

高职高专“十一五”规划教材

通信原理与技术

张玉平 主编



化学工业出版社

· 北 京 ·

本书主要介绍了模拟通信和数字通信的基本原理,着重阐述了通信系统的调制与解调技术,以及模数转换技术。全书共分8章,包括绪论、香农定理、模拟调制技术、模拟信号数字化技术、数字基带传输技术、数字频带传输技术、复用技术与同步原理以及差错控制技术。本书例题丰富,图文并茂,并结合MATLAB仿真软件,给出了一些通信系统软件仿真的实例,有助于读者对整个通信系统的基本原理和技术进行深入认识和理解。

本书适合作为电子信息 and 通信技术等专业的高职高专学生的教材,也可以作为非通信专业的本科生、通信专业的各类成人教学教材,以及其他通信工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

通信原理与技术 / 张玉平主编. —北京 :化学工业出版社, 2008.12
高职高专“十一五”规划教材
ISBN 978-7-122-03780-0

. 通... . 张... . 通信理论-高等学校:技术学院-教材 通信技术-高等学校:技术学院-教材 .
TN91

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 152210 号

责任编辑:王听讲
责任校对:吴 静

文字编辑:徐卿华
装帧设计:韩 飞

出版发行:化学工业出版社(北京市东城区青年湖南街13号 邮政编码100011)
印 装:北京市彩桥印刷有限责任公司
787mm×1092mm 1/16 印张10 $\frac{3}{4}$ 字数257千字 2009年1月北京第1版第1次印刷

购书咨询:010-64518888(传真:010-64519686) 售后服务:010-64518899
网 址: <http://www.cip.com.cn>
凡购买本书,如有缺损质量问题,本社销售中心负责调换。

定 价:19.00 元

版权所有 违者必究

前 言

21 世纪的科学技术突飞猛进、日新月异，通信技术也不例外，正向着数字化、智能化、综合化和个人化等方向不断迈进。通信技术领域的更新与发展都是以通信基本原理为基础的，因此，作为通信行业的工程技术人员，只有掌握了通信系统的基本原理和基础理论，才能适应通信技术的飞速发展。

目前，有关通信原理方面的教科书有很多，大多数都是由国内各院校编写的，也有一些国外教材的中译本。但是，这些教材多数都是针对本科生和研究生使用的，理论性强，数学推导多，论证严谨。对于高职高专的学生来讲，由于他们的数学功底比较薄弱，对通信原理中的很多数学推导过程都难以理解，所以影响了学习效果，也不符合高职高专的培养目标。而市场上的一些高职高专类的通信原理教材，很多都是这些本科教材的简单压缩，大都只给出结论性的东西，高职高专学生看不懂。这些都是高职高专师生在教学过程中最感头疼的事。

针对上述状况，编者在这本教材的编写过程中尤其注重了内容的安排，重点考虑其难易程度，弱化数学推导，以大量的原理框图和各种波形图进行讲解，并结合编者多年的教学经验，力争做到内容简明、通俗易懂。

本书在章节体系中加入了学习要点和本章小结，并且有较多的例题讲解，这样有利于高职高专学生较好地掌握重点，并从总体上了解和把握章节内容。同时，书中插图丰富，有些图采用计算机软件仿真的结果，这样用图形的方法对理论加以说明，可以做到形象直观，学生容易理解。MATLAB 软件作为一套工程计算软件，具有强大的仿真功能。为此，在本书的大多数章节中给出了有关 MATLAB 的应用举例，读者可以根据例子的解答程序在计算机中进行练习，还可以方便地修改参数，观察运行结果，增强学生的学习兴趣。

全书共 8 章，第 1 章绪论，主要介绍通信的基本概念和性能指标。第 2 章香农定理，介绍信息量的概念和香农定理。第 3 章模拟调制技术，主要包括各种调幅和调频系统。第 4 章模拟信号数字化技术，主要介绍模拟信号数字化的方法，包括抽样、量化和编码过程。第 5 章数字基带传输技术，主要介绍码间干扰及无码间干扰传输系统。第 6 章数字频带传输技术，主要介绍常见的几种二进制数字调制技术。第 7 章复用技术与同步原理，主要介绍通信系统中的几种复用与同步技术。第 8 章差错控制技术，主要介绍一些差错控制的概念和方法。

本书第 1~6 章由成都电子机械高等专科学校通信系教师张玉平编写，第 7 章和第 8 章由成都电子机械高等专科学校通信系教师周春妮编写，全书由张玉平统稿。在此要特别感谢成都电子机械高等专科学校通信教研室全体老师对本书编写所提的意见和建议。

鉴于编者学识水平有限，书中难免有不妥之处，欢迎广大读者批评指正。

编者

2008 年 9 月于成都

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 通信系统的组成及分类	1
1.1.1 通信系统的组成	1
1.1.2 通信系统的分类	3
1.2 通信系统的性能度量	4
1.3 通信技术的发展概况	6
1.4 MATLAB 简介	8
本章小结	13
习题 1	13
第 2 章 香农定理	14
2.1 信息量和熵	14
2.1.1 离散信源的信息量	14
2.1.2 离散信源的熵	15
2.2 信道容量及香农定理	15
2.2.1 信道容量	15
2.2.2 香农定理	16
2.3 MATLAB 在香农定理中的应用举例	18
本章小结	18
习题 2	19
第 3 章 模拟调制技术	20
3.1 幅度调制的基本原理	20
3.1.1 常规双边带调幅 (AM)	20
3.1.2 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)	22
3.1.3 单边带调幅 (SSB)	25
3.2 线性调制的解调	29
3.2.1 包络检波	29
3.2.2 相干解调	29
3.3 角度调制的基本原理	30
3.3.1 角度调制的基本概念	30

3.3.2 调频信号的产生与解调	36
3.4 模拟调制系统的性能比较	38
3.5 MATLAB 在模拟调制系统中的应用举例	39
本章小结	41
习题 3	43
 第 4 章 模拟信号数字化技术	44
4.1 抽样定理	45
4.1.1 低通与带通抽样定理	45
4.1.2 自然抽样与平顶抽样	50
4.2 量化	52
4.2.1 均匀量化的基本原理	52
4.2.2 A 律与 μ 律压缩特性	55
4.3 编码	58
4.3.1 脉冲幅度调制	58
4.3.2 脉冲编码调制	59
4.3.3 差分编码调制	64
4.3.4 增量调制	65
4.4 MATLAB 在 PCM 中的应用举例	68
本章小结	70
习题 4	70
 第 5 章 数字基带传输技术	72
5.1 数字基带信号概述	73
5.2 基带传输的常用码型	75
5.3 基带传输与码间干扰	78
5.3.1 再生判决的原理	78
5.3.2 码间干扰	79
5.4 无码间干扰的基带传输	80
5.5 部分响应系统	83
5.6 眼图	86
5.7 MATLAB 在基带通信系统中的应用举例	88
本章小结	89
习题 5	90
 第 6 章 数字频带传输技术	92
6.1 二进制调制的基本原理	92
6.1.1 二进制幅度键控(2ASK)	92
6.1.2 二进制频移键控(2FSK)	95

6.1.3 二进制相移键控(2PSK)	98
6.1.4 二进制差分相移键控(2DPSK)	101
6.1.5 二进制数字调制系统性能比较	104
6.2 多进制调制原理	106
6.2.1 多进制幅度键控	107
6.2.2 多进制频移键控	108
6.2.3 多进制相移键控	109
6.3 正交振幅调制	111
6.4 MATLAB 在数字频带传输中的应用举例	113
本章小结	117
习题 6	117
第 7 章 复用技术与同步原理	119
7.1 常用复用技术	119
7.1.1 频分多路复用	119
7.1.2 时分多路复用	121
7.1.3 码分多路复用	123
7.1.4 正交频分多路复用	124
7.1.5 波分多路复用	126
7.1.6 多址技术特点及应用	126
7.2 同步原理	127
7.2.1 位同步	127
7.2.2 帧同步	130
7.2.3 载波同步	132
7.3 MATLAB 在复用与同步技术中的应用举例	135
本章小结	138
习题 7	138
第 8 章 差错控制技术	139
8.1 差错控制的常用方法	140
8.2 纠错编码	142
8.2.1 纠错编码基本原理	142
8.2.2 纠错能力与码距关系	143
8.3 常用的简单编码	144
8.4 线性分组码	146
8.5 循环码	149
8.6 m 序列	152
8.6.1 m 序列的原理	152

8.6.2 扰码与解扰.....	156
8.7 MATLAB 在差错控制技术中的应用举例.....	158
本章小结.....	159
习题 8.....	160
参考文献.....	161

第 1 章 绪 论

【学习要点】

- 通信系统的模型及功能单元
- 通信系统的分类
- 通信系统有效性与可靠性的具体表征指标
- 传输速率与误码率

从传统意义上讲，通信就是指信息的传输与交换，即克服距离上的障碍迅速而准确地传输和交换信息。所以，从技术的角度上讲通信主要包括了两方面的内容：传输理论和网络交换理论。本书主要讨论信息传输的基本原理。

通信中传输的信息是消息中的有效内容，对收信者来说是一些不确定的东西。消息主要包括一些文字、符号、数据、语音和图像等。按照消息的状态不同，通常可以分为连续消息和离散消息两种：连续消息是指消息的状态是连续变化的，比如语音、模拟图像等；离散消息是指消息的状态是可数的或者离散的，比如电报。

消息在通信系统中的传输是以信号形式表现的，即通信系统中传输的是信号。不同的通信系统所传输的信号不同，比如电通信系统传输电信号、光通信系统传输光信号。本书以电通信为主，因而研究的都属于电信号。信号作为消息的载体，与消息是一一对应的，并以参量的形式来代表消息。按照信号参量形式的不同，通常可以把信号分为模拟信号和数字信号两种：模拟信号中的参量取值是连续的，数字信号中的参量取值是离散的。

1.1 通信系统的组成及分类

1.1.1 通信系统的组成

通信的目的是传递消息，而消息的传递是靠通信系统来完成的，通信系统包括了传输信息所需要的一切技术设备和传输媒介，其一般模型如图 1-1 所示。

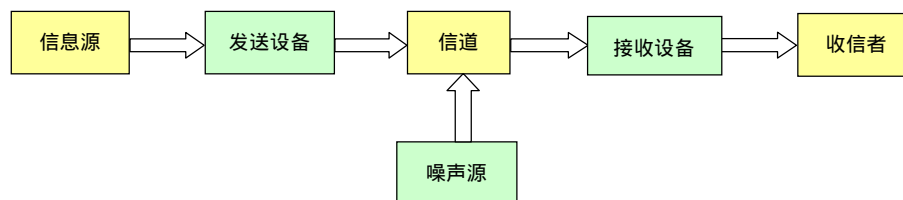


图 1-1 通信系统的一般模型

信息源实际上是一个转换设备，它将消息转换成原始的电信号。根据信息源输出信号性质的不同，通常可以分为模拟信源和数字信源。模拟信源输出模拟信号，比如电话机、模拟摄像机等；数字信源输出数字信号，比如电传机、计算机等。模拟信源可以通过抽样、量化和编码的方式转变成数字信源，随着数字通信技术的飞速发展，数字信源的种类和数量必将越来越多。

发送设备的基本功能是将信息源产生的消息信号转换成适合信道中传输的信号，即完成信息源与信道的匹配功能。通信系统中完成这些功能的方式有很多，比如模拟通信系统通过调制将信号的频谱进行搬移，数字通信系统中采用编码、扰码、调制等方式来达到匹配功能。

信道是指传输信号的通道，即信号传输的物理媒介。通常，信道可分为有线信道和无线信道，比如双绞线、同轴电缆和光纤等属于有线信道；地波传输和短波电离层传输属于无线信道。每一种信道都有其固有的传输特性，而信道在传输各种信号的同时，各种噪声也随之进入，所以信道的这种固有传输特性与噪声干扰将直接影响到通信的质量。

接收设备主要完成发送设备的反变换功能，比如解调、译码等。接收设备是从带有噪声干扰的接收信号中正确分离出相应的原始电信号，因而接收设备的质量将直接决定通信的质量。

收信者也叫信宿，它将原始的电信号恢复成相应的消息。

对于模拟通信系统，其发送设备的核心是调制器，如图 1-2 所示。在模拟通信系统中，由于信息源所发出的原始电信号大都属于基带信号的范畴，即其频谱成分集中在低频段，比如话音信号为 300 ~ 3400Hz，图像信号为 0 ~ 6MHz。这些基带信号往往不适合在信道中直接传输，可以通过调制将信号频谱搬移到高频段，从而使其更加适合信道的传输特性。需要指出的是，在实际的模拟通信系统中，除了调制以外还有放大、滤波、天线辐射等相关过程，但是这些过程只是对信号的性能有所改善，而不涉及信号本质的变换，因而可以放到信道中去讨论。

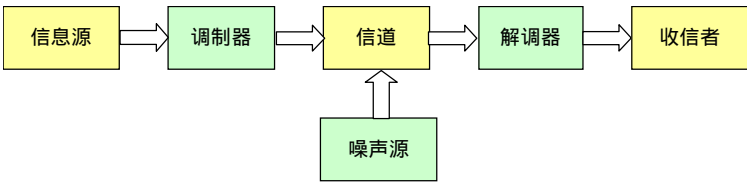


图 1-2 模拟通信系统模型

对于数字通信系统，其发送设备主要由编码器和调制器等组成，如图 1-3、图 1-4 所示，分别表示了数字基带系统和数字频带系统的模型。

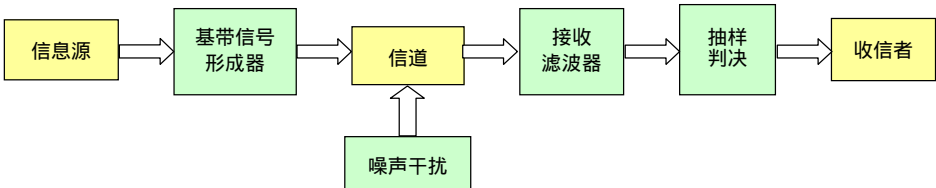


图 1-3 数字基带通信系统模型

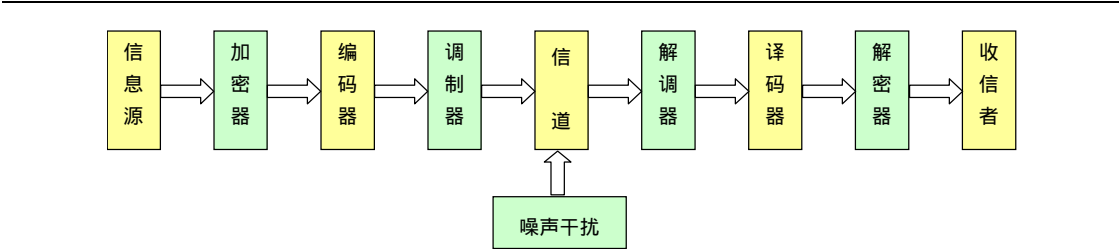


图 1-4 数字频带通信系统模型

数字通信系统中的编码分为信源编码和信道编码两种。信源编码主要作用是把连续消息转换成数字信号，即模数转换的功能（A/D 转换）。同时，为了提高通信系统的有效性，信源编码还可以进行数据压缩；信道编码主要作用是使数字信号与信道传输匹配，通常采用冗余编码的方式提高通信系统的可靠性。

在模拟通信和数字通信系统中，调制技术都是非常重要的通信技术。系统中采用调制的目的主要有以下几点。

提高信号频率以便于天线辐射。根据天线理论，只有当辐射天线的尺寸大于信号波长的 1/10 时，信号才能够被天线有效辐射出去，比如对于 1m 长的天线其辐射频率至少需要 30MHz，而大多数需要传输的消息转换成信号后，其频率都比较低（属于基带信号范畴），故需要通过调制完成频谱搬移。

改变信号占用带宽。调制过程的频谱搬移通常把低频段信号搬移到高频段上，故信号在高频段上的相对有效带宽要比低频段上的有效带宽小很多。另外通过不同的调制方式可以改变信号的传输带宽，比如双边带调制、调频等。

实现信道复用。信道的传输带宽是一种资源，而一种信号的传输带宽往往比信道带宽小很多，因而如果一个信道只传输一路信号就显得很浪费。通过调制，可以将多个相同频段内的信号调制到不同频段上进行复用传输，从而有效利用信道。

改善系统性能。通过调制可以提高通信系统的抗干扰能力。

1.1.2 通信系统的分类

从不同的角度可以把通信系统分成很多种类，这里只介绍几种比较常用的分类方法。

按照通信的业务和用途可将通信系统分为常规通信和控制通信两种。常规通信主要包括话音通信和非话音通信，比如电话信息服务业务和语音信箱就属于话音通信范畴，而分组数据业务和可视图文、图像通信等则属于非话音通信；控制通信主要指遥控遥测通信，比如雷达通信。

按照调制方式可将通信系统分为基带通信和调制通信两种。基带通信系统是把信号直接进行传输，即未经过调制过程，比如音频通信；调制通信系统是把信号经过调制后传输，即进行了频谱搬移的过程，比如调幅、调频系统。

按照传输信号的特征可将通信系统分为模拟通信和数字通信两种。模拟通信系统中传输的信号是连续信号，数字通信系统中传输的信号是数字信号，即信号的参量是可数的或者离散的。随着通信技术的发展，数字通信技术以其抗干扰能力强、便于进行各种数字信号处理、集成化程度高以及有利于实现综合业务通信网等诸多优点，已越来越广泛地被应用。

按照传输信号的复用方式可将通信系统分为频分复用、时分复用和码分复用。频分复用是在频段上进行划分，不同用户信号采用不同的频段传输；时分复用是在时间上进行划分，不同用户信号占用不同的时隙传输；码分复用则利用不同随机序列码来表征不同的用户信号。如图 1-5 所示。

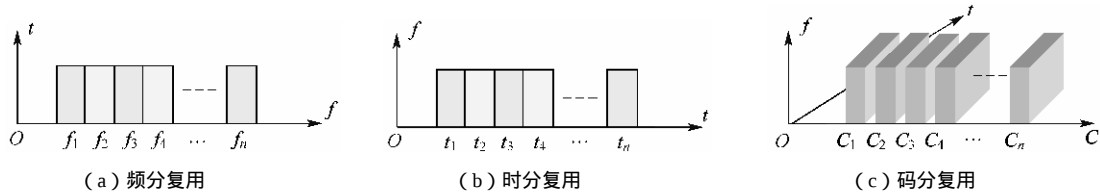


图 1-5 按照复用方式分类的系统

按照通信方式可将通信系统分为单工通信、半双工通信和全双工通信三种。单工通信中的消息信号只能单方向进行传输，比如遥控遥测通信；半双工通信中通信双方都能够发送和接收消息信号，但是不能同时进行发送和接收，比如无线对讲系统；全双工通信中的通信双方可以进行实时的收发消息信号，比如电话通信系统。

按照信号传输媒介可将通信系统分为有线通信和无线通信两种。有线通信采用有线信道传输，比如双绞线、同轴电缆、光纤等；无线通信采用无线信道传输，比如微波通信、卫星通信都是利用电磁波在空间中进行传输。

1.2 通信系统的性能度量

通信系统优劣的评价指标有很多，比如系统的有效性、可靠性、标准性、经济性和适应性等。根据通信的任务是快速、准确地传输信息，因而系统的有效性和可靠性便成为衡量通信系统最主要的性能指标。

模拟通信系统的有效性通常用有效传输带宽来度量。信道的传输带宽本身就是一种资源，在一定的信道带宽范围内，多个用户可以采用频分复用的方式在信道中同时传送，单一用户的传输带宽越小，则信道所能容纳的用户数就越多，因而系统的有效性就越好。比如同一个话音信号在 AM 系统传输所需的带宽要比在 FM 系统中传输所需带宽小很多，因而 AM 系统的有效性比 FM 系统的有效性高。

模拟通信系统的可靠性通常用接收端最终输出的信噪比来度量。接收端所得到的信噪比越大，表明系统抑制噪声的能力越强，因而系统的可靠性就越高。比如 FM 广播与 AM 广播相比，FM 广播的声音质量明显优于 AM 广播的声音质量，说明 FM 广播系统比 AM 广播系统抑制噪声的能力强，因而 FM 系统的可靠性比 AM 系统的可靠性高。

这里通过 AM 系统与 FM 系统的比较发现，系统的有效性和可靠性似乎是一对矛盾，系统有效性好但可靠性却不高，这种矛盾将在香农定理中得到解释。

数字通信系统的有效性通常用传输速率来表征。数字通信系统的传输速率主要包括码元传输速率和信息传输速率两种。

码元传输速率(R_s)是指单位时间内(通常指每秒钟)传输码元的个数,单位为波特(Baud)。信息传输速率(R_b)是指单位时间内(通常指每秒钟)传输的信息量或者比特数,单位为比特/秒(bit/s)。码元传输速率与信息传输速率既有区别又有联系,两者都作为传输速率的指标,但含义完全不同。信息传输速率与进制有关,在数值上可以和码元传输速率进行换算,换算关系为

$$R_b = R_s \log_2 N$$

式中, N 为码元的进制。

【例 1-1】已知某八进制数字传输系统,发送端在 3s 内共发送 9600 个码元。计算该系统的码元传输速率 R_s 和信息传输速率 R_b 。

解 码元传输速率

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{9600}{3} = 3200 \text{ Baud}$$

信息传输速率

$$R_b = R_s \log_2 N = 3200 \times \log_2 8 = 9600 \text{ bit/s}$$

在数字通信系统中,有时为了提高信息传输速率,其占用的传输带宽也会随之增大。为了能够准确表征系统的有效性,定义了频带利用率(η),即单位频带内的码元传输速率,单位为波特/赫兹(Baud/Hz)。

$$\eta = \frac{R_s}{B}$$

式中, B 为传输带宽。

显然,系统的频带利用率越高,则系统有效性越好。

数字通信系统的可靠性通常用误码率或误比特率来表征。误码率(P_e)是指接收端收到错误码元的个数与传输总码元个数之比;误比特率(P_b)是指接收端收到错误比特的个数与传输总的比特数之比。

$$P_e = \frac{\text{接收端收到错误码元个数}}{\text{传输总码元个数}}, P_b = \frac{\text{接收端收到错误比特数}}{\text{传输总比特数}}$$

显然,当系统的误码率或者误比特率增加时,系统的可靠性在下降。

【例 1-2】已知某四进制数字传输系统,其信息传输速率为 2400bit/s,接收端在 1h 内共接收到 216 个错误码元,计算该系统的误码率 P_e 和误比特率 P_b 。

解 根据信息传输速率求出码元传输速率

由 $R_b = R_s \log_2 N$ 得

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2 N}$$

$$\text{码元传输速率} \quad R_s = \frac{R_b}{\log_2 N} = \frac{2400}{\log_2 4} = 1200 \text{ Baud}$$

1h 内共传输码元的个数为

$$1200 \times 60 \times 60 = 4.32 \times 10^6 \text{ 个}$$

误码率

$$P_e = \frac{216}{4.32 \times 10^6} = 5 \times 10^{-5}$$

误比特率

$$P_b = P_e \log_2 N = 5 \times 10^{-5} \times \log_2 4 = 1 \times 10^{-4}$$

1.3 通信技术的发展概况

自从电通信系统应用以来,通信技术的发展日新月异。1844年,Morse成功地将“ What hath God wrought ”(上帝创造了什么)这句话通过电报的形式从华盛顿传到马里兰州的巴尔的摩,从而开启了长距离实时通信的序幕。1864年,Maxwell创立了光的电磁理论。1875年,Bell发明了电话。1901年,Marconi实现了横贯大西洋的无线电通信。1904年,Fleming发明了真空二极管。1906年,Reginald Fessenden成功发送了世界上第一个无线电广播。1918年,Armstrong发明了超外差接收机,并于1936年发表了关于调频无线电通信的论文。1936年,BBC开始进行商用电视广播。1937年,Reeves发明了脉冲编码调制技术。1948年,随着晶体管的出现,大规模和超大规模集成电路技术开始发展。同年,Shannon发表了一篇“ A Mathematical Theory of Communication ”(通信的一个数学理论)的论文,奠定了数字通信的理论基础。随后,电缆通信、卫星通信、微波通信、光纤通信等通信技术层出不穷。

我国电通信的发展最早可追溯到1871年由丹麦大北电报公司秘密在上海南京路12号设立报房并开通电报开始。新中国成立后,通信技术随着生产力的发展不断进步。以下是我国建国以后通信技术发展的一些主要历程。

