关系就是数字信号传输的一个重要准则——奈奎斯特(Nyquist)第一准则。该准则的含义是：当基带传输系统具有理想低通滤波器的特性时，以理想低通截止频率(f_c)两倍的速率传输数字信号，便能消除码间干扰。它为我们检验一个给定的系统特性 $H(\omega)$ 是否会引起码间干扰提供了一种准则。

3.2.4 滚降特性

满足式(3-11)的 $H(\omega)$ 究竟应该如何设计？在此我们很自然地想到，如果 $H(\omega)$ 为理想低通型，则有

$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & \text{其它 } \omega \end{cases} \quad (3-12)$$

不难发现，该特性是符合无码间干扰条件的。图 3-6 所示为理想低通滤波器的传输特性和冲激响应。

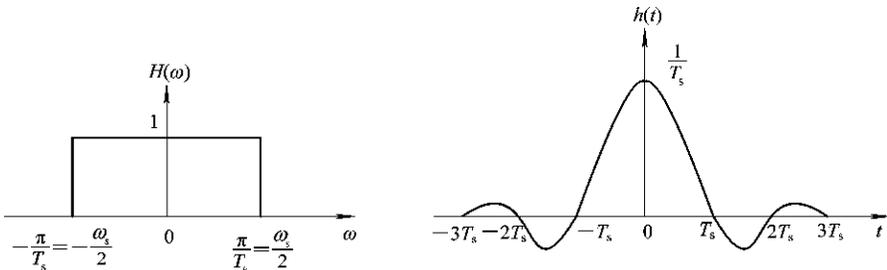


图 3-6 理想低通滤波器的传输特性和冲激响应

(a) 理想低通传输特性；(b) 理想低通冲激响应

当输入数据以 $1/T_s$ 波特的速率传输时，在抽样时刻上的码间干扰是不存在的。设系统频率为 ω ，则该系统无码间干扰时最高的传输速率为 2ω 波特。国际上把这一传输速率称为奈奎斯特速率。虽然理想低通滤波特性达到了系统有效性能的极限，但是这种特性在现

实中是无法实现的。另外,理想低通冲激响应 $h(t)$ 的“尾巴”振荡幅度较大,当定时存在误差时,码间干扰就可能迅速增大,因此我们要寻求其它形式的无码间干扰传输特性。如图 3-7 所示,图中的 $H(\omega)$ 可视为在一定限定条件下将理想低通滤波特性“圆滑”的结果。只要图中的 $Y(\omega)$ 有对 ω_1 呈奇对称的振幅特性,则 $H(\omega)$ 即为所要求的。“圆滑”常被称为“滚降特性”。

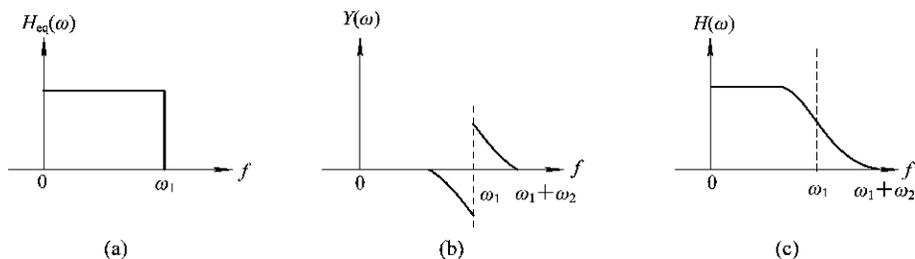


图 3-7 滚降特性

3.3 扰码与解扰

在数字信号的传输中,发送端往往要加扰码器,相对应的接收端要加解扰器。将二进制数字信息先做“随机化”处理,变为伪随机序列,限制连“0”码的长度。这种“随机化”处理称为“扰码”。这种“随机化”处理的目的主要有:① 便于提取比特定信息;② 使信号频谱扩散,周期不长的数字基带信号其频谱集中,并含有相当大的线谱,易造成对其它系统的干扰,经“随机化”处理后,其频谱将分散,干扰的程度就会降低。

扰码虽然扰乱了数字信息原有的形式,但这种扰乱是按照一定的规律进行的,因而是可以解除的。在接收端做相反的处理(解扰),就可恢复原有数字信息的形式。

最简单的扰码方法是在输入数字序列上加一个最长线性移位寄存器序列,使前者变换为信道序列;相应地在接收端从信道序列中减去同步的同一最长移位寄存器序列,可还原为原数字序列。下面我们讨论最长线性移位寄存器序列(m 序列)。

3.3.1 m 序列的产生和性质

通常,产生伪随机序列的电路为一反馈移存器,它又可以分为线性反馈移存器和非线性反馈移存器两类。由线性反馈移存器产生的周期最长的二进制数字序列,称为最大长度线性反馈移存器序列,通常简称为 m 序列。由于它的理论比较成熟,实现比较简便,实际应用也比较广泛,故这里将重点讨论它。

1. m 序列的产生

m 序列是最长线性反馈移存器序列的简称,它是由带线性反馈的移存器产生的周期最长的一种序列。图 3-8 所示为 n 级移位寄存器,其中有若干级经模 2 加法器反馈到第 1 级。不难看出,在任何一个时刻去观察移位寄存器的状态,必然是 2^n 个状态之一,其中每一状态代表一个 n 位的二进制数字。但是,必须把全“0”排斥在外,因为一旦出现全“0”状态,则以后的序列将恒为 0。所以,寄存器的起始状态可以是全非“0”的 $2^n - 1$ 个状态之一。这个电路的输出序列是从寄存器移出的,尽管移位寄存器的状态每移一位节拍改变一次,

但无疑是循环的。如果反馈线所分布的级次是恰当的,那么,移位寄存器的状态必然各态历经后才会循环。这里所谓的“各态历经”,就是指所有 $2^n - 1$ 个状态都经过了。由此可见,应用 n 级移位寄存器所产生的序列的周期最长是 $2^n - 1$ 。同时由于这种序列虽然是周期的,但当 n 足够大时周期可以很长,在一个周期内“0”和“1”的排列有多种不同的方式,对每一位来说,是“0”还是“1”,看来好像是随机的,因此又称为伪随机码。又因为它的某些性质和随机噪声很相似,所以又称为伪噪声码(PN码)。

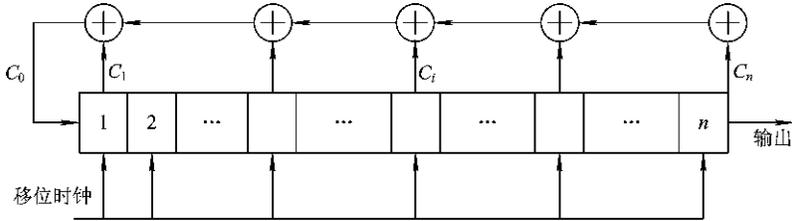


图 3-8 最长线性移位寄存序列的产生

要用 n 级移位寄存器来产生 m 序列,关键在于选择哪几级移位寄存器作为反馈,这里扼要陈述选择的方法,但不予证明。将移位寄存器用一个 n 阶的多项式 $f(x)$ 表示,称 $f(x)$ 为特征多项式,这个多项式的 0 次幂系数或常数为 1,其 k 次幂系数为 1 时代表第 k 级移位寄存器有反馈线,否则无反馈线。注意:这里的系数只能取 0 或 1,本身的取值并无实际意义,也不需要计算 x 的值。例如特征多项式

$$f(x) = 1 + x + x^4 \quad (3-13)$$

对应于图 3-9 所示的电路。

理论分析证明:当特征多项式 $f(x)$ 是本原多项式时,与它对应的移位寄存器电路就能产生 m 序列,如果加、减法采用模 2 运算,那么 $f(x)$ 的倒量

$$g(x) = \frac{1}{f(x)} \quad (3-14)$$

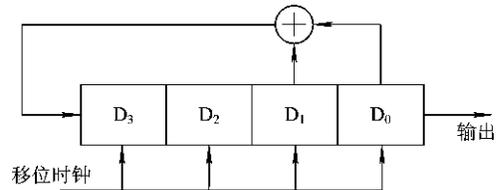


图 3-9 m 序列的产生

就代表所产生的 m 序列。这个 m 序列各位的取值按 $f(x)$ 式中各项的幂次自低至高取它们的系数。所谓“本原多项式”,即 $f(x)$ 必须满足以下条件:

- (1) $f(x)$ 为既约的,即不能被 1 或它本身以外的其它多项式除尽;
- (2) 当 $q=2^n - 1$ 时, $f(x)$ 能除尽 $1+x^q$;
- (3) 当 $q < 2^n - 1$ 时, $f(x)$ 不能除尽 $1+x^q$ 。

例如,式(3-14)所示的 $f(x)$ 没有 1 和它本身以外的因子,又 $2^4 - 1 = 15$, 则

$$\frac{1+x^{15}}{1+x+x^4} = 1+x+x^2+x^3+x^5+x^7+x^8+x^{11}$$

当 $q < 15$ 时, $f(x)$ 不能除尽 $1+x^q$, 所以式(3-14)是本原多项式。由此说明图 3-9 产生的是 m 序列。由式(3-14)可得

$$g(x) = \frac{1}{1+x+x^4} = 1+x+x^2+x^3+x^5+x^7+x^8+x^{11}+x^{15}+x^{16}+\dots$$

将各项系数取出,即得下列周期性序列:

... 1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 ...

读者可以验证, 当将图 3-9 的四级移位寄存器初始状态全部设置为 1 时, 输出的序列就是从这个序列的起点开始的周期序列。当原始状态不同时, 输出序列的开始虽然有所不同, 但仍然是相同的周期序列。

由上述可知, 只要找到了本原多项式, 就能由它构成 m 序列产生器。但是寻找本原多项式并不是很简单的。经过前人大量的计算, 已将常用本原多项式列成表备查, 表 3-1 中列出了一部分。在制作 m 序列产生器的时候, 要求尽量简单, 希望使用项数最少的那些本原多项式。由表 3-1 可见, 本原多项式最少有三项(这时只需用一个模 2 加法器)。对于某些 n 值, 由于不存在三项的本原多项式, 只好列入较长的本原多项式。表中为了简短些, 反多项式的系数每三位二进制数字用一位八进制数字代表, 把表内八进制数字展开, 就得到特征多项式的系数, 但是展开的二进制数字首一位或首二位如果是 0, 就应该取消这些 0。由于本原多项式的逆多项式(即把系数的顺序倒转)也是本原多项式, 因此表中对应一个数有两个特征多项式。例如, 对于 $n=9$, 表内列有 1021, 展开后就是

$$\begin{array}{cccc} \underbrace{001}_1 & \underbrace{000}_0 & \underbrace{010}_2 & \underbrace{001}_1 \end{array}$$

去掉开始的两个 0 后, 还有 10 位数, 对应的两个本原多项式是

$$\begin{aligned} f(x) &= 1 + x^5 + x^9 \\ f(x) &= 1 + x^4 + x^9 \end{aligned}$$

前者表明第 5 级和第 9 级的反馈, 后者表明第 4 级和第 9 级的反馈。

表 3-1 常用本原多项式

n	本原多项式		n	本原多项式	
	代数式	八进制数字表示法		代数式	八进制数字表示法
2	$x^2 + x + 1$	7	14	$x^{14} + x^{10} + x^6 + x + 1$	42 103
3	$x^3 + x + 1$	13	15	$x^{15} + x + 1$	100 003
4	$x^4 + x + 1$	23	16	$x^{16} + x^{12} + x^3 + x + 1$	210 013
5	$x^5 + x^2 + 1$	45	17	$x^{17} + x^3 + 1$	400 011
6	$x^6 + x + 1$	103	18	$x^{18} + x^7 + 1$	1 000 201
7	$x^7 + x^3 + 1$	211	19	$x^{19} + x^5 + x^2 + x + 1$	2 000 047
8	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	435	20	$x^{20} + x^3 + 1$	4 000 011
9	$x^9 + x^4 + 1$	1021	21	$x^{21} + x^2 + 1$	10 000 005
10	$x^{10} + x^3 + 1$	2011	22	$x^{22} + x + 1$	20 000 003
11	$x^{11} + x^2 + 1$	4005	23	$x^{23} + x^5 + 1$	40 000 041
12	$x^{12} + x^6 + x^4 + x + 1$	10 123	24	$x^{24} + x^7 + x^2 + x + 1$	100 000 207
13	$x^{13} + x^4 + x^3 + x + 1$	20 033	25	$x^{25} + x^3 + 1$	200 000 011

2. m 序列的性质

1) 均衡性

在 m 序列的一个周期中，“1”和“0”的数目基本相等。准确地说，“1”的个数比“0”的个数多一个。

2) 游程分布

一个序列中取值相同的那些连在一起的元素合称为一个“游程”。在一个游程中，元素的个数称为游程长度。例如，图 3-9 中给出的 m 序列可以重写如下：

$$\cdots \overbrace{111101011001000}^{m=15\text{个}} \cdots$$

在其一个周期 (m 个元素) 中，共有 8 个游程。其中，长度为 4 的游程有 1 个，即“1111”；长度为 3 的游程有 1 个，即“000”；长度为 2 的游程有 2 个，即“11”与“00”；长度为 1 的游程有 4 个，即两个“1”与两个“0”。

一般来说，在 m 序列中，长度为 1 的游程占游程总数的 $1/2$ ，长度为 2 的游程占游程总数的 $1/4$ ，长度为 3 的占游程总数的 $1/8$ ……严格地讲，长度为 k 的游程数目占游程总数的 2^{-k} ，其中 $1 \leq k \leq n-1$ ，而且在长度为 k ($1 \leq k \leq n-2$) 的游程中，连“1”的游程和连“0”的游程各占一半。

3) 移位相加特性

一个 m 序列 M_p 与其经任意次迟延移位产生的另一个序列 M_r 模 2 相加，得到的仍是 M_p 的某次迟延移位序列 M_s ，即

$$M_p \oplus M_r = M_s \quad (3-15)$$

现在以分析一个 m 序列 M_p 为例。设 M_p 的一个周期为 1110010，另一个序列 M_r 是 M_p 向右移位一次的结果，即 M_r 的一个相应周期为 01110010。这两个序列模 2 相加为

$$1110010 \oplus 0111001 = 1001011 \quad (3-16)$$

上式得出的为 M_s 的一个相应的周期，它与 M_p 向右移位 5 次的结果相同。

4) 自相关函数

由于 m 序列有周期性，故其自相关函数也有周期性，周期也是 m 。 m 序列的自相关函数只有两种取值 (1 和 $-1/m$)。有时把这类自相关函数只有两种取值的序列称为双值自相关序列。

5) 伪噪声特性

由于 m 序列的均衡性、游程分布、自相关特性与随机序列的基本性质很相似，因此通常认为 m 序列属于伪噪声序列或伪随机序列。

3.3.2 扰码与解扰的原理

一般来说，数字通信系统的设计及其性能都与所传输的数字信号的统计特性有关。例如，在分析计算系统的误码率时，常假定信源送出的“0”或“1”码元是等概率的。在有些数字通信设备中，从“0”和“1”码元的交变点提取位定时信息，若经常出现长的连“0”或连“1”，则将影响位同步的建立和保持。如果数字信号具有周期性，则信号频谱中将存在离散谱线。电路中存在的不同程度的非线性，有可能使其在多路通信系统其它路中造成串扰。

为了限制这种串扰，常要求数字信号的最小周期足够长。

如果能够先将信源产生的数字信号转换成具有近似于白噪声统计特性的数字序列，再进行传输，在接收端收到这个序列后先转换成原始数字信号，再送给用户，那么就可以给数字通信系统的设计和性能估计带来很大方便。

所谓加扰技术，就是不用增加冗余度而搅乱信号，改变数字信号的统计特性，使其近似于白噪声统计特性的一种技术。这种技术的基础是建立在反馈移存器序列(或伪随机序列)理论之上的。

采用加扰技术的通信系统组成原理如图 3-10 所示。在发送端用加扰器来改变原始数字信号的统计特性，而接收端用解扰器恢复出原始数字信号。



图 3-10 采用加扰技术的系统

在图 3-11 中给出一种由 5 级移存器组成的自同步加扰器和解扰器的原理方框图。由此图可以看出，加扰器是一个反馈电路，解扰器是一个前馈电路，它们分别都是由 5 级移存器和两个模 2 加法电路组成的。

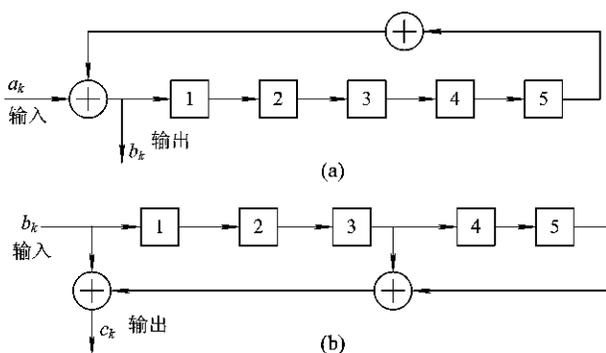


图 3-11 自同步加扰器和解扰器

(a) 加扰器；(b) 解扰器

设加扰器的输入数字序列为 $\{a_k\}$ ，输出为 $\{b_k\}$ ；解扰器的输入为 $\{b_k\}$ ，输出为 $\{c_k\}$ 。在这里，符号 $\{a_k\}$ 表示二进制序列 $a_0 a_1 a_2 \cdots a_k a_{k+1} \cdots$ ；符号 $\{b_k\}$ 、 $\{c_k\}$ 均与此相仿。这样，由图 3-11 不难看出，加扰器的输出

$$b_k = a_k \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-5} \quad (3-17)$$

而解扰器的输出

$$c_k = b_k \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-5} = a_k \quad (3-18)$$

以上两式表明，解扰后的序列与加扰前的序列相同。

这种解扰器是自同步的，因为如果信道干扰造成错码，它的影响至多持续错码位于移存器内的一段时间，即至多影响连续 5 个输出码元。如果断开输入端，加扰器就变成一个反馈移存器序列产生器，其输出为一周期序列。一般都适当设计反馈抽头的位置，使其构成 m 序列产生器。因为它能最有效地将输入序列搅乱，使输出数字码元之间相关性最小。加扰器的作用可以看做是使输出码元成为输入序列许多码元的模 2 加，因此可以把它当做

是一种线性序列滤波器。同理，解扰器也可看成是一个线性序列滤波器。

3.4 数字基带传输系统及其误码率

3.4.1 数字基带传输系统的结构

没有经过调制的原始数字信号，如计算机输出的二进制序列，各种文字、数字、图像的二进制代码，电传机输出的代码，PCM 输出的代码等都是数字基带信号。用来传输这类信号的通信系统，称为数字基带传输系统。

数字基带传输系统的方框图如图 3-12 所示，它主要由信道信号形成器、信道、接收滤波器和抽样判决器等部件组成。

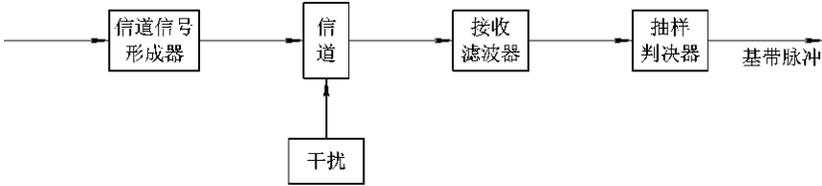


图 3-12 数字基带传输系统方框图

为了保证基带系统能正常工作，通常还有同步系统。各部件的原理及作用简述如下：

(1) 信道信号形成器：输入的数字基带信号常常不适合直接加到信道上进行传输，例如很多基带信号含有直流成分，而信道往往不能传输直流成分（如信道有变压器或隔直电容），又如有些基带信号不便于提取同步，有的占用带宽较宽等，这些都不利于信道的传输。信道信号形成器的作用就是把原始的基带信号变换成适合于在信道上传输的基带信号，它主要依靠对输入的基带信号进行码型变换和波形变换来实现，码型变换和波形变换的目的主要是为了压缩带宽，减小码间干扰，同时便于传输，便于同步提取和接收端取样判决。

(2) 信道：基带传输的信道通常为有线信道，如市话电缆、架空明线等，它的传递函数为 $C(f)$ ， $C(f)$ 通常不为常数，甚至是随机变化的。另外信道还会引入噪声。

(3) 接收滤波器：它的主要作用是滤除带外噪声，对信道特性进行均衡，使输出信噪比尽可能大，并使输出的波形最有利于抽样判决。

(4) 抽样判决器：它的主要作用是在信道特性不理想及有噪声干扰的情况下，正确恢复出原来的基带信号。当信道失真不严重和噪声不太大时，接收端是能正确恢复信息的，若信道失真较大或噪声较大，都会使接收端产生误判，从而引起误码。

3.4.2 升余弦滚降特性

在前面我们讨论了可以用滚降的方法实现等效的理想低通特性，这里介绍一下升余弦滚降特性。图 3-13 为按升余弦滚降画出的滚降特性示意图。图 3-13(a) 显示了按余弦滚降画出的三种滚降特性的频谱曲线，图中 α 为滚降系数， $\alpha = \omega_2 / \omega_1$ ，其中 ω_1 为无滚降时的截止频率， ω_2 为滚降部分的截止频率。当 α 取一般值 ($0 < \alpha < 1$) 时，按升余弦滚降的 $H(\omega)$

可表示为

$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 + \sin \frac{T_s}{2\alpha} \left(\frac{\pi}{T_s} - \omega \right) \right], & \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \end{cases} \quad (3-19)$$

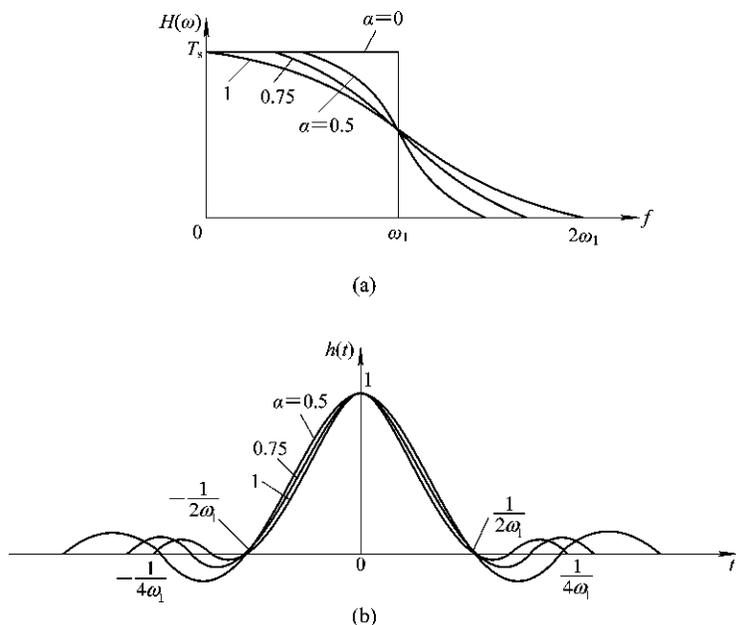


图 3-13 升余弦滚降特性示意图

而对应的 $h(t)$ 为

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\frac{\pi t}{T_s}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\alpha \pi t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T_s^2}} \quad (3-20)$$

$h(t)$ 的波形曲线如图 3-13(b) 所示。

实际 $H(\omega)$ 可按不同的 α 来选取。从实际滤波器的实现和对定时的要求等方面考虑, 采用具有升余弦频谱特性的 $H(\omega)$ 是适宜的。这就是图 3-13(a) 中 $\alpha=1$ 的情况。此时,

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} \left(1 + \cos \frac{\omega T_s}{2} \right), & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (3-21)$$

而 $h(t)$ 可表示为

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\frac{\pi t}{T_s}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4t^2}{T_s^2}} \quad (3-22)$$

升余弦特性所形成的波形 $h(t)$ ，除在抽样点 $t=0$ 时不为零以外，在其余所有抽样点上均为零。不仅如此，它在两个样点之间还有一个零点，而且它的“尾巴”衰减得比较快，这对于减小码间干扰和定时提取都有利。但此时频带利用率为 1 B/Hz 。

3.4.3 误码率及一般公式

如果基带传输系统既无码间干扰，又无噪声，则只需通过连接在接收滤波器之后的判决电路，就能无差错地恢复出原来发送的基带信号。但当存在加性噪声时，即使无码间干扰，判决电路也很难保证无差错地恢复原来的信号。这种波形在抽样判决时所造成的错误概率称为误码率。下面我们讨论无码间干扰时噪声对误码的影响。假设基带传输系统中的噪声为平稳的、均值加零的加性高斯白噪声，单极性基带信号为

$$s(t) = \begin{cases} 0, & \text{发“0”码} \\ A, & \text{发“1”码} \end{cases}$$

1. 发“0”码时取样判决器输入端噪声分布

发“0”码时，抽样判决器输入仅仅是噪声 $n_R(t)$ ，它是来自信道的零均值高斯白噪声，经接收滤波器后变为低通型高斯噪声，它仍然是零均值，该噪声的概率分布为

$$f_0(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_n} e^{-\frac{U^2}{2\delta_n^2}} \quad (3-23)$$

式中， U 为噪声电压的取值， δ_n^2 是噪声的方差，且

$$\delta_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2 df \quad (3-24)$$

若接收滤波器为理想低通滤波器，即 $|G_R(f)|=1$ ，带宽为 B ，则

$$\delta_n^2 = n_0 B \quad (3-25)$$

式中， n_0 为信道噪声的单边功率谱密度。 $f_0(U)$ 的曲线如图 3-14 所示，它表示发“0”码时抽样判决器输入电压的概率分布。

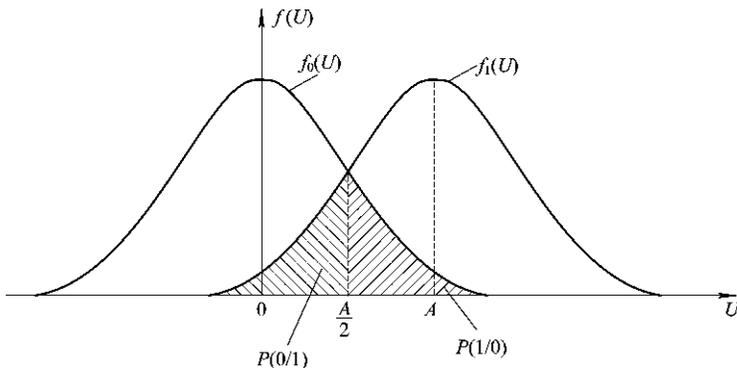


图 3-14 抽样判决器输入端的概率分布曲线

2. 发“1”码时取样判决器输入端噪声分布

因为“1”码信号的幅度为 A ，所以在有信号时，抽样判决器输入为 $n_R(t) + A$ ，它的概率分布为

$$f_1(U) = \frac{1}{\sqrt{2}\pi\delta_n} e^{-\frac{(U-A)^2}{2\delta_n^2}} \quad (3-26)$$

式中, $f_1(U)$ 是均值为 A 的高斯分布, 它的图形也画在图 3-14 中。

3. 误码率计算

进行误码计算时, 先要确定判决准则和判决电平, 针对以上情况, 判决电平可设为 $A/2$, 判决准则为

$$\begin{cases} U > \frac{A}{2}, & \text{判“1”码} \\ U < \frac{A}{2}, & \text{判“0”码} \end{cases}$$

误码有两种情况: ① 在发“0”码时, 误判为“1”码; ② 在发“1”码时, 误判为“0”码。为此, 误码率可用下式计算:

$$P_e = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1)$$

$P(1/0)$ 与 $P(0/1)$ 为图 3-14 中所指示的阴影面积。

运用概率论的知识, 可以证明 $P(1/0) = P(0/1)$, 所以

$$\begin{aligned} P_e &= [P(0) + P(1)]P(0/1) \\ &= [P(0) + P(1)]P(1/0) \\ &= P(1/0) = P(0/1) \end{aligned}$$

由此可知, 误码率为图 3-14 中阴影面积的一半。

因为

$$P(0/1) = P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{-A}{2\sqrt{2}\delta_n}\right)$$

所以

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\delta_n}\right) \quad (3-27)$$

以上分析的是单极性信号的情况。对于双极性信号,

$$s(t) = \begin{cases} -A, & \text{发“0”码} \\ A, & \text{发“1”码} \end{cases}$$

因此“1”码情况与上述“1”码的情况相同, 而“0”码则不一样。因为双极性信号发“0”码时, 信号幅度为 $-A$, 故收“0”码时抽样判决器的输入电压为 $n_R(t) - A$, 其分布为

$$f_0(U) = \frac{1}{\sqrt{2}\pi\delta_n} e^{-\frac{(U+A)^2}{2\delta_n^2}} \quad (3-28)$$

双极性信号对应的信号与噪声的概率分布如图 3-15 所示。此时, 判决电平为 0, 判决准则为

$$\begin{cases} U > 0, & \text{判“1”码} \\ U < 0, & \text{判“0”码} \end{cases}$$

由此可求出

$$\begin{aligned}
 P_e &= P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\delta_n}\right)
 \end{aligned} \tag{3-29}$$

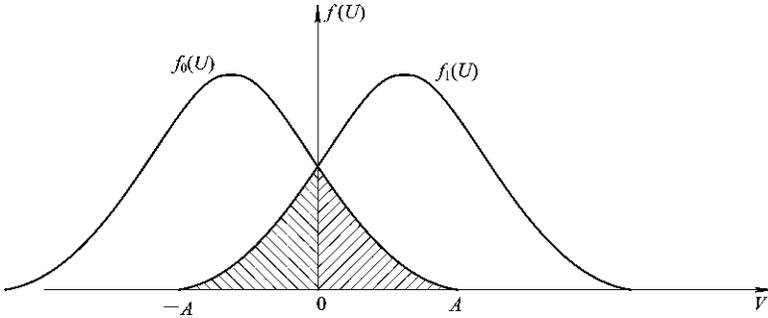


图 3-15 双极性信号抽样判决器输入电压的概率分布曲线

最后有必要指出，式(3-27)和式(3-29)都是在最佳判决电平条件下导出的。对于双极性信号，最佳电平为 0 V，即大地电位，它非常稳定，故易保持在最佳状态。而单极性信号最佳判决电平为 $A/2$ ，当信道衰减发生变化时， A 是变化的，故最佳判决电平也随之变化，因此它不易保持在最佳状态，从而导致误判率增大。另外，再加上式(3-27)的值比式(3-29)的值大，以及单极性信号有直流成分等原因，基带系统极少采用单极性信号进行传输。

3.5 部分响应系统

3.5.1 部分响应系统的概念

前面已经讲过，理想低通滤波器能够实现无码间干扰传输，同时频带利用率最高，达到 2 B/Hz。但是理想低通滤波器存在两个问题：第一，理想低通滤波器不易实现；第二，它对应的时间函数在第一个零点以后的“尾巴”振荡幅度较大，这样当定时抖动时造成的码间干扰较大。于是人们提出了等效理想低通传输特性，如升余弦传输特性、余弦滚降传输特性等等，它们的“尾巴”减小了，但频带利用率又随之下降了，升余弦滤波器的频带利用率仅为 1 B/Hz。由此可见，上述各种滤波器在提高频带利用率和减小“尾巴”两方面是矛盾的。

那么，能否实现频带利用率高，同时“尾巴”衰减大、收敛快的传输特性呢？我们可以从奈奎斯特第二准则中找到答案。该准则告诉我们：有控制地在某些码元的抽样时刻引入码间干扰，而在其余码元的抽样时刻无码间干扰，那么就能使频带利用率提高到理论上的最大值，同时又可以降低对定时精度的要求。通常把这种波形称为部分响应波形。利用部分响应波形进行传送的基带传输系统称为部分响应系统。部分响应系统的组成方框图如图 3-16 所示。其中，图(a)是原理方框图，图(b)是实际系统组成方框图。为简明起见，图中没有考虑噪声的影响。

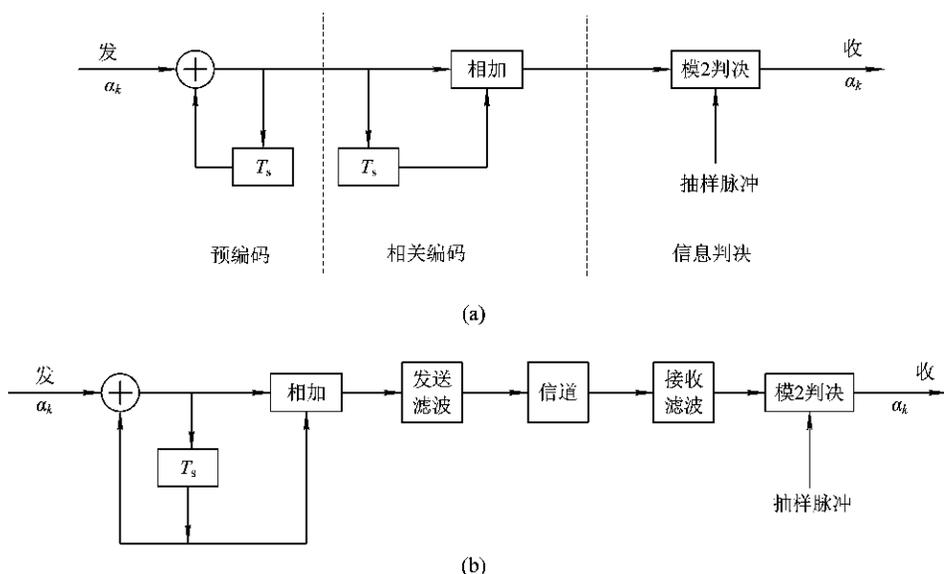


图 3-16 部分响应系统组成方框图

3.5.2 部分响应系统波形与频谱

为了说明部分响应波形的一般特性，让我们先从一个实例谈起。我们已经熟知， $\sin x/x$ 波形具有理想矩形的频谱。现在我们让两个相隔一个码元时间 T_s 的波形相加，如图 3-17(a) 所示，则相加后的波形为

$$\begin{aligned}
 g(t) &= \frac{\sin 2\pi\omega\left(t + \frac{T_s}{2}\right)}{2\pi\omega\left(t + \frac{T_s}{2}\right)} + \frac{\sin 2\pi\omega\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{2\pi\omega\left(t - \frac{T_s}{2}\right)} \\
 &= \frac{\sin \frac{\pi}{T_s}\left(t + \frac{T_s}{2}\right)}{\frac{\pi}{T_s}\left(t + \frac{T_s}{2}\right)} + \frac{\sin \frac{\pi}{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{\frac{\pi}{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}
 \end{aligned} \quad (3-30)$$

式中， ω 为奈奎斯特频率间隔，即 $\omega = 1/2T_s$ 。

不难求得 $g(t)$ 的频谱函数 $G(\omega)$ 为

$$G(\omega) = \begin{cases} 2T_s \cos \frac{\omega T_s}{2}, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (3-31)$$

显然，这个 $G(\omega)$ 是呈余弦型的，如图 3-17(b) 所示（只画正频率部分）。

$g(t)$ 的频谱限制在 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 内是预料之中的，因为它的每一个相加波形均限制在这个范围内。下面让我们来看 $g(t)$ 的波形特点。

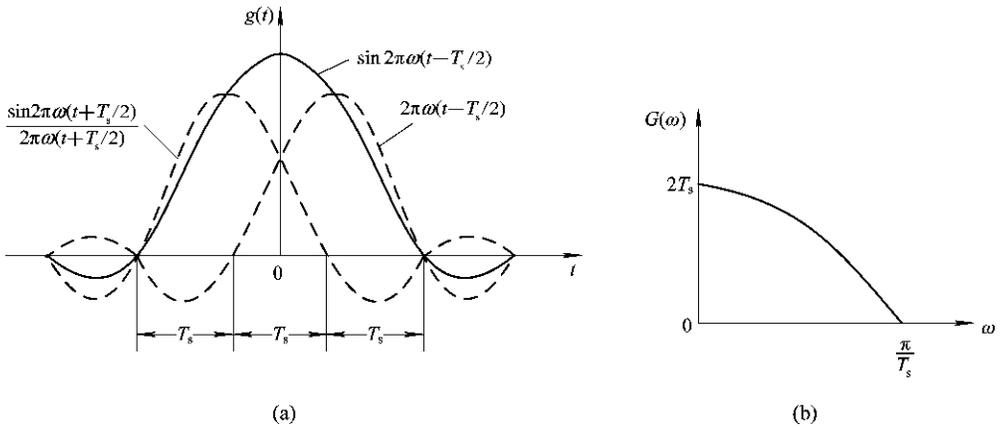


图 3 - 17 $g(t)$ 及其频谱

由式(3 - 30)可得

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4t^2}{T_s^2}} \tag{3 - 32}$$

可见

$$\begin{cases} g(0) = \frac{4}{\pi} \\ g\left(\pm \frac{T_s}{2}\right) = 1 \\ g\left(\frac{kT_s}{2}\right) = 0, \quad k = \pm 3, \pm 5, \dots \end{cases} \tag{3 - 33}$$

由此可以看出：第一， $g(t)$ 的“尾巴”幅度随着 t 的变化按 $1/t^2$ 的规律变化，即 $g(t)$ 的尾巴幅度与 t^2 成反比，这说明它比 $\sin x/x$ 波形收敛得快，衰减也大；第二，若用 $g(t)$ 作为传送波形，且传送码元间隔为 T_s ，则在抽样时刻上仅发生发送码元与其前后码元相互干扰，而与其它码元不发生干扰，如图 3 - 18 所示。表面看来，前后码元的干扰很大，似乎无法按 $1/T_s$ 的速率进行传送，但进一步分析可以看出，由于这时的“干扰”是确定的，因此仍然可以每秒传送 $1/T_s$ 个码元。

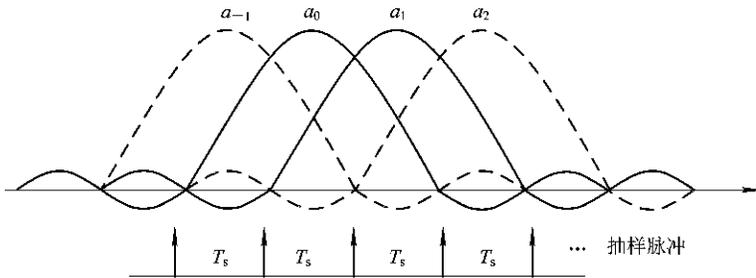


图 3 - 18 码元发生干扰的示意图

设输入的二进制码元序列为 $\{a_k\}$ ，并设 a_k 的取值为 +1 及 -1，这样，当发送码元 a_k 时，接收波形 $g(t)$ 在相应抽样时刻上获得的值 c_k 可由下式确定

$$c_k = a_k + a_{k-1} \quad (3-34)$$

或有

$$a_k = C_k - a_{k-1} \quad (3-35)$$

式中， a_{k-1} 表示 a_k 前一码元在第 k 个时刻上的抽样值。不难验证， c_k 将可能取 0、±2 这样三个数值。如果 a_{k-1} 码元已经判定，则根据式(3-35)，用接收端收到的 c_k 减去 a_{k-1} ，便可得到 a_k 的取值。应该看到，上述判决方法虽然在原理上是可行的，但可能会造成错误的传播，即只要一个码元发生错误，将会相继影响以后的码元。

从上面的例子可以看出，实际中确定能找到频带利用率高(达到 2 B/Hz)、尾巴衰减大、收敛也快的传送波形。而且我们还看到，在上述例子中，码间干扰却被利用(或者说被控制)。这说明，利用存在一定的码间干扰的波形，有可能实现充分利用频带效率和使尾巴振荡衰减加快这样两个目的。

现在我们来介绍一种比较实用的部分响应系统。在这种系统里，接收端无需首先已知前一码元的判定值，而且也不存在错误传播现象。我们仍然以上面的例子来说明。

首先，让发送端的 a_k 变成 b_k ，其规则是

$$a_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad (3-36)$$

也即

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1} \quad (3-37)$$

这里， \oplus 表示模 2 加。

然后，把 $\{b_k\}$ 当做发送滤波器的输入码元序列，形成由式(3-34)决定的 $g(t)$ 序列，于是，参照式(3-34)可得到

$$c_k = b_k + b_{k-1} \quad (3-38)$$

显然，若对式(3-38)做模 2 [mod2] 处理，则有

$$[c_k]_{\text{mod}2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod}2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k \quad (3-39)$$

这个结果说明，对目前的结果 c_k 做模 2 处理后，便直接得到发送端的 a_k ，此时不需要预先知道 a_{k-1} ，也不存在错误的传播现象。通常，把上述过程中的 a_k 按式(3-36)变成 b_k ，称为预编码，而将式(3-34)或式(3-38)的关系称为相关编码。因此，上述整个处理过程可概括为“预编码—相关编码—模 2 判决”过程。例如，设 a_k 为 11101001，则有

a_k	11101001
b_{k-1}	01011000
b_k	10110001
c_k	1121001
$[c_k]_{\text{mod}2}$	11101001

下面我们把上述例子推广到一般的部分响应系统中去。一般地，部分响应波形是式(3-30)形式的推广：

$$g(t) = R_1 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\frac{\pi}{T_s} t} + R_2 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} (t - T_s)}{\frac{\pi}{T_s} (t - T_s)} + \cdots + R_N \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]}{\frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]} \quad (3-40)$$

这是 N 个相继间隔 T_s 的 $\sin x/x$ 波形之和, R_1, R_2, \dots, R_N 为 N 个冲激波形的加权系数, 其取值可为正、负整数(包括取 0 值)。由式(3-40)可得 $g(t)$ 的频谱函数 $G(\omega)$ 为

$$G(\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{m=1}^N R_m e^{-j\omega(m-1)T_s}, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (3-41)$$

显然, $G(\omega)$ 在频域 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 之内才有非零值。

显然, 对于不同的 $R_m (m=1, 2, \dots, N)$, 将有不同的相关编码形式。若设输入数据序列为 $\{a_k\}$, 相应的编码电平为 $\{c_k\}$, 则

$$c_k = R_1 a_k + R_2 a_{k-1} + \dots + R_N a_{k-(N-1)} \quad (3-42)$$

由此看出, c_k 重新获得 a_k 的进制数 L 及 R_m 的取值。无疑, 一般 c_k 的电平数将要超过 a_k 的进制数。

为从 c_k 重新获得 a_k , 一般要经过类似于前面介绍的“预编码—相关编码—模 2 判决”过程, 在目前的情况下, 预编码则是完成下述运算:

$$a_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)} \quad (3-43)$$

注意, 这里的“+”是指“模 L 相加”, 因为 a_k 和 b_k 已假设为 L 进制。然后, 将 b_k 进行相关编码:

$$c_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)} \quad (\text{算术加}) \quad (3-44)$$

再对 c_k 做模 $L (\text{mod } L)$ 处理, 则有

$$[c_k]_{\text{mod } L} = [R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}]_{\text{mod } L} = a_k \quad (3-45)$$

由此看出, 此时不存在错误传播问题, 而且接收的译码也十分简单, 只需对 C_k 按模 L 判决, 即可得 a_k 。

采用部分响应波形, 能实现 2 B/Hz 的频带利用率, 而且通常它的“尾巴”衰减大, 收敛快, 还可实现基带频谱结构的变化。目前, 常见的部分响应波形有五类, 在此不再一一介绍, 感兴趣的读者可以参考其它相关资料。

3.6 再生中继传输

3.6.1 再生中继传输的作用

传输信道是通信系统必不可少的组成部分, 而信道中又不可避免地存在噪声与干扰, 因此基带传输信号在信道中传输时将受到衰减和噪声干扰的影响。随着信道长度的增加, 接收信噪比将下降, 误码增加, 导致通信质量下降。

信道传输特性对信号的传输是有影响的。由传输线基本理论可知, 传输线衰减频率特性是与 \sqrt{f} 成比例变化的 (f 是传输信号的频率)。图 3-19 所示为三种不同电缆的传输衰减特性。由图可见, 衰减是与频率有关的。具有较宽频谱的数字信号通过电缆传输后, 会改变信号频谱幅度的比例关系。

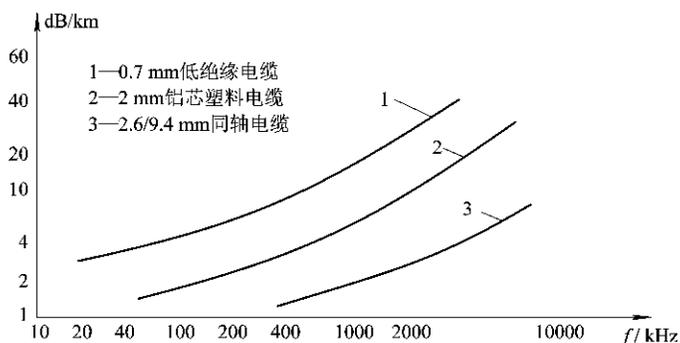


图 3-19 三种不同电缆的衰减特性

一个脉宽为 $0.4 \mu\text{s}$ 、幅度为 1 V 的矩形脉冲(实际上它代表 1 个“1”码)通过不同长度的电缆传输后的波形示意图如图 3-20 所示。由图可见,这种矩形脉冲信号经信道传输后,波形产生失真,其失真主要反映在以下几个方面:

(1) 接收到的信号波形幅度变小。这是由于传输线存在衰减造成的。传输距离越长,衰减越大,幅度降低越明显。

(2) 波峰延后。这反映了传输线的延迟特性。

(3) 脉冲宽度大大增加。这是由于传输线有频率特性,使波形产生严重的失真而造成的。波形失真最严重的后果是产生拖尾,这种拖尾失真将会造成数字信号序列的码间干扰。

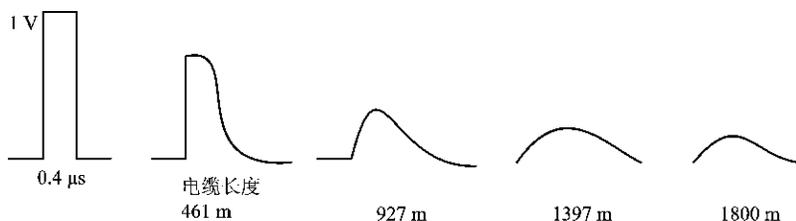


图 3-20 经电缆传输后脉冲波形失真示意图

假设一个双极性半占空数字信号序列如图 3-21(a)所示,它经电缆信道传输后的波形如图 3-21(b)所示。

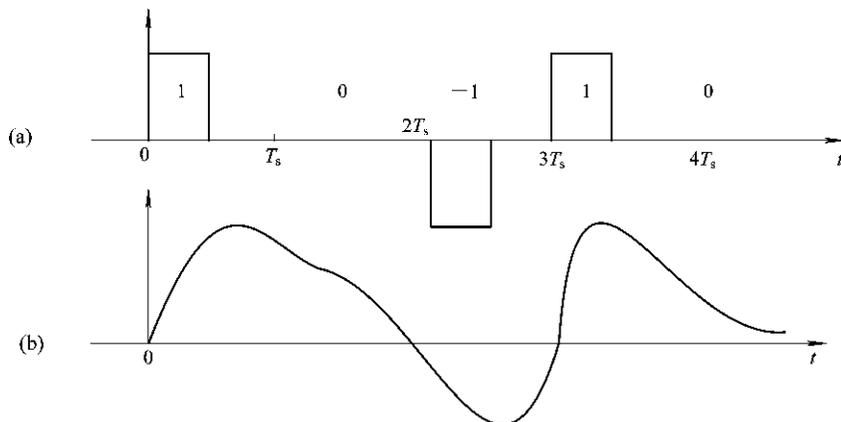


图 3-21 双极性半占空码序列及经信道传输后的失真波形

由于数字信号序列经过电缆信道传输后会产生波形失真，而且传输距离越长，波形失真越严重，当传输距离增加到某一长度时，接收到的信号将很难识别，因此，PCM 信号传输距离将受到限制。为了延长通信距离，在传输通路的适当位置处应设置再生中继装置，即每隔一定的距离加一个再生中继器，使已失真的信号经过整形后再向更远的距离传送。

3.6.2 再生中继传输系统

1. 再生中继系统的构成

再生中继系统的方框图如图 3-22 所示。

再生中继的目的是：当信噪比不太大的时候，对失真的波形及时识别判决（识别出是“1”码还是“0”码），只要不误判，经过再生中继后的输出脉冲会完全恢复为原数字信号序列。

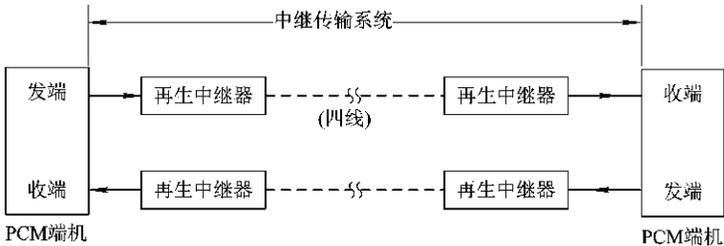


图 3-22 基带传输的再生中继系统

2. 再生中继系统的特点

再生中继系统中，由于每隔一定的距离加一个再生中继器，因此它有以下两方面的特点：

(1) 无噪声积累。我们知道数字信号在传输过程中会受到噪声的影响，噪声主要会导致信号幅度的失真。模拟信号传送一定的距离后也要用增音设备对衰耗失真的信号加以放大，这时噪声也会被放大，噪声的干扰无法去掉。因此随着通信距离的增加，噪声会积累。而数字通信中的中继传输系统，由于噪声干扰可以通过对信号的均衡放大、再生判决来去掉，因此理想的中继传输系统是不存在噪声积累的。但是对再生中继系统来说，会出现另一种积累，这就是下面要说的第二个特点。

(2) 有误码率的积累。所谓误码，就是指信息码在中继器再生判决过程中因存在各种干扰（码间干扰、噪声干扰等），会导致判决电路的错误判决，即将“1”码误判成“0”码，或将“0”码误判成“1”码。这种误码现象无法消除，反而随通信距离的增长而积累。因为各个再生中继器都有可能产生误码，所以通信距离越长，中继站越多，误码积累也越多。

以上简单介绍了再生中继系统，下面将详细讨论再生中继器的三大组成部分（均衡放大、定时时钟提取及抽样判决与码形成）的功能以及原理。

3.6.3 再生中继器

再生中继器完整的方框图如图 3-23 所示。它主要由三部分基本电路组成，即均衡放大、定时时钟提取和判决再生。我们通过图 3-23 来简单介绍一下再生中继器的工作过程：图中假设发送信码 $S(t)$ 为“+1 0 -1”，经信道传输后 $S(t)$ 的波形产生失真，由均

均衡放大电路将其失真波形均衡放大成均衡波形,此时采用升余弦波;然后再进行全波整流,其频谱中含有丰富的 f_B 成分,经调谐电路(谐振频率为 f_B)后只选出 f_B 成分,所以调谐电路输出频率为 f_B 的正弦信号,由相位调整电路对其进行相位调整(目的是使抽样判决脉冲对准各“1”码所对应的升余弦波的波峰,以便正确抽样判决),再通过限幅整形电路将正弦波转换成矩形波(频率 $f_B=2048\text{ kHz}$,周期 $T_B=0.488\text{ }\mu\text{s}$),此周期性矩形脉冲信号即为定时时钟信号;定时时钟信号经微分后便得到抽样判决脉冲(由前述抽样判决与码形成电路原理可知,只需正的抽样判决脉冲);在抽样判决与码形成电路中,对均衡波形进行抽样判决,并恢复成原脉冲信号序列(+1 0 -1)。

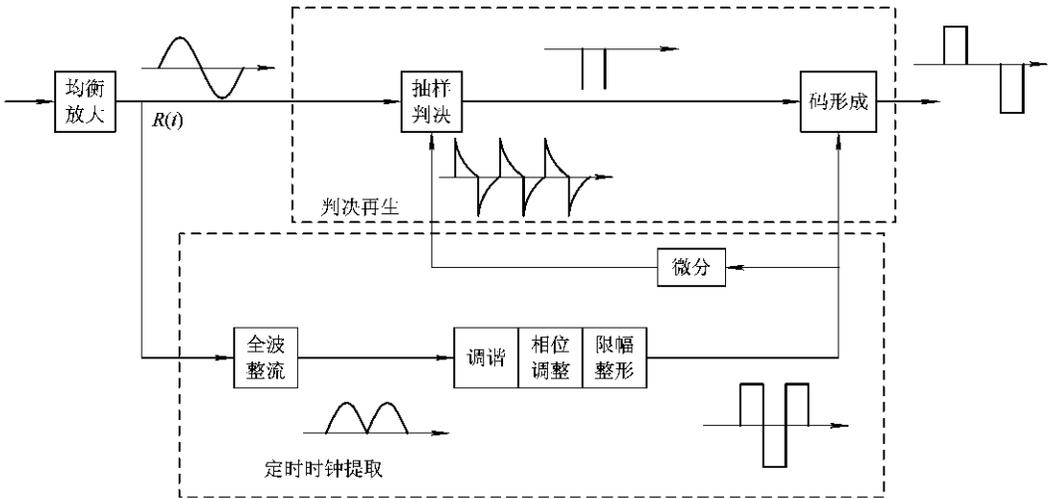


图 3-23 再生中继器方框图

1. 均衡放大

均衡放大电路的作用是将接收的失真信号均衡放大成适于抽样判决的波形(均衡波形)。再生中继器不是对经线路传输后的波形(称为接收波形)直接进行判决再生,而是先将其均放成均衡波形 $R(t)$,再对 $R(t)$ 进行判决再生。

识别点波形的好坏直接影响判决再生的质量,它是再生中继系统的关键问题。而数字信号序列经线路传输后波形严重失真,不仅波形幅度下降,而且关键的是出现拖尾。如果直接对这种失真的波形进行抽样判决,会产生码间干扰,容易造成误判。所以,不宜直接对这种失真波形进行抽样判决,而是要将它均放成适合于抽样判决的均衡波形 $R(t)$ 。这就是加均衡放大器(接收滤波器)的目的。

在前面介绍过,若基带传输系统中的 $R(\omega)=[S(\omega) \cdot L(\omega) \cdot E(\omega)]$ 具有理想低通或奇对称滚降低通特性,则识别点波形 $R(t)$ 可做到在抽样判决时刻无码间干扰。实际传输中,为易于实现,常采用其它特性的 $R(\omega)$,只要均衡放大器设计得合适,使均衡波形 $R(t)$ 适合于抽样判决即可。

2. 定时时钟提取

定时时钟提取电路从接收信码流中提取定时时钟频率成分,以获得再生判决电路的定时时脉冲。为在正确的时刻识别判决均衡波对应的是“1”码还是“0”码,并把它恢复成一定宽度和幅度的脉冲,各再生中继器必须具有与发送定时钟同步的定时电路。通常用以下两

种办法产生接收端的定时时钟信号。

(1) 外同步定时法：外同步定时法有以下两种方式。

① 和 PCM 信码共占用一条电缆信道。利用伪三进制(双极性码)频谱的特点传送主时钟，伪三进制频谱在主时钟 f_B 处能量为 0，利用这一特点把主时钟信号插在这个缝隙处，如图 3-24 所示。这两种信号到达中继站后，用频率为 f_B 的带通和带阻滤波器分隔开。这种方式多用于利用载波信道传送数据的电路中。

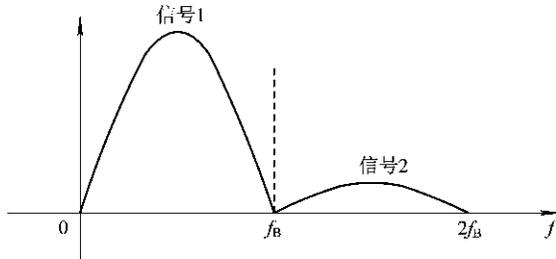


图 3-24 主时钟信号的插入

② 利用专用线传送时钟，即发送端在发送 PCM 信号序列的同时，用另外附加的信道上同时发送时钟信号，以供中继站和接收端使用。采用这种办法，各中继站和接收端肯定能得到与发送端同频同相的时钟，但需要有一条附加信道，故应用较少。

(2) 自同步定时法：从发送的 PCM 信号序列中提取定时信号(简称定时时钟提取)，这种办法经济方便，目前采用较多。要使各个再生中继器和接收端能从传输的 PCM 信号序列中提取定时时钟信息，用以产生收端定时信号及各中继站的抽样判决脉冲，首先要考虑的是设计传输的 PCM 信号的码型中要包含定时时钟信息。为便于定时时钟提取，信道中传输的是 HDB3 码，它的功率谱与 AMI 码的功率谱近似。虽然它的功率谱中不含定时时钟成分(f_B 成分)，但只要将 HDB3 码进行全波整流，即将双极性码变换成单极性码($a = 1/2$)，功率谱中含有 f_B 成分，即可从中提取定时时钟信息。

3. 抽样判决与码形成——判决再生

抽样判决与码形成(判决再生)部分电路对均衡波形进行抽样判决，并进行脉冲整形，形成与发端一样的脉冲形状。

判决再生又称识别再生，识别是指从已经均衡的均衡波形中识别出“1”码或“0”码。为了做到正确地识别，识别应该在最佳时刻进行，即在均衡波的峰值处进行识别，因此采用抽样判决的方法进行识别。当然，在识别时要有个依据，就是判决门限电平，通常取判决门限电平为均衡波峰值的一半(有码间干扰时，可酌情考虑)。所谓再生，就是将判决出来的码元进行整形与变换，对信号的衰减进行补偿，形成半占空的双极性码。因此，再生电路也称为码形成电路。

3.7 眼图和均衡

3.7.1 眼图

在数字通信系统特别是基带传输系统中，码间干扰是使误码率增大的一个重要因素，

当码间干扰和噪声同时存在时,系统的性能就很难定量分析。目前人们通过眼图来估计码间干扰的大小及噪声的影响,并借助于眼图对电路进行调整。

眼图是指用示波器观察接收滤波器输出的波形时,示波器荧光屏上显示的波形,因为它像人的眼睛,故称为眼图。为使观察到的波形稳定,要求示波器的扫描周期为信号元周期的整数倍。图3-25画出了两个没有叠加噪声的双极性脉冲波形和与之对应的眼图,其中一个波形无失真(即没有码间干扰),如图(a)、(b)所示;一个波形有失真(即有码间干扰),如图(c)、(d)所示。

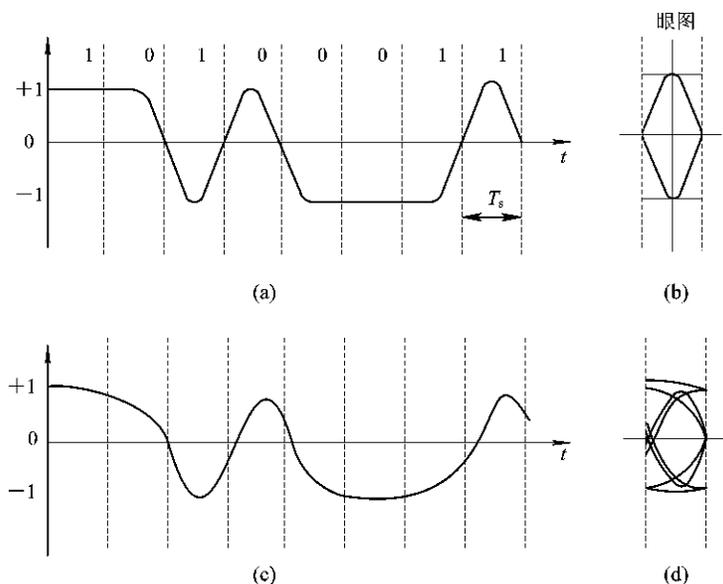


图3-25 信号波形与对应的眼图

图3-25中各虚线之间的波形,就是各个接收码元的波形,所示眼图是示波器扫描周期等于码元宽度时的情况。实际上,将图(a)中以虚线分段的各码元波形重叠地画在一个码元宽度内,就得到如图(b)所示的眼图。眼图中间的垂线表示最佳取样时刻。当不存在码间干扰时,各码元波形在眼图中重合形成一条清楚的轮廓线,好像一只完全张开的眼睛,如图(b)所示,在取样时刻只有两个可能的值,即+1或-1;而当存在码间干扰时,各码元波形在眼图中不相重合,轮廓模糊,眼睛部分闭合,如图(d)所示,在取样时刻信号值分布于大于-1或小于+1的附近。因此,眼图张开的大小就能反映码间干扰的影响。

眼图中间的水平线表示判决器门限电平,或称为判决电平。在图3-25中,判决电平为0,当叠加有噪声时,眼图的轮廓线就更模糊了,轮廓线更粗,眼图张开得更小。如果在取样时刻,由于信号波形畸变及噪声的影响,使所取的样值大小超过了眼图中间的水平线,就会造成错误判决。显然,信号码间干扰和噪声越小,眼图中央垂直距离就越大,即眼睛张得就越开,由于码间干扰和噪声影响而造成错误判决的可能性就越小。

由此可见,眼图是人们用来观察码间干扰和噪声的影响的实际手段。为了分析方便,我们可以把眼图模式化,变成如图3-26所示的模式化眼图。模式化眼图中定义的量如下:

- (1) 最佳取样时刻。最佳取样时刻即眼图张开得最大的时刻。

(2) 定时抖动灵敏度。它由取样时刻的改变量(增量)与垂直张开度的变化量(增量)之比来决定,这个比值越小,对定时抖动越灵敏。也就是说,眼图上部或下部的两条“人”字形斜线收得越拢,定时抖动灵敏度越高。

(3) 噪声容限。它由取样时刻(不一定是最佳时刻)距离门限最近的迹线至门限的距离决定。

(4) 过门限失真。有些接收机的定时标准是从过门限点平均位置提取的,这种接收机过门限点的失真越大,对定时提取越不利。

(5) 最佳取样时刻的信号失真。它用眼图上或下横区的垂直高度表示,高度越大,失真越严重。

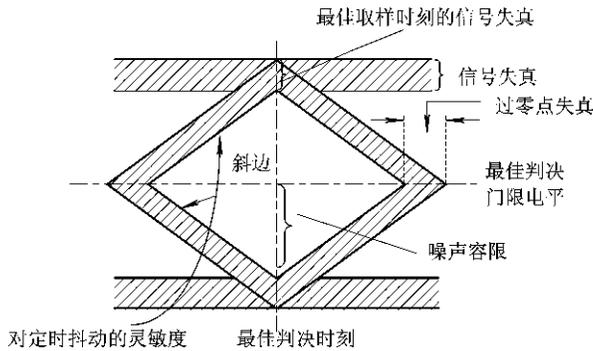


图 3-26 模式化眼图

3.7.2 均衡

尽管理论上存在理想的基带传输特性,但实际实现时,由于总是存在设计误差和信道特性的变化,故在抽样时刻上也总是存在一定的码间干扰,从而导致系统性能的下降。

理论与实践都表明,在基带系统中插入滤波器能减小码间干扰的影响。这种起补偿作用的滤波器统称为均衡器。

目前,均衡器名目繁多,按照研究的角度或领域可分为频域均衡器和时域均衡器两大类。频域均衡的基本思想是利用可调滤波器的频率特性去补偿基带系统的频率特性,使包括可调滤波器在内的基带系统的总特性满足实际性能的要求。这种方法一般是直观的和容易理解的,所以在此不做介绍。本节主要介绍时域均衡器的基本原理,这种方法在日趋完善的数字通信中占有重要的地位。

假设插入可调滤波器前的基带系统模型如图 3-4 所示(参见 3.2.2 节),其总特性由式 $H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$ 表述,且已知 $H(\omega)$ 不满足式(3-5)的要求,即存在一定的码间干扰。可以证明,如果在接收滤波器 $G_R(\omega)$ 之后插入一个称为横向滤波器的可调滤波器,其频率特性为 $T(\omega)$,给定一个系统特性 $H(\omega)$,就可唯一地确定 $T(\omega)$,于是就可找到消除码间干扰的新的总特性(包括 $T(\omega)$ 在内的基带系统) $H'(\omega)$ 。

由于横向滤波器的均衡原理是建立在时域响应波形上的,故把这种均衡称为时域均衡。分析表明,借助横向滤波器实现时域均衡是可能的。理论上,应有无限长的横向滤波器,才能做到完全消除码间干扰的影响。然而,使横向滤波器的抽头无限多是不现实的,故实际上只要有一二十个抽头的滤波器就可以了,有限长的横向滤波器如图 3-27 所示。

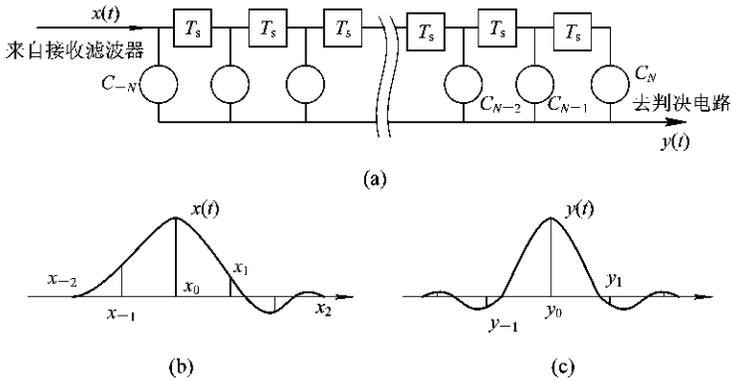


图 3-27 有限长的横向滤波器及其输入、输出单脉冲响应波形

(a) 有限长的横向滤波器；(b) 输入单脉冲响应波形；(c) 输出单脉冲响应波形

用有限长的横向滤波器减小码间干扰是可能的，但完全消除是不可能的。那么，此时的均衡效果如何衡量呢？这时一般采用所谓的峰值畸变准则和均方畸变准则来衡量。如果均衡器是按最小峰值畸变准则或最小均方畸变准则来设计的，则认为这时的均衡效果是最佳的。

在讨论时域均衡的基本原理之后，下面简要地介绍其实现方法。时域均衡的具体实现方法有许多种，但从实现的原理上看，大致可分为预置式均衡和自适应式均衡两类。

预置式均衡是在实际传输之前先传输预先规定的测试脉冲（例如重复频率极低的周期性单脉冲波形），然后按迫零调整原理自动（也可人工手动）调整抽头增益；自适应式均衡是在传输过程中连续测出距最佳调整值的误差电压，并据此电压去调整各抽头增益。一般地，自适应均衡不仅可以使调整精度提高，而且当信道特性随时间变化时，还具有一定的自适应性。

图 3-28 所示为一个预置式自动均衡器的原理方框图。这种自动均衡器的精度及增量 Δ 的选择与允许调整时间有关。 Δ 越小，精度就越高，但所需调整时间就越长。

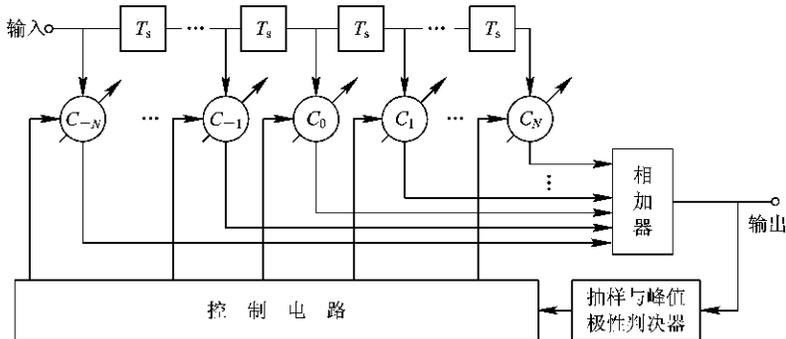


图 3-28 预置式自动均衡器的原理方框图

自适应式均衡与预置式均衡一样，都是借助调整横向滤波器的抽头增益达到均衡目的的。但自适应式均衡器不再利用专门的单脉冲波形来进行调整，它是在传输数据期间借助信号本身来自动均衡的。图 3-29 就是实现自适应式均衡的一个简单示例。这里，统计平均器可以是一个求算术平均的部件。

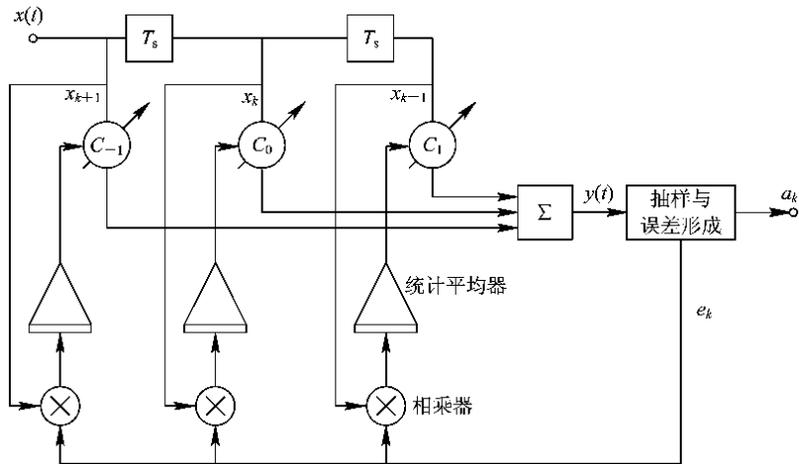


图 3-29 自适应均衡器

这种均衡器过去实现起来较复杂,但随着大规模、超大规模集成电路和微处理机的逐步应用,其发展十分迅速。

3.8 码型变换实验

一、实验目的

- (1) 了解 AMI 码、HDB3 码、CMI 码三种数字基带信号。
- (2) 进一步了解 AMI 码、HDB3 码、CMI 码的编码规则,并掌握实现码型变换的方法。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块	
码型变换模块	
40 M 双踪示波器	1 台
连接线	若干

三、实验原理

AMI 码、HDB3 码、CMI 码的编码规则在 3.2.1 节中已有详细介绍,在本实验中不再阐述。下面我们来看一下本实验的电路原理,将信号源模块产生的 NRZ 码和位同步信号 BS 送入 U900(EPM7128SLC84-15)进行变换,可以直接得到各种单极性码和各种双极性码的正、负极性编码信号,并且可以通过外加电路合成双极性码,解码时也同样需要先解双极性的码型变换成分别代表正极性和负极性的两路信号,再进行解码,得到 NRZ 码。

1. AMI 码

由于 AMI 码是双极性码, 因此它的变换过程分成两部分。首先, 在 U900 中, NRZ 码经过一个时钟为 BS 的 JK 触发器后与 NRZ 信号相与, 得到控制信号 AMIB; 然后, 将该信号与 NRZ 码作为控制信号送入单八路模拟开关 U905(4051)的控制端, U905 的输出就是 AMI 码。解码过程需要先经过双/单极性变换, 再送入 U900 进行解码。

2. HDB3 码

HDB3 码的编码和解码框图分别如图 3-30 和图 3-31 所示, 其过程与 AMI 码相同, 所以不再阐述。

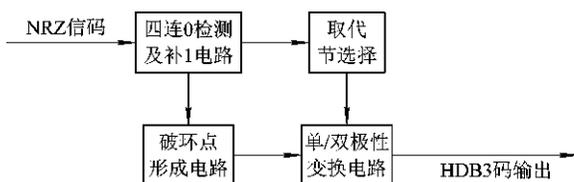


图 3-30 HDB3 编码原理框图

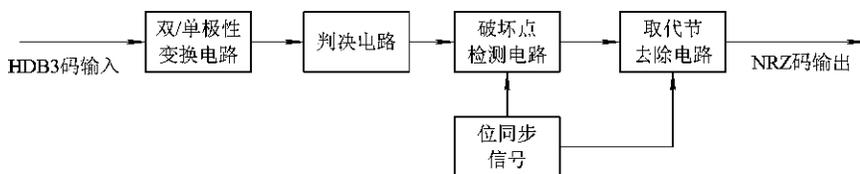


图 3-31 HDB3 解码原理框图

3. CMI 码

由于 CMI 码的波形是单极性的, 因此 CMI 码的编码和解码过程全部在 U900 中完成, 编码原理如图 3-32 所示。

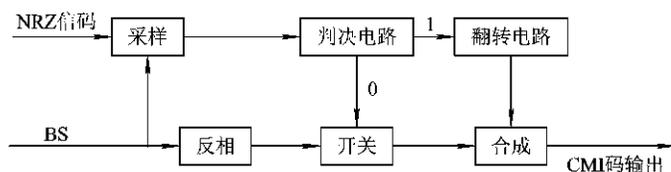


图 3-32 CMI 码编码原理框图

四、实验步骤

(1) 按照实验原理图正确连接电路, 并且确保电源接触良好。

(2) 插上电源线, 打开电源开关, 再分别使各部分电路开始工作。

(3) 将信号源模块的拨码开关 SW101、SW102 设置为 00000101 00000000, SW103、SW104、SW105 设置为 01110010 00110000 00101010。也就是说分频比为 500, 此时位同步信号频率应为 4 kHz。观察 BD、FS、2BS、NRZ 各点的输出波形。

(4) 分别将信号源模块与码型转换模块上以下四组输入/输出接点用连接线连接: BS 与 BS、FS 与 FS、2BS 与 2BS、NRZ 与 NRZ。观察码型变换模块上其它各个测量点的

波形。

(5) 任意改变信号源模块上 SW103、SW104、SW105 的设置，以信号源模块的 NRZ 码为内触发源，用示波器双踪观察模型变换模块各点的波形。

(6) 将信号源模块上的拨码开关 SW103、SW104、SW105 全部拨为“1”或者全部拨为“0”，观察码型变换模块各点的波形。

(7) 从“J - DATA”输入“DATA”信号，从“J - BS”输入“BS”信号，从“J - FS”输入“FS”信号。用示波器分别观察“J1 - DATA”、“J1 - BS”、“J1 - FS”与“J2 - DATA”、“J2 - BS”、“J2 - FS”信号。其中，“J1 - BS”与“J2 - BS”信号完全一样，且频率为“BS”信号的四分之一，“J1 - FS”与“J2 - FS”信号完全一样，且与“FS”信号一样。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录，在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结论，并画出原理图与工作波形图。

本章小结

本章主要讲述了数字基带信号传输的基本理论，介绍了数字基带信号的码型和波形、有码间干扰及无码间干扰的传输特性、基带系统的抗噪声性能、眼图、部分响应技术、扰码与解扰原理以及再生中继系统。其中，HDB3 码、AMI 码、无码间干扰的传输特性、基带系统的抗噪声性能、部分响应及再生中继系统是本章的重点。码间干扰是数字通信特有的问题，在数字通信中要尽可能地减小它。理想基带传输特性在理论上可以避免码间干扰，部分响应系统既可提高频带利用率，也可减小码间干扰。再生中继系统可以减小基带信号的失真与衰减，眼图是用来观察分析码间干扰和噪声的实验手段，减小码间干扰主要靠观察眼图和调整均衡器。

思考与练习

1. 设二进制符号序列为 101010001110，试以矩形脉冲为例，分别画出相应的单极性不归零码波形、双极性不归零码波形、单极性归零码波形、双极性归零码波形。
2. 已知 HDB3 码波形如图 3 - 33 所示，求原基带信息。

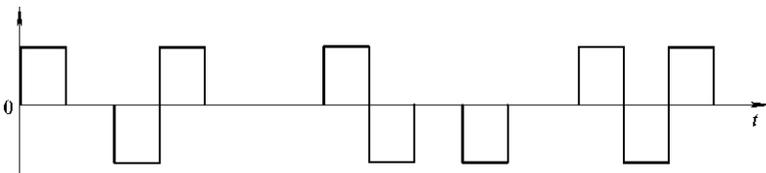


图 3 - 33 HDB3 码波形

3. 什么叫码间干扰？说明码间干扰产生的原因及消除码间干扰的方法。

4. 说明 HDB3 编译码的工作原理和编码规则。
5. 已知信息代码为 10000101000011, 求相应的 AMI 码、HDB3 码及数字双相码。
6. 已知信息代码为 1010000011000011, 试确定相应的双相码、Miller 码及 CMI 码, 分别画出它们的波形图。
7. 设计一个由 4 级移位寄存器组成的扰码和解扰系统, 若输入为全“1”码, 求扰码器的输出序列。
8. 设有一段二元信息序列为 1011001100001100001, 该序列之前已变成 HDB3 码, 且最后的破坏点和信码分别为“-V”和“-1”, 试将该段二元信息序列变为 HDB3 码。
9. 某二进制数字基带系统所传送的是单极性基带信号, 且数字信息“1”和“0”的出现概率相等。
 - (1) 当数字信息为“1”时, 接收滤波器输出信号在抽样判决时刻的值 $A=1\text{ V}$, 且接收滤波器的输出噪声是均值为 0、均方根值为 0.2 V 的高斯噪声, 试求这时的误码率。
 - (2) 若要求误码率 P_e 不大于 10^{-5} , 试确定 A 至少应该是多少?
10. 一随机二进制基带信号序列为 1110100..., 符号“1”用 1 电平表示, 符号“0”用 0 电平表示, 画出通过理想低通特性传输后的基带信号序列的眼图。

第4章 数字信号的频带传输



本章重点及难点

- ❖ 2ASK、2FSK、2PSK、2DPSK 信号的产生、解调及功率谱
- ❖ MASK、MFSK、MPSK 信号的产生、解调及性能分析
- ❖ QAM、OQPSK、MSK、GMSK 信号的产生、解调及性能分析
- ❖ 实际通信系统中调制方式的选择

数字传输系统分为基带传输和频带传输两种。为适应某种需要(如无线信道传输或多路信号复用等),大部分传输系统采用频带传输。在发送端,数字基带信号对高频载波进行调制,将其变为频带信号,经信道传输后,在接收端解调,又恢复成数字基带信号。

本章主要介绍常见的二进制数字信号的调制和解调,同时介绍可提高通信系统传输信息有效性的多进制数字调制系统,最后介绍几种改进型的数字调制技术及其在实际中的应用。

4.1 调制的基本概念

4.1.1 调制的定义

所谓调制,就是用基带信号对载波波形的某些参量进行控制,使这些参量随基带信号的变化而变化。用以调制的基带信号是数字信号,所以又称为数字调制。

4.1.2 调制的功能

前面介绍的数字基带信号传输系统的基带信号是低通型的,不适宜在大多数的实际信道中传输,需要像传输模拟信号一样,用载波调制的方法将携带信息的基带信号频谱搬移到较高的载频频率上,以适应信道的传输要求。这种经过载波调制后的信号其频谱具有带通特性,传输这种信号的通信系统称为数字信号的频带传输系统。

4.1.3 调制的分类

数字信号对载波的调制与模拟信号对载波的调制过程类似,同样可以用数字信号去控

制正弦载波的振幅、频率或相位的变化。但由于数字信号具有时间和取值离散的特点,使调制后的载波参量只有几个有限的数值,故又称这种调制过程为“键控法”。和模拟调制一样,数字信号的载波调制也有三种方式:数字信号对载波振幅的调制,即幅移键控(ASK);数字信号对载波频率的调制,即频移键控(FSK);数字信号对载波相位的调制,即相移键控(PSK)。

4.2 二进制数字调制

4.2.1 二进制幅移键控(2ASK)

幅移键控是研究数字调制的基础,记做ASK(Amplitude Shift Keying)。了解了ASK,就比较容易理解FSK、PSK的原理及性能。幅移键控是数字信号幅度调制中的一种典型的调制方式,就是用数字基带信号去控制载波的幅度变化。

1. 2ASK的调制

1) 2ASK信号的产生

调制信号为二进制数字信号时的幅移键控调制,称为二进制幅移键控,简称为2ASK。图4-1(a)所示为2ASK信号的产生模型。假设数字基带信号是单极性非归零的矩形脉冲序列,与载波信号 $\cos\omega_0 t$ 送入乘法器相乘,再经带通滤波器后输出2ASK信号,则

$$S_{\text{ASK}}(t) = f(t)\cos\omega_0 t \quad (4-1)$$

其波形如图4-1(b)所示。可以看出,当基带信号为“0”码时,输出为0;当基带信号为“1”码时,输出为载波 $\cos\omega_0 t$ 。用公式表示为

$$S_{\text{ASK}}(t) = f(t)\cos\omega_0 t = \begin{cases} \cos\omega_0 t, & f(t) \text{ 取“1”时} \\ 0, & f(t) \text{ 取“0”时} \end{cases} \quad (4-2)$$

这相当于载波信号在二进制码元“1”或“0”的控制下导通或断开,故这种二进制幅移键控方式也称为开关键控,记为OOK(On-Off Keying)。

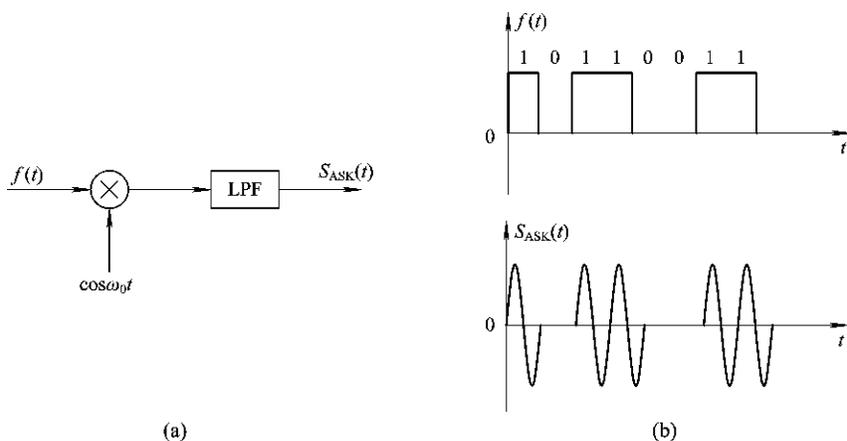


图4-1 ASK信号产生模型及波形

ASK 信号的产生除了上述的模拟相乘法外, 还可用数字键控法, 其原理如图 4-2 所示。基带信号用来控制开关的通断, 当基带信号取“1”码时, 开关接通, 输出即为载波信号; 当基带信号取“0”码时, 开关断开, 输出为 0。

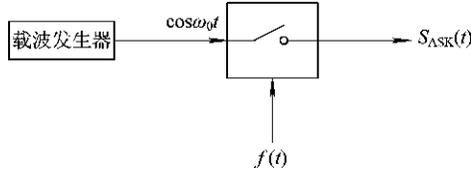


图 4-2 ASK 信号的数字键控法模型

2) 2ASK 信号功率谱

从 ASK 信号的频谱图上, 可以清楚地看出该信号所包含的各频率分量和各分量的大小, 确定信号占据的带宽, 估计对邻近波道的干扰等等。

ASK 信号是幅度调制信号, 因此其功率谱为

$$P_{\text{ASK}}(\omega) = \frac{1}{4} [P_f(\omega + \omega_0) + P_f(\omega - \omega_0)] \quad (4-3)$$

式中, $P_f(\omega)$ 为 $f(t)$ 的功率谱。当 $f(t)$ 为 0 和 1 等概率出现的单极性非归零矩形脉冲序列

(码元长度为 T_s) 时, $P_f(\omega) = \frac{T_s}{4} \text{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) + \frac{1}{4} \delta(\omega)$ 。将该式代入式(4-3), 得

$$P_{\text{ASK}}(\omega) = \frac{T_s}{16} \left\{ \text{Sa}^2\left[\frac{(\omega + \omega_0) T_s}{2}\right] + \text{Sa}^2\left[\frac{(\omega - \omega_0) T_s}{2}\right] \right\} + \frac{1}{16} [\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)] \quad (4-4)$$

根据式(4-4)画出的功率谱如图 4-3 所示。由图可看出, ASK 信号的功率谱就是把数字基带信号 $f(t)$ 的功率谱加权后分别搬移到 $\pm\omega_0$ 处, 所以 2ASK 信号的带宽是数字基带信号带宽的两倍, 若只考虑基带信号频谱的主瓣, 则 2ASK 信号的带宽为

$$B = 2f_s = \frac{2}{T_s} \quad (4-5)$$

式中, $f_s = 1/T_s$, 为码元速率。所以 2ASK 信号的频带利用率为 $(1/2) \text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。

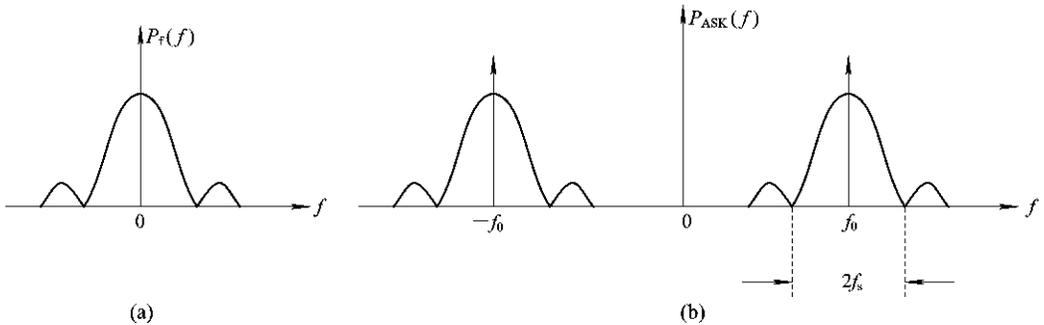


图 4-3 2ASK 信号的功率谱

(a) 基带信号功率谱; (b) 已调信号功率谱

2. 2ASK 的解调

2ASK 信号的解调和模拟幅度调制信号一样,也可采用相干解调和非相干解调两种方式。所不同的是,现在传输的信号只有“0”和“1”两种,因此需要在每个码元的间隔内依次做出判决,这由抽样判决电路来完成。

1) 非相干解调

包络检波法是一种常用的非相干解调的方法,其原理框图如图 4-4(a)所示。带通滤波器恰好使 2ASK 信号完整地通过,经包络检波后,输出包络。低通滤波器的作用是滤除高频杂波,使基带包络信号通过。抽样判决器包括抽样、判决及码元形成。定时抽样脉冲是很窄的脉冲,通常位于每个码元的中央位置,其周期等于码元的长度。不考虑噪声影响时,带通滤波器输出为 2ASK 信号,经包络检波器检波后通过低通滤波器滤波,再经抽样判决、整形后即恢复出原基带信号。

2) 相干解调

相干解调又称为同步解调,其解调原理框图如图 4-4(b)所示。采用相干解调时,接收端要产生一个与发送载波同频同相的本地载波信号,称其为同步载波或相干载波,利用此载波与收到的已调波相乘。设接收到的已调波为 $S_{\text{ASK}}(t) = f(t) \cos \omega_0 t$,则相乘器的输出为

$$z(t) = S_{\text{ASK}}(t) \cos \omega_0 t = f(t) \cos^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_0 t \quad (4-6)$$

式中,第一项是基带信号,第二项是以 $2\omega_0$ 为载波的成分,两者频谱相差很远。经低通滤波器后,输出 $f(t)/2$ 信号。由于噪声影响及传输特性的不理想,低通滤波器输出的波形有失真,经抽样判决、整形后即恢复出原基带信号。

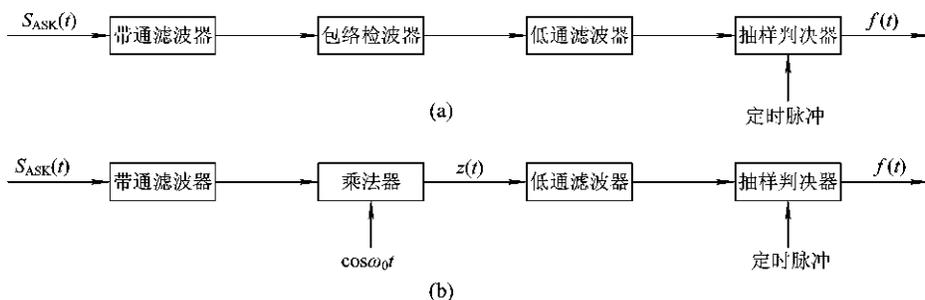


图 4-4 2ASK 信号解调原理框图

(a) 包络检波法原理框图; (b) 相干解调原理框图

相干解调的一个明显缺点是接收端要产生一个本地相干载波,这不仅使接收设备变得复杂,而且技术要求高。包络解调克服了这个缺点,设备简单,但抗噪性能稍差于相干解调,因此在信噪比较大时,两者性能相当。但由于包络解调设备简单,故应用比较广泛。

4.2.2 二进制频移键控(2FSK)

频移键控就是利用不同频率的载波来传送数字信号,记做 FSK (Frequency Shift Keying)。二进制频移键控(记为 2FSK)就是用两个不同频率的载波来传输数字信号的“0”和“1”。例如,“1”码用频率 f_1 传输,“0”码用频率 f_2 传输。

1. 2FSK 的调制

1) 2FSK 信号的产生

2FSK 信号的产生有两种方法。第一种方法是直接调频法，即用数字脉冲直接控制振荡器的某个参数，从而实现调频，这种方法容易实现，而且产生的调频信号是相位连续的，但频率稳定度较差。第二种方法是键控法，其原理框图如图 4-5(a)所示，两个独立的载波发生器的输出受控于输入的二进制数字信号，按照“1”或者“0”分别选择一个载波作为输出，利用两个模拟乘法器和加法器即可得到 2FSK 信号，波形如图 4-5(b)所示。这种方法的特点是转换速率快，波形好，频率稳定度高，电路不甚复杂。但由于 f_1 和 f_2 是两个独立的振荡源，因此输出的信号失去了相位的连续性。

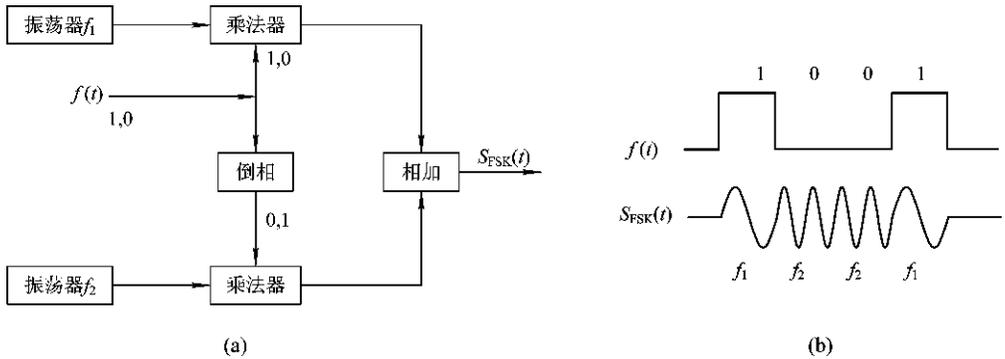


图 4-5 键控法产生 2FSK 信号的原理框图及波形

2) 2FSK 信号功率谱

2FSK 信号可以看成是两个不同频率的 2ASK 信号的叠加。因此，其功率谱是两个 ASK 信号功率谱之和。直接引用式(4-4)，得到

$$P_{\text{FSK}}(\omega) = \frac{T_s}{16} \left\{ \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega + \omega_1) T_s}{2} \right] + \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega - \omega_1) T_s}{2} \right] + \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega + \omega_2) T_s}{2} \right] + \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega - \omega_2) T_s}{2} \right] \right\} + \frac{1}{16} [\delta(\omega + \omega_1) + \delta(\omega - \omega_1) + \delta(\omega + \omega_2) + \delta(\omega - \omega_2)] \quad (4-7)$$

根据式(4-7)画出 2FSK 信号的功率谱，如图 4-6 所示，其频带宽度等于两个基带信号带宽 f_s 与 $|f_2 - f_1|$ 之和，即

$$B = 2f_s + |f_2 - f_1| \quad (4-8)$$

式中， $|f_2 - f_1|$ 为两个载频的差值，通常选为 f_s 的整数倍，即

$$|f_2 - f_1| = mf_s \quad (4-9)$$

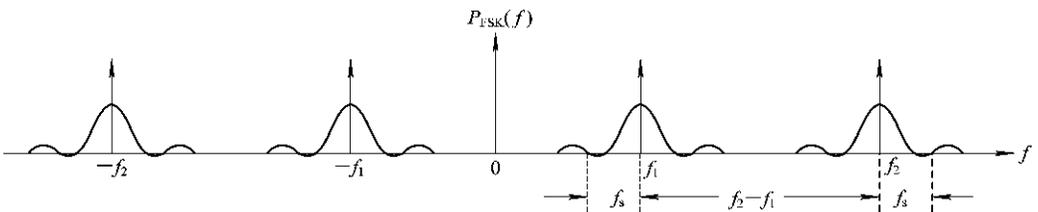


图 4-6 2FSK 信号的功率谱

将式(4-9)代入式(4-8), 得到

$$B = 2f_s + mf_s \quad (4-10)$$

当 $m=1$ 时, 2FSK 信号具有最小带宽, 为 $B_{\min} = 3f_s$ 。此时系统的频带利用率为 $(1/3)\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, 比 2ASK 系统的频带利用率低。

2. 2FSK 的解调

2FSK 信号的解调也有相干解调和非相干解调两种, 其原理与 2ASK 相同, 只是使用了两套电路。图 4-7 画出了非相干解调器的原理框图及相应各点的波形, 图 4-8 画出了相干解调器的原理框图。

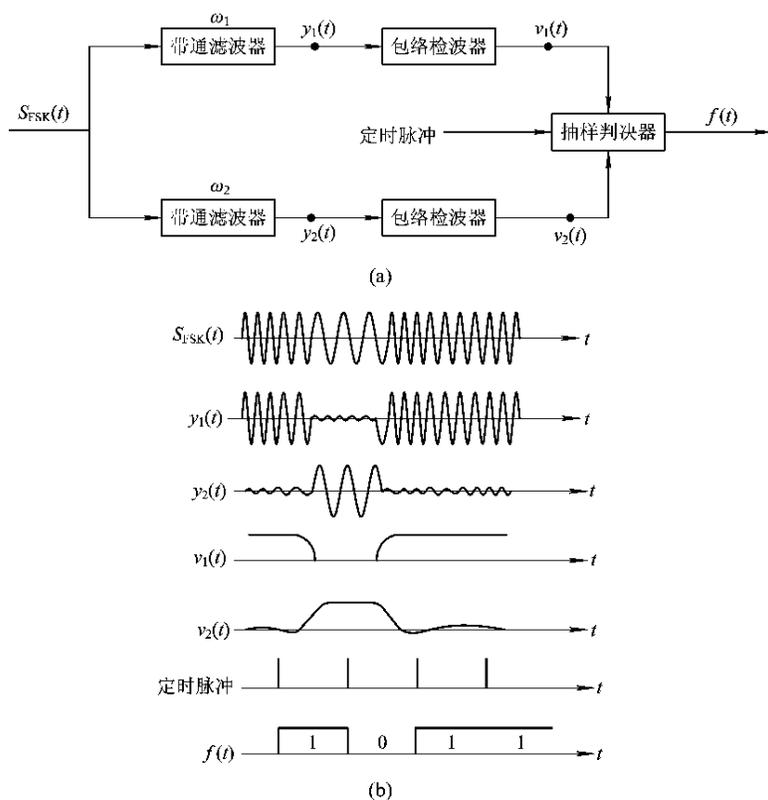


图 4-7 2FSK 信号非相干解调

(a) 非相干解调器的原理框图; (b) 各点波形图

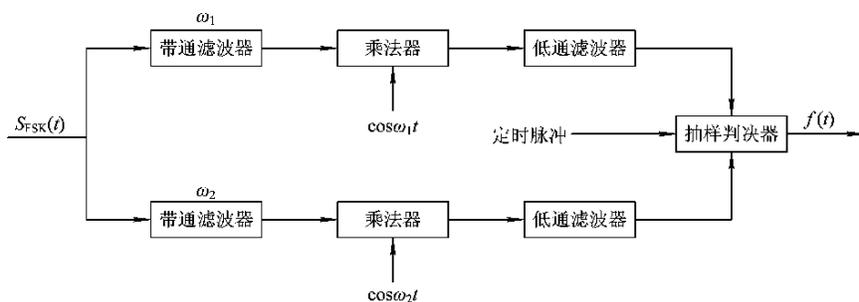


图 4-8 2FSK 信号相干解调器的原理框图

2FSK 信号还有其它的解调方法,如鉴频法、差分检波法及过零点检测法。鉴频法在模拟调频中已介绍,在此不再重复;差分检波法受一定条件限制,用得较少;而过零点检测法是一种常用而简便的解调方法。数字调频波的过零点数随不同的载频而异,故检测出过零点数,即可得到频率的差异,这就是过零点检测法的基本思想。FSK 信号经放大限幅、微分、整流后,形成与频率变化相对应的单极脉冲序列,这个序列就代表着调频波的过零点数。该脉冲序列再经过脉冲形成电路形成一定宽度的脉冲,并经低通滤波器滤除高次谐波,便能得到原基带脉冲信号。过零点检测法的原理框图及各点波形如图 4-9 所示。

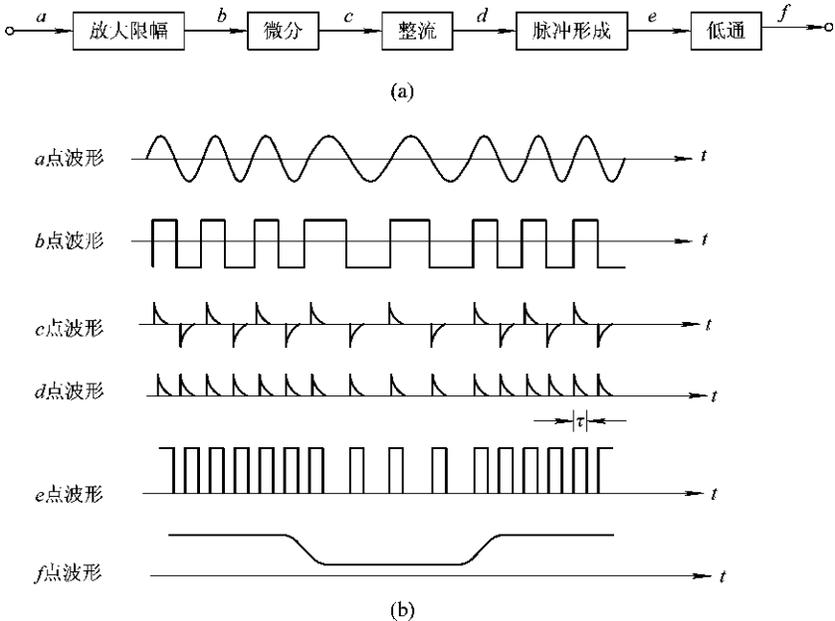


图 4-9 2FSK 信号过零点检测法原理框图及各点波形图

(a) 原理框图; (b) 各点波形图

4.2.3 二进制绝对相移键控(2PSK)

数字相位调制即相移键控,记为 PSK(Phase Shift Keying)。二进制相移键控就是用同一个载波的不同相位来代表数字信号。相移键控分为绝对相移和相对相移两种。绝对相移记为 PSK,二进制的绝对相移记为 2PSK;相对相移记为 DPSK,二进制的相对相移记为 2DPSK。由于相移键控系统的抗噪声性能优于幅移键控和频移键控,而且频带利用率较高,因此在中、高速数字通信系统中被广泛采用。

1. 2PSK 的调制

二进制绝对相移就是指利用载波信号的不同相位去直接传输数字信号的“1”码和“0”码。调相只改变载波信号的相位,即对应不同的基带码,载波信号起始相位不同。在 2PSK 中,通常用载波 0 相位来代表基带信号的“1”码,用载波 π 相位来代表基带信号的“0”码。当然,这种对应关系也可以反过来。总之,载波信号的起始相位与基带信号的“1”码和“0”码的对应关系保持不变的调制方式称为绝对相移。图 4-10 画出了基带信号及其相应的 2PSK 信号的波形。

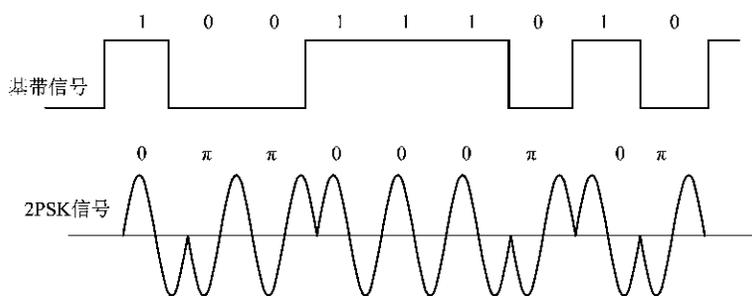


图 4-10 2PSK 信号波形

1) 2PSK 信号的产生

2PSK 信号的产生有两种方法：直接调相法和相位选择法，如图 4-11 所示。直接调相法是先利用电平转换器将输入的二进制单极性码变换为双极性码，再送入乘法器与载波信号相乘，即得到 2PSK 信号。相位选择法是先由载波倒相器将载波移相 π ，从而准备了具有 0 相位和 π 相位的两种载波。基带信号的“1”码选择 0 相位的载波信号输出，“0”码通过倒相后选择 π 相位的载波信号输出，从而获得绝对移相的已调信号。

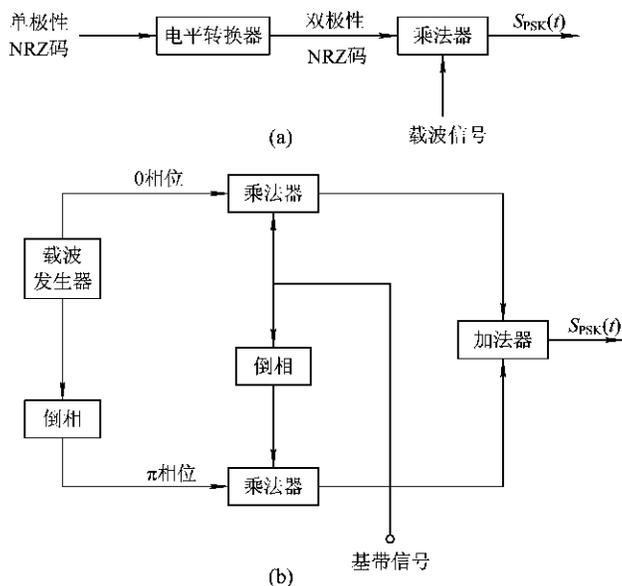


图 4-11 2PSK 信号的产生

(a) 直接调相法；(b) 相位选择法

2) 2PSK 信号的功率谱

由 2PSK 信号的产生原理可以看出， $S_{\text{PSK}}(t)$ 是一种在双极性数字信号调制下的抑制载波的双边带调幅信号，其时域表达式可写为

$$S_{\text{PSK}}(t) = f(t) \cos \omega_0 t \quad (4-11)$$

式中， $f(t)$ 为双极性不归零的数字信号，电平取 +1 或 -1，码元宽度为 T_s 。

将式(4-11)与式(4-1)比较，可以看出两者在形式上是相同的，其区别在于，2PSK 信号是双极性不归零码的双边带调制，而 2ASK 信号是单极性不归零码的双边带调制。因

为双极性不归零码没有直流分量，所以 2PSK 信号的功率谱与 2ASK 信号的功率谱基本相同，只是少了载波分量，另外 2PSK 信号功率谱的幅度是 2ASK 信号的 4 倍，即

$$P_{\text{PSK}}(\omega) = \frac{T_s}{4} \left\{ \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega + \omega_0) T_s}{2} \right] + \text{Sa}^2 \left[\frac{(\omega - \omega_0) T_s}{2} \right] \right\} \quad (4-12)$$

根据式(4-12)画出的功率谱如图 4-12 所示。显然，2PSK 信号的带宽和 2ASK 信号相同，即

$$B = 2f_s = \frac{2}{T_s} \quad (4-13)$$

式中， $f_s = 1/T_s$ ，为码元速率。所以 2PSK 信号的频带利用率也为 $(1/2)\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。

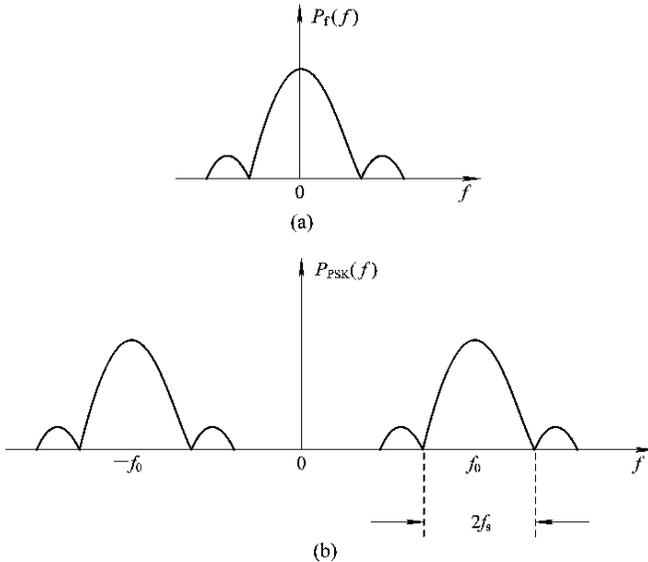


图 4-12 2PSK 信号的功率谱

(a) 基带信号功率谱；(b) 已调信号功率谱

2. 2PSK 的解调

由于 2PSK 信号的功率谱中无载波分量，因此必须采用相干解调的方式，其原理框图及相应各点波形如图 4-13 所示。将输入的 2PSK 信号与本地恢复的相干载波送入乘法器进行相位比较，相位相同时，输出为正；相位相反时，输出为负。乘法器的输出信号经低通滤波和判决后，即可恢复出基带信号。这种解调过程就是将已调信号与本地载波进行极性比较的过程，因此这种调制方式又称为极性比较法。

在相干解调中，本地载波信号的相位是作为一个固定的参考相位，因此如何得到同频同相的本地载波是个关键问题。只有对 2PSK 信号进行非线性变换，才能得到本地载波信号。关于本地载波的恢复问题，在本书 8.1 节中将具体介绍，在此不做细述。

在实际通信系统中，由于各种干扰的影响，载波恢复电路的参考相位常会发生变化（也称为“相位模糊”或“倒相”，即 0 相位变为 π 相位或 π 相位变为 0 相位），这时恢复出的数字基带信号可能极性完全相反（即 0 变为 1，1 变为 0），这种情况称为“倒 π ”现象。为克服相位模糊对相干解调的影响，最常用的办法是对调制器输入端的数字基带信号进行差分编码后再进行绝对调相，我们把这种调相称为相对调相。

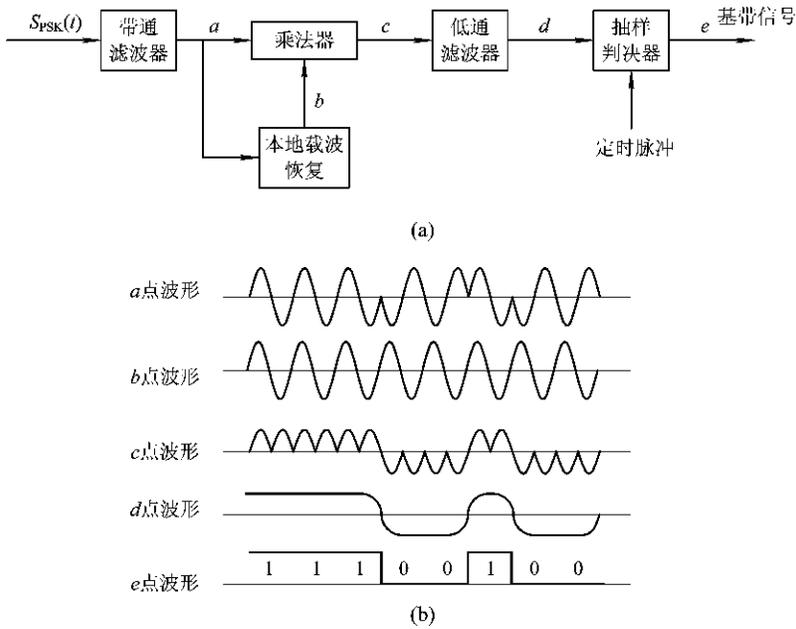


图 4 - 13 2PSK 信号的相干解调
(a) 原理框图；(b) 各点波形

4.2.4 二进制相对相移键控(2DPSK)

二进制相对相移键控是利用相邻码元载波相位的相对变化来表示数字信号的“1”码和“0”码的，这时载波信号的相位与数字信号的“1”码或“0”码之间没有固定的对应关系。其相位变化关系是：当数字信号为“1”码时，载波相位移相 π ，即本码元载波相位与前一码元载波相位相差 π ；当数字信号为“0”码时，载波相位不变，即本码元载波相位与前一码元载波相位相同。

与绝对相移相同，上述对应关系反过来亦可，即“1”码时载波相位不变，“0”码时载波相位移相 π 。

图 4 - 14 给出了逢“1”码载波相位变化、逢“0”码载波相位不变的 2DPSK 信号的波形。

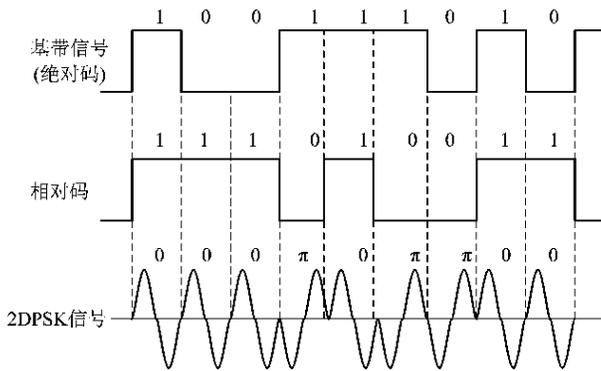


图 4 - 14 2DPSK 信号波形

实现相对相移键控的最常用方法是：先对基带数字信号进行差分编码，即由绝对码表示变为相对码(差分码)表示，然后对相对码进行绝对调相，即得到 2DPSK 信号。图 4 - 14 中给出的相对码的波形就是由绝对码变换来的，所以相对相移键控信号的产生电路由两个部分组成，即码型变换部分和绝对调相部分，原理框图如图 4 - 15 所示。

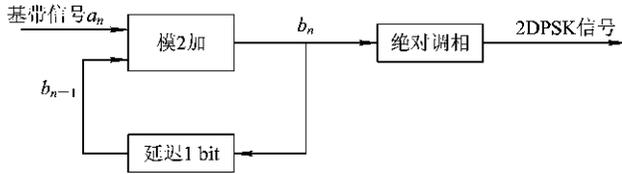


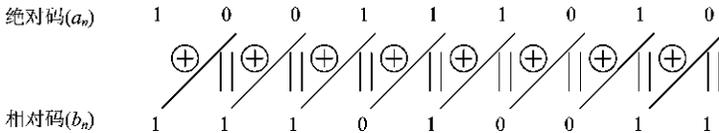
图 4 - 15 2DPSK 信号的产生

绝对码序列 $\{a_n\}$ 和相对码序列 $\{b_n\}$ 之间的关系如下：

$$b_n = b_{n-1} \oplus a_n \quad (\text{模 2 加}) \tag{4 - 14}$$

$$a_n = b_{n-1} \oplus b_n \quad (\text{模 2 加}) \tag{4 - 15}$$

即本时刻的相对码 b_n 等于本时刻的基带码 a_n (绝对码) 与前一时刻相对码经延迟 1 bit 后的 b_{n-1} 进行模 2 加。以图 4 - 14 所示的基带信号为例，分析所得相对码有：



注意一点，2DPSK 信号与绝对码(基带码)之间是相对调相关系，但与相对码(差分码)之间是绝对调相关系。

2DPSK 信号的功率谱结构与 2PSK 信号相同，其带宽也是数字基带信号带宽的两倍，即 $B = 2f_s = 2/T_s$ ，其频带利用率也为 $(1/2) \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。

由 2DPSK 信号的产生过程可以看出，2DPSK 信号也可采用相干解调的方法恢复基带信号。这时判决输出的是相对码，必须再经过差分解码把相对码序列变为绝对码序列，如图 4 - 16 所示。

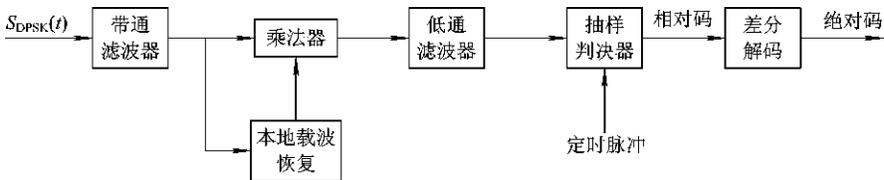


图 4 - 16 2DPSK 信号的相干解调

此外，2DPSK 信号还可采用相位比较法，也叫差分相干解调法来解调。这种方法不需要恢复相干载波，通过比较前后码元的载波相位来完成解调，其原理框图及各点波形如图 4 - 17 所示。用前一码元的载波相位作为解调后一码元的参考相位，解调器的输出就是所需要的绝对码，不需要再进行差分解码。但是，这种解调方式要求载波频率为码元速率的整数倍。

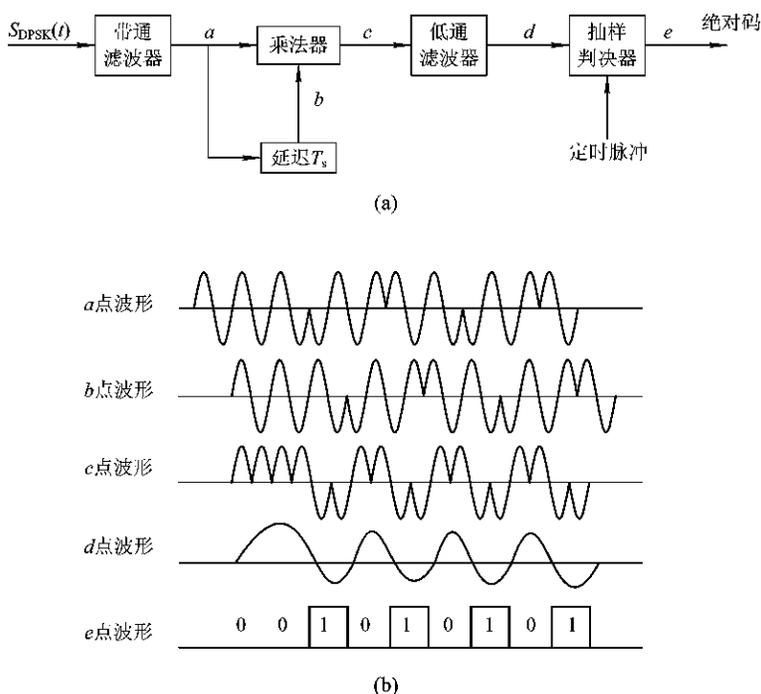


图 4-17 2DPSK 信号的相位比较法解调
(a) 原理框图; (b) 各点波形

解调原理是以调相时的规律为依据的。若 2DPSK 信号与前邻码反相，则相乘器输出为负值，经抽样判决后输出为“1”码；若 2DPSK 信号与前邻码同相，则相乘器输出为正值，经抽样判决后输出为“0”码。

DPSK 信号在解调时，即使相干载波发生了倒 π 现象，接收端仍能恢复出发送端的基带数字序列。相对相移的这个优点对多相相对相移同样适用。但是相对相移信号的解调及差分解码运算会使误码率增加，因此 DPSK 系统的抗噪声性能不如 PSK 系统。

4.3 多进制数字调制系统

以上讨论了二进制数字传输系统的原理和性能。在这种传输系统中，基带信号的取值只有两种状态。随着数字通信的发展，对频带利用率的要求不断提高，多进制数字调制系统得到了越来越广泛的应用。

通常把状态数大于 2 的信号称为多进制信号。用多进制数字信号（也可由基带二进制信号变换而成）对载波进行调制，在接收端进行相反的变换，这种过程称为多进制数字调制与解调，或简称为多进制数字调制。例如用 M 进制的数字信号去键控载波，就能得到 M 进制的已调信号，一般取 $M=2^n$ (n 为大于 1 的正整数)，则一个多进制的码元所传输的信息量为 $\lg M=n$ bit，是二进制码元的 n 倍。根据基带信号控制的载波参数的不同，可以得到 M 进制幅移键控 (MASK)、 M 进制频移键控 (MFSK) 以及 M 进制相移键控 (MPSK 或 MDPSK) 三种多进制数字调制信号。

多进制数字调制系统与二进制数字调制系统相比,在相同的码元传输速率条件下,多进制系统的信息传输速率是二进制系统的 $\lg M$ 倍;在相同的信息传输速率条件下,多进制系统可以使传输频带压缩 n 倍,从而提高系统的有效性。但是,在同样的信号幅度下,多进制传输系统中信号状态之间判决电平的间隔将会减小,因此在相同的噪声干扰下,多进制传输系统的误码率会增加,可靠性会降低。不过只要选择合理的方法,就可以适当提高通信系统的可靠性。

基于上述特点,多进制键控得到了广泛的应用,特别是多进制相移键控系统应用更广,如 4PSK、8PSK、16PSK 等。下面介绍多进制数字调制方式,以 MPSK 为重点。

4.3.1 MASK 系统

MASK 即多进制幅移键控,又称为多电平调幅。它是用具有多个电平的随机基带脉冲序列对载波进行幅度调制。MASK 信号可表示为

$$S(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_0 t \quad (4-16)$$

式中 a_n 取 $n(n=M)$ 种不同电平:

$$a_n = \begin{cases} 0, & \text{概率为 } P_0 \\ 1, & \text{概率为 } P_1 \\ \vdots & \\ M-1, & \text{概率为 } P_{M-1} \end{cases}$$

$g(t)$ 是高度为 1、宽度为 T_s 的矩形脉冲,且有 $\sum_{i=0}^{M-1} P_i = 1$ 。图 4-18 以四进制幅移键控为例,给出了基带信号和 4ASK 信号的波形。

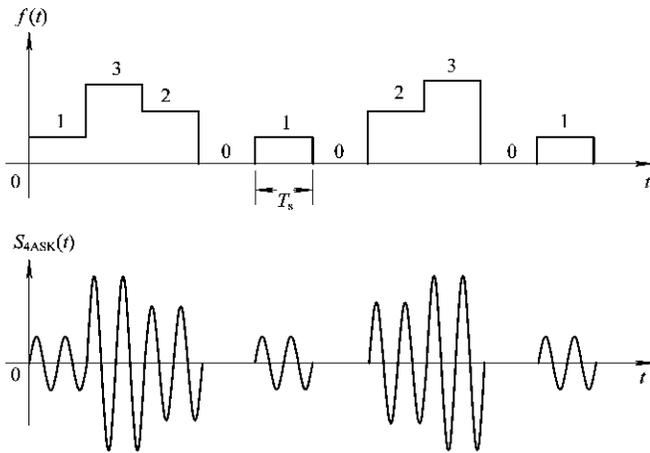


图 4-18 4ASK 信号波形

由图 4-18 可见, MASK 信号可看成 M 个二进制 ASK 信号的叠加。因此, MASK 信号的功率谱是 M 个二进制 ASK 信号功率谱之和。尽管叠加后功率谱的结构是复杂的,但就信号的带宽而言,当码元长度 T_s 相同时, MASK 信号的带宽与 2ASK 信号的带宽相同,都是基带信号带宽的 2 倍,即

$$B_{\text{MASK}} = 2f_s = \frac{2}{T_s} \quad (4-17)$$

MASK 信号的调制方法基本上与 2ASK 相同,不同的只是基带信号由二电平变为多电平。通常,多电平信号的获得是经二进制序列变换而来的。为此,可以将二进制信息序列每 n 位分为一组,取 $n = \lg M$,然后变换为 M 电平基带信号,再送入调制器。MASK 调制中最简单的基带信号波形是矩形。为了限制信号频谱,也可以采用其它波形,例如升余弦滚降信号,或部分响应信号等。

MASK 信号的解调可采用相干解调和非相干解调两种方式,其原理与 2ASK 信号的不同。

MASK 信号的信息传输速率是 2ASK 信号的 $\lg M$ 倍,但当电平数 M 增加时,误码率将会增加。因此, MASK 系统虽然传输效率较高,但抗干扰能力较差,因此只适宜在频带利用率较高的恒参信道(如有线信道)中使用。

4.3.2 MFSK 系统

MFSK 即多进制频移键控,又称为多频制。在 M 进制的频移键控信号中,用 M 个频率不同的载波分别代表 M 个不同的符号。

一般的 MFSK 系统,其框图如图 4-19 所示。调制器是用频率选择法实现的,解调器是用非相干解调——包络检波法实现的。图中,串/并变换电路将输入的二进制码每 n 位分为一组,然后由逻辑电路转换成 $M(M=2^n)$ 进制码,控制相应的 M 种不同频率的载波振荡器后所接的门电路。当某组 n 位二进制码到来时,逻辑电路的输出一方面打开相应的门电路,让相应的载频发送出去,另一方面却同时关闭其它门电路,于是当一组二进制码元输入时,经相加器组合输出的便是一个 MFSK 波形。

接收端的解调部分由 M 个带通滤波器、包络检波器及一个抽样判决器、逻辑电路、并/串变换器组成。各带通滤波器的中心频率就是各载波频率。因而,当某一已调载频信号来到时,只有一个带通滤波器有信号及噪声通过,而其它带通滤波器只有噪声通过。抽样判决器的任务就是在某一时刻比较所有包络检波器输出的电压,判决哪一路最大,也就是判决对方送来的是什么频率,并选出最大者作为输出,这个输出相当于多进制的某一码元。逻辑电路把这个输出译成 n 位二进制并行码,再送入并/串变换电路转换成串行的二进制码,从而完成数字信号的解调。

MFSK 信号除了采用上述非相干解调方式外,还可采用相干解调方式。此时,只要将图 4-19 中的包络检波器用乘法器和低通滤波器代替即可。但采用这种方法时,各路乘法器需分别送入不同频率的本地相干载波。

由图 4-19 这种方法产生的 MFSK 信号,其相位是不连续的,它可以看做是由 M 个振幅相同、载频不同、时间上互不相容的 2ASK 信号叠加的结果。设 MFSK 信号码元的宽度为 T_s ,即传输速率 $f_s = 1/T_s$,则 MFSK 信号的带宽为

$$B_{\text{MFSK}} = f_H - f_L + 2f_s \quad (4-18)$$

其中: f_H 为最高载频; f_L 为最低载频。

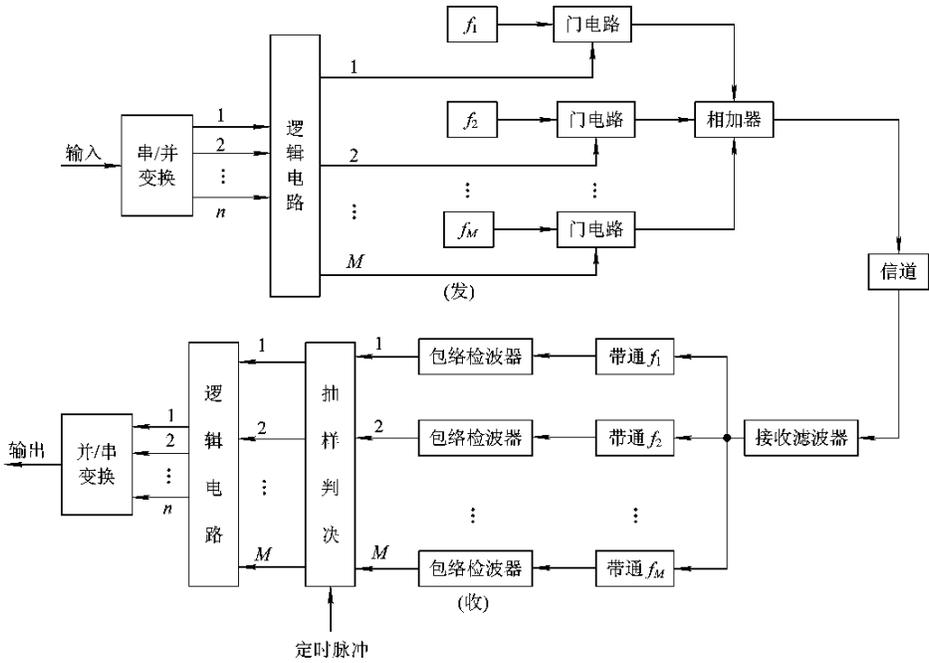


图 4 - 19 MFSK 系统的组成框图

MFSK 系统提高了信息传输速率，但占据了较宽的频带，所以频带利用率很低，且抗噪性能低于 2FSK 系统，一般用于调制速率(载频变化率)不高的短波、衰落信道上的数字通信。