1950年6月,开始建设北京国际电台的中央收信台和中央发信台,并于1951年相继竣工。这是新中国第一个重点通信建设工程。

1950年12月12日,我国第一条有线国际电话电路——北京至莫斯科的电话电路开通。经由前苏联转接通往东欧各国的国际电话电路也陆续开通。

1952年9月10日,北京至上海的相片传真业务开放,9月24日,北京至莫斯科的国际相片传真业务开放。

1952年9月30日,第一套明线12路载波机(J2)装机,开通北京至石家庄的载波电路。

1954年,研制成功60kW短波无线电发射机。

1956年,上海试制成功55型电传打字电报机。

1956年2月28日,北京长途电话局开放会议电话业务。首次会议电话会议为中华全国总工会召开的十省市电话会议。

1958年,上海试制成功第一部纵横制自动电话交换机,第一套国产明线12路载波电话机研制成功。

1959年,第一套60路长途电缆载波电话机研制成功,北京与莫斯科之间开通国际用户电报业务,1月20日正式开放的北京市内电话开始由5位号码向6位号码过渡。

1963年,120路高频对称电缆研制成功。

1964年,北京至石家庄7×4高频电缆60路载波试验段建成,开始试通电报、电话业务。

1966年,我国第一套长途自动电话编码纵横制交换机研制成功,并在北京安装使用。

1967年,电子式中文译码机样机试制成功,并在上海安装试用。

1970年,960路微波通信系统型机研制成功,我国第一颗人造卫星(东方红1号)发射成功。

1972年,北京开始建设地球站一号站,1973年建成投产。

1974年,北京卫星地球站二号站建成投产,通信容量为132条话路和1条双向彩色电视

信道。通过印度洋上空的国际通信卫星与亚非各国和地区开通直达电路。研制成功石英光纤。

1978 年, 120 路脉码调制系统通过鉴定, 研制成功多模光纤光缆。

1980 年, 64 路自动转报系统 (DJ5-131 型) 研制成功。

1982 年, 首次在市内电话局间使用短波长局间中继光纤通信系统。256 线程控用户电报自动交换系统研制成功并投入使用。我国自行设计的 8 频道公用移动电话系统在上海投入运营。

1983 年 9 月 16 日, 上海用 150MHz 频段开通了我国第一个模拟寻呼系统。4380 路同轴电缆载波系统研制成功, 并通过国家鉴定。

1984 年 4 月 8 日, 我国的 DFH-2 (东方红 2 号) 试验通信卫星成功发射, 定点高度为 35786km, 4 月 16 日定点于东经 125°E 赤道上空。通过该星进行了电视传输、声音广播、电话传送等试验。我国开始在长途通信线路上使用单模光纤, 进入了第三代光纤通信系统。

1984 年 5 月 1 日, 广州用 150MHz 频段开通了我国第一个数字寻呼系统。程控中文电报译码机通过鉴定并推广使用。首次具备国际直拨功能的编码纵横制自动电话交换机 (HJ09 型) 研制成功。

1985 年, 上海贝尔公司组装第一批 S-1240 程控交换机, 广州与香港、深圳、珠海开通电子邮件。深圳发行了我国第一套电话卡, 共 3 枚, 面值 87 元。我国正式经国际卫星组织的 C 频段全球波束转发中央电视台的电视节目。北京至南极无线电话通话成功, 这是我国电信史上最远距离的短波通信。

1986 年 7 月 1 日, 以北京为中心的国内卫星通信网建成投产, 7 月 2 日, 我国第二颗实用通信卫星发射成功。第一台局用程控数字电话交换机 (DS-2000 型) 研制成功。

1987 年, 第一个长距离架空光缆通信系统 (34Mbps) 在武汉至荆州、长沙间试通。

1987 年 9 月 20 日, 钱天白教授发出了我国第一封电子邮件, 此为中国人使用因特网之始。

1987 年 11 月, 广州开通了我国第一个移动电话局, 首批用户有 700 个。我国第一个 160 个人工信息台在上海投入使用。

1988 年, 第一个实用单模光纤通信系统 (34Kbps) 在扬州、高邮之间开通, 全长为 75km。北京高能物理所成为我国最早使用因特网的单位。它利用因特网实现了与欧洲及北美地区的电子邮件通信。

1988 年 3 月 27 日, 我国发射了实用通信卫星。

1988 年 5 月 9 日, 北京、波恩国际卫星数字式电视会议系统试通。

1989 年, 第一条 1920 路 (140Mbps) 单模长途干线在合肥、芜湖间建成开通。

1989 年 5 月, 我国的第一个公用分组交换网通过鉴定, 并于 11 月正式投产使用。

1989 年 6 月, 广东省珠江三角洲首先实现了移动电话自动漫游。

1990 年 7 月, 上海引进美国摩托罗拉公司的 800MC 集群调度移动通信系统。140Mbps 数字微波通信系统研制成功。

1991 年, 1 万门程控数字市内电话交换机通过鉴定。1920 路 (6GHz) 大容量数字微波通信系统和一点对多点微波通信设备通过鉴定。

1991 年 3 月, 第一个 ISDN (综合业务数字网) 的模型网在北京完成联网试验, 并通过了技术鉴定。622Mbps 光纤通信数字复用设备 (五次群复用设备) 研制成功, 3 月通过了技术鉴定。

1991 年 11 月 15 日, 上海首先在 150MHz 频段上开通汉字寻呼系统。

1992 年 7 月, 我国第一个 168 自动声讯台在广东省南海开通。

1993 年 9 月 19 日, 我国第一个数字移动电话通信网在浙江省嘉兴市首先开通。

1994 年 10 月, 我国第一个省级数字移动通信网在广东省开通, 容量为 5 万门。

1998 年 5 月 15 日, 北京电信长城 CDMA 网商用试验网——133 网在北京、上海、广州、西安投入试验。

1999 年 1 月 14 日, 我国第一条开通在国家一级干线上的, 传输速率为 $8 \times 2.5\text{Gbps}$ 的密集波分复用 (DWDM) 系统通过了信息产业部鉴定, 使原来光纤的通信容量扩大了 8 倍。

2002 年 1 月 8 日, 中国联通“新时空”CDMA 网络正式开通。中国联通计划在未来 3 年内逐步建成一个覆盖全国、总容量达到 5000 万户的 CDMA 网络, 成为世界最大、最好的 CDMA 网。

2002 年 5 月 17 日, 中国移动从 5 月 17 日起在全国正式投入 GPRS 系统商用。这意味着, 现阶段世界范围内最先进、应用最成熟的移动通信技术——GPRS 在中国实现大规模应用, 中国真正迈入 2.5G 时代。

1.4 MATLAB 简介

MATLAB 是一种交互式、面向对象的程序设计语言, 由美国的 Clever Moler 博士于 1980 年开发, 其设计初衷是为了解决“线性代数”课程的矩阵运算问题, 取名为 Matrix Laboratory 即矩阵实验室的意思。因此, MATLAB 是以矩阵计算为基础的数值计算软件, 它不需要编写复杂程序就可以解决许多复杂数值计算问题。随着应用技术的发展, MATLAB 已经不仅仅是一个“矩阵实验室”了, 它集科学计算、图像处理、声音处理于一身, 并提供了丰富的 Windows 图形界面设计方法。它可以把计算结果很方便地用图形来表示, 使人们能直接了解其许多内在的本质。目前, MATLAB 以其强大的功能, 成功地应用于各工程学科的研究领域。下面只作简要介绍。

1. 变量赋值

在 MATLAB 中, 变量的赋值主要有以下几种形式。

标量的赋值方式 $a = 8$

矢量的赋值方式 $a = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5]$, $a = 1:2:3:4:5$

矩阵的赋值方式 $A = [1 \ 2 \ 3; 4 \ 5 \ 6; 7 \ 8 \ 9]$, 该矩阵的结果相当于

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 4 & 5 & 6 \\ 7 & 8 & 9 \end{bmatrix}$$

2. 基本运算

(1) 矢量与标量的加减乘除

矢量加 (+) 减 (-) 乘以 (*) 或除以 (/) 一个标量时, 其结果是该矢量的每一个元素加、减、乘以或除以同一个标量。

比如 $x = [1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5] + 2$

结果为 $x =$

3 4 5 6 7

标量的加 (+) 减 (-) 乘以 (*) 矢量的结果与矢量加 (+) 减 (-) 乘以 (*) 标量的结果相同，即满足交换律。但标量除以 (/) 矢量是非法的。

(2) 矢量与矢量之间的加减运算

两个长度相同的矢量相加或者相减是对应的元素进行相加或者相减。

比如 $x = [1, 2, 3, 4, 5] * 2 + [2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6]$

结果为 $x =$

4 7 10 13 16

(3) 矢量与矢量之间的点乘和点除

两个长度相同的矢量点乘 (. *) 和点除 (. /) 分别是对应元素的相乘和相除。

比如 $x = [1 \ 2 \ 3] . * [2, 3, 4]$

结果为 $x =$

2 6 12

比如 $x = [3 \ 6 \ 9] . / [1 \ 3 \ 3]$

结果为 $x =$

3 2 3

(4) 幂与点幂运算

两个标量的幂运算表示以前一个量为底，后一个量为指数的幂运算。

比如 $x = 2^8$

结果为 $x = 256$

标量与矢量只能进行点幂运算。

比如 $x = 2.^{[1 \ 3 \ 5]}$

结果为 $x =$

2 8 32

比如 $x = [1 \ 3 \ 5].^2$

结果为 $x =$

1 9 25

两个相同长度的矢量点幂运算。

比如 $x = [1 \ 2 \ 3].^{[2 \ 3 \ 4]}$

结果为 $x =$

1 8 81

比如 $x = [2 \ 3 \ 4].^{[1 \ 2 \ 3]}$

结果为 $x =$

2 9 64

(5) 矩阵的基本运算

矩阵相加

比如 $x = [1 \ 2 \ 3; 4 \ 5 \ 6] + [1 \ 1 \ 1; 2 \ 2 \ 2]$

结果为 $x =$

2 3 4

矩阵相减

比如 $x=[1\ 2\ 3;4\ 5\ 6]-[1\ 1\ 1;2\ 2\ 2]$

结果为 $x=$

6	7	8
0	1	2
2	3	4

矩阵相乘

比如 $x=[1\ 2\ 3;4\ 5\ 6]*[1\ 1;2\ 2;3\ 3]$

结果为 $x=$

14	14
32	32

矩阵数乘

比如 $x=3*[1\ 2\ 3;4\ 5\ 6]$

结果为 $x=$

3	6	9
12	15	18

矩阵转置

比如 $x=[1\ 2\ 3;4\ 5\ 6]'$

结果为 $x=$

1	4
2	5
3	6

3．常用函数

(1) 三角函数

三角函数包括正弦函数 sin、余弦函数 cos、正切函数 tan、反正切函数 atan 等。

比如 $x=\sin(\pi/6)$

结果为 $x=0.5000$

(2) 指数函数

指数函数包括 e 的指数 exp、自然对数 log、常用对数 log10、平方根 sqrt 等。

比如 $x=\exp(2)$

结果为 $x=7.3891$

(3) 复数函数

复数函数包括求模 abs、角度 angle、共轭 conj、实部 real 及虚部 imag 等。

比如 $x=\text{abs}(1+j)$

结果为 $x=1.4142$

(4) 数据分析函数

数据分析函数包括求最大值函数 max、最小值函数 min、均值函数 mean、标准差函数 std、升序排序函数 sort、求和函数 sum 等。

比如 $x=\text{randn}(1,50);l=\text{length}(x);m=\text{max}(x);n=\text{min}(x);$

结果为 $l=50$

```
m=2.3093
n=-2.0543
```

4 . 绘图

MATLAB 提供丰富的绘图功能，下面作简要介绍。

(1) 二维绘图函数 plot

二维绘图函数的格式为：plot(x,y,s)

其中，x 为横轴变量，y 为纵轴变量，s 表示绘图的颜色和绘制方式。其基本线型和颜色如表 1-1 所示。

表 1-1 MATLAB 中的基本线型和颜色表示

符 号	颜 色	符 号	线 型
b	蓝色	.	点
c	青色	o	圆圈
g	绿色	x	× 标记
k	黑色	+	加号
m	紫色	*	星号
r	红色	-	实线
y	黄色	:	点线
w	白色	-.	点划线
		——	虚线

比如：

```
x=linspace(0,2*pi,60);
y=cos(x);
z=sin(x);
plot(x,y,'g',x,z,'r',x,y,'b*',x,z,'k+')
```

运行结果如图 1-6 所示。

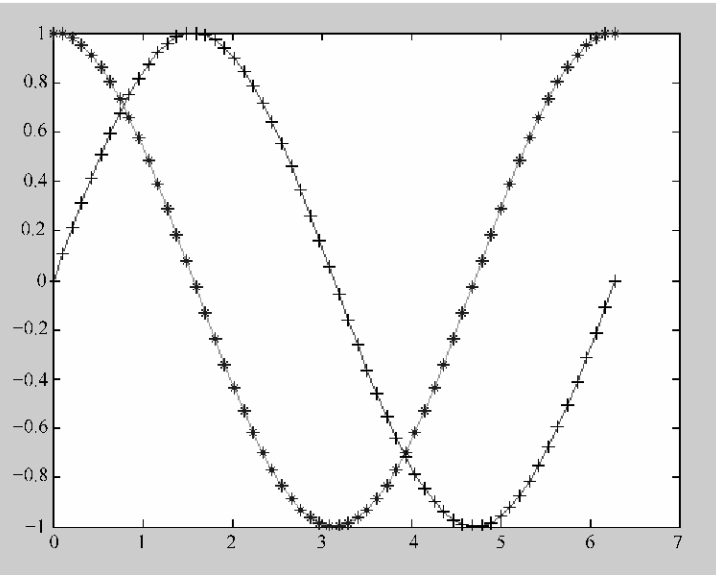


图 1-6 不同线型和颜色举例运行结果图

(2) 命令 hold 和 clf

命令 hold 表示保持的意思，即先前已经绘了一个图，如果使用该命令后再进行绘图的话，两次绘图都将在一个图的坐标系中表现出来。

命令 clf 表示清除当前的图形窗口，但是它不会改变 hold 的状态。

(3) 命令 grid 和 axis

命令 grid on 表示给图形窗口打上网格线，而命令 grid off 表示取消图形窗口中的网格线。

命令 axis 表示给图形窗口设定 x 轴和 y 轴的坐标范围，格式如下。

```
axis([xmin,xmax,ymin,ymax])
```

(4) 命令 xlabel、ylabel 和 title

命令 xlabel (str) 表示给 x 轴上加上一个以字符串 str 为内容的标签。

命令 ylabel (str) 表示给 y 轴上加上一个以字符串 str 为内容的标签。

命令 title (str) 表示给整个图形加上一个以字符串 str 为内容的标题。

(5) 命令 figure 和 close

命令 figure 表示在同一个程序中可以打开多个图形窗体。figure(n)表示把第 n 个图形窗体作为当前图形窗体。

命令 close 表示关闭程序中的图形窗体。close(n)表示关闭第 n 个图形窗体。

(6) 命令 subplot

命令 subplot 表示在同一个图形窗体中创建一个子图。

比如：

```
x=linspace(0,2*pi,60);
```

```
y=cos(x);
```

```
z=sin(x);
```

```
subplot(2,1,1)
```

```
plot(x,y,'g','x,y','b*')
```

```
subplot(2,1,2)
```

```
plot(x,z,'r','x,z','k+')
```

运行结果如图 1-7 所示。

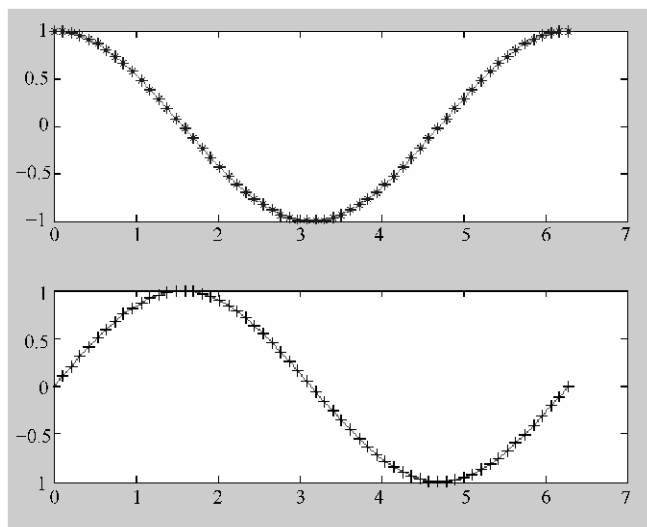


图 1-7 创建子窗体举例运行结果图

本章小结

1. 信号是消息的载体，并以参量的形式来表征，可分为模拟信号和数字信号。信息是消息中的有效内容。

2. 通信系统模型中的发送设备完成信号与信道的匹配功能，接收设备则是发送设备的逆过程，但应该注意的是，接收设备是从带有干扰的接收信号中正确分离出相应的信号。

3. 通信系统从不同角度可以分为很多类，应特别区分按照复用方式分成的频分复用、时分复用和码分复用通信系统，以及按照通信方式分成的单工通信、半双工通信和全双工通信。

4. 度量模拟通信系统有效性的指标是传输带宽，可靠性的指标是接收端的信噪比；度量数字通信系统有效性的指标是传输速率或者频带利用率，可靠性的指标是误码率或者误比特率。

5. 数字通信系统中，如果传输码元的周期为 T_s ，则码元传输速率 R_s 可以用下式表示：

$$R_s = \frac{1}{T_s}$$

如果该系统是 N 进制系统，则系统的信息传输速率 R_b 与码元传输速率的关系为：

$$R_b = R_s \log_2 N$$

习题 1

1. 说明消息、信号与信息三者的区别与联系。
2. 数字通信系统与模拟通信系统相比有哪些优点？
3. 解释数字系统中编码的作用。
4. 通信系统中采用调制技术的目的是什么？
5. 已知某数字消息序列的码元周期 $T_s = 8 \times 10^{-3} \text{ s}$ ，若将该序列采用八进制系统进行传输，求该系统的信息传输速率。
6. 已知某四进制系统，其信息传输速率 $R_b = 2400 \text{ bit/s}$ 。在半小时内共收到 360 个错误码元。求该系统的码元传输速率和误比特率。

第 2 章 香农定理

【学习要点】

- 信息的度量
- 信息量和熵的计算
- 信道容量的含义
- 香农定理及其结论

2.1 信息量和熵

通信的目的就是要准确、可靠、有效地传递信息，信息是消息中的有效内容。消息的出现是随机的，消息中所包含信息的多少与消息的统计特性有关。

2.1.1 离散信源的信息量

离散信源产生的消息状态是可数的或者离散的，离散消息中所包含的信息的多少（即信息量）应该怎么样来衡量呢？

经验告诉人们，当某个消息出现的可能性越小的时候，该消息所包含的信息量就越多。消息中所包含的信息的多少与消息出现的概率密切相关。

为此，哈特莱首先提出了信息的度量关系。

对于离散消息 x_i 来讲，其信息量 I 可表示为

$$I = \log_a \frac{1}{p(x_i)}$$

其中， $p(x_i)$ 表示离散消息 x_i 出现的概率。

根据 a 的取值不同，信息量的单位也不同。当 a 取 2 时，信息量的单位为比特（bit）；当 a 取 e 时，信息量的单位为奈特；当 a 取 10 时，信息量的单位为哈特莱。通常 a 的取值都是 2，即用比特作为信息量的单位。

【例 2-1】 已知某离散信源由 A、B、C、D 四个符号组成，其发送概率分别为

符号	A	B	C	D
概率	1/4	1/8	1/2	1/8

若每个符号的出现都是统计独立的。
求传送 “BABCCDBDCBBAAB” 所包含的信息量。

解 根据 $I = \log_2 \frac{1}{p(x_i)}$ 得

$$I_A = \log_2 \frac{1}{p(A)} = -\log_2 \frac{1}{4} = 2 \text{ bit}$$

$$I_B = \log_2 \frac{1}{p(B)} = -\log_2 \frac{1}{8} = 3 \text{ bit}$$

$$I_C = \log_2 \frac{1}{p(C)} = -\log_2 \frac{1}{2} = 1 \text{ bit}$$

$$I_D = \log_2 \frac{1}{p(D)} = -\log_2 \frac{1}{8} = 3 \text{ bit}$$

又因为离散消息中，A 出现了 3 次，B 出现了 6 次，C 出现了 3 次，D 出现了 2 次，故该消息的信息量为

$$I = 3I_A + 6I_B + 3I_C + 2I_D = 33 \text{ bit}$$

2.1.2 离散信源的熵

当离散消息中包含的符号比较多时，利用符号出现概率来计算该消息中的信息量往往是比较麻烦的。为此，可以用平均信息量（ H ）来表征，即

$$H(X) = -\sum_{i=1}^m p(x_i) \log_2 p(x_i)$$

其中， m 表示消息中的符号个数。

上述平均信息量的计算公式与热力学和统计力学中关于系统熵的公式一致，故又把离散信源的平均信息量称为离散信源的熵。

【例 2-2】 计算例 2-1 的平均信息量，即熵。

解 根据熵的计算公式 $H(X) = -\sum_{i=1}^m p(x_i) \log_2 p(x_i)$ ，由于题中共有 4 个符号，故 $m=4$ ，所以

$$\begin{aligned} H(X) &= -\sum_{i=1}^m p(x_i) \log_2 p(x_i) \\ &= -\frac{1}{4} \log_2 \frac{1}{4} - \frac{1}{8} \log_2 \frac{1}{8} - \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} - \frac{1}{8} \log_2 \frac{1}{8} \\ &= 1.75 \text{ bit/符号} \end{aligned}$$

连续信源的信息量和熵的计算比较复杂，读者可参考相关资料。

2.2 信道容量及香农定理

2.2.1 信道容量

从信息论的角度上讲，通常可以把信道分为离散信道和连续信道两大类。其中，离散信道中输入输出信号的取值都是离散的时间函数；连续信道中输入输出信号的取值都是连续时间函数。对于离散信道的传输特性通常用转移概率来描述，而连续信道的传输特性通常用概率密度来描述。由于涉及概率论知识比较多，这里不作介绍，有兴趣的读者可查阅相关参考

资料。

通信系统中的信道容量是指信道在无差错传输信息的最大信息速率，即反映了信道的一种极限传输能力。信道容量是通信系统设计的一个重要指标。

2.2.2 香农定理

通信系统中一个很重要的因素是噪声。从广义上讲，噪声是指影响通信系统中有用信号可靠传输的有害干扰信号。通常，把周期性有规则的有害信号称为干扰，把其他不确定的随机干扰称为噪声。通信系统受噪声的干扰程度将直接影响到系统的性能。

自然界中噪声的种类很多，比如宇宙辐射噪声、大气噪声以及电路里面的起伏噪声等，其中起伏噪声对通信系统的性能影响最大。散弹噪声和热噪声是电路中最基本的起伏噪声。

噪声从功率谱的角度可以分为白噪声和窄带噪声。白噪声的功率谱在整个频率范围内都是一个常数，即

$$P_N(\omega) = n_0 \quad \omega \in [0, +\infty)$$

或
$$P_N(\omega) = \frac{n_0}{2} \quad \omega \in (-\infty, +\infty)$$

其中， n_0 称为噪声的单边功率谱密度； $\frac{n_0}{2}$ 称为噪声的双边功率谱密度。

由此可见，白噪声的功率谱密度是与频率无关的，它的这种频谱特性同白光类似，因而被叫作白噪声。

窄带噪声是指在通信系统的接收端设置有窄带滤波器，这种滤波器恰好能使有用信号的频谱成分无失真地通过，而白噪声经过该滤波器时，只有窄带滤波器带宽范围的噪声频谱分量通过，这就形成了窄带噪声，如图 2-1 所示。