4.3.3 MPSK 系统

MPSK 即多进制相移键控，又称为多相制。这种键控方式是多进制键控的主要方式。在 M 进制的相移键控信号中，用 M 个相位不同的载波分别代表 M 个不同的符号。如果载波有 2^n 个相位，它可以代表 n 位二进制码元不同组合的码组。多进制相移键控也分为多进制绝对相移键控和多进制相对相移键控。常用的多进制相移键控方式有四相制、八相制及 2^n (n 为大于 1 的正整数)相制等。

在 MPSK 信号中，载波相位有 M 种可能的取值， $\theta_n = \frac{2\pi n}{M}$ ($n = 1, 2, \dots, M$)，因此 MPSK 信号可表示为

$$S(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_n) = \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi n}{M}\right) \tag{4 - 19}$$

若载波频率是基带信号速率的整数倍，则上式可改写为

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_n g(t - nT_s) \cos(\omega_0 t + \theta_n) \\ &= \cos\omega_0 t \sum_n g(t - nT_s) \cos\theta_n - \sin\omega_0 t \sum_n g(t - nT_s) \sin\theta_n \end{aligned} \tag{4 - 20}$$

式中， $g(t)$ 是高度为 1、宽度为 T_s 的矩形脉冲。

式(4 - 20)表明，MPSK 信号可等效为两个正交载波的 MASK 信号之和。所以，MPSK 信号的带宽和 MASK 信号的带宽相同。因此，MPSK 系统是一种高效率的信息传

输方式。但是，当 M 的取值增加时，载波间的相位差也随之减小，这就使它的抗噪性能变差。因此， M 的值不能太大。实际中用得较多的是四相制和八相制相移键控，下面对这两种信号分别进行讨论。

1. 四相相移键控信号

MPSK 信号是相位不同的等幅信号，所以用矢量图可对 MPSK 信号进行形象而简单的描述。在矢量图中，通常以 0 相位载波作为参考矢量。图 4-20 中画出了二相、四相、八相相移键控信号的矢量图。当初始相位为 $\theta=0$ 和 $\theta=\pi/M$ 时，矢量图有不同的形式。

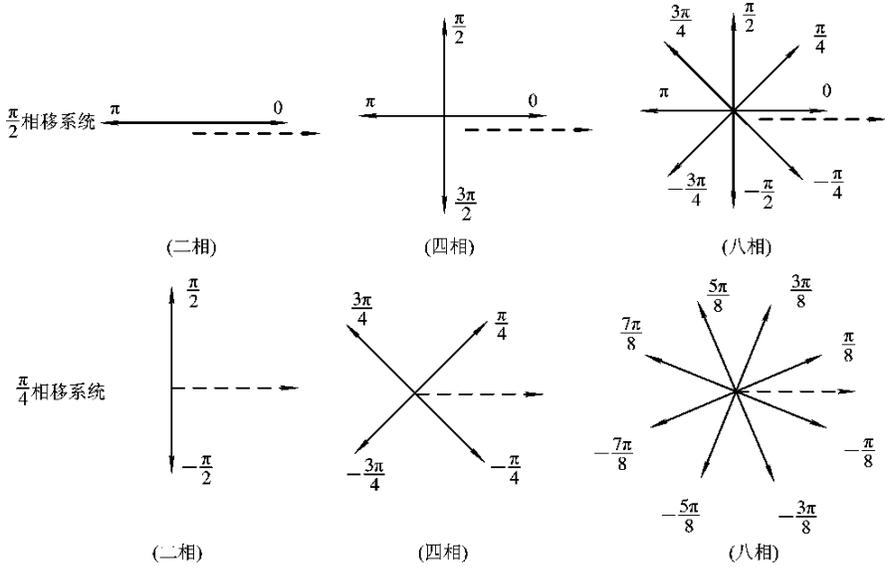


图 4-20 MPSK 系统相位矢量图

在四相调相中，发送端在一个码元周期内传送 2 位码，我们把这种由两个码元构成一种状态的符号码元称为双比特码元。双比特码元共有四种组合 (00, 01, 10, 11)，相应的有四种不同相位的载波代表这四种组合。两相邻相位间隔为 $2\pi/4 = \pi/2$ ，在载波的一个周期内等分为四种相位，根据初始相位取值的不同，有两种方式，即 $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$ 和 $(\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4)$ 两种，如图 4-20 所示。四相调相的电路与这两种方式对应，就分为 $\pi/2$ 调相系统和 $\pi/4$ 调相系统两种。两种系统的双比特码元和载波相位的对应关系如表 4-1 所示。

表 4-1 四相调相信号相位表

$\pi/2$ 系统			$\pi/4$ 系统		
双比特码元		已调波 起始相位	双比特码元		已调波 起始相位
A	B		A	B	
0	0	0	1	1	$\pi/4$
1	0	$\pi/2$	0	1	$3\pi/4$
1	1	π	0	0	$5\pi/4$
0	1	$3\pi/2$	1	0	$7\pi/4$

由表 4 - 1 可以看出, 相邻相位已调波对应的双比特码元之间, 只有一位码不同, 这种规律的码称为格雷码(又称循环码), 这种码型在解调时有利于减小相邻相位角误判时造成的误码, 可以提高数字信号频带传输系统的可靠性。

1) 四相绝对调相与相对调相

四相调相也分为绝对调相(记为 4PSK 或 QPSK)和相对调相(记为 4DPSK 或 QDPSK)两种。

绝对调相时载波相位与双比特码元之间有固定的对应关系; 但相对调相时载波相位与双比特码元之间无固定的对应关系, 它是以前一时刻双比特码元对应的相对调相的载波相位作为参考而确定的, 其表达式为

$$\theta_{cn} = \theta_{cn-1} + \theta_n \tag{4 - 21}$$

其中: θ_{cn} 为本时刻相对调相信号的载波相位; θ_{cn-1} 为前一时刻相对调相信号的载波相位; θ_n 为本时刻载波被绝对调相的相位。

图 4 - 21 给出了 $\pi/2$ 系统和 $\pi/4$ 系统的绝对调相和相对调相的已调波的波形图。其中相对调相信号的载波相位要利用公式(4 - 21)进行计算。

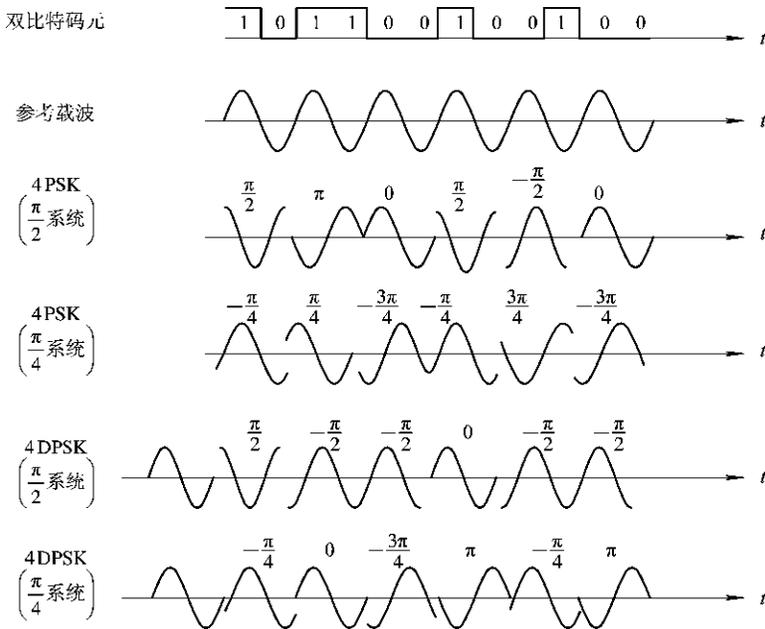


图 4 - 21 四相调相信号波形图

2) 四相调相信号的产生

产生 4PSK 信号的方法有很多种, 常用的有相位选择法和正交调制法。

相位选择法的原理框图如图 4 - 22 所示。图中输入的二进制信息序列经串/并变换转换为双比特码元, 载波发生器可以产生四种相位的载波, 经逻辑选相电路根据输入信息每次选择其中一种相移的载波作为输出, 然后经带通滤波器滤除高频分量。显然, 这种方法比较适合于载频较高的场合, 此时, 带通滤波器可以做得很简单。

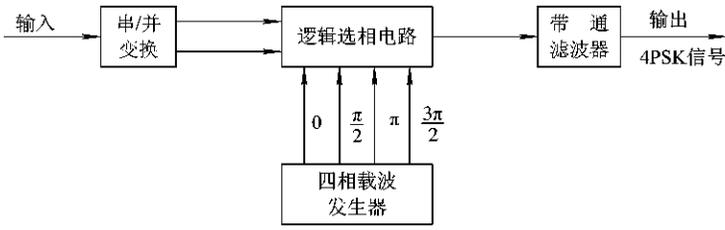


图 4-22 相位选择法产生 4PSK 信号的原理框图

正交调制法产生 4PSK 信号的原理框图如图 4-23(a)所示。它由两路正交的 2PSK 调制电路组合而成。其调制原理为：输入的 二进制信息序列首先经串/并变换分为 A、B 两路，每路的码元速率为输入数据速率的一半。为实现调相，送到乘法器的基带信号必须是双极性的，因此要对两路信号分别进行单/双极性变换，把单极性码变成双极性码(0 变为 -1, 1 变为 +1)，再分别送入上下两个乘法器与载波相乘。两个乘法器的输出经相加合成后即得到 4PSK 信号。图中的载波信号 $\cos\omega_0 t$ 由一个高稳定的晶体振荡器产生，而且被分为两路：一路为同相载波，被送入一个乘法器；另一路被移相 90° ，称为正交载波，被送入另一个乘法器。显然，此系统产生的是 $\pi/4$ 系统的 4PSK 信号。如果要产生 $\pi/2$ 系统的 4PSK 信号，只需把载波移相 $\pi/4$ 后再送入乘法器即可。已调波的矢量图如图 4-23(b)所示。

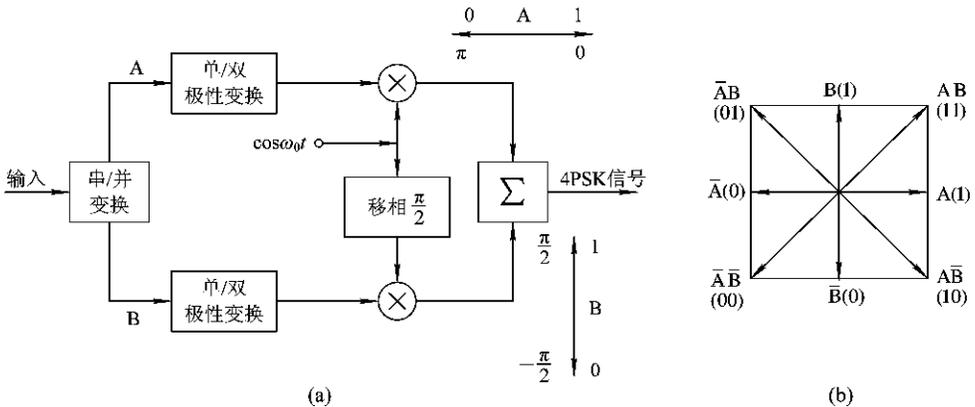


图 4-23 正交调制法产生 4PSK 信号的原理框图

(a) 原理框图；(b) 已调波矢量图

在上下两个乘法器中，双极性脉冲 +1、-1 分别对两个正交的载波进行抑制，即载波的双边带调幅。对同相载波而言，与 +1 脉冲相乘得 $\cos\omega_0 t$ ；与 -1 脉冲相乘得 $-\cos\omega_0 t = \cos(\omega_0 t + \pi)$ 。对正交载波而言，与双极性脉冲相乘可得到 $\sin\omega_0 t$ 和 $\sin(\omega_0 t + \pi)$ 。两个乘法器的输出经加法器相加合成后得到 4PSK 信号，4PSK 信号的频率仍是载波频率，其相位是两个乘法器输出信号相位的合成。对于 $\pi/4$ 调相系统，合成的已调波的四中相位状态如下：

A	B	已调波
1	1	$\cos(\omega_0 t + \pi/4)$
0	1	$\cos(\omega_0 t + 3\pi/4)$
0	0	$\cos(\omega_0 t + 5\pi/4)$
1	0	$\cos(\omega_0 t + 7\pi/4)$

已调波的矢量图如图 4-23(b) 所示。

例如，在 $AB=10$ 时，上面的乘法器输出为 $\cos\omega_0 t$ ，下面的乘法器输出为 $\sin(\omega_0 t + \pi)$ ，两个输出经合成后得到的 4PSK 信号为 $\cos(\omega_0 t + 7\pi/4)$ 。

4DPSK 信号的产生可通过在 4PSK 信号产生的基础上加一码型变换器实现。码型变换器的作用是将绝对码变为相对(差分)码。常用的方法也有两种：第一种是由码型变换器和四相绝对调相两个部分组成，如图 4-24 所示，其中码型变换器包含在逻辑选相电路中，即该电路一方面实现绝对码到相对码的变换，另一方面实现对相对码按绝对调相规律选择载波相位；另一种产生 4DPSK 信号的方法如图 4-25(a) 所示，先将需要传输的二进制信息序列经串/并变换分为 A、B 两路，再经码型变换变成相对码，然后对变换后的相对码进行绝对调相，即能得到相对调相信号。

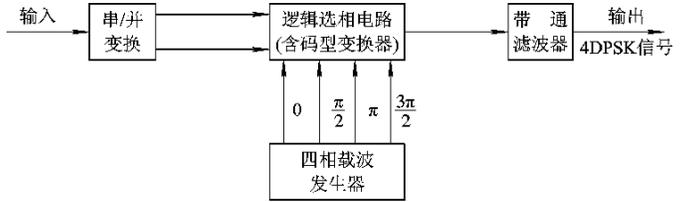


图 4-24 相位选择法产生 4DPSK 信号的原理框图

图 4-25(a) 中的单/双极性变换的规律与 4PSK 情况相反，即 0 变为 +1，1 变为 -1。相移网络也与 4PSK 不同，其目的是要得到 $\pi/2$ 系统的 4DPSK 信号。图中的码型变换器比差分编码器复杂得多，以下进行具体分析。

在图 4-25 中，为提高系统的抗干扰性，AB 码采用的是格雷码排列，经过码型变换器后，要将格雷码 AB 变为格雷码 CD。为使这种变换容易实现，在实际的电路中，常采用如下过程：先将格雷码 AB 转换为自然二进制码，再对自然二进制码进行差分编码，然后将自然码排列的 CD 码转换为格雷码排列的 CD 码。已调波的矢量图如图 4-25(b) 所示。

在图 4-25 中，为提高系统的抗干扰性，AB 码采用的是格雷码排列，经过码型变换器后，要将格雷码 AB 变为格雷码 CD。为使这种变换容易实现，在实际的电路中，常采用如下过程：先将格雷码 AB 转换为自然二进制码，再对自然二进制码进行差分编码，然后将自然码排列的 CD 码转换为格雷码排列的 CD 码。已调波的矢量图如图 4-25(b) 所示。

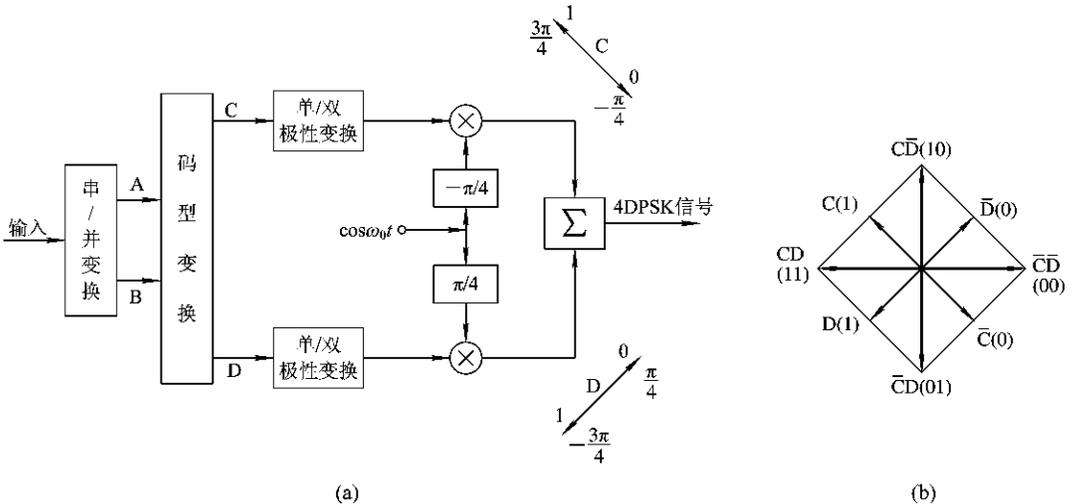


图 4-25 正交调制法产生 4DPSK 信号的原理框图

(a) 原理框图；(b) 已调波矢量图

四相相对调相的 $\pi/2$ 系统绝对码 $A_n B_n$ 与相对码 $C_n D_n$ 的逻辑关系如表 4-2 所示。目前四相相对调相的码型变换，在发送端调制前常用“模 4 加”电路，在接收端解调后常用“模 4 减”电路。

表 4-2 4DPSK 信号码型变换逻辑关系表

前一码元状态及相位		本时刻的绝对码及所对应的相位		本时刻的相对码及相位	
$C_{n-1}D_{n-1}$	θ_{cn-1}	A_nB_n	θ_n	C_nD_n	$\theta_{cn} = \theta_{cn-1} + \theta_n$
0 0	0	0 0	0	0 0	0
		1 0	$\pi/2$	1 0	$\pi/2$
		1 1	π	1 1	π
		0 1	$3\pi/2$	0 1	$3\pi/2$
1 0	$\pi/2$	0 0	0	1 0	$\pi/2$
		1 0	$\pi/2$	1 1	π
		1 1	π	0 1	$3\pi/2$
		0 1	$3\pi/2$	0 0	0
1 1	π	0 0	0	1 1	π
		1 0	$\pi/2$	0 1	$3\pi/2$
		1 1	π	0 0	0
		0 1	$3\pi/2$	1 0	$\pi/2$
0 1	$3\pi/2$	0 0	0	0 1	$3\pi/2$
		1 0	$\pi/2$	0 0	0
		1 1	π	1 0	$\pi/2$
		0 1	$3\pi/2$	1 1	π

模 4 加的运算法则是：相加之值小于 4 时，其和为结果值；相加之值大于 4 时，其和减去 4 为结果值；相加之值等于 4 时，其结果为零。模 4 减的运算法则是：相减之值大于 0 时，其差为结果值；相减之值小于 0 时，其差值加 4 为结果值；相减之值等于 0 时，其结果值为 4。其中双比特码元的格雷码与其模的对应关系为：“00”码的模为 0；“01”码的模为 1；“10”码的模为 3；“11”码的模为 2。模 4 加的原理框图如图 4-26 所示。



图 4-26 模 4 加的原理框图

为方便读者理解，下面举出一个模 4 加法则的码型变换的例子：

A码:	0	1	1	0	1	0	0	1	0
B码:	1	1	0	0	0	1	1	1	0
AB码的模值:	1	2	3	0	3	1	1	2	0
	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
CD码的模值:	2	0	3	3	2	3	0	2	2
C码:	1	0	1	1	1	1	0	1	1
D码:	1	0	0	0	1	0	0	1	1

3) 四相调相信号的解调

4PSK 信号可采用相干方式进行解调。从式(4-19)可以看出,一个四相调相信号可用下式表示:

$$S(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_n) \quad (4-22)$$

其中, θ_n 是载波的调制相位, 根据表 4-1 由双比特码元的取值可确定。

4PSK 信号的相干解调原理框图如图 4-27 所示。为了分析方便, 不考虑噪声的影响。接收到的 4PSK 信号一方面同时加到两个乘法器上, 另一方面送入载波恢复电路恢复出相干载波信号。相干载波信号往上直接送入一个乘法器与 4PSK 信号相乘, 往下经过移相 $\pi/2$ 后送入另一个乘法器与 4PSK 信号相乘。经过相乘之后, 上面的乘法器输出信号为

$$\begin{aligned} u'_A &= \cos(\omega_0 t + \theta_n) \cos \omega_0 t \\ &= \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \theta_n) + \frac{1}{2} \cos \theta_n \end{aligned} \quad (4-23)$$

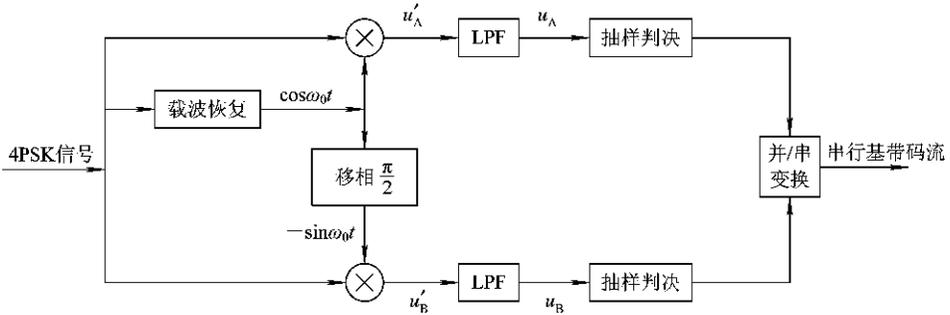


图 4-27 $\pi/4$ 系统 4PSK 信号的相干解调原理框图

经低通滤波器后输出为

$$u_A = \frac{1}{2} \cos \theta_n \quad (4-24)$$

下面一个乘法器的输出信号为

$$\begin{aligned} u'_B &= -\sin \omega_0 t \cos(\omega_0 t + \theta_n) \\ &= \frac{1}{2} \sin \theta_n - \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t + \theta_n) \end{aligned} \quad (4-25)$$

经低通滤波器后输出为

$$u_B = \frac{1}{2} \sin \theta_n \quad (4-26)$$

在式(4-24)和式(4-26)中, u_A 和 u_B 的正负将取决于 $\cos \theta_n$ 和 $\sin \theta_n$, 而 $\cos \theta_n$ 和 $\sin \theta_n$ 又取决于接收到的 4PSK 信号的相角 θ_n 的取值。图 4-27 给出的是 $\pi/4$ 系统的 4PSK 信号的解调框图, 此时的 θ_n 只能取 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ 。根据 θ_n 的取值, 抽样判决器的判决结果列于表 4-3 中。

当判决器按极性判决时, 若抽样值为正, 那么判决电路判为“1”码; 若抽样值为负, 那么判决电路判为“0”码。由此可将输入的调相信号解调为相应的数字信号, 解调出的 AB 码再经并/串变换, 就可获得发送端调制前的串行基带码流。

表 4-3 $\pi/4$ 系统 4PSK 信号判决器判决准则

调相角 θ_n	$\cos\theta_n$ 的极性	$\sin\theta_n$ 的极性	判决器输出	
			A	B
$\pi/4$	+	+	1	1
$3\pi/4$	-	+	0	1
$5\pi/4$	-	-	0	0
$7\pi/4$	+	-	1	0

若要解调 $\pi/2$ 系统的 4PSK 信号, 只需改变移相网络和判决准则, 其它与 $\pi/4$ 系统时均相同。

与 2DPSK 信号类似, 4DPSK 信号的解调也可采用相干解调法和相位比较法。相干解调法可使用 4PSK 信号相干解调时的电路, 如图 4-27 所示。将接收到的 4DPSK 信号从左边的输入端送进电路, 但这时经抽样判决得到的是相对码 CD, 要经过码变换将相对码 CD 转换为绝对码 AB, 再经并/串变换, 才能得到发送端调制前的串行基带码流。相位比较法也叫差分相干解调法, 其原理如图 4-28 所示。采用这种方法时不需要产生本地载波, 而是通过比较前后码元载波相位, 分别检测出 A 和 B 两个分量, 然后还原成串行基带码流。

图 4-28 给出的调相信号是 $\pi/4$ 系统的。设本时刻接收到的 4DPSK 信号为

$$S(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_{cn}) \quad (4-27)$$

式中的 θ_{cn} 表示本时刻码元的载波相位。前一时刻的已调信号经时延网络延迟一个双比特码元周期 T_s 后, 在本时刻送到上面的乘法器。该信号的表达式可写成 $S(t-T_s) = \cos(\omega_0 t + \theta_{cn-1})$ 。式中的 θ_{cn-1} 表示前一码元载波相位。

因此, 上面的乘法器输出为

$$\begin{aligned} u'_A &= \cos(\omega_0 t + \theta_{cn}) \cos(\omega_0 t + \theta_{cn-1}) \\ &= \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \theta_{cn} + \theta_{cn-1}) + \frac{1}{2} \cos(\theta_{cn} - \theta_{cn-1}) \end{aligned} \quad (4-28)$$

由式(4-21)中 θ_{cn} 、 θ_{cn-1} 与 θ_n 的关系可知 $\theta_n = \theta_{cn} - \theta_{cn-1}$, 则

$$u'_A = \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + \theta_{cn} + \theta_{cn-1}) + \frac{1}{2} \cos\theta_n \quad (4-29)$$

经低通滤波器后输出为

$$u_A = \frac{1}{2} \cos\theta_n \quad (4-30)$$

下面的乘法器输出为

$$\begin{aligned} u'_B &= -\sin(\omega_0 t + \theta_{cn-1}) \cos(\omega_0 t + \theta_{cn}) \\ &= \frac{1}{2} \sin(\theta_{cn} - \theta_{cn-1}) - \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t + \theta_{cn-1} + \theta_{cn}) \\ &= \frac{1}{2} \sin\theta_n - \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t + \theta_{cn-1} + \theta_{cn}) \end{aligned} \quad (4-31)$$

经低通滤波器后输出为

$$u_B = \frac{1}{2} \sin\theta_n \quad (4-32)$$

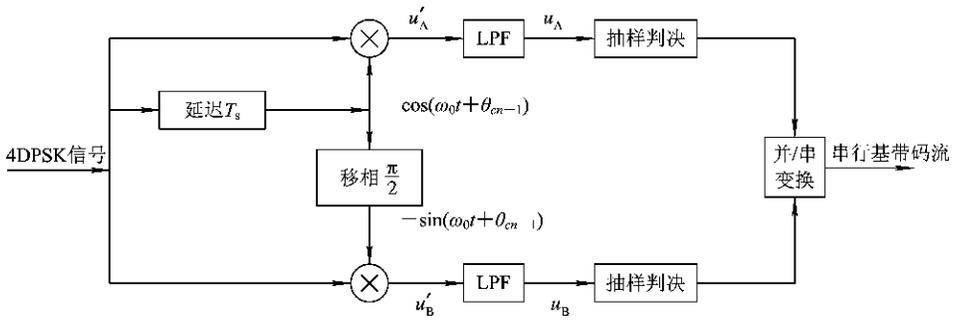


图 4-28 $\pi/4$ 系统 4DPSK 信号的差分相干解调原理框图

式(4-32)、(4-30)中的 θ_n 就是式(4-24)、(4-26)中的 θ_n 。因此，图 4-28 中的 u_A 、 u_B 经过抽样判决后得到的就是绝对码 AB，直接进行并/串变换就能还原出发送端调制前的串行基带码流。由此可见，差分相干解调时无须再进行相对码到绝对码的变换，这种方法的电路较简单，但误码率较高。

2. 八相相移键控信号

在八相调相中，把载波相位的一个周期 $0 \sim 2\pi$ 等分成 8 种相位，已调波相邻相位之差为 $2\pi/8 = \pi/4$ 。二进制码的 3 bit 码组成一个八进制码元，并与一个已调波的相位对应。所以在调制时必须将二进制的串行基带码流经过串/并变换，变为 3 bit 码元，然后进行调制。3 bit 码元的组合不同，对应的已调波的相位就不同。

8PSK 信号可用正交调制法产生，方法如图 4-29 所示。输入的二进制信息序列经串/并变换后，分为三路并行序列 BAC，每一组并行的 BAC 称为 3 bit 码元。每路的码元速率是输入数据速率的 1/3。A 和 C 送入同相支路的 2/4 电平变换器，输出的电平幅度值为 a_k ；B 和 \bar{C} 送入正交支路的 2/4 电平变换器，输出的电平幅度值为 b_k 。将 a_k 和 b_k 这两个幅度不同而互相正交的矢量合成后就能得到 8PSK 信号。

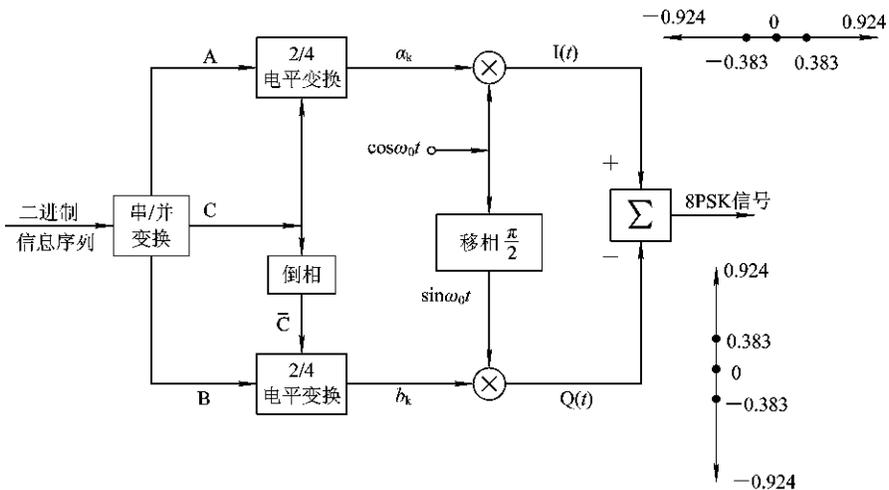


图 4-29 正交调制法产生 8PSK 信号原理框图

在图 4-29 中, A 用于确定同相支路信号的极性(A 为“1”码时, a_k 为正; A 为“0”码时, a_k 为负); B 用于确定正交支路信号的极性(B 为“1”码时, b_k 为正; B 为“0”码时, b_k 为负); C 则用于确定同相支路和正交支路信号的幅度(C 为“1”码时, $|a_k| > |b_k|$; C 为“0”码时, $|a_k| < |b_k|$)。

不难算出, 若 8PSK 信号幅度为 1, 则 C=1 时, 同相支路信号幅度为 0.924, 而正交支路信号幅度为 0.383; C=0 时, 同相支路信号幅度为 0.383, 而正交支路信号幅度为 0.924。因此, 同相支路与正交支路的基带信号幅度是互相关联的, 不能独立选取。例如, 当 3 bit 码元 BAC=011 时, 同相支路幅度在水平方向为 +0.924, 正交支路的幅度在垂直方向为 -0.383。将这两个幅度不同而互相正交的矢量合成($a_k - b_k$), 就可得到幅度为 1 的矢量 011, 其相位为 $+\pi/8$ 。3 bit 组的八种取值组合与对应的已调波的相位关系见表 4-4。

表 4-4 3 bit 码元与已调波相位的关系表

3 bit 码元 B A C	正交幅度		合成信号
	a_k	b_k	
0 1 1	0.924	-0.383	$\cos(\omega_0 t + \pi/8)$
0 1 0	0.383	-0.924	$\cos(\omega_0 t + 3\pi/8)$
0 0 0	-0.383	-0.924	$\cos(\omega_0 t + 5\pi/8)$
0 0 1	-0.924	-0.383	$\cos(\omega_0 t + 7\pi/8)$
1 0 1	-0.924	0.383	$\cos(\omega_0 t - 7\pi/8)$
1 0 0	-0.383	0.924	$\cos(\omega_0 t - 5\pi/8)$
1 1 0	0.383	0.924	$\cos(\omega_0 t - 3\pi/8)$
1 1 1	0.924	0.383	$\cos(\omega_0 t - \pi/8)$

8PSK 信号也可采用如图 4-27 所示的相干解调器进行解调, 区别在于抽样判决时由二电平判决改为四电平判决。判决结果经逻辑运算后得到了比特码组, 再进行并/串变换。

与二相调相、四相调相相同, 8PSK 信号在接收端进行相干解调时也会出现倒 π 现象, 相应的八相调相也采用相对调相, 即 8DPSK。关于 8DPSK 信号的讨论, 读者可参考二相、四相的情况自行分析。

以上讨论的调制解调方法可推广到任意进制的 MPSK 系统中。

4.3.4 多进制数字调制系统性能分析

多进制数字调制系统的性能通常低于二进制系统的抗噪性能, 其性能推导较繁琐, 有兴趣的读者可参考有关书籍, 在此仅将各种多进制系统的误码率公式列于表 4-5 中供大家参考。

在表 4-5 中, $r=S/N$ 为系统输入端的广义信噪比, M 为系统的进制数, $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$ 为互补误差函数, $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 为误差函数。

表 4-5 多进制系统误码率公式

调制方式	解调方式	误码率 P_e
单极性 MASK	非相干	$P_e = \left(1 - \frac{3}{2M}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3r}{2(M-1)(2M-1)}}\right) + \frac{1}{M} e^{-\frac{3r}{2(M-1)(2M-1)}}$
	相干	$P_e = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3r}{2(M-1)(2M-1)}}\right)$
双极性 MASK	相干	$P_e = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{3r}{M^2-1}}\right]$
MFSK	非相干	$P_e = \frac{M-1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$
	相干	$P_e = \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$
MPSK	相干	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{r} \sin \frac{\pi}{M}\right)$

从表 4-5 中误码率的表达式可以看出, 在信噪比不变的情况下, 多进制系统的误码率 P_e 会随着 M 的增加而增大。当误码率一定时, M 越大, 则所要求的接收信噪比 r 就越大。可见, 多进制传输系统中信息速率的提高是通过降低系统的抗噪性能换来的。

多进制频移键控系统的频带利用率最低, 多进制相移键控系统或多进制幅移键控系统的频带利用率相同。但由于多进制相移键控信号包络恒定(幅度不变), 因此系统的抗噪性能优于多进制幅移键控系统。在地面微波通信系统中, 为提高信道利用率, 常采用多进制数字调制方式。

4.4 其它数字调制

上一节讨论的二进制和多进制数字调制方式是数字调制中的基本方式。随着通信技术的发展, 提出了许多具有优越性能的新调制方式, 这些调制方式主要是围绕节省频谱和提高频带利用率展开的, 这里简单介绍其中几种具有代表性的系统。

4.4.1 恒包络调制 MSK 与 GMSK 调制

讨论 QPSK 信号时, 假定每个符号的包络都是矩形, 即信号包络是恒定的, 此时已调信号的频谱无限宽。然而, 实际信道总是限带, 因此在发送 QPSK 信号时常常经过带通滤波。限带后的 QPSK 信号已不能保持恒包络。相邻符号间发生 180° 相移时, 经限带后会出现包络为 0 的现象, 这样会使信号功率谱扩展, 旁瓣增大, 对相邻频道的信号造成干扰。要使信号功率谱尽可能集中于主瓣之内, 使主瓣之外的功率谱衰减得快, 信号的相位就不能突变, 相位与时间之间的关系曲线应是匀滑的。

本节将讨论若干种恒包络调制方法, 它们能在非线性限带信道中使用。

1. 最小频移键控(MSK)

最小频移键控(Minimum Frequency Shift Keying)是频移键控(FSK)的一种改进形式。在 FSK 方式中, 每一个码元的频率不变或者跳变某一固定值, 当相邻两码元处频率跳变时, 一般来说, 相位是不连续的, 因而 FSK 信号占据的频带较宽, 而最小频移键控(MSK)

却保持相位连续。

MSK 信号的时域表达式可写为

$$S(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (4-33a)$$

式中, ω_0 为载波中心频率;

$$\varphi(t) = \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k, (k-1)T_s \leq t \leq kT_s, k = 1, 2, 3, \dots \quad (4-33b)$$

T_s 为码元宽度; a_k 为第 k 个码元数据, 其取值为 ± 1 ; φ_k 为第 k 个码元中的相位常数, 在码元宽度 T_s 中保持不变。由式(4-33)可以看出, 当 $a_k = -1$ 时, MSK 信号的频率为

$$f_1 = f_0 - \frac{1}{4T_s} \quad (4-34)$$

当 $a_k = +1$ 时, MSK 信号的频率为

$$f_2 = f_0 + \frac{1}{4T_s} \quad (4-35)$$

由此可得频率间隔为

$$\Delta f = \frac{1}{2T_s} \quad (4-36)$$

则 MSK 信号的调制指数为

$$h = \frac{f_2 - f_1}{f_s} = (f_2 - f_1)T_s = 0.5 \quad (4-37)$$

因为一般频移键控信号的调制指数都大于 0.5, 所以称 $h=0.5$ 的 MSK 为最小频移键控方式。

式(4-33b)中的相位常数 φ_k 的选择应保证信号相位在码元转换时刻是连续的, 根据这一要求, 可以导出以下的相位约束条件:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + a_{k-1} \frac{\pi}{2} = \varphi_{k-1} + \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & a_{k-1} \text{ 取 } +1 \\ -\frac{\pi}{2}, & a_{k-1} \text{ 取 } -1 \end{cases} \quad (4-38)$$

由式(4-38)可知, 在每个码元间隔内载波相位变化 $+\pi/2$ 或 $-\pi/2$ 。假设初始相位为 0, 由于每码元相位变化 $\pm\pi/2$, 因此累积相位 $\varphi(t)$ 在每码元结束时必定为 $\pi/2$ 的整数倍。 $\varphi(t)$ 随时间变化的规律可用图 4-30 所示的网格图表示。 $\varphi(t)$ 的轨迹是一条连续的折线, 在一个 T_s 时间内, 每个折线段上升或下降 $\pi/2$ 。图中细折线的网格是 $\varphi(t)$ 由 0 时刻的 0 相位开始, 到 $8T_s$ 时刻的 0 相位为止, 其间可能经历的全部路径。图中的粗折线所对应的输入信息序列为 $+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1$ 。

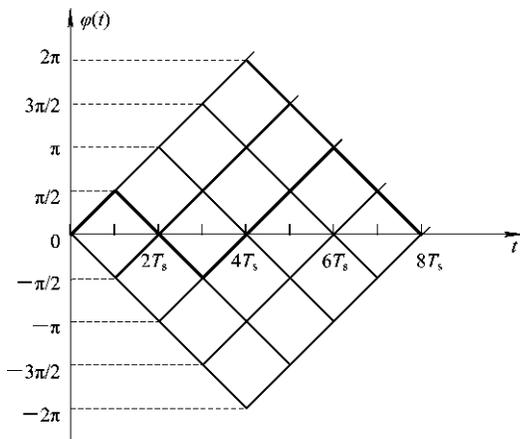


图 4-30 MSK 信号的相位网格图

将式(4-33a)展开,可得到

$$\begin{aligned} S(t) &= \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \cos\left[\omega_0 t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right] \\ &= \cos\omega_0 t \cos\left(\frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right) - \sin\omega_0 t \sin\left(\frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k\right) \end{aligned} \quad (4-39)$$

在式(4-39)中,已知 $a_k = \pm 1$, $\varphi_k = 0$ 或 π (模 2π), 再根据余弦函数为偶函数, 正弦函数为奇函数, 可将式(4-39)化简为

$$S(t) = \cos \frac{\pi}{2T_s} t \cos\varphi_k \cos\omega_0 t - a_k \sin \frac{\pi}{2T_s} t \cos\varphi_k \sin\omega_0 t \quad (4-40)$$

令

$$\begin{cases} x_k = \cos\varphi_k \\ y_k = a_k \cos\varphi_k \end{cases}$$

则有

$$\begin{aligned} S(t) &= x_k \cos \frac{\pi}{2T_s} t \cos\omega_0 t - y_k \sin \frac{\pi}{2T_s} t \sin\omega_0 t \\ &= x(t) \cos\omega_0 t - y(t) \sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (4-41)$$

由式(4-41)可见, 只要取 $x(t)$ 的基带脉冲波形为 $\cos \frac{\pi}{2T_s} t$, $y(t)$ 的基带脉冲波形为 $\sin \frac{\pi}{2T_s} t$, 再进行正交调制, 就可以得到 MSK 信号。式(4-41)中, x_k 、 y_k 分别为同相支路和正交支路的码元信息。当 a_k 的码元间隔为 T_s 时, x_k 和 y_k 的码元间隔都为 $2T_s$ 。当两支路码元相隔 T_s 时, 恰好使 $\cos \frac{\pi}{2T_s} t$ 和 $\sin \frac{\pi}{2T_s} t$ 错开 $1/4$ 周期, 从而保证了 MSK 信号相位的连续性。

由以上推导可得到产生 MSK 信号的电路原理框图, 如图 4-31 所示。

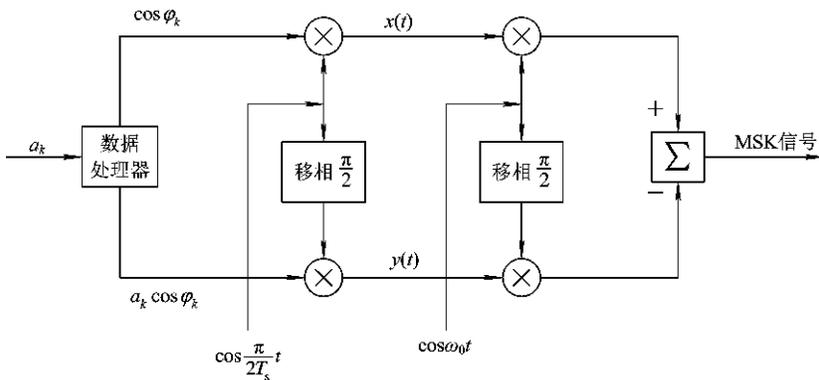


图 4-31 产生 MSK 信号的电路原理框图

MSK 信号的解调一般采用最佳相干解调方式, 原理框图如图 4-32 所示。在图中接收信号与两路正交参考载波相乘, 再对两个积分器的输出在 $0 < t < 2T_s$ 的时间间隔内进行交替判决, 最后即可恢复出原数据。

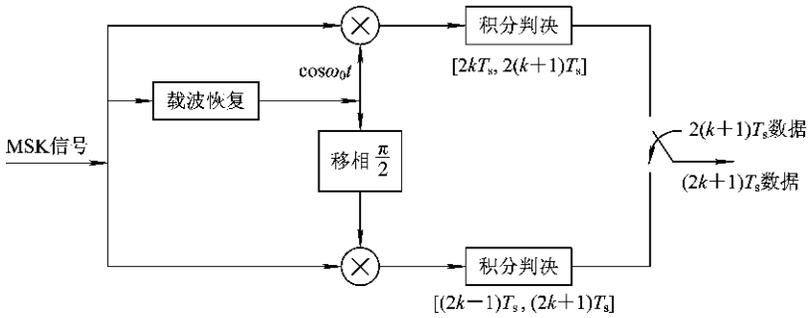


图 4-32 MSK 信号解调原理框图

MSK 信号的解调除了可以采用正交相干解调方法外，还可以采用延时判决法，该方法为每 $2T_s$ 时间判决一次。

设 $(0, 2T_s)$ 时间内 $\varphi(0) = 0$ ，则 MSK 信号 $\varphi(t)$ 的变换规律如图 4-33(a) 所示。在 $t = 2T_s$ 时， $\varphi(t)$ 的可能相位为 $\pm\pi, 0$ 。用相干载波 $\cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2})$ 与解调输入信号相乘得输出为

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \\
 &= \frac{1}{2} \cos[2\omega_0 t + \varphi(t) + \frac{\pi}{2}] + \frac{1}{2} \cos[\varphi(t) - \frac{\pi}{2}]
 \end{aligned} \tag{4-42}$$

经积分器(或低通滤波器滤波)后输出为式(4-42)的第二项，即

$$r(t) = \frac{1}{2} \cos[\varphi(t) - \frac{\pi}{2}] = \frac{1}{2} \sin\varphi(t) \tag{4-43}$$

则可做出 $\sin\varphi(t)$ 的曲线如图 4-33(b) 所示。

由图 4-33 可看出，当输入信息码元为 +1 +1 或 +1 -1 时， $\sin\varphi(t)$ 为正极性；当输入信息码元为 -1 -1 或 -1 +1 时， $\sin\varphi(t)$ 为负极性。因此，只要判断出 $\sin\varphi(t)$ 值的正负，就可以判决第一个码元信息是“+1”还是“-1”。这种方法利用了后一码元的条件来判决前一码元，使系统的可靠性得到提高。以上的分析是在 $(0, 2T_s)$ 时间内判决的，即在偶数码元之间判决。若在奇数个码元间，即在 $[(2k-1)T_s, (2k+1)T_s]$ 内进行判决，则由另一路相乘积分判决器来完成。所以，判决是在偶数码元间和奇数码元间交替完成的。

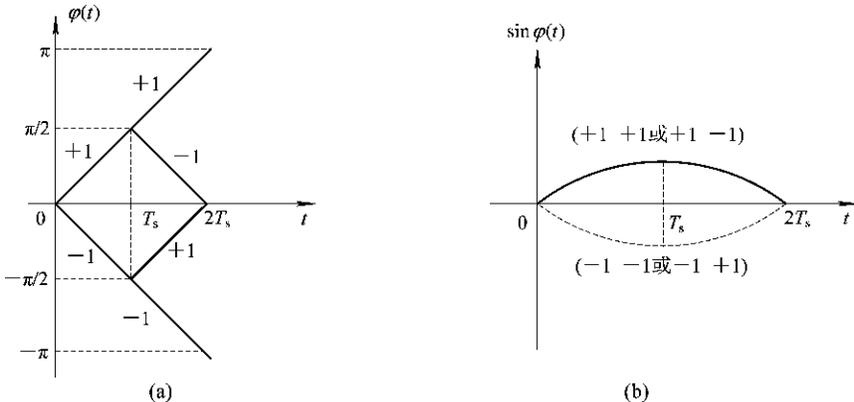


图 4-33 $(0, 2T_s)$ 内 MSK 信号相位曲线

MSK 信号的功率谱密度为

$$P_{\text{MSK}}(f) = \frac{8T_s[1 + \cos 4\pi(f - f_0)T_s]}{\pi^2[1 - 16(f - f_0)^2 T_s^2]^2} \quad (4-44)$$

由式(4-44)可见, MSK 信号的功率谱密度旁瓣以 $1/f^4$ 规律很快地下降。或者说, MSK 信号的主要功率集中在主瓣内, 带外功率很小。因此 MSK 信号所占的频带较窄, 频谱利用率较高, 对相邻信道的干扰较小。

当对 MSK 信号采用相干解调时, 系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}[1 - \text{erfc}(\sqrt{r})] = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{r}) \quad (4-45)$$

式中: $r=S/N$ 为系统输入端的广义信噪比; $\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x)$ 为互补误差函数; $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ 为误差函数。可以看出, MSK 系统的误码率与相干解调的 2PSK 相同。

由以上分析可知, MSK 的频带利用率优于 2FSK 及 2PSK, 它的抗噪性能相当于 2PSK, 而且它的同步恢复也较方便。因此 MSK 数字调制传输系统是目前应用较多的一种传输系统。

2. 高斯最小频移键控(GMSK)

MSK 调制方式的突出优点是信号具有恒定的振幅及信号的功率谱在主瓣以外衰减较快。不过在某些场合, 例如移动通信中, 对信号带外辐射功率的限制是非常严格的, MSK 信号仍不能满足这样高的要求。高斯最小频移键控(GMSK)方式就是针对上述要求提出的。

GMSK 是在 MSK 调制器之前加入一个高斯低通滤波器, 即信号在进行 MSK 调制之前, 先通过高斯低通滤波器滤波, 如图 4-34 所示。我们把这一高斯低通滤波器称为前置滤波器。



图 4-34 GMSK 调制原理框图

图 4-34 中的高斯低通滤波器应满足以下要求:

- (1) 带宽要窄, 而且是锐截止的, 以便抑制高频分量;
- (2) 具有较低的过脉冲响应, 以防止产生过大的瞬时频率偏移;
- (3) 能保持输出脉冲的面积不变(对应于 $\pi/2$ 系统), 以使调制指数为 $1/2$ 。

GMSK 中, 基带信号首先经过高斯滤波器滤波, 使基带信号形成高斯脉冲, 然后再进行 MSK 调制。由于滤波形成的高斯脉冲包络既无陡峭边沿, 亦无拐点, 因此调制后的已调波的相位路径在 MSK 的基础上进一步得到平滑。

图 4-35 给出了 GMSK 信号的功率谱密度。图中横坐标为归一化频率 $(f - f_0)T_s$ (其中 f_0 为载波频率, T_s 为码元宽度), 纵坐标为以分贝表示的功率谱密度, 参变量 $B_b T_s$ 为高斯低通滤波器的归一化 3 dB 带宽 B_b 与码元长度 T_s 的乘积。 $B_b T_s$ 的值可大于 1, 也可小于 1。当 $B_b T_s > 1$ 时, 表示高斯低通滤波器的带宽大于数据信号的带宽。 $B_b T_s$ 的值愈大, 表示滤波器的作用愈弱。 $B_b T_s = \infty$ 时, 相当于未加滤波器, 这时的曲线就是 MSK 信号

的功率谱密度。当 $B_b T_s < 1$ 时，滤波器的作用明显。 $B_b T_s$ 选得愈小，即滤波器的带宽愈窄，已调频谱的高频滚降就愈快，主瓣也愈小。

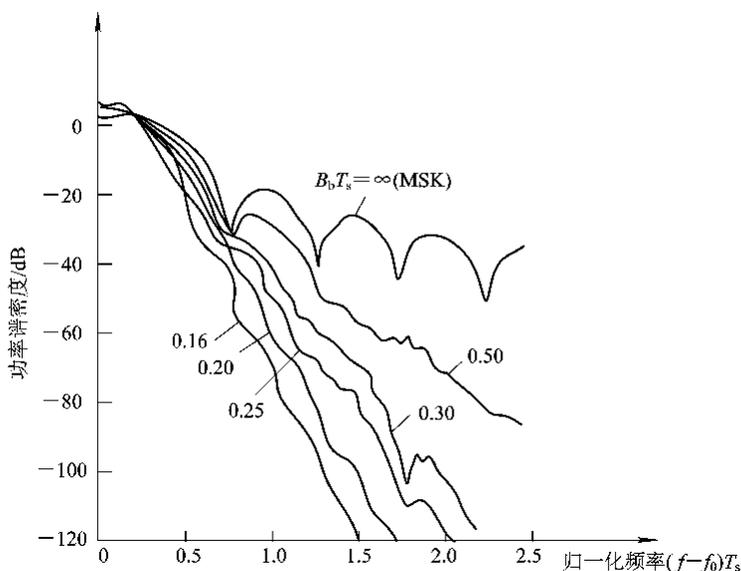


图 4-35 GMSK 信号的功率谱密度

由图 4-35 可见，GMSK 信号的频谱随着 $B_b T_s$ 值的减小变得紧凑起来，但误码性能也将变差。因此 GMSK 信号频谱特性的改善是通过降低误比特率性能换来的。前置滤波器的带宽越窄，输出功率谱就越紧凑，误比特率性能就变得越差。当 $B_b T_s = 0.20 \sim 0.25$ 时，GMSK 的频谱对邻道的干扰小于 -60 dB，但误码率性能要比 MSK 差。

在数字移动通信系统中进行高速率数据传输时，为了满足邻道带外辐射功率低于 $-80 \sim -60$ dB 的需要，要求信号要具有更紧凑的功率谱，例如 GSM 系统所采用的就是这种 GMSK 的调制方式。

除了以上介绍的几种改进型的数字调制方式外，目前还有许多其它的改进形式，如正弦频移键控(SFSK)、平滑调频(TFM)、正交部分响应调制(QPR)以及连续相位频移键控(CP/FSK)等。由于篇幅所限，在此不再一一介绍，读者可参考其它有关书籍。

4.4.2 正交振幅调制(QAM)

由前面的分析知道，当采用多相调相方式时，信息的传输速率虽然提高了，但一方面会使设备复杂化，另一方面，误码率也随之增加。这是因为调相信号的包络恒定，随着 M 的增大，信号空间中各信号状态点之间的最小距离减小了，因而在受到干扰后，判决时更易出错。

为了提高系统的可靠性，须增加信号空间中各信号状态点之间的最小距离。基于这一思路，有人提出了一种新的调制方式，即正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)，这是一种对载波的振幅和相位同时进行调制的方式，所以又称为幅相键控(Amplitude Phase Keying, APK)。

正交振幅调制是利用正交的两个载波对两路信号分别进行抑制载波的双边带调幅，通

常有二进制 QAM(4QAM)、四进制 QAM(16QAM)、八进制 QAM(64QAM)等。电平数和信号状态之间的关系为 $M=m^2$ ，其中 m 为电平数， M 为信号状态。对于 4QAM，当两路信号幅度相等时，其产生、解调、性能及相位矢量均与 4PSK 信号相同。下面以 16QAM 为例对其性能及调制、解调方法进行讨论。

1. 16QAM 信号星座图

在多进制数字调制系统中，为直观起见，通常用星座图来表示已调信号。所谓星座图，就是信号矢量端点的分布图。16QAM 信号的星座图如图 4-36(a)所示，为与 MPSK 信号进行比较，图 4-36(b)给出了 16PSK 信号的星座图。

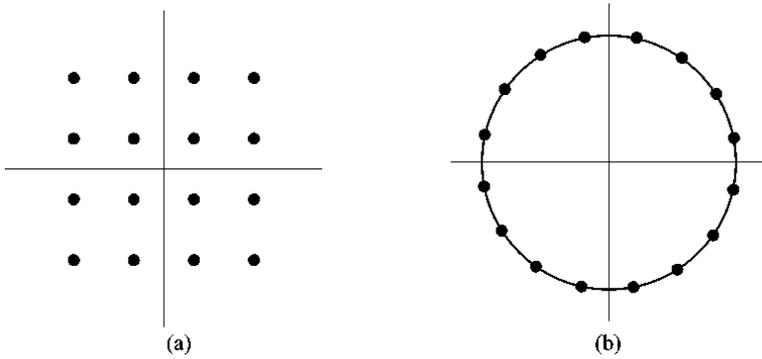


图 4-36 16QAM 及 16PSK 信号星座图

(a) 16QAM 信号星座图；(b) 16PSK 信号星座图

从图 4-36 可明显看出，16QAM 信号的 16 个已调波矢量端点不在一个圆上，点间距离较远，与 16PSK 信号相比，解调时容易区分相邻已调波矢量，故误码率低。

对比 MPSK 信号与 MQAM 信号的星座图可知，由于 MQAM 的信号点均匀地分布在整个平面上，因此在信号点数相同时，信号点之间的距离加大了。

假设已调信号的最大幅度为 1，由 MPSK 信号的星座图可求出相邻信号点之间的最小距离为

$$d_{\text{MPSK}} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (4-46)$$

而对于 MQAM 信号，星座图为矩形，相邻信号点之间的最小距离为

$$d_{\text{MQAM}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1} = \frac{\sqrt{2}}{L-1} \quad (4-47)$$

其中 $M=L^2$ ， L 为星座图上信号点在水平轴或垂直轴上投影的电平数。

由式(4-46)和式(4-47)可知，当 $M=4$ 时， $d_{\text{MPSK}}=d_{\text{MQAM}}$ ，这是因为 4PSK 和 4QAM 信号的星座图相同，这表明 4PSK 信号和 4QAM 信号抗噪声能力相同。但当 $M>4$ 时， $d_{\text{MQAM}}>d_{\text{MPSK}}$ ，这说明此时 MQAM 方式的抗噪声能力优于 MPSK 方式。

2. 正交调制法产生 16QAM 信号及解调

16QAM 信号可以用正交调制的方法产生，调制器的一般框图如图 4-37 所示。

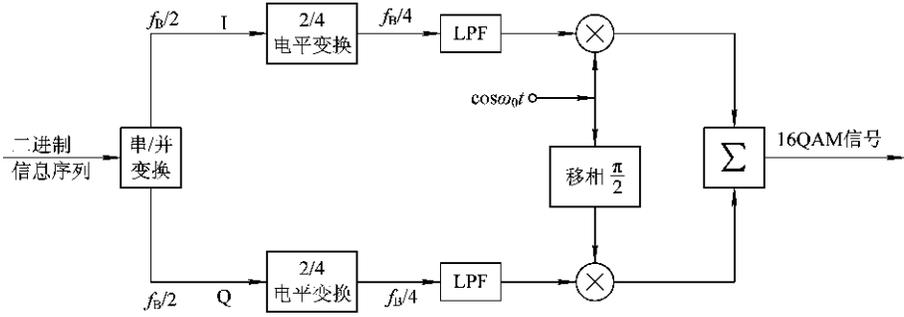


图 4 - 37 用正交调制法产生 16QAM 信号的原理框图

串/并变换电路将码元速率为 f_B 的输入二进制信息序列分成两路速率为 $f_B/2$ 的二电平序列。2/4 电平变换器将 2 电平序列变成 4 电平信号，码速又降低一半。然后，经滤波后，4 电平信号分别与两个正交的载波相乘，再将两路乘法器的输出在合成器中进行矢量相加，就产生了 16QAM 信号。这里需要说明的是，MPSK 信号也可以用正交调制的方法产生，但当 $M > 4$ 时，其同相与正交两路基带信号的电平是互相关联的，以确保合成矢量端点落在同一个圆上。而 MQAM 的同相和正交两路基带信号的电平则是相互独立的。

16QAM 信号的解调可采用正交的相干解调方法，其原理框图如图 4 - 38 所示。为了将乘法器输出的 4 电平信号转换成二进制码，在同相支路和正交支路均设置了 3 个判决器，经判决后，分别恢复出速率为 $f_B/2$ 的二进制序列，最后经并/串变换器将两路二进制序列合成一个速率为 f_B 的二进制序列，即恢复出了串行基带码流。

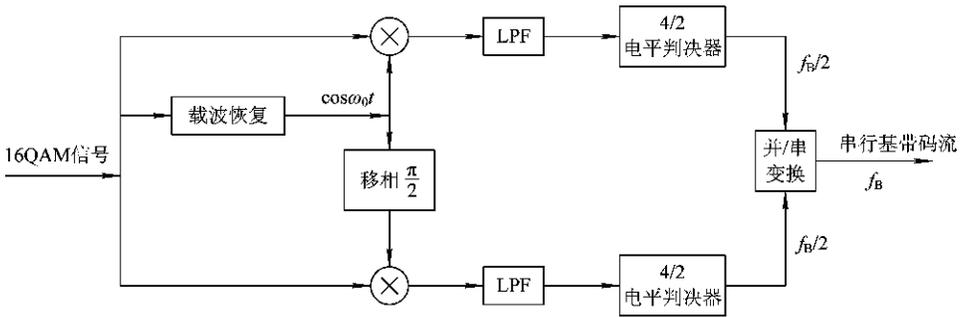


图 4 - 38 16QAM 信号相干解调原理框图

3. 四相叠加法产生及解调

由图 4 - 38 可看出，一个多电平 QAM 信号可以分解成若干个四相相移键控信号的线性组合。根据这个原理，16QAM 信号可由两路独立的四相相移键控信号叠加而成，只要要求这两个 4PSK 信号的幅度相差两倍。我们把这种方法称为四相叠加法，图 4 - 39 给出了该方法的矢量图，其中大、小两路四相相移键控信号均采用了格雷码的相位逻辑。

从图 4 - 39 中还可看出，用这种方法产生的 16QAM 已调波和与其同相、正交的多电平基带信号分量满足自然码的电平逻辑。用四相叠加法产生 16QAM 信号的原理框图如图 4 - 40 所示，且产生的信号具有格雷码电平逻辑，比自然码电平逻辑有更好的误码性能。

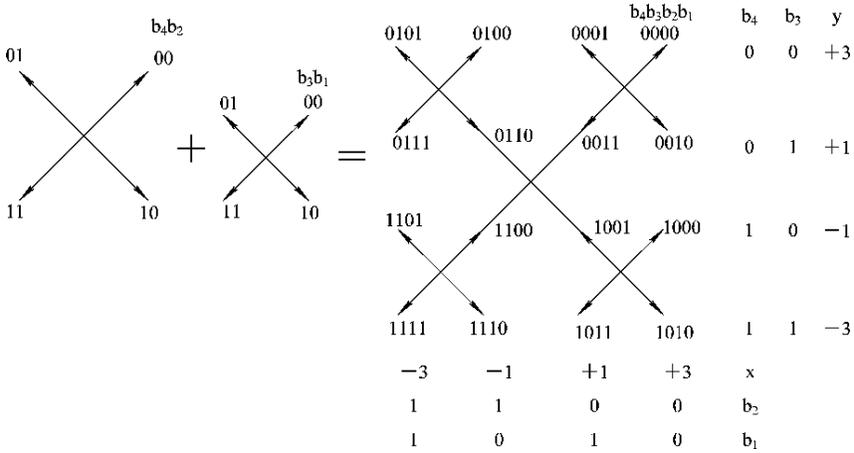


图 4-39 四相叠加法矢量图

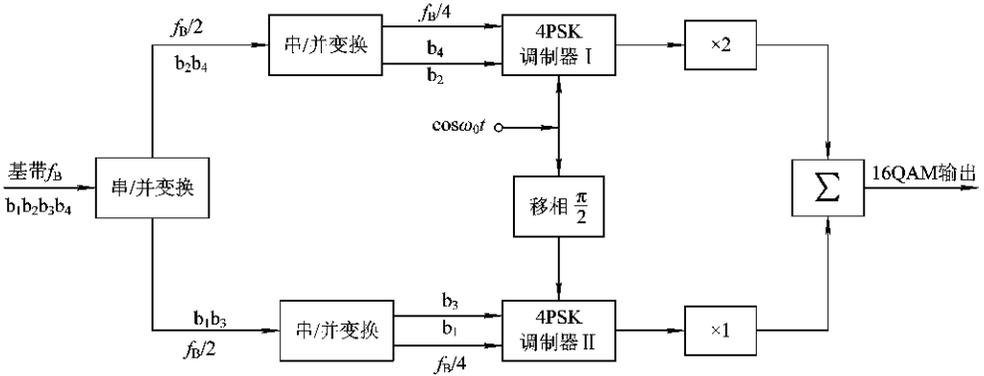


图 4-40 用四相叠加法产生 16QAM 信号的原理框图

用四相叠加法可产生 4^n QAM 信号，原理与 16QAM 信号的产生相同。例如，要用四相叠加法产生 64QAM 信号，只要用三路独立的四相相移键控信号叠加即可，这时三路 4PSK 信号的幅度比值为 4 : 2 : 1。

用四相叠加法产生的 16QAM 信号也可采用正交的相干解调方法来解调，首先恢复出复合的基带信号，再从中减去大四相信号，就可得到小四相信号，其原理如图 4-41 所示。

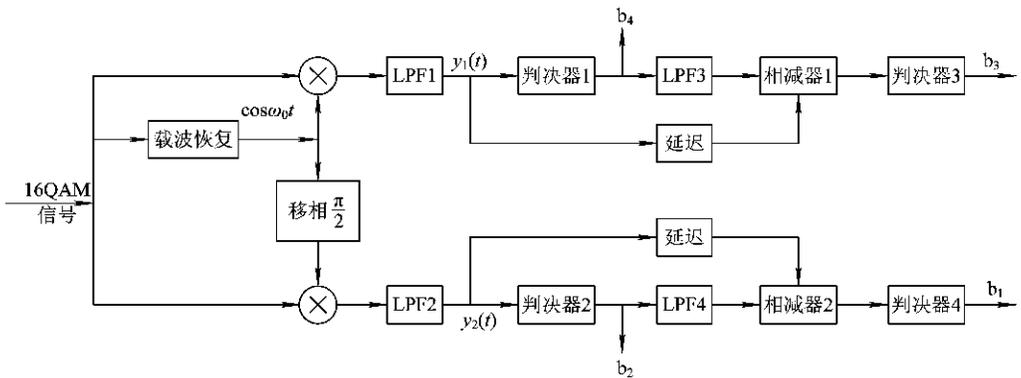


图 4-41 16QAM 信号相干解调框图

16QAM 信号送入上下两个乘法器中与两个正交的载波信号相乘, 经过 LPF1 和 LPF2, 就能得到两个 4 电平信号 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 。它们分别经过判决器 1 和 2 判决后, 就能得到对应的大四相信号的双比特码元 b_4 和 b_2 。复合基带信号 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 分别经延迟后, 与对应时刻的大四相信号在相减器 1 和 2 中相减, 再分别经判决器 3 和 4 判决后, 就得到小四相信号的双比特码元 b_3 和 b_1 , 从而完成了 16QAM 信号的解调。

正交调制法和四相叠加法都有各自的优缺点。其中正交调制法只有两个载波, 相位比较容易控制, 但必须用线性调制器, 电路较复杂。在数字微波传输系统中, 为解决多电平信号经过非线性射频功率放大器所引起的畸变, 一种可实现的方案就是采用四相叠加法, 在微波频段上分别进行四相调制与功率放大, 最后按照一定的功率比值相叠加。由于四相相移键控信号是等幅信号, 因而大大减少了射频功放非线性的影响, 甚至可以工作在饱和状态, 提高了功率。缺点是必须严格控制两个四相信号的载波相位和功率的比例关系。

由于 MQAM 信号和 MPSK 信号都可以看成是两个正交的抑制载波双边带调幅信号的叠加, 因此它们的功率谱都取决于同相支路和正交支路基带信号的功率谱。当信号点数相同时, MQAM 信号与 MPSK 信号的功率谱相同, 带宽均为基带信号带宽的 2 倍。在理想情况下, MQAM 和 MPSK 的最高频带利用率均为 $\text{lb } M \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。当基带信号具有升余弦滚降特性时, 频带利用率为 $\frac{1}{1+\alpha} \text{lb } M \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ (其中 α 为滚降系数)。

4.4.3 其它多元调制方式

在其它多元调制方式中, 我们主要介绍交错正交相移键控(OQPSK)。

交错正交相移键控也称为参差四相相移键控(SQPSK), 有时又称为偏移四相相移键控(Offset - QPSK)或双二相相移键控, 它是在 QPSK(即 4PSK)的基础上发展起来的一种恒包络数字调制技术。在普通的 QPSK 调制中, 两个正交支路的数据在时间上是完全对准的, 当两路数据相位同时改变时, 会发生 180° 的载波相位跳变。这种相位的跳变会使信号在通过带限信道时发生明显的包络变化, 即产生深调幅。这种深调幅信号在经过非线性放大器后, 会使已经滤除的带外分量又被恢复出来, 导致频谱扩散和信号失真, 增加对邻波道的干扰。但是在 OQPSK 调制中, 两路数据流在时间上错开了半个码元周期(一个比特)。由于时间上的错开, 在任何传输点上只有一个二进制分量可改变状态, 合成的相移信号只可能出现 $\pm 90^\circ$ 的相位跳变, 不会出现 180° 的相位跳变。滤波后的 OQPSK 包络不会过零点(深调幅)。当信号通过非线性器件时, OQPSK 信号的幅度波动比 QPSK 信号小, 最大包络波动只有 3 dB; 而普通的 QPSK 信号则会出现 100% 的包络波动。因此在非线性的卫星系统和视距微波系统中, OQPSK 系统比 QPSK 系统优越。

OQPSK 信号产生的原理如图 4-42 所示。它与 QPSK 信号的产生大体上相似, 不同之处在于输入数据经过串/并变换后, 分为两路数据流, 其中一路相对于另一路延迟了半个码元周期(一个比特)。调制器输入端的各合成相位状态和 QPSK 情况相同, 但因为加到乘法器的两路数据流永远不会同时过渡, 所以每次在构成 QPSK 输出信号的矢量中, 只有一个发生变化, 这样调制器输出信号只可能发生 90° 的相位跳变, 而 QPSK 信号则可能发生 180° 的相位突变。图 4-42 中的 $T_s/2$ 延迟电路就是为了使 I、Q 两路数据流偏移半个码元周期。BPF 的作用是形成 QPSK 信号的频谱形状, 保持其包络恒定。

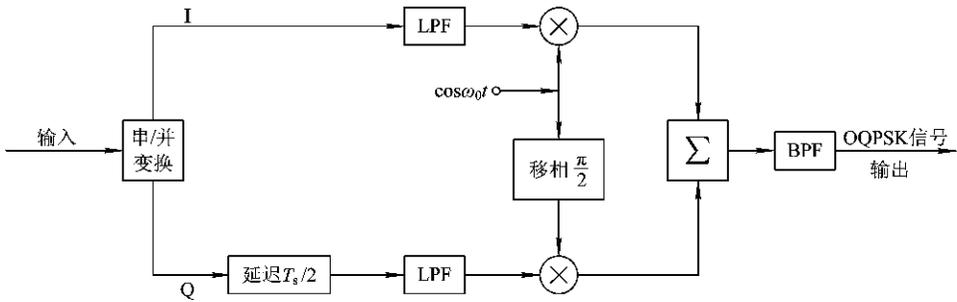


图 4-42 OQPSK 信号产生原理框图

OQPSK 信号的解调可采用正交相干解调法, 原理如图 4-43 所示。它与 QPSK 信号的解调原理基本相同, 区别仅在于对 Q 支路信号的判决时刻比 I 支路延迟了 $T_s/2$, 这样使两支路信号经判决后一起送入并/串变换器, 恢复出原基带二进制序列。

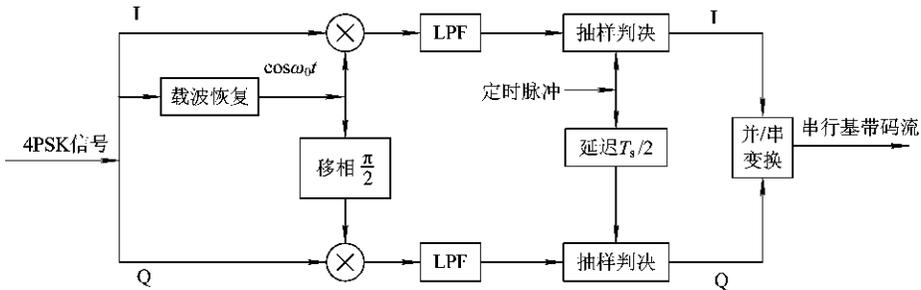


图 4-43 OQPSK 信号正交相干解调原理框图

OQPSK 系统克服了 QPSK 系统的 180° 相位突变, 而且信号通过 BPF 后包络起伏小, 性能得到了改善, 因此受到很大重视。但是, 当码元转换时, 相位变化不连续, 仍存在 90° 的相位突变, 使高频滚降慢, 频带较宽。

4.5 数字调制与解调实验

4.5.1 2ASK、2FSK、2DPSK 调制与解调实验

一、实验目的

- (1) 掌握 2ASK 相干解调的原理。
- (2) 掌握 2FSK 过零检测解调的原理。
- (3) 掌握 2DPSK 相干解调的原理。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块
数字调制模块、数字解调模块

40 M 双踪示波器	一台
频率计(选用)	一台

三、实验原理

1. 2ASK 解调原理

2ASK 解调有非相干解调(包络检波法)和相干解调(同步检测法)两种方法,这里采用非相干解调法对 2ASK 信号进行解调,其原理框图如图 4-44 所示。

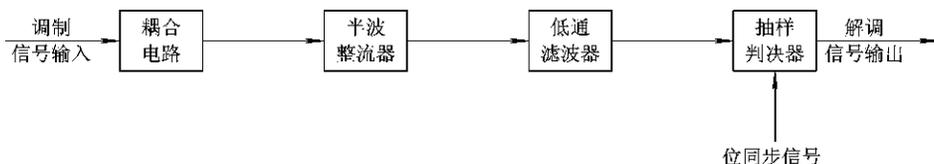


图 4-44 2ASK 解调原理框图(非相干方式)

2ASK 调制信号从“ASK-IN”输入,经 CA03 和 RA02 组成的耦合电路至半波整流器(由 DA02、DA03 组成),半波整流后的信号经电压比较器 UA01(LM339)与参考电位比较后,送入抽样判决器进行抽样判决,最后得到解调输出的二进制信号。标号为“ASK 判决电压调节”的电位器用来调节电压比较器 UA01 的判决电压。判决电压过高,将会导致正确的解调结果丢失;判决电压过低,将会导致解调结果中含有大量错码。因此,只有合理选择判决电压,才能得到正确的解调结果。抽样判决用的时钟信号就是 2ASK 基带信号的位同步信号,该信号从“ASK-BS”输入,可以从信号源直接引入,也可以从同步信号恢复模块引入。在实际应用的通信系统中,解调器的输入端都有一个带通滤波器来滤除带外的信道白噪声,并确保系统的频率特性符合无码间串扰的条件。本实验为了简化实验设备,在调制部分的输出端没有加带通滤波器,并且假设信道是理想的,所以在解调部分的输入端也没有加带通滤波器。

2. 2FSK 解调原理

2FSK 有多种方法解调,如包络检波法、相干解调法、鉴频法、过零检测法及差分检波法等,这里采用过零检测法对 2FSK 调制信号进行解调,其原理框图如图 4-45 所示。

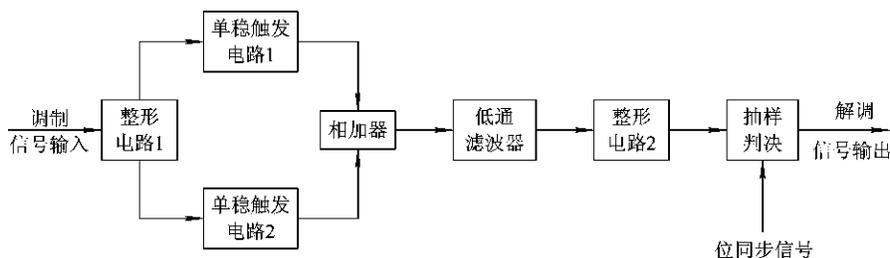


图 4-45 2FSK 解调原理框图(过零检测法)

图 4-45 中的整形电路 1 和整形电路 2 的功能类似于比较器,可在其输入端将输入信号叠加在 2.5 V 上。2FSK 调制信号从“FSK-IN”输入。UA03(LM339)的判决电压设置在 2.5 V,可对输入信号进行硬限幅处理。

这样，整形电路 1 将 2FSK 信号变为 TTL 电平；整形电路 2 和抽样判决电路共同构成抽样判决器，其判决电压可通过标号为“2FSK 判决电压调节”的电位器进行调节。单稳触发电路 1 和单稳触发电路 2 分别被设置为上升沿触发和下降沿触发，它们与相加器 UA05 (74HC32) 一起共同对 TTL 电平的 2FSK 信号进行微分、整流处理。电阻 RA14 与 RA16 决定上升沿脉冲宽度及下降沿脉冲宽度。抽样判决器的时钟信号就是 2FSK 基带信号的位同步信号，该信号应从“FSK - BS”输入，可以从信号源直接引入，也可以从同步信号恢复模块引入。

3. 2DPSK 解调原理

2DPSK 解调最常用的方法是极性比较法和相位比较法，这里采用极性比较法对 2DPSK 信号进行解调，其原理框图如图 4-46 所示。2DPSK 调制信号从“PSK - IN”输入，位同步信号从“PSK - BS”输入，同步载波从“载波输入”点输入。调制信号经过 UA08 (MC1496) 与载波信号相乘后，去掉了调制信号中的载波成分，再经过低通滤波器去除高频成分，得到包含基带信号的低频信号，对此信号进行抽样判决(抽样判决器由 UA10 (74HC74) 构成，其时钟为基带信号的位同步信号)，再经过逆差分变换电路(由 UA10 (74HC74)、UA11 (74HC86) 组成)，就可以得到基带信号了。

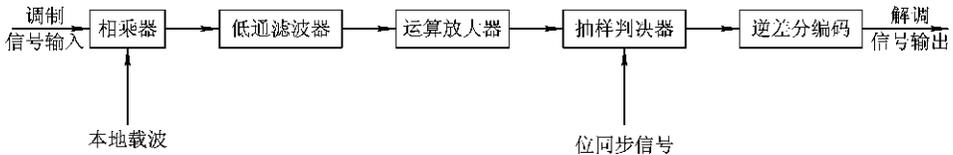


图 4-46 2DPSK 解调原理框图(极性比较法)

四、实验步骤

将信号源模块、数字调制模块、数字解调模块小心地固定在主机箱中，确保电源接触良好。插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，再分别按下三个模块中的开关 POWER1、POWER2，对应的发光二极管 LED001、LED002、D400、D401、DA00、DA01 发光，按一下信号源模块的复位键，三个模块均开始工作。将信号源模块的位同步信号(BS)的频率设置为 15.625 kHz，将信号源模块产生的 NRZ 码设置为 011100101100110010101010，将同步信号提取模块的拨码开关 SW501 的第一位拨上。

1. ASK 解调实验

(1) 以信号源模块产生的 NRZ 码为基带信号，合理连接信号源模块与数字调制模块，使数字调制模块的信号输出点“ASK 调制输出”能输出正确的 ASK 调制波形。

(2) 将“ASK 调制输出”的输出信号送入数字解调模块的信号输入点“ASK - IN”，观察信号输出点“ASK - OUT”处的波形，并调节标号为“ASK 判决电压调节”的电位器，直到在该点观察到稳定的 NRZ 码。将该点波形送入同步信号提取模块的信号输入点“NRZ - IN”，再将同步信号提取模块的信号输出点“位同步输出”输出的波形送入数字解调模块的信号输入点“ASK - BS”，观察信号输出点“OUT1”、“OUT2”、“OUT3”、“ASK 解调输出”处的波形，并与信号源产生的 NRZ 码进行比较。

(3) 改变信号源产生的 NRZ 码的设置, 重复上述观察。

2. FSK 解调实验

(1) 将信号源模块的位同步信号的频率恢复为 15.625 kHz, 以信号源模块产生的 NRZ 码为基带信号, 合理连接信号源模块与数字调制模块, 使数字调制模块的信号输出点“FSK 调制输出”能输出正确的 FSK 调制波形。

(2) 将“FSK 调制输出”的输出信号送入数字解调模块的信号输入点“FSK - IN”, 观察信号输出点“FSK - OUT”处的波形, 并调节标号为“FSK 判决电压调节”的电位器, 直到在该点观察到稳定的 NRZ 码。将该点波形送入同步信号提取模块的信号输入点“NRZ - IN”, 再将同步信号提取模块的信号输出点“位同步输出”输出的波形送入数字解调模块的信号输入点“FSK - BS”, 观察信号输出点“单稳输出 1”、“单稳输出 2”、“过零检测”、“FSK 解调输出”处的波形, 并与信号源产生的 NRZ 码进行比较。

(3) 改变信号源产生的 NRZ 码的设置, 重复上述观察。

3. PSK 解调实验

(1) 将信号源模块的位同步信号的频率恢复为 15.625 kHz, 以信号源模块产生的 NRZ 码为基带信号, 合理连接信号源模块与数字调制模块, 使数字调制模块的信号输出点“PSK 调制输出”能输出正确的 PSK 调制波形。

(2) 将“PSK 调制输出”的输出信号送入数字解调模块的信号输入点“PSK - IN”, 将“PSK 调制输出”的波形再送入同步信号提取模块的信号输入点“S - IN1”, 使信号输出点“载波输出”能输出提取正确的载波信号, 再将该点的输出波形送入数字解调模块的信号输入点“载波输入”, 观察信号输出点“PSK - OUT”处的波形, 并调节标号为“PSK 判决电压调节”的电位器, 直到在该点观察到稳定的 NRZ 码。将点“PSK - OUT”送入同步信号提取模块的信号输入点“NRZ - IN”, 再将同步信号提取模块的信号输出点“位同步输出”输出的波形送入数字解调模块的信号输入点“PSK - BS”, 观察信号输出点“OUT4”、“OUT5”、“PSK 解调输出”处的波形, 并与信号源产生的 NRZ 码进行比较。

(3) 改变信号源产生的 NRZ 码的设置, 重复上述观察。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理, 叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录, 在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结果。

4.5.2 MSK、GMSK 调制与解调实验

一、实验目的

- (1) 了解用现场可编程门阵列(FPGA)进行电路设计的基本方法。
- (2) 掌握 MSK、GMSK 的概念以及它们之间的关系。
- (3) 掌握 MSK、GMSK 的调制、解调原理。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

数字调制模块、数字解调模块

40 M 双踪示波器 一台

频率计(选用) 一台

三、实验原理

随着通信业务量的增加, 频谱资源日趋紧张, 为了提高系统的容量, 信道间隔已由最初的 100 kHz 减小到 25 kHz, 并将进一步减小到 12.5 kHz, 甚至更小。由于数字通信建网灵活、容易采用数字差错控制技术和数字加密、便于集成化并能够进入 ISDN 网, 因此通信系统都在由模拟制式向数字制式过渡。然而一般的数字调制技术, 如 ASK、PSK 和 FSK 因传输效率低而无法移动通信的要求, 为此, 需要专门研究一些抗干扰性强、误码性能好、频谱利用率高的数字调制技术, 能尽可能地提高单位频谱内传输数据的比特率, 以适应移动通信窄带数据传输的要求, 如最小频移键控(Minimum Frequency Shift Keying, MSK)和高斯滤波最小频移键控(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying, GMSK), 这两种技术已在数字蜂窝移动通信系统中得到了广泛的应用。

1. MSK 调制、解调原理

1) MSK 调制原理

MSK 的表达式及波形见 4.4.1 节。本实验模块所采用的 MSK 调制器原理框图如图 4-47 所示。

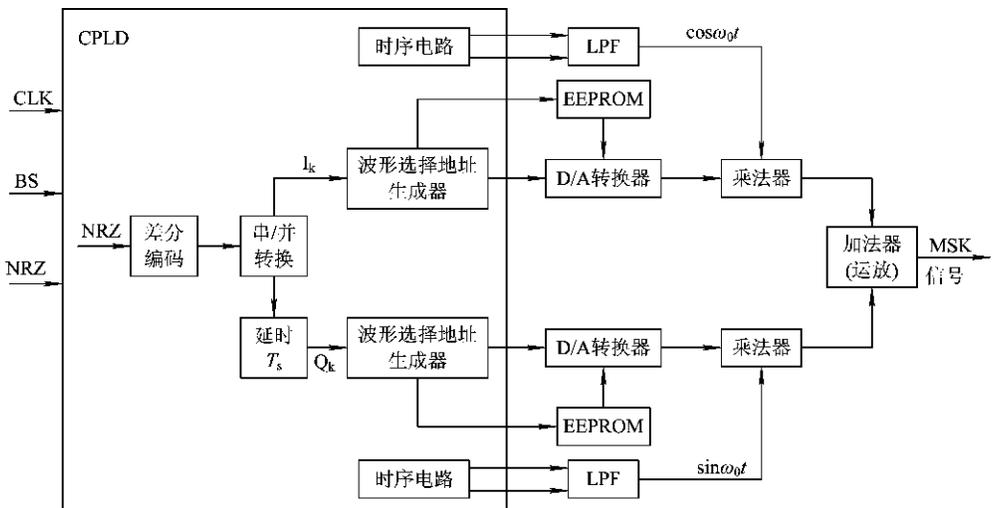


图 4-47 MSK 调制器原理框图

输入数据 NRZ, 然后通过 CPLD 电路实现差分编码及串/并转换, 得到 I_k 、 Q_k 两路数据, 波形选择地址生成器根据接收到的数据 (I_k 或 Q_k) 输出波形选择的地址。EEPROM(各种波形数据存储在)根据 CPLD 输出的地址来输出相应的数据, 然后通过 D/A 转换器

得到需要的基带波形，最后通过乘法器调制，运放求和，就得到了需要的 MSK 调制信号。

2) MSK 解调原理

MSK 信号的解调与 FSK 信号相似，可以采用相干解调方式，也可以采用非相干解调方式。本实验模块采用一种相干解调方式，其原理框图如图 4-48 所示。

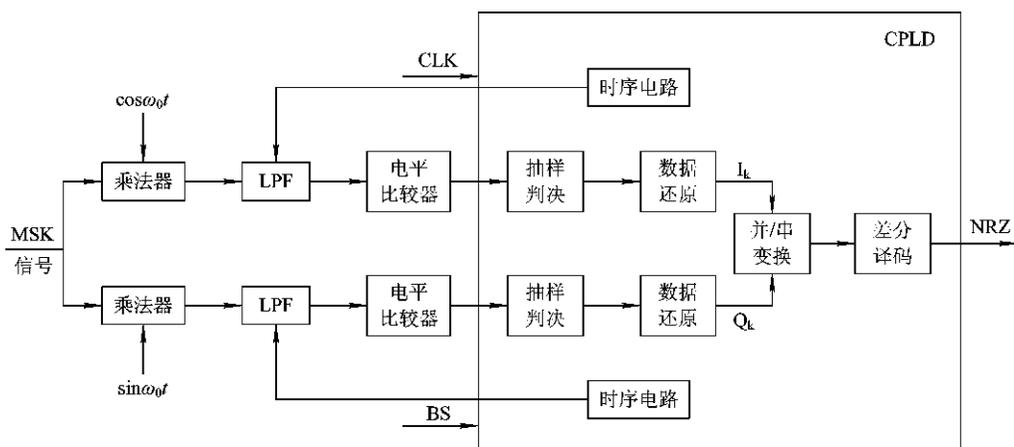


图 4-48 MSK 解调器原理框图

将得到的 MSK 调制信号正交解调，通过低通滤波器得到基带成形信号，并对由此得到的基带信号的波形进行电平比较，得到数据，再将此数据经过 CPLD 的数字处理，就可解调得到 NRZ 码。由于本实验系统中的相干载波是直接由调制端引入的，因此解调器中的载波与调制器中的载波同频同相。在实际系统中，相干载波是通过载波同步获取的，相干载波的频率和相位只有和调制端相同时，才能完成相干解调。

2. GMSK 调制、解调原理

1) GMSK 调制原理

GMSK 调制方式是在 MSK 调制器之前加入一个基带信号预处理滤波器，即高斯低通滤波器。要实现 GMSK 信号的调制，关键是要设计一个性能良好的高斯低通滤波器，对这一高斯低通滤波器的性能要求及 GMSK 信号的功率谱密度见 4.4.1 节。

在本实验中，不采用用硬件构成高斯低通滤波器进行调制的方法，而是将 GMSK 的所有组合波形数据（高斯滤波后的）计算出来，然后将得到的数据输入 EEPROM 中，最后通过数据 (I_k 、 Q_k) 进行寻址访问，取出相应的 GMSK 成形信号。

GMSK 同样可以采用 MSK 的原理框图。

2) GMSK 解调原理

GMSK 解调原理同 MSK。

四、实验步骤

1. MSK、GMSK 调制实验

调制类型选择开关说明及各开关的功能如图 4-49 所示。

五、实验结论及报告要求

(1) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程。

(2) 根据实验测试记录，在坐标纸上画出 MSK、GMSK 分别在调制、解调中的各测量点的波形图。

(3) 画出 MSK、GMSK 分别在调制、解调中的 X - Y 波形图(即星座图)。

(4) 分析实验结果。

4.5.3 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ - DQPSK 调制与解调实验

一、实验目的

(1) 掌握 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ - DQPSK 的概念以及它们之间的关系和不同。

(2) 掌握 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ - DQPSK 调制、解调原理。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱、信号源模块

数字调制模块、数字解调模块

40 M 双踪示波器 一台

频率计(选用) 一台

三、实验原理

四相相移键控(Quadrature Reference Phase Shift Keying, QPSK)、交错正交四相相移键控(Offset Quadrature Reference Phase Shift Keying, OQPSK)、四相相对相移键控(Differential Quadrature Reference Phase Shift Keying, DQPSK)和 $\pi/4$ 正交相移键控($\pi/4$ - Differential Quadrature Reference Phase Shift Keying, $\pi/4$ - DQPSK), 均是为适应移动通信的窄带数据传输要求而发展起来的新型数字调制方式。

1. QPSK 调制、解调原理

1) QPSK 调制原理

QPSK 即四相绝对调相(也称为 4PSK), 根据初始相取值不同, QPSK 可分为两种方式, 即 $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$ 和 $(\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4)$ 两种, 四相调相的电路与这两种方式对应, 就分为 $\pi/2$ 调相系统(也称为 B 方式)和 $\pi/4$ 调相系统(也称为 A 方式)两种。QPSK 信号相位矢量图、相位表及波形见 4.3.3 节。

本实验模块所采用的 QPSK 调制器原理框图如图 4-51 所示。

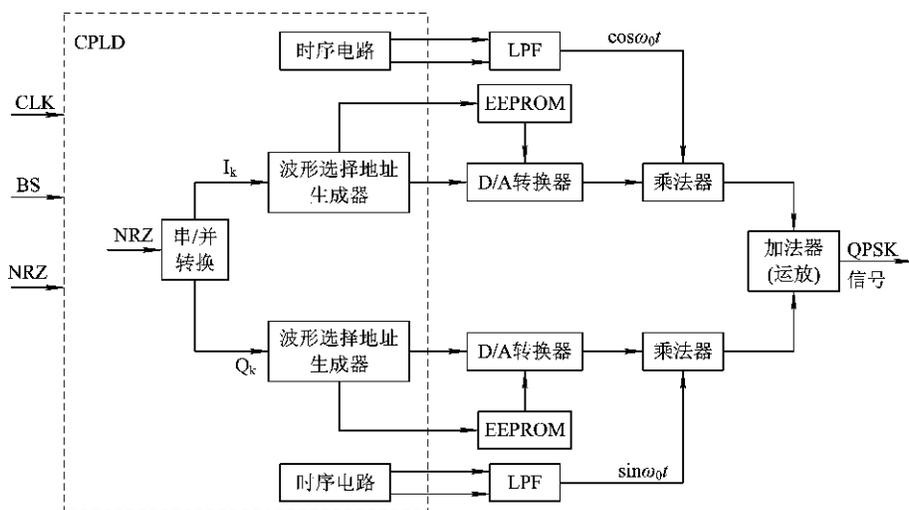


图 4-51 QPSK 调制器原理框图

2) QPSK 解调原理

由于 QPSK 可以看做是由两个正交 2PSK 信号合成的，故它可以采用与 2PSK 信号类似的解调方法进行解调，即解调器由两个 2PSK 信号相干解调器构成，其原理框图如图 4-52 所示。

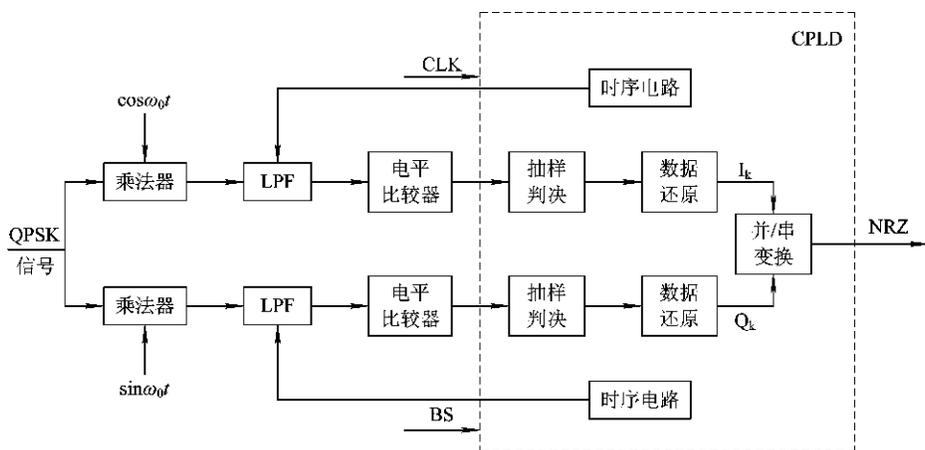


图 4-52 QPSK 解调器原理框图

2. OQPSK 调制、解调原理

OQPSK 又称为偏移四相相移键控，它与 QPSK 的不同之处是在正交支路引入了半个码元周期(一个比特)的延时，这使得两个支路的数据错开了一个比特码元时间，不会同时发生变化，不像 QPSK 那样产生 $\pm\pi$ 的相位跳变，而仅能产生 $\pm\pi/2$ 的相位跳变。

OQPSK 信号的带限不会导致信号包络经过零点，OQPSK 包络的变化小多了，因此对 OQPSK 的硬限幅或非线性放大不会再生出严重的频带扩展，OQPSK 即使再非线性放大，也仍能保持其带限的性质，这就说明 OQPSK 非常适合移动通信系统。

OQPSK 的调制、解调方法和 QPSK 一样。

3. DQPSK 调制、解调原理

1) DQPSK 调制原理

DQPSK 即四相相对相移键控。在 2DPSK 调制实验中,是先将绝对码变换成相对码,然后用相对码对载波进行绝对调相。同样,在 DQPSK 调制实验中,是对输入的双比特码进行码型变换,将得到的相对双比特码元进行 QPSK 调制。本实验模块所采用的 DQPSK 调制器原理框图与图 4-51 基本相同,只需在串/并转换模块之后加一差分编码电路即可。

2) DQPSK 解调原理

DQPSK 解调原理和 QPSK 是一样的,仅需要在 QPSK 解调器的并/串转换模块之前加一个差分译码器,使相对码变为绝对码,便形成了 DQPSK 解调器。

4. $\pi/4$ - DQPSK 调制、解调原理

1) $\pi/4$ - DQPSK 调制原理

$\pi/4$ - DQPSK 是对 QPSK 信号的特性进行改进的一种调制方式。改进之一是将 QPSK 的最大相位跳变 $\pm\pi$ 降为 $\pm 3\pi/4$,从而改善了 $\pi/4$ - DQPSK 的频谱特性;改进之二是解调方式,QPSK 只能采用相干解调,而 $\pi/4$ - DQPSK 既可以采用相干解调,也可以采用非相干解调。 $\pi/4$ - DQPSK 已用于美国的 IS-136 数字蜂窝系统、日本的个人数字蜂窝系统(PDC)和美国的个人接入通信系统(PACS)。

本实验模块所采用的 $\pi/4$ - DQPSK 调制器原理框图是在图 4-51 所示的原理框图的串/并转换模块之后加一相位差分编码电路。输入数据经串/并转换之后得到两路序列 I_k 、 Q_k ,然后通过相位差分编码和基带成形,得到成形波形,最后再分别进行正交调制合成,就得到了 $\pi/4$ - DQPSK 信号。

2) $\pi/4$ - DQPSK 解调原理

$\pi/4$ - DQPSK 解调采用相干解调的方法。本实验模块所采用的 $\pi/4$ - DQPSK 解调原理和 QPSK 是一样的,仅需要在 QPSK 解调器的并/串转换模块之前加一个相位差分译码器。

四、实验步骤

1. QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ - DQPSK 调制实验

调制类型选择开关说明及各开关功能如图 4-49 所示。需要说明的是,“A、B 切换”开关是针对 QPSK 实验、OQPSK 实验及 DQPSK 实验的,当开关拨为“0”时,QPSK 调制实验、OQPSK 调制实验、DQPSK 调制实验选择了 A 方式;当开关拨为“1”时,QPSK 调制实验、OQPSK 调制实验、DQPSK 调制实验选择了 B 方式。

将信号源模块、数字调制模块小心地固定在主机箱中,确保电源接触良好。将信号源模块上的 NRZ、BS、1M 同数字调制模块上的 NRZ、BS、1M 通过连接线相连。插上电源线,打开主机箱右侧的交流开关,再分别按下两个模块中的开关 POWER1、POWER2,分别对应的发光二极管 LED001、LED002、LED01、LED02 发光,按下信号源模块的复位键,两个模块均开始工作。

1) A 方式的 QPSK 调制实验

(1) 将调制类型选择拨码开关拨为 00010000、0001,则调制类型选择为 A 方式的

QPSK 调制。

(2) 将信号源上的码型选择拨为 11000000、11100000、11111000，码元速率选择拨为 00000010、01010110。

(3) 分别观察 NRZ 码经串/并转换得到的 DI、DQ 两路数据波形。

(4) 分别观察 I 路成形信号波形、Q 路成形信号波形、I 路同相调制信号波形、Q 路正交调制信号波形、调制输出波形。

如果在步骤(3)、(4)中发现波形不正确，请按下复位键后继续观察。

(5) 用示波器观察 I 路成形信号、Q 路成形信号的 X - Y 波形(即星座图)。

(6) 改变信号源上 NRZ 码的输出码型，重复以上操作。

2) B 方式的 QPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00010001、0001，则调制类型选择为 B 方式的 QPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步，并将结果与 A 方式的 QPSK 调制进行比较。

3) A 方式的 OQPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00001000、0001，则调制类型选择为 A 方式的 OQPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

4) B 方式的 OQPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00001001、0001，则调制类型选择为 B 方式的 OQPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步，并将结果与 A 方式的 OQPSK 调制进行比较。

5) A 方式的 DQPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000100、0001，则调制类型选择为 A 方式的 DQPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

6) B 方式的 DQPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000101、0001，则调制类型选择为 B 方式的 DQPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步，并将结果与 A 方式的 DQPSK 调制进行比较。

7) $\pi/4$ - DQPSK 调制实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000010、0001，则调制类型选择为 $\pi/4$ - DQPSK 调制。重复 A 方式的 QPSK 调制实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

2. QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ - DQPSK 解调实验

解调类型选择开关说明及各开关功能如图 4 - 50 所示。其中“ A、B 切换”开关的功能同调制类型选择开关。

将信号源模块、数字调制模块、数字解调模块小心地固定在主机箱中，确保电源接触良好。将信号源模块上的 NRZ、BS、1M 同数字调制模块上的 NRZ、BS、1M 通过连接线相连，同数字解调模块上的 BS、1M 通过连接线相连，将数字调制模块上的 SINOUT、COSOUT、调制输出分别同数字解调模块上的 SININ、COSIN、INPUT 通过连接线相连。插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，再分别按下三个模块中的开关 POWER1、

POWER2, 分别对应的发光二极管 LED001、LED002、LED01、LED02、LED01、LED02 发光, 按下信号源模块的复位键, 三个模块均开始工作。

1) A 方式的 QPSK 解调实验

(1) 将调制类型选择拨码开关拨为 00010000、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00010000、0010, 则解调类型选择为 A 方式的 QPSK 解调。

(2) 将信号源上的码型选择拨为 11000000、11100000、11111000, 码元速率选择拨为 00100000、01001000。

(3) 分别观察 I 路解调信号波形、Q 路解调信号波形、I 路滤波信号波形、Q 路滤波信号波形。

(4) 分别观察解调的 DI、DQ 两路数据波形, 并观察解调输出的波形, 如果发现解调输出波形不正确, 请按复位键后继续观察。

(5) 用示波器观察 I 路滤波信号、Q 路滤波信号的 X - Y 波形(即星座图)。

(6) 改变信号源上 NRZ 码的输出码型, 重复以上操作。

2) B 方式的 QPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00010001、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00010001、0010, 则解调类型选择为 B 方式的 QPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

3) A 方式的 OQPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00001000、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00001000、0010, 则解调类型选择为 A 方式的 OQPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

4) B 方式的 OQPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00001001、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00001001、0010, 则解调类型选择为 B 方式的 OQPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

5) A 方式的 DQPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000100、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00000100、0010, 则解调类型选择为 A 方式的 DQPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

6) B 方式的 DQPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000101、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00000101、0010, 则解调类型选择为 B 方式的 DQPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

7) $\pi/4$ - DQPSK 解调实验

将调制类型选择拨码开关拨为 00000010、0010, 解调类型选择拨码开关拨为 00000010、0010, 则解调类型选择为 $\pi/4$ - DQPSK 解调。重复 A 方式的 QPSK 解调实验的(2)、(3)、(4)、(5)、(6)步。

五、实验结论及报告要求

(1) 分析实验电路的工作原理,叙述其工作过程。

(2) 根据实验测试记录,在坐标纸上画出 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK 分别在调制、解调中的各测量点的波形图。

(3) 画出 QPSK、OQPSK、DQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK 分别在调制、解调中的 X-Y 波形图(即星座图)。

(4) 分析实验结果。

本章小结

数字调制与解调是数字通信系统的基本组成部分,数字信号经过模拟信道传输后必须调制。二进制数字调制有三种基本形式,即幅移键控(ASK)、频移键控(FSK)和相移键控(PSK)。本章首先介绍了这三种方式的调制解调原理及相应信号的功率谱。

幅移键控就是用数字基带信号去控制载波的幅度变化。2ASK 信号可由乘法器产生,其解调可采用相干解调和非相干解调(包络检波)两种方法。2ASK 信号的频谱由载频分量及上下边频分量组成,其带宽是数字基带信号带宽的两倍。

频移键控就是利用不同频率的载波来传送数字信号。2FSK 信号的产生有直接调频法和键控法,解调有相干解调和非相干解调,而过零点检测法是一种常用而简便的解调方法。2FSK 信号频带较宽,频带利用率比 2ASK 信号低,一般在低速数据传输系统中使用。

相移键控就是用同一个载波的不同相位来传送数字信号,相移键控分为绝对相移和相对相移两种。2PSK 信号的产生有直接调相法和相位选择法,其频谱中没有载频分量,带宽与 2ASK 信号相同,也为数字基带信号带宽的两倍。2PSK 信号的解调只能采用相干解调。因为 2PSK 系统通常用载波 0 相位来代表基带信号的“1”码,用载波 π 相位来代表基带信号的“0”码,所以实际应用时均采用 2DPSK 系统。2DPSK 信号的产生、解调方法、功率谱结构及带宽与 2PSK 均相同,但输入输出信号都要完成绝对码到相对码和相对码到绝对码的转换。2DPSK 信号的解调还可采用相位比较法(差分相干解调法)。

为了提高通信系统信息传输速率(或频带利用率),常采用多进制数字调制及改进型数字调制技术。

多进制数字调制与二进制数字调制相同,分为多进制幅移键控(MASK)、多进制频移键控(MFSK)及多进制相移键控(MPSK)。

除了以上的二进制及多进制数字调制系统外,本章最后介绍了几种具有代表性的改进型数字调制技术。

正交振幅调制(QAM)是一种对载波的振幅和相位同时进行调制的方式,通常有 4QAM、16QAM、64QAM 等。交错正交相移键控(OQPSK)是在 QPSK(即 4PSK)的基础上发展起来的一种恒包络数字调制技术。最小频移键控(MSK)是 FSK 的一种改进形式,其突出的优点是信号具有恒定的振幅及信号的功率谱在主瓣以外衰减较快。高斯最小频移键控(GMSK)是针对某些场合对信号带外辐射功率的限制非常严格而提出的一种改进型的调制方式。

在选择数字系统的调制方式时，需要综合考虑频带利用率、抗干扰能力、抗多径衰落能力、对传输失真的适应能力、设备的复杂程度等因素。

掌握了各种调制系统的性能及调制解调方法后，在应用中，可结合实际的需要综合考虑各方面因素，选择合适的调制系统。

思考与练习

1. 设二进制信息码元为 011011110，试分别画出 2ASK、2FSK、2PSK 和 2DPSK 信号的波形图。
2. 画出 2ASK、2FSK 和 2PSK 已调波的功率谱，并注明信道带宽。
3. 比较 2ASK、2FSK、2PSK 的信号带宽及频带利用率。
4. 什么是绝对调相与相对调相？
5. 在 2DPSK 系统中，载波频率为 2400 Hz，码元速率为 1200 B(波特)，已知绝对码序列为 1100010110；
 - (1) 画出 2DPSK 的 $\pi/2$ 系统已调波的波形；
 - (2) 采用差分相干解调法接收该信号时，试画出各点波形。
6. 试说明 2FSK 信号过零点检测法的工作原理，并画出各点波形。
7. 设发送数字信息序列为 01101100101011，试分别画出 4ASK、4FSK、4PSK 及 4DPSK 信号的波形。
8. 发送端和接收端同频不同相有何危害？
9. 若基带码为 1000110101，进行串/并变换，并按模 4 加法则，将绝对码变换为相对码，画出 4DPSK 的 $\pi/4$ 系统已调波的波形。
10. 在已调波矢量点数相同的情况下，为什么 QAM 调制方式的误码性能优于 PSK 方式？
11. 设数字序列为 +1 -1 -1 +1 +1 +1 -1 -1 +1，试画出对应的 MSK 信号的相位路径图。

第5章 信道编码技术



本章重点及难点

- ❖ 信道编码的基本概念
- ❖ 线性分组码的基本概念
- ❖ 线性分组码生成矩阵和监督矩阵的求解
- ❖ 循环码的生成多项式与编译码原理

5.1 信道编码与差错控制

在实际信道中传输数字信号时,由于信道传输特性不理想及加性噪声的影响,接收端收到的数字信号不可避免地会发生错误。为了在已知信噪比的情况下达到一定的比特误码率指标,首先应该合理设计基带信号,选择调制解调方式,采用时域、频域均衡,使比特误码率尽可能降低。但实际上,许多通信系统中的比特误码率并不能满足实际需要,此时则必须采用信道编码,才能将比特误码率进一步降低,以满足系统指标要求。

5.1.1 信道编码的基本概念

为提高整个系统的抗干扰能力,一般需要在载波调制之前对数字基带信号进行信道编码。信道编码也称为差错控制编码或纠错编码,指用编码和译码的方法去控制数字通信系统的信息比特差错概率的大小,以便达到设计指标。它是提高数字信息传输可靠性的有效方法之一。

5.1.2 差错控制编码的基本思想

差错控制编码的基本实现方法是在发送端给被传输的信息附上一些监督码元,这些多余的码元与信息码元之间以某种确定的规则相互关联。在接收端按照既定的规则校验信息码元与监督码元之间的关系,一旦传输发生错误,则信息码元与监督码元的关系就受到破坏,从而使接收端可以发现错误,进而纠正错误。因此,各种编码和译码方法是差错控制编码所要研究的问题。

5.1.3 差错控制方式

对于不同类型的信道，应采用不同的差错控制技术。常用的差错控制方式主要有以下3种，如图5-1所示。

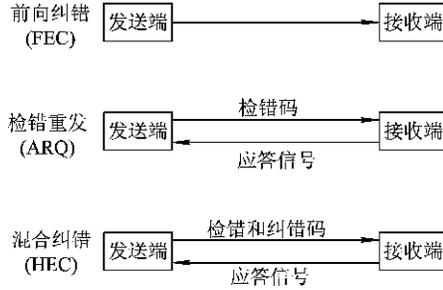


图 5-1 3种差错控制方式比较

1. 前向纠错(FEC)

前向纠错即自动纠错，发送端发送能纠正错误的编码，在接收端根据接收到的码和编码规则，能自动纠正传输中的错误。前向纠错方式不需要反馈通道，特别适合只能提供单向信道的场合，特点是时延小，实时性好，但传输效率低，译码设备复杂。

2. 检错重发(ARQ)

检错重发又称为自动反馈重发(Automatic Repeat reQuest)。发送端采用某种能够检查出错误的码，在接收端根据编码规律校验有无错码，如果发生了错误，则要求发送端重发。发送端根据接收端的要求，将包含错误的部分信号重发，从而达到纠正错误的目的。如重发后仍有错码，则再次重发，直至检不出错码为止。

检错重发的优点主要表现在：

- (1) 只需要少量的冗余码，就可以得到极低的输出误码率；
- (2) 有一定的自适应能力。

检错重发的不足之处主要表现在：

- (1) 需要反向信道，故不能用于单向传输系统，并且实现重发控制比较复杂；
- (2) 通信效率低，不适合严格的实时传输系统。

目前，这种方法在实际通信中应用最为普遍。定比码是指每个码字中均含有相同数目的“1”(码字长一定，“1”的数目一定后，所含“0”的数目也就必然相同)，它是一种检错码。国际无线电通信中采用的是7中取3定比码，码字长为7位，规定总有3个“1”。在计算机通信网中也常采用ARQ技术。

3. 混合纠错(HEC)

混合纠错就是前向纠错和检错重发技术的结合，发送端发送纠错码，在接收端经校验，如果错码较少且在纠错能力之内，则译码器自动纠错。如果错码较多，已超过纠错能力，此时自动发出信号，通过反向信道控制发送端重发。混合纠错具有前向纠错和自动反馈重发的特点，需要反向信道和复杂的设备，但它能更好地发挥检错和纠错能力，在较差的信道中也能获得较低的误码率。

5.1.4 差错控制编码的分类

差错控制编码的分类很多，通常按以下方式对其进行分类。

(1) 按照差错控制编码功能的不同，可将差错控制编码分为检错码、纠错码和纠错码。检错码仅能检测误码；纠错码仅可纠正误码；纠错码则兼有纠错和检错能力，当发现不可纠正的错误时，可以发出错误信息指示或者简单地删除出现的、不可纠正的错误信息段落。

(2) 按照信息码元与附加的监督码元之间的检验关系，可将差错控制编码分为线性码与非线性码。若监督码元与信息码元之间的关系为线性关系，即满足一组线性方程式，则称为线性码；否则，称为非线性码。

(3) 按照信息码元和监督码元之间约束方式的不同，可将差错控制编码分为分组码与卷积码两类。在分组码中，编码后的码元序列每 n 位分为一组，其中包括 k 个信息码元和 r 个附加的监督码元，即 $n=k+r$ 。每组的监督码元仅与本组的信息码元有关，而与其它码组的信息码元无关。卷积码则不同，虽然编码后也划分为码组，但监督码元不仅与本组信息码元有关，而且还和其它码组的信息码元有关。

(4) 按照信息码元在编码后是否保持原来的形式，可将差错控制编码分为系统码和非系统码。

(5) 按照纠正错误类型的不同，可将差错控制编码分为纠正随机错误码和纠正突发错误码。

随着数字通信系统的发展，可以将信道编码器和调制器统一起来综合设计，这就是所谓的网格编码调制。

5.2 几种简单的差错控制编码

下面介绍几种简单的差错控制编码，这些码编码简单，易于实现，检错能力又较强，在实际中应用比较广泛。

我们首先来了解几个重要的概念。

5.2.1 码长、码重与码距

(1) 码长：码字中码元的数目。

(2) 码重：码字中非 0 数字的数目，一般用 W 表示。

(3) 码距：两个等长码字之间对应位不同的数目，有时也称为这两个码字的汉明 (Hamming) 距离，简称码距，用 d 表示。例如：码字 10010101 和码字 10111101，其码距为 $d=2$ 。

(4) 最小码距：在码字集合中全体码字之间距离的最小数值。纠错码的抗干扰能力完全取决于许用码字之间的距离，码的最小距离越大，说明码字间的最小差别越大，抗干扰能力就越强。

5.2.2 纠/检错能力与最小码距的关系

在编码的码组集合中,任何两个可用码组之间距离的最小值称为最小码距 d_{\min} 。 d_{\min} 越大,说明两个码字之间的差别越大,检错和纠错能力也就越强。最小码距是信道编码的一个重要参数,它直接与编码的检错和纠错能力相关。

一般情况下,对于分组码有以下结论。

(1) 要检测 e 个错码,最小距离应满足

$$d_{\min} \geq e + 1 \quad (5-1)$$

由图 5-2 可知,若 c_1 中发生了 e 个错误变为 c'_1 ,则 $d(c_1, c'_1) = e$, 设 $e = d - 1$, 则 $d(c'_1, c_2) = 1$, 故 $c'_1 \neq c_2$, 因此译码器不会错判为 c_2 , 检测到 $e = d - 1$ 个错误。

(2) 为纠正 t 个错误,最小距离应满足

$$d_{\min} \geq 2t + 1 \quad (5-2)$$

由图 5-3 可知,若 c_1 与 c_2 是 (n, k) 码中任两个码字距离的最小者,且为 $2t + 1$, 则发生 t 个错误以后变成 c'_1 , 它们之间的距离 $d(c_1, c'_1) = t$, 但 $d(c'_1, c_2) = t + 1$ 。 $d(c'_1, c_2) > d(c_1, c'_1)$, 所以译码器可根据它们之间距离的大小来正确译码,从而能纠正 t 个错误。

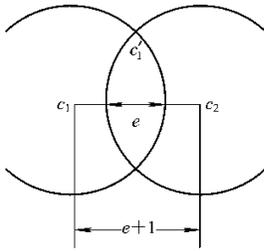


图 5-2 纠错码纠错能力图示一

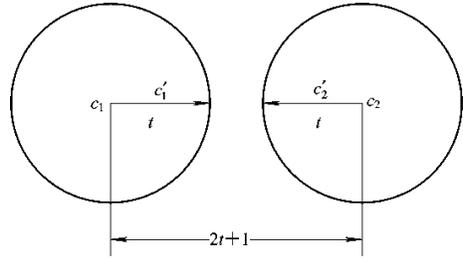


图 5-3 纠错码纠错能力图示二

(3) 为纠正 t 个错误,同时又能够检测 e 个错误,最小码距应满足

$$d_{\min} \geq t + e + 1 \quad (e > t) \quad (5-3)$$

5.2.3 奇偶监督码

奇偶监督码(又称为奇偶校验码)是一种最简单的检错码,它的基本思想是在 $n-1$ 位信息码元后面附加一位监督码元,构成 $(n, n-1)$ 的分组码,监督码元的作用是使码长为 n 的码组中“1”的个数保持为奇数或偶数。码组中“1”的个数保持为奇数的编码称为奇数监督码,保持为偶数的编码称为偶数监督码。

一般情况下,奇偶监督码的编码规则是首先将要发送的二进制信息分组,然后对所有信息码元和监督码元进行模 2 加,选择正确的监督码元,以保证模 2 加的结果为 0(偶校验)或 1(奇校验)。假设要传送的信息码元为 $n-1$ 位,即 $a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_2, a_1$ 。在偶数监督码中,就是要使码组中“1”的数目为偶数,即满足下式:

$$a_{n-1} \oplus a_{n-2} \oplus \dots \oplus a_0 = 0 \quad (5-4)$$

式中, \oplus 表示模 2 加, a_0 为监督位,其它为信息位。这种码能够检测奇数个错码。在接收端将码组中各码元模 2 加,若结果为“1”,就说明存在错码,若为“0”,就认为无错。

奇数监督码与其相似，只不过其码组中“1”的数目为奇数，即满足

$$a_{n-1} \oplus a_{n-2} \oplus \cdots \oplus a_0 = 1 \quad (5-5)$$

奇偶监督码最小码距为 2，无论是奇校验还是偶校验，都只能检测出单个或奇数个错误，而不能检测出偶数个错误，因此检错能力低，但编码效率随着 n 的增加而提高。

5.2.4 水平奇偶监督码

水平奇偶监督码是奇偶监督码的一种改进形式，该编码方式是将信息按奇(偶)监督规则进行编码，然后将信息以每个码组一行排成一个阵列，在发送端按列的顺序发送，在接收端也以列的顺序排成方阵，然后进行奇(偶)校验，所以称之为水平奇偶校验。如表 5-1 所示的例子采用的是偶校验。

表 5-1 水平奇偶监督码举例(偶校验)

信息码元	监督码元
100100	0
100110	1
010011	1
001010	0
101010	1
111001	0
011011	0

发送时，该码以列的形式，即 1100110、0010011、0001111、1100000、0111101、0010011、0110100 的形式发送，而在接收端将所接收的信号以列的形式排列，可得表 5-1 所示的阵列。

5.2.5 水平垂直奇偶监督码

水平垂直奇偶监督码是在水平奇偶监督码的基础上提出的一种改进形式，它不仅对每一行进行奇偶校验，同时对每一列也进行奇偶校验。如表 5-2 所示的例子采用的是偶校验。

发送时，该码是按 11001100、00100111、00011110、11000000、01111011、00100111、01101001 的顺序发送，而在接收端将所接收的信号以列的形式排列，可得表 5-2 所示的阵列。

水平垂直奇偶监督码不仅能检测每一行以及每一列的奇数个错误，还能发现长度不大于行数或列数的突发错误。

表 5-2 水平垂直奇偶监督码举例(偶校验)

	信息码元 ↓	监督码元 ↓
	100100	0
	100110	1
	010011	1
	001010	0
	101010	1
	111001	0
	011011	0
监督码元 →	010011	1

5.2.6 群计数码

群计数码是将信息码元分组之后,计算出每个信息码组中“1”的数目,然后将这个数目用二进制表示,并作为监督码元附加在信息码元后面一起传输。例如:01100100共有3个“1”,用二进制011表示十进制的3,故传输码组变为01100100 011。

群计数码的检错能力很强,除了“1”变“0”和“0”变“1”的错误成对出现之外,能检测出所有形式的错误。

5.3 线性分组码

5.3.1 线性分组码的定义与性质

前面介绍的奇偶监督码,其编码原理利用了代数关系式。这种建立在代数基础上的编码称为代数码。线性分组码是最常见的代数码,这种码每组码元共有 n 位,包括 k 个信息码元和 $r=n-k$ 个监督码元,其中, $(n-k)$ 个监督码元是由信息码元的线性运算产生的。就是说,通过预定的线性运算将长为 k 位的信息码组变换成 $n(n>k)$ 重的码字,这样形成的码为分组码。如直接将 $(n-k)$ 位附加码元附加在信息位后面所构成的分组码称为系统分组码,简称系统码。

设待传信息位数为 k ,即 $M=(m_1, m_2, \dots, m_k)$,编码后的码字 $C=(c_1, c_2, \dots, c_n)$, $n>k$ 。如果这种变换所依据的规则为下列一组函数关系式:

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= f_1(m_1, m_2, \dots, m_k) \\ c_2 &= f_2(m_1, m_2, \dots, m_k) \\ &\vdots \\ c_n &= f_n(m_1, m_2, \dots, m_k) \end{aligned} \right\} \quad (5-6)$$

且函数 f_1, f_2, \dots, f_n 都是线性函数,则由此所编出的码为线性分组码,否则为非线性码。

一般情况下,我们用符号 (n, k) 来表示线性分组码,其中, n 表示编码后码组的总长度, k 表示该线性分组码的信息码元的个数,监督码元个数为 $n-k$ 个,所以线性分组码的编码效率为

$$\eta = \frac{k}{n} \quad (5-7)$$

编码效率或编码速率也简称为码率,它表明了信道利用效率,所以也叫做传信率。 η 是衡量码性能的一个重要参数。 η 越大,码的效率或传信率越高。

由线性分组码的定义可知,不同的线性分组码对应着不同的线性方程组,也就是说,对于每一线性分组码,将有唯一的生成矩阵和监督矩阵。为了解释生成矩阵和监督矩阵,下面我们以一具体例子来说明。

例5-1 设 $n=7, k=4$,码字按下面的线性关系进行编码:

$$\begin{aligned} c_1 &= m_1 \\ c_2 &= m_2 \\ c_3 &= m_3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 c_4 &= m_4 \\
 c_5 &= m_1 + m_3 + m_4 \\
 c_6 &= m_1 + m_2 + m_3 \\
 c_7 &= m_2 + m_3 + m_4
 \end{aligned}$$

解 将其写成矩阵形式为

$$[c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7] = [m_1 \quad m_2 \quad m_3 \quad m_4] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

令

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C} &= [c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7] \\
 \mathbf{M} &= [m_1 \quad m_2 \quad m_3 \quad m_4] \\
 \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

则

$$\mathbf{C} = \mathbf{M}\mathbf{G}$$

编码后的码字如表 5-3 所示。

表 5-3 编码后的码字

信 息	码 字	信 息	码 字
0000	0000000	1000	1000110
0001	0001101	1001	1001011
0010	0010111	1010	1010001
0011	0011010	1011	1011100
0100	0100011	1100	1100101
0101	0101110	1101	1101000
0110	0110100	1110	1110010
0111	0111001	1111	1111111

同时由上述线性关系, 还可得:

$$\begin{aligned}
 c_5 &= c_1 + c_3 + c_4 \\
 c_6 &= c_1 + c_2 + c_3 \\
 c_7 &= c_2 + c_3 + c_4
 \end{aligned}$$

即

$$\begin{aligned}
 c_1 + c_3 + c_4 + c_5 &= 0 \\
 c_1 + c_2 + c_3 + c_6 &= 0 \\
 c_2 + c_3 + c_4 + c_7 &= 0
 \end{aligned}$$

将上式写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

令

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

则

$$\mathbf{HC}^T = 0$$

通过本例我们可以看出,由式 $\mathbf{C}=\mathbf{MG}$ 或者 $\mathbf{HC}^T=0$ 就可以确定码字,于是称矩阵 \mathbf{G} 为生成矩阵,称矩阵 \mathbf{H} 为监督矩阵。

线性分组码还具有以下一些性质:

- (1) 码字集中码元之间的任意线性组合仍是合法码字,即码字集对线性组合运算具有封闭性。
- (2) 码的最小距离等于非零码的最小码重。

5.3.2 几种典型的线性分组码

1. 汉明码

汉明码是美国科学家 Hamming 于 1950 年提出来的,是一种高效的能纠单个错误的线性分组码。其高效性体现在其纠单个错误时,所用的监督码元最少,与其它码长相等的能纠单个错误的码相比,编码效率最高,被广泛用于数字通信和数据存储系统中。

汉明码 (n, k) 的参数如下:

- (1) 监督码元数目: $r=n-k$, r 是不小于 3 的任意正整数(因为要纠 t 位错误,所以 $d_{\min} > 2t+1$);
- (2) 码长: $n=2^r-1$;
- (3) 信息码元数目: $k=2^r-1-r$;
- (4) 最小距离: $d_{\min}=3$;
- (5) 纠错能力: $t=1$ 。

2. BCH 码

BCH 码是一种非常重要的循环码,它解决了生成多项式与最小码距之间的关系,是线性分组码中应用最为普遍的一类码。

在定义 BCH 码之前,首先要了解本原多项式。如果一个 m 次多项式 $f(x)$ 满足以下 3 个条件:

- (1) $f(x)$ 是既约的;

(2) $f(x)$ 可以整除 $x^n + 1$, 其中 $n = 2^m - 1$;

(3) $\forall q < n$, $f(x)$ 不能整除 $x^q + 1$ 。

则称 $f(x)$ 是一个最高次数为 m 的本原多项式。

BCH 码可分为本原 BCH 码和非本原 BCH 码两类。它们的主要区别在于本原 BCH 码的生成多项式 $g(x)$ 中含有最高次数为 m 的本原多项式, 而且码长 $n = 2^m - 1$; 非本原 BCH 码的生成多项式 $g(x)$ 中不含有这种本原多项式, 而且码长 n 是 $2^m - 1$ 的一个因子, 即 n 一定能整除 $2^m - 1$ 。