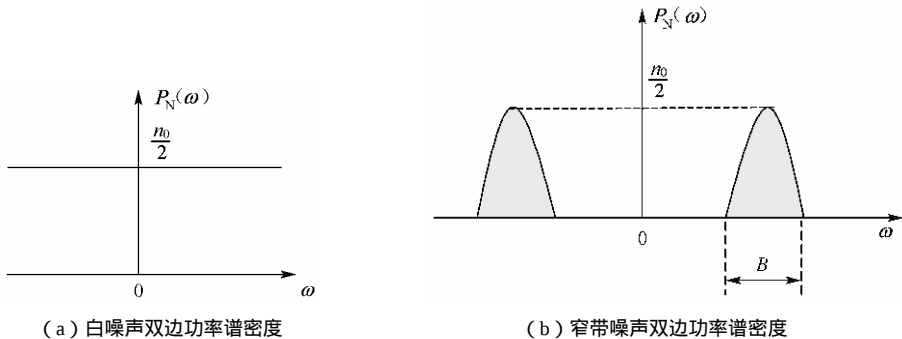


图 2-1 白噪声与窄带噪声功率谱密度

假设某通信系统的信道带宽为 B ，信号功率为 S ，噪声功率为 N ，则可以证明该系统的信道容量 C 为

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{bit/s})$$

上式就是非常著名的香农信道容量公式，简称为香农公式。它表明了当信号与信道中噪声的平均功率给定时，在传输带宽 B 的信道上，从理论的角度反映出单位时间内可能传输的信息量的极限值。

通过香农公式可以得到如下一些重要结论。

当信道的传输带宽 B 一定时, 接收端的信噪比 $\frac{S}{N}$ 越大, 其系统的信道容量 C 越大。

当噪声功率 N 趋近 0 时, 信道容量 C 趋近 ∞ 。

当接收端的信噪比 $\frac{S}{N}$ 一定时, 信道的传输带宽 B 越大, 其系统的信道容量 C 也越大。

当信道带宽 B 趋于 ∞ 时, 信道容量 C 并不趋于 ∞ , 而是趋于一个固定值。因为当信道带宽越大时, 进入到信道中的噪声功率也越多, 因而信道容量不可能趋于 ∞ 。

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) = \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B}\right) = \frac{S}{n_0} \lim_{B \rightarrow \infty} \frac{n_0 B}{S} \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B}\right) = \frac{S}{n_0} \log_2 e = 1.44 \frac{S}{n_0}$$

当信道容量 C 一定时, 信道带宽 B 与信噪比 $\frac{S}{N}$ 可以互换。比如, 可以通过增加系统的传输带宽来降低接收机对信噪比的要求, 即以牺牲系统的有效性来换取系统的可靠性, 这也正是扩频通信的理论基础。

【例 2-3】 已知彩色电视图像由 5×10^5 个像素组成, 设每个像素有 64 种彩色度, 每种彩色度有 16 个亮度等级。如果所有彩色度和亮度等级的组合机会均等, 并统计独立。

计算: 每秒传送 100 个画面所需的信道容量:

若接收机的信噪比为 30dB, 求所需的传输带宽。

解 由于所有彩色度和亮度等级的组合机会均等, 根据信息量公式

$$I = \log_2 \frac{1}{p(x_i)}$$

$$\text{可得每一像素的信息量} \quad I_1 = \log_2 \frac{1}{p(x_i)} = \frac{1}{\frac{1}{64 \times 16}} = 10 \text{ bit}$$

$$\text{每幅图包含的信息量} \quad I_2 = 5 \times 10^5 I_1 = 5 \times 10^5 \times 10 = 5 \times 10^6 \text{ bit}$$

$$\text{图像的信息传输速率} \quad R_b = 100 I_2 = 100 \times 5 \times 10^6 = 5 \times 10^8 \text{ bit/s}$$

$$\text{故信道容量} \quad C \geq R_b = 5 \times 10^8 \text{ bit/s}$$

根据香农公式

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right)$$

$$\text{可得} \quad B = \frac{C}{\log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right)}$$

$$\text{而} \frac{S}{N} = 30 \text{ dB}, \text{ 即} \frac{S}{N} = 1000, \text{ 所以}$$

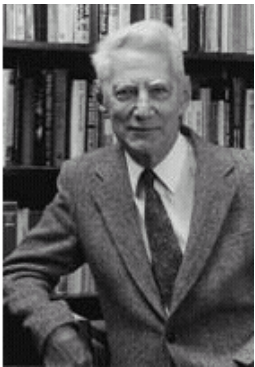
$$B = \frac{C}{\log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right)} = \frac{5 \times 10^8}{\log_2 (1 + 1000)} \approx 50 \text{ MHz}$$

香农公式给出了信道容量的理论极限, 但并未给出如何达到或者接近这一理论极限的具体实施方案, 正是基于此, 这么多年以来, 全世界通信工作者们都在研究、设计、实践, 从

而推动了通信领域的各项技术不断向前发展。

香 农 简 介

克劳德·香农——1916年4月30日出生于美国密歇根州的加洛德（Petoskey），1936年毕业于密歇根大学并获得数学和电子工程学士学位，1940年获得麻省理工学院（MIT）数学博士学位和电子工程硕士学位。1941年他加入贝尔实验室数学部，工作到1972年。1956年他成为麻省理工学院（MIT）客座教授，并于1958年成为终生教授，1978年成为名誉教授。香农博士于2001年2月26日去世，享年84岁。



2.3 MATLAB 在香农定理中的应用举例

【例 2-4】利用 MATLAB 绘出香农公式中在不同带宽情况下，信道容量随信噪比的变化曲线图。

解 程序如下：

```
clear all
snrdb=-20:30;
SNR=10.^(snrdb/10);
B=2;
C1=B*log2(1+SNR);
plot(snrdb,C1,'b')
grid on
hold on
C2=(2*B)*log2(1+SNR);
plot(snrdb,C2,'r')
grid on
C3=4*B*log2(1+SNR);
plot(snrdb,C3,'k')
xlabel('信噪比 SNR(dB)')
ylabel('信道容量 C')
grid on
hold on
```

运行结果如图 2-2 所示。

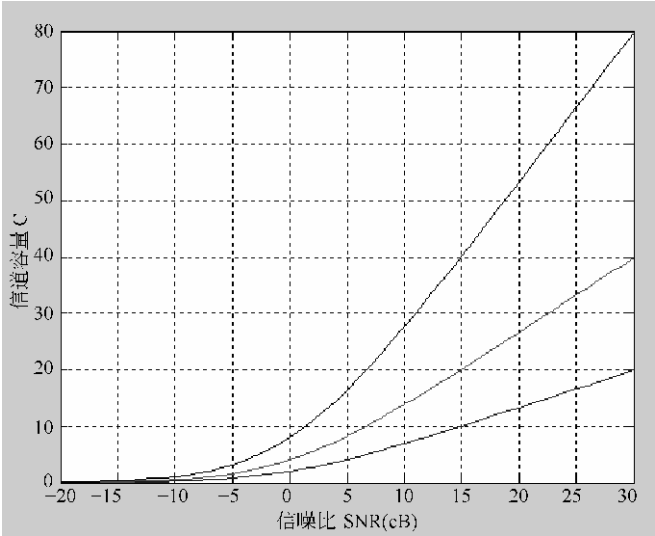


图 2-2 例 2-4 程序运行结果图

本 章 小 结

1．离散消息中所包含信息的多少与离散消息出现的概率有关。离散消息出现的概率越小，离散消息中所包含的信息量越大。这种关系可以用哈特莱的信息度量关系来表征：

$$I = \log_2 \frac{1}{p(x_i)} \text{ (bit)}$$

2. 离散信源的熵是指离散信源的平均信息量，熵的大小也与离散消息出现概率有关，如下式所示：

$$H(X) = -\sum_{i=1}^m p(x_i) \log_2 p(x_i) \text{ (bit/符号)}$$

3. 信道容量是指信道在无差错传输时的最大信息传输速率，是通信系统设计的重要指标。

4. 香农公式反映了信道容量、信道传输带宽和接收端信噪比这三者之间的关系。

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \text{ (bit/s)}$$

通过香农公式可以看出，通信系统的有效性和可靠性始终是一对矛盾，在系统信道容量一定的情况下，这对矛盾是不可调和的。为此，针对不同的通信系统对系统的性能要求有所不同的特点，可以牺牲有效性来换取可靠性，亦可以牺牲可靠性来换取有效性。

习 题 2

1. 掷两个骰子，第一次投出的两个骰子点数之和为 4，第二次投出的两个骰子点数之和为 7，分别计算两次投骰子所包含的信息量。
2. 已知四个英文字母 E、R、V、Y 的出现概率分别为 0.1031、0.0484、0.0083、0.0164，计算 EVERY 所包含的信息量和熵。
3. 国际莫尔斯电码用“点”和“划”来发送英文字母，“划”采用持续 3 个单位的电流脉冲表示，“点”采用持续 1 个单位的电流脉冲表示，其中“划”出现的概率是“点”出现概率的 1/3，且统计独立。
计算：“点”和“划”的信息量；
“点”和“划”的熵。
4. 假设计算机的终端通过电话信道来传输数据。
若要求传输信道的信噪比为 30dB，试求该信道的信道容量。
若线路上的最大信息传输速率为 4800bit/s，试求所需最小的信噪比。
5. 已知某待传图片由 2.5×10^6 个像素组成，每个像素有 16 个亮度电平，且所有亮度电平等概率出现。假设传输信道中的信噪比要求为 30dB，试求用 2min 来传送一张图片时所需的信道带宽。

第 3 章 模拟调制技术

【学习要点】

- 线性调制的特点
- AM、DSB-SC、SSB 调制的基本原理
- 调制系统解调原理
- FM 调制系统的特点
- 模拟调制系统带宽的计算

在通信系统中，模拟信源所产生的信号通常包含了丰富的直流和低频成分（这类信号被称为调制信号），为了使这类信号能够更加适合信道的传输特性，往往要经过调制的过程。即将这种具有丰富直流和低频成分的信号搬移到高频载波段上进行传输。如果这种搬移过程是线性的，就称为线性调制。在这里，通常把经过调制以后的信号称为已调信号，而调制以前的信号称为调制信号。

在调制通信系统中，载波通常采用的是正余弦信号，故已调信号的表达式为

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

如果调制信号是控制已调信号幅度的变化，则这种调制称为调幅；如果调制信号是控制已调信号相位的变化，则这种调制称为调相；如果调制信号是控制已调信号频率的变化，则这种调制称为调频。

3.1 幅度调制的基本原理

在幅度调制系统中，调制信号将控制载波幅度的变化。根据已调信号与调制信号频谱之间的关系，通常又可以将调幅系统分成常规双边带调幅、抑制载波双边带调幅、单边带调幅和残留边带调幅等几种常见调幅形式。

3.1.1 常规双边带调幅（AM）

假设调制信号为 $f(t)$ ，载波为 $C(t) = A_0 \cos(\omega_c t + \varphi_0)$ ，则已调信号的表达式为

$$S_{AM}(t) = [A_0 + k_a f(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

其中， A_0 为载波的振幅； ω_c 为载波频率； φ_0 为载波初相位， k_a 为振幅灵敏度。需要说明的是 k_a 通常是一个常数，它反映了已调信号的调制度，为了下面分析的简便，令 $k_a = 1$ ， $\varphi_0 = 0$ ，故已调信号的表达式简化为 $S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)] \cos \omega_c t$ 。

常规双边带调幅系统的调制原理框图如图 3-1（a）所示。

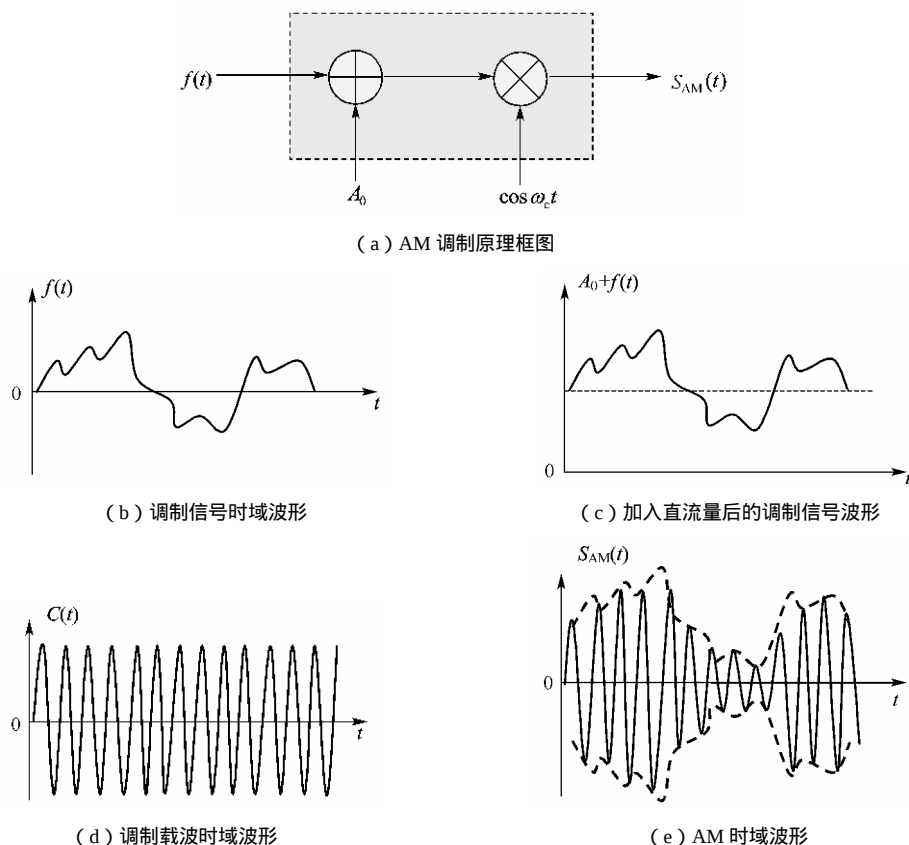


图 3-1 常规双边带调幅

假设调制信号 $f(t)$ 的频谱为 $F(\omega)$ ，已调信号 $S_{AM}(t)$ 的频谱为 $S_{AM}(\omega)$ ，根据傅里叶变换的性质可得

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)]$$

常规双边带调幅系统调制过程的时域波形及频谱结构如图 3-2 所示。

由时域波形和频谱结构，可以得出常规双边带调幅系统的一些特点。

已调信号 $S_{AM}(t)$ 的包络与调制信号 $f(t)$ 成线性关系。

已调信号 $S_{AM}(\omega)$ 的频谱结构中，在载波 $\pm\omega_c$ 处有两个冲激，这两个冲激与调制信号无关，即不携带调制信号的信息，但是要消耗大量功率。

已调信号 $S_{AM}(\omega)$ 的频谱结构中，有两个上下对称的边带。因而已调信号的传输带宽是调制信号带宽的 2 倍。

【例 3-1】 假设某单频调制信号 $f(t) = 2\cos(2\pi \times 10^3 t)$ ，将它按照常规双边带进行调制，其中载波为 $C(t) = 5\cos(2\pi \times 10^4 t)$ ，画出调制过程的时域波形及频谱结构图。

解 单频调制信号的时域波形及频谱结构如图 3-3 所示。

在常规双边带调幅系统中，由于已调信号的包络与调制信号成线性关系，故可以直接采用包络检波器进行解调。已调信号中的载波分量占据了已调信号的大部分功率，但却不携带调制信号信息，因而如果把已调信号中的载波分量去掉，这样既可以节省发射功率，又不会

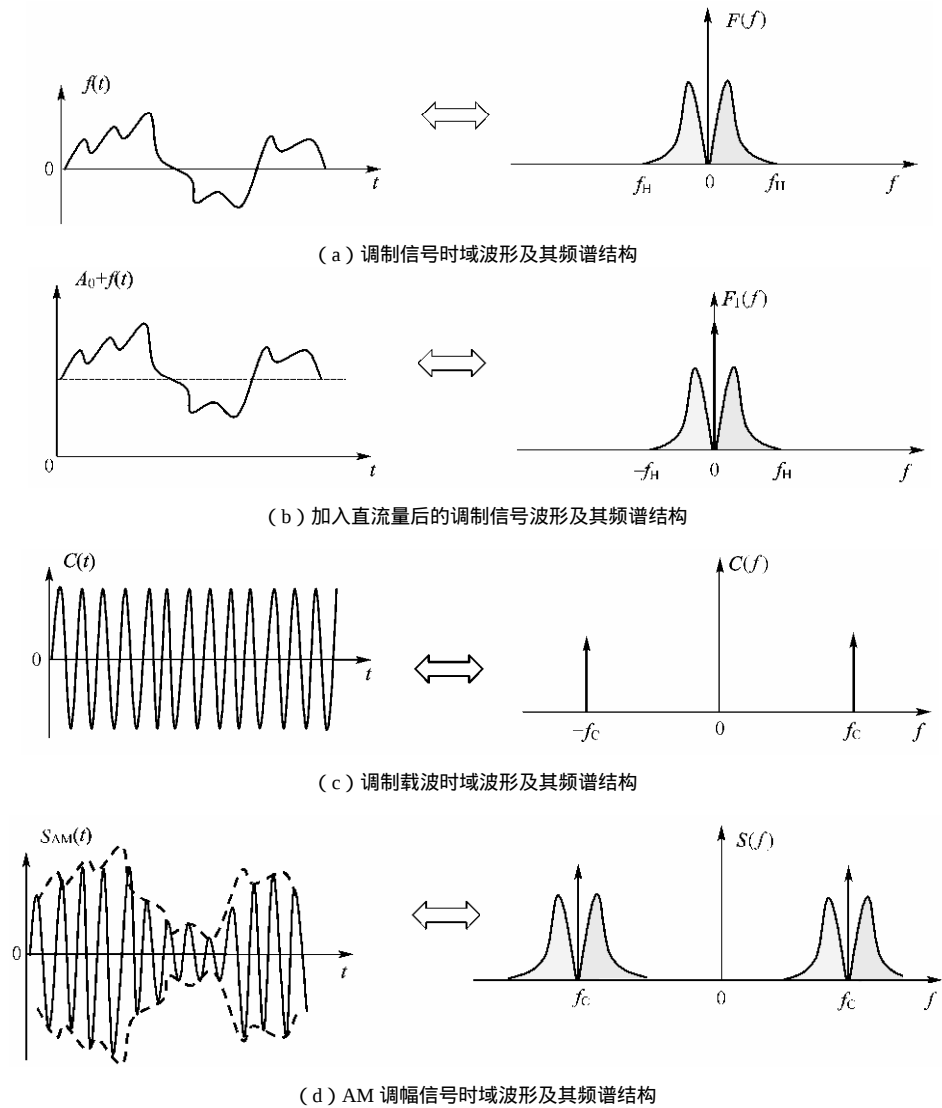
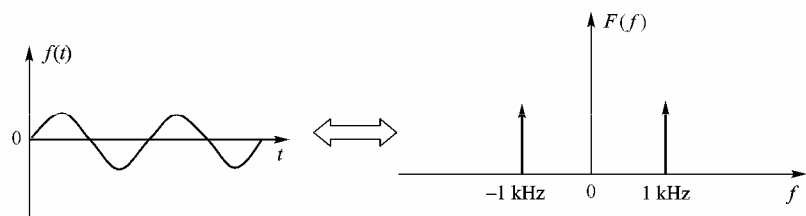


图 3-2 常规双边带调幅系统的调制波形及频谱结构

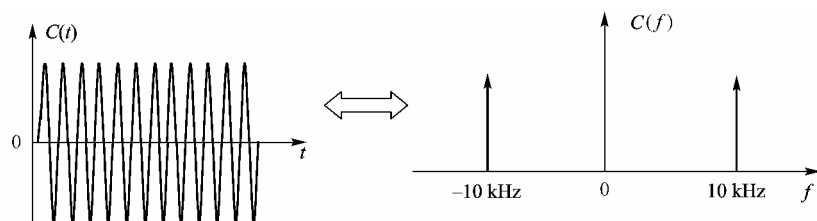
丢失调制信号的所有信息，这种方式叫作抑制载波双边带调幅。已调信号的频谱结构中有两个上下对称的边带，而上下两个边带都完全包含调制信号的所有信息。因此，为了节省传输带宽，可以采用只发送一个边带的形式进行传输，这种方式叫作单边带调幅。

3.1.2 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

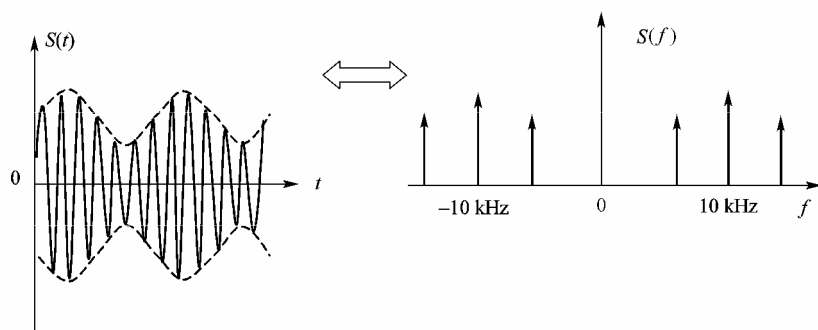
如前所述，常规双边带调幅系统的已调信号由载波分量和边带分量组成，其中载波分量需要消耗大量的功率但却不携带调制信号的任何信息，为了节省发射功率，在发送端将已调信号中的载波分量抑制掉，这就成了抑制载波的双边带调幅。由于在常规双边带已调信号中的载波分量与调制时的直流分量有关，故抑制载波双边带调幅系统在进行调制时只要消除直流分量，便可以达到抑制载波的目的。



(a) 单频调制信号的时域波形及其频谱结构



(b) 调制载波的时域波形及其频谱结构



(c) 单频调幅信号的波形及其频谱结构

图 3-3 例 3-1 图解过程

抑制载波双边带调幅系统的调制原理框图如图 3-4 所示。

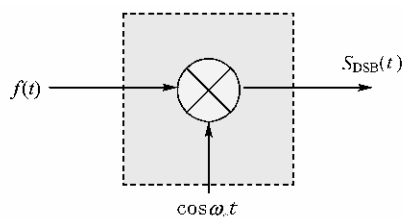


图 3-4 抑制载波双边带调幅系统的调制原理框图

假设调制信号为 $f(t)$ ，其频谱为 $F(\omega)$ ；已调信号为 $S_{\text{DSB}}(t)$ ，其频谱为 $S_{\text{DSB}}(\omega)$ ；载波为 $C(t) = \cos \omega_c t$ ，则已调信号的时域表达式为

$$S_{\text{DSB}}(t) = f(t) \cos \omega_c t$$

根据傅里叶变换可得已调信号的频谱结构为

$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)]$$

抑制载波双边带调幅系统调制过程的时域波形与频谱结构如图 3-5 所示。

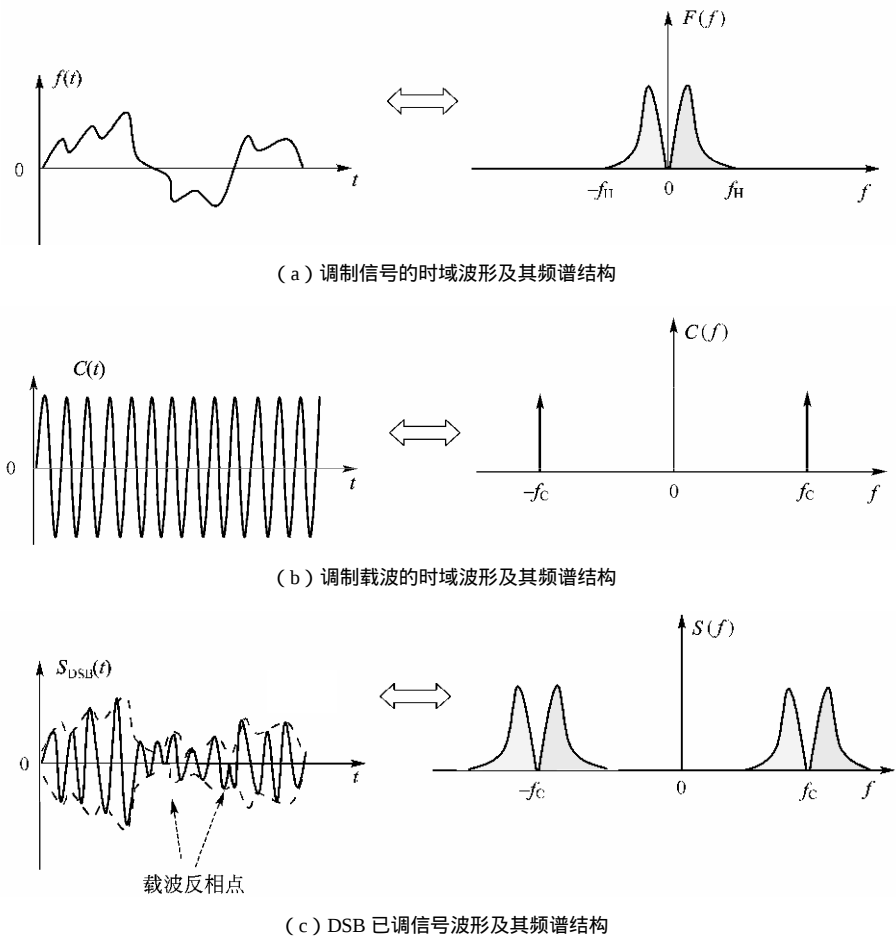


图 3-5 抑制载波双边带调幅系统的调制波形及频谱结构

由以上时域波形和频谱结构，可以得出抑制载波双边带调幅系统的基本特点。

已调信号 $S_{DSB}(t)$ 的包络与调制信号 $f(t)$ 之间已不再是一种线性的关系，故对于抑制载波双边带调幅系统不能直接采用包络检波器进行解调。

已调信号的频谱结构中，仍然存在上下两个对称的边带，这两个边带都能完全代表调制信号的所有信息，故从传输的有效性角度上讲，仍不划算。

【例 3-2】 假设某单频调制信号 $f(t) = \cos(2\pi \times 10^3 t)$ ，将它按照抑制载波双边带进行调制，其中载波为 $C(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t)$ ，画出调制过程的时域波形及频谱结构图。

解 调制过程及其频谱结构如图 3-6 所示。

在通信系统中，如果从传输带宽的角度上考虑，抑制载波双边带与常规双边带相比并没有优势，因为两种调制方式的传输带宽都相同，且为调制信号带宽的 2 倍。抑制载波双边带唯一的优点在于发送时可以节省发射功率，这一点在某些发射功率受限的场合效果明显。

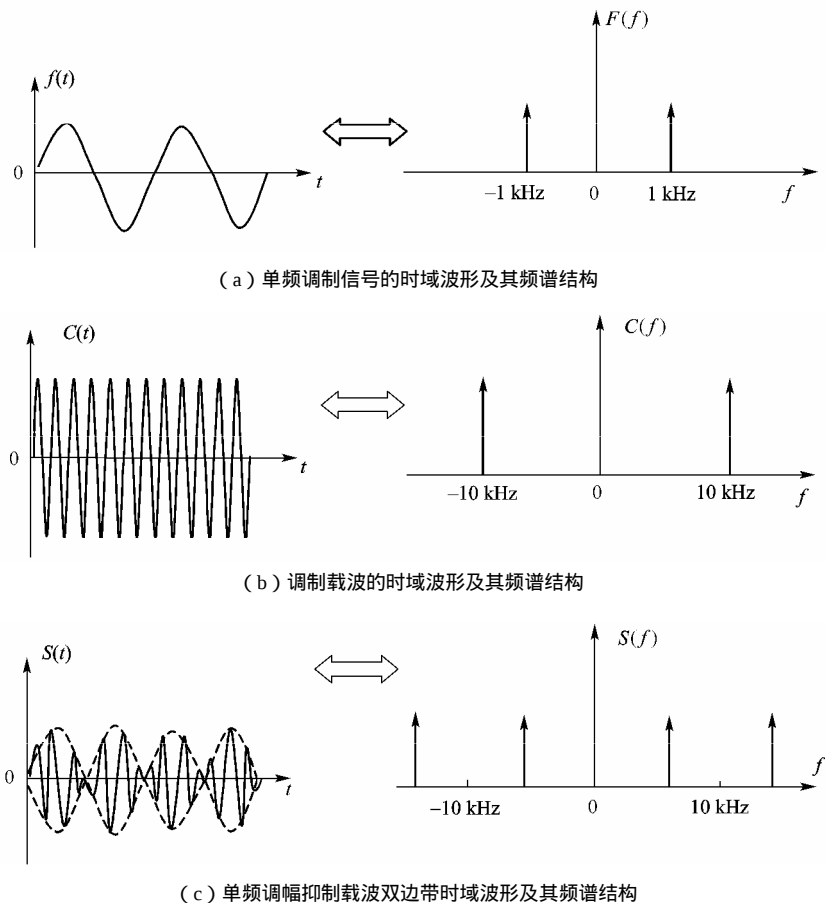


图 3-6 例 3-2 调制过程及其频谱结构

3.1.3 单边带调幅 (SSB)

在模拟线性调制通信系统中，DSB-SC 通过抑制载波克服了 AM 浪费发射功率的缺点。而为了提高系统的有效性能，可以通过选择 DSB-SC 两个边带分量中的一个边带，即只传输一个边带信号来达到目的，这种调制方式就叫作单边带调幅。在实际中根据传输的不同边带可以分为上边带调幅和下边带调幅两种形式。

单边带调幅可以通过滤波法来实现，即先将调制信号按照抑制载波双边带的方式进行调制，然后利用滤波器滤除抑制载波双边带中的某一个边带，从而得到单边带调幅信号，其调制原理框图如图 3-7 所示。

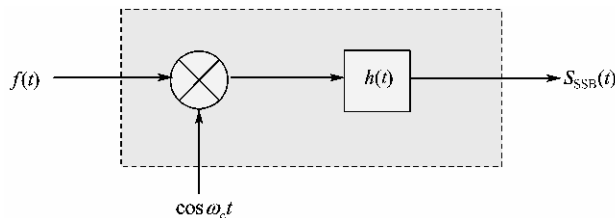


图 3-7 单边带调幅系统的调制原理框图

根据滤波器的特性可以分别得到不同的单边带调制系统，比如采用低通滤波器可以得到下边带调幅，而通过高通滤波器可以得到上边带调幅，其调制与解调过程的频谱结构分别如图 3-8 和图 3-9 所示。

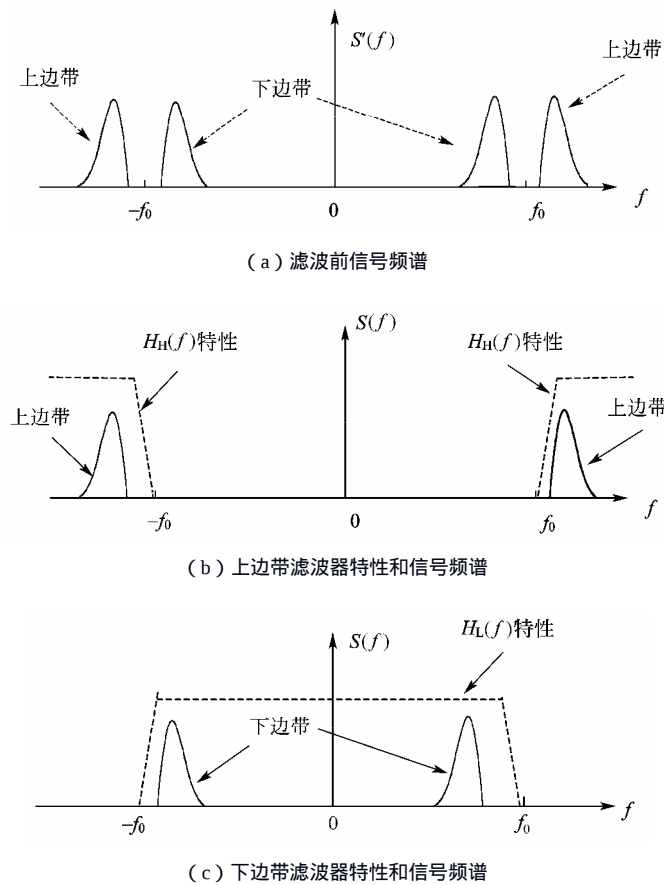


图 3-8 单边带信号的频谱

采用滤波法实现单边带调幅时，往往对滤波器的滤波特性要求高，对于低通型的调制信号来讲，需要滤波特性接近理想状态。这种接近理想状态的滤波器在实际中是无法实现的，因而就限制了单边带调幅的应用。为了能够尽量降低滤波器的设计难度，实际中通常采用多级调制的方式来实现。

单边带多级调制的原理框图如图 3-10 所示。

在单边带的多级调制中，对滤波器定义了一个归一化的过渡带值 η ，它与滤波器的过渡带 f_p 和载波频率 f_c 有关，如图 3-11 所示。

即
$$\eta = \frac{f_p}{f_c}$$

假设模拟调制信号的频带范围为 (f_L, f_H) ，滤波器归一化过渡带值为 η ，采用单边带调制后的第一级载频为 f_{c1} ，第 n 级载频为 f_{cn} ，则

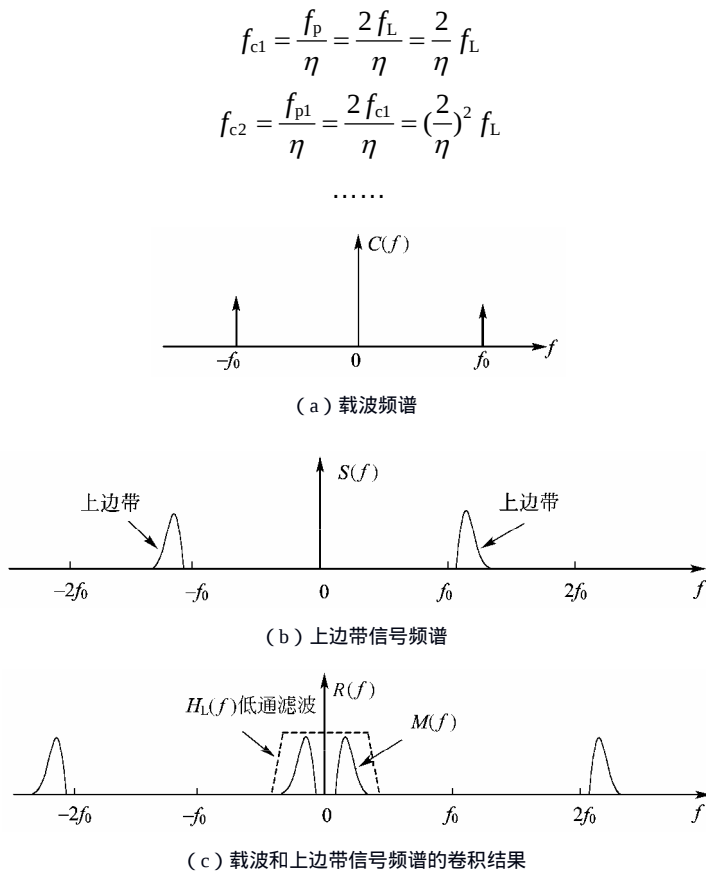


图 3-9 单边带信号的解调

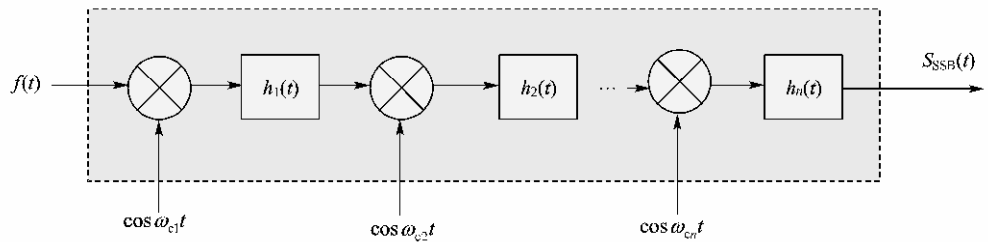


图 3-10 单边带多级调制原理框图

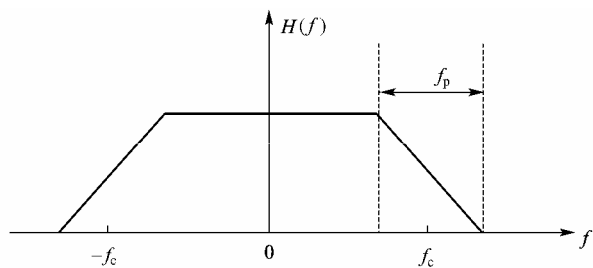


图 3-11 滤波器过渡带示意图

由此可以推出 $f_{cn} = (\frac{2}{\eta})^n f_L$

在实际中，只要 $\eta > 1\%$ 时，该滤波器通常是可以实现的。

【例 3-3】 已知话音信号频率范围为 (300 , 3400) Hz，现在要求用滤波法将其调制到 40MHz 的载波频段上，滤波器的归一化过渡带 $\eta = 0.01$ ，试给出调制方案。

解 根据上面推导的公式 $f_{cn} = (\frac{2}{\eta})^n f_L$ ，此时

$$f_{cn} = 40 \times 10^6 \text{ Hz}, \eta = 0.01, f_L = 300 \text{ Hz}$$

可得
$$n = \frac{\lg(f_{cn} / f_L)}{\lg(2 / \eta)} = \frac{\lg(40 \times 10^6 / 300)}{\lg(2 / 0.01)} \approx 2.23$$

即至少需要经过三级调制。

现取 $n = 3$ ，用三级调制时的滤波器归一化过渡带值可以放宽到

$$\eta' = \frac{2}{\sqrt[3]{40 \times 10^6 / 300}} \approx 0.039$$

故第一级载频为
$$f_{c1} = \frac{2}{0.039} \times 300 \approx 15385 \text{ Hz}$$

第二级载频为
$$f_{c2} = \frac{2}{0.039} \times f_{c1} \approx 788954 \text{ Hz}$$

第三级载频为
$$f_{c3} = 40 \text{ MHz}$$

单边带调幅信号的产生还可以通过相移法来实现，如图 3-12 所示。相移法的难点就在于相移网络，有关这种方法的实现过程读者可参看相关资料，这里不再赘述。

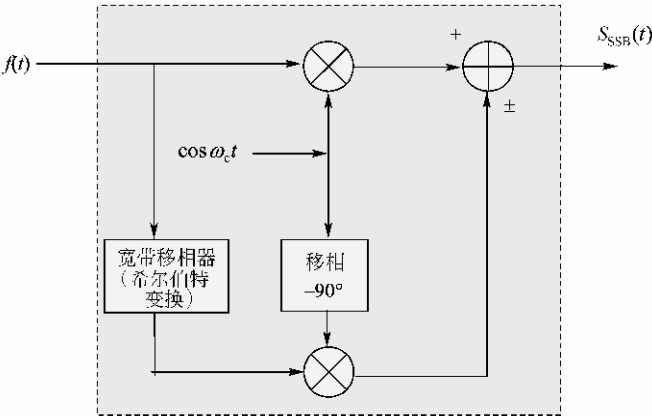


图 3-12 单边带调幅的相移法实现原理框图

在通信系统中，对于低频成分非常丰富的信号来讲，往往不适合采用单边带调制，因为此时已调信号中的上下两个边带利用滤波器很难完全分离，比如电视图像信号等。同时，为了节省传输带宽，不宜采用双边带调制。为了解决这个问题，实际中采取了折中的方法，即残留边带调幅 (VSB)。有关残留边带调幅的内容，这里也不作介绍。

3.2 线性调制的解调

线性系统的解调是调制的逆过程。通过前面的介绍已经知道，调制的过程实际上是频谱的搬移过程，即将低频段的调制信号的频谱搬移到高频的载波上。而解调也是一个频谱搬移的过程，它将高频载波上的频谱搬回到低频段上，从而还原出原始的信息。

线性系统的解调通常可以采用两种方式，即相干解调和非相干解调。非相干解调器主要采用了包络检波器进行解调，故又可以称为包络检波。

3.2.1 包络检波

包络检波器主要由二极管和 RC 滤波器组成，如图 3-13 所示。其工作原理是：在输入信号的正半周期时，二极管正偏，电容 C 充电并迅速达到输入信号的峰值；当输入信号低于这个峰值时，二极管进入反偏状态，电容 C 通过负载电阻缓慢地放电，放电过程将一直持续到下一个正半周期；当输入信号大于电容两端的电压时，二极管再次导通，将重复以上过程。

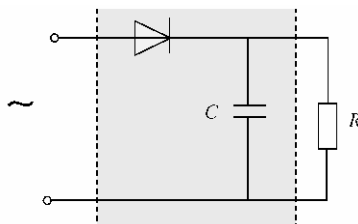


图 3-13 包络检波器的组成

包络检波器输出的信号是输入信号的包络，因而对于常规双边带调幅可以直接进行解调，如图 3-14 所示。对于抑制载波的双边带调幅和单边带调幅系统来讲，由于其已调信号的包络与调制信号之间不再呈现线性关系，故不能直接进行解调，可以通过插入载波的方法，将这两种系统在接收端首先转变成常规双边带，然后再进行包络检波解调。

3.2.2 相干解调

线性调制系统的另外一种常用解调方式是相干解调，即在接收端利用相干载波进行同步检测，故又叫作同步检波，其解调模型如图 3-15 所示。

比如，对于常规双边带调幅 $S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)]\cos\omega_c t$ ，其相干载波 $C(t) = \cos\omega_c t$ （所谓相干载波是指与调制端的本地载波同频同相），则解调模型中，模拟乘法器输出信号

$$\begin{aligned}
 R(t) &= S_{AM}(t)gC(t) \\
 &= [A_0 + f(t)]\cos\omega_c t g \cos\omega_c t \\
 &= \frac{1}{2}[A_0 + f(t)]g(\cos 2\omega_c t + 1) \\
 &= \frac{1}{2}[A_0 + f(t)]\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}A_0 + \frac{1}{2}f(t)
 \end{aligned}$$

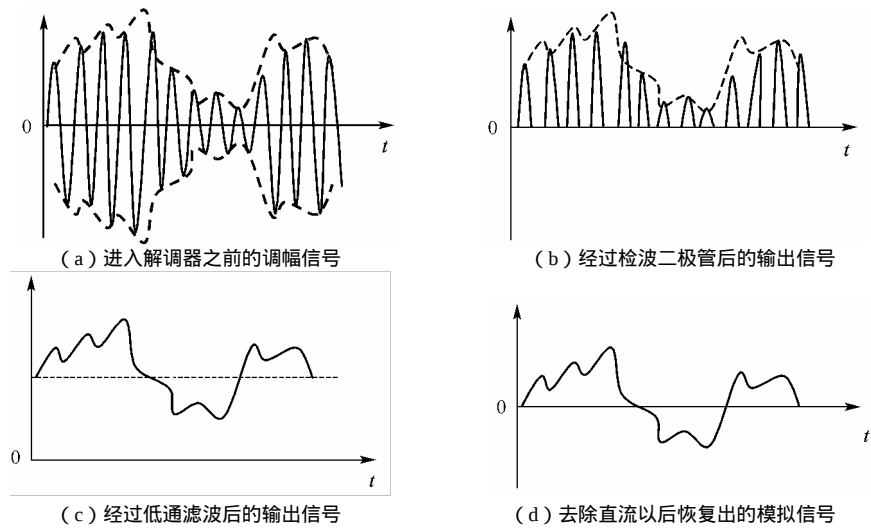


图 3-14 常规双边带调幅系统的包络检波

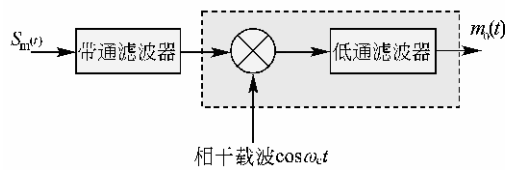


图 3-15 相干解调模型框图

低通滤波器输出信号 $\hat{f}(t) = \frac{1}{2} f(t)$

即 $\hat{f}(t) \propto f(t)$

常规双边带调幅采用相干解调的时域波形与频谱结构示意图如图 3-16 所示。

【例 3-4】 已知某已调信号的频谱如图 3-17 所示，当采用相干解调时，分别画出已调信号经过模拟乘法器和低通滤波器后的输出频谱图。假设低通滤波器的截止频率为 3kHz。

解 各输出信号频谱如图 3-18 所示。

3.3 角度调制的基本原理

在角度调制系统中，调制信号将控制载波角度的变化。由于正弦载波角度的参数主要包括相位和频率，故当调制信号控制正弦载波相位的变化时，称为调相，而当调制信号控制载波频率的变化时，称为调频。在角度调制系统中，正弦载波的幅度将始终保持不变。同时，角度调制过程中已调信号的频谱与调制信号的频谱之间不存在线性的对应关系，而是产生出了新的频谱分量，这一点与幅度调制是不同的。由于角度调制过程存在非线性的过程，故角度调制属于非线性调制。