BCH 码长 n 、监督码元数目 r 和纠错能力 t 之间的关系如下: 对于任意整数 m 和 $t \leq m/2$, 必定存在一个码长为 $n = 2^m - 1$ 、监督位数 $r = n - k \leq mt$, 并能纠正所有不大于 t 个错误的 BCH 码。

3. 最大长度码

最大长度码也称为 m 序列, 是汉明码的对偶码, 即以汉明码的校验矩阵作为生成矩阵的码。其码长为 $n = 2^m - 1$, 信息码元数目为 m , 最小距离 $d_{\min} = 2^{m-1}$ 。最大长度码也称为伪随机或伪噪声码, 在扩频通信和卫星通信中都有广泛的应用。

5.4 循环码

5.4.1 循环码的定义与性质

从上一节的例 5-1 的编码中可以看出, 由生成矩阵得到的码字为 1000110、0100011、1010001、1101000、0110100、0011010、0001101、1001011、1100101、1110010、0111001、1011100、0101110、0010111、1111111、0000000, 这些码字不论经过怎样的循环移位, 移位后码字仍然是这些码字中的内容, 我们把具有这种特性的线性分组码叫做循环码。

循环码是线性分组码的一个重要子集, 是线性分组码中最主要、最有用的一类, 也是目前研究得最成熟的一类码。循环码具有严谨的代数结构和许多特殊的代数性质, 这些性质有助于按所要求的纠错能力系统地构造循环码, 且易于实现; 同时循环码的性能也较好, 具有较强的检错和纠错能力; 编译电路简单, 易于实现。

循环码最引人注目的两个特点是:

(1) 循环封闭性, 即循环码经过循环移位后仍为循环码组中的许用码字。

(2) 用反馈线性移位寄存器可很容易地实现其编码和伴随式计算。

5.4.2 循环码的编码原理

循环码的主要优点之一是其编码过程很容易用移位寄存器来实现。由于生成多项式 $g(x)$ 可以惟一地确定循环码, 因此编码方法可基于生成多项式 $g(x)$ 。下面将给出一种基于 $g(x)$ 的编码方案。

首先根据给定循环码的参数确定生成多项式 $g(x)$, 也就是从 $x^n + 1$ 的因子中选一个 $(n-k)$ 次多项式作为 $g(x)$; 然后利用循环码的编码特点, 即所有循环码多项式 $C(x)$ 都可以被 $g(x)$ 整除的特点, 来定义生成多项式 $g(x)$ 。

设要产生 (n, k) 系统循环码, $m(x)$ 表示信息多项式, 则其次数必小于 k 。其编码主要

按照以下三步进行：

(1) 用 x^{n-k} 乘 $m(x)$ ，实际上是给信息码后附加上 $(n-k)$ 个“0”。例如，信息码为 110，信息多项式 $m(x) = x^2 + x$ 。当 $n-k = 7-3 = 4$ 时， $x^{n-k}m(x) = x^6 + x^5$ ，相当于 1100000。

(2) 除以 $g(x)$ ，可得余数 $r(x)$ 。

(3) $r(x)$ 加到信息位后作为监督位，就得到了系统循环码多项式 $C(x) = x^{n-k}m(x) + r(x)$ 。

例 5-2 (7, 4) 循环码的生成多项式 $g(x) = x^3 + x + 1$ ，信息码 $m = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$ ，系统码码字多项式 $C(x)$ 为多少？

解：由于 $m = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$ ，因此

$$m(x) = x^3 + x \quad (5-8)$$

$$x^{n-k}m(x) = x^6 + x^4$$

$$r(x) = \frac{x^{n-k}m(x)}{g(x)} = x + 1 \quad (5-9)$$

所以

$$C(x) = x^{n-k}m(x) + r(x) = x^6 + x^4 + x + 1 \quad (5-10)$$

编码后的码字为 $c = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]$ 。

在实际中，对于以上三步的实现通常采用一个除法电路来完成，该电路是根据生成多项式做出的一个 $(n-k)$ 级带反馈的线性移位寄存器。

在此我们以例 5-1 的 (7, 4) 循环码为例，其编码电路如图 5-4 所示。

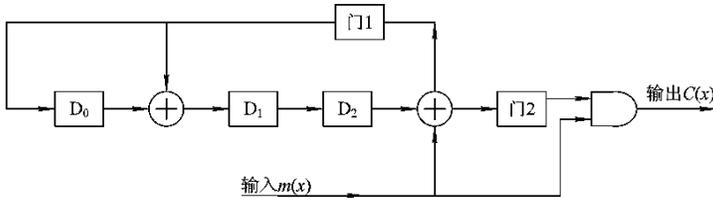


图 5-4 (7, 4) 循环码的编码电路

循环码的工作过程如下：

(1) 首先将 3 级寄存器清零，门 1 开，门 2 关，将信息码元 $m = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$ 依次输入电路，一方面由异或门输出，另一方面送至生成多项式的除法电路，完成监督位的生成，同时 $m(x)$ 从高端输出，实现了 $x^{n-k}m(x)$ ，即信息码元的移位。

(2) 经过 4 次移位后， $m(x)$ 已经输出，同时寄存器生成了监督位 $r(x)$ 。

(3) 此时门 1 关，门 2 开。经过 $n-k = 7-4 = 3$ 次移位后输出监督元。此时加上前面 4 位信息元就组成了一个 7 位的码字。

(4) 将 3 级寄存器清零，门 1 开，门 2 关，对第二个码字进行编码。

5.4.3 循环码的译码

对 (n, k) 循环码，设发送码字 $C(x) = c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_1x + c_0$ ，通过译码后接收码字为 $R(x) = r_{n-1}x^{n-1} + r_{n-2}x^{n-2} + \dots + r_1x + r_0$ 。考虑到信道干扰，接收码字存在一定的错误，设错误图样为 $E(x) = e_{n-1}x^{n-1} + e_{n-2}x^{n-2} + \dots + e_1x + e_0$ ，则 $R(x) = C(x) + E(x)$ 。

于是译码的主要任务就是如何从 $R(x)$ 中正确地估计出 $C(x)$ ，以此得到信息码元 $m(x)$ 。

由于循环码是线性码的一种特殊情况,因此其译码同线性分组码一样,可分为以下三步进行:

(1) 由接收码字 $R(x)$ 计算伴随式 $S(x)$;

(2) 根据伴随式 $S(x)$ 确定错误图样 $E(x)$;

(3) $R(x) - E(x) = \hat{C}(x)$, 得到译码器输出的估计码字 $\hat{C}(x)$, 并送出译码器给用户, 检测是否正确。

上述第(1)步运算和检错译码类似,也就是求解 $R(x)$ 整除 $g(x)$ 的余式,即 $s(x) = R(x)/g(x) \equiv E(x) \pmod{g(x)}$ 。当 $s(x) = 0$ 时,译码正确;反之,则译码有错。同时由于生成多项式 $g(x)$ 的次数为 $n-k$,则必定不大于 $n-k$,即伴随式矢量 $[s_{n-k-1} \ s_{n-k-2} \ \cdots \ s_1 \ s_0]$ 的 2^{n-k} 个状态与错位相对应。

下面我们以(7,4)循环码为例,来说明循环码的译码。

对于(7,4)循环码的生成多项式 $g(x) = x^3 + x + 1$,当不存在错位,即译码正确时, $E(x) = 0$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = 0$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [0 \ 0 \ 0]$,接收码字 $R(x) = C(x)$ 。

若 $E(x)$ 中 $e_0 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = 1$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [0 \ 0 \ 1]$,接收码字中 r_0 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_1 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [0 \ 1 \ 0]$,接收码字中 r_1 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_2 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x^2$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [1 \ 0 \ 0]$,接收码字中 r_2 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_3 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x + 1$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [0 \ 1 \ 1]$,接收码字中 r_3 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_4 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x^2 + x$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [1 \ 1 \ 0]$,接收码字中 r_4 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_5 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x^2 + x + 1$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [1 \ 1 \ 1]$,接收码字中 r_5 位有错。

若 $E(x)$ 中 $e_6 = 1$,则 $s(x) = E(x) \pmod{g(x)} = x^2 + 1$, $[s_2 \ s_1 \ s_0] = [1 \ 0 \ 1]$,接收码字中 r_6 位有错。

用表格表示见表 5-4。

表 5-4 (7,4)循环码的译码

错误 e_i	错误图案 $E(x)$	伴随式 $s(x)$	伴随式矢量 $[s_2 \ s_1 \ s_0]$	$R(x)$ 的错位情况
0	0	0	[0 0 0]	无错
$e_0 = 1$	1	1	[0 0 1]	r_0 位错
$e_1 = 1$	x	x	[0 1 0]	r_1 位错
$e_2 = 1$	x^2	x^2	[1 0 0]	r_2 位错
$e_3 = 1$	x^3	$x + 1$	[0 1 1]	r_3 位错
$e_4 = 1$	x^4	$x^2 + x$	[1 1 0]	r_4 位错
$e_5 = 1$	x^5	$x^2 + x + 1$	[1 1 1]	r_5 位错
$e_6 = 1$	x^6	$x^2 + 1$	[1 0 1]	r_6 位错

从上面的译码可以看出，错误图样、伴随式 $s(x)$ 与错位是一一对应的。

在循环码的译码方法中，基于错误图样识别的译码器称为梅吉特译码器，其错误图样识别器是一个具有 $(n-k)$ 个输入端的逻辑电路，原则上可以采用查表的方法，根据伴随式找到错误图样，从而确定译码的正确性。梅吉特译码器特别适合于纠正 2 个以下的随机独立错误。

循环码的译码方法除了梅吉特译码以外，还有捕错译码、大数逻辑译码等。捕错译码是梅吉特译码的一种变形，也可以用较简单的组合逻辑电路实现，特别适合于纠正突发错误、单个随机错误和两个错误的码字。大数逻辑译码称为门限译码，这种译码方法也很简单，但只能用于有一定结构的为数不多的大数逻辑可译码，虽然在一般情形下，大数逻辑可译码的纠错能力和编码效率比有相同参数的其它循环码(如 BCH 码)稍差，但它的译码算法和硬件比较简单，因此在实际中有较广泛的应用。

本章小结

由于在通信系统中，信号在信道中传输会受到各种干扰，因而数据在传输过程中发生错误是不可避免的。为能够及时地控制错误的出现和纠正错误，应该在系统中引入差错控制编码。本章首先对差错控制编码的基本概念进行了介绍，同时还对常用的差错控制编码进行了分析，最后通过线性分组码和循环码阐明了信道可靠性编译码的思想和过程。

随着数字通信领域的快速发展，差错控制编码原理与技术也将迅猛发展，而本章仅对一些基本的差错控制编码进行了介绍。对信道编译码感兴趣的读者可查阅其他相关资料进行研究学习。

思考与练习

1. 差错控制的基本工作方式有哪几种？各有什么特点？
2. 按 4 位一组划分信息位，每组增加 4 个冗余位。

$$c_1 = m_1$$

$$c_2 = m_2$$

$$c_3 = m_3$$

$$c_4 = m_4$$

$$c_5 = m_1 + m_3 + m_4$$

$$c_6 = m_1 + m_2 + m_3$$

$$c_7 = m_1 + m_2 + m_4$$

$$c_8 = m_2 + m_3 + m_4$$

试求出：(1) 生成矩阵 G ；(2) 监督矩阵 H ；(3) 全部码字。

3. 分组码的检(纠)错能力与最小码距有什么关系？

4. 一个 $(6, 3)$ 码的生成矩阵 G 为

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

试求出全部码字。

5. 码长 $n=15$ 的汉明码, 监督位 r 应为多少? 编码效率为多少? 试写出监督码元与信息码元之间的关系。

6. 令 $g(x)=x^{10}+x^8+x^5+x^4+x^2+x+1$ 是 $(15, 5)$ 循环码的生成多项式, 试求出:

(1) 该码的系统码形式的生成矩阵 G ;

(2) 该码的系统码形式的监督矩阵 H 。

7. 已知线性分组码 $(7, 4)$ 的生成矩阵

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(1) 在表 5-5 中将该码的所有码字补全;

(2) 求监督矩阵 H ;

(3) 求接收码字为 $[1101101]$ 时的伴随式, 它是有效码字吗?

(4) 说明该码的纠错和检测能力。

表 5-5

码 字							码 字						
C6	C5	C4	C3	C2	C1	C0	C6	C5	C4	C3	C2	C1	C0
0	0	0	0				1	0	0	0			
0	0	0	1				1	0	0	1			
0	0	1	0				1	0	1	0			
0	0	1	1				1	0	1	1			
0	1	0	0				1	1	0	0			
0	1	0	1				1	1	0	1			
0	1	1	0				1	1	1	0			
0	1	1	1				1	1	1	1			

第 6 章 信道复用与多址技术



本章重点及难点

- ❖ 信道定义及分类
- ❖ 多路复用与多址技术
- ❖ 扩频与跳频
- ❖ 数字复接原理与 CCITT 基群复接系统

在通信过程中，语音信号的传输实际上并不像前几章内容所介绍的那样只传输单路信号，为了提高通信系统信道的利用率，信道中往往允许多路信号同时传输，即在一个信道上同时传输多路语音信号，这就是信道复用（也简称为复用技术）。现代通信还往往需要进行多点通信，在多点通信系统内信道复用的一种典型方法就是多址技术。多路复用技术和多址技术都是通信系统中的关键技术。本章内容主要讨论这两种技术的基本原理及其应用情况。

6.1 多路复用与多址技术概述

在实际通信中，多路复用技术与多址技术都涉及到信号在信道中正确传输的问题，所以我们首先介绍一下信道的相关知识。

6.1.1 信道的定义及分类

信道是通信系统的重要组成部分，其特性对通信系统的性能有很大影响。本节以信道模型为例简单介绍信道的定义和分类。

1. 信道的定义

信道是通信系统必不可少的组成部分，是信号的传输媒介，所以通俗地说，信道是指以传输媒介为基础的信号通道。具体地说，信道是指由有线或无线线路提供的信号通道。总体来说，信道的作用主要是传输信号。为了进一步理解信道的概念，下面对信道进行分类。

2. 信道的分类

信道的分类可以从不同的角度进行，总体来说，主要是从以下三个角度进行分类。

(1) 按照信道传输媒介性质的不同,可将其分为有线信道和无线信道。

目前采用的传输媒介有架空明线、电缆、光缆、地波传播、短波传播、超短波或微波视距中继、人造卫星中继以及各种反射、散射信道等。其中,架空明线、电缆、光缆等一些看得见的媒介属于有线信道;地波传播、短波传播、超短波或微波视距中继、人造卫星中继以及各种反射、散射信道等均属于无线信道。

(2) 按照信道的组成范围,可将其分为狭义信道与广义信道。

如图6-1所示为信道分类的模型图。通常,我们将仅指信号传输媒介的信道称为狭义信道,主要是指接在发端设备和收端设备中间的传输媒介。狭义信道定义直观,易理解。但是,从研究消息传输的角度看,我们所关心的只是通信系统中的基本问题,因而,信道的范围还可以扩大。它除包括传输媒介外,还可能包括有关的转换器,如馈线、天线、调制器、解调器等。通常将这种扩大了范围的信道称为广义信道。在通信原理的分析中,通常采用的是广义信道。

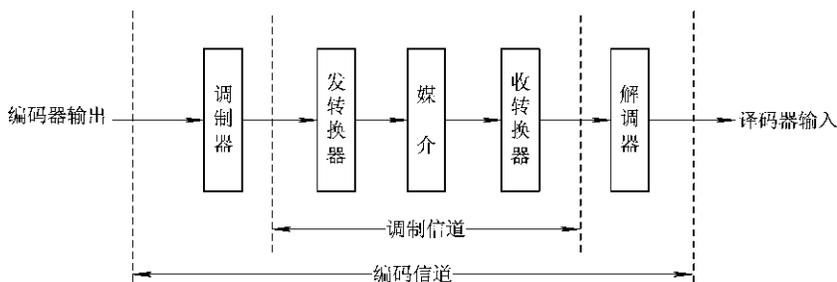


图 6-1 信道分类的模型图

(3) 按照信道输入输出端信号的类型,可将其分为连续信道(模拟信道)和离散信道(数字信道)。

连续信道的输入输出信号为连续信号(又称模拟信号),例如广义信道中的调制信道即属于连续信道。离散信道的输入输出信号为离散信号(又称数字信号),例如广义信道中的编码信道即属于离散信道。如果输入为连续信号,输出为离散信号或反之,则称为半连续和半离散信道。连续信道又可分为恒参信道和随参信道。恒参信道的性质(参数)不随时间变化。如果实际信道的性质(参数)不随时间变化,或者基本不随时间变化,或者变化极慢,则可以认为是恒参信道。随参信道的性质(参数)随时间随机变化。一般的有线信道可看做是恒参信道,部分无线信道可看做是恒参信道,另一部分是随参信道。

6.1.2 多路复用与多址技术的基本原理及特点

多路复用是指为了提高信道利用率,使多个信号沿同一信道传输而相互不干扰的一种技术。多点通信系统中的多路复用也被称为多址技术。

1. 多路复用

一个实际信道可用的通频带往往比一路基带信号所占有的频带宽得多,为了充分利用信道,需要将多路基带信号合成群路信号在信道中传输,在接收端再将群路信号分解为各基带信号,于是提出了多路复用技术。多路复用技术就是在发送端将多路信号进行组合,如广电前端使用的混合器,然后在一条专用的物理信道上进行传输,在接收端再采用相关

的技术将接收到的复合信号分离出来。通过多路复用技术，多个终端能共享一条高速信道，从而达到节省信道资源、提高信道利用率的目的。复用技术的使用极大地提高了信道的传输效率，因此得到了广泛的应用。多路复用技术应用最多的主要有两大类，即频分多路复用(FDM)和时分多路复用(TDM)。频分多路复用常用于模拟通信，时分多路复用常用于数字通信。

1) 频分复用(Frequency Division Multiplexing, FDM)

频分复用又称载波通信，是将多路信号按频率的不同进行复接并传输的方法。将传输频带分成 N 个小区间，每一个小区间均能顺利通过一路信号，可作为一个独立的传输信道使用。频分复用示意图如图 6-2 所示。

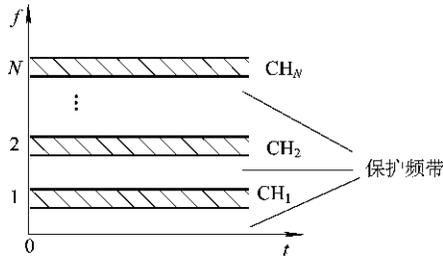


图 6-2 频分复用示意图

这样在一条传输线路上可有 N 个话路信息传送，而每一个话路所占用的只是其中的一个频段。也就是将用于传输信道的总带宽分成若干个子频带(或称为子信道)，每一个子信道传输一路信号。频分复用的多路信号在频率上不会重叠，但在时间上是重叠的，频分复用实质就是每个信号在全部时间内占用部分频率谱。在频分多路复用中，信道的带宽被分成若干个互不重叠的频段，每路信号占用其中一个频段，因而在接收端可采用适当的带通滤波器将多路信号分开，从而恢复出所需要的原始信号，这个过程就是多路信号复接和分接的过程。

频分复用技术的特点是所有子信道传输的信号以并行的方式工作，每一路信号传输时可不考虑传输时延，这使得频分复用技术得到了非常广泛的应用。频分复用技术除传统意义上的频分复用(FDM)外，还有一种是正交频分复用(OFDM)，它是模拟通信的主要手段。频分复用技术的主要缺点有：要求系统的非线性失真很小，否则将因非线性失真而产生各路信号间的相互干扰；用硬件实现时，设备的生产技术较为复杂，特别是滤波器的制作和调试较繁难；成本较高。另外，频分复用要求总频率宽度大于各个子信道频率之和，同时为了保证各子信道中所传输的信号互不干扰，应在各子信道之间设立隔离带，这样就保证了各路信号互不干扰。

2) 时分复用(Time Division Multiplexing, TDM)

时分复用通信也称为时间分割通信，是数字电话多路通信的主要方法。时分复用就是将提供给整个信道传输信息的时间划分成若干个时间片，简称为时隙，并将这些时隙分配给每一个信号源使用，每一路信号在自己的时隙内独占信道进行数据传输。时分复用是建立在抽样定理基础上的一种复用技术。抽样定理使模拟的连续基带信号被在时间上离散的抽样脉冲值所代替。这样，当抽样脉冲占据较短的时间时，在抽样脉冲之间就留出了时间

空隙，利用这种空隙便可以传输其它信号的抽样值。因此，这就有可能沿一条信道同时传送若干个基带信号，因而 PCM 通信常称为时分多路通信。如图 6-3 所示，就是把一个传输通道进行时间分割，以传送若干话路信息的示意图。

时分复用一般采用电子旋转开关来实现，把 N 个话路设备接到一条公共的通道上，按一定的次序轮流给各个设备分配一段使用通道的时间。当轮到某个设备时，这个设备与通道接通，执行操作。与此同时，其它设备与通道的联系均被切断。待指定的使用时间间隔一到，则通过电子转换开关把通道连接到下一个要连接的设备上。时分多路复用原理如图 6-4 所示。

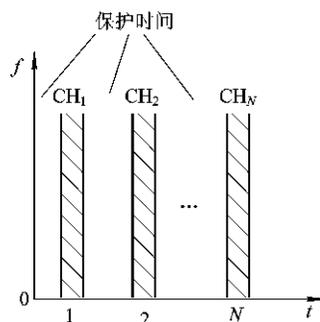


图 6-3 时分复用示意图

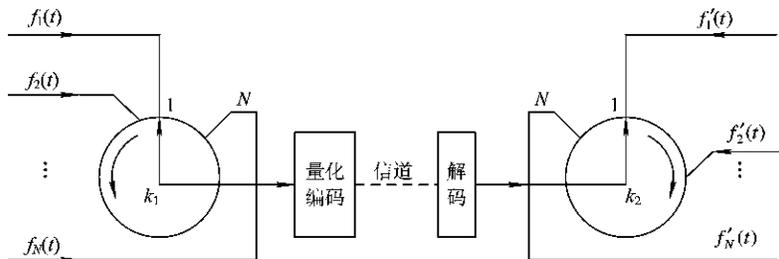


图 6-4 时分多路复用原理图

时分复用技术的特点是时隙事先规划分配好且固定不变，所以有时也叫同步时分复用。其优点是时隙分配固定，便于调节控制，便于信号的数字化和实现数字通信。另外，它的生产成本较低，具有价格优势。缺点是当某信号源没有数据传输时，它所对应的信道会出现空闲，而其它繁忙的信道无法占用这个空闲的信道，因此会降低线路的利用率。时分复用技术与频分复用技术一样，有着非常广泛的应用，电话就是其中最经典的例子。此外时分复用技术在广播电视系统中也同样取得了广泛的应用。国际电信联盟 (ITU) 建议使用的主要有准同步数字体系 PDH 和同步数字体系 SDH。另外，如 SDH、ATM、IP 和 HFC 网络中 CM 与 CMTS 的通信都是利用了时分复用技术。

2. 多址技术

多址技术允许许多用户同时共享有限的频谱资源。使用多址技术时，需要分配有效的带宽或有效的信道给多个用户，来获得高的系统容量，而且对于高质量的通信，必须保证不使系统性能的降低。多址通信主要应用在卫星通信和蜂窝移动通信系统中。多址通信的主要技术是信号的分割，就是说在发送端要适当地设计信号，使系统中各个地球站发射的信号有区别，而各个地球站则具有信号识别能力，能从收到的复合信号中分离出本站所需要的信号。目前常用的多址方式主要有频分多址 (FDMA)、时分多址 (TDMA)、码分多址 (CDMA) 以及混合多址等，具体内容将在 6.2 节中详细介绍。

6.2 多址通信方式

多址通信现在已经在卫星通信中广泛应用,如图 6-5 所示为卫星多址通信示意图。

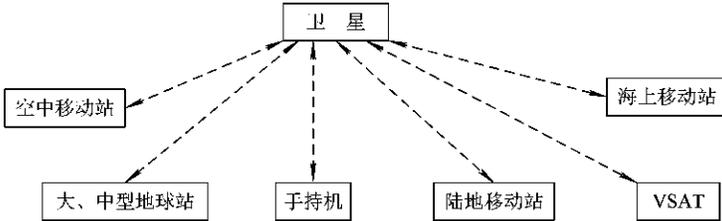


图 6-5 卫星多址通信示意图

在卫星天线波束覆盖区内的任意两点都可以进行双边或者多边通信,也就是都能够实现多址通信。任何一个信号都可以由主要的几个参数决定,最主要的是信号的频率、信号出现的时间和信号所处的空间等参数,信号的差别可以通过以上几个参数的差别来反映。信号的分割可以利用任意一种参数来实现。综合考虑通信系统的性能,现阶段最有效的方法是采用信号的正交性来实现多址连接。目前常用的多址方式主要有频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)、码分多址(CDMA)以及混合多址等。另外在采用多址技术的同时,还应该考虑到信道分配的问题。在信道分配技术中,信道一词在不同的技术中含义是不同的。在 FDMA 中,是指传输信号的不同载波频段;在 TDMA 中,是指传输信号存在的不同时间间隔;在 CDMA 中,是指传输信号的不同正交码组。

6.2.1 频分多址(FDMA)方式

1. FDMA 的工作原理

FDMA 技术是将可以使用的总频段划分为若干个占用较小带宽的频道,这些频道在时域上互不重叠,每一个频道就是一个通信信道,可以分配给一个用户使用。一个典型的 FDMA 频道划分如图 6-6 所示。

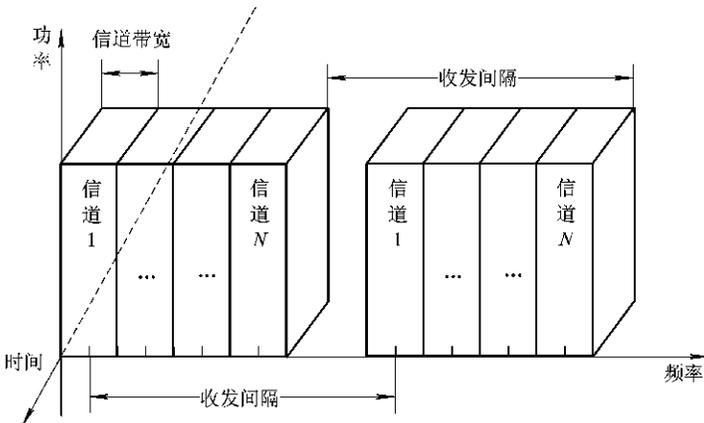


图 6-6 FDMA 频道划分示意图

在接收设备中,使用带通滤波器允许指定频道里的能量通过,可以滤除指定频道外其它频率的信号,从而限制邻近信道之间的相互干扰。FDMA 频分多址技术主要应用在模拟通信系统中,现阶段应用得并不是很多。

2. FDMA 的优点和缺点

FDMA 的主要优点是设备简单,价格低,不需要精确的时钟同步;主要缺点是要求传输信道的非线性失真要小。例如,在卫星通信系统中,若一个星上转发器内同时转发多个载波信号,则星上放大器的非线性将在各载波信号间产生交叉调制,使星上(行波管)放大器只能工作在线性好的一段功率范围内。

6.2.2 时分多址(TDMA)方式

1. TDMA 的工作原理

时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)是把时间分割成周期性的帧(Frame),每一帧再分割成若干个时隙向基站发送信号,一个时隙就是一个 TDMA 信道,按需要动态分配给用户使用。在满足定时和同步的条件下,基站可以分别在各时隙中接收到各移动终端的信号而不混扰。同时,基站发向多个移动终端的信号都按顺序安排在预定的时隙中传输,各移动终端只要在指定的时隙内接收,就能在合路的信号中将发给它的信号区分并接收。

也就是说,TDMA 采用了时分的多址技术,将业务信道在不同的时间段分配给不同的用户,如图 6-7 所示。

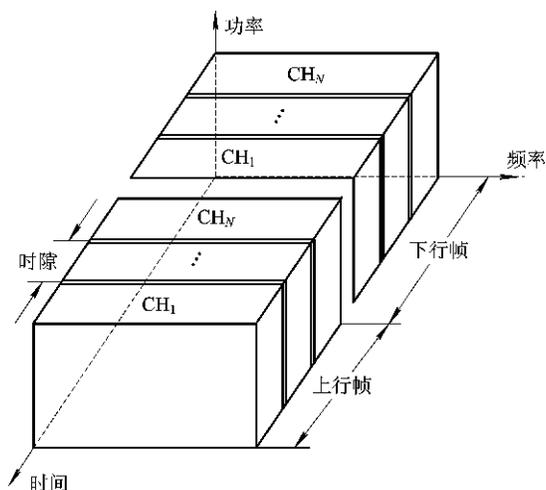


图 6-7 TDMA 时隙划分示意图

时分多址是把时间分割成周期性的帧,每一个帧再分割成若干个时隙向基站发送信号。

2. TDMA 系统的特点及应用

TDMA 与 FDMA 系统相比较,主要特点如下:

(1) TDMA 系统只用一部发射机,只需用一个载波,从而可避免 FDMA 系统多部不同频率发射机同时工作而产生的互调干扰。

(2) TDMA 系统不需要解决频率分配问题,对于时隙的管理和分配比对频率的管理和分配简单,且成本低。

(3) TDMA 系统的终端设备只在指定的时隙中接收信息,有利于通信网络的控制与管理,可以保证用户在网络中能够高质量地通信。

(4) TDMA 能同时提供多种通信业务,使系统的通信容量和通信速率飞速增长,同时,TDMA 系统具有精确的定时和同步系统,可保证正常的通信。

总之,TDMA 较之 FDMA 具有频谱利用率高、适合支持多个突发性或低速率数据用户的接入、通信信号质量高、保密性能较好、系统容量较大等优点,但它必须要有精确的定时和同步系统来保证移动终端和基站间的正常通信,技术上比较复杂。现阶段,除中国联通、中国移动所使用的 GSM 移动电话网采用 FDMA 和 TDMA 两种方式的结合外,广电 HFC 网中的 CM 与 CMTS 的通信也采用了时分多址的接入方式(基于 DOCSIS 1.0 或 1.1 和 EruoDOCSIS 1.0 或 1.1)。TDMA 是通信技术中的基本多址技术之一,在 2G(为 GSM)移动通信系统中多被采用,同时也被应用于卫星通信和光纤通信的多址技术中。

6.2.3 码分多址(CDMA)方式

1. CDMA 的工作原理

CDMA 是在 FDMA 和 TDMA 的基础上发展起来的,是一种常用的多址方式。在码分多址通信系统中,不同用户传输信息所用的信号是用各自不同的编码序列来加以区分的,或者说是靠信号的不同波形来区分的。在通信系统中,为了传输不同的信息,需要设置相应的传输通道(信道),但是,CDMA 通信系统中,既不分频道,也不分时隙,无论传输哪种信息的信道,都靠不同的码型区分。一个典型的 CDMA 频道划分如图 6-8 所示。在采用 CDMA 技术的过程中还涉及到多址干扰问题,多个 CDMA 信号互相重叠,接收端的相关器可以在多个 CDMA 信号中选出使用预定码型的信号,其它使用不同码型的信号因为和接收机本地产生的码型不同而不能被解调,就好像在信号中引入了噪声和干扰,所以称这种信号为多址干扰。

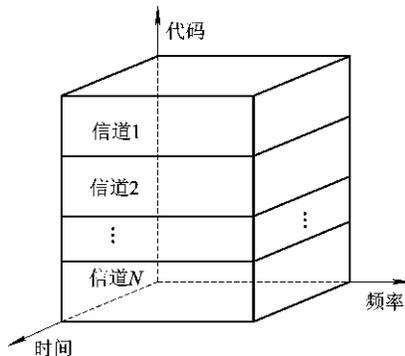


图 6-8 CDMA 频道划分示意图

2. CDMA 方式的发展和应用

码分多址已经成功地应用于卫星通信和蜂窝移动通信领域,和 FDMA 模拟蜂窝移动通信系统、TDMA 数字蜂窝移动通信系统相比较,有更大的系统容量、更高的语音质量以

及更好的抗干扰和保密性能。但是，由于卫星通信和移动通信中带宽受限，因此 CDMA 技术还未充分发挥它的优点。光纤通信具有丰富的带宽，能够很好地弥补这个缺陷。近年来，光码分多址(Optical Fiber Code Division Multiple Access, OCDMA)已经成为一项备受瞩目的热点技术。OCDMA 技术在原理上与码分多址技术相似。OCDMA 通信系统给每个用户分配一个唯一的光正交码的码字作为该用户的地址码。在发送端，对要传输的数据地址码进行光正交编码，然后实现信道复用；在接收端，用与发送端相同的地址码进行光正交解码。

6.2.4 混合多址方式

前面介绍了最基本的几种多址技术，在实际通信系统中往往还会用到由频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)、码分多址(CDMA)等混合应用的混合多址方式。常用的几种典型混合多址方式主要有直扩加跳频、时分加跳频和时分加直扩等。下面以时分加直扩在移动通信中的应用为例进行简单介绍。

若 TDMA 方式具有 M 个时隙(信道)，在每个 TDMA 时隙中，使用 N 个正交地址码，同时传送 N 路信息数据；或者将 DS - CDMA 系统 N 个正交地址码组成的 N 个逻辑信道上的信息数据按 TDMA 方式划分为 M 个 TDMA 时隙，则构成共 $M \times N$ 个信道的 TD/DS 混合多址通信系统。如图 6 - 9 所示，则是采用一个载频，包含 2 个 TDMA 时隙和 2 个 DS - CDMA 地址码，具有 $2 \times 2 = 4$ 个信道的 TD/DS 混合多址通信系统的框图。

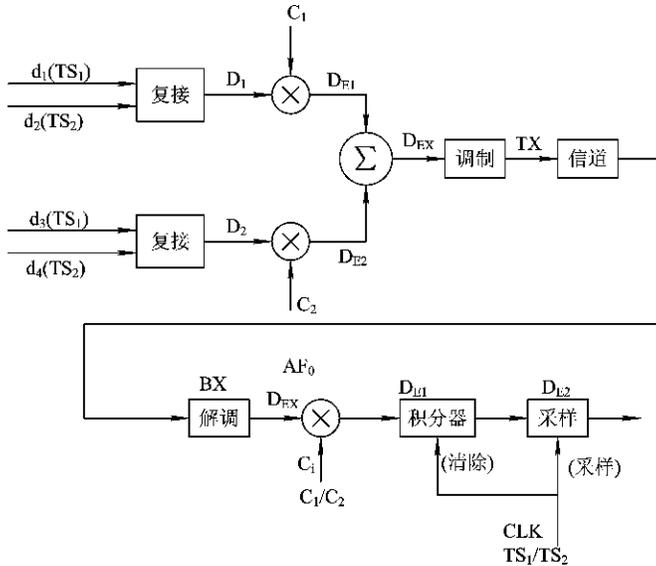


图 6 - 9 TD/DS 混合多址方式举例

TX - BS 为系统基站 BS 的发射机，4 个 TD/DS 信道传送的信息数据为 d_1 、 d_2 、 d_3 、 d_4 。 $d_1(TS_1)$ 与 $d_2(TS_2)$ 复接为 D_1 后，采用地址码 C_1 扩频调制为 D_{E1} ； $d_3(TS_1)$ 与 $d_4(TS_2)$ 复接为 D_2 后，采用地址码 C_2 扩频调制为 D_{E2} ； D_{E1} 与 D_{E2} 线性叠加为 D_{EX} 后，经载波 FSK 调制发射出去。接收端 RX - MS 通过切换本地址码 C_i 为 C_1/C_2 及切换时钟 CLK 为 TS_1/TS_2 ，可分别接收 4 个信道的信息 $d_1/d_2/d_3/d_4$ ，模拟 4 个 TD/DS 混合多址移动台接收机。

D_1 、 D_2 、 C_1 、 C_2 的设置分别为 $d_1 = 1010\dots$ (每隙 4 bit, 周期循环), $d_2 = 1100\dots$ (每隙 4 bit, 周期循环), $D_1 = 10101100\dots$ (每帧 8 bit, 2 个时隙, 周期循环), $C_1 = W_1^8 = 01010101$; $d_3 = 0101\dots$ (每时隙 4 bit, 周期循环), $d_4 = 0101\dots$ (每时隙 4 bit, 周期循环), $D_2 = 01010011\dots$ (每帧 8 bit, 2 个时隙, 周期循环), $C_2 = W_7^8 = 01010011$ 。

一般说来, 采用混合方式在技术上要复杂一些, 实现起来也困难一些。但是, 不同方式结合起来的优点, 是只用其中一种方式所无法得到的。

6.3 码分多址方式

CDMA 的技术原理是基于扩频技术, 即将需传送的具有一定信号带宽的信息数据用一个带宽远大于信号带宽的高速伪随机码序列(PN)进行调制, 使原数据信号的带宽被扩展, 再经载波调制并发送出去; 接收端使用完全相同的伪随机码, 对接收的宽带信号做相关处理, 把宽带信号转换成原信息数据的窄带信号, 即解扩, 以实现信息通信。CDMA 码分多址技术完全满足现代移动通信网所要求的大容量、高质量、综合业务、软切换等要求, 正受到越来越多的运营商和用户的青睐。扩频技术主要有直接序列扩频技术、跳频(FH)扩频技术和跳时(TH)扩频技术等几种基本类型, 其中直接序列扩频技术和跳频扩频技术用得比较多, 此外由这几种常用的基本扩频技术构成的混合系统也经常被采用。在接下来的内容中, 我们主要介绍使用最为普遍的直接序列扩频技术、跳频扩频技术的基本原理和关键技术。

6.3.1 码分多址技术的特点

码分多址技术在移动通信中应用比较广泛, 指的是多个用户的移动台共用一个频道, 每个手机分配一个彼此不同的码序列, 叫做“伪随机码序列”, 利用这种码序列相互不干扰的特性, 用户可以共用一个频谱。在接收端, 通过解码识别接收信息。码分多址技术应用了“扩频通信”的原理。扩频通信技术是一种信息传输方式, 是将待传送的信息数据进行伪随机编码调制, 实现频谱扩展后再传输的一种技术, 其信号所占有的频带宽度远远大于所传信息必需的最小带宽, 在接收端用同样的码序列进行相关的同步接收、解扩频技术来还原所传输的信息数据。

扩频通信与常规的窄带通信方式相比较, 主要区别是前者的发送端在信息传输的过程中, 信息的频谱展宽形成宽带传输, 在接收端经过相关的处理之后再恢复成窄带信息数据。同时, 扩频系统还需要非常严格的同步技术。

扩频通信的基本特点是传输信号所占用的频带宽度(B_w)远大于原始信息本身所需的最小(有效)带宽(B_c), 其比值称为处理增益 G_p , 即 $G_p = B_w/B_c$, 在工程上常用分贝数来表示:

$$G_p = 10 \log\left(\frac{B_w}{B_c}\right) \text{ dB} \quad (6-1)$$

现阶段使用的电话、广播系统中, 无论是采用调幅、调频还是采用脉冲编码调制, G_p 值一般都在十多倍范围内, 统称为“窄带通信”。而扩频通信的 G_p 值至少在 100 倍(即 20 dB), 甚至高达数百、上千倍, 称为“宽带通信”。

抗干扰容限是指扩频通信系统能在多大的干扰环境下正常工作，定义为

$$M_j = G_p - \left[\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{out}} + L_s \right] \quad (6-2)$$

其中： M_j 为抗干扰容限； G_p 为处理增益； $\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{out}}$ 为信息数据被正确解调而要求的最小输出信噪比； L_s 为接收系统的工作损耗。

例如：一个扩频系统的处理增益为 30 dB，要求误码率小于 10^{-5} 的信息数据解调的最小的输出信噪比 $(S/N)_{\text{out}} < 8$ dB，系统损耗 $L_s = 2$ dB，则抗干扰容限 $M_j = 30 - (8 + 2) = 20$ dB。这说明，该系统能在干扰输入功率电平比扩频信号功率电平高 20 dB 的范围内正常工作，也就是说该系统能够在接收输入信噪比大于或等于 -20 dB 的环境下正常工作。

6.3.2 直接扩频码分多址

1. 直接序列扩频的调制

直接序列扩频 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum)是直接利用具有高码速率的扩频码序列，在发送端扩展信号的频谱，在接收端用相同的扩频码序列进行解码，把展宽后的扩频信号还原成原始的信号。它是一种数字调制方法，具体来说，就是将信源与一定的 PN 码序列(伪随机序列)进行模 2 加。例如，在发射端将“1”用 11000100110 代替，而将“0”用 00110010110 代替，这个过程就实现了扩频，而在接收端，把收到的 11000100110 序列恢复成“1”，把收到的 00110010110 序列恢复成“0”，这个过程就是解扩。这样信源速率就被提高了 11 倍，同时处理增益增大，有效地提高了系统的信噪比。

直扩码分多址(Direct Sequence Spread Spectrum - Code Division Multiple Access, DS - CDMA)通信系统原理框图如图 6 - 10 所示。DS - CDMA 利用高速率的正交码序列 C_i (互相关函数值为 0 或很小的码序列)作为地址码，与用户信息数据 d_i 相乘(或模 2 加)得到信息数据的直接序列扩频信号，经过相应的信道传输后，在接收端与本地产生的地址码进行相关检测，从中将地址码与本地地址码一致的用户数据选出，把不一致的用户数据除掉。码分多址通信系统可完成时域、频域及空间上混叠的多个用户直扩数据的同时传输，或者说，利用正交地址码序列在同一载频上形成多路逻辑信道，可动态地分配给用户使用。

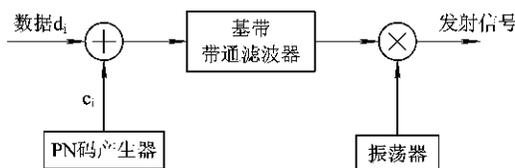


图 6 - 10 直接序列扩频调制原理框图

2. 直接序列扩频的解调

图 6 - 11 所示为直接序列扩频解调原理框图。在接收端应用相同的解调器作为解扩器。可将频谱展宽的扩频信号用相同的码序列进行再调制，将其恢复成原始的载波信号。另外，在解调过程中，要求系统严格同步。

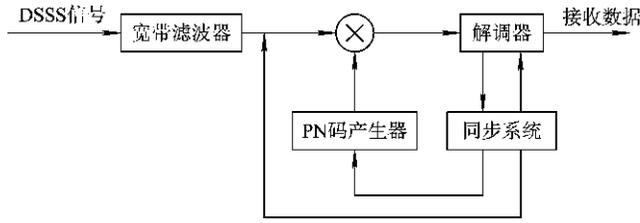


图 6-11 直接序列扩频解调原理框图

6.3.3 跳频码分多址

1. 跳频码分多址的原理

所谓跳频，比较确切的意思是：用一定码序列进行选择的多频率频移键控。也就是说，用扩频码序列去进行频移键控调制，使载波频率不断地跳变。

如图 6-12 所示为跳频码分多址移动通信系统原理框图。发送端基带信号对载波调制后发射，载频来自频率合成器，在跳频序列（常用 PN 序列）的控制下随机跳变，接收端的本振亦来自受跳频序列控制的频率合成器，接收频率随机跳变。这种工作过程有两种情况：一种情况是同地址 FH-CDMA 用户正常通信过程，此时当收发二端频率按同一跳频序列随机跳变，并且达到同步时，接收端就可解调出有用信息；另一种情况是不同地址的 FH-CDMA 用户之间是相互干扰关系，当收发二端频率按不同的跳频序列随机跳变时，二端频率在任何时刻都不相同或相同的概率很小，即频率序列相互正交或准正交，这时接收端就收不到发射端的信息。另外，在 FH-CDMA 系统中，载波调制通常使用与相位无关的调频方式。用于 FH-CDMA 通信的 PN 序列即跳频序列又称为跳频图案、跳频码。一般常用的跳频序列有 m 序列等。

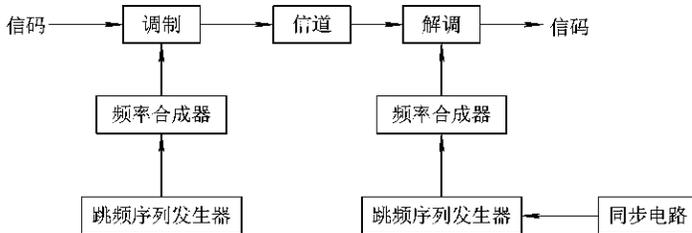


图 6-12 跳频码分多址移动通信系统原理框图

在接收端，为了解调跳频信号，需要有与发送端完全相同的本地扩频码去控制本地频率合成器，使其输出的跳频信号能在混频器中与接收信号差频出固定的中频信号，然后经中频带通滤波器及信息解调器输出恢复的信息。

2. 跳频码分多址的典型应用

跳频实际是载波频率在一定的范围内不断跳变意义上的扩频，而不是对被传输的信息进行扩展频谱。跳频相当于瞬时的窄带通信系统，基本等同于常规通信系统。跳频的优点是抗干扰，它是通过躲避干扰来达到抗干扰的目的，抗干扰性能用处理增益 G_p 表征， G_p 的表达式为

$$G_p = 10 \log \left(\frac{B_w}{B_c} \right) \quad (6-3)$$

其中, $B_w/B_c = N$ 表示通信可以选的信道数, B_w 是跳频系统的跳变频率范围, B_c 是跳频系统最小跳变的频率间隔, 例如 GSM 移动通信系统中 B_c 的值为 200 kHz。跳频系统现阶段主要应用在 GSM 移动通信系统中, 在 GSM 系统中每帧改变频率的方法就是一种跳频法, 一帧是 4.615 ms, 所以每秒跳 217 跳。另外, 一些商用的跳频系统一般跳速都比较慢, 在 50 跳/秒以下, 在低速无线局域网产品中也经常采用慢跳频技术。跳频的高低直接影响系统的性能, 跳频越高, 系统的抗干扰性能就越强, 所以在一些军用的跳频系统中跳频都是很高的, 一般都在每秒上万跳的水平。

6.4 数字复接原理

现阶段通信技术飞速发展, 社会对通信的需求日益加大, 而信道资源很有限, 在实际通信中, 往往允许多路信号同时在信道中传输, 所以多路复用成为现代通信的重要技术, 它是解决信道资源有限与通信需求日益增大之间的矛盾的重要手段。本节所介绍的数字复接技术就是数字信号的时分复用技术。

6.4.1 数字复接的基本概念

从前几节我们知道, 解决多路信号同时在信道中传输的问题就是信道复用问题, 就是将多路信号在发送端采用一定技术合并后通过信道进行传输, 然后在接收端分开并恢复成原始各路输入信号的过程。参与复接的各路信号称为支路信号, 各支路信号复接后的信号称为合路信号(也称为群信号)。从合路的数字信号中把各支路信号一一分开的过程称为分接。我们通常所说的数字复接包括数字复接和数字分接。

1. 数字复接系统的构成

如图 6-13 所示为数字复接系统框图。从图中我们可以看出, 数字复接系统的核心是数字复接器和数字分接器, 它们的作用介绍如下。

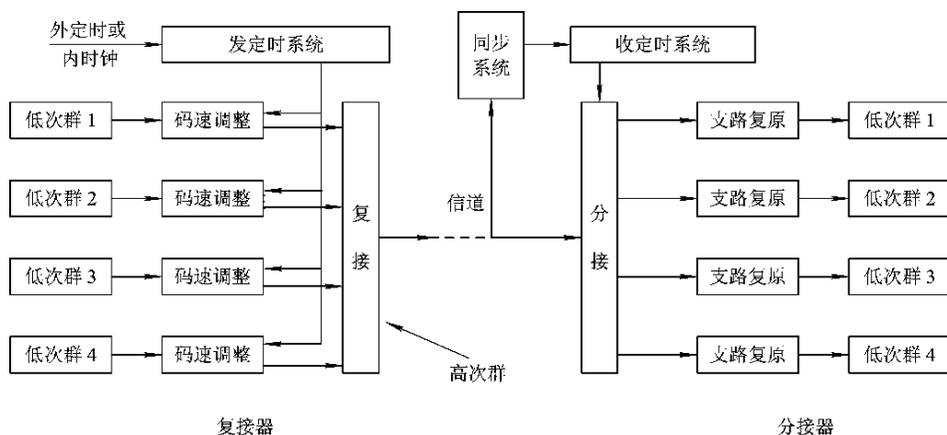


图 6-13 数字复接系统框图

1) 数字复接器

数字复接器的结构主要由定时、调整和复接三个基本单元组成。定时单元给设备提供惟一的统一的基准时间信号，复接器的时钟信号可以从内部产生，也可以由外部提供。四个支路中都有各自的码速调整单元电路，码速调整单元电路的作用是对各输入支路信号的速率进行调整，使它们成为同步信号。复接单元的作用是把几个低次群合成高次群，所以复接器的整体功能就是把四个支路低次群合成为一个高次群。

2) 数字分接器

数字分接器主要由定时、同步、分接和复原四个基本电路组成。分接器的定时单元是由接收信号中提取的时钟来推动的，在同步单元的控制下，分接器的基准时钟和复接器的基准时钟保持同步。分接单元的作用是把收到的高次群信号分离成同步的支路信号，再通过恢复单元将它们恢复成原来被合并的低次群信号。所以数字分接器的作用就是把高次群分解为原来的低次群。

2. 三种常用的数字复接技术

在多路复用的基础上，把若干个小容量低速数据流合并成一个大容量的高速数据流，再通过高速信道传输，传到接收端再分开的数字大容量传输过程就是数字复接。数字复接的方式主要有以下三种。

1) 同步复接方式

由同一个主振器提供时钟的各路数字信号叫做同源信号，同源信号的数字复接叫做同步复接。同步复接方式中主要采用的是同步复接器，也就是说输入复接器的各支路信号与复接器定时信号是同步的，所以该方式中调整单元只需要调整相位，甚至连相位也无需调整。同步复接方式的缺点是一旦主时钟发生故障，相关的通信系统就会全部中断，所以同步复接方式主要应用在高速近程数字传输中。

2) 异步复接方式

由不同源时钟产生的各路数字信号叫做异源信号，异源信号的数字复接叫做异步复接。异步复接方式中主要采用的是异步复接器，也就是说，输入复接器的各支路信号与复接器的定时脉冲是不同步的，调整单元要对各支路信号进行频率和相位的调整，使它们成为同步数字信号。在低速数据传输中，通常采用异步复接，以 2.048 Mb/s 为基群的数字复接采用的就是异步复接方式。

3) 准同步复接方式

对于传码率在标称值附近波动的异源信号的复接，称为准同步复接。准同步复接方式中主要采用的是准同步复接器。如果输入复接器的各支路信号与复接器的时钟信号虽然不是由同一个时钟源提供的，但码速率在一定的容差范围内是相等的，那么这两个信号就是准同步的，采用的方式就是准同步复接方式。准同步复接方式主要应用在高速远程数字传输中。在采用这种复接方式的时候，必须采用码速率调整技术，使各路数字信号的传码率完全一致，然后才能进行数字复接。关于码速率调整技术的相关资料在此不做介绍，读者可以参阅其它相关书籍。

3. 我国采用的数字复接等级和数码率

CCITT 推荐了两类便于国际通信的群路数码率体制和数字复接等级标准，如表 6-1 所示。

表 6-1 码率体制和数字复接等级

群次	日本和北美		欧洲和中国	
	信息速率/(kb/s)	路数	信息速率/(kb/s)	路数
基群	1544	24	2048	30
二次群	6312	96	8448	120
三次群	32 064 或 44 736	480 或 672	34 368	480
四次群			139 624	1920

图 6-14 所示为我国采用的数字速率系列和数字复接等级。从图中可以看出,我国采用的是以 2.048 Mb/s 为基群的数码率系列,基群为 30 路,每话路的数码率是 64 kb/s,经过 5 次复接,可达到 564.192 Mb/s 的数码率,可达 7680 路。在复接过程中,既可以从 n 次群到 $n+1$ 次群逐级复接,也可以从 n 次群到 $n+2$ 次群隔级复接,这种隔级复接也叫做跳群。另外要注意的是,复接后的高次群数码率不等于低次群数码率的整数倍,这主要是由于考虑到帧同步的需要,插入了一些特殊的帧同步码组和业务码组造成的。

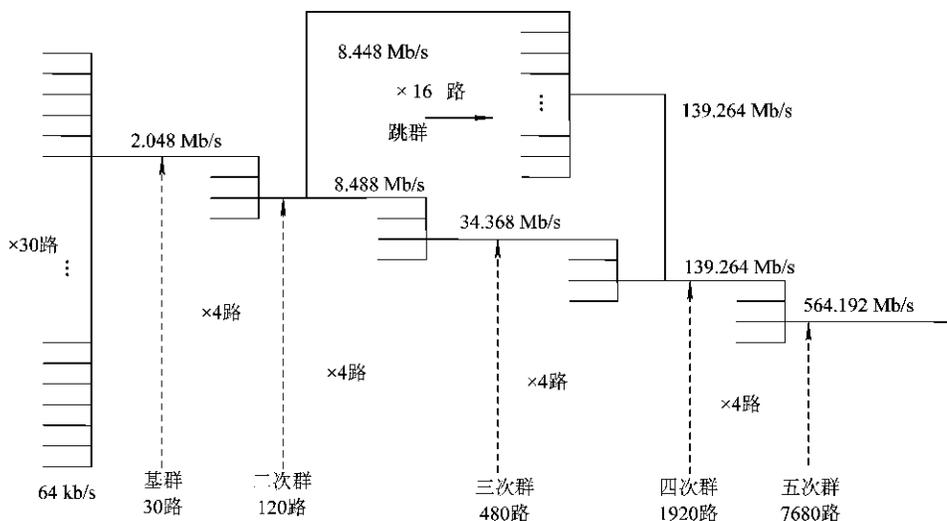


图 6-14 我国采用的数字速率系列和数字复接等级

我国采用的数码率和数字复接等级有以下几方面显著的优点:

(1) CCITT 关于 2.048 Mb/s 系列的建议比较完善。

(2) 数字复接技术性能很好,比特序列的独立性也较好。

(3) 2.048 Mb/s 系列的帧结构与目前数字交换用的帧结构是一致的,便于数字传输与数字交换的统一。

4. 数字复接的实现方法

数字复接按照各低次群支路的数码在高次群中的排列方式可以分为按位复接、按字复接和按帧复接三种实现方法,下面分别来介绍。

1) 按位复接

按位复接是最常用的一种方式，这种方式依次复接每一支路的一位码，每次复接各低次群的一位码形成高次群。若有 4 个支路，则按第 1 支路第 1 位、第 2 支路第 1 位、第 3 支路第 1 位、第 4 支路第 1 位、第 1 支路第 2 位、第 2 支路第 2 位、第 3 支路第 2 位、第 4 支路第 2 位、…，顺序编入，即在发送端，将 4 个支路的数字信号以 bit 为单位，依次轮流发往信道。在接收端，按照发送端的发送结构依次从码流中检出各支路的码元，并且分送到相应的支路，使各个支路恢复相应的帧结构。图 6 - 15 是按位复接的情况，复接后的二次群信号码中第 1 位码表示第 1 支路第 1 位码的状态，第 2 位码表示第 2 支路第 1 位码的状态，第 3 位码表示第 3 支路第 1 位码的状态，第 4 位码表示第 4 支路第 1 位码的状态。4 个支路第 1 位码取过之后，再循环取以后各位，如此循环下去，就实现了数字复接。复接后高次群每位码的间隔是复接前各支路的 1/4，即高次群的速率提高到复接前各支路的 4 倍。按位复接要求复接电路存储容量小，简单易行。准同步数字体系(PDH)大多采用按位复接。这种方法的缺点是破坏了一个字节的完整性，不利于以字节为单位的信息的处理和交换。

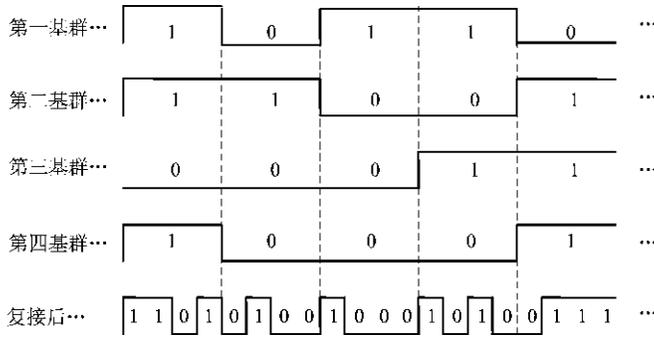


图 6 - 15 按位复接的情况

2) 按字复接

按字复接每次复接各低次群的一个码字形成高次群，是指轮流把各支路的 8 位码即一个字编入群路之中进行复接的一种方法。类似地，若有 4 个支路，则按第 1 支路第 1 个字、第 2 支路第 1 个字、第 3 支路第 1 个字、第 4 支路第 1 个字、第 1 支路第 2 个字、…，顺序编入。图 6 - 16 是按字复接的情况，每个支路都要设置缓冲存储器，事先将接收到的每一支路的信码储存起来，等到传送时刻到来时，一次高速将 8 位码取出，4 个支路轮流被复接。这种按字复接要求有较大的存储容量，但保证了一个码字的完整性，有利于以字节为单位的信息的处理和交换。同步数字体系(SDH)大多采用这种方法。

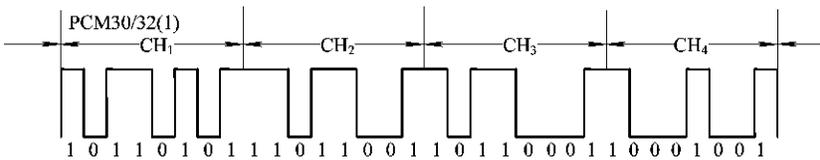


图 6 - 16 按字复接的情况

3) 按帧复接

按帧复接是指在复接的时候每次复接一个支路的一帧码元(256个码元)。按照帧进行复接不会破坏原来各个支路的帧结构,有利于信息的交换处理,但是它的循环周期变得更长了,这就需要更大的存储容量和更加复杂的设备,这种方式目前应用得较少。

6.4.2 数字信号的同步复接

同步复接是用一个高稳定的主时钟来控制被复接的几个低次群,使这几个低次群的数码率(简称码速)统一在主时钟的频率上,可直接进行复接。同样,在分接时也受相同的主时钟控制。如图6-17所示为同步复接和分接的原理图。

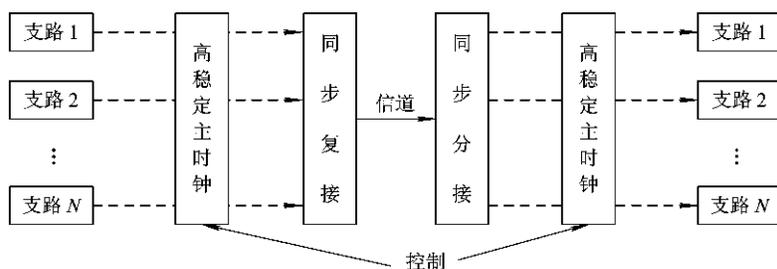


图 6-17 同步复接和分接的原理图

如果输入支路数字信号相对于复接器的对应时钟信号是同步的,那么最多只需进行相位调整,就可以实施数字复接,这就是同步复接。实现同步复接的前提条件是确保参与复接的各支路数字信号与复接时钟严格同步,这也是复接技术中的关键问题。同步复接的好处是明显的,例如复接效率比较高、复接损伤比较小等。但只有在确保严格同步时才能进行同步复接。同步复接器的基本功能就是把同步支路数字信号合并成合路数字信号。数字复接分接设备从功能上可以划分为定时系统和复接分接系统。定时系统由复接定时单元、分接定时单元及同步单元组成。复接定时单元向复接器提供各种定时信号;分接定时单元向分接器提供各种定时信号;同步单元的作用是使得分接定时单元产生的定时信号与复接定时单元产生的定时信号之间建立并保持正确的相位关系,即建立并保持同步状态。这就是实施同步分接的前提。在定时系统中,如果复接定时单元向分接定时单元仅仅传送一种时钟信号,那是无法建立并保持全面的同步关系的。在复接分接系统中,如果只是循环交织地复接各支路的数字信号,而不加入标识,那么一旦合并成为一个合路数字信号,就难以正确地实施分接。因此,需要一种特征信号,以保持定时系统建立全面的同步关系,并且保证分接单元正确地实施分接。这种特征信号称为帧定位信号或帧同步信号,它是循环插入合路信号中的。两次插入帧定位信号的间隔称为帧周期,它所表示的复接或分接定时信号的时间关系称为帧状态。同步数字复接中,将多个支路码流合并为一码流,必须按一定的顺序对支路数字信号进行复合编排,主要有两种方式,即按位复接和按字复接。不同的复接方式适用于不同的应用场合,若需要在信号传送过程中保存完整的字结构,则适宜采用按字复接。通常数字复接不要求在信号传送过程中保持字结构,又考虑到要尽可能简化设备,故一般采用按位复接的方式。

在同步复接时,各支路数码串严格相等,而且与复接设备内的定时信号同步。由于各

支路信号到达复接终端机的时延不同，通常在输入端要先对它们进行相位调整，然后按时分复用方法进行合并。同步复接按照交织插入的方式，可分为比特复接和码字复接，前者是每次从各支路轮流插入，后者是每次轮流插入 1 个码字，每个码字中含有 n 比特。同步复接方法的缺点是一旦主时钟发生故障，相关的通信系统将全部中断，因此它只限于局部地区使用。

6.4.3 数字信号的异步复接

从上述分析可知，同步复接的效率很高，包括插入的备用码都有用途，而且在同步复接过程中几乎不存在复接损伤。但是同步复接需要采用网同步技术，而在短期内建立网同步并不容易。异步复接参与复接的各个支路不使用同一个时钟源，虽然它们有相同的标称频率，但是由于时钟源之间存在偏差，因此支路间的数码率有可能是互不相等的，这种时钟源不同但标称时钟相同的码流称为准同步码流。实际上准同步复接技术应用较多，但是由于异步复接技术允许参入复接的各个支路具有独立的时钟信号，因此得到了广泛的应用，特别是在高次群复接过程中和远程传输的数字通信网中，更是起到了不可忽视的作用。

如图 6-18 所示为异步复接和分接的原理示意图，我们可以看出，在发送端首先应该对输入各个支路的异步数码流分别进行码速调整，将它们转换成相互同步的数码流，然后再进行同步复接。在接收端首先进行同步分接，对收到的同步数码流分别进行码速恢复，恢复为原始输入的异步数码流。异步复接与同步复接的区别就在于异步复接系统中要有码速调整电路，而同步复接系统中只需要相位调整就可以完成复接过程。所以，在异步复接系统中，最关键的电路就是码速调整电路，而将非同步信号转换成同步信号最简单有效的方法就是采用正码速调整技术。

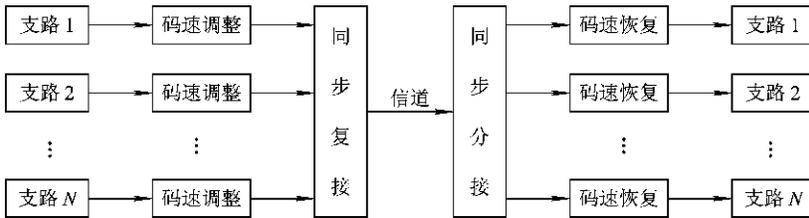


图 6-18 异步复接和分接原理示意图

6.5 CCITT 基群复接系统

国际电报电话咨询委员会(International Consultative Committee on Telecommunications and Telegraphy, CCITT)规定对语音信号的抽样频率取 8000 Hz，也就是抽样间隔 $T_s = 1/8000 = 125 \mu\text{s}$ 。在 $125 \mu\text{s}$ 时间内各路抽样值所编成的 PCM 信码顺序传送一次，这些 PCM 信码所对应的各个数字时隙有次序的组合排列称为一帧，显然，PCM 帧周期就是 $125 \mu\text{s}$ 。在每一帧中，除了要传送各路 PCM 信码以外，还要传送帧同步码及信令码等控制信号。信令是通信网中与连接的建立、拆除、控制及网路管理等有关的信息，例如表达电话的占用、拨号、应答及拆线等状态的信息。为了合理地利用帧结构中的某些比特，通常将若干个帧组成一个复帧，各个话路的信令分别在同一复帧不同帧的信道中传输。既然有

复帧，相应地也就有复帧同步码。综上所述，一帧码流中含有帧同步码、复帧同步码、各路信码及信令码等。对于时分多路复用系统，CCITT 推荐了两种制式，即按照 A 律编码的 PCM30/32 路系统的帧结构和按照 μ 律编码的 PCM24 路系统的帧结构。

6.5.1 PCM30/32 路基群复接系统

在数字通信系统中，常将各路信号组合成具有不同数码率的群路信号。国际电报电话咨询委员会推荐了两种制式：A 律的 PCM30/32 路和 μ 律的 PCM24 路两种基群复接系统。基群可以独立使用，也可以组成更多路的高次群与传输信道相连接。

1. PCM30/32 路系统帧结构

我国和欧洲各国采用按照 A 律编码的 PCM30/32 路系统的帧结构。如图 6-19 所示，PCM30/32 路系统将 PCM 帧周期 $125 \mu\text{s}$ 分为 32 个时隙，编号从 0~31，其中 $\text{TS}_1 \sim \text{TS}_{15}$ 和 $\text{TS}_{17} \sim \text{TS}_{31}$ 共 30 个时隙用做话路时隙，分别传输第 1~15 路和 17~31 路的语音信号。

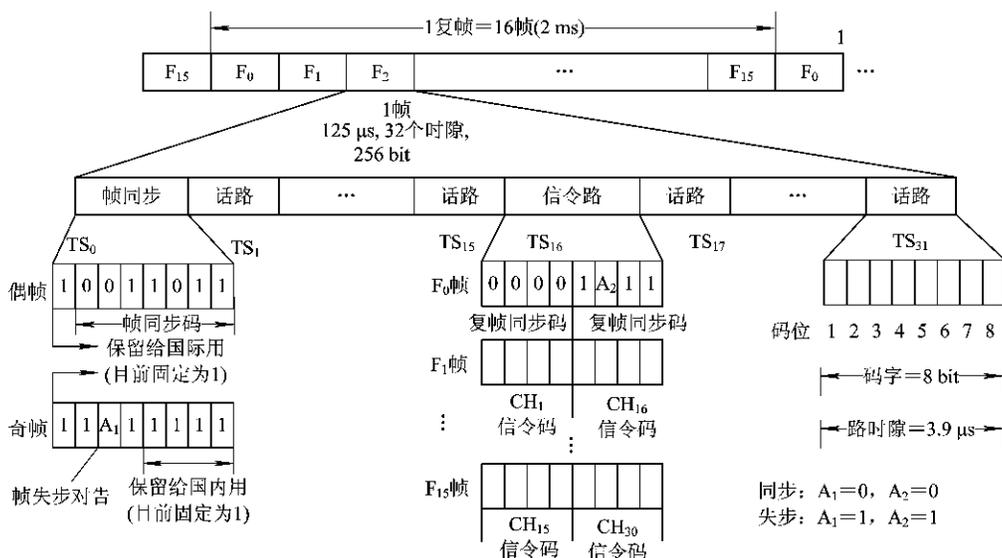


图 6-19 PCM30/32 路系统的帧结构图

除了这 30 路话路时隙之外，第 0 个时隙是帧同步时隙，用来放帧同步码和其它信息码，在不同帧的 TS_0 位置所传送的码组是不一样的，分为偶帧 TS_0 和奇帧 TS_0 两种情况。偶帧 TS_0 传送帧同步码，其中的 8 位码中第 1 位码留给国际用，暂定为 1，第 2~8 位为帧同步码 0011011。奇帧 TS_0 传送帧失步告警码。在奇帧 TS_0 的 8 位码中，第 1 位留给国际用，暂定为 1；第 2 位固定为 1 码，以便在接收端用来区别是偶帧 TS_0 还是奇帧 TS_0 ；第 3 位码 A_1 为帧失步时向对端发送的告警码，简称对告码，当帧同步时， A_1 为 0，当帧失步时， A_1 为 1，以便告诉对方接收端已经出现失步，无法正常工作；第 4~8 位码可供传送其它信息，如业务联络信息等，这几位码未使用时，固定为 1 码。这样，奇帧 TS_0 时隙的码组为 $11A_111111$ 。无论是奇帧 TS_0 还是偶帧 TS_0 ，第一位都暂定为 1 码，留给国际上备用，一般我们可以用来监视误码。第 16 时隙 TS_{16} 是信令与复帧同步时隙，用来传输复帧同步码和随路信令码（振铃、占线、摘机等各种标志信号）。为了完成各种控制作用，每一路语音信

号都有相应的信令信号。由于信令信号频率很低，其抽样频率为 500 Hz，即抽样周期为 2 ms，而且只有 4 位码（称为信令码），因此对于每个话路的信令码，只要每隔 16 帧传送一次就够了。将每一帧的 TS_{16} 传送两个话路的信令码（前 4 位码为一话路，后 4 位码为一话路），这样 15 个帧（ $F_1 \sim F_{15}$ ）的 TS_{16} 时隙就可以轮流传送 30 个话路的信令码。而 F_0 帧的 TS_{16} 传送复帧同步码和复帧告警码。16 子帧合起来称为一个复帧（ $F_0 \sim F_{15}$ ）。为了保证接收端、发送端各路信令码在时间上对准，每个复帧需要送出一个复帧同步码，将其安排在 F_0 帧的 TS_{16} 时隙中的前四位，码组为 0000。另外， F_0 帧的 TS_{16} 时隙的第 6 位 A_2 为复帧对告码。复帧同步时， A_2 的值为 0；复帧失步时， A_2 为 1。第 5、7、8 位码也可供传送其它信息用，暂不用时，则固定为 1。另外值得注意的是，信令码组（a, b, c, d）的值不能为 0000，否则就可能被识别成复帧同步码。

由以上分析我们可总结出对于 PCM30/32 路系统，主要有以下几个常用参数。

1) 帧周期

帧周期是指抽样时各路信号每轮一次抽样的总时间（即旋转开关工作一周的时间），也就是一个抽样周期。如果抽样频率为 8000 Hz，则抽样周期为 $1/8000 = 125 \mu\text{s}$ ，即帧周期为 $125 \mu\text{s}$ 。

2) 路时隙

合路的 PAM 信号每个样值所允许的时间间隔称为路时隙。每路占用的时隙为 $125 \mu\text{s}/32 = 3.91 \mu\text{s}$ 。

3) 位时隙

1 位码占用的时间就是位时隙。每个话路时隙内要将样值编为 8 位二进制码，每个码元占 $3.91 \mu\text{s}/8 = 0.488 \mu\text{s} = 488 \text{ ns}$ ，即为一个比特。这 8 位码，第 1 位为极性码，第 2~4 位为段落码，第 5~8 位为段内码。

4) 帧长度

每帧有 32 个时隙，每个时隙可对应 8 位比特编码，所以每一帧的长度为 $32 \times 8 = 256 \text{ bit}$ 。

5) 数字传输速率

很明显，抽样频率为 8000 Hz，每抽一次样传输的数据为 $8000 \times 32 \times 8 = 2048 \text{ kb}$ ，即数字传输速率为 2048 kb/s 。

2. 帧同步

在时分复用系统中，输入到 PCM 终端设备的多路信号经过抽样、量化、编码之后，变成了具有一定时间规律的数字码流，每一帧的路数和每一路的时隙都是按照 CCITT 的规定安排好的，在接收端和发送端同频同相的前提下，如果能把每一帧的首尾码辨别出来，那么我们就可以正确地每一个话路，这样就可以完成接收端与发送端的帧同步。

建立收发系统的帧同步，我们需要在每一帧或者几帧中的固定位置上加入具有特定码型的帧同步码，只要在接收端能正确识别这些特定的码型，就可以正确辨别每一帧的首尾码，也就能正确区分发送端传过来的各路信号。所以帧同步的目的是使接收端与发送端相应的话路在时间上对准，以便从收到的信码流中分辨出哪 8 位是一个样值的码字，从而正确地解码；还便于分辨出这 8 位码是哪一个话路传过来的，从而正确地分路。

6.5.2 PCM24 路基群复接系统

1. PCM24 路系统帧结构

PCM24 路系统帧结构如图 6-20 所示, 帧首编号为 1 的比特(称 F 比特)交替用于传输帧同步码和复帧同步码, 还可复用传输循环冗余校验码(CRC 码), 并且提供 4 kb/s 的数据链路, 图中分别给出了以 12 帧为复帧的 F 比特和以 24 帧为复帧的 F 比特, PCM24 路制式采用话路时隙内信令, 每个第 6 帧和第 12 帧指定为信令帧。在每一个信令帧中, 各路时隙的第 8 比特用来传输该路的信令, 也就是说, 每 6 帧中有 5 帧的样值按 8 比特编码, 而有 1 帧按 7 比特编码。

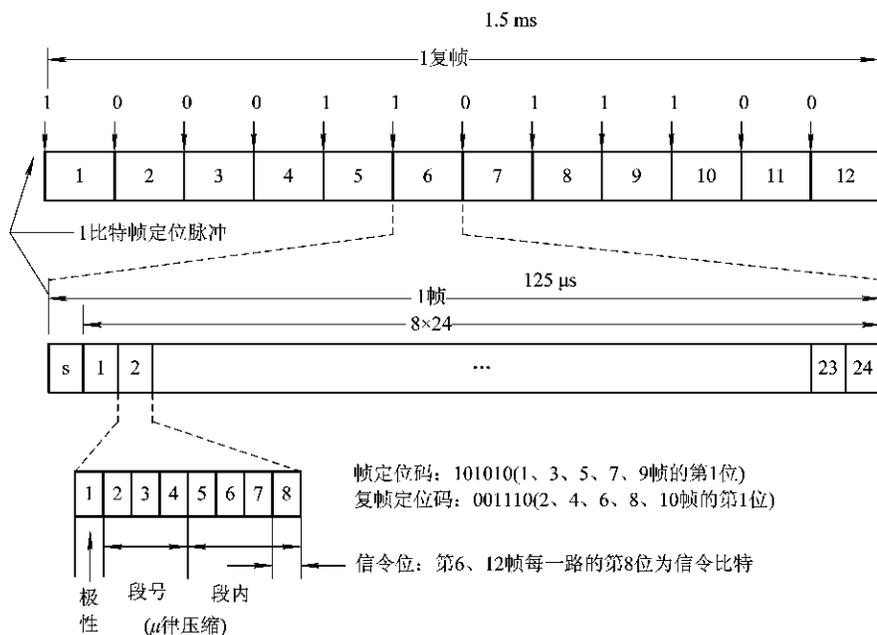


图 6-20 PCM24 路系统帧结构

2. 24 路制的重要参数

信号每秒钟传送 8000 帧, 每帧 125 μs。12 帧组成 1 复帧(用于同步), 每帧由 24 个时隙和 1 位同步码组成。每个信道每次传送 8 位代码, 1 帧有 $24 \times 8 + 1 = 193$ 位码。数据传输率 $R = 8000 \times 193 = 1544$ kb/s。每一个话路的数据传输率为 $8000 \times 8 = 64$ kb/s。

6.6 时分复用、信道模拟与扩频实验

6.6.1 时分复用与解复用实验

一、实验目的

(1) 通过对两路模拟信号进行 PCM 编码并复用, 比较复用后的信号与复用前的编码

信号。将复用后的信号进行解复用与 PCM 解码, 比较解复用后的两路解码信号与原两路模拟信号是否相同, 掌握时分复用与解复用系统的构成及工作原理。

(2) 加深时分复用的概念, 了解时分复用在整个通信系统中的作用。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱

一台

信号源模块、时分复用模块、模拟信号数字化模块

各一块

40M 双踪示波器

一台

连接线

若干

三、实验原理

在本实验中, 将第一路模拟信号送入时分复用模块, 将第二路模拟信号送入模拟信号数字化模块, 分别在这两个模块中进行 PCM 编码, 得到两路 PCM 码(PCMA 和 PCMB), 再和时分复用模块产生的帧同步码进行时分复用, 得到包含 4 路数据(第 4 路为空数据)、一帧为 32 位的时分复用信号, 其复用部分的原理框图如图 6-21 所示。由图 6-21 可见, 时分复用是通过时钟信号对移位寄存器构成的并/串转换电路的输出信号轮流进行选通而实现的, 时分复用输出信号的位同步信号的频率为 BS 的 4 倍, 帧同步信号的频率为位同步信号的 $1/32$ 。时分复用输出信号每一帧由 32 位组成, 其帧结构如图 6-22 所示。拨码开关 SW701 可设置帧同步码的码型。

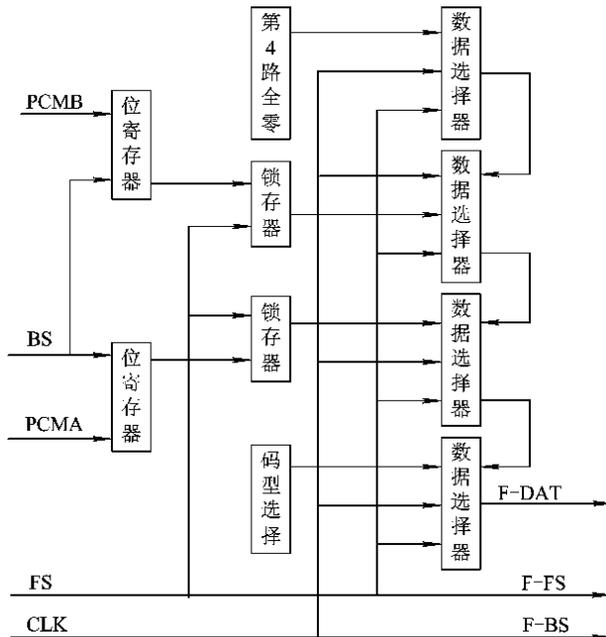


图 6-21 时分复用的实验原理框图



图 6-22 输出信号的帧结构

复用信号通过解复用电路还原出两路 PCM 编码信号，分别送入时分复用模块和模拟信号数字化模块进行 PCM 译码输出，得到的两路信号分别与输入信号相同。图 6-23 是解复用部分的原理框图。时分复用与解复用的所有功能都是在 U701(EPM7128SLC84-15)中完成的。在解复用电路中，先通过帧同步信号和位同步信号把 4 路数据分开，然后通过移位寄存器构成的并/串转换电路输出串行的数据。时分复用和解复用的电路都比较简单，读者可参照原理框图自己分析电路详细的工作过程。

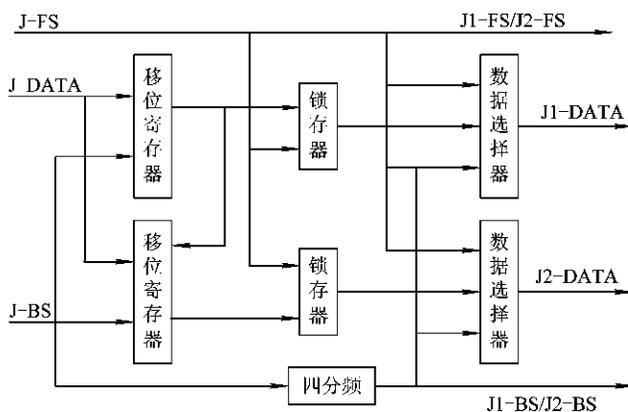


图 6-23 解时分复用的实验原理框图

四、实验步骤

- (1) 按照实验原理图正确连接电路，并且确保电源接触良好。
- (2) 插上电源线，打开电源开关，再分别使各部分电路均开始工作。
- (3) 时分复用模块的 Sin-II 连接信号源的模拟输出正弦信号，模拟信号数字化模块的 S-IN 同上或另接外部输入音频信号。
- (4) 用连接线把时分复用模块与模拟信号数字化模块对应的端孔连接起来。
 FRAMEB-OUT—FRAMEB-II
 CLKB-OUT—CLKB-IN
 2048K-OUT—2048K-IN
 DATA1-IN—PCMA
 DATA2-IN—PCMB-OUT
- (5) 用连接线连接 DATA1-IN 和 PCMA，用示波器分别观察“DATA1-IN”和“DATA2-IN”，看两路模拟信号 PCM 编码是否正确。
- (6) 设置 SW701 的第 1 位为 1，第 2~8 位为巴克码 1110010(或任意码型)，即帧同步

信号，用示波器分别观察“DATA”、“BS”、“FS”信号。“DATA”是“SW701”、“DATA1 - IN”、“DATA2 - IN”、“全零”的复用信号，“BS”的频率为“CLKB - OUT”频率的 4 倍，“FS”与“FRAMEB - OUT”相同。

(7) 从“J - DATA”输入“DATA”信号，从“J - BS”输入“BS”信号，从“J - FS”输入“FS”信号。用示波器分别观察“J1 - DATA”、“J1 - BS”、“J1 - FS”与“J2 - DATA”、“J2 - BS”、“J2 - FS”信号。其中，“J1 - BS”与“J2 - BS”信号完全一样，且频率为“BS”信号的 1/4，“J1 - FS”与“J2 - FS”信号完全一样，且与“FS”信号也一样。

(8) 用连接线连接：

J1 - DATA—PCM1—IN

J1 - BS—CLK1 - IN

J1 - FS—FRAME1—IN

把时分复用模块和模拟信号数字化模块以下对应的连接孔连起来：

J2 - DATA—PCM2 - IN

J2 - BS—CLK2 - IN

J2 - FS—FRAME2 - IN

(9) 用示波器观察“Sin - OUT”与模拟信号数字化模块的“OUT”。

五、实验结论及报告要求

(1) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程，根据实验测试记录，画出各测量点的波形图。

(2) 分析实验结论，并画出原理图与工作波形图。

6.6.2 信道模拟实验

一、实验目的

(1) 将信号源输出的 NRZ 码(未编码)输入信道，调节噪声功率大小，观察信道输出信号及其误码率。比较理想信道与随机信道的区别，加深对随机信道的理解。

(2) 将输出的 NRZ 码(未编码)输入模块，编码后再输入信道，经过解码，观察通过编解码后信号的误码率，并与同等噪声功率时未编码信号的误码率进行比较，通过比较加深对纠错编码原理的理解。

(3) 观察眼图并做分析记录，了解眼图波形与信号传输畸变的关系。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱	一台
信号源模块、信道模拟模块、终端模块(可选)	各一块
40 M 双踪示波器	一台
误码率测试仪(可选)	一台
连接线	若干

三、实验原理

1. 信道噪声

本实验中我们用伪随机序列模拟高斯白噪声。伪随机噪声具有类似于随机噪声的一些统计特性，同时又便于重复产生和处理。目前广泛应用的伪随机噪声都是由数字电路产生的周期序列经滤波等处理后得到的。通常产生伪随机序列的电路为一反馈移位寄存器，它又可分为线性反馈移存器和非线性反馈移存器两类。由线性反馈移存器产生出的周期最长的二进制数字序列称为最大长度线性反馈移存器序列，通常简称为 m 序列。由于 m 序列的均衡性、游程分布、自相关特性和功率谱与上述随机序列的基本性质很相似，因此通常认为 m 序列属于伪噪声序列或伪随机序列。

2. 纠错编码

在随机信道中，错码的出现是随机的，且错码之间是统计独立的。例如，由高斯白噪声引起的错码就具有这种性质。因此，当信道中加性干扰主要是这种噪声时，就称这种信道为随机信道。由于信息码元序列是一种随机序列，接收端是无法预知的，因此也无法识别其中有无错码。为了解决这个问题，可以由发送端的信道编码器在信息码元序列中增加一些监督码元。这些监督码元和信码之间有一定的关系，使接收端可以利用这种关系由信道译码器来发现或纠正可能存在的错码。在信息码元序列中加入监督码元就称为差错控制编码，有时也称为纠错编码。不同的编码方法有不同的检错或纠错能力，有的编码只能检错，不能纠错。

3. 传输畸变和眼图

一个实际的基带传输系统，码间干扰是不可能避免的。码间干扰问题与发送滤波器特性、信道特性、接收滤波器特性等多种因素有关，因而计算由于这些因素所引起的误码率就非常困难。眼图是一种能够方便地估计系统性能的实验手段，这种方法的具体做法是：用一个示波器跨接在接收滤波器的输出端，然后调整示波器水平扫描周期，使其与接收码元的周期同步，这时就可以从示波器显示的图形上观察出码间干扰和噪声的影响，从而估计出系统性能的优劣。所谓眼图，就是示波器显示的图形，因为在传输二进制信号波形时，它很像人的眼睛，所以称为眼图。眼图表述了以下几个方面的意思：(1) 最佳抽样时刻应是“眼睛”张开最大的时刻；(2) 对定时误差的灵敏度可由眼图斜边的斜率决定，斜率越大，对定时误差就越灵敏；(3) 眼图阴影区的垂直高度表示信号的畸变范围；(4) 眼图中央的横轴位置对应判决门限电平；(5) 在抽样时刻，上下两阴影区的间隔距离之半为噪声的容限，即若噪声瞬时值超过这个容限，就有可能发生错误判决。

四、实验步骤

1. 信道模拟实验

(1) 将信号源模块、信道模拟模块、终端模块小心地固定在主机箱中，确保电源接触良好。

(2) 插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，再分别按下三个模块中的开关

POWER1、POWER2，对应的发光二极管 LED001、LED002、LEDC01、LEDC02、LED600 发光，三个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块的拨码开关 SW101、SW102 设置为 00000101 00000000，按 6.6.1 节实验的介绍，此时分频比千位、十位、个位均为 0，百位为 5，因此分频比为 500，此时位同步信号频率应为 4 kHz。相应地，信道模拟模块的码速率选择拨位开关设置为 1000，与信号源的码速率相一致(码速率选择拨位开关设置为 1000，对应的码速率为 4 kHz，0100 对应为 8 kHz，0010 对应为 10 kHz，0001 对应为 15.625 kHz)。

(4) 将信号源的 NRZ 作为数据输出，连接到终端的 DATA1 端，相应的位同步信号(BS)与帧同步信号(FS)分别相连，同时将信号源的 NRZ 连接到信道模拟的信道输入端，经过信道后从信道输出 1 端输入到终端的 DATA2 端，BS2 和 FS2 分别与信号源的位同步信号(BS)及帧同步信号(FS)相连，则终端的第一排二极管显示的是直接从信号源输出的数据，第二排二极管显示的是经过信道传输后的数据(也可用示波器双踪比较两组数据)。

(5) 将信号源的 SW103、SW104 和 SW105 拨位，旋转信道模拟模块的噪声功率调节电位器，改变信道内噪声功率的大小，观察噪声对第二排二极管显示数据的影响。同时用示波器观察信道输入与信道输出 1 处的信号波形。

2. 差错控制编码实验

(1) 将信号源的 NRZ 作为数据输出，连接到信道模拟的编码输入数据端，相应的位同步信号(BS)与帧同步信号(FS)分别相连；同时将信道模拟的编码输出与解码输入的位同步信号及帧同步信号分别相连，编码输出的数据连入信道输入，经过信道后从信道输出 1 端输入到解码输入数据端；解码输出端的数据、位同步与帧同步分别与终端的 DATA1、BS1 和 FS1 相连，则终端的第一排二极管显示的是经过编解码及信道传输后的数据(也可用示波器双踪比较两组数据)。

(2) 信道模拟模块的噪声功率调节电位器固定在噪声功率最小的位置处，用示波器观察信道输出 1 处的信号，观察编码后的信号是否符合表 6-2 的规则(注意：为将(7, 4)汉明码补足为 8 位码，我们在每一个(7, 4)汉明码前添加了一位零。因此，1000 编码将得到 01000111)。

表 6-2 监督位与信息位之间的对应关系

信息位				监督位			信息位				监督位		
a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0	a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1

(3) 任意将“误码”拨位开关的右 7 位中的一位拨为高, 观察编码后信号及终端显示的变化。

(4) 任意将“误码”拨位开关的右 7 位中的两位拨为高, 观察编码后信号及终端显示的变化。

3. 眼图实验

(1) 将信号源模块的位同步信号的频率设为 8 kHz(速率选择开关拨为 00000010、01010110), 用信号源模块产生的 NRZ 码作为输入信号(NRZ 码可拨为任意码型), 连接到信道模拟的信道输入。

(2) 用信号源模块的位同步信号作为示波器的外部触发信号, 通过调节信道模拟模块上的噪声功率调节旋钮, 观察从信道输出 2 端口输出的 NRZ 码眼图, 并记录下来。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理, 叙述工作过程。
- (2) 根据实验测试记录, 画出各测量点的波形图。
- (3) 分析为什么利用眼图能大致估计接收系统性能的好坏。

6.6.3 直接扩频与 CDMA 实验

一、实验目的

(1) 观察基带信号扩频前后的频谱变化, 观察扩频后 PSK 调制的频谱及波形。了解扩频通信的基本性质。

(2) 通过扩频、解扩与基带解调实验, 了解 CDMA 通信系统的主要构成。

(3) 通过码分多址实验, 了解伪随机序列同步的滑动搜索法及伪随机序列的锁相跟踪方法。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱	一台
信号源模块、CDMA 模块、数字解调模块、频谱分析模块	各一块
40M 双踪示波器	一台
频谱分析仪(可选用)	一台
连接线	若干

三、实验原理

关于扩频与解扩的基本原理, 前面理论内容中已经阐述, 在此不再做详细介绍。

1. 码型的采用

图 6-24 所示为本实验系统中用于模拟信息码元的 m 序列波形。

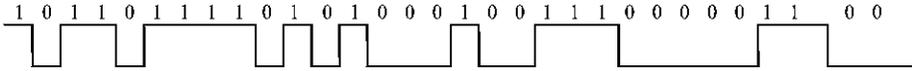


图 6-24 本实验所用的 m 序列波形图

在本实验系统中使用 Gold 序列作为实现扩频的伪随机码，在发送端将信息序列与 Gold 序列相乘，一位信息码元的长度与一个周期(127)位 Gold 码元的长度相同，即在一位信息码元中使用一个周期的 Gold 码元实现直接序列扩频。在实验电路板上有两个 8PIN 开关，它们分别用来设置发送和接收端产生的 Gold 序列是同一个 Gold 序列族中的哪一个，Gold 序列是由两个互为优选对的 m 序列相异或产生的，8PIN 开关只用了 7 位，用于设定其中一个 m 序列的相位，通过拨动开关设定 m 序列的不同相位，两个 m 序列相异或所产生的 Gold 序列将不同。只有将两个开关拨动到相同的位置，才能实现同步解扩，若两个开关拨动到不同的位置，则不会实现同步解扩。由此可以体会码分多址通信是如何实现的。

2. 本模块的实现

1) 发射部分

图 6-25 所示为 CDMA 模块发射部分原理框图。

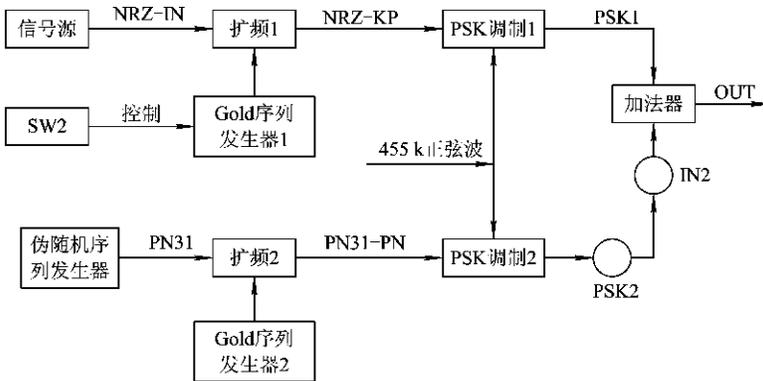


图 6-25 CDMA 模块发射部分原理框图

第一路信息码使用信号源模块产生的 NRZ 码，第二路信息码使用 CDMA 模块自身产生的 31 位 m 序列，简称 PN31。两路扩频码均为在 CDMA 模块 CPLD 中产生的 127 位 Gold 序列，其中 Gold1 受 8PIN 开关 SW2 的后 7 位控制，可以任意改变，Gold2 是固定的，其控制开关始终为“0000001”。两路信息码分别与 Gold1 和 Gold2 进行扩频后，再进行 PSK 调制。当用连接线将 PSK2 与 IN2 连接起来时，发射部分输出点 OUT 输出的信号即为这两路信号的叠加。

2) 接收部分

接收部分原理框图如图 6-26 所示，由捕获和跟踪两部分构成，图中框图 1 和框图 3 构成捕获电路，框图 2 和框图 3 构成跟踪电路。我们在门限判决处加了一个旋转电位器“捕捉”(W5)，用于改变比较的门限值，以捕捉有用信号，同时用发光二极管 LED3 的亮灭来判断是否已捕捉到有用信号。另外，还在 VCO 处加了一个旋转电位器“跟踪”(W6)，用来调节 VCO 的压控信号的直流电平，增大接收端的时钟调节范围，使锁相更容易。接收端的扩频码 Gold3 受 8PIN 开关 SW1 的后 7 位控制。因此，当 SW1 的后 7 位与 SW2 的后 7 位

一致时(非 0000001), 解调出的信息码为信号源输出的 NRZ 码; 当 SW1 的后 7 位为 0000001 时, 解调出的信息码为 31 位的 m 序列。

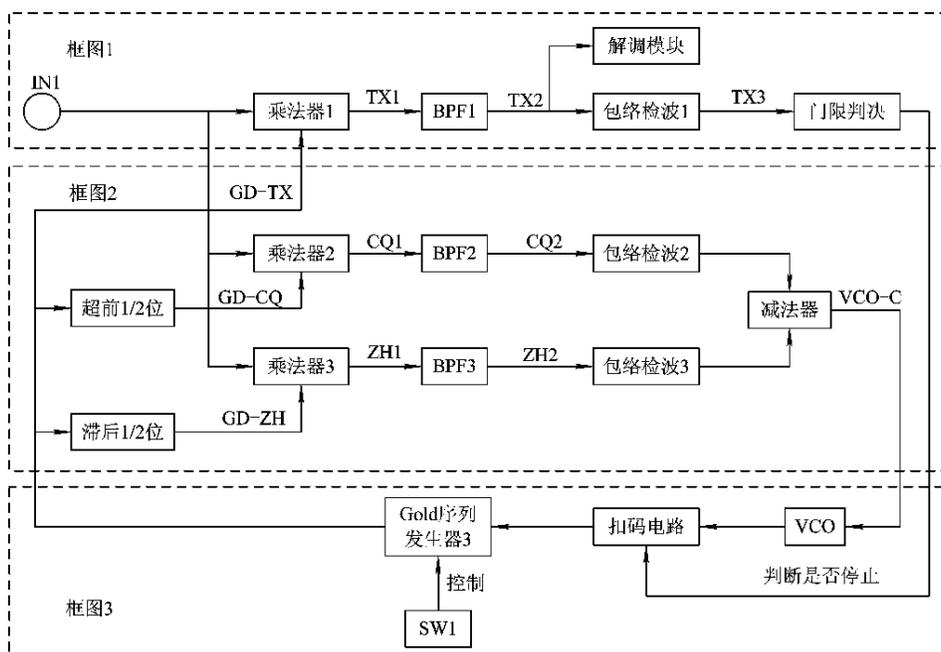


图 6-26 CDMA 模块接收部分原理框图

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、CDMA 模块、数字解调模块和频谱分析模块小心地固定在主机箱上, 确保电源接触良好。

(2) 插上电源线, 打开主机箱右侧的交流开关, 再分别按下 4 个模块中的开关 POWER1、POWER2, 对应的发光二极管 LED001、LED002、LED1、LED2、DA001、DA002、L1、L2 发光, 各模块开始工作。

(3) 观察基带信号扩频前后频谱变化的实验。

① 将 S6 接信号源模块的 1024 kHz 的方波, S5 接信号源模块产生的码速率为 4 kHz 的 NRZ。

② 将 SW1 第 1 位拨到外, 将 SW2 第 1 位拨到“有”, SW1 第 2~8 位为非 0000001 的任一数, SW2 与 SW1 的第 2~8 位相同, 按复位键。

③ 用示波器和频谱分析模块观测比较信号源输入的 NRZ 码和 NRZKP 的波形和频谱, 比较 NRZ 码与其扩频后的区别。

(4) 观察扩频后 PSK 调制的频谱及波形的实验。

① 将 S6 接信号源模块的 1024 kHz 的方波, S5 接信号源模块产生的码速率为 4 kHz 的 NRZ。

② 将 SW1 第 1 位拨到外, 将 SW2 第 1 位拨到“有”, SW1 第 2~8 位为非 0000001 的任一数, SW2 与 SW1 的第 2~8 位相同, 按复位键。

③ 用示波器和频谱分析模块观测比较 NRZ - KP 和 PSK1 的波形和频谱, 比较扩频 NRZ 码与其调制后的区别。

(5) 观察两路扩频信号叠加后的频谱及波形的实验。

① 将 S6 接信号源模块的 1024 kHz 的方波, S5 接信号源模块产生的码速率为 4 kHz 的 NRZ。连接 S1 和 S3, 将两路扩频、调制后的信号在同一信道中传输。

② 将 SW1 第 1 位拨到外, 将 SW2 第 1 位拨到“有”, SW1 第 2~8 位为非 0000001 的任一数, SW2 与 SW1 的第 2~8 位相同, 按复位键。

③ 用示波器和频谱分析模块观测 OUT 的波形和频谱, 该点即为两路扩频信号叠加后的输出点。

(6) 码分多址实验。

① 连接 S1 和 S3、S2 和 S4, S6 接信号源模块的 1 MHz 的方波, S5 接信号源模块产生的码速率为 4 kHz 的 NRZ, S8 连接数字解调模块的 PSK 输入口, S7 连接数字解调模块的载波输入口, 信号源模块的 BS 信号连接数字解调模块的 PSK - BS。

② 将 SW1 的第 1 位拨到外, 第 2~8 位拨为非 0000001, SW2 的第一位拨为“有”, 第 2~8 位与 SW1 的第 2~8 位相同, 按复位键。

③ 调节数字解调模块的 PSK 判决电压调节旋钮, 使 PSK - OUT 输出点的信号与 NRZ 码一致, 该信号即为解扩、解调后得到的 NRZ 码。

④ 将 SW1 第 2~8 位拨为 0000001, SW2 的第 2~8 位拨为非 0000001, 按复位键。

⑤ 此时测 PSK - OUT 输出点和 PN - OUT 输出点, 调节数字解调模块的 PSK 判决电压调节旋钮, 使两者码元相同, 该信号即为解扩、解调后得到的 PN 码。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验原理, 叙述工作过程。
- (2) 根据实验测试记录, 画出各测量点的波形图。
- (3) 做出实验报告。

本章小结

本章主要介绍了多路复用和多址技术的原理与应用情况。首先简单介绍了信道的基本概念以及信道的分类, 在此基础上学习了多路复用和多址技术。常用的多路复用技术主要有频分复用、时分复用和码分复用等。频分复用是将多路信号按频率的不同进行复接并传输的方法; 时分复用是将提供给整个信道传输信息的时间划分成若干个时隙, 并将这些时隙分配给每一个信号源使用, 每一路信号在自己的时隙内独占信道进行数据传输, 它是建立在抽样定理基础上的一种复用技术。频分复用一般在模拟通信中应用, 而时分复用主要在数字通信中应用。另外码分复用现在也得到了广泛的应用, 它是用各自不同的编码序列来加以区分, 即靠信号的不同波形来区分信道的一种复用技术。常用的几种多路复用技术在多点通信中的应用就是多址技术, 主要有频分多址、时分多址、码分多址以及它们的混合多址技术。另外, 本章还介绍了扩频技术和跳频码分多址技术。数字复接技术主要有同步复接和异步复接两种复接方式。CCITT 基群复接系统主要有 PCM30/32 路基群复接系

统和 PCM24 路基群复接系统两种，本章详细介绍了它们对应的系统帧结构，我们国家采用的是 PCM30/32 路基群复接系统。

思考与练习

1. 什么是调制信道？什么是编码信道？
2. 什么是多路复用？常用的多路复用方式有哪几种？
3. 什么是多址技术？常用的多址通信方式有几种？各有什么特点？
4. 一个直接序列扩频 CDMA 系统， $B_w=20$ MHz， $B_c=20$ kHz，试求处理增益 G_p 为多少？
5. 简述跳频码分多址的基本原理。
6. 简述我国数字复接系统的构成方式。
7. 什么是时分复用与频分复用？二者的区别是什么？
8. 数字复接系统由哪些部分组成？各部分的基本功能怎样？
9. 数字复接有几种复接方式？各种复接方式的优缺点如何？
10. 试述同步复接与异步复接的基本概念和基本原理。
11. 画出 PCM30/32 路群系统的帧结构图，并说明各个时隙的作用。
12. 简述 PCM24 路群系统的帧结构。

第7章 同步原理



本章重点及难点

- ❖ 同步的基本概念
- ❖ 载波同步、位同步、帧同步、通信网同步
- ❖ 帧同步的保护

同步是通信系统中一个非常重要的实际问题，是进行信息传输的前提和基础。通信系统如果出现同步误差或失去同步，就会使通信系统性能降低或通信失效，所以同步性能的好坏直接影响到通信系统的性能，同步的准确可靠及同步的方法是数字通信必须研究的课题。

在数字通信系统中，同步是指收发两端的载波、码元速率及各种定时标志都应步调一致地进行工作。不仅要求同频，而且对相位也有严格的要求。

数字通信系统中的同步按照作用的不同，可分为载波同步、位同步(码元同步)、帧同步(群同步)及通信网同步。

载波同步是指在调制解调系统中，当采用同步解调或相干检测时，接收端需要提供一个与发送端调制载波同频同相的相干载波，这个载波的获取就称为载波同步。

位同步就是码元同步。在数字通信中任何消息都是通过一串二进制码元序列传送的，所以在接收端译码时，必须提供准确的码元判决时刻，使判决时钟的周期和相位都准确地与发送端一致，否则会使误码率大大增加，甚至使通信无法进行。在数字通信中，对接收端码元时钟信号的提取称为码元同步。

在数字通信中，信息码元总是先成帧之后，再一帧一帧地发送。所以，除了以上两种同步外，还必须具有帧同步，有时称为群同步。前面章节讲到的 PCM 信号、DM 信号或其它信源编码所提供的数字信号都是时分复用的。如在 PCM30/32 电话系统中，在一个采样间隔内，要发送 1~30 路的语音编码，并构成一帧，这样按次序排队的一串码字接连不断地发送，在接收端必须区分出哪些是第 1 路的码字，哪些是第 2 路的码字。为了使接收端能辨别出每一帧的起止位置，在发送端必须提供每帧的起止标志。在接收端检测并获得这一标志的过程，称为帧同步。接收端获得了这个标志信号后，才能正确地将信号分路、译码。

此外，随着通信技术的发展，特别是通信系统与计算机网络日益紧密的结合，出现了多点(多用户)之间的通信和数据交换，构成了数字通信网。为了使数字通信网能够稳定可

靠地工作, 全网必须有一个统一的标准时钟, 即全网必须同步工作。实现整个网的同步称为通信网同步。

7.1 载波同步

在相干或同步解调系统中, 接收端必须产生一个与发送端同频同相的载波, 称为载波同步。载波同步一般有两种方法: 一种是直接提取法(自同步法), 接收端从接收到的有用信号中直接(或经变换)提取相干载波, 而不需另外传送载波或其他导频信号; 另一种方法是插入导频法(外同步法), 这种方法是在发送端发送有用信号的同时, 在适当的频率位置上插入一个(或多个)包含载波信息的导频信号, 接收端根据导频信号提取出相干载波。

7.1.1 直接提取法

直接提取法适用于接收信号(如 DSB 信号、PSK 信号)本身就含有载波分量或载波的谐波分量的情况, 在接收端对这些信号进行适当的处理后, 就可以从中提取出所需的相干载波。下面对几种直接提取载波的方法进行简单的介绍。

1. 平方变换法和平方环法

平方变换法适合于抑制载波的双边带信号。图 7-1 所示是用平方变换法提取同步载波成分的原理框图。设输入信号为

$$s(t) = m(t) \cos \omega_0 t \quad (7-1)$$

式中: $m(t)$ 为数字基带信号; ω_0 为载波角频率。

此信号经过平方器后得到

$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} m^2(t) + \frac{1}{2} m^2(t) \cos 2\omega_0 t \quad (7-2)$$

由式(7-2)可以看出, 产生的信号 $e(t)$ 中含有载波的二次谐波分量。如果应用一个中心频率为 $2f_0$ 的窄带滤波器将此分量滤出, 再经二分频, 便可得到所需的载波分量。若数字信号 $m(t) = \pm 1$, 则经过平方器后,

$$e(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t \quad (7-3)$$

式(7-3)说明, 可以通过图 7-1 所示的平方变换法提取同步载波。

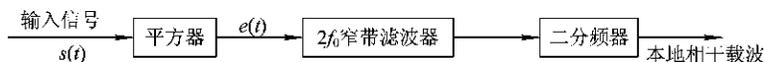


图 7-1 平方变换法提取同步载波成分的原理框图

图 7-1 中应用了二分频器, 对 2PSK 信号而言, 这将使载波提取存在 180° 的相位模糊, 有时会使所得结果与实际相反, 但对 2DPSK 信号并无影响。为改善平方变换法的性能, 用锁相环来代替图 7-1 中的窄带滤波器, 可以取得良好的跟踪、窄带滤波和记忆功能。这时的平方变换法又称为平方环法, 这种方法的原理框图如图 7-2 所示。

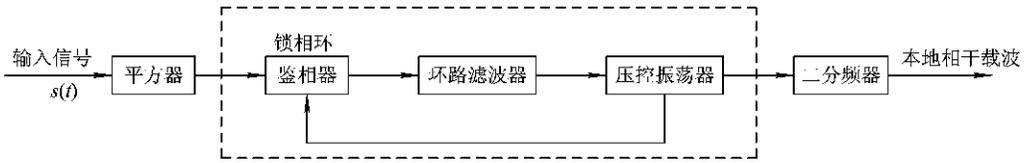


图 7-2 平方环法提取同步载波成分的原理框图

2. 同相正交环法

平方环法的工作频率是 $2f_0$ ，当 f_0 很高时，实现 $2f_0$ 压控振荡有一定的困难，而同相正交环提取载波所用的压控振荡器的工作频率就是 f_0 。同相正交环又称为科斯塔斯 (Costas) 环，其电路原理如图 7-3 所示。

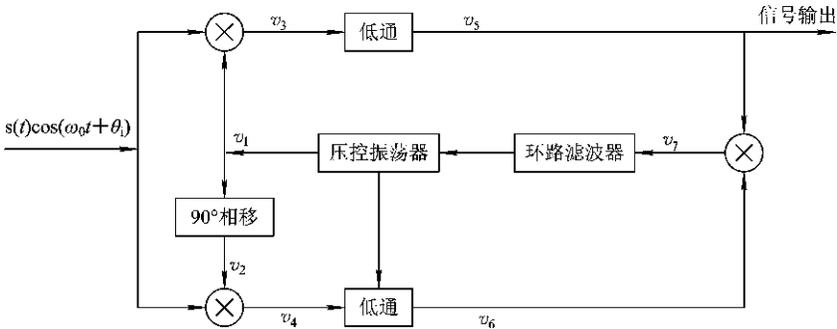


图 7-3 同相正交环法电路原理框图

在这种环路中，压控振荡器提供两路相互正交的载波，与输入信号经过两个乘法器相干解调后分别输出 v_3 、 v_4 ，经低通滤波后得到 v_5 、 v_6 ，再送到一个乘法器相乘后得到压控振荡的控制电压，使之输出本地相干载波。

设环路的输入信号为

$$s(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i) \quad (7-4)$$

同相与正交两鉴相器的本地参考信号分别为

$$v_1 = \cos(\omega_0 t + \theta_o) \quad (7-5)$$

$$v_2 = \sin(\omega_0 t + \theta_o) \quad (7-6)$$

输入信号与 v_1 、 v_2 相乘后，得

$$\begin{aligned} v_3 &= s(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i) \cos(\omega_0 t + \theta_o) \\ &= \frac{1}{2} s(t) [\cos(\theta_i - \theta_o) + \cos(2\omega_0 t + \theta_i + \theta_o)] \end{aligned} \quad (7-7)$$

$$\begin{aligned} v_4 &= s(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i) \sin(\omega_0 t + \theta_o) \\ &= -\frac{1}{2} s(t) [\sin(\theta_i - \theta_o) - \sin(2\omega_0 t + \theta_i + \theta_o)] \end{aligned} \quad (7-8)$$

经低通滤波器后，得

$$v_5 = \frac{1}{2} s(t) \cos(\theta_i - \theta_o) \quad (7-9)$$

$$v_6 = \frac{1}{2} s(t) \sin(\theta_i - \theta_o) \quad (7-10)$$

将 v_5 、 v_6 送乘法器相乘后, 得

$$v_7 = v_5 v_6 = \frac{1}{8} s^2(t) \sin 2(\theta_i - \theta_o) \quad (7-11)$$

令 $\theta_i - \theta_o = \Delta\theta$, 则 $\Delta\theta$ 为压控振荡器输出信号与输入已调信号载波的相位误差, 当 $\Delta\theta$ 较小时,

$$v_7 = \frac{1}{4} s^2(t) \Delta\theta \quad (7-12)$$

由式(7-12)可以看出, 乘法器输出的 v_7 与收发两端的载波相位差成正比。 v_7 经环路滤波器滤除高频噪声后去控制压控振荡器输出的相位, 最后使稳态相差减小到很小的数值, 这时压控振荡器输出的 v_1 就是所要求的相干载波。

这种方法运用了反馈控制的原理。电路刚开始工作时相干载波是杂乱的, 但通过不断的比较, 产生随相位变化的控制电压, 来调整压控振荡器产生的相干载波, 最终达到和接收信号相位相同。

直接提取法除上述几种外, 常用的还有逆调制环法、判决反馈法等, 在此不再一一介绍。

7.1.2 插入导频法

在抑制载波的传输系统中, 无法从接收信号中直接提取载波, 如 DSB 信号、2PSK 信号、SSB 信号、VSB 信号等。这些信号有些本身不含有载波, 或虽然含有载波但不易提取, 对于这些信号, 可以采用插入导频法。插入导频信号的方法有频域插入法和时域插入法。

1. 频域插入导频法

频域插入导频法是在已调信号的频谱中再加入一个低功率的线谱, 该线谱对应的正弦波即称为导频信号。导频的插入位置应该在信号频谱为零处, 否则导频与信号频谱成分重叠在一起, 接收时不易提取。DSB 信号的频谱如图 7-4 所示, 在载波频率 f_0 处信号能量为零, 因而可在此处插入导频。导频的频率为 f_0 , 但它的相位与被调制载波正交, 称为“正交载波”。接收端用滤波器提取这一导频信号, 再移相 90° 作为相干载波。

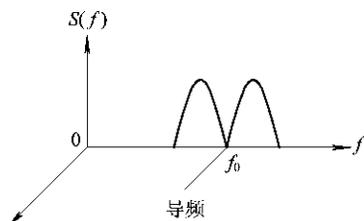


图 7-4 DSB 信号的导频插入

发送端插入导频和接收端提取导频的原理如图

7-5 所示。 $u_s(t)$ 为调制信号, 被调载波为 $A \sin \omega_0 t$, 插入导频为 $A \cos \omega_0 t$, 发送端输出信号为

$$u_o(t) = u_s(t) A \sin \omega_0 t + A \cos \omega_0 t \quad (7-13)$$

如果不考虑信道失真及噪声干扰, 并设接收端收到的信号与发送端发送的信号完全相同, 则此信号通过中心频率为 f_0 的窄带滤波器, 再将其移相 $\pi/2$, 就可以得到与调制载波同频同相的相干载波。如图 7-5 所示, 接收端信号经乘法器后的输出为

$$\begin{aligned} & [u_s(t) A \sin \omega_0 t + A \cos \omega_0 t] A \sin \omega_0 t \\ &= \frac{1}{2} [u_s(t) A^2 - u_s(t) A^2 \cos 2\omega_0 t + A^2 \sin 2\omega_0 t] \end{aligned} \quad (7-14)$$

经低通后的输出为 $\frac{1}{2}A^2 u_s(t)$ 。

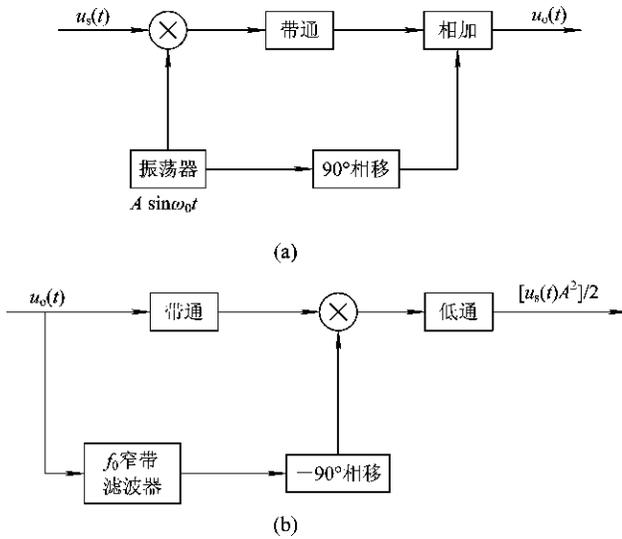


图 7-5 导频插入和提取原理框图

(a) 导频插入；(b) 导频提取

如果在发送端导频不是正交插入，而是同相插入，显然相加之后将使调制信号的频谱改变，接收端解调后会增加一个直流分量而使 $u_s(t)$ 失真，这就是发送端导频应采用正交插入的原因。单边带信号插入导频的方法与此相同，在此不再赘述。

2. 时域插入导频法

时域插入导频法在时分多址通信卫星中应用较多，在一般的数字通信中也有应用，它是在时间上对被传输信号和导频信号加以区别。时域插入导频法是将导频按一定的时间顺序在指定的时间间隔内发送，即每一帧除传送数字信息外，都在规定的时隙内插入载波导频信号、位同步信号和帧同步信号，其结果是只在每帧的一小段时间内才出现载波。在接收端用相应的控制信号将载波取出，以形成解调用的同步载波。但是由于发送端发送的载波信号是不连续的，在一帧内只有很少一部分时间存在，因此如果用窄带滤波器来提取，是不能应用的。所以，时域插入导频法常用锁相环来提取相干载波，如图 7-6 所示，锁相环的 VCO 频率应尽可能地接近载波频率，且应有足够的频率稳定度。

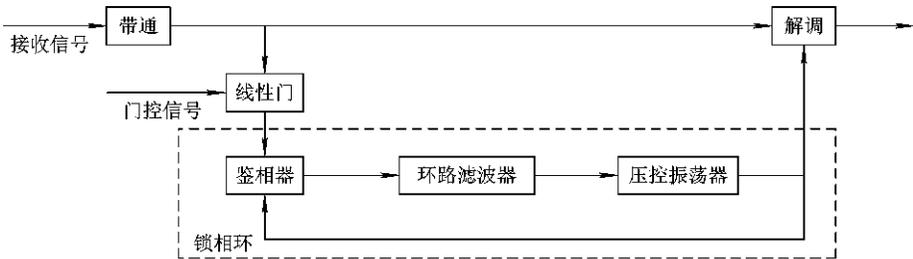


图 7-6 用锁相环提取时域插入的导频

7.1.3 载波同步系统的性能指标

载波同步系统的主要性能指标是效率及精度。所谓高效率,就是指在能够获得载波的情况下,尽量减少发送载波的功率。很明显,直接提取法由于不需另外发送导频,因而效率高且发送电路简单,而插入导频法由于插入导频要消耗一部分发送功率,因而效率要低一些。所谓高精度,是指提取到的相干载波与发送端载波的相位误差尽量小。载波同步系统的精度越高,传输系统误码率就越低,这是影响传输系统误码率的主要因素。同样由于直接提取法是在接收端由信号直接再生相干载波,这就避免了在传输过程中由于信道干扰及不平衡引起的相位误差,或者导频与信号之间由于滤波不好引起的相互干扰,因而直接提取法又具有精度高的优点。

除了以上指标,还有同步建立时间 t_s (越短越好)、同步保持时间 t_c (越长越好)、相位抖动(越小越好)等指标。这些指标对不同的提取方法、不同信号及噪声的情况各有不同,而这些指标主要取决于提取载波的锁相环的性能,在此就不详细阐述了。

从以上分析可以看出,直接提取法在性能指标上要优于插入导频法,因而在各种通信系统中都得到了广泛的应用。但直接提取法只适用于具有双边带频谱的信号,在单边带调制系统中不能采用。

7.1.4 载波相位误差对解调性能的影响

所提取的载波与接收信号中的载波的相位误差将会对解调信号产生重大的影响。相位误差 $\Delta\varphi$ 是稳态误差 θ_v 与相位抖动 σ_φ 之代数和,即

$$\Delta\varphi = \theta_v + \sigma_\varphi \quad (7-15)$$

现在我们简单讨论所提取的载波相位误差对解调性能的影响。对于双边带已调信号,设 $s(t) = u_s(t) \cos\omega_0 t$, 而所提取的相干载波为 $\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)$, 这时解调输出的低频信号 $u'_s(t)$ 为

$$u'_s(t) = \frac{1}{2} u_s(t) \cos\Delta\varphi \quad (7-16)$$

若提取的相干载波与输入载波没有相位差,即 $\Delta\varphi = 0$, 则解调输出信号 $u'_s(t) = \frac{1}{2} u_s(t)$ 。若存在相位差 $\Delta\varphi$, 则输出信号信噪比下降为原来的 $1/\cos^2\Delta\varphi$, 会使误码率增加。

以上说明了相干载波的相位误差 $\Delta\varphi$ 对双边带解调系统的影响。而对单边带解调而言,相位误差会引起输出信号的失真。设 $u_s(t) = \cos\Omega t$, 且单边带信号取上边带 $\frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t$, 相干载波为 $\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)$, 则由下式

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi) \\ &= \frac{1}{4} [\cos(2\omega_0 t + \Omega t + \Delta\varphi) + \cos(\Omega t - \Delta\varphi)] \end{aligned}$$

滤除高频分量即得解调信号:

$$\begin{aligned} u'_s(t) &= \frac{1}{4} \cos(\Omega t - \Delta\varphi) \\ &= \frac{1}{4} \cos\Omega t \cos\Delta\varphi + \frac{1}{4} \sin\Omega t \sin\Delta\varphi \end{aligned} \quad (7-17)$$

由上式看出, $\Delta\varphi$ 存在时, 不仅使信噪比下降, 而且产生原基带信号的正交项, 使基带信号产生畸变, 且这种影响随 $\Delta\varphi$ 的增大而增大。

由以上分析可看出, 在接收端提取相干载波时, 要求相差 $\Delta\varphi$ 越小越好。

7.2 位 同 步

位同步又称为码元同步, 它是数字通信系统中一种非常重要的同步技术。

位同步与载波同步是截然不同的两种同步方式。在模拟通信系统中, 没有位同步的问题, 只有载波同步的问题, 而且只有接收机采用相干解调时才有载波同步的问题。但在数字通信中, 不论是基带传输系统还是频带传输系统, 都要涉及到位同步问题。它是数字通信系统的“中枢神经”, 没有位同步, 系统就会紊乱, 无法正常工作。

在数字通信系统中, 数字信号是一位码一位码地发送和接收的, 因此就要求传输系统的收发端具有相同的码速和码元长度。由于任何传输信道都存在干扰和衰耗, 因此数字信号在通过信道传输时都会受到一定程度的干扰和畸变。要真正恢复数字信号, 必须进行整形判决, 这就要求本地码元定时与发送端定时脉冲的重复频率相等, 而且判决时刻必须在最佳点, 以保证对输入信号的最佳取样进行判决。如图 7-7 所示, 在图 7-7(a) 中, 由于判决时刻选取不当, 在接收端出现了判决错误; 而在图 7-7(b) 中, 由于判决时刻选取正确, 就获得了良好的传输效果。在接收端提取码元定时的过程, 就称为位同步。

位同步方法与载波同步方法相似, 也可以分为直接法(自同步法)和插入导频法(外同步法)两种。下面首先介绍位同步的实现方法, 随后介绍其性能指标。

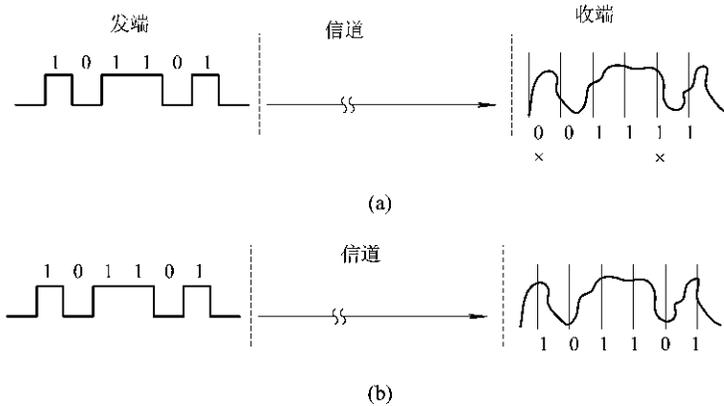


图 7-7 判决时刻的选取

7.2.1 外同步法

外同步法是指发送端在发送数字信号的同时, 还发送位同步信号的一种方法, 最常用的实现方式有以下两种。

1. 插入位定时导频法

插入位定时导频法与载波同步的插入导频法类似, 也是在基带信号频谱的零点处插入。

在无线通信中,数字基带信号一般都采用不归零的矩形脉冲,并以此对高频载波做各种调制,解调后得到的也是不归零的矩形脉冲,码元速率为 f_b 。其功率谱密度中都没有 f_b 成分,也没有 $\frac{1}{2}f_b$ 成分,此时可以在基带信号频谱的零点处即 f_b 或 $\frac{1}{2}f_b$ 处插入所需要的导频信号。如图7-8所示,其中图7-8(a)表示双极性不归零的基带信号插入导频的位置是 $f_b=1/T$ (T 为码元周期);图7-8(b)表示经波形相关编码之后,基带信号中插入导频的位置为 $\frac{1}{2T}=\frac{1}{2}f_b$ 。