3.3.1 角度调制的基本概念

在角度调制系统中，角度调制信号即已调信号 $S(t)$ 可以表示为

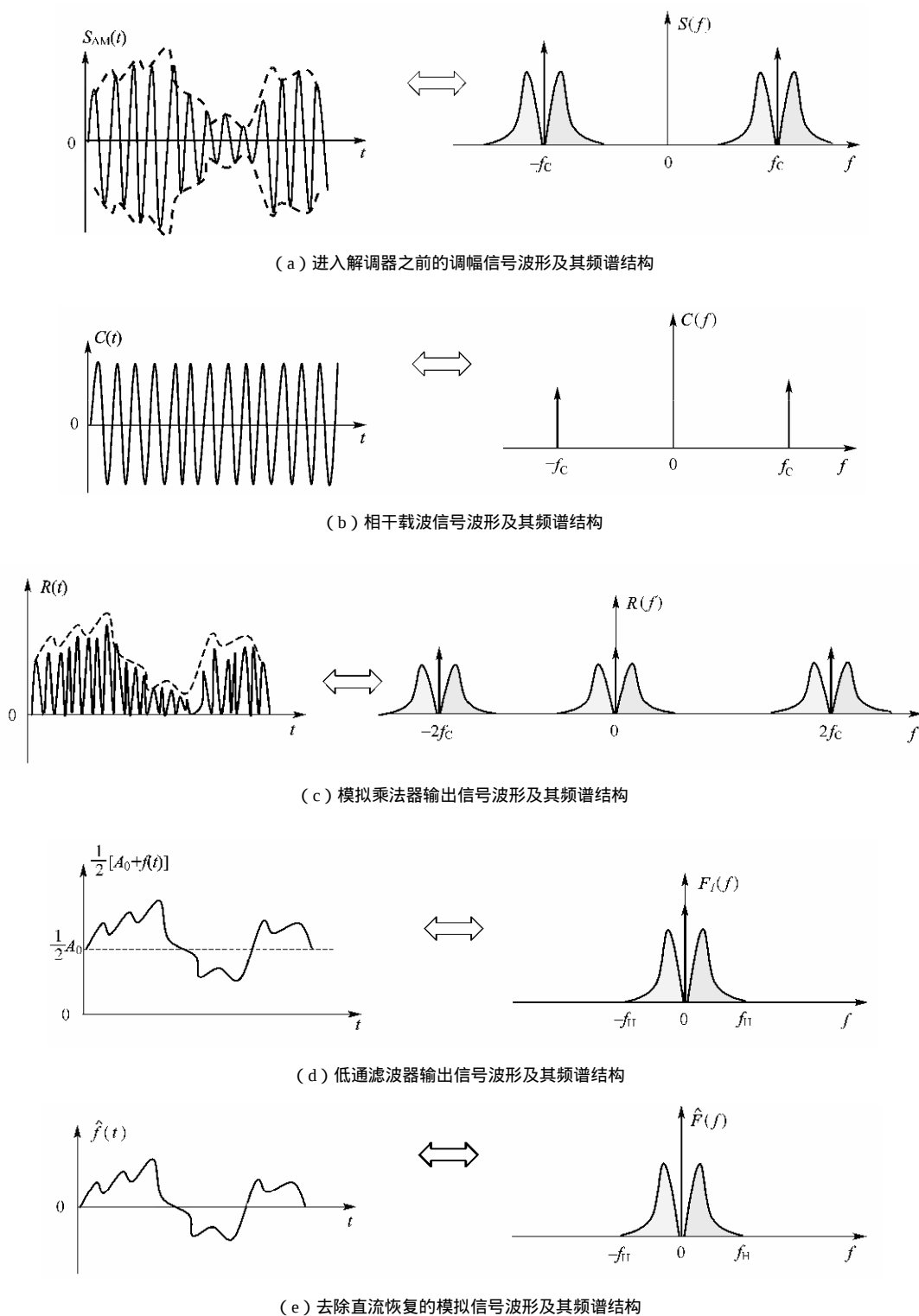


图 3-16 AM 相干解调的时域波形与频谱结构示意图

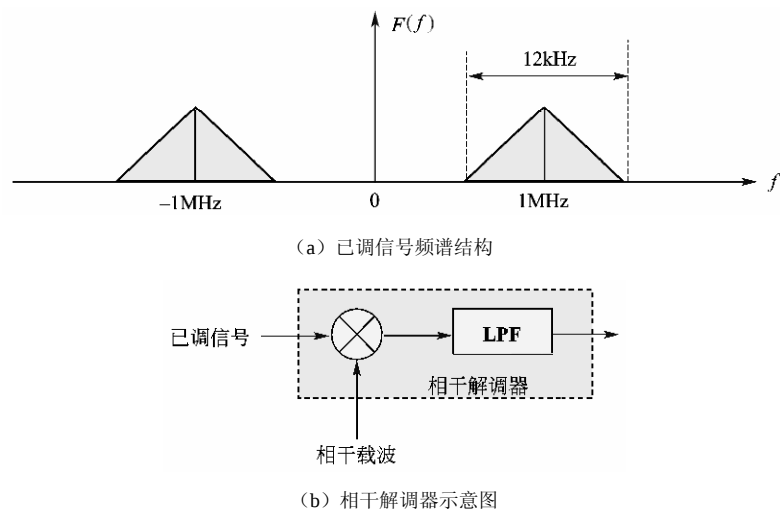


图 3-17 例 3-4 已调信号频谱及相干解调器示意图

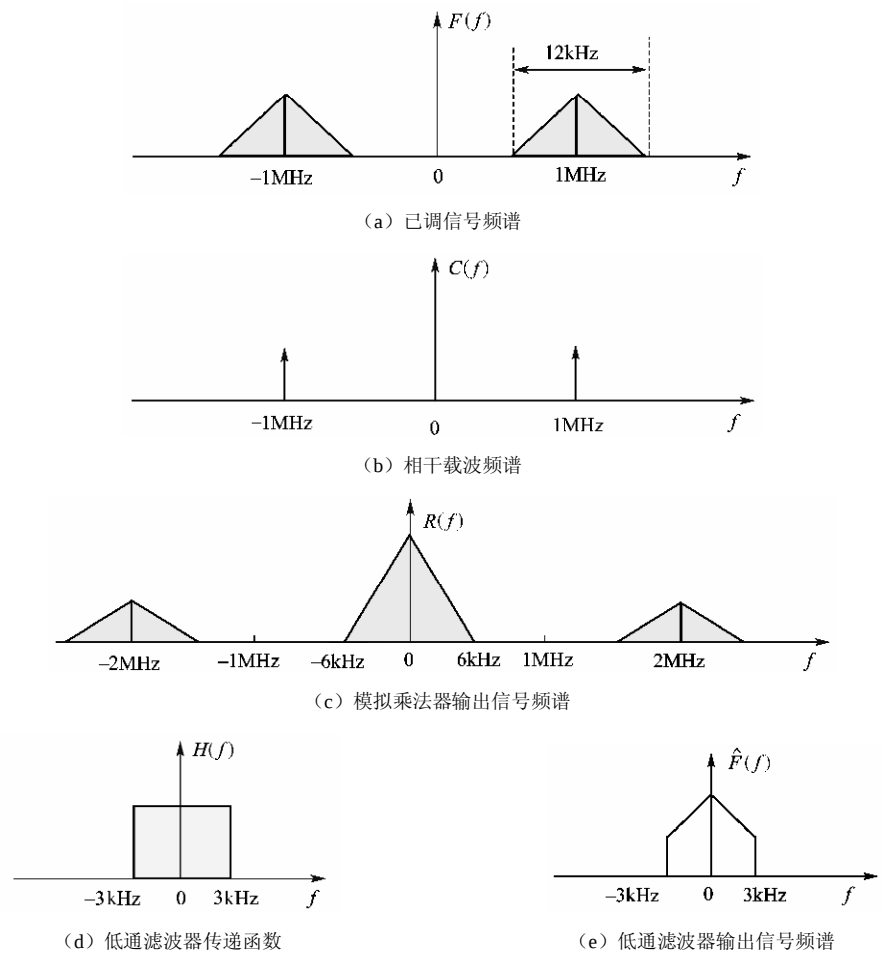


图 3-18 例 3-4 各输出信号频谱

$$S(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

其中, A 是载波的振幅, 是一个常量; $\omega_c t + \varphi(t)$ 是已调信号的瞬时相位, $\varphi(t)$ 是瞬时相位的偏移; $\frac{d[\omega_c t + \varphi(t)]}{dt}$ 是已调信号的瞬时频率, $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ 是瞬时频率的偏移。

当采用相位调制时, 调制信号将控制载波相位的变化, 即瞬时相位偏移将随调制信号成比例地变化。此时

$$\varphi(t) = k_p f(t)$$

其中, k_p 为相位灵敏度系数, 是一个常数。

故调相信号可以表示为

$$S_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + k_p f(t)]$$

当采用频率调制时, 调制信号将控制载波频率的变化, 即瞬时频率偏移将随调制信号成比例地发生变化。此时

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = k_F f(t)$$

其中, k_F 为频率灵敏度系数, 是一个常数。

或者

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau$$

故调频信号可以表示为

$$S_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$$

下面以单频调制信号为例, 介绍调频与调相的区别与联系。

假设单频调制信号 $f(t) = A_m \cos \omega_m t$, 根据调相信号的表达式可得

$$\begin{aligned} S_{PM}(t) &= A \cos(\omega_c t + k_p A_m \cos \omega_m t) \\ &= A \cos(\omega_c t + \beta_{PM} \cos \omega_m t) \end{aligned}$$

其中, $\beta_{PM} = k_p A_m$, 即为调相指数。

根据调频信号的表达式可得

$$\begin{aligned} S_{FM}(t) &= A \cos(\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F A_m \cos \omega_m \tau d\tau) \\ &= A \cos(\omega_c t + \frac{k_F A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t) \\ &= A \cos(\omega_c t + \beta_{FM} \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

其中, $\beta_{FM} = \frac{k_F A_m}{\omega_m}$, 即为调频指数。

单频调制信号的调幅、调频与调相的时域波形如图 3-19 所示。

从以上波形可以看出, 调幅信号的包络跟随调制信号呈线性变化, 而调频和调相信号波形的疏密程度跟随调制信号变化。如果不结合调制信号, 单纯从波形上去观察调频与调相信号, 是很难区分这两种调制的差异的。这是因为相位通过求导可以得到频率, 而频率通过积分则变成了相位, 即相位和频率关系就是导数和积分的关系。由于求导过程和积分过程都属于线性过程, 故调频与调相之间是一种线性关系, 所以单纯从波形上区分调频波和调相波是无法做到的。此时, 只要结合调制信号的波形, 便可以进行正确区分了。图 3-20 所示为斜变信号进行调频和调相的波形。

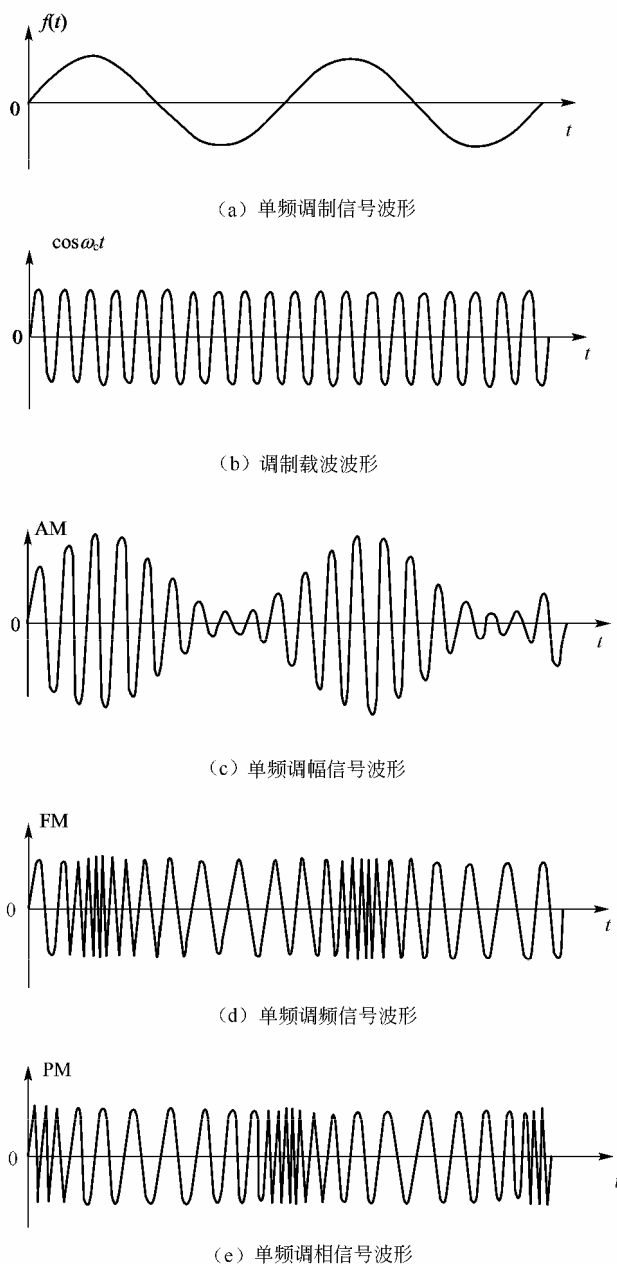


图 3-19 单频调制信号的调幅、调频与调相波形

在角度调制系统中，通常有宽带调制与窄带调制之分。工程上将由调频或者调相所引起的最大瞬时相位偏移远小于 30° 时，称作窄带调角，即

$$\text{当 } |k_p f(t)|_{\max} = \frac{\pi}{6} \text{ 时，为窄带调相}$$

$$\text{当 } \left| \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau \right|_{\max} = \frac{\pi}{6} \text{ 时，为窄带调频}$$

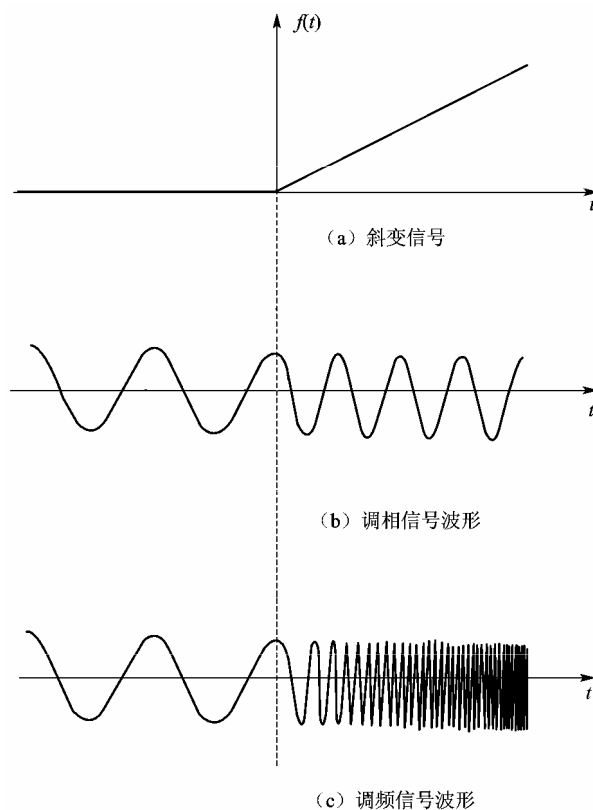


图 3-20 斜变信号及所对应的调频与调相波形

【例 3-5】 已知某调角信号为 $S(t) = A\cos[2\pi \times 10^6 t + 100\cos(2\pi \times 10^3 t)]$
 若该信号为调相信号，且 $k_p = 4$ ，试求该调制信号 $f(t)$ 。
 若该信号为调频信号，且 $k_F = 4$ ，试求该调制信号 $f(t)$ 。
 求已调信号的最大频偏。

解 调相时 $S_{PM}(t) = A\cos[\omega_c t + k_p f(t)]$

故 $k_p f(t) = 100\cos(2\pi \times 10^3 t)$

又 $k_p = 4$

所以 $f(t) = 25\cos(2\pi \times 10^3 t)$

调频时 $S_{FM}(t) = A\cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$

故 $\int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau = 100\cos(2\pi \times 10^3 t)$

又 $k_F = 4$

所以 $f(t) = -25\sin(2\pi \times 10^3 t)$

该调角信号的瞬时相移 $\varphi(t) = 100\cos(2\pi \times 10^3 t)$

则其瞬时角频偏为 $\frac{d\varphi(t)}{dt} = -100 \times 2\pi \times 10^3 \sin(2\pi \times 10^3 t)$

故最大频偏为 $\Delta f_{\max} = 100 \times 10^3 = 0.1 \text{ MHz}$

3.3.2 调频信号的产生与解调

1. 调频信号的产生

在调频系统中，调频信号波形的瞬时频率将跟随调制信号呈线性变化，故在设计频率调制器时，需要让调制器输出信号的瞬时频率跟随输入信号的振幅呈线性变化。通常，可以用两种方法来产生调频信号波形，一种是直接法，另外一种就是间接法。

直接法就是利用振荡器来产生调频信号。振荡器的振荡频率由振荡器的振荡电感和振荡电容决定，当让调制信号去控制电路中的振荡电感或者振荡电容值时，振荡器的振荡频率就将跟随调制信号变化。通常，可以采用变容二极管来实现。即调制信号去控制变容二极管两端的电压，然后使得变容二极管的电容量发生改变，从而改变振荡电路的振荡频率。

从原理上讲，这种通过改变振荡电路中电抗元件的参数值来进行直接调频的方法是可以应用的，同时其频率偏移也较大。但是，这种直接方法具有严重的局限性，即其载波很容易发生频率漂移，这对于一些商用的调频通信系统是不可容忍的，因而限制了它的应用。实际中，可以通过使用振荡器中的反馈系统来克服频率漂移。

间接法就是先将调制信号利用类似于线性调制的方法首先产生窄带调频信号，然后通过倍频器增加频率偏移，从而达到系统要求的水平。由于使用了倍频器，故又称为倍频法。在这种方法中，通常使用高稳定度的振荡器（比如晶体振荡器）来产生窄带调频信号，因而载波的稳定度大大提高，其原理框图如图 3-21 所示。

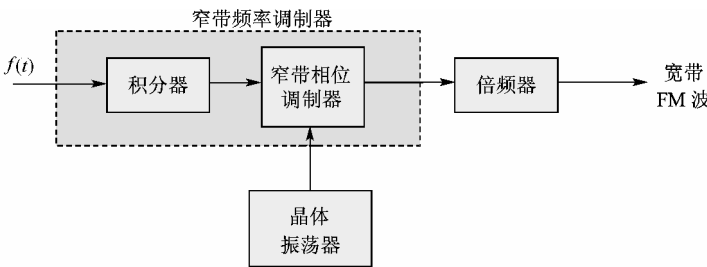


图 3-21 间接法产生宽带 FM 信号原理

2. 调频信号的解调

调频信号的解调方法通常也有两种，一种是相干解调，另外一种是非相干解调。

调频信号的非相干解调原理框图如图 3-22 所示，主要由限幅带通滤波器、鉴频器和低通滤波器组成，其中鉴频器包括微分器和包络检波器两部分。

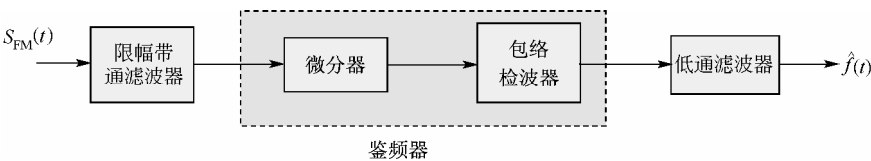


图 3-22 调频信号的非相干解调原理框图

假设调频信号的表达式为

$$S_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$$

其中， $f(t)$ 为调制信号。

该调频信号 $S_{\text{FM}}(t)$ 经过鉴频器中的微分电路，输出信号表达式为

$$\frac{dS_{\text{FM}}(t)}{dt} = [A\omega_c + Ak_F f(t)] \sin[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$$

这个表达式与常规双边带调幅信号的表达式类似，故调频信号经过微分以后，调制信号从调频信号的频率中转移到调频信号的包络中来，即 $A\omega_c + Ak_F f(t)$ ，这样就可以利用包络检波器对调频信号进行解调了。

调频信号 $S_{\text{FM}}(t)$ 再经过包络检波和低通滤波以后，输出信号 $\hat{f}(t)$ 为

$$\hat{f}(t) = k_d k_F f(t), \quad k_d \text{ 为鉴频器的灵敏度}$$

即

$$\hat{f}(t) \propto f(t)$$

调频信号 $S_{\text{FM}}(t)$ 在进入鉴频器之前，经过了一个限幅带通滤波器，这是非常必要的。因为调频信号在经过信道传输到达接收端的解调器时，必定会受到信道中噪声和信道衰减的影响，从而造成到达接收端的调频信号幅度不再恒定，如果不经过程，这种幅度里面的噪声将通过包络检波器被解调出来。

调频信号的相干解调原理框图如图 3-23 所示。这里以窄带调频信号为例，介绍一下相干解调的过程。

假设调频信号的表达式为

$$S_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$$

由于是窄带调频信号，故 $\left| \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6}$ ，则调频信号可近似处理为

$$S_{\text{FM}}(t) = A \cos \omega_c t - [A \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau] \sin \omega_c t$$

经过模拟乘法器后输出信号为

$$\begin{aligned} & S_{\text{FM}}(t) \cos(-\sin \omega_c t) \\ &= -\frac{A}{2} \sin 2\omega_c t - \left[\frac{A}{2} \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau \right] \cos 2\omega_c t + \frac{A}{2} \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau \end{aligned}$$

经过微分电路和低通滤波后输出信号为

$$\hat{f}(t) = \frac{Ak_F}{2} f(t)$$

即

$$\hat{f}(t) \propto f(t)$$

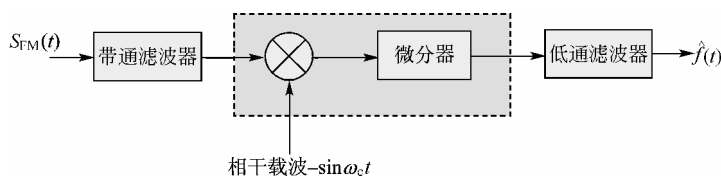


图 3-23 调频信号的相干解调原理框图

【例 3-6】 已知某调频系统，其 $k_F = 2$ ，调频信号的表达式为

$$S_{\text{FM}}(t) = 100 \cos[4\pi \times 10^6 t + 10 \cos(2\pi \times 10^3 t)] \text{V}$$

求：该调频信号的调制指数；

该已调信号的传输带宽；

调频信号的载频；
调制信号的表达式。

解 由调频信号的一般表达式 $S_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau]$ ，则

$$\int_{-\infty}^t k_F f(\tau) d\tau = 10 \cos(2\pi \times 10^3 t)$$

$$\omega_c = 4\pi \times 10^6$$

所以 $f(t) = -5 \times 2\pi \times 10^3 \sin(2\pi \times 10^3 t)$

$$f_c = 2 \times 10^6$$

即调制信号为 $f(t) = -\pi \times 10^4 \sin(2\pi \times 10^3 t)$

载波频率为 $f_c = 2 \text{ MHz}$

调频指数 $\beta_{\text{FM}} = \frac{A_m k_F}{\omega_m} = \frac{\pi \times 10^4 \times 2}{2\pi \times 10^3}$

即 $\beta_{\text{FM}} = 10$

根据卡森公式计算带宽：

$$\begin{aligned} B &= 2(\beta_{\text{FM}} + 1) f_m \\ &= 2(10 + 1) \times 1000 \\ &= 22 \text{ kHz} \end{aligned}$$

3.4 模拟调制系统的性能比较

前面介绍了几种常见的模拟调制方式，在这里作一个简单的性能比较，如表 3-1 所示。

表 3-1 常见模拟调制的性能比较

调制方式	传输带宽	设备复杂度	主要应用
AM	$2B_{f(t)}$	较小：调制器简单，解调器采用包络检波，也很简单	中短波无线电广播
DSB-SC	$2B_{f(t)}$	中等：调制器简单，但要同时传送 DSB 小导频信号，解调器要采用相干解调，需要同步信号	点对点的专用通信；窄带信号的多路复用
SSB	$B_{f(t)}$	较大：调制器较复杂，涉及高性能的滤波或者移相，解调器采用相干解调，需要同步信号	短波无线电广播；话音通信，话音频分多路通信
FM	$2(\beta_{\text{FM}} + 1)B_{f(t)}$	中等：调制器较复杂，解调器简单	微波中继、超短波小功率电台（窄带）；卫星通信、调频立体声广播（宽带）

表中， $B_{f(t)}$ 是指调制信号的带宽， β_{FM} 是指调频指数。传输带宽是系统有效性能的衡量指标，故从通信有效性的角度上讲，单边带通信（SSB）的有效性能最好，而调频通信（FM）的有效性能最差。设备复杂度也是实际应用的一个非常重要的参考指标，因为设备越复杂，则需要花费更多的经济代价，这也是进行系统工程设计时必须考虑的指标。

通信系统的另外一个重要指标是可靠性，即系统的抗噪性能。这里给出了几种常见调制方式抗噪声的性能比较，如图 3-24 所示。

由图可知，在相同情况下，比如当输入信噪比相同时（ $S_i/N_i=30\text{dB}$ ），调频系统（FM）的输出信噪比最大，即抑制噪声的能力最强，常规调幅系统（AM）的输出信噪比最小，即抑制噪声的能力最弱。对于 FM 系统而言，其调频指数越大，则系统的抗噪性能越好。但是，FM 系统的传输带宽远大于 AM 系统的传输带宽，单对 FM 系统来讲，调频指数越大，其系统的

传输带宽也越大。由此可以看出，系统抗噪性能的提高实际上是牺牲了系统有效性来达到目的。

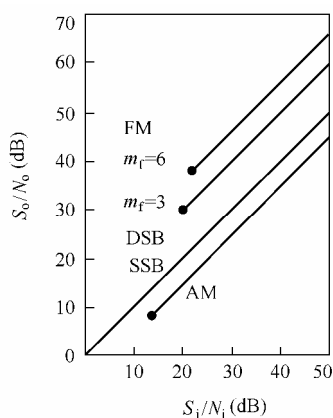


图 3-24 常见调制方式抗噪声的性能曲线

有关模拟调制系统抗噪声能力的具体分析比较复杂，涉及较多高等数学和概率的理论，考虑到高职高专的具体情况，在这里没有作分析，有兴趣的读者可参考相关资料。

3.5 MATLAB 在模拟调制系统中的应用举例

【例 3-7】 利用 MATLAB 画出单频调幅信号的波形图和频谱图。其中单频调制信号的频率为 5，幅度为 0.7，载波频率为 50，幅度为 1.0。

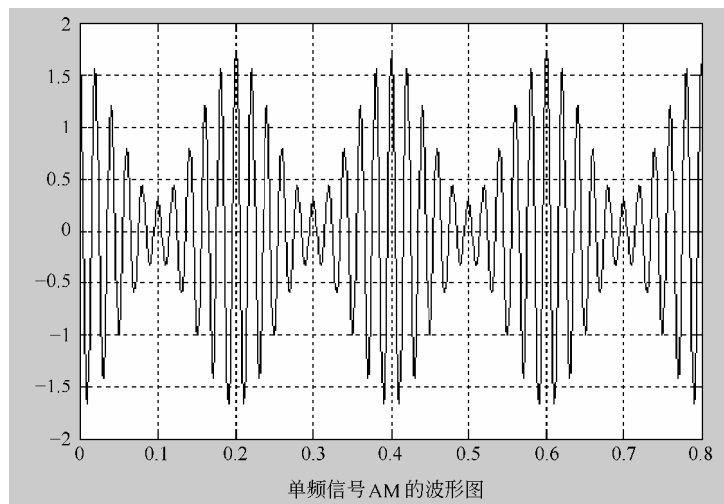
解 程序如下。

```
clear all
N=800;
dt=0.001;
t=(0:1:N-1)*dt;
fm=5;
fc=50;
Ac=1.0;
Am=0.7;
AM=Ac*(1+Am*cos(2*pi*fm*t)).*cos(2*pi*fc*t);
plot(t,AM,'b');
xlabel('单频信号 AM 的波形图');
hold on

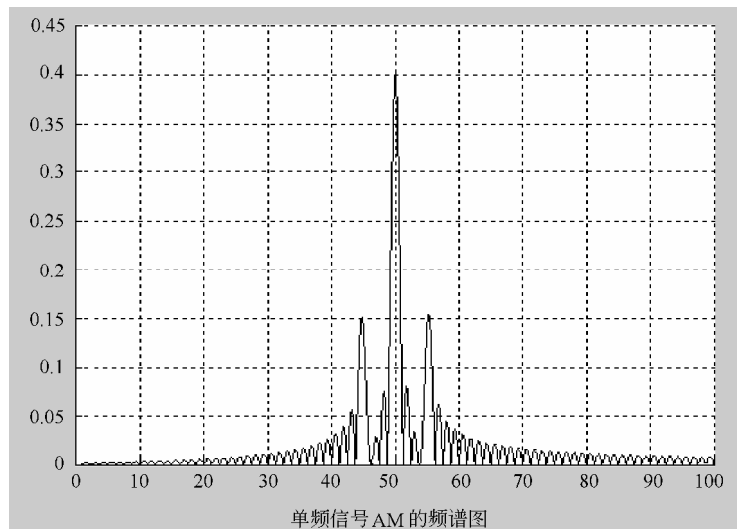
df=0.01;
f=1:df:100;
s=sqrt(2)*pi;
for m=1:length(f)
    F2(m)=0;
    jw=s*f(m);
```

```
for k=1:length(t)
    Fn=AM(k)*exp(jw*t(k));
    F2(m)=F2(m)+Fn;
end
end
F2=abs(F2);
F2=F2*dt;
plot(f,F2,'b');
xlabel('单频信号 AM 的频谱图');
grid
```

运行结果如图 3-25 所示。



(a) 单频调幅信号时域波形



(b) 单频调幅信号频谱结构

图 3-25 例 3-7 程序运行结果

【例 3-8】 利用 MATLAB 画出单频调频信号的波形图和频谱图。其中单频调制信号的频率为 5，幅度为 0.7，载波频率为 50，幅度为 1.0。

解 程序如下。

```
clear all;
fs=360;
dt=1/fs;
t=0:dt:1-dt;
n=length(t);
beta=13.5;
fc=120;
fm=8;
FM=cos(2*pi*fc*t+beta*cos(2*pi*fm*t));
plot(t,FM,'b');
xlabel('单频调频信号的波形图');
Ffm=(1/n)*abs(fft(FM));
F=Ffm(1:n/2);
F=[fliplr(F),F];
f=(0:n/2-1)*fs/2;
stem(f,F,'r');
plot(f,F,'r');
axis([0,220,0,0.3]);
xlabel('单频调频信号的频谱图');
```

运行结果如图 3-26 所示。

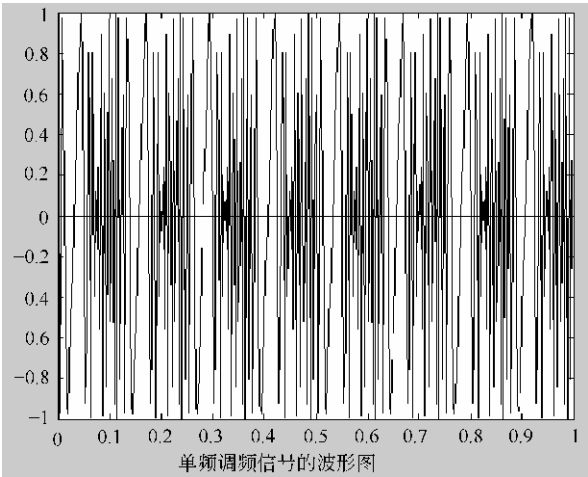
本章小结

1. 调制实际上就是频谱搬移的过程，即把调制信号的频谱搬移到载波频段上。如果这种搬移过程是线性的，就称为线性调制；如果频谱搬移过程中出现了非线性变化，即有新的频谱分量出现，就称为非线性调制。AM、DSB-SC 和 SSB 都属于线性调制，FM 和 PM 则属于非线性调制。

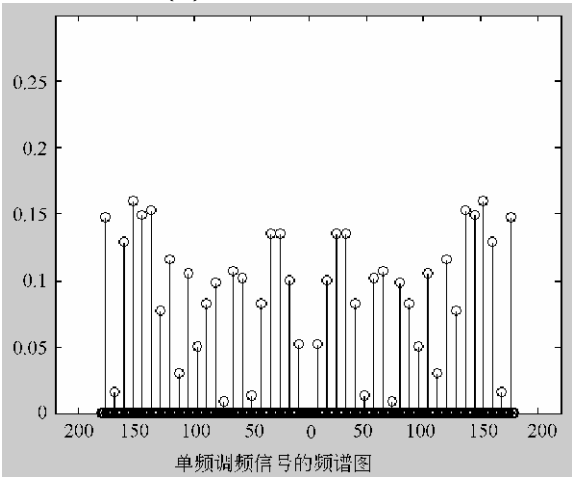
2. 从带宽利用上讲，如果调制信号的带宽为 $B_{f(t)}$ ，则 AM 的传输带宽为 $2B_{f(t)}$ ，DSB-SC 的传输带宽为 $2B_{f(t)}$ ，SSB 的传输带宽为 $B_{f(t)}$ ，FM 的传输带宽为 $2(\beta_{FM} + 1)B_{f(t)}$ 。

3. 模拟调制系统的解调主要有相干解调和非相干解调两种方式。非相干解调即指采用包络检波器进行解调，此时应注意门限效应的问题。相干解调需要一个相干载波，即与调制载波同频同相，这个相干载波通常是从已调信号中提取出来的。

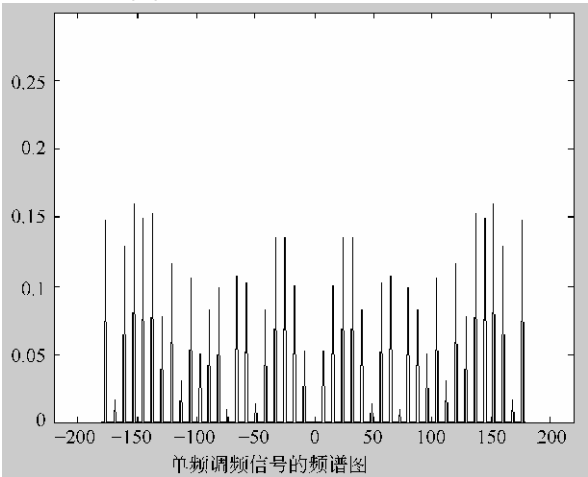
4. 从抗噪性能上讲，调频系统的抗噪性能通常比调幅系统的抗噪性能强，这是因为调频系统牺牲了传输带宽来换取系统可靠性的。



(a) 单频调频信号时域波形



(b) 单频调频信号频谱结构表示方式 1



(c) 单频调频信号频谱结构表示方式 2

图 3-26 例 3-8 程序运行结果

习 题 3

1. 已知某已调信号的时域表达式为 $S(t) = \cos \omega_m t \cos \omega_c t$ ，其中载波为 $C(t) = \cos \omega_c t$ ， $\omega_c = 6\omega_m$ 。试分别画出已调信号的时域波形图和频谱图。
2. 已知某调幅信号的表达式为 $S(t) = (2 + A \cos 2\pi f_m t) \cos 2\pi f_c t$ ，其中调制信号的频率为 $f_m = 10 \text{ kHz}$ ，载波频率为 $f_c = 20 \text{ MHz}$ ， $A = 10$ 。
 回答该调幅信号是否能采用包络检波器进行解调，并说明理由；
 画出它的解调原理框图和解调频谱图。
3. 已知某单边带调幅系统，接收端的输入信噪比为 20dB，输出噪声功率为 10^{-8} W 。系统从发射机到接收机的总传输损耗为 100dB，试求系统发射机发送的信号功率。
4. 某 DSB-SC 系统采用相干解调，假设接收信号功率为 2mW，载波频率为 100kHz，假设调制信号频带限制在 4kHz 以内，信道噪声的双边功率谱密度为 $P_n(f) = 2 \times 10^{-3} \mu\text{W/Hz}$ 。
 求接收端理想带通滤波器的传输特性 $H(\omega)$ ；
 求接收端解调器的输入信噪比；
 求该系统的信道容量。
5. 已知某单频调频信号的振幅为 5V，瞬时频率为 $f(t) = 10^6 + 10^4 \cos(2\pi \times 10^3 t) \text{ (Hz)}$ 。
 求：该调频信号的表达式；
 调频指数和传输带宽。

第 4 章 模拟信号数字化技术

【学习要点】

- 低通型和带通型信号的抽样定理
- 量化噪声组成及减少方法
- PCM 逐次比较编码的方法
- 增量调制的原理

在绪论中已经指出，数字通信在许多方面都具有模拟通信所不可比拟的优点，随着数字技术的发展，数字通信的应用日益广泛，已经成为了现代通信的主要发展趋势。而自然界中很多信息都是模拟信源产生的，为了让这些模拟信源产生的模拟信号能够在数字系统中传输，首要的问题就是解决模拟信号的数字化问题。

模拟信号数字化的方法有很多，目前最常用的方法是进行波形编码，即在通信系统的发送端，利用抽样、量化、编码的方法将模拟信号转换成数字信号。波形编码主要包括脉冲编码调制和增量调制两大类。利用波形编码实现模拟信号数字传输的原理如图 4-1 所示。

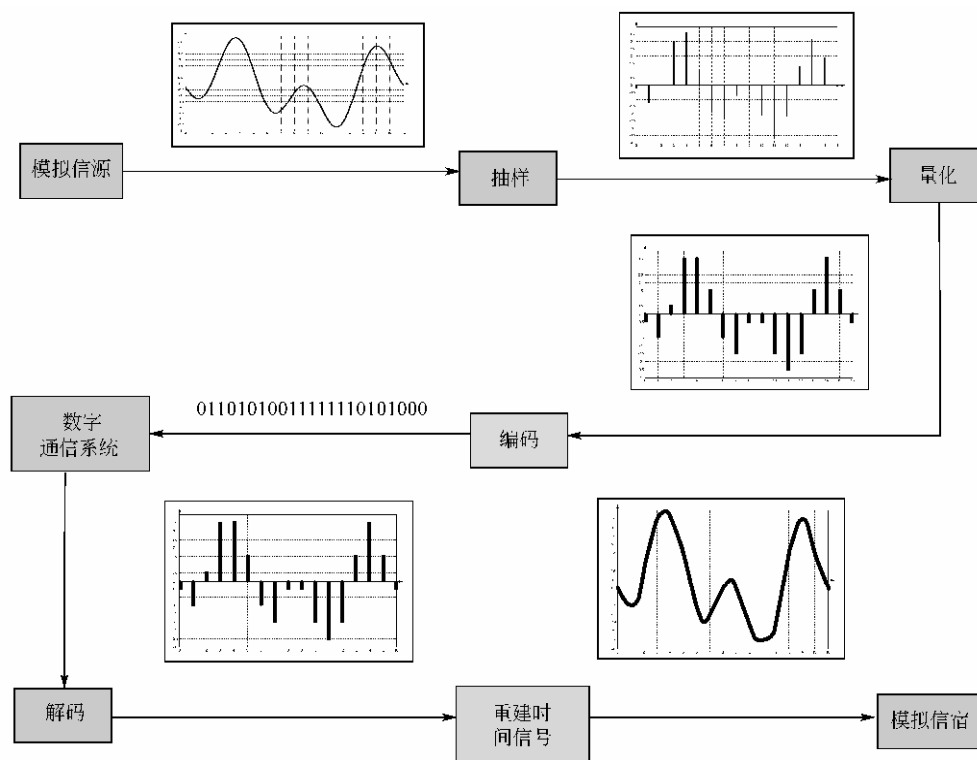


图 4-1 模拟信号的数字传输

4.1 抽 样 定 理

4.1.1 低通与带通抽样定理

抽样定理是模拟信号数字化的基础，它能保证模拟信号在数字化以后不失真。根据模拟信号频谱分布的不同，通常可以将模拟信号分为低通型信号和带通型信号两种形式，因而对不同形式的模拟信号，其应满足的抽样定理也不同。

1. 低通抽样定理

假设模拟信号 $f(t)$ 的频谱范围为 $0 \sim f_H$ ，现在如果以 $\frac{1}{2f_H}$ 的时间间隔对模拟信号 $f(t)$ 进行等间隔抽样，则模拟信号 $f(t)$ 将被抽样所得的值完全确定。即当抽样频率 $f_s \geq 2f_H$ 时，抽样无失真，这就是均匀的低通抽样定理的含义。下面简单证明一下这个定理。

抽样的过程实际上就是用周期性的冲激信号去取样模拟信号的值的过 程，如图 4-2 所示，这个过程可以用模拟乘法器来实现。

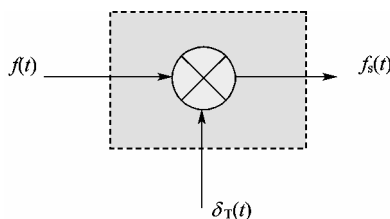


图 4-2 模拟信号的抽样过程

根据抽样的过程可得抽样信号的表达式

$$f_s(t) = f(t)\delta_T(t)$$

假设模拟信号 $f(t)$ 的频谱为 $F(\omega)$ ，冲激序列的频谱为 $\delta_T(\omega)$ ，抽样信号的频谱为 $F_s(\omega)$ ，则

$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [F(\omega) * \delta_T(\omega)]$$

又

$$\delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s), \text{ 其中 } \omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

所以

$$\begin{aligned} F_s(\omega) &= \frac{1}{T} [F(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s)] \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_s) \end{aligned}$$

当 $n = 0$ 时

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} F(\omega)$$

以上推导表明,模拟信号 $f(t)$ 经过抽样以后所得到的抽样信号 $f_s(t)$,从频谱上讲相当于频谱搬移的过程。即把模拟信号的频谱 $F(\omega)$ 搬移到 0 、 $\pm\omega_s$ 、 $\pm2\omega_s$ 等处,然后把这些搬移以后的频谱进行线性组合即可得到抽样信号的频谱 $F_s(\omega)$ 。由此可以看出,抽样信号是完全包含模拟信号的所有频谱成分的(即 $n=0$ 时,抽样信号的频谱与模拟信号的频谱相同)。这样,在接收端就可以通过低通滤波器恢复出模拟信号来。

抽样过程也可以用图解方法来解释,如图 4-3 所示。

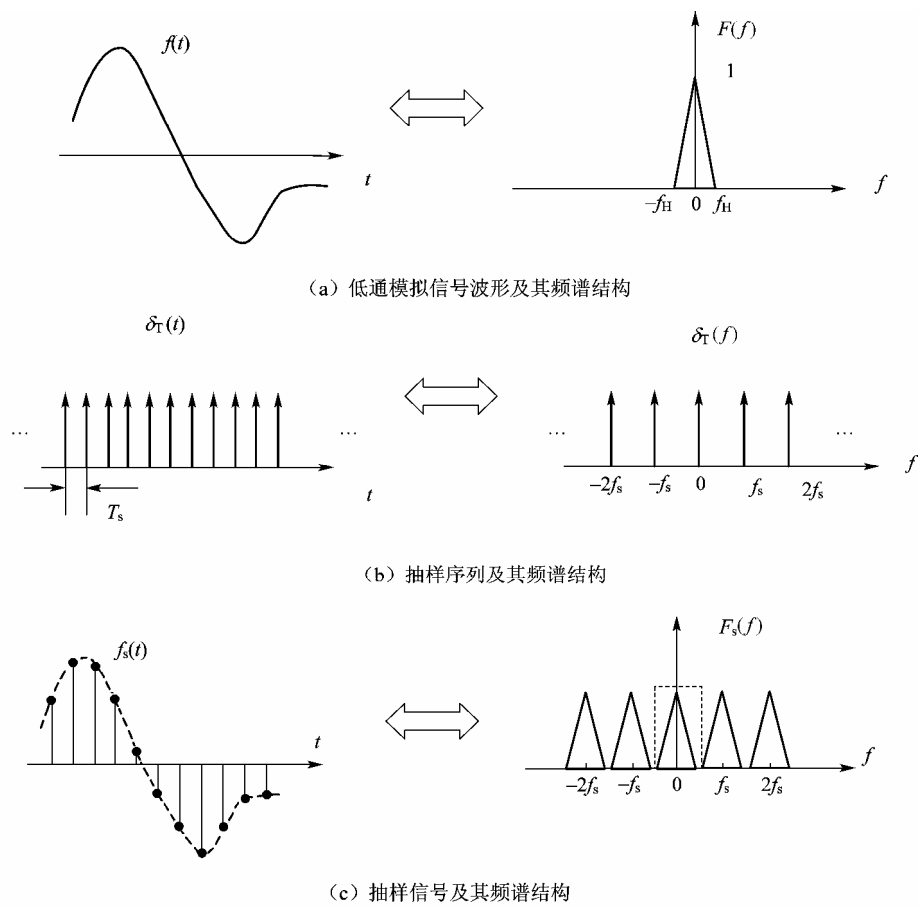


图 4-3 低通型模拟信号的抽样过程

当抽样间隔 $T \leq \frac{1}{2f_H}$ 时,模拟信号频谱经过搬移以后所得到的抽样信号中将会出现频谱混叠的现象,如图 4-4 所示。这样,接收端通过滤波器将无法恢复出原始的模拟信号。因此, $T = \frac{1}{2f_H}$ 是对模拟信号抽样的最大间隔,这个间隔称为奈奎斯特间隔。

2. 带通抽样定理

对于带通型模拟信号 $f(t)$ 来讲,假设其频谱范围为 (f_L, f_H) ,为了保证数字化以后不

失真，是否抽样频率也必须满足 $f_s \geq 2f_H$ 呢？

经过理论分析，对于频谱范围为 (f_L, f_H) 的模拟信号，抽样不失真的条件是

$$f_s \geq 2B(1 + \frac{k}{n})$$

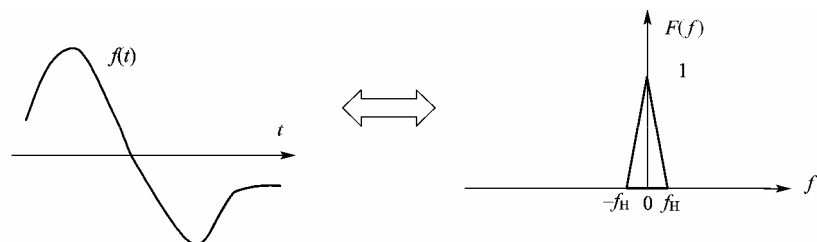
其中， $B = f_H - f_L$ ； $n = \text{INT}(\frac{f_H}{B})$ （最大正整数）； $k = \frac{f_H - nB}{B}$

下面用图解的方法对带通抽样定理进行说明。

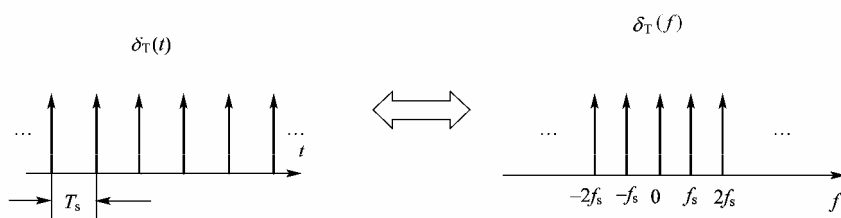
假设 $f_H = nB$ （ n 为自然数），抽样频率 $f_s = 2B$ ，其抽样过程如图 4-5 所示。

由图分析可知，此时抽样频率只要满足 $f_s \geq 2B$ ，抽样信号中的频谱就不会发生混叠现象。这时，接收端通过一个带通滤波器可以将原始的模拟信号无失真地恢复出来。

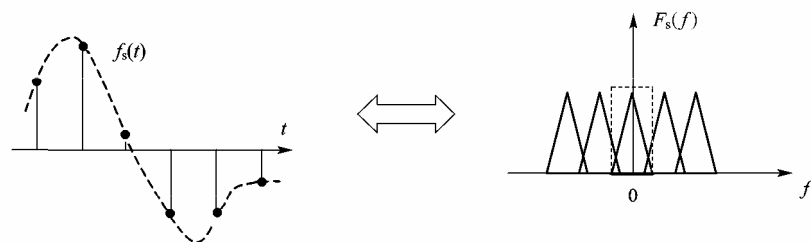
假设 $f_H = nB + kB, 0 < k < 1$ ， n 为小于 $\frac{f_H}{B}$ 的最大正整数，抽样频率 $f_s = 2B$ ，其抽样过程如图 4-6 所示。



(a) 低通模拟信号波形及其频谱结构



(b) 抽样序列及其频谱结构



(c) 抽样信号及其频谱结构

图 4-4 频谱混叠的产生

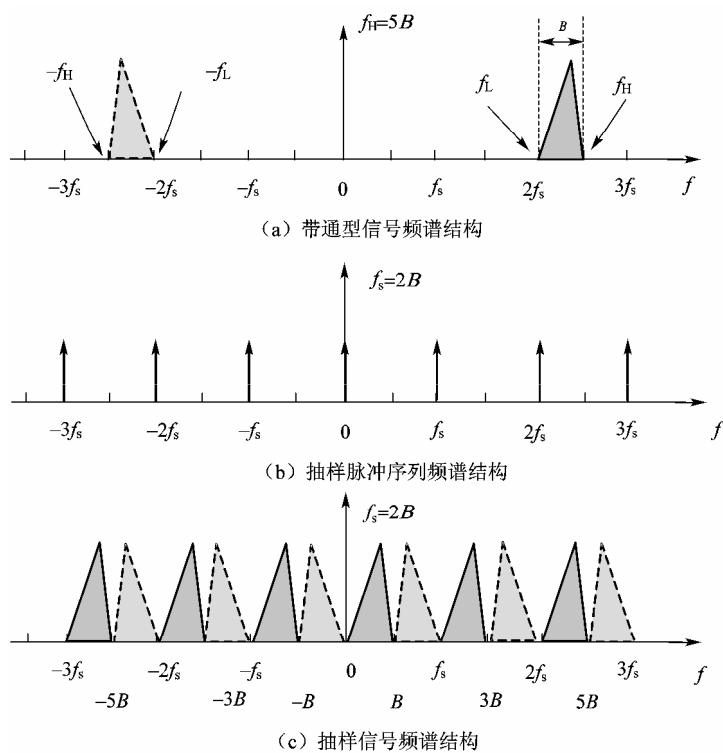


图 4-5 带通型信号抽样过程 ($f_H = nB$)

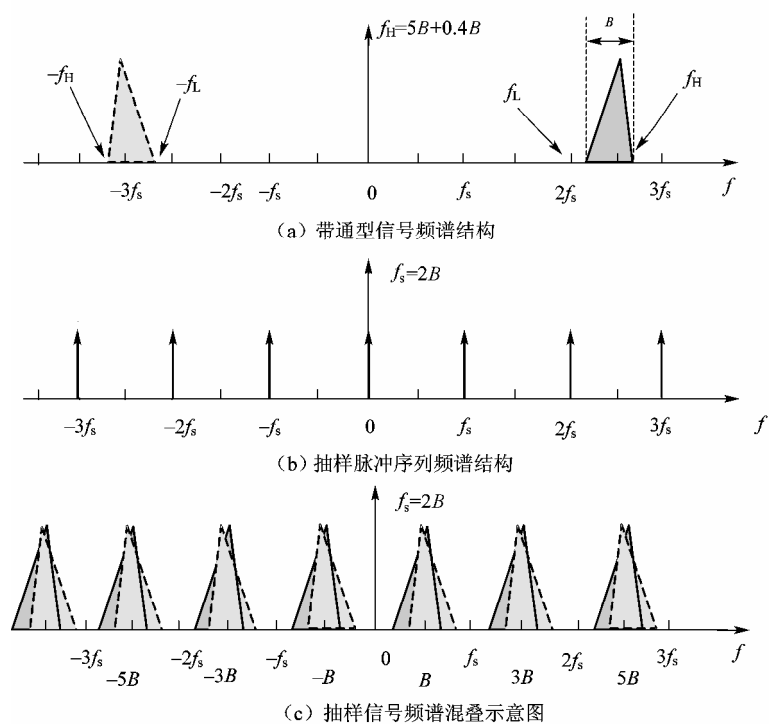
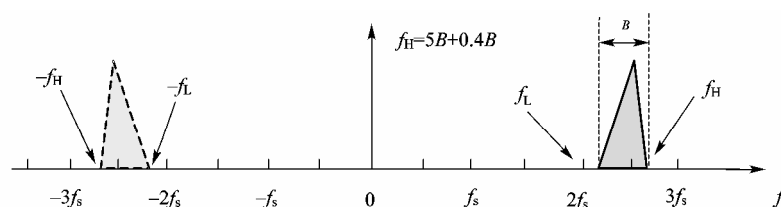