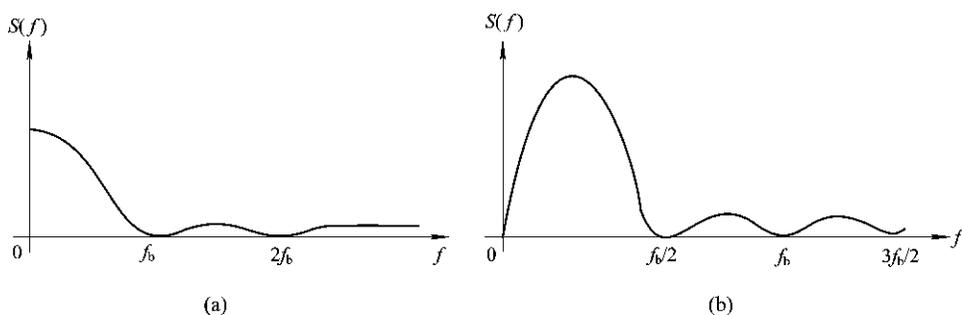


图7-8 导频插入频谱

导频提取的原理如图7-9所示,在接收端应用窄带滤波器提取导频信号,经移相整形形成位定时脉冲。为减少导频对信号的影响,应从接收的总信号中减去导频信号。

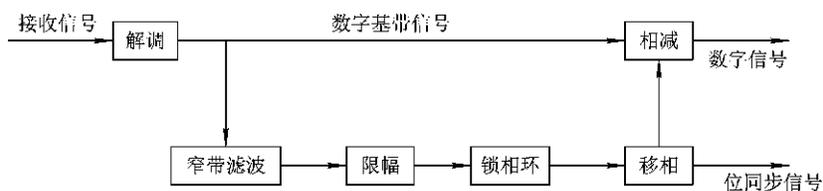


图7-9 导频提取的原理框图

用插入导频法提取位同步信号时,要注意消除或减弱定时导频对原基带信号的影响。因为位定时导频分量不是原数字信号的成分,故在加入导频后,接收端解调得到的基带信号与原来的不同,所以必须设法消除导频分量,恢复原始数字信息,否则将引起误判。在发送端加入位定时导频时,在相位上使信息序列的取样判决时刻正好是位定时导频信号的零点,这样可以不产生对原信号的干扰。但这样安排,在信道群时延均衡不良时,也会因接收信号的判决时刻与导频信号的过零点不重合而产生干扰,为此要在接收端同时采取抵消导频分量的措施,这即是图7-9中设减法器的目的。另外,用插入导频法提取位同步信号时,导频信号有可能反过来受到原数字信号的影响,因此图7-9中利用锁相环的跟踪和窄带的特性来提取信号,而设移相电路目的是为了抵消提取出的导频信号经窄带滤波器、限幅器和锁相环后引起的相移。

2. 双重调制导频插入法

在频移键控、相移键控的数字通信系统中,已调信号都是包络不变的等幅波,在发送

端用位同步信号对已调信号再进行附加调幅, 进行双重调制, 在接收端进行包络检波, 就可以取出位同步信号。

设调相信号为

$$S_{\text{PSK}}(t) = s(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (7-18)$$

现在利用含有位同步信号的某种波形, 如升余弦波 $m(t)$ 对移相载波进行调幅, 则有

$$S'(t) = m(t) S_{\text{PSK}}(t) = \frac{1}{2}(1 + \cos\Omega t) s(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (7-19)$$

其中: $\Omega = 2\pi f = 2\pi/T$, T 为码元宽度, f 为导频信号频率。

在接收端对 $S'(t)$ 进行包络解调, 输出为 $\frac{1}{2}(1 + \cos\Omega t)$, 再经滤除直流分量后得到位同步信号 $\cos\Omega t$ 。

位同步信号还可以采用时域插入的方法来插入。在传送数字信息信号之前先传送位同步信号, 同步信号不同于数字信号, 在接收端首先鉴别出位同步信号, 形成位同步基准。

以上讨论的插入导频法的优点是接收端提取位同步信号的电路简单, 但是发送导频信号必须占用一部分发射功率, 这样就降低了传输信噪比, 因而其应用也受到限制。

7.2.2 自同步法

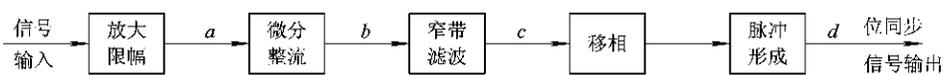
自同步法也称为直接提取位同步法, 这种方法是发送端不用专门发送位同步导频信号, 而接收端可以直接从接收到的数字信号中提取位同步信号。这种方法在数字通信中得到了广泛的应用。

直接提取位同步的方法又分为滤波法和锁相法。

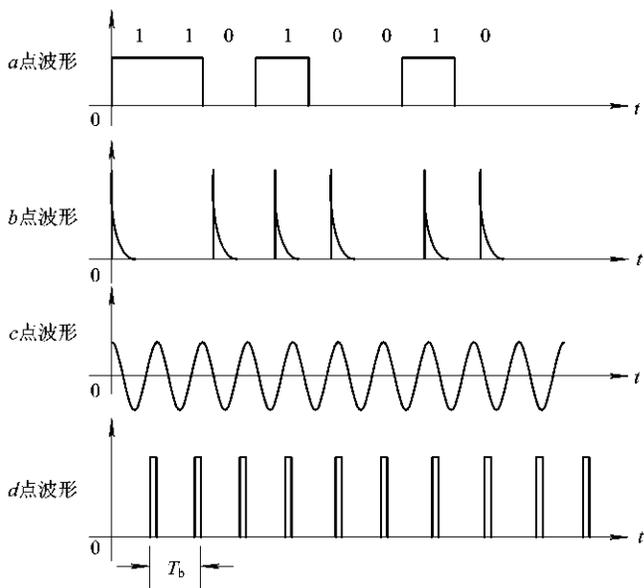
1. 滤波法

在数字通信系统中, 基带信号通常是不归零(NRZ)脉冲序列, 其频谱中不包含有位定时频率分量, 因此不能直接从中提取位同步信号。但若将不归零脉冲序列变为归零二进制脉冲序列, 则变换后的信号将出现码元信号的频率分量, 就能够从中提取出位定时信号了。图 7-10 就是利用此方法提取位定时信号的原理框图及各点波形。图中波形变换部分是应用微分、整流而形成含有定时分量的窄脉冲序列, 然后用滤波器提取。移相器的任务是使得到的位定时脉冲出现在信号的最佳取样时刻, 再经脉冲形成电路, 就可得到符合要求的位同步信号。图 7-10(a) 中的窄带滤波器也可与载波提取时一样用模拟锁相环路来代替。

另外一种波形变换的方法是对带限信号进行包络检波, 这种方法在数字微波中继通信和数字卫星通信系统中经常采用。对于 PSK 信号, 其包络是不变的等幅波, 具有极宽的频带。经过有限的信道传输后, 会使 PSK 信号在码元取值变化的时刻产生幅度的“平滑陷落”, 这会对传输的 PSK 信号造成一种失真, 但它正发生在码元取值变化或 PSK 信号相位变化的时刻, 所以它必然包含有位同步信息。因此在解调 PSK 信号时, 用包络检波器检出具有幅度平滑陷落的 PSK 信号的包络, 去掉其中的直流分量后, 即可得到归零的脉冲序列, 其中含有位同步信息, 通过窄带滤波器(或锁相环), 再经脉冲整形, 就可以得到位同步信号。这种方法的原理框图和各点波形如图 7-11 所示。



(a)



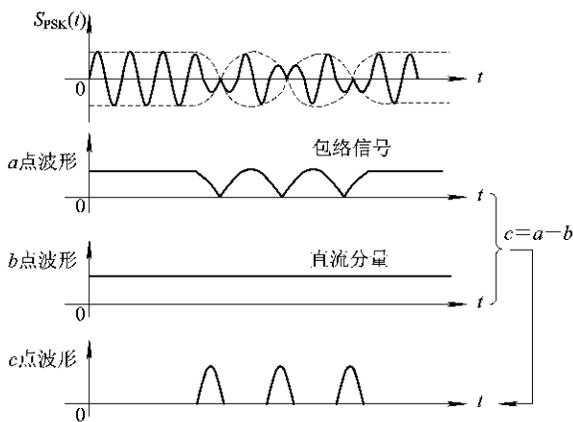
(b)

图 7-10 微分整流滤波法原理框图及各点波形

(a) 原理框图；(b) 各点波形



(a)



(b)

图 7-11 包络检波法提取位定时信号

(a) 原理框图；(b) 各点波形

2. 锁相法

锁相法的基本原理是在接收端利用一个相位比较器，比较接收码元与本地码元定时（位定时）脉冲的相位，若两者相位不一致，即超前或滞后，就会产生一个误差信号，可通过控制电路去调整定时脉冲的相位，直至获得精确的同步为止。在数字通信中，常用数字锁相法获得位定时脉冲，该方法的原理框图如图 7-12 所示。

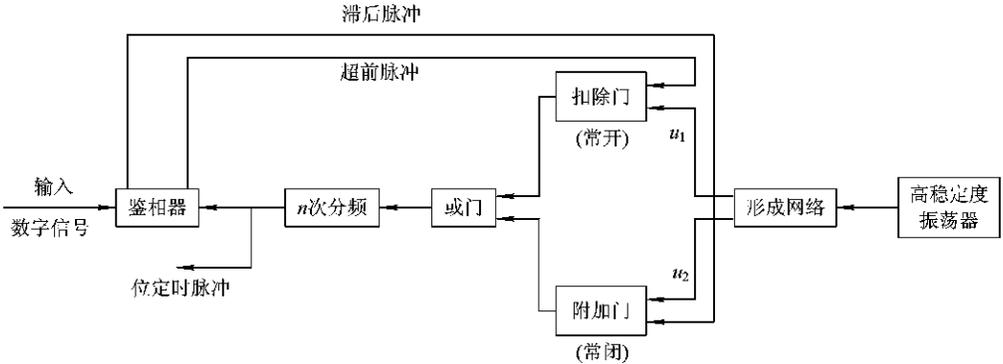


图 7-12 数字锁相法原理框图

高稳定性振荡器一般为晶振，它的振荡频率 f_0 是接收信号频率 f_c （即码元速率， $f_c = 1/T$ ， T 为码元周期）的 n 倍，即 $f_0 = nf_c$ 。振荡信号经过整形，分为 0 相和 π 相的两路脉冲序列 u_1 和 u_2 。 u_1 和 u_2 的时间差为半个周期，通过常开门和或门加到分频器，经 n 次分频，形成本地同步脉冲序列。

数字鉴相器又称为相位误差检测器，它由与门和单稳电路组成。当本地定时与接收定时基准在鉴相器比较相位时，会产生超前或滞后脉冲，由此控制可变分频器去调节本地定时的相位，使本地定时相位与接收定时相位一致。

可变分频器由 n 分频器、扣除门（常开门）和附加门（常闭门）组成。当超前脉冲到来时，扣除门扣除一个脉冲，使本地位定时推后；当滞后脉冲到来时，附加门附加一个脉冲，使本地位定时提前。分频器的输出再送回鉴相器不断进行比较和调整，最后达到收、发定时一致。

数字锁相法就是以一种“逐次逼近”的方式来提取本地定时脉冲。其中 n 的大小决定最终所得的本地定时信号和接收信号的误差， n 越大，误差就越小。但与此同时， n 取得越大，本地定时信号从起始状态到锁定状态的时间就越长，这一点对迅速建立同步是非常不利的。因此，在实际的通信系统中， n 的选取要综合考虑这两方面的因素，取折中方案。

7.2.3 位同步系统的性能指标

位同步系统的性能指标除了效率以外，主要有相位误差（精度）、同步建立时间、同步保持时间、同步门限信噪比和同步带宽。

1. 相位误差 θ_e

相位误差 θ_e 是指在码元建立后，接收端提取的位同步脉冲与接收到的码元（脉冲）之间出现的相位误差。这是由于位同步脉冲的相位总是在跳变地调整，即总是在一个码元周期 T_b 内（相当于 360° 相位内），通过加一个或扣除一个脉冲，来实现位定时脉冲向后或向前的

变化, 每调整一次, 脉冲的相位改变 $2\pi/n$ (n 是分频器的分频次数), 故最大相位误差为

$$\theta_e = \frac{360^\circ}{n} \quad (7-20)$$

可见, 要想减小最大相位误差, 必须增大分频器的分频次数 n 。

2. 同步建立时间 t_s

同步建立时间即从系统失步后开始到系统重新实现同步为止所需要的最长时间。最差的情况是位同步脉冲与输入信号相位相差 $T_b/2$ s, 而锁相环每调整一次仅能移 T_b/n s, 故所需的最大调整次数为 $n/2$ 。

接收数字信号时, 可近似认为“0”、“1”等概率出现, 所以过零点的情况占一半。因此平均来说, 每两个周期可调整一次相位, 故同步建立时间为

$$t_s = 2T_b \frac{n}{2} = nT_b \quad (7-21)$$

自然, 我们希望同步建立时间越小越好, 但要让同步建立时间减小, 就要求分频器的分频次数 n 减小, 这与要减小最大相位误差就要增大 n 是相矛盾的。

3. 同步保持时间 t_0

当同步建立后, 一旦输入信号中断, 或者遇到长连“0”码、长连“1”码, 或者受到其它强噪声的影响, 导致接收码元没有过零脉冲, 锁相系统将因没有接收码元而不起作用。这时由于收发双方的固有位定时重复频率之间总存在频差 Δf , 因此接收端同步信号的相位就会随时间逐渐发生漂移, 时间越长, 相位漂移越大, 直至漂移量达到某一准许的最大值, 就算失步了。这段从含有位同步信息的接收信号消失或接收信号中的位同步信息消失开始, 到位同步提取电路输出的正常位同步信号中断为止的时间, 就称为位同步保持时间。同步保持时间越长, 就越有利于位同步, 这就对收、发两端振荡器的频率稳定度有较高的要求。

4. 同步门限信噪比

在保证一定的位同步质量的前提下, 接收机输入端所允许的最小信噪比, 称为同步门限信噪比。与这项指标相对应的是接收机的同步门限电平, 它是保证位同步门限信噪比所需的最小收信电平。

5. 同步带宽 Δf_s

同步带宽是指位同步频率与码元速率之差。如果这个频率超过一定的范围, 就无法使接收端位同步脉冲的相位与输入信号的相位同步。从对系统的性能要求来说, 同步带宽越小越好。

7.3 帧 同 步

在时分多路传输系统中, 信号是以帧(群)的方式传送的, 每一帧(群)包括许多路。为了把各路信号区分开来, 需要知道各路出现的时刻, 为此需要在每一帧中加入一个特殊的标志, 这就是帧(群)同步信号。

帧同步的作用就是确定每帧的起始位置。由于帧内部的码元数目和排列规律都是事先

约定好的，因此只要确定了一帧的开始，再加上正确的位同步、载波同步，就能从接收到的信号中提取正确的信息。

帧同步系统通常应满足下列要求：

(1) 帧同步的建立时间短，设备开机后应能很快地建立同步。一旦系统失步，也能迅速地恢复同步。

(2) 同步系统的工作要稳定可靠，同步系统应具有识别假失步和避免伪同步的能力，并应具有较强的抗干扰能力。

(3) 在满足帧同步性能要求的前提下，帧同步码的长度应尽可能短一些，这样可以提高信道的传输效率。

为实现帧同步，常用的方法是插入同步码，即在发送端的数字信号序列中插入一种特殊的码字。具体插入法又可分为连贯(集中)式插入法和间隔式插入法。

7.3.1 连贯式插入法

连贯式插入同步码法就是在每帧的开头集中插入一个帧同步码组，接收端通过识别该特殊码组来确定帧的起始时刻，该方法的关键是要找出一个特殊的帧同步码组。根据对帧同步系统的要求，为了稳定可靠地检测帧同步而不受干扰，这个具有一定长度的特定同步码组必须具有区别于一般信码的特殊规律，易于产生、检测和识别，码组的长度要合适。最常用的同步码组有巴克码及国际上 ITU-T 推荐的 PCM 时分复用的帧同步码。

1. 巴克码

巴克码是一种具有特殊规律的二进制码组，是有限长的非周期序列，具有尖锐的自相关特性。考虑到信息传输效率和设备复杂程度等因素，目前应用最广的是 7 位巴克码“1110010”，其同步的识别常利用移位寄存器来进行。如图 7-13 所示，用 7 级移位寄存器、相加器、判决器，就可以组成一个巴克码识别器。

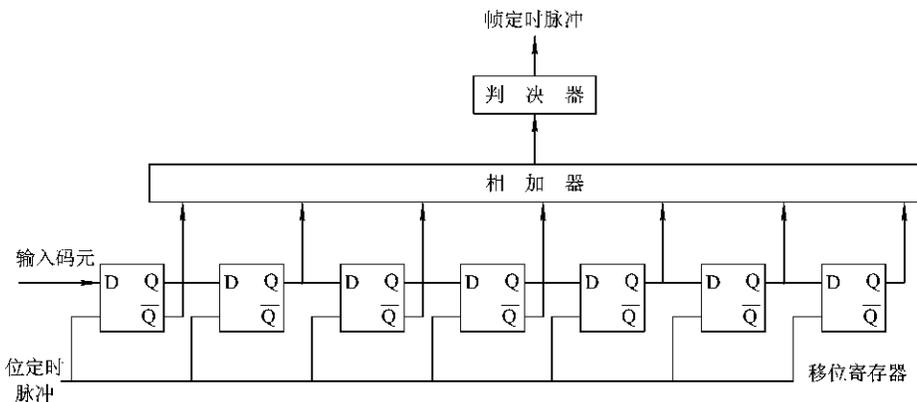


图 7-13 7 位巴克码识别器

如图 7-13 所示，7 级移位寄存器的 Q、 \bar{Q} 端按照 1110010 的顺序接入到相加器。当一帧信号到来时，首先进入识别器的是帧同步码组，只有当 7 位巴克码在某一时刻正好全都进入 7 位寄存器时，7 个移位寄存器的输出端才都输出“+1”，即高电平。这种情况相加后

的最大输出为+7，其余情况相加结果均小于+7。对于数字信息序列，假设几乎不可能出现与巴克码相同的信息，则识别器的相加输出均小于+7。若判决器的判决门限电平定为+6，那么就在7位巴克码的最后一位进入识别器时，识别器输出一个同步脉冲表示一帧的开头。

2. PCM30/32 路电话基群的帧同步码“0011011”

PCM30/32 路制式帧结构的时隙分布图在第6章中已给出。两个相邻的抽样值间隔分成32个时隙，其中30个时隙为话路时隙，另外两个时隙一个用来传送帧同步码，一个用来传送各话路的标志信号码。

同步码组是插在信息码流中传送到接收端的，且在传输过程中又可能产生误码。经证明，在误码率 $P_e = 10^{-3}$ 时，选择同步码组长度 $n=7$ 最佳。所以 ITU-T 建议基群帧同步码长 $n=7$ ，帧同步码为“0011011”。

图7-14画出了检测同步码“0011011”的电路，这是由 $n=7$ 级移位寄存器和与门电路构成的识别器，其工作原理与图7-13相同。当同步码完全进入检测器时，检测器输出帧同步脉冲。

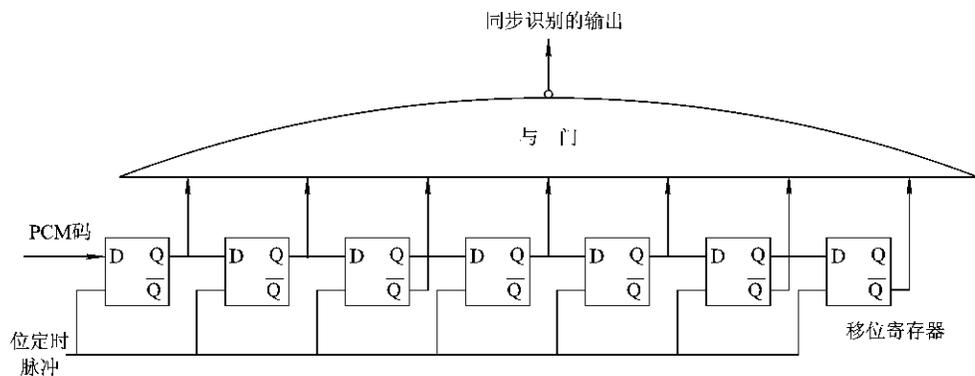


图 7-14 “0011011”同步码检测电路

7.3.2 间隔式插入法

间隔式插入法是指将帧同步码以分散的形式插在一帧或几帧数字信号中进行传送。如 24 路 PCM 系统和 30/32 路增量编码系统一般都采用“1”、“0”码作为同步码间隔插入的方法，即一帧插入“1”码，另一帧插入“0”码作为同步码。接收端为了确定同步码的位置，必须对接收到的所有信码逐位进行检测，故称这种检测方法为逐码移位法，具体检测原理如图7-15所示。

在检测帧同步码时，本地首先产生“1”、“0”交替的帧同步码——本地同步码，本地同步码与接收码用异或门加以比较识别。当识别到两者在时间位置上不一致时，异或门输出为“1”，驱动脉冲形成电路产生一个“不一致脉冲”，去调整本地同步码，直到收发同步。当本地同步码与接收码一致时，无“不一致脉冲”产生。图中保护电路能消除随机干扰造成的同步不稳定，提高了抗干扰能力。

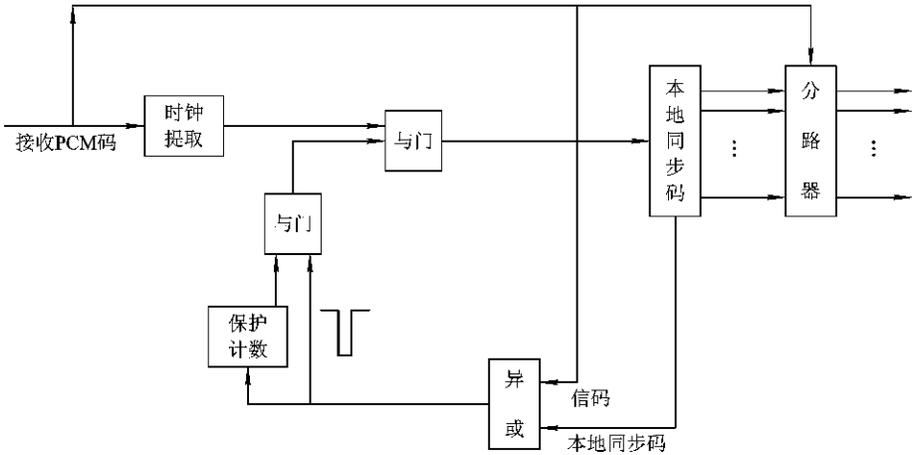


图 7 - 15 逐码移位法提取帧同步的原理框图

间隔式插入法的缺点是当失步时，同步恢复时间较长，因为如果发生了帧失步，需要逐个码位进行比较检验，直到重新收到帧同步的位置，才能恢复帧同步。此法的另一缺点是设备较复杂，因为它不像连贯式插入法那样，帧同步信号集中插在一起，而是要将帧同步码在每一子帧里插入一位码，这样帧同步码编码后还需要加以存储。

7.3.3 帧同步的保护

同步系统工作的稳定可靠性对于通信设备是十分重要的。但是，无论选择何种同步码型，信息码流中都有可能存在一小段恰好与帧同步码相同的码组，在同步没有建立之前，如果接收端检测到这个码组，会不会误判为同步？在通信系统中，将这种同步称之为伪同步。解决伪同步的方法是采取后方保护。它是指同步系统在一段时间内连续检测到一定次数的帧同步码时才进入同步状态，这个时间称为后方保护时间。通常采用脉冲复选电路实现后方保护。

同样，信道噪声是不可避免的，在信道中传输的所有数字信号都有可能受到干扰而产生误码，帧同步码也不例外。当帧同步码因为正常的信道噪声而产生误码时，接收端会不会立即判定系统失步？在通信系统中，将这种失步称之为假失步。解决假失步的方法是采取前方保护，它是指系统在帧同步信号丢失的时间超过一定限度时才宣布帧失步，然后再开始新的搜索，这个时间限度称为前方保护时间。通常采用误差累积积分保护电路实现前方保护。前方保护时间和后方保护时间的长短与帧同步码字的插入方式有关。

1. 脉冲复选电路

图 7 - 16 是脉冲二次复选法原理示意图。帧同步码识别器输出的第一个脉冲并不直接作为帧同步脉冲，而是延迟后与下一个脉冲比较，若时间上完全重合，则可判定下一个脉冲为帧同步脉冲。由于在信息传输过程中，连续两次出现假同步脉冲，且在时间上还重合的概率非常小，因此这种方法可实现同步保护。依此类推，还有三次复选、四次复选等。应当注意的是，图中两个单稳的延迟 $\tau_1 + \tau_2$ 的选取不是任意的，它必须使帧同步码输出的下一个脉冲正好处于复选脉冲的中间位置。

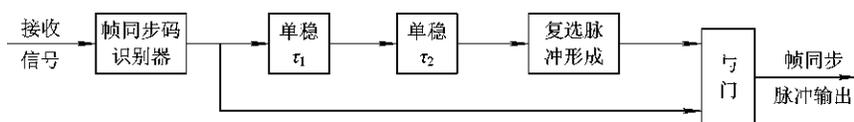


图 7-16 二次复选法原理示意图

2. 误差累积积分保护电路

图 7-17(a)为误差累积积分保护电路原理框图，其工作原理是：当某帧的同步码出现误码时，会产生一个误差脉冲。误差脉冲一路经过延时送入与门，另一路经展宽电路送入积分器。积分器的时间常数一般稍大于一帧的长度。当系统真失步时，同步电路每帧会输出一个误差信号。如果积分器的时间常数大于一帧，则其输出到鉴幅器的直流电压不断累积，直至超过门限值时，鉴幅器输出高电平，与门被打开，此时产生移位脉冲进入捕捉同步状态。图中相关点的波形如图 7-17(b)所示。

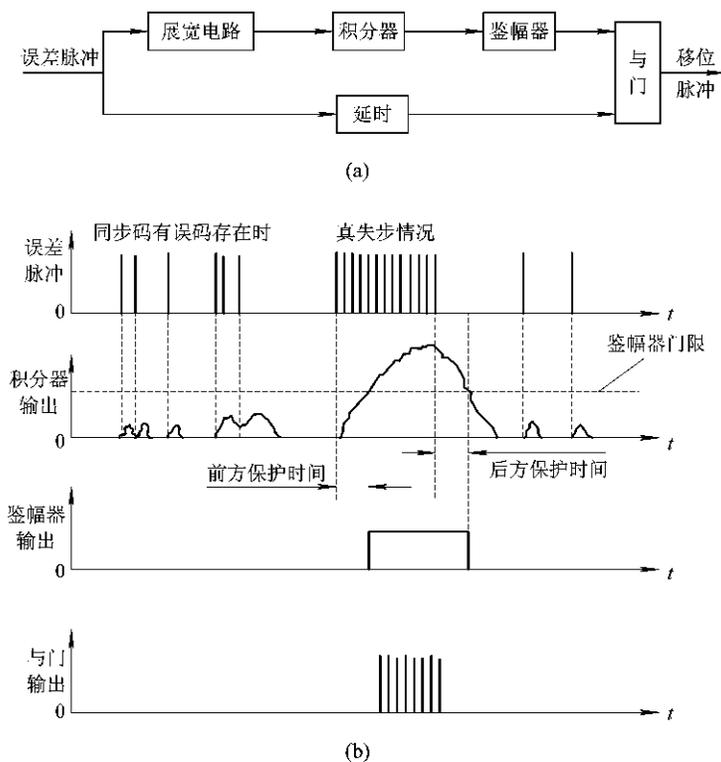


图 7-17 误差累积积分保护电路原理框图及相应点波形

鉴幅器门限电压的选取应当从两方面考虑：一方面，门限值取得不能太小，如果一两个误差信号就使鉴幅器输出高电平，则根本达不到前方保护的目；而另一方面，如果这个门限值取得太大，又会使得前方保护时间过长，容易造成信息的丢失。一般情况下，鉴幅器门限电压的选择以 3~5 个误差信号电压累积使其翻转为准。在同步搜索状态下，输入鉴幅器的累积电压继续增大，当同步电路重新检测到帧同步码时，不再有误差信号输入，此时积分电路开始放电，当鉴幅器输入电压降到门限电压以下时，鉴幅器输出低电平，与门被封死，此时移位脉冲消失，系统重新恢复同步。把鉴幅器输入电压从最高点开始下降

至门限电压这段时间称为后方保护时间。

以上所述的是当系统出现真失步时保护电路的工作情况。在系统并没有失步，而只是存在正常误码的情况下，帧同步保护电路也会产生误差脉冲送入保护电路。但一般来说，这些误差脉冲都是不连续的。连续两帧甚至连续几帧的同步码都出现误码的机率是非常小的，一般不会出现。这时积分器的输出电压也会升高，但由于输入的误差脉冲不连续，因此积分器始终处于一种充电又放电的状态，即电压不会累积，也就达不到鉴幅器的门限电压，系统仍然保持在同步状态。

7.3.4 帧同步系统的性能指标

本节在开头就对帧同步系统提出了具体要求，这些要求基本上反映了帧同步系统的性能情况。帧同步实际上就是要正确地检测帧同步的标志，在防止漏检的同时还要防止错检。帧同步系统的建立时间应该短，并且在帧同步建立后应有较强的抗干扰能力。通常用假失步概率、假同步概率和帧同步平均建立时间来衡量帧同步系统的性能。

1. 假失步概率与假同步概率

由于干扰的存在，接收的同步码组中可能出现一些错误码元，从而使识别器漏识别已发出的同步码组，误判为失步，出现这种情况的概率称为假失步概率。在接收的数字信号序列中，也可能在表示信息的码元中出现与同步码组相同的码组，它被识别器识别出来误认为是同步码组而形成假同步信号，出现这种情况的概率称为假同步概率。假同步概率和假失步概率的值越小，系统的抗干扰能力越强。而假同步概率和假失步概率的取值与对帧同步码长的要求又是相互矛盾的。通过计算可以证明，当帧同步码长取 7 时，这两个概率近似相等。这就是 ITU - T 建议 PCM 基群帧同步码选择 7 的依据。

2. 帧同步平均建立时间

帧同步建立时间是指系统在工作或从确认失步开始起，一直到重新进入同步工作状态的这段时间，其时间长短与同步检测的方式有关。同步建立时间越短，通信的效率越高，通信的性能也就越好。因此，我们希望帧同步的平均建立时间越短越好。可以证明，连贯式插入法的帧同步建立时间比间隔式插入法要短很多，因而连贯式插入法在数字传输系统中被广泛应用。

另外，要提高通信的效率，无论是连贯式还是间隔式插入帧同步，在满足帧同步性能的前提下，都应该使帧同步的插入次数和帧同步码的长度减少到最小。

7.4 网 同 步

随着通信技术的发展，计算机数据的交换、传真及数字电话信息的传送已形成了一个数字通信网。数字通信网是由许多交换机、复接设备、多条连接线路和终端机构成的。各种不同数码率的信息码要在同一通信网中进行正确的交换、传输和接收，必须建立通信网的网同步。

图 7-18 为一复接系统。图中 A、B、C 是各站送来的速率较低的数据流，它们各自的时钟频率不一定相同。经复接器(或合群器)后，A、B、C 等合并为路数更多的复用信号，

当然这时数据流的速率更高了。高速数据流经信道传输到接收端，由收站分接器(或分路器)按需要将数据分配给 A'、B'、C' 等分站。如果只是 A 站与 A' 站的点对点之间的通信，那么它们之间的同步就是前面几节介绍的方法(载波同步、位同步和帧同步)。但在通信网中是多点通信，A 站的用户也要与 B' 站和 C' 站通信，它们之间没有相同的时钟频率是不能进行通信的。因此，保证通信网中各个站都有共同的时钟信号，是网同步的任务。

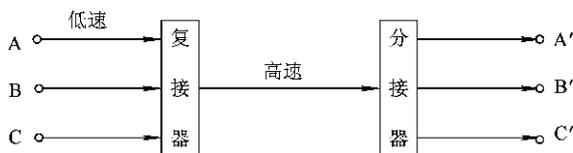


图 7-18 数字复接示意图

实现数字通信网同步的主要方式有准同步方式、主从同步方式和相互同步方式三种，以下对这三种方式做进一步的讨论。

7.4.1 准同步方式

准同步方式又称为独立时钟同步方式，或称为异步复接。这种方式是全网内各站均采用高稳定性的时钟，相互独立，允许其速率偏差在一定的范围之内，在转接时设法把各处输入的码元速率变换为本站的码元速率，再传送出去。在变换过程中要采取一定的措施使信息不致丢失。实现这种方法的方法有两种，即正码速调整法和水库法。

1. 正码速调整法

正码速调整法又称为填充脉冲法，其原理见 6.4 节数字复接原理，在此不再重述。

正码速调整法的主要优点是各站可工作于准同步状态，而无须统一的时钟，故使用起来灵活、方便，这对大型通信网有着重要的实用价值。由于该法的读出时钟是从不均匀的脉冲序列中提取出来的，因而有相位抖动，须采取措施来克服，否则会影响传输质量。

2. 水库法

水库法的原理是通过在通信网各交换站设置极高稳定度的时钟源和容量足够大的缓冲存储器，使系统在很长的时间间隔内不发生“取空”或“溢出”的现象。容量足够大的存储器就像水库一样，既很难将水抽干，也很难将水库灌满，“水库法”因此而得名。但是，在很长一段时间之后，存储器的容量再大，也会发生“取空”或“溢出”的现象，所以每隔一定时间要对缓存器做一次校准。

现在简单介绍对水库法进行计算的基本公式。设存储器的位数为 $2n$ ，起始为半满状态，且存储器写入和读出的频率差为 $\pm \Delta f$ 。显然，发生“取空”或“溢出”一次的时间间隔 T 为

$$T = \frac{n}{\Delta f} \quad (7-22)$$

若数字码流的速率为 f ，相对频率稳定度为 S ，并令

$$S = \left| \pm \frac{\Delta f}{f} \right| \quad (7-23)$$

则由以上两式得

$$fT = \frac{n}{S} \quad (7-24)$$

式(7-24)即为对水库法进行计算的基本公式。例如，当 $S=10^{-9}$ ，而 $f=512\text{ kb/s}$ 时，如需要使 T 不小于 24 小时，则利用上式即可求出

$$n = SfT = 10^{-9} \times 512000 \times 24 \times 3600 \approx 45(\text{位})$$

即存储器仅 90 位就可以使系统连续工作一天一夜而不发生“溢出”或“取空”，显然这样的设备不难实现。使用水库法的先决条件是要有具有极高稳定度的时钟源。如铯原子振荡器，其频率稳定度可达 5×10^{-11} ，那么就可以在更高速率的数字通信网中采用水库法作为网同步。

7.4.2 主从同步方式

在准同步方式中，各转接站均有独立的时钟源。而在主从同步方式中，在整个通信网内设立一个主站，它具有一个高稳定度的主时钟源，再将主时钟源产生的时钟信号作为网内唯一的标准频率发往网内其它各站，如图 7-19(a)所示。其它各站的时钟频率通过各自的锁相环来保持和主站的时钟频率一致，从而获得同步，如图 7-20 所示。由于各站的连接线路延时不同，因而各站来的信号时延也不同，但经过缓冲存储器后，就可以解决相位不一致的问题。

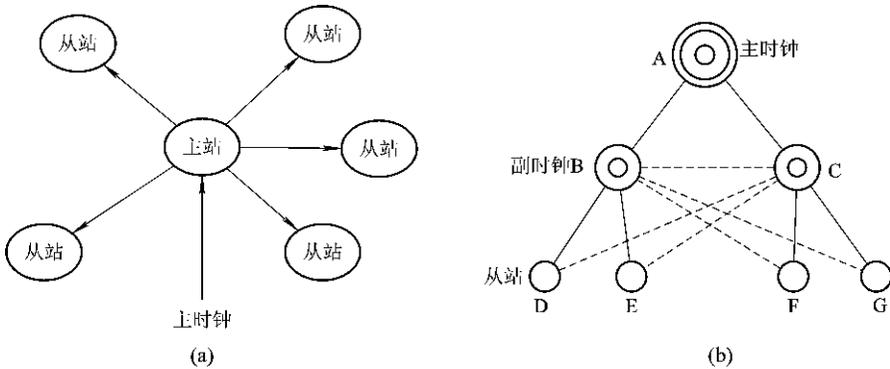


图 7-19 两种主从同步方式示意图

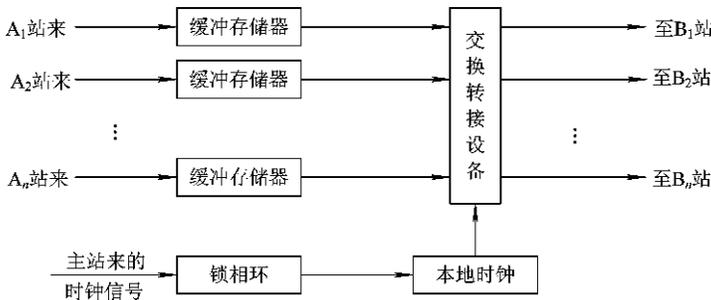


图 7-20 从站的同步方式原理框图

这种主从同步方式比较容易实现，它依靠单一的时钟，设备比较简单。但它的主要缺点是当主时钟源发生故障时，全网通信中断；当某一中间站发生故障时，不仅该站不能工作，且其后的各站都因失步而不能工作。

图 7-19(b)给出了另外一种主从同步控制方式，称为等级主从同步方式。它与前述方

式所不同的是,在全网内,所有的转接站按等级分类。图中所示6个站点分为A、B、C三个等级。正常情况下,全网均由主站A提供时钟,若主站A时钟源发生故障,则分别由副时钟源B向C、D、E、F、G各站提供时钟。以此类推,若副时钟B再发生故障,则由C站向B、D、E、F、G各站提供时钟。这种方式改善了整个通信网的可靠性,但设备较复杂,且各从站的时钟误差随传输途径的不同而逐级累加,影响传输质量。

主从同步方式由于其自身的特点,被广泛应用于小型通信网中,而当通信网为分布网状结构的大系统时,此方式就不再适用了。

7.4.3 相互同步方式

相互同步方式能够克服主从同步方式中过于依赖主时钟源的特点,让网内各站都有自己的时钟,并将各站时钟源连接起来,使其相互影响,最后使时钟频率锁定在网内各站的固有振荡频率的平均值(称为网频率)上,从而实现网同步。

这是一个相互控制的过程,当网内某一站发生故障时,网频率将平滑地过渡到一个新的值。这样,除发生故障的站外,其它各站仍能正常工作,因而提高了通信网的可靠性,这就是它的主要优点。

相互同步方式的同步原理框图如图7-21所示,此结构与图7-20基本相同,只是锁相环的输入信号不是单一的主时钟源,而是来自与本站相连的多个站点的时钟源,以达到各站时钟相互控制的目的。图中各鉴相器的输出送至相加平均电路(注意,此相加平均电路不是简单的相加平均,而是加权平均。根据各站时钟源稳定度的不同,相加时其权重取值不同),经低通再去控制VCO,产生网频率时钟。网频率的稳定度与各站频率的稳定度有关,由于多个频率源的变化有时可以互相抵消,因此网频的稳定度会比各站的频率稳定度高一些,故通信网中站点越多,网频率稳定度越高。

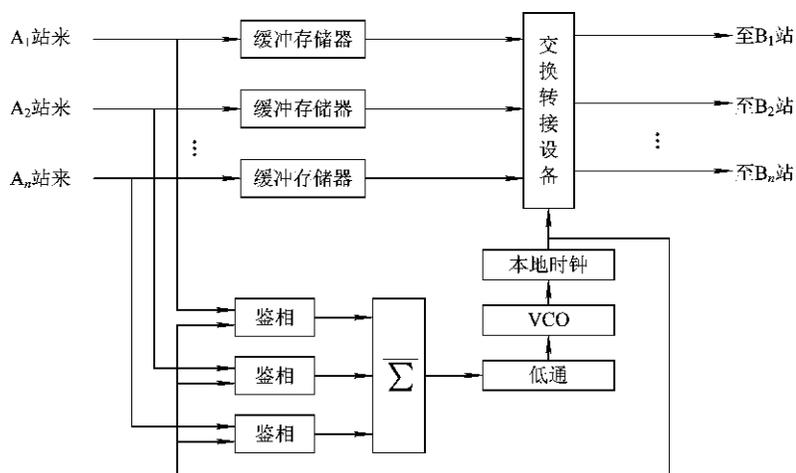


图 7-21 相互同步方式的同步原理框图

以上简单介绍了数字通信网的几种同步方式。网同步的选择与网的结构形式、信道种类、转接要求、自动化程度、同步码型及码率的选择等多种因素有关。一般来说,大型的通信网常常采用准同步复接方式,主从同步方式则适于小型通信网。

7.4.4 网同步等级划分及性能指标

同步网的等级根据其时钟性能和所起的作用可分为四级，如图 7-22 所示。

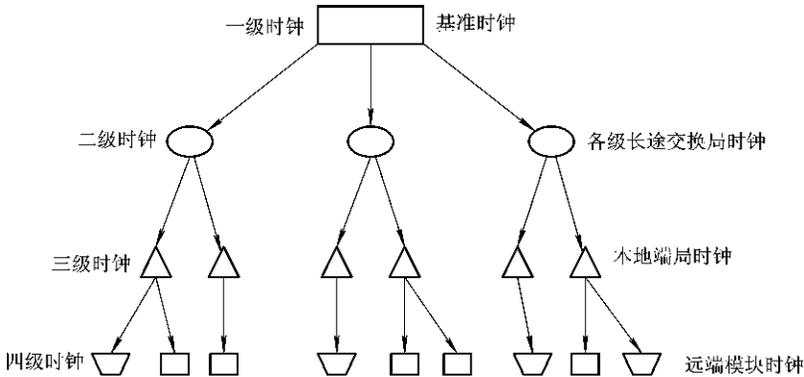


图 7-22 同步网的等级结构示意图

第一级为基准时钟，是全网中等级最高的标准时钟，它使用稳定度极高的铯原子钟，一般设置在一级长途交换中心。为了可靠起见，还需另设备用钟，以便在主钟发生故障时进行切换。

第二级为具有记忆功能的高稳定度晶体时钟，通常设置在各级长途交换中心，在正常情况下接收一级的时钟信号，并与之保持同步。

第三级为具有记忆功能的一般高稳定度晶体时钟，通常设置在本地网的端局和汇接局，它受二级时钟的控制。

第四级为一般晶体时钟，设置在本地网中的远端模块、数字传输设备和程控交换机中。为了保证数字通信网的可靠性，我国对网内各级时钟的技术参数和性能都做出了具体的要求，其技术参数见表 7-1，其性能要求大体如下：

- (1) 基准时钟用的铯原子钟应有 3 组，3 组铯钟对比，多数取定，择优输出。
- (2) 第二级、第三级时钟应有主、备两个输入频率基准，主时钟遇到故障时，应自动切换到备用时钟，其切换过程不能产生时钟滑动。
- (3) 每一级时钟都应具备四种工作状态，即快捕、跟踪、保持和自由运行。
- (4) 可以显示工作方式、使用的频率基准及时钟等工作状态。
- (5) 时钟的工作状态应能人工控制，可人工切换时钟和频率基准。
- (6) 具有告警功能，当时钟停止工作时应发出严重告警，在时钟进入快捕、保持、自由运行状态以及输入信号出错、失去频率基准时应发出告警。

表 7-1 各级时钟技术参数的要求

等级	最低准确度	牵引范围	最大频偏	初始最大频偏
一级	$\pm 1 \times 10^{-11}$	—	—	—
二级	$\pm 4 \times 10^{-7}$	能同步准确度为 $\pm 4 \times 10^{-7}$ 的时钟	$< 1 \times 10^{-9}/d$	$< 5 \times 10^{-10}$
三级	$\pm 4.6 \times 10^{-6}$	能同步准确度为 $\pm 4.6 \times 10^{-6}$ 的时钟	$< 2 \times 10^{-8}/d$	$< 1 \times 10^{-8}$
四级	$\pm 5 \times 10^{-5}$	能同步准确度为 $\pm 5 \times 10^{-5}$ 的时钟	—	—

7.5 同步信号提取及载波提取实验

7.5.1 同步信号提取实验

一、实验目的

- (1) 掌握用数字环提取位同步信号的原理及对信息代码的要求。
- (2) 掌握位同步器的同步建立时间、同步保持时间、位同步信号同步抖动等概念。

二、实验器材

ZYE1101F 型实验箱	一台
信号源模块、同步信号提取模块	各一块
40M 双踪示波器	一台
频率计(选用)	一台

三、实验原理

1. 电路分析

位同步也称为位定时恢复或码元同步。在任何形式的数字通信系统中,位同步都是必不可少的,无论数字基带传输系统还是数字频带传输系统,无论相干解调还是非相干解调,都必须完成位同步信号的提取,即从接收信号中设法恢复出与发送端频率相同的码元时钟信号,保证解调时在最佳时刻进行抽样判决,以消除由于噪声干扰所导致的解调接收信号的失真,使接收端能以较低的错误概率恢复出被传输的数字信息。因此,位同步信号的稳定性直接影响到整个数字通信系统的工作性能。

位同步的实现方法分为外同步法和自同步法两类。由于目前的数字通信系统广泛采用自同步法来实现位同步,故在此仅对位同步中的自同步法进行介绍。采用自同步法实现位同步首先会涉及两个问题:(1) 如果数字基带信号中确实含有位同步信息,即信号功率谱中含有位同步离散谱,就可以直接用基本锁相环提取出位同步信号,供抽样判决使用;(2) 如果数字基带信号功率谱中并不含有位定时离散谱,该如何获得位同步信号。

数字基带信号本身是否含有位同步信号与其码型有密切关系。应强调的是,无论数字基带信号的码型如何,数字已调波本身一般不含有位同步信号,因为已调波的载波频率通常要比基带码元速率高得多,位同步频率分量不会落在数字已调波频带之内,通常都是从判决前的基带解调信号中提取位同步信号。二进制基带信号中的位同步离散谱分量是否存在,取决于二进制基带矩形脉冲信号的占空比。若单极性二进制矩形脉冲信号的码元周期为 T_s , 脉冲宽度为 τ , 则 NRZ 码的 $\tau = T_s$, NRZ 码除直流分量外不存在离散谱分量,即没有位同步离散谱分量 $1/T_s$; RZ 码的 τ 满足 $0 < \tau < T_s$, 且 τ 通常的占空比为 50%, 此时的 RZ 码含有 n 为奇数的 n/T_s 离散谱分量, 无 n 为偶数的离散谱分量, 这就是说, RZ 码含有位同步离散谱分量。显然, 要从解调后的基带信号中获取位同步信号, 可以采取两种措施:

(1) 如果原始数字基带码为 NRZ 码, 若传输信道带宽允许, 则可将 NRZ 码变换为 RZ 码后进行解调; (2) 如果调制时基带码采用 NRZ 码, 就必须在接收端对解调出的基带信号进行码变换, 即将 NRZ 码变换成 RZ 码, 码变换过程实质上是信号的非线性变换过程, 最后再用锁相环(通常为数字锁相环)提取出位同步信号离散谱分量。将 NRZ 码变为 RZ 码的最简单的办法是对解调出的基带 NRZ 码进行微分、整流, 即可得到归零窄脉冲码序列。

下面简单介绍一下数字锁相环的组成原理。数字锁相环的主要特点是鉴相信号为数字信号, 鉴相输出也是数字信号, 即环路误差电压是量化的, 没有模拟环路滤波器。由于数字锁相环的输入是经过微分和全波整流后的信号, 故这种数字环也称为微分整流型数字锁相环, 其原理框图如图 7-23 所示。该电路由码型变换器、鉴相器、控制调节器组成, 各部分的作用如下:

(1) 码型变换器完成解调出的基带 NRZ 码到 RZ 码的变换, 使鉴相输入信号 X 含有位同步离散谱分量。

(2) 鉴相器用于检测信号 X 与输出位同步信号(分频输出 D)相位间的超前、滞后关系, 并以量化形式提供表示实时相位误差的超前脉冲 F 和滞后脉冲 G , 供控制调节器使用。当分频输出位同步信号 D 相位超前于信号 X 时, 鉴相器输出超前脉冲 F (低电平有效); 反之, 则输出滞后脉冲 G (高电平有效)。二者均为窄脉冲。

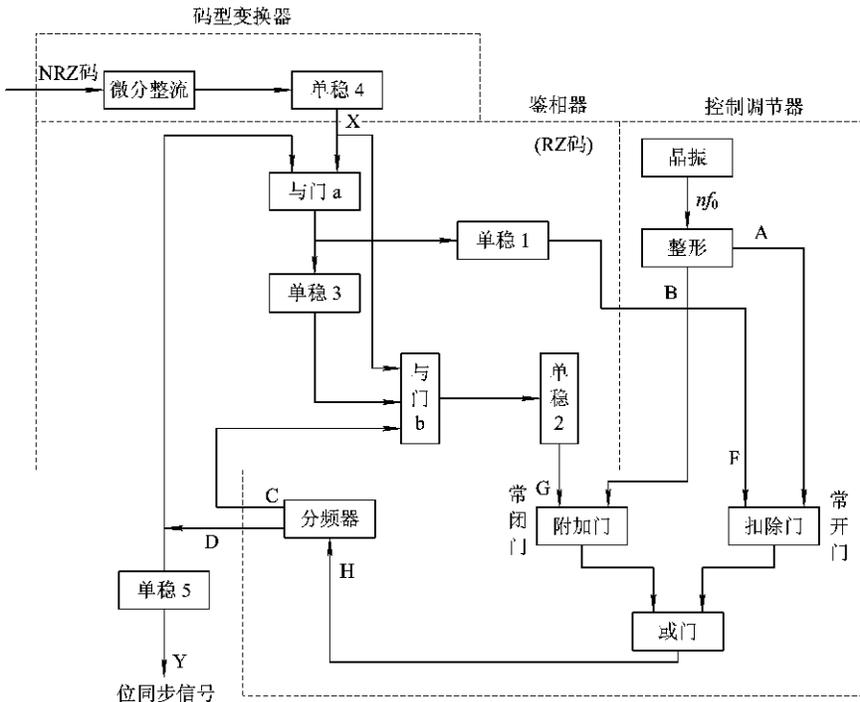


图 7-23 微分整流型数字锁相环组成原理框图

(3) 控制调节器的作用是根据鉴相器输出的误差指示脉冲, 在信号 D 与信号 X 没有达到同频与同相时调节信号 D 的相位。高稳定晶振源输出 180° 相位差、重复频率为 nf_0 的 A 、 B 两路窄脉冲序列作为控制调节器的输入, 经 n 分频后输出重复频率为 f_0 的被调位同

步信号 D, 它与信号 X 在鉴相器中比相。因超前脉冲 F 低电平有效并作用于扣除门(与门), 平时扣除门总是让脉冲序列 A 通过, 故扣除门为常开门; 又因滞后脉冲 G 高电平有效并作用于附加门(与门), 平时附加门总是对序列 B 关闭的, 故附加门为常闭门。当信号 D 的相位超前于信号 X 的相位时, 鉴相器输出窄的低电平超前脉冲 F, 扣除门(与门)将从脉冲序列 A 中扣除一个窄脉冲, 则 n 分频器输出信号 D 的相位就推迟了 T_s/n (相移 $360^\circ/n$), 信号 D 的瞬时频率也被调低; 当信号 D 的相位滞后于信号 X 的相位时, 鉴相器输出窄的高电平滞后脉冲 G, 附加门(与门)此时打开, 让脉冲序列 B(与脉冲序列 A 保持 180° 固定相差)中的一个脉冲通过, 经或门插进来自扣除门输出的脉冲序列 A 中, 则分频器输入多插入的这个脉冲, 使 n 分频器输出信号的 D 相位提前了 T_s/n (相移 $360^\circ/n$), 信号 D 的瞬时频率则被提高。由此可见, 环路对信号 D 的相位和频率的控制调节是通过对 n 分频器输入脉冲序列步进式加、减脉冲实现的, 经环路的这种反复调节, 最终可达到相位锁定, 从而提取出位同步信号。

2. 性能指标

位同步系统的性能通常是用相位误差、建立时间、保持时间等指标来衡量的。数字锁相法位同步系统的性能如下。

1) 相位误差 θ_e

用数字锁相法提取位同步信号时, 相位误差主要是由位同步脉冲相位的跳变式调整所引起的。因为每调整一步, 相位改变 $2\pi/n$ (n 是分频器的分频次数), 故最大的相位误差为 $2\pi/n$ 。用这个最大的相位误差来表示 θ_e , 可得

$$\theta_e = \frac{360^\circ}{n}$$

上面已经求得数字锁相法位同步的相位误差 θ_e , 有时不用相位差而用时间差 T_e 来表示相位误差。因每码元的周期为 T , 故得

$$T_e = \frac{T}{n}$$

2) 同步建立时间 t_s

同步建立时间即为失去同步后重建同步所需的最长时间。为了求这个最长时间, 令位同步脉冲的相位与输入信号码元的相位相差 $T/2$ s, 而锁相环每调整一步仅能移 T/n s, 故所需的最大调整次数为

$$N = \frac{T/2}{T/n} = \frac{n}{2}$$

接收随机数字信号时, 可近似认为两相邻码元中出现 01、10、11、00 的概率相等, 其中, 有过零点的情况占一半。由于数字锁相法是从数据过零点中提取作比相用的标准脉冲的, 因此平均来说, 每 $2T$ 秒可调整一次相位, 故同步建立时间为

$$T_s = 2T \cdot N = nT$$

3) 同步保持时间 t_c

当同步建立后, 一旦输入信号中断, 由于收发双方的固有位定时重复频率之间总存在频差 ΔF , 因此接收端同步信号的相位就会逐渐发生漂移, 时间越长, 相位漂移量越大, 直至漂移量达到某一允许的最大值, 就失步了。

设收发两端固有的码元周期分别为 $T_1=1/F_1$ 和 $T_2=1/F_2$ ，则

$$|T_1 - T_2| = \left| \frac{1}{F_1} - \frac{1}{F_2} \right| = \frac{|F_2 - F_1|}{F_1 F_2} = \frac{\Delta F}{F_0^2}$$

式中的 F_0 为收发两端固有码元重复频率的几何平均值，且有 $T_0=1/F_0$ 。

由上式可得

$$F_0 |T_1 - T_2| = \frac{\Delta F}{F_0}, \quad \frac{T_1 - T_2}{T_0} = \frac{\Delta F}{F_0}$$

上式说明当有频差 ΔF 存在时，每经过 T_0 时间，收发两端就会产生 $|T_1 - T_2|$ 的时间漂移。反过来，若规定两端允许的最大时间漂移为 T_0/K s (K 为一常数)，则达到此值需要经过的时间就是同步保持时间 t_c 。代入后得

$$\frac{T_0/K}{t_c} = \frac{\Delta F}{F_0}, \quad \text{即 } t_c = \frac{1}{\Delta F K}$$

若同步保持时间 t_c 的指标给定，也可由上式求出对收发两端振荡器频率稳定度的要求为

$$\Delta F = \frac{1}{t_c K}$$

此频率误差是由收发两端振荡器造成的。若两振荡器的频率稳定度相同，则要求每个振荡器的频率稳定度不能低于

$$\frac{\Delta F}{2F_0} = \pm \frac{1}{2t_c K F_0}$$

本实验只能从码速率为 15.625 kHz、10 kHz、8 kHz、4 kHz(通过拨码开关 SW501 选择)的 NRZ 码中提取出位同步信号。以码速率为 15.625 kHz 的 NRZ 码为例，将 SW501 的第一位拨上后，数字锁相环的本振频率就被设置为 15.625 kHz。在图 7-24 中，单片机 U508 (89C2051)对输入的 NRZ 码与数字锁相环本振输出的信号的相位进行鉴相(比较两个信号的上升沿)，用将相位差进行量化后得到的数值对数字锁相环本振输出的相位进行调整，最后得到正确的位同步信号。

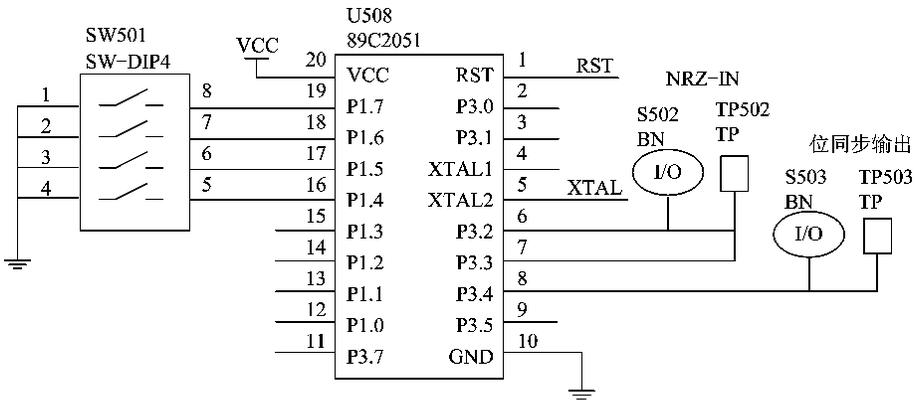


图 7-24 位同步电路原理图

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、同步信号提取模块小心地固定在主机箱中, 确保电源接触良好。

(2) 插上电源线, 打开主机箱右侧的交流开关, 再分别按下两个模块中的开关 POWER1、POWER2, 对应的发光二极管 LED001、LED002、D500、D501 发光, 按一下信号源模块的复位键, 两个模块均开始工作。

(3) 将信号源模块的位同步信号的频率设置为 15.625 kHz(通过拨码开关 SW101、SW102 进行设置), 将信号源模块输出的 NRZ 码设置为 1、0 交替码(通过拨码开关 SW103、SW104、SW105 进行设置)。

(4) 将同步信号提取模块的拨码开关 SW501 的第一位拨上, 即将数字锁相环的本振频率设置为 15.625 kHz, 然后将信号源模块输出的 NRZ 码从信号输入点“NRZ - IN”输入, 按一下同步信号模块上的“复位”键, 使单片机开始工作, 以信号源产生的位同步信号“BS”为内触发源, 用示波器双踪同时观察信号输出点“位同步输出”的信号与信号源中的“BS”信号。

(5) 特别需要注意的是, 本模块只能提取 NRZ 码的位同步信号, 而且当信号源模块中的位同步信号的频率偏离同步信号提取模块设置的数字锁相环的本振频率过远时, 将无法正确提取输入信号的位同步信号。本实验中数字锁相环共有 15.625 kHz、10 kHz、8 kHz、4 kHz 四种本振频率可供选择, 分别对应拨码开关 SW501 的 1、2、3、4 位, 实验时请注意正确选择。(注意, 当锁相频率改变时, 重新按下同步模块上的“复位”键后, 位同步信号才能正确提取)。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理, 叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录, 在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结果。

7.5.2 同步载波提取实验

一、实验目的

- (1) 掌握用科斯塔斯(Costar)环提取相干载波的原理与实现方法。
- (2) 了解相干载波相位模糊现象产生的原因。

二、实验器材

信号源模块	一块
同步信号提取模块	一块
数字调制模块	一块
40 M 双踪示波器	一台
频率计(选用)	一台

三、实验原理

当采用同步解调或相干检测时,接收端需要提供一个与发送端调制载波同频同相的相干载波。这个相干载波的获取就称为载波提取,或称为载波同步。提取载波的方法一般分为两类:一类是在发送有用信号的同时,在适当的频率位置上插入一个(或多个)称做导频的正弦波,接收端就由导频提取出载波,这类方法称为插入导频法;另一类是不专门发送导频,而在接收端直接从发送信号中提取载波,这类方法称为直接法。下面就重点介绍直接法的两种方法。

1. 平方变换法和平方环法

设调制信号为 $m(t)$, $m(t)$ 中无直流分量,则抑制载波的双边带信号为

$$s(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

在接收端将该信号进行平方变换,即经过一个平方器后就得到

$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{m^2(t)}{2} + \frac{1}{2} m^2(t) \cos 2\omega_c t$$

由上式可以看出,虽然前面假设了 $m(t)$ 中无直流分量,但 $m^2(t)$ 中却有直流分量,而 $e(t)$ 表示式的第二项中包含有 $2\omega_c$ 频率的分量。若用一窄带滤波器将 $2\omega_c$ 频率分量滤出,再进行二分频,就能获得所需的载波。根据这种分析所得出的平方变换法提取载波的原理框图如图 7-25 所示。若调制信号 $m(t) = \pm 1$,则该抑制载波的双边带信号就成为二相移相信号,这时

$$e(t) = [m(t) \cos \omega_c t]^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

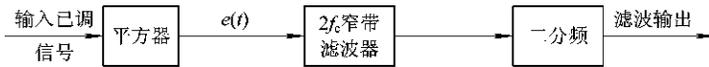


图 7-25 平方变换法提取载波的原理框图

由于提取载波的原理框图中用了一个二分频电路,故提取出的载波存在 180° 的相位模糊问题。对移相信号而言,解决这个问题的常用方法是采用相对移相。

将图 7-25 中的 $2f_c$ 窄带滤波器用锁相环代替,构成如图 7-26 所示的原理框图,这种方法称为平方环法提取载波。由于锁相环具有良好的跟踪、窄带滤波和记忆性能,因此平方环法比一般的平方变换法具有更好的性能,因而应用较为广泛。

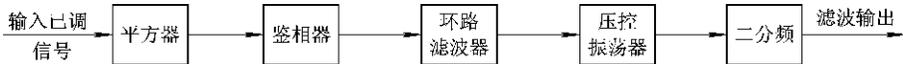


图 7-26 平方环法提取载波的原理框图

2. 科斯塔斯环法

本实验是采用科斯塔斯环法提取同步载波的。科斯塔斯环又称为同相正交环,其原理框图如图 7-27 所示。

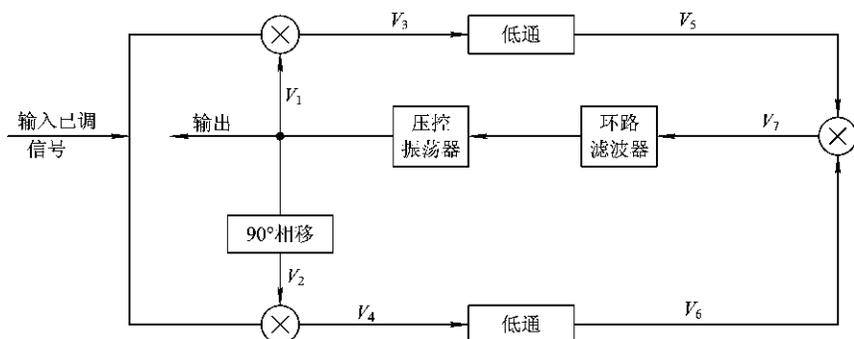


图 7-27 科斯塔斯环原理框图

在科斯塔斯环环路中, 误差信号 V_7 是由低通滤波器及两路相乘器提供的。压控振荡器输出信号直接供给一路相乘器, 供给另一路的则是压控振荡器输出经 90° 移相后的信号。两路相乘器的输出均包含调制信号, 两者相乘以后可以消除调制信号的影响, 经环路滤波器得到仅与压控振荡器输出和理想载波之间相位差有关的控制电压, 从而准确地对压控振荡器进行调整, 恢复出原始的载波信号。

现在从理论上对科斯塔斯环的工作过程加以说明。设输入调制信号为 $m(t)\cos\omega_c t$, 则

$$V_3 = m(t)\cos\omega_c t \cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)]$$

$$V_4 = m(t)\cos\omega_c t \sin(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)]$$

经低通滤波器后的输出分别为

$$V_5 = \frac{1}{2}m(t)\cos\theta$$

$$V_6 = \frac{1}{2}m(t)\sin\theta$$

将 V_5 和 V_6 在相乘器中相乘, 得

$$V_7 = V_5 V_6 = \frac{1}{8}m^2(t)\sin 2\theta$$

式中, θ 是压控振荡器输出信号与输入信号载波之间的相位误差, 当 θ 较小时,

$$V_7 \approx \frac{1}{4}m^2(t)\theta$$

式中的 V_7 大小与相位误差 θ 成正比, 它就相当于一个鉴相器的输出。用 V_7 去调整压控振荡器输出信号的相位, 最后使稳定相位误差减小到很小的数值, 这样压控振荡器的输出就是所需提取的载波。

注意: 本实验模块只能从 PSK 调制信号中提取频率为 62.5 kHz 的载波。

四、实验步骤

(1) 将信号源模块、同步信号提取模块、数字调制模块小心地固定在主机箱中, 确保电源接触良好。

(2) 插上电源线, 打开主机箱右侧的交流开关, 再分别按下三个模块中的开关

POWER1、POWER2，对应的发光二极管 LED001、LED002、D500、D501、D400、D401 发光，按一下信号源模块的复位键，三个模块均开始工作。

(3) 合理设置、连接信号源模块与数字调制模块，使数字调制模块的信号输出“PSK 调制输出”能输出正确的 PSK 调制信号。

(4) 将数字调制模块信号输出点“PSK 调制输出”输出的 PSK 调制信号送入同步信号提取模块的信号输入点“S - IN”，按一下同步信号提取模块的复位键，以数字调制模块信号输入点“PSK 载波输入”点的波形为内触发源，用双踪示波器同时观察数字调制模块信号输入点“PSK 载波输入”与同步信号提取模块的信号输出点“载波输出”的输出波形。调节标号为“频率调节”的电位器，使“载波输出”点输出清楚的正弦波。此时“载波输出”点输出的信号就是从输入的 PSK 调制信号中提取出来的载波，再用示波器观察信号输出点“Sin - OUT”、“Cos - OUT”各点的波形。

(5) 观察同步信号提取模块的信号输出点“载波输出”的频率，可以观察到此时的频率为 62.5 kHz。

五、实验结论及报告要求

- (1) 分析实验电路的工作原理，叙述其工作过程。
- (2) 根据实验测试记录，在坐标纸上画出各测量点的波形图。
- (3) 分析实验结果。

本章小结

数字通信系统是一个同步通信系统。同步对数字通信系统的性能有着重要的影响，同步一旦失效，可导致通信中断。所谓同步，是指使收发两端的信号在时间上步调一致、节拍一致，即建立收发双方信号频率相位的一致。按作用的不同，同步可以分为载波同步、位同步、帧同步和网同步。在实际通信系统中，对同步信号的要求，除了保证完成系统所要求的同步功能外，还应满足下列要求：

- (1) 同步信号的产生不能过多地占有发射功率和增加设备的复杂性。
- (2) 同步信号必须有比信息序列更强的抗干扰性能，传输可靠性高。
- (3) 同步信号不能占用过多的信道资源，以免降低有效信息的传输速率。

对同步系统的要求是：同步建立时间短，保持时间长，同步误差小，相位抖动小等。锁相环由于具有跟踪、窄带滤波等特性，在同步系统中得到了广泛应用。

思考与练习

1. 在数字通信系统中哪几种同步类型？它们所起的作用分别是什么？
2. 简述用频域插入导频法和时域插入导频法提取载波同步信号的工作工程。
3. 若频域插入导频法中插入导频 $A \sin \omega_0 t$ 不经 90° 移相，直接与已调信号相加输出，试证明接收的解调输出信号中有直流分量。
4. 试比较直接提取法和插入导频法进行载波同步的优缺点。

-
5. 位同步提取电路有哪几种方式？各有什么样的特点？
 6. 帧同步系统在数字通信系统中有何重要意义？
 7. 什么是伪同步？什么是假失步？它们是如何引起的？怎样克服？
 8. 帧同步的性能指标是什么？连贯式插入特殊码字法和间隔式插入同步法各自的特点是什么？有什么优缺点？
 9. 准同步方式有哪两种方法？
 10. 比较主从同步方式和相互同步方式的优缺点。

第 8 章 数字信号的最佳接收



本章重点及难点

- ❖ 数字信号最佳接收的基本概念
- ❖ 最佳接收准则
- ❖ 确知信号、随相信号、起伏信号的最佳接收
- ❖ 匹配滤波器的原理与实际应用

8.1 数字信号最佳接收的基本概念和准则

一个通信系统的质量优劣在很大程度上取决于接收系统的性能。这是因为，影响信息可靠传输的不利因素将直接作用到接收端，对信号接收产生影响。最佳接收理论是以接收问题作为自己的研究对象，研究对淹没在加性噪声中的有用信号如何最好地提取。本章在给出基本的判决准则的基础上，着重分析确知信号的最佳接收、随相信号的最佳接收、起伏信号的最佳接收和匹配滤波器，最后分析最佳基带传输系统。

8.1.1 数字信号最佳接收的基本概念

1. 基本概念

通信系统中信道特性的不理想及信道噪声的存在，将直接影响接收系统的性能。把接收问题作为研究对象，研究在噪声条件下如何最好地提取有用信号，且在某个准则下构成最佳接收机，使接收性能达到最佳，这就是通信理论中十分重要的最佳接收问题。因此，我们要研究最佳接收机的原理和数学模型，讨论它们在理论上的最佳性能，并与现有的各种接收方法进行比较，找出改进的方法。这里的“最佳”或“最好”并不是一个绝对的概念，而是从相对意义上来说的，使接收在某一个“标准”或“准则”下是最佳，而在其它条件下，不同的准则也可能是等效的。数字通信中常用的“最佳”准则有最小均方误差准则、最小错误概率准则、最大输出信噪比准则、最大后验概率准则等。这一章节内容主要研究在最小错误概率准则下的最佳接收机的模型及其性能。

2. 统计表述

在数字通信系统中，发送端把几个可能出现的信号之一发送给接收机，但对接收端的

受信者来说,观察到接收波形后,要无误地断定某一个信号的到来却是一件困难的事。一方面,受信者不确定哪一个信号被发送;另一方面,即使预知某一个信号被发送了,由于信号传输中发生畸变和混入噪声,也会使受信者对收到的信号产生怀疑。这说明受信者观察到的波形并不是确定的,而是一个受发送信号的不确定性和噪声的不确定性等因素影响的随机波形。但是不确定性的存在,并不意味着信号就无法可靠地接收。从概率论的观点来看,只要掌握接收波形的统计资料,就可以利用统计的方法,即统计判决法来获得满意的接收效果。

数字通信系统信号接收的统计模型如图 8-1 所示。

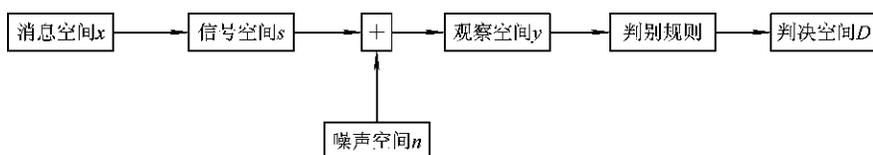


图 8-1 数字信号接收的统计模型

图 8-1 中的消息空间、信号空间、噪声空间、观察空间及判决空间分别代表消息、信号、噪声、接收波形及判决的所有可能状态的集合。设发送消息 x 有 m 种可能的状态,对应的发送信号 s 也有 m 种取值,即 s_1, s_2, \dots, s_m , 信号噪声 n 为零均值高斯白噪声,则观察空间状态 y 为

$$y = s + n \quad (8-1)$$

也服从高斯分布。当出现信号 s_i 时, y 的概率密度函数为

$$f\left(\frac{y}{s_i}\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m} \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_i(t)]^2 dt\right\} \quad (8-2)$$

其中: $i=1, 2, \dots, m$; $n_0 = \sigma_n^2 / f_H$, σ_n 是噪声的标准偏差, σ_n^2 是噪声的方差,又叫做噪声的平均功率, f_H 为通信系统的最高传输频率; T_B 为一个码元持续时间(又叫做码元宽度),对于 $f(y/s_i)$ 又称为似然函数。

8.1.2 最佳接收准则

1. 似然比准则(最小错误概率准则)

讨论最佳接收问题时,首先遇到的问题是什么叫“最佳”。由于数字通信系统传输质量的主要指标是错误概率,因此,将错误概率最小作为最佳接收的准则,在数字通信中是最直观和最合理的。

以发送两个信号为例,由于信道存在噪声,发送 s_1 时不一定判为 s_1 , 发送 s_2 时也不一定判为 s_2 , 因此造成了误判。自然,我们期望错误接收的概率越小越好。假如将判决为 s_1 的事件记为 D_1 , 将判决为 s_2 的事件记为 D_2 , s_1 和 s_2 相应的先验概率为 $P(s_1)$ 和 $P(s_2)$, 则在发送 s_1, s_2 条件下出现接收波形 y 的概率密度函数分别为 $f(y/s_1)$ 和 $f(y/s_2)$, 图 8-2 为条件概率密度曲线及判决电平示意图,图中 U_T 为判决电平。根据图 8-2 得到每一次判决总的平均错误概率为

$$P_e = P(s_1) \cdot P\left(\frac{D_2}{s_1}\right) + P(s_2) \cdot P\left(\frac{D_1}{s_2}\right) \quad (8-3)$$

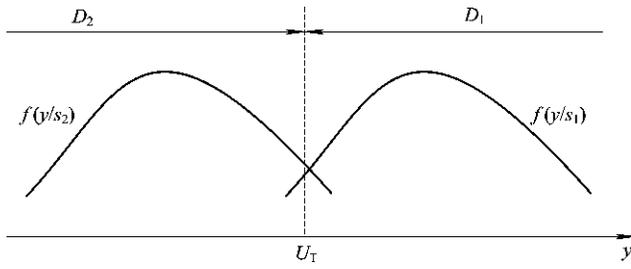


图 8-2 条件概率密度曲线及判决电平

$$P\left(\frac{D_2}{s_1}\right) = \int_{-\infty}^{U_T} f\left(\frac{y}{s_1}\right) dy \quad (8-4)$$

$$P\left(\frac{D_1}{s_2}\right) = \int_{U_T}^{+\infty} f\left(\frac{y}{s_2}\right) dy \quad (8-5)$$

式中： $f(y/s_1)$ 为发送信号 s_1 时接收端信号与噪声联合概率密度； $f(y/s_2)$ 为发送信号 s_2 时接收端信号与噪声联合概率密度。

当发送信号 s_1 、 s_2 的波形确定，先验概率也确定，信道噪声为高斯白噪声时， P_e 的大小完全由判决门限确定。

要使 P_e 最小，必然存在一个最佳判决门限。令 $\frac{\partial P_e}{\partial U_T} = 0$ ，即

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_e}{\partial U_T} &= \frac{\partial \left[P(s_1) P\left(\frac{D_2}{s_1}\right) + P(s_2) P\left(\frac{D_1}{s_2}\right) \right]}{\partial U_T} \\ &= \frac{\partial \left[P(s_1) \int_{-\infty}^{U_T} f\left(\frac{y}{s_1}\right) dy + P(s_2) \int_{U_T}^{+\infty} f\left(\frac{y}{s_2}\right) dy \right]}{\partial U_T} \\ &= P(s_1) f\left(\frac{U_T}{s_1}\right) - P(s_2) f\left(\frac{U_T}{s_2}\right) = 0 \end{aligned}$$

所以

$$\frac{f\left(\frac{U_T}{s_1}\right)}{f\left(\frac{U_T}{s_2}\right)} = \frac{P(s_2)}{P(s_1)} \quad (8-6)$$

式(8-6)就是错误概率最小的条件。

由此得出结论：如果按如下规则进行判决，则能使总错误概率最小。

$$\left. \begin{aligned} \text{若 } \frac{f\left(\frac{y}{s_1}\right)}{f\left(\frac{y}{s_2}\right)} &> \frac{P(s_2)}{P(s_1)}, & \text{则判为 } D_1 \\ \text{若 } \frac{f\left(\frac{y}{s_1}\right)}{f\left(\frac{y}{s_2}\right)} &< \frac{P(s_2)}{P(s_1)}, & \text{则判为 } D_2 \end{aligned} \right\} \quad (8-7)$$

式(8-7)通常称为似然比判决准则，即最佳接收准则，又称为最小错误概率准则。

2. 最大似然比准则

如果 $P(s_1) = P(s_2)$, 则式(8-7)变为 $f(y/s_1) > f(y/s_2)$, 判为 s_1 , $f(y/s_1) < f(y/s_2)$, 判为 s_2 。

上面的判决规则意味着哪个大判为哪个, 常称为最大似然比准则。

有了最佳接收的判决准则后, 数字信号的最佳接收在理论上就变为收到一个 y 值后, 分别计算似然函数值, 然后对它们进行比较, 谁大就判为谁, 从而得到最佳接收的原理框图, 设计出最佳接收机电路。

8.1.3 确知信号的最佳接收

所谓确知信号, 是指其取值在任何时间都是确定的, 可以预知的。通常在恒参信道(恒参信道是指其传输特性的变化量基本不变, 变参信道则正好与其相反)中接收到的数字信号可以认为是确知信号。下面将讨论如何按照上节的最佳接收准则来构造确知信号的最佳接收机。

1. 二进制确知信号最佳接收机

设在一个二进制数字通信系统中, 两种接收码元的波形 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$ 是确知的, 其码元宽度为 T_B , 且功率相等; 带限高斯白噪声的功率为 σ_n^2 , 单边功率谱密度为 n_0 , 其中, $n_0 = \sigma_n^2 / f_H$ 。

根据式(8-2)和式(8-7), 对于 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$:

$$\text{若 } P(s_0) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_0(t)]^2 dt\right\} > P(s_1) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_1(t)]^2 dt\right\} \quad (8-8)$$

则判决为发送码元 $s_0(t)$ 。

$$\text{若 } P(s_0) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_0(t)]^2 dt\right\} < P(s_1) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_1(t)]^2 dt\right\} \quad (8-9)$$

则判决为发送码元 $s_1(t)$ 。

将式(8-8)的两端分别取对数可得:

若

$$n_0 \ln \frac{1}{P(s_0)} + \int_0^{T_B} [y(t) - s_0(t)]^2 dt < n_0 \ln \frac{1}{P(s_1)} + \int_0^{T_B} [y(t) - s_1(t)]^2 dt \quad (8-10)$$

则判决为发送码元 $s_0(t)$; 反之, 则判决为发送码元 $s_1(t)$ 。

假设这两个码元能量相等, 即 $\int_0^{T_B} s_0^2(t) dt = \int_0^{T_B} s_1^2(t) dt$, 将式(8-10)进一步简化可得:

$$\text{若 } \omega_1 + \int_0^{T_B} y(t)s_1(t) dt < \omega_0 + \int_0^{T_B} y(t)s_0(t) dt \quad (8-11)$$

式中:

$$\omega_0 = \frac{n_0}{2} \ln P(s_0)$$

$$\omega_1 = \frac{n_0}{2} \ln P(s_1) \tag{8-12}$$

则判决为发送码元 $s_0(t)$ ；反之，则判决为发送码元 $s_1(t)$ 。 ω_0 和 ω_1 可以看做是由先验概率决定的加权因子。由式(8-11)表示的判决准则可以得出二进制确知数字信号最佳接收机的原理框图，如图 8-3 所示。

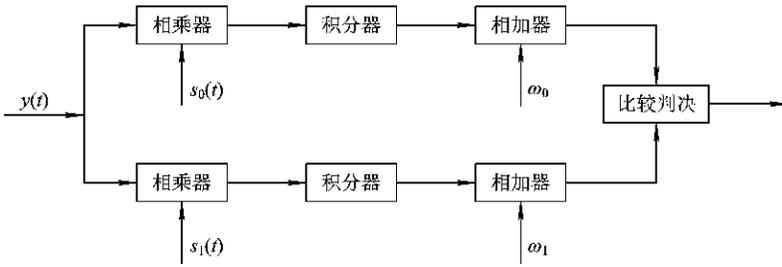


图 8-3 二进制确知数字信号最佳接收机的原理框图

如果 $P(s_0) = P(s_1)$ ，则式(8-11)简化为

$$\int_0^{T_B} y(t) s_1(t) dt < \int_0^{T_B} y(t) s_0(t) dt \tag{8-13}$$

最佳接收机的原理框图也可以简化为如图 8-4 所示。

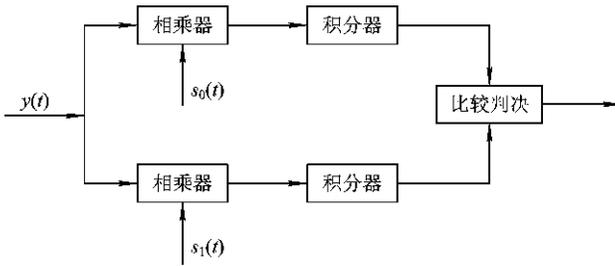


图 8-4 等先验概率二进制确知信号最佳接收机原理框图

2. 多进制确知信号最佳接收机

由上述讨论不难推出 M 进制通信系统的最佳接收机结构，其原理框图如图 8-5 所示。

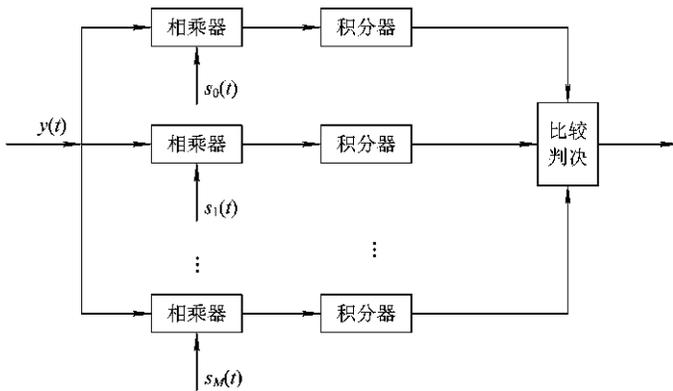


图 8-5 等先验概率 M 进制确知信号最佳接收机原理框图

上面的最佳接收机的核心是由相乘和积分构成的相关运算，所以常称这种运算为相关接收法。由最佳接收机得到的误码率在理论上可能达到最小值。

3. 二进制确知信号最佳接收机性能

前面我们讨论了若

$$P(s_0) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_0(t)]^2 dt\right\} < P(s_1) \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_1(t)]^2 dt\right\} \quad (8-14)$$

成立，则判决为发送码元 $s_1(t)$ 。因此，在发送码元 $s_0(t)$ 时，若式(8-14)也成立，则将发生错误判决。二进制确知信号最佳接收机的总误码率的计算公式为

$$P_e = P(s_0)P\left(\frac{s_1}{s_0}\right) + P(s_1)P\left(\frac{s_0}{s_1}\right) \quad (8-15)$$

式(8-15)可化简为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_b(1-\rho)}{2n_0}}\right] \quad (8-16)$$

式中： ρ 为码元相关系数； n_0 为噪声功率谱密度； E_b 为码元的能量； $\operatorname{erfc}(x)$ 为误差函数，可查表求得。

8.1.4 随相信号的最佳接收

所谓随相信号，是经过信道传输后码元相位带有随机性，而其它参数是确知的一种信号形式。随相信号在实际中是较常见的，例如用键控法从独立振荡器那里得到的 FSK 或 ASK 信号、随机窄带信号经强限幅后得到的信号和通常的雷达接收信号等。通常情况下，相位 φ 在 $(0, 2\pi)$ 内均匀分布。下面我们讨论在能量相等、先验概率相等、互不相关的 2FSK 信号及有带限高斯白噪声这种通信系统下的最佳接收问题。

1. 二进制随相信号最佳接收机

设接收信号码元相位的概率密度在 $(0, 2\pi)$ 内服从均匀分布，可将此信号表示为

$$\begin{cases} s_0(t, \varphi_0) = v \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ s_1(t, \varphi_1) = v \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \end{cases} \quad (8-17)$$

码元的能量 $E_b = \int_0^{T_B} s_0^2(t, \varphi_0) dt = \int_0^{T_B} s_1^2(t, \varphi_1) dt$ ，此信号随机相位 φ_0 和 φ_1 的概率密度可表示为

$$f(\varphi_0) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi_0 \leq 2\pi \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8-18)$$

$$f(\varphi_1) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi_1 \leq 2\pi \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8-19)$$

根据式(8-2)有：

$$f_0\left(\frac{y}{\varphi_0}\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m} \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_0(t, \varphi_0)]^2 dt\right\} \quad (8-20)$$

$$f_1\left(\frac{y}{\varphi_1}\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m} \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_B} [y(t) - s_1(t, \varphi_1)]^2 dt\right\} \quad (8-21)$$

而接收端在相位分别为 φ_0 和 φ_1 时接收信号的概率密度函数为

$$f_0(y) = \int_0^{2\pi} f(\varphi_0) \cdot f_0\left(\frac{y}{\varphi_0}\right) d\varphi_0 \quad (8-22)$$

$$f_1(y) = \int_0^{2\pi} f(\varphi_1) \cdot f_1\left(\frac{y}{\varphi_1}\right) d\varphi_1 \quad (8-23)$$

将式(8-22)和式(8-23)代入式(8-7)就可以得出最终的判决条件如下:

- (1) 若接收信号使 $M_1^2 < M_0^2$, 则判发送码元是 s_0 ;
- (2) 若接收信号使 $M_1^2 > M_0^2$, 则判发送码元是 s_1 。

这就是最终判决条件, 其中: $M_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2}$, $M_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2}$, $x_0 = \int_0^{T_B} y(t) \cos\omega_0 t dt$,

$$y_0 = \int_0^{T_B} y(t) \sin\omega_0 t dt, \quad x_1 = \int_0^{T_B} y(t) \cos\omega_1 t dt, \quad y_1 = \int_0^{T_B} y(t) \sin\omega_1 t dt。$$

根据推导出的判决准则构成的随相信号最佳接收机的结构原理框图如图 8-6 所示。

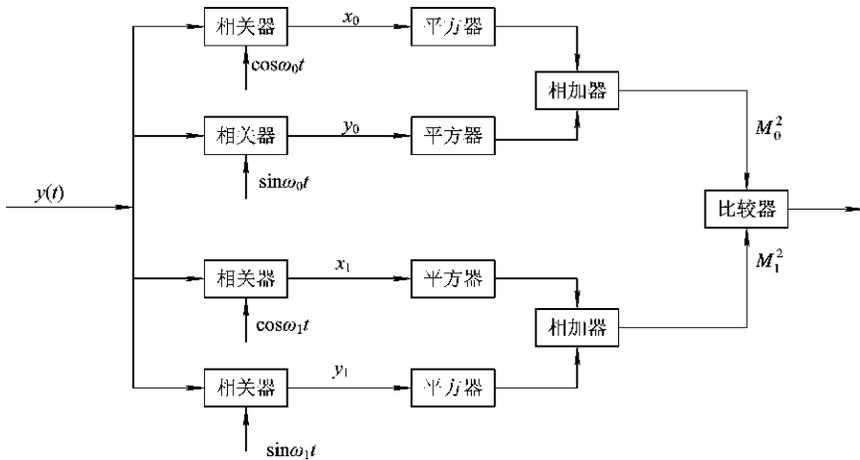


图 8-6 2FSK 随相信号最佳接收机原理框图

2. 二进制随相信号最佳接收机的性能

与分析二进制确知信号最佳接收机性能一样, 这里也讨论总的错误概率

$$P_e = P(\varphi_0)P_{s_0}(s_1) + P(\varphi_1)P_{s_1}(s_0) \quad (8-24)$$

根据分析计算所求错误概率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}} \quad (8-25)$$

式中: $h^2 = \frac{E_b}{n_0}$, E_b 为随相信号 $s_0(t, \varphi_0)$ 和 $s_1(t, \varphi_1)$ 的能量。

可以得出结论: 等概率、等能量、正交的二进制随相信号的最佳接收机性能仅与输入信噪比(E_b/n_0)有关。

8.1.5 起伏信号的最佳接收

起伏信号是随机振幅和相位信号的简称, 它的振幅 A 和相位 φ 都是随机参数, 除了这两个参数外, 其它参数都是确知的。经过多径传输的信号都具有这种特性。典型的起伏信号, 如衰落信号, 在时间 $(0, T_b)$ 内, A 服从瑞利分布, 而 φ 服从均匀分布。下面讨论这种信号的最佳接收问题。

设通信系统中的噪声是带限高斯白噪声, 其信号是互不相关的, 并且是等能量、等先验概率的, 则可以表示为

$$s_0(t, \varphi_0, v_0) = v_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$s_1(t, \varphi_1, v_1) = v_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

式中的 v_0 和 v_1 是由多径效应引起的随机起伏的振幅值, 它们服从同一瑞利分布:

$$f(v_i) = \frac{v_i}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{v_i^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (v_i \geq 0, i = 0, 1) \quad (8-26)$$

式中的 σ_s^2 为信号的功率。而 φ_0 和 φ_1 的概率密度服从均匀分布:

$$f(\varphi_i) = \frac{1}{2\pi} \quad (0 \leq \varphi_i < 2\pi, i = 0, 1) \quad (8-27)$$

v_i 是余弦波的振幅, 信号 $s_i(t, \varphi_i, v_i)$ 的功率 σ_s^2 和其振幅 v_i 的均方值之间的关系为

$$E v_i^2 = 2\sigma_s^2 \quad (8-28)$$

根据式(8-2)有

$$f_0\left(\frac{y}{v_0, \varphi_0}\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m} \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_b} [y(t) - s_0(t, v_0, \varphi_0)]^2 dt\right\}$$

$$f_1\left(\frac{y}{v_1, \varphi_1}\right) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m} \exp\left\{-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_b} [y(t) - s_1(t, v_1, \varphi_1)]^2 dt\right\}$$

而接收端在相位、幅度分别为 (φ_0, v_0) 和 (φ_1, v_1) 时接收信号的概率密度函数为

$$f_0(y) = \int_0^{2\pi} \int_0^\infty f(v_0) f(\varphi_0) f_0\left(\frac{y}{v_0, \varphi_0}\right) dv_0 d\varphi_0$$

$$f_1(y) = \int_0^{2\pi} \int_0^\infty f(v_1) f(\varphi_1) f_1\left(\frac{y}{v_1, \varphi_1}\right) dv_1 d\varphi_1$$

略去繁琐的计算步骤, 给出上两式的计算结果如下:

$$f_0(y) = K \frac{n_0}{n_0 + T_b \sigma_s^2} \exp\left[\frac{2\sigma_s^2 M_0^2}{n_0(n_0 + T_b \sigma_s^2)}\right] \quad (8-29)$$

$$f_1(y) = K \frac{n_0}{n_0 + T_b \sigma_s^2} \exp\left[\frac{2\sigma_s^2 M_1^2}{n_0(n_0 + T_b \sigma_s^2)}\right] \quad (8-30)$$

式中: $K = \exp\left[-\frac{1}{n_0} \int_0^{T_b} y^2(t) dt\right] / (\sqrt{2\pi}\sigma_n)^m$; n_0 为噪声功率谱密度; σ_s^2 为噪声功率; M_0 、 M_1 同上节中的内容。

根据式(8-29)和式(8-30)可以得出, 起伏信号的最佳接收方案与随相信号的最佳接收方案是一样的, 但是它的最佳误码率不同于随相信号的最佳误码率。这里我们省略计算, 直接给出结果为

$$P_e = \frac{1}{2 + \frac{\bar{E}}{n}} \quad (8-31)$$

式中, \bar{E} 为接收码元的统计平均能量。

8.2 匹配滤波器

匹配滤波器是指输出信噪比最大的最佳线性滤波器。这种滤波器在数字通信信号和雷达信号的检测中具有重要的意义。理论分析和实践证明, 如果滤波器的输出端能够获得最大信噪比, 就能最佳地判断信号的出现, 从而提高系统的检测性能, 因此匹配滤波器是实现最佳接收的关键部件。

1. 匹配滤波器的原理

设线性滤波器的传输函数为 $H(f)$, 滤波器输入 $x(t)$ 为信号与噪声的叠加, 即

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (8-32)$$

这里, 噪声为高斯白噪声, 其双边功率谱密度 $P_n(f) = \frac{n_0}{2}$, 而信号 $s(t)$ 的频谱函数为 $S(f)$, 则滤波器的输出 $y(t)$ 也包含信号与噪声两部分, 即

$$y(t) = s_0(t) + n_0(t) \quad (8-33)$$

在 $t=t_0$ 时刻, 有

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0} df \quad (8-34)$$

这时的输出噪声平均功率 N_0 为

$$N_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \frac{n_0}{2} df = \frac{n_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (8-35)$$

则线性滤波器在 t_0 时刻的输出信噪比为

$$r_0 = \frac{|s_0(t_0)|^2}{N_0} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft_0} df \right|^2}{\frac{n_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} \quad (8-36)$$

寻求最大 r_0 的线性滤波器, 在数学上归结为求使式(8-36)达到最佳的 $H(f)$ 。这个问题可以用变分法或许瓦耳兹不等式加以解决。许瓦耳兹不等式为

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f)B(f)df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |A(f)|^2 df \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \quad (8-37)$$

当且仅当 $A(f) = KB^*(f)$ 时, 等号成立。 $B^*(f)$ 是 $B(f)$ 的复共轭, K 为常数, 则有

$$r_0 \leq \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df}{\frac{n_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} = \frac{2E}{n_0} \quad (8-38)$$

式中的 $E = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df$ 为信号 $s(t)$ 的总能量, $|S(f)|^2$ 为 $s(t)$ 的能量谱密度。线性滤波器输出的最大输出信噪比为

$$r_{0 \max} = \frac{2E}{n_0} \quad (8-39)$$

这时 $H(f) = KS^*(f)e^{-j2\pi ft_0}$, 式中 $S^*(f)$ 为 $S(f)$ 的复共轭。也就是说, 由于线性滤波器的传输特性与信号频谱的复共轭相一致, 因此被称为匹配滤波器。匹配滤波器的传输特性还可用冲激响应 $h(t)$ 来表示, 即

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df = Ks(t_0 - t) \quad (8-40)$$

即匹配滤波器的冲激响应是信号 $s(t)$ 的镜像信号 $s(-t)$ 在时间上平移 t_0 。

2. 匹配滤波器在最佳接收中的应用

1) 二元确知信号最佳接收

对信号 $s(t)$ 匹配的滤波器, 其冲激响应为

$$h(t) = ks(t_0 - t) \quad (8-41)$$

式中: k 为任意常数; t_0 是出现最大信噪比的时刻。

因为 $s(t)$ 只在 $(0, T_B)$ 内有值, 所以当 $y(t)$ 输入匹配滤波器时, 其输出信号为

$$u_o(t) = k \int_{-T_B}^t y(z)s(T_B - t + z) dz \quad (8-42)$$

当 $t = T_B$ 时, 输出信号为

$$u_o(T_B) = k \int_0^{T_B} y(z)s(z) dz \quad (8-43)$$

由式(8-43)可以看出, $u_o(T_B)$ 反映了 $y(t)$ 与 $s(t)$ 的相关性, 所以可把匹配滤波器作为相关器使用。

2) 二元随相信号最佳接收

设某滤波器, 它与初始相位为零的信号 $\cos 2\pi f_c t$ 匹配, 即冲激响应函数为

$$h(t) = \cos 2\pi f_c (T_B - t) \quad 0 \leq t \leq T_B \quad (8-44)$$

当输入 $y(t)$ 时, 输出信号为

$$\begin{aligned} e(t) &= \int_0^t y(\tau) \cos 2\pi f_c (T_B - t + \tau) d\tau \\ &= \sqrt{\left[\int_0^t y(\tau) \cos 2\pi f_c \tau d\tau \right]^2 + \left[\int_0^t y(\tau) \sin 2\pi f_c \tau d\tau \right]^2} \cos[2\pi f_c (T_B - t) + \theta] \end{aligned} \quad (8-45)$$

其中,

$$\theta = \arctan \frac{\int_0^t y(\tau) \sin 2\pi f_c \tau d\tau}{\int_0^t y(\tau) \cos 2\pi f_c \tau d\tau}$$

在 $t = T_B$ 时刻, $e(t)$ 的包络与前述参量 M_1 和 M_2 形式相同。因此对信号任何一个相位匹配的滤波器, 其后接一个包络检波器, 它在时刻 T_B 的输出即为 M_1 或 M_2 。简化后的随相信号最佳接收机的结构框图如图 8-7 所示。

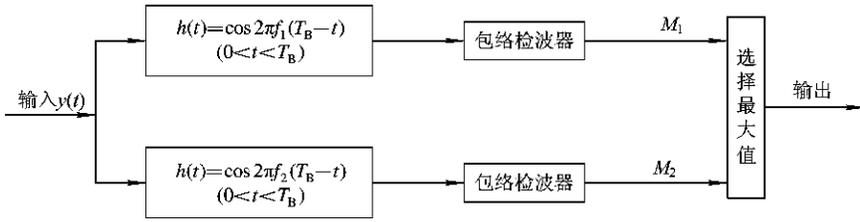


图 8 - 7 随相信号最佳接收机的另一种结构框图

3. 实际接收机与最佳接收机的比较

前面已经介绍了各类实际接收机的误码性能，表 8 - 1 列出了实际接收机与最佳接收机的误码性能。

表 8 - 1 实际接收机与最佳接收机误码性能的比较

信号	实际接收机	最佳接收机
2PSK	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{r}]$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}\right]$
2FSK	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{r}{2}}\right]$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}\right]$
2ASK	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{r_1}{4}}\right]$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}}\right]$
基带双极性	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{r_b}{2}}\right]$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{n_0}}\right]$
基带单极性	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{r_{1b}}{8}}\right]$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}}\right]$

表 8 - 1 中： $r = \frac{\frac{1}{2}a^2}{\sigma_n^2} = \frac{\frac{1}{2}a^2}{n_0 B} = \frac{1}{2} \frac{a^2 T_B}{2n_0} = \frac{E_s}{2n_0}$ ，其中 $B = 2f_B = 2 \frac{1}{T_B}$ ； $r_1 = \frac{E_1}{2n_0}$ ， $r_b = \frac{S}{N} =$

$\frac{A^2}{n_0 B} = \frac{A^2 T_B}{n_0} = \frac{E_s}{n_0}$ ，其中 $B = f_B = \frac{1}{T_B}$ ； $r_{1b} = \frac{E_1}{n_0}$ 。

将以上信噪比表达式代入实际接收机 P_e 的表达式，得：

2PSK 系统：
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}\right]$$

2FSK 系统：
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{4n_0}}\right]$$

2ASK 系统：
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_1}{8n_0}}\right]$$

基带双极性系统：
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_s}{2n_0}}\right]$$

基带单极性系统:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_1}{8n_0}} \right]$$

显然, 实际接收机的误码性能明显低于最佳接收机。若要达到最佳接收机的性能, 要求输入信噪比提高 1 倍, 即相差 3 dB, 所以最佳接收机的性能是优于实际接收机的。

8.3 最佳基带传输系统

1. 最佳基带传输系统的结构

如果一个基带系统既能够消除码间串扰, 同时又具有最理想的抗噪声性能, 则该系统就是最佳的。当信道的传输特性 $C(f)=1$ 时, 该信道具有理想信道特性。最佳基带传输系统的结构是怎样的呢? 分析的思路是: 既然最佳基带系统必须满足消除码间串扰这一条件, 那么 $H(f)$ 应按无码间串扰的频域条件进行设计, 也就是说, 最佳基带系统的总特性 $H(f)$ 是确定的, 由它再去求发送滤波器特性 $G_T(f)$ 和接收滤波器特性 $G_R(f)$, 当 $G_T(f)$ 和 $G_R(f)$ 确定后, 整个基带传输系统的结构就最终确定了。

当 $C(f)=1$ 时, 基带系统的传输特性 $H(f)$ 变为

$$H(f) = G_T(f)G_R(f) \quad (8-46)$$

在加性高斯白噪声下, 要使错误概率最小, 就要使接收滤波器特性与输入信号的频谱共轭匹配。在 $G_T(f)$ 给定的条件, 得

$$G_R(f) = G_T^*(f)e^{-j2\pi ft_0} \quad (8-47)$$

抽样判别时刻确定为 $t_0=0$, 则

$$H(f) = G_T(f)G_R(f) \quad (8-48)$$

$$G_R(f) = G_T^*(f) \quad (8-49)$$

由此得

$$|G_R(f)| = \sqrt{|H(f)|} \quad (8-50)$$

选择一个适当的相移特性, 使下式成立:

$$G_R(f) = \sqrt{|H(f)|} \quad (8-51)$$

这就是所要求的接收滤波器特性。然后我们可得到发送滤波器的特性为

$$G_T(f) = \sqrt{|H(f)|} \quad (8-52)$$

系统的结构如图 8-8 所示。

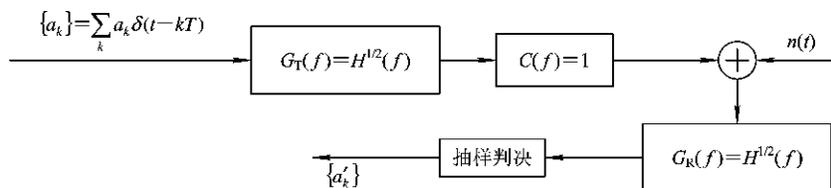


图 8-8 理想信道时最佳基带系统的结构

2. 基带传输系统的性能

我们在分析理想信道下最佳基带传输系统的性能时, 仍然以错误概率为标准。经计算得:

$$P_e = \left(1 - \frac{1}{L}\right) \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3E}{n_0(L^2 - 1)}} \right] \quad (8-53)$$

式中： E 为码元平均能量； L 是进制数。可以看出，当 L 增大时，在相同的信噪比条件下， P_e 是逐步增大的。

对于工程中 $C(f) \neq$ 常数的非理想信道的实际情况，当给定 $G_T(f)$ 时，可通过实测得到 $G_T(f)C(f)$ ，此时常在接收端采用匹配滤波器与时域均衡器级联的方法，达到既消除码间串扰，又使噪声影响降到最小的目的。

本章小结

通信系统中信道特性不理想及信道噪声的存在，直接影响接收系统的性能。把接收问题作为研究对象，研究在噪声条件下如何最好地提取有用信号，且在某个准则下构成最佳接收机，使接收性能达到最佳，这就是通信理论中十分重要的最佳接收问题。本章的主要内容就是介绍最佳接收机和基带传输系统最佳化的基本概念以及最小错误概率准则，对匹配滤波器、三种接收信号所对应的最佳接收机性能和最佳基带传输系统都进行了详细的分析讨论，并对最佳接收机和实际接收机做了性能比较。要求重点掌握最佳接收机结构和对最佳接收问题进行分析的方法，能熟练地分析匹配器，并将其用于最佳接收机。

思考与练习

1. 什么是确知信号？什么是随相信号？什么是起伏信号？
2. 什么是似然比准则？什么是最大似然比准则？
3. 二进制随相信号的最佳接收机结构如何？它是怎样得到的？
4. 二进制确知信号 ASK、FSK 及 PSK 的最佳接收机的误码性能有何不同？
5. 什么是匹配滤波器？有什么特点？
6. 什么是最佳基带传输系统？
7. 简述最小错误概率准则的基本内容。
8. 设二进制 FSK 信号为

$$\begin{cases} s_1(t) = A \sin\omega_1 t & 0 \leq t \leq T_B \\ s_2(t) = A \sin\omega_2 t & 0 \leq t \leq T_B \end{cases}$$

且 $\omega_1 = 4\pi/T_B$ ， $\omega_2 = 2\omega_1$ ， $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 等可能出现。

(1) 求构成相关检测器形式的最佳接收机结构；

(2) 若接收机输入高斯噪声功率谱密度为 $\frac{n_0}{2}$ (W/Hz)，试求系统的误码率。

9. 对幅值为 A ，脉宽为 T 的矩形脉冲输入信号 $s(t)$ ，采用匹配滤波器进行最佳接收，输入高斯白噪声的功率谱密度为 $\frac{n_0}{2}$ (W/Hz)。

(1) 求匹配滤波器的单位冲激响应 $h(t)$ ；

(2) 求匹配滤波器的传输函数；

- (3) 求该匹配滤波器的输出信号；
 (4) 求最大输出信噪比及出现时刻。

10. 设到达接收机输入端的二进制信号码元 $s_1(t)$ 及 $s_2(t)$ 的波形如图 8-9 所示，输入高斯白噪声的功率谱密度为 $\frac{n_0}{2}$ (W/Hz)。

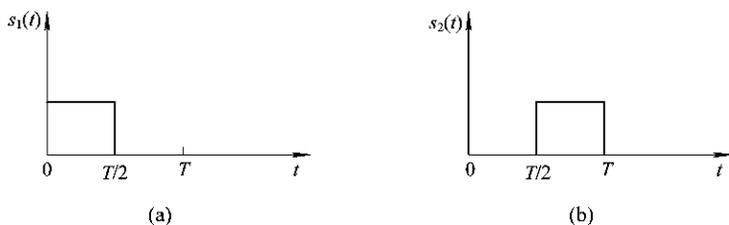


图 8-9 习题 10 图

- (1) 画出匹配滤波器形式的最佳接收机结构；
 (2) 确定匹配滤波器的单位冲激响应；
 (3) 求系统的误码率。

附录一 实验模块输入、输出点参考说明

(一) 信号源模块

IN: 模拟信号放大器输入点。

32 kHz 正弦波: 31.25 kHz 正弦波输出点。

64 kHz 正弦波: 62.5 kHz 正弦波输出点。

1 MHz 正弦波: 1 MHz 正弦波输出点。

OUT: 模拟信号放大器输出点。(放大倍数最大为 2 倍)

Z8K: 7.8125 kHz 窄脉冲输出点。

8K: 7.8125 kHz 方波输出点。

32K: 31.25 kHz 方波输出点。

64K: 62.5 kHz 方波输出点。

256K: 250 kHz 方波输出点。

1024K: 1000 kHz 方波输出点。

BS: 位同步信号输出点。(方波, 频率可通过拨码开关 SW101、SW102 改变)

2BS: 2 倍位同步信号频率方波输出点。

FS: 帧同步信号输出点。(窄脉冲, 频率是位同步信号频率的 1/24)

NRZ: 24 位 NRZ 码输出点。(码型可通过拨码开关 SW103、SW104、SW105 改变, 码速率同位同步信号频率)

7PN、15PN、31PN: 预留端口输出点。

(二) 终端模块

S-IN: 模拟信号输入点。

DATA1: 第一路数字信号输入点。

BS1: 第一路数字信号的位同步信号输入点。

FS1: 第一路数字信号的帧同步信号输入点。

DATA2: 第二路数字信号输入点。

BS2: 第二路数字信号的位同步信号输入点。

FS2: 第二路数字信号的帧同步信号输入点。

S-OUT: 模拟信号输出点(耳机输出点)。

(三) 频谱分析模块

NRZ3: 模拟信号输入点。

NRZ2: 经预处理后的信号峰峰值测试点。

X - OUT: X 轴输出信号。

Y - OUT: Y 轴输出信号。

拨码开关 S3: 进行选择的低通通道(拨码开关有 4 位, 1000, 0100, 0010, 0001 分别对应最高频率为 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz 的输入信号)。

拨码开关 S2: 选择合适的采样频率。

(四) 码型变换模块

FS: 帧同步信号输入点。

BS: 位同步信号输入点。

2BS: 2 倍位同步频率方波信号输入点。

NRZ: NRZ 码输入点。

RZ: RZ 编码输出点。

BPH: BPH 编码输出点。

CMI: CMI 编码输出点。

HDB3 - 1: HDB3 编码正极性信号输出点。

HDB3 - 2: HDB3 编码负极性信号输出点。

HDB3: HDB3 编码输出点。

BRZ - 1: BRZ 编码单极性输出点。

BRZ: BRZ 编码输出点。

BNRZ - 1: BNRZ 编码正极性信号输出点。(与 NRZ 反相)

BNRZ - 2: BNRZ 编码负极性信号输出点。(与 NRZ 同相)

BNRZ: BNRZ 编码输出点。

AMI - 1: AMI 编码正极性信号输出点。

AMI - 2: AMI 编码负极性信号输出点。

AMI: AMI 编码输出点。

ORZ: RZ 解码输出点。(一个半码元)

OBPH: BPH 解码输出点。(一个码元)

OCMI: CMI 解码输出点。(两个码元)

OBRZ: BRZ 解码输出点。(半个码元)

OBNRZ: BNRZ 解码输出点。(半个码元)

OAMI: AMI 解码输出点。(延迟极小不足半个码元)

OHDB3: HDB3 解码输出点。(七个半个码元)

(五) 数字调制模块

ASK 基带输入: ASK 基带信号输入点。

ASK 载波输入: ASK 载波信号输入点。

FSK 基带输入: FSK 基带信号输入点。

FSK 载波输入 1: FSK 第一路载波信号输入点。

FSK 载波输入 2: FSK 第二路载波信号输入点。
 PSK 基带输入: PSK 基带信号输入点。
 PSK 载波输入: PSK 载波信号输入点。
 PSK - BS 输入: PSK 差分编码时钟输入点。
 ASK 调制输出: ASK 调制信号输出点。
 FSK 调制输出: FSK 调制信号输出点。
 PSK 调制输出: PSK 调制信号输出点。
 差分编码输出: PSK 基带信号经差分编码后的信号输出点。

(六) 数字解调模块

ASK - IN: ASK 调制信号输入点。
 ASK - BS: ASK 解调位同步信号输入点。
 FSK - IN: FSK 调制信号输入点。
 FSK - FS: ASK 解调位同步信号输入点。
 PSK - IN: PSK 调制信号输入点。
 PSK - BS: PSK 解调位同步信号输入点。
 载波输入: PSK 解调同步载波信号输入点。
 OUT1: ASK 调制信号经耦合电路后的信号输出点。
 OUT2: ASK 信号经二极管检波电路后的信号输出点。
 OUT3: ASK 检波后的信号经低通滤波器后的信号输出点。
 ASK - OUT: ASK 解调信号经电压比较器后的信号输出点(未经同步判决)。
 ASK 解调输出: ASK 解调信号输出点。
 单稳输出 1: FSK 调制信号经单稳(UA04A 74HC123)的信号输出点。
 单稳输出 2: FSK 调制信号经单稳(UA04B 74HC123)的信号输出点。
 过零检测: FSK 解调信号经过零检测后的信号输出点。
 FSK - OUT: FSK 解调信号经电压比较器后的信号输出点(未经同步判决)。
 FSK 解调输出: FSK 解调信号输出点。
 OUT4: 模拟乘法器信号输出点。
 PSK - OUT: PSK 解调信号经电压比较器后的信号输出点(未经同步判决)。
 OUT5: PSK 解调信号抽样判决后的信号输出点(未经逆差分变化)。
 PSK 解调输出: PSK 解调信号输出点。

(七) PAM/AM 模块

PAM 音频: 基带信号输入点。
 PAM 时钟输入: 抽样时钟信号输入点。
 调制输出: PAM 调制信号输出点。
 解调输出: PAM 解调信号输出点。

(八) 时分复用模块

Sin - IN: 第一路模拟信号输入点。

DATA1 - IN: 第一路数据信号输入点。

DATA2 - IN: 第二路数据信号输入点。

J - DATA: 时分复用信号输入点(对此信号进行解复用)。

J - BS: 解复用位同步信号输入点。

J - FS: 解复用帧同步信号输入点。

PCM1 - IN: 解复用第一路 PCM 数据信号输入点。

CLK1 - IN: 解复用第一路 PCM 数据位同步信号输入点。

FRAME1 - IN: 解复用第一路 PCM 数据帧同步信号输入点。

2048K - OUT: TP3067 主时钟输出点。

CLKB - OUT: PCM 码编码位同步信号输出点(64 kHz 方波)。

FRAMEB - OUT: PCM 码编码帧同步信号输出点(8 kHz 方波)。

DATA: 时分复用信号输出点。

BS: 复用信号位同步信号输出点。

FS: 复用信号帧同步信号输出点。

PCMA: 第一路 PCM 编码信号输出点。

J1 - DATA: 解复用后第一路数据输出点。

J1 - BS: 解复用后第一路数据位同步信号输出点。

J1 - FS: 解复用后第一路数据帧同步信号输出点。

J2 - DATA: 解复用后第二路数据输出点。

J2 - BS: 解复用后第二路数据位同步信号输出点。

J2 - FS: 解复用后第二路数据帧同步信号输出点。

Sin - OUT: 解复用后第一路 PCM 译码输出点。

另外, FIN - FS、FIN - BS、ZS、D - BS、ZD、A - BS、ZA、BS - OUT 和 FS - OUT 为电话接口及计算机数据通信模块的位同步和帧同步信号输出点为二次开发用。

拨码开关 SW701 设置帧同步码的码型。

(九) 信道模拟模块

信道输入: 信道输入点。

编码输入 - 数据: 编码数据输入点。

编码输入 - 位同步: 编码位同步信号输入点。

编码输入 - 帧同步: 编码帧同步信号输入点。

解码输入 - 数据: 解码数据输入点。

解码输入 - 位同步: 解码位同步信号输入点。

解码输入 - 帧同步: 解码帧同步信号输入点。

信道输出 1: 无限带宽信道输出点。

信道输出 2: 带限(8 k)信道输出点。
 编码输出 - 数据: 编码数据输出点。
 编码输出 - 位同步: 编码位同步信号输出点。
 编码输出 - 帧同步: 编码帧同步信号输出点。
 解码输出 - 数据: 解码数据输出点。
 解码输出 - 位同步: 解码位同步信号输出点。
 解码输出 - 帧同步: 解码帧同步信号输出点。
 噪声: 测量观察噪声波形及频谱。
 GND1、GND2: 接地点。

(十) 同步信号提取模块

S - IN: PSK 调制信号输入点。
 Sin - OUT: 压控振荡器输出信号二分频后 0 相信号输出点。
 Cos - OUT: 压控振荡器输出信号二分频后 $\pi/4$ 相信号输出点。
 载波输出: 提取出来的载波输出点。
 NRZ - IN: NRZ 码输入点。
 位同步输出: 提取的位同步信号输出点。
 拨码开关 SW501 的 1、2、3、4 位分别对应数字锁相环的 15.625 kHz、10 kHz、8 kHz、4 kHz 四种本振频率。
 帧同步输出: 提取的帧同步信号输出点。
 假识别输出: 当数据信号中含有与帧同步码相同的码组时,假帧同步信号输出点。

(十一) 模拟信号数字化模块

2048K - IN: PCM 所需时钟输入点。
 S - IN: 模拟信号输入点(基带信号)。
 CLKB - IN: PCM 编码所需时钟输入点。
 FRAMB - IN: PCM 编码帧同步信号输入点。
 PCM2 - IN: PCM 解调信号输入点。
 CLK2 - IN: PCM 解码所需时钟输入点。
 FRAM2 - IN: PCM 解码帧同步信号输入点。
 PCMB - OUT: 脉冲编码调制信号输出点。
 OUT: PCM 解调信号输出点。
 64K: 64 kHz 方波输入点(编、解码时钟)。
 本地译码: 本地译码信号输出点。
 一次积分: 一次积分信号输出点。
 一致脉冲: 一致脉冲输出点。
 ΔM 调制输出: 增量调制信号输出点。
 ΔM 解调输出: 增量调制解调信号输出点。
 Z8K 输入: ADPCM 所需窄 8 kHz 脉冲输入点。

256K: ADPCM 所需 256 kHz 方波信号输入点。

ADPCM - IN: ADPCM 解调输入点。

20.48M: 20.48 MHz 晶振振荡信号输出点。

ADPCM - OUT: ADPCM 调制信号输出点。

解调输出(2个): ADPCM 解调信号平衡输出点。

附录二 英文缩写名词对照表

英文缩写	英文全称, 中文释义
ABR	Available Bit Rate, 可用比特率
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation, 自适应差分脉冲编码调制
A/D	Analog/Digital, 模拟/数字(转换)
D/A	Digital/Analog, 数字/模拟(转换)
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Loop, 非对称数字用户环路
AM	Amplitude Modulation, 振幅调制
AMI	Alternate Mark Inversion, 信号交替反转码
ASK	Amplitude - Shift Keying, 振幅键控
ASP	Application Service Provider, 应用服务提供商
ATM	Asynchronous Transfer Mode, 异步转移模式
APSK	Amplitude and Phase Shift Keying, 振幅移相键控
APCM	Adaptive Pulse Code Modulation, 自适应脉冲编码调制
AON	All Optical Network, 全光通信网
ARQ	Automatic Repeat reQuest, 自动要求重发
B-ISDN	Broadband Intergrated Service Digital Network, 宽带综合业务数字网
BIOS	Basic Input/Output System, 基本输入/输出系统
BER	Bit Error Ratio, 误码率
BNET	Broadband Network, 宽带交换网
BISUP	Broadband ISDN User Part, 宽带 ISDN 用户部分
BCD	Binary Coded Decimal, 二进制
BPSK	Binary Phase Shift Keying, 二进制移相键控
BPF	Bandpass Filter, 带通滤波器
Codec	Coder - Decoder, 编/解码器
CCITT	Consultive Committee for International Telegraph and Telephone, 国际电报电话咨询委员会
CCIR	International Consultive Committee for Radiotelecommunication, 国际无线电咨询委员会
CELP	Code Excited Linear Prediction, 码激励线性预测编码

CBR	Constant Bit Rate, 恒定比特率
CDMA	Code Division Multiple Access, 码分多址
CPFSK	Continuous Phase Frequency - Shift Keying, 连续相位频移键控
CPM	Continuous - Phase Modulation, 连续相位调制
CIR	Carrier to Interference Ratio, 载(波)噪(声)比
CRC	Cyclic Redumdancy Check, 循环冗余校验
CVSD	Continuously Variable Slope Delta modulation, 连续可变斜率增量调制
DBS	Direct Broadcasting Satellite Service, 直播卫星业务
DGPS	Difference Global Positioning System, 差分全球定位系统
DCT	Discrete Cosine Transform, 离散余弦变换
DFT	Discrete Fourier Transform, 离散傅立叶变换
DPCM	Differential Pulse Code Modulation, 差分脉冲编码调制
DPSK	Differential Phase Shift Keying, 差分相移键控
DQPSK	Differential Quaternary Phase Shift Keying, 差分正交相移键控
DS	Direct Sequence (spread spectrum), 直接序列(扩谱)
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access, 直扩序列码分多址
DSB	Double Sideband, 双边带
DSBSC	Double Sideband Suppressed Carrier, 双边带抑制载波
DTE	Data Terminal Equipment, 数据终端设备
EO	Electrical/Optical, 电光信号转换器
FEC	Forward Error Control, 前向纠错
FDMA	Frequency Division Multiple Access, 频分多址
FDM	Frequency Division Multiplexing, 频分复用
FFT	Fast Fourier Transform, 快速傅立叶变换
FM	Frequency Modulation, 调频
FH	Frequency Hopping, 跳频
FSK	Frequency - Shift Keying, 频移键控
GMSK	Gaussian - filtered Minimum Shift Keying, 高斯滤波最小频移键控
HDB3	High Density Bipolar 3, 三阶高密度双极性(码)
ISDN	Integrated Services Digital Network, 综合业务数字网
ISO	International Standards Organization, 国际标准化组织
ISI	Intersymbol Interference, 码间干扰(符号间干扰)
ITU	International Telecommunicatioan Union, 国际电信联盟
LAN	Local Area Network, 局域网
LPC	Linear Predictive Coding, 线性预测编码
LPF	Lowpass Filter, 低通滤波器
LD-CELP	Low Delay - Code Excited Linear Prediction, 低时延码激励线性预测编码

MAP	Maximum a Posterior Probability, 最大后验概率
MASK	M - ary Amplitude - Shift Keying, M 进制振幅键控
MFDK	Multiple Frequency Shift Keying, 多频移频键控
MFSK	M - ary Frequency - Shift Keying, M 进制频移键控
MPSK	M - ary Phase - Shift Keying, M 进制移相键控(多相移相键控)
MQAM	Multiple Quadrature Amplitude Modulation, 多重星座调制
MSK	Minimum Shift Keying, 最小频移键控
(GMSK)	Gaussian MSK, 高斯最小频移键控
MPE-LPC	Multi - Pulse Excited LPC, 多脉冲线性预测编码
MBE	Multi - Band Excitation, 多带激励编码
NISDN	Narrow - band ISDN, 窄带 ISDN
OOK	On - Off Keying, 通断键控
OQPSK	Offset - QPSK, 交错正交移相键控
OTDM	Optical Time Division Multiplexing, 光域时分复用
PAM	Pulse Amplitude Modulation, 脉冲幅度调制
PCM	Pulse Code Modulation, 脉冲编码调制
PDM	Product Data Management, 产品数据管理
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy, 准同步数字系列
PM	Pulse Modulation, 脉冲调制
PN	Pseudo Noise, 伪随机噪声
PSK	Phase - Shift Keying, 移相键控
PLL	Phase Locked Loop, 锁相环
PLA	Programmable Logic Array, 可编程逻辑阵列
PCN	Personal Communication Network, 个人通信网
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, 正交振幅调制(星座调制)
QPSK	Quadrature Phase - Shift Keying, 正交移相键控
QCELP	Qualcomm Code Excited Linear Prediction, 码激励线性预测编码
QOS	Quality of Service, 业务质量
SDH	Synchronous Digital Hierarchy, 同步数字系列
SSB	Single Sideband, 单边带
STM	Synchronous Transfer Mode, 同步转移模式
SCDMA	Space - Code Division Multiple Access, 空间 - 码分多址
SDMA	Space Division Multiple Access, 空分多址
SNR	Signal to Noise Ratio, 信噪比
SIR	Signal to Interference Ratio, 信干比
TCM	Trellis Coded Modulation, 网格编码调制
TDM	Time Division Multiplex, 时分复用
TDM	Time Division Multiplexing, 时分多路
TDMA	Time Division Multiple Access, 时分多址

TH	Time Hopping, 跳时
VC	Virtual Channel, 虚通道
VB(decoding)	Viterbi(decoding), 维特比(译码)
VS	Vestigial Sideband, 残留边带
WCDMA	Wide - band CDMA, 宽带码分多址
WDM	Wavelength Division Multiplexing, 波分复用

参 考 文 献

- [1] 江力. 通信原理. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [2] 沈振元. 通信系统原理. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.
- [3] 曹志刚. 现代通信原理. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [4] G. John. Proakis Digital Communication. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [5] 樊昌信. 通信原理. 5 版. 北京: 国防工业出版社, 2003.
- [6] 曹庆源. 数字通信原理及应用. 武汉: 武汉测绘科技大学出版社, 1993.
- [7] 姜建国, 曹建中, 高玉明. 信号与系统分析基础. 北京: 清华大学出版社, 1994.
- [8] 王士林, 等. 现代数字调制技术. 北京: 人民邮电出版社, 1987.
- [9] 张树京. 通信系统原理. 北京: 人民邮电出版社, 1992.
- [10] 王秉钧. 扩频通信. 天津: 天津大学出版社, 1993.
- [11] S. 斯坦, 等. 现代通信原理. 北京: 科学出版社, 1979.
- [12] 黄胜华, 徐佩霞. 现代通信原理. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1989.
- [13] 强世锦, 等. 数字通信原理. 重庆: 重庆大学出版社, 2002.
- [14] 杨行峻, 迟惠生, 等. 语音信号数字处理. 北京: 电子工业出版社, 1995.
- [15] 唐昆. 语音压缩编码技术及发展. 世界网络与媒体, 1997.
- [16] 樊昌信, 等. 通信原理教程. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [17] 袁东风, 江铭炎. 通信原理——系统、调制与噪声. 5 版. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [18] 段吉海, 黄智伟. 基于 CPLD/FPGA 的数字通信系统建模与设计. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [19] 孙龙杰, 刘立康. 移动通信与终端设备. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [20] 隗永安. 现代通信原理. 成都: 西南交通大学出版社, 2000.
- [21] 郭梯云, 邬国扬, 李建东. 移动通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000.
- [22] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信. 北京: 人民邮电出版社, 1995.
- [23] 南利平. 通信原理简明教程. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [24] 原东昌, 李晋炬. 通信原理与实验指导书. 北京: 北京理工大学出版社, 2000.
- [25] 张肃文, 陆兆熊. 高频电子电路. 北京: 高等教育出版社, 1993.
- [26] 现代通信原理实验指导书(ZYE1101F 型实验箱). 湖北众友科技实业股份有限公司.
- [27] 通信原理实验指导书. 南京通信工程学院实验箱配套实验指导书.