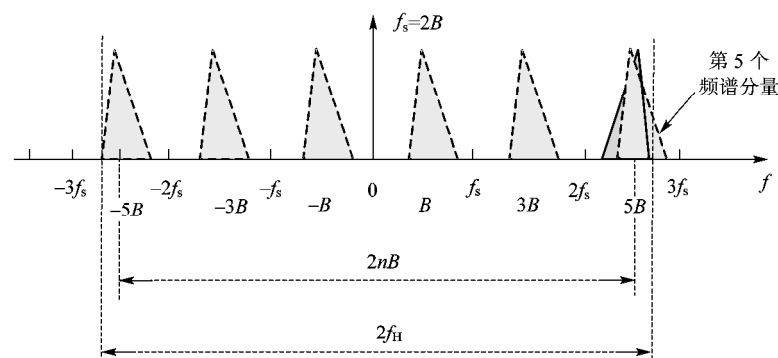
图 4-6 带通型信号抽样过程 ($f_H = nB + kB$)

由图 4-6 分析可知,利用 $2B$ 抽样频率对其进行抽样时,所得到的抽样信号的频谱发生了混叠现象。为了消除频谱混叠,可以将图中抽样信号频谱中的第 5 个频谱分量往右多移 $(2f_H - 2nB)$ 的距离,如图 4-7 所示。由于第 5 次至少需要多移 $(2f_H - 2nB)$ 的距离才能避免频谱混叠,那么每一次就应该多移 $\frac{2f_H - 2nB}{n}$ (此例中 $n=5$)。故此时的抽样频率应该为

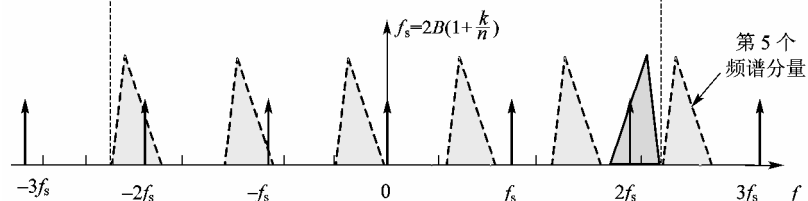
$$\begin{aligned} f_s &= 2B + \frac{2f_H - 2nB}{n} \\ &= 2\frac{f_H}{n} \\ &= 2\frac{nB + kB}{n} \\ \text{即} \quad f_s &= 2B\left(1 + \frac{k}{n}\right) \end{aligned}$$



(a) 带通模拟信号频谱结构



(b) 频谱混叠结构示意图



(c) 消除频谱混叠结构示意图

图 4-7 消除带通抽样频谱混叠示意图

【例 4-1】 已知话音信号的频率范围为 $300 \sim 3400\text{Hz}$, 若将该话音信号进行数字化传输, 求不失真的最低抽样频率。

解 由已知得 $f_H = 3400 \text{ Hz}$, $f_L = 300 \text{ Hz}$

则

$$B = f_H - f_L = 3100 \text{ Hz}$$

$$n = \text{INT}\left(\frac{f_H}{B}\right) = \text{INT}\left(\frac{3400}{3100}\right) = 1$$

$$k = \frac{f_H - nB}{B} = \frac{3400 - 3100}{3100} = \frac{3}{31}$$

故

$$f_{s\min} = 2B\left(1 + \frac{k}{n}\right) = 2 \times 3100\left(1 + \frac{3}{31}\right) = 6800 \text{ Hz}$$

所以，话音信号数字化不失真的最低抽样频率为 6800Hz。在 PCM 系统中，实际采用的抽样频率为 8kHz。

4.1.2 自然抽样与平顶抽样

上节讲到了抽样的过程就是利用周期性的冲激序列去取样模拟信号的值，而实际的应用过程中，由于冲激序列是无法实现的，故可以用周期性的窄脉冲序列来近似代替周期性的冲激序列。根据抽样信号中各个脉宽期间脉冲幅度是否变化，通常把抽样分为自然抽样和平顶抽样两种形式。

1. 自然抽样

自然抽样过程的波形和频谱结构如图 4-8 所示。

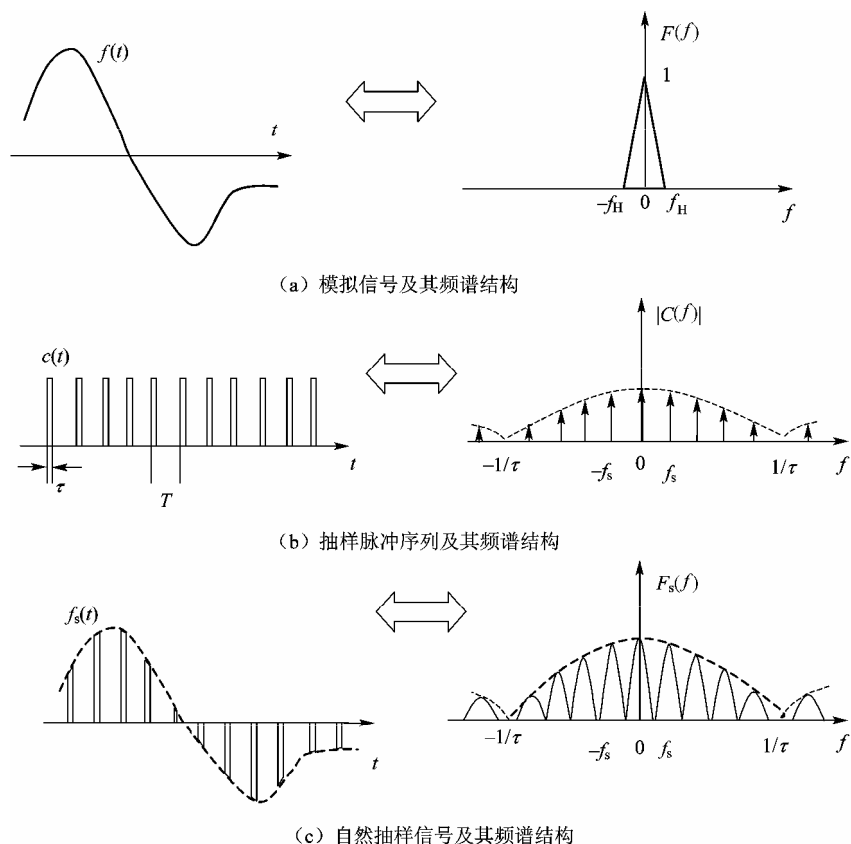


图 4-8 自然抽样过程

假设抽样脉冲序列为 $c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t-nT)$ ，其中 $p(t)$ 为任意形状的脉冲，模拟信号为 $f(t)$ ，抽样信号为 $f_s(t)$ ，则

$$\begin{aligned} f_s(t) &= f(t)c(t) \\ &= f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t-nT) \end{aligned}$$

对于周期脉冲序列可以利用傅里叶级数展开，即

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t}$$

其中

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} p(t) e^{-jn\omega_s t} dt, \quad \omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

于是

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(t) C_n e^{jn\omega_s t}$$

故自然抽样以后所得到的频谱为

$$F_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n F(\omega - n\omega_s)$$

要从抽样信号中恢复出原始的模拟信号，只需让其通过一个低通滤波器即可，这里不再阐述。

2. 平顶抽样

平顶抽样过程的波形和频谱结构如图 4-9 所示。

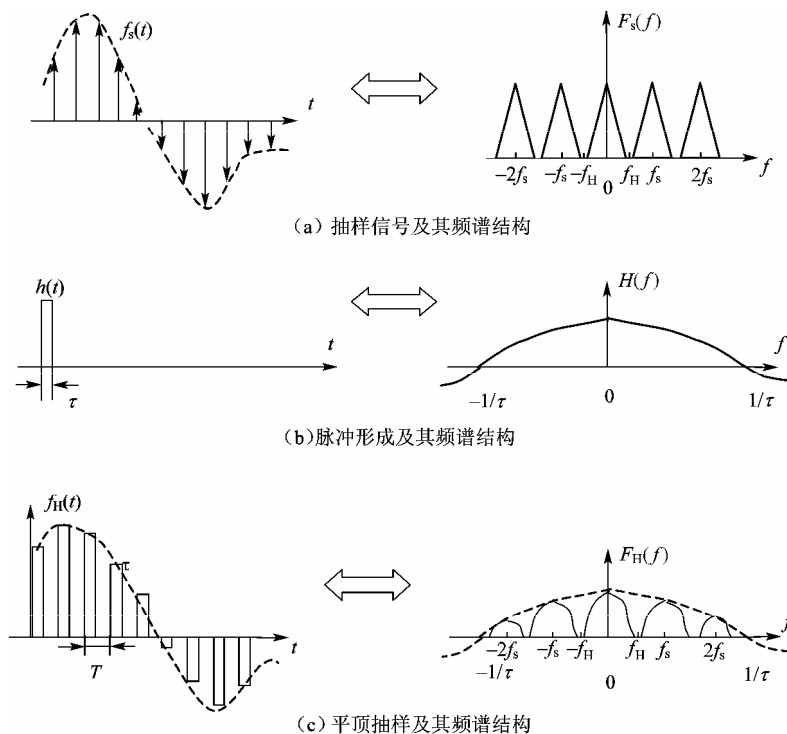


图 4-9 平顶抽样过程

平顶抽样可以看成是模拟信号经过理想抽样以后再经过一个脉冲形成电路来实现，如图 4-10 所示。

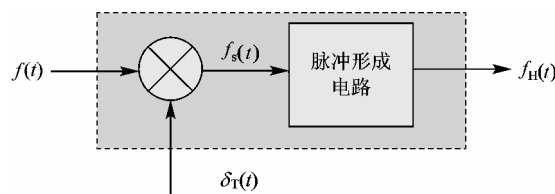


图 4-10 平顶脉冲的形成过程

脉冲形成电路的冲激响应特性为

$$h(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

其传递函数为

$$H(\omega) = \tau \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} e^{-j\omega\tau/2}$$

故平顶抽样所得到的抽样信号频谱为

$$\begin{aligned} F_H(\omega) &= F_s(\omega)H(\omega) \\ &= \tau C_n \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_s) \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} e^{-j\omega\tau/2} \end{aligned}$$

显然，对于平顶抽样信号，如果接收端再利用一个低通滤波器来提取频谱的话，该频谱与原始的模拟信号的频谱是有明显差异的，即造成了信号失真。为了消除这种失真，可以先对样值信号的频谱进行补偿，即接收端首先将其乘以一个 $\frac{\omega\tau/2}{\sin(\omega\tau/2)}$ 因子。这样，通过频谱补偿后就可以利用低通滤波器来恢复原始的模拟信号了。

4.2 量 化

模拟信号经过抽样以后所得到的抽样信号仅仅在时间上发生了离散，抽样信号的幅度仍然是连续变化的。量化的过程就是用有限的电平幅值去近似代表抽样信号中的抽样值，这样，抽样信号经过量化以后，其幅值也变成了离散值。根据量化器中的量化间隔的不同，可以把量化器分为均匀量化器和非均匀量化器。

4.2.1 均匀量化的基本原理

均匀量化是指在量化器的整个量化范围内，量化间隔的大小是相同的，其量化的原理如图 4-11 所示。

由图可以看出，当用量化器的量化值来代替抽样信号的抽样值时存在一定的误差，这个误差叫作量化误差。

$$\text{量化误差} = |\text{实际抽样值} - \text{实际量化值}|$$

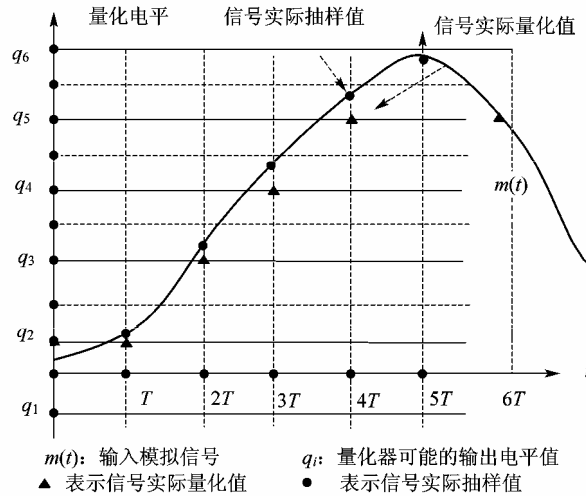


图 4-11 均匀量化的原理

由于量化误差的存在会引起接收端信号的失真，所以通常又把量化误差叫作量化噪声。在均匀量化器中，量化噪声包括一般量化噪声和过载量化噪声两种形式。一般量化噪声是由于量化器中的量化值与抽样信号中的抽样值之间所存在的误差引起的；而过载量化噪声是指当输入抽样信号的抽样值超出了均匀量化器的量化范围所引起的失真。在实际的应用系统中，为了减少一般量化噪声影响，可以采取增加量化电平数的方法；而为了克服过载量化噪声的产生，必须保证输入量化器的抽样值在量化器的量化范围内。

若假设量化器的量化范围为 $(-V, +V)$ ，量化电平数为 L ，当输入信号不过载的情况下，其量化噪声可以表示为

$$\sigma_q^2 = \frac{V^2}{3L^2}$$

对于单频正弦信号 $S(t) = A_m \cos(\omega_c t + \varphi)$ ，经过抽样以后进行均匀量化，则可以计算出量化器的输出信噪比 $\frac{S}{N}$ 为

$$\frac{S}{N} = \frac{\frac{A_m^2}{2}}{\sigma_q^2} = \frac{3}{2} \left(\frac{A_m}{V} \right)^2 L^2$$

令 $D = \frac{A_m}{\sqrt{2}V}$ ，则

$$\frac{S}{N} = 3 \left(\frac{A_m}{\sqrt{2}V} \right)^2 L^2 = 3D^2 L^2$$

两边取对数得

$$\lg \frac{S}{N} = \lg(3D^2 L^2)$$

可得

$$\text{SNR}_{\text{dB}} \approx 4.77 + 20 \lg D + 6.02n, \text{ 其中 } L = 2^n$$

式中， D 的物理含义表示信号的有效值与量化器最大量化电平之比值。

当 $A_m = V$ 时， $D = \frac{A_m}{\sqrt{2}V} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ，则可得量化器满载时正弦波的最大信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{max}} = 1.76 + 6.02n$$

其均匀量化时的信噪比特性曲线如图 4-12 所示。

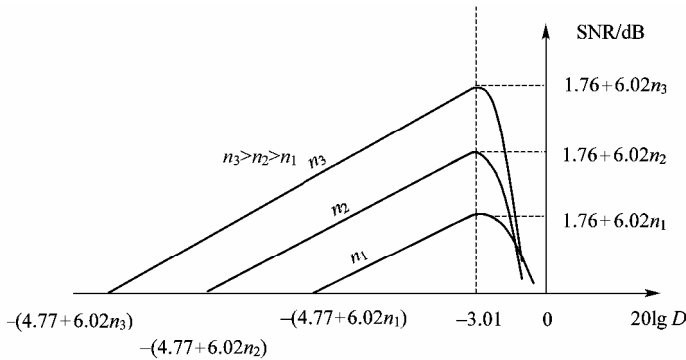


图 4-12 均匀量化时的信噪比特性曲线

【例 4-2】 已知某均匀量化器的量化范围为 (- 4V , 4V) , 量化电平数为 256。
求： 量化器的编码位数 n ；
若要求量化器的输出信噪比不低于 30dB , 则量化器允许输入正弦信号的最小幅度为多少？

解 由 $n = \log_2 L$
可得 $n = \log_2 256 = 8$
根据 $SNR = 4.77 + 20\lg D + 6.02n$
可得 $20\lg D = SNR - 4.77 - 6.02n$
 $= 30 - 4.77 - 6.02 \times 8$
 $= -22.93$
又 $D = \frac{A_m}{\sqrt{2}V} = \frac{A_m}{4\sqrt{2}}$
故最小输入幅度为 $A_m = 4\sqrt{2} \times 10^{\frac{-22.93}{20}} = 0.4037 \text{ V}$

【例 4-3】 已知某均匀量化器对于输入正弦信号时的设计要求为：量化信噪比不小于 30dB，动态范围不小于 30dB。求该均匀量化器的电平数和编码位数。

解 对于均匀量化器来讲，当输入正弦信号时有
信噪比指标 + 动态范围 = 最大信噪比
故 $30 + 30 = 4.77 - 3.01 + 6.02n$
可得 $n = 9.68$, 取 $n = 10$
 $L = 2^n = 2^{9.68} = 821$

在采用均匀量化器对抽样信号进行量化时，将会存在两方面的问题：一方面，当输入大信号时所产生的量化信噪比高，而当输入小信号时所产生的量化信噪比低，因而不利于小信号的量化编码；另一方面，较宽动态范围的量化器需要较高的编码效率，这样将直接导致信号带宽的增加。因此，均匀量化编码主要用于具有均匀分布统计特性的信号中，比如图像信号、遥控遥测信号等。对于普通的话音信号，其统计特性是大信号出现的概率小，而小信号出现的概率大，因而不适合采用均匀量化，实际系统中都是采用非均匀量化方式对其进行量

化编码。

4.2.2 A 律与 μ 律压缩特性

非均匀量化就是指量化间隔是不相等的，此时对于大信号可以选取大的量化间隔，而小信号可以选取小的量化间隔，这样就可以保证大信号和小信号在整个动态范围内的信噪比基本上一致。其压缩与扩张特性的示意图如图 4-13 所示。

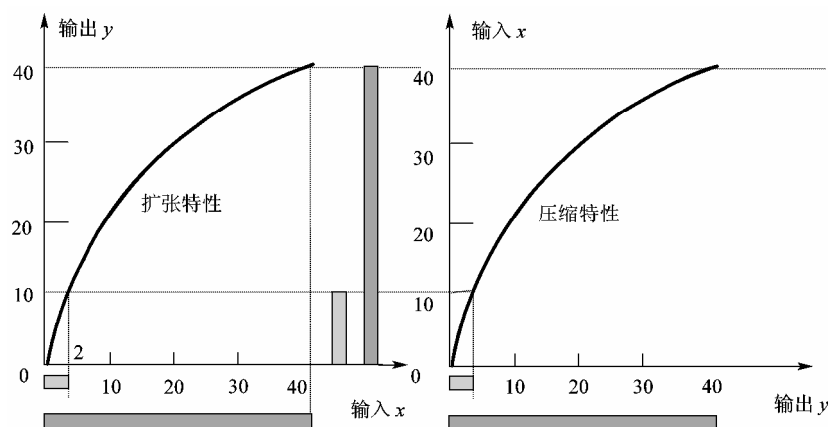


图 4-13 压缩与扩张特性示意图

针对语音信号的统计特性，目前国际上一般采用两种不同的标准对其进行量化编码，即 A 律压缩编码和 μ 律压缩编码。其中我国和欧洲、非洲等国大都采用 A 律压缩编码方式，而美国、日本和加拿大等国则采用 μ 律压缩编码方式。

1. A 律压缩特性

假设量化器的量化范围为 $(-1, +1)$ ，这里把输入输出信号进行了归一化的处理，则 A 律压缩特性的表达式为

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases}$$

其中 $x = \frac{\text{压缩器输入信号的幅值}}{\text{压缩器输入信号的最大幅值}}$ ， $y = \frac{\text{压缩器输出信号的幅值}}{\text{压缩器输出信号的最大幅值}}$
 x 和 y 都是归一化值， A 为压缩器的压缩系数。

由上式可以看出，A 律压缩特性由两部分组成：当 $0 \leq x \leq 1/A$ 时，压缩特性是一段直线，所对应的是均匀量化过程；当 $1/A < x \leq 1$ 时，压缩特性是一段对数曲线，所对应的是非均匀量化过程。其量化特性曲线如图 4-14 所示。

由图可知， A 的取值不同，其压缩特性也不相同，当 A 的取值越大时，压缩特性对小信号的放大倍数越大。

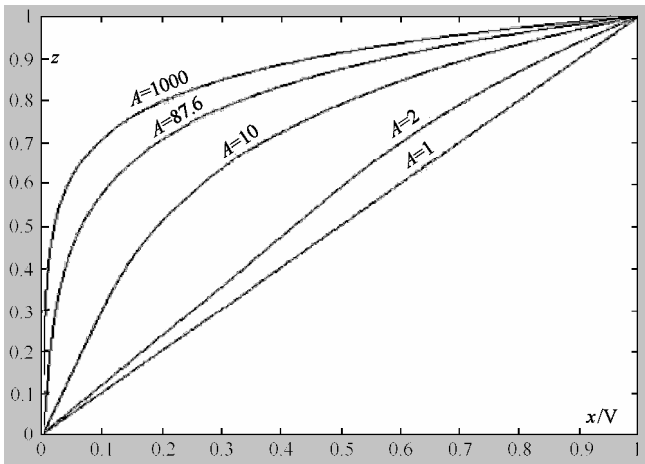


图 4-14 A 律压缩特性曲线

为了简化量化器设计过程，许多国家都采用 13 折线来近似代替 A 律压缩特性。这样，它基本上可以保持连续压扩特性曲线的优点，同时又便于使用数字电路实现。13 折线压扩特性曲线如图 4-15 所示。

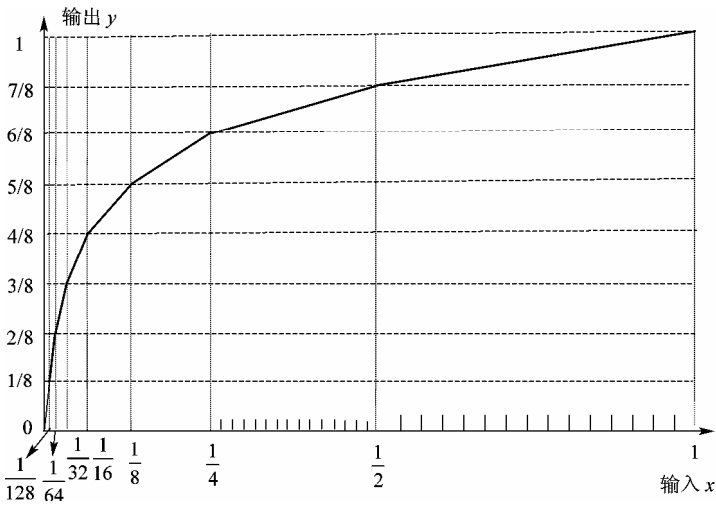


图 4-15 13 折线压扩特性曲线

13 折线的画法是输入轴 x 划分成 8 个不均匀的小段，其段长的归一化值分别为 $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$ 、 $1/64$ 、 $1/128$ 。同时，将输出轴 y 划分成 8 个均匀的小段，其段长的归一化值为 $1/8$ 。然后将输入轴的 8 小段分别对应到输出轴的 8 小段，并将此关系用折线形式表示，一共可以得到 8 条折线，负半轴同样可以用相同的方法得到 8 条折线，故整个压缩特性有 16 条折线，但是这 16 条折线中，有 4 条折线的斜率是相同的，所以按此方法得到的折线实际上总共有 13 条，故称 13 折线法。13 折线在分段时的计算值与 A 律压缩特性在 $A = 87.6$ 时的计算值非常接近，如表 4-1 所示。

表 4-1 13 折线分段时的计算值与 A 律压缩特性 (A=87.6) 计算值的比较

y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{60.6}$	$\frac{1}{30.6}$	$\frac{1}{15.4}$	$\frac{1}{7.79}$	$\frac{1}{3.93}$	$\frac{1}{1.98}$	1
折线近似的 x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4	

2. μ 律压缩特性

μ 律压缩特性同样采用归一化的方式来描述，其压缩特性表达式为

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1$$

其中， μ 为压缩器的压缩系数， x 和 y 为归一化值。其压缩特性曲线如图 4-16 所示。

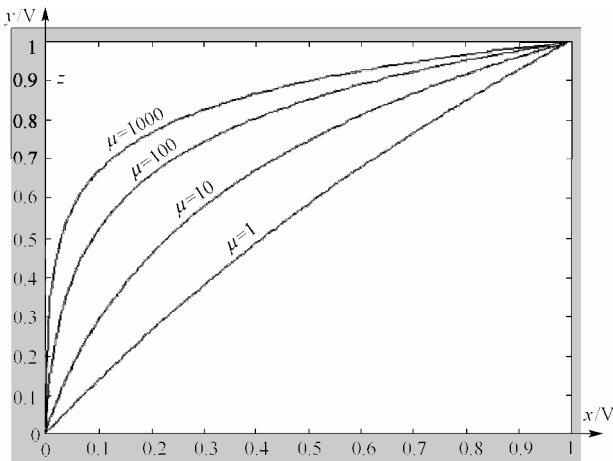


图 4-16 μ 律压缩特性曲线

在实际应用中，通常用 15 折线来近似代替 μ 律压缩特性，此时 $\mu = 255$ 。15 折线压扩特性曲线如图 4-17 所示，其与 15 折线的对应关系如表 4-2 所示。

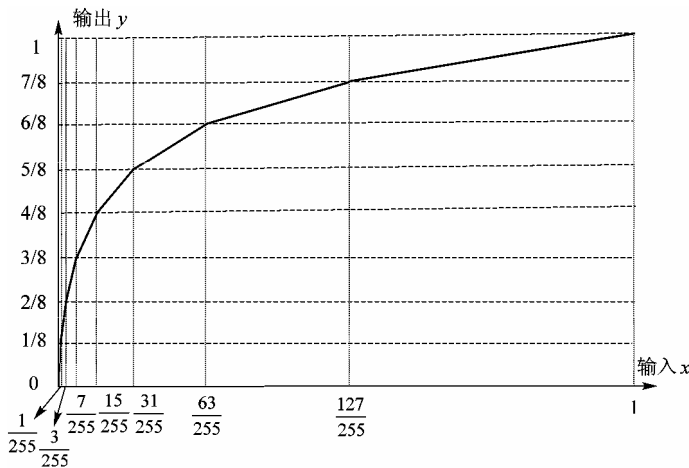


图 4-17 15 折线压扩特性曲线

表 4-2 15 折线分段时的计算值与 μ 律压缩特性 ($\mu=255$) 计算值的比较

y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
x	0	$\frac{1}{255}$	$\frac{3}{255}$	$\frac{7}{255}$	$\frac{15}{255}$	$\frac{31}{255}$	$\frac{63}{255}$	$\frac{127}{255}$	1
段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜率	$\frac{255}{8}$	$\frac{255}{16}$	$\frac{255}{32}$	$\frac{255}{64}$	$\frac{255}{128}$	$\frac{255}{256}$	$\frac{255}{512}$	$\frac{255}{1024}$	

比较 13 折线压缩特性和 15 折线压缩特性的第一段斜率可知,15 折线压缩特性第一段的斜率 ($255/8$) 大约是 13 折线压缩特性第一段斜率 (16) 的两倍。所以,15 折线压缩特性给出的小信号的信噪比约是 13 折线压缩特性的两倍。但是,对于大信号而言,15 折线压缩特性给出的信噪比要比 13 折线压缩特性时稍差。这可以从 A 律压缩特性的表达式看出,在 A 律中 A 值等于 87.6,但是在 μ 律中,相当于 A 值等于 94.18。A 值越大,在大电压段曲线的斜率越小,信噪比越大。

以上介绍了 A 律和 μ 律的压缩原理,其相对应的扩张原理实际上就是压缩原理的相反过程,这里不再介绍。

4.3 编 码

模拟信号经过抽样和量化以后所得到的电平序列可以利用 M 进制的 PAM (脉冲幅度调制) 直接进行传输,也可以将每一个量化电平用编码的方式传输。而这种对量化电平进行的编码与差错控制编码有所不同,差错控制编码属于信道编码范畴,而前者属于信源编码范畴。

4.3.1 脉冲幅度调制

在模拟调制系统中,通常采用正余弦信号作为载波对调制信号进行调制,但这种正余弦信号并不是唯一的载波形式。在实际通信系统中,还可以利用时间离散的脉冲序列来作为调制载波。此时,调制信号将会去控制脉冲序列的某些参数来达到调制的目的,这种调制通常称为脉冲调制。根据调制信号控制脉冲序列参数的不同,可以把脉冲调制分为脉冲幅度调制 (PAM)、脉冲宽度调制 (PDM) 和脉冲相位调制 (PPM) 等几种形式。

脉冲幅度调制是一种最简单、最基本的模拟脉冲调制形式。PAM 调制信号可以通过平顶采样直接得到,也可以通过抽样量化得到,即用脉冲幅度的大小来表征模拟信号。如图 4-18 所示。

脉冲调制系统的实现比较简单,但是在传输的过程中容易造成信号失真,且受信道噪声的影响也比较大,同时噪声在整个系统中会不断积累,因而脉冲调制系统的抗干扰能力比较差,实际应用中为了提高可靠性通常还需要进行编码传输。

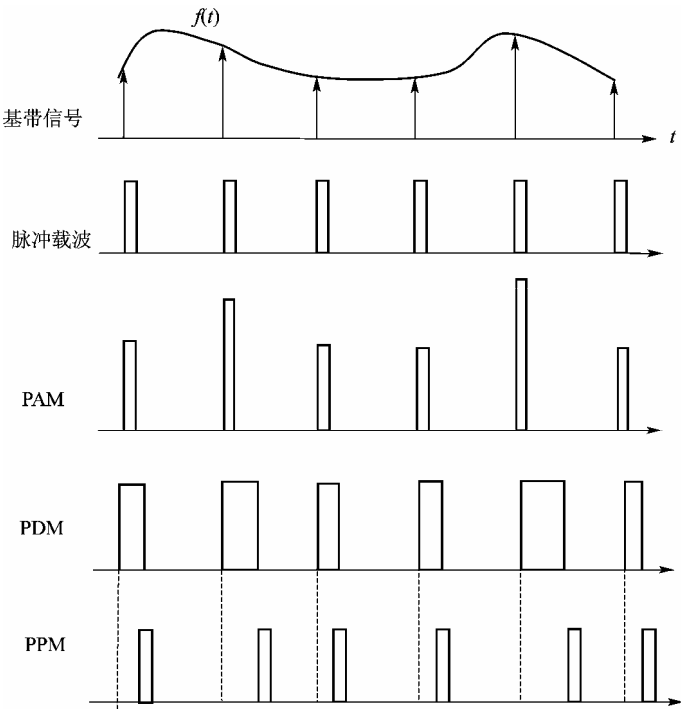


图 4-18 PAM、PDM、PPM 波形图

4.3.2 脉冲编码调制

脉冲编码调制（PCM）是模拟信号数字化的一种方法，它将模拟信号抽样量化以后，按照某种原则进行编码，从而转变成数字信号。脉冲编码调制与其他脉冲调制系统相比，具有抗干扰性强、失真小、传输稳定度高以及远距离传输时再生中继噪声不积累等诸多优点，同时还可以采用有效的编码方式来提高整个系统的性能。因此，脉冲编码调制是一种极有发展前途的通信方式，目前的语音中继都是采用这种方式进行传输。

脉冲编码调制系统的原理框图如图 4-19 所示。

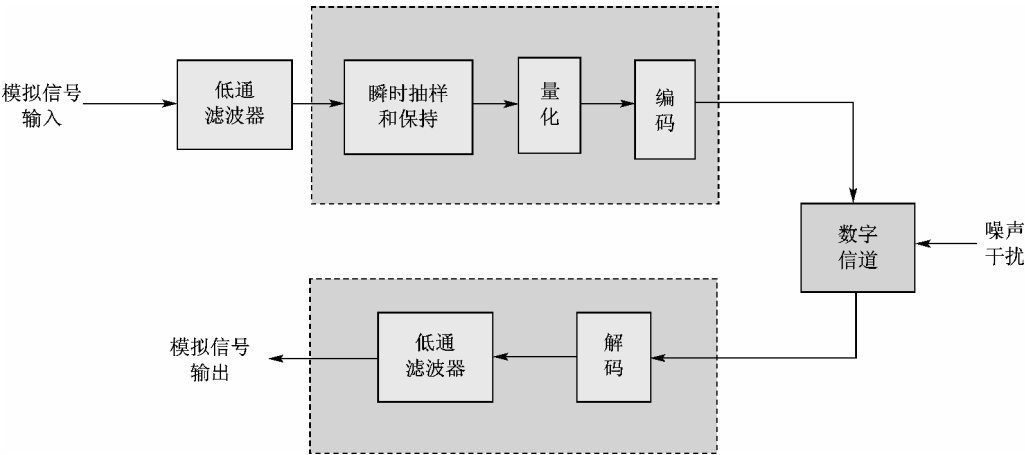


图 4-19 PCM 原理框图

脉冲编码调制的原理中主要涉及以下几个问题。

1．编码的码型选择

在脉冲编码调制中，常用的编码码型主要有自然二进制码、折叠二进制码和格雷二进制码三种形式。当编码的长度为 4 时，其分别对应的编码码型如表 4-3 所示。

表 4-3 二进制常用码型对应表

量化电平序号	自然二进制码				折叠二进制码				格雷二进制码			
	b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
14	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1
13	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1
12	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0
11	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0
10	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1
8	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
3	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0

由表 4-3 可以看出，自然二进制码实际上就是一般的十进制正整数的二进制表示，编译码都比较简单。折叠二进制码实际上是一种符号幅度码，如果将其左边的第一位作为信号的极性位后（比如用“1”表示信号的正极性，用“0”表示信号的负极性），后面 3 位码在表中是上下对称的，故称折叠二进制码。

折叠二进制码与自然二进制码相比，有两个突出的优点：对于双极性的信号，只要信号的绝对值相同，而只是极性不同时，折叠二进制码可以采用单极性的编码方法，这样可以简化编码电路；在传输的过程中当出现误码时，对小信号的影响小。比如，大信号 1111 在传输中第一位发生误码变成 0111，由表 4-3 可以看出自然二进制码电平序号由 15 变为 7，其误差为 8 个量化级，而对于折叠二进制码则从 15 电平序号变为 0，其误差为 15 个量化级，显然折叠二进制码对大信号的影响大；当小信号 0000 在传输中第一位发生误码变成 1000，对于自然二进制码的误差为 8 个量化级，而对于折叠二进制码的误差仅为 1 个量化级。实际中的语音信号的特点就是小信号出现的概率大而大信号出现的概率小，因而对于语音信号的编码通常采用折叠二进制码。

格雷二进制码的特点是任何相邻电平的码组中只有一个码位不同，因而如果传输过程中发生一位误码，接收端恢复出来的量化电平的误差比较小。但是，这种码不像自然二进制码那样具有“可加性”，编码电路比较复杂。

目前，脉冲编码调制主要运用在电话通信系统中，故在 A 律 13 折线的 30/32 路 PCM 系统中选取了折叠二进制码。

2．码位数的选择

码位数的选择不仅关系到通信质量的好坏，而且还关系到设备的复杂程度。码位数越多，表明量化器的分层电平数就越多，因而量化噪声就越小。但是，在相同条件下由于增加了比

特数，因而传输的有效性下降。同理，当码位数减少时，传输有效性得到了提高，但量化噪声却也随之增加，可靠性能下降。所以，在码位数的选择上应该考虑有效性和可靠性的动态平衡。在 A 律 13 折线的 30/32 路 PCM 系统中，码位数选择 8 位。

3．码位的安排

在 A 律 13 折线的 30/32 路 PCM 系统中，对每一个抽样量化值采用 8bit 进行编码，这 8bit 的安排如表 4-4 所示。

表 4-4 每个抽样量化值的编码安排

b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8
极性码	段落码			段内码			
抽样量化值为正编为 1 抽样量化值为负编为 0	对应 8 个段落号			对应每个段落内的 16 个分层电平			

由于信号的样值有正负极性之分，故需要占用 1bit 来表征。比如，信号的极性为正，则 $b_1 = 1$ ，信号极性为负，则 $b_1 = 0$ 。在 13 折线中，非均匀量化把量化区间划分为 8 段，故需要 3bit 来表征，即 $b_2b_3b_4$ 。对于 8 个量化区间中的每一个量化区间，均把它均匀地划分成 16 个更小的区间，故需要用 4bit 来表征，即 $b_5b_6b_7b_8$ 。其段落码和段内码的配置情况如表 4-5 所示。

表 4-5 段落码和段内码安排

段号	段落取值范围	段落码		
		b_2	b_3	b_4
1	0 ~ 16	0	0	0
2	16 ~ 32			1
3	32 ~ 64		1	0
4	64 ~ 128			1
5	128 ~ 256	1	0	0
6	256 ~ 512			1
7	512 ~ 1024		1	0
8	1024 ~ 2048			1
段内序号	段内码			
	b_5	b_6	b_7	b_8
15	1	1	1	1
14				0
13			0	1
12				0
11		0	1	1
10				0
9			0	1
8				0
7	0	1	1	1
6				0
5			0	1
4				0
3		0	1	1
2				0
1			0	1
0				0

为了确定信号的样值在量化区间的位置，首先应当确定各段在量化区间的位置，即段落的起点电平。由于各个段落的长度不完全相等，因此各段内的量化间隔也不完全相同。其中，最大量化间隔在第 8 段，最小量化间隔在第 1 段。在归一化的条件下，最小量化间隔 Δ 为

$$\Delta = \left(\frac{1}{128} - 0\right) \times \frac{1}{16} = \frac{1}{2048}$$

若以 Δ 为单位，则各段的起始电平及相应的量化间隔如表 4-6 所示。

表 4-6 各段起始电平及其量化间隔

段 落	1	2	3	4	5	6	7	8
段落起始电平	0	16 Δ	32 Δ	64 Δ	128 Δ	256 Δ	512 Δ	1024 Δ
段内量化间隔	1 Δ	1 Δ	2 Δ	4 Δ	8 Δ	16 Δ	32 Δ	64 Δ

4．逐次比较型编码

在 A 律的 13 折线 30/32 路 PCM 系统中，实现编码的具体方法和电路有很多，比如逐次比较型编码、级联型编码和混合型编码等。这里主要介绍目前比较常用的逐次比较型编码的原理。

逐次比较型编码器的原理框图如图 4-20 所示。其编码原理与天平称物的方法类似，编码器中样值脉冲信号相当于天平中的被测物，而标准电流则相当于天平中的砝码。预先设定一系列作为比较用的标准电流，这个电流通常称为权值电流，用符号 I_w 表示。其中设定的权值电流 I_w 的数量与编码位数有关。

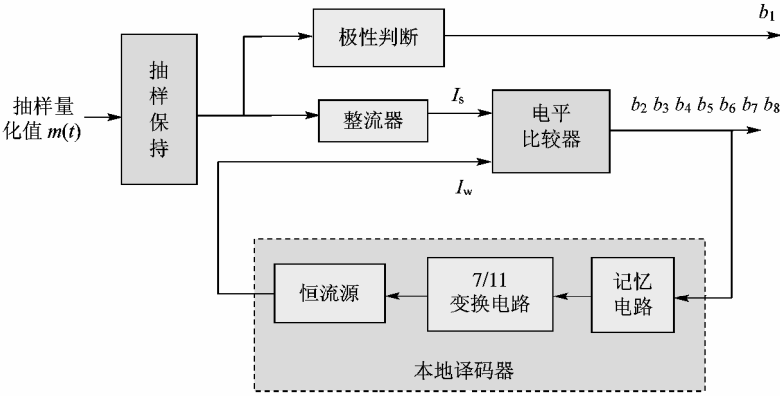


图 4-20 逐次比较型编码器原理框图

当输入信号样值脉冲 I_s 进入编码器后，用逐次逼近的方法有规律地用各权值电流 I_w 去和样值脉冲进行比较，每比较一次就输出 1 bit，直到 I_w 和样值脉冲 I_s 逼近为止。其规则如下：若 $I_s > I_w$ ，编码输出“1”；若 $I_s < I_w$ ，编码输出“0”。

逐次比较型编码器中有一个本地译码器，它由记忆电路、7/11 变换电路和恒流源构成。其中，记忆电路主要用来寄存比较器输出的段落和段内码，因为在比较的过程中，除了第一次比较以外，其他各次比较都要根据前次比较的结果来确定权值电流。7/11 变换电路实际上是一个数字压缩器，它将 7 位码变换成 11 位码，为恒流源解码电路提供 11 个控制脉冲。恒

流源实际上是一个线性的解码电路,它用来产生各种权值电流。在恒流源中有多个基本的权值电流支路,其个数与量化的级数有关。按照A律13折线进行编码,除去极性码外还剩7位码,需要11个基本的权值电流支路,每个支路都有一个控制开关。

【例4-4】已知某归一化抽样值 $I_s = -357\Delta$,按照A律13折线将此抽样值编为8位码,写出编码过程。

解 假设该8位码为 $b_1b_2b_3b_4b_5b_6b_7b_8$

确定极性码 b_1

因为 $I_s = -357\Delta < 0$

所以 $b_1 = 0$ (表示负极性)

确定段落码 $b_2b_3b_4$

按照逐次比较规则,第一次比较应该取8段的中点电平作为权值电平,即 $I_w = 128\Delta$ 。

因为 $I_s = 357\Delta > I_w = 128\Delta$

所以 $b_2 = 1$

表明抽样值会落在8段中后4段。故此时的权值电平应该选择后4段的中点电平,即 $I_w = 512\Delta$ 。

因为 $I_s = 357\Delta < I_w = 512\Delta$

所以 $b_3 = 0$

表明抽样值会落在8段中的第5段或者第6段,此时权值电平为 $I_w = 256\Delta$ 。

因为 $I_s = 357\Delta > I_w = 256\Delta$

所以 $b_4 = 1$

表明抽样值落在8段中的第6段内,即 $b_2b_3b_4 = 101$ 。

确定段内码 $b_5b_6b_7b_8$

段内码的确定方法同段落码类似,关键是确定权值电平。由于抽样值落在第6段内,故该段的起点电平为 256Δ ,段内量化间隔为 16Δ 。

段内第1次比较的权值电平为

$$I_w = 256\Delta + 8 \times 16\Delta = 384\Delta$$

因为 $I_s = 357\Delta < I_w = 384\Delta$

所以 $b_5 = 0$

段内第2次比较的权值电平为

$$I_w = 256\Delta + 4 \times 16\Delta = 320\Delta$$

因为 $I_s = 357\Delta > I_w = 320\Delta$

所以 $b_6 = 1$

段内第3次比较的权值电平为

$$I_w = 256\Delta + 6 \times 16\Delta = 352\Delta$$

因为 $I_s = 357\Delta > I_w = 352\Delta$

所以 $b_7 = 1$

段内第4次比较的权值电平为

$$I_w = 256\Delta + 7 \times 16\Delta = 368\Delta$$

因为 $I_s = 357\Delta < I_w = 368\Delta$
所以 $b_8 = 0$

所以，抽样样值 $I_s = -357\Delta$ 的编码输出为 $b_1b_2b_3b_4b_5b_6b_7b_8 = 01010110$ ，抽样值的量化电平为 352Δ ，量化误差为 $357\Delta - 352\Delta = 5\Delta < 16\Delta$ 。

4.3.3 差分编码调制

在 A 律的 13 折线 30/32 路 PCM 系统中，对每一路话音信号数字化以后的传输速率为 64Kbps，所需要占用的最小带宽的理论值为 32kHz。而如果对话音信号采用模拟单边带传输，其传输带宽仅需 4kHz。由此可见，PCM 系统占用的传输带宽要比模拟单边带系统占用的传输带宽宽很多。因此，在频带严格受限的传输系统中（比如卫星通信、短波通信），PCM 系统的应用也就受到了限制。为了减少模拟信号数字化系统的传输带宽，在相同质量指标的条件下，通常采用降低数字化信号码速率的方法，以提高整个系统的频带利用率。

对于话音信号来说，降低其数字化后的码速率主要采用一些语音压缩编码技术，比如差分脉冲编码调制（DPCM）、变换域编码（ATC）、多脉冲激励线性预测编码（MPLPC）等。根据国际电信联盟（ITU）的 G.721 建议，在长途电话传输中采用 32Kbps 的自适应差分脉冲编码调制（ADPCM），下面主要介绍有关 DPCM 的原理。

1. DPCM 基本原理

在 PCM 系统中，对每一个抽样量化值都要进行独立的编码，如果将抽样量化值与一个预测值作差，然后将该差值进行编码，则在相同的条件下对差值编码所需的码位数较少，传输速率较低，从而使数字化后的信号带宽减少。差分脉冲编码调制的系统原理图如图 4-21 所示。

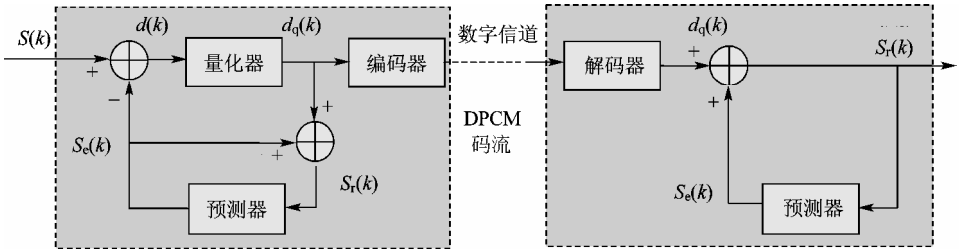


图 4-21 DPCM 系统原理图

图中，发送端编码器中的预测器与接收端解码器中的预测器是完全一样的，因此，在信道传输无误码的情况下，接收端解码器输出的重构信号 $S_r(k)$ 与编码器的 $S_r(k)$ 信号是完全相同的。在 DPCM 系统中的总量化误差 $e(k)$ 如下式所示：

$$\begin{aligned} e(k) &= S(k) - S_r(k) = [S_e(k) + d(k)] - [S_e(k) + d_q(k)] \\ &= d(k) - d_q(k) \end{aligned}$$

由上式可知，在 DPCM 系统中的总量化误差只与发送端差值量化器的量化误差有关。因而，在相同码速率的条件下，DPCM 的量化噪声明显小于 PCM 的量化噪声。故当 DPCM 系统与 PCM 系统抗噪性能相当时，DPCM 系统可以降低对量化器的信噪比要求，从而量化器

可以减少量化电平数，达到减少编码位数、降低传输速率的目的。

2. 自适应差分脉冲编码调制

在 DPCM 系统中，系统性能的改善都是以最佳的预测和量化为前提的。由于在实际的话音通信系统中，话音信号是一个非平稳的随机过程，因而对其进行预测和量化是一个比较复杂的技术问题。为了能够在一个相当宽的变化范围内获得最佳的性能，只有在 DPCM 的基础上引入自适应系统。把这种具有自适应系统的差分脉冲编码调制称作自适应差分脉冲编码调制。

自适应差分脉冲编码调制的主要特点是系统具有自适应的量化和自适应的预测功能。自适应量化是指量化台阶会随着抽样信号的变化而变化，从而使量化误差减小。自适应预测是指预测器的系数可以跟随抽样信号的统计特性而自适应调整，提高了预测信号的精度，从而得到了较高的预测增益。

在实际的应用中，32Kbps 的 ADPCM 语音编码质量已经达到了 64Kbps 的 PCM 的要求，并且已经成为了一种国际标准 (ITU G.721)。由于 ADPCM 的比特传输速率只有 PCM 的一半，因而传输带宽极大地节省，目前在卫星通信、微波通信和移动通信方面都得到了广泛的应用。比如欧洲数字无绳电话 DECT、个人手持电话系统 PHS (即小灵通系统) 以及 CT-2 系统都采用了这种 32Kbps 的 ADPCM 语音编码。

4.3.4 增量调制

增量调制 (DM) 是在 PCM 的基础上发展起来的又一种模拟信号数字化传输的方法，它可以看作是 DPCM 的一种特例形式，其主要目的是简化编码方法，降低传输速率。

1. 增量调制原理

在 PCM 编码过程中，对每一个抽样量化值都要采用多个比特进行编码。而在增量调制系统中，对每一个抽样值仅用 1 bit 来编码，编码的方法是比较前后两个抽样值的大小。增量调制的原理如图 4-22 所示。

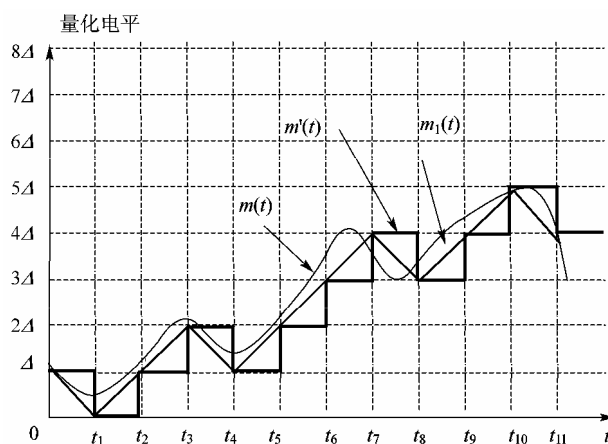


图 4-22 增量调制的原理

增量调制的编码思想是：如果前一时刻的抽样值小于后一时刻的抽样值，则量化器的量化电平将固定地上一个台阶；如果前一时刻的抽样值大于后一时刻的抽样值，则量化器的量化电平将固定地下一个台阶。由于量化器的量化电平要么上一个台阶要么下一个台阶，故可以用二进制序列“1”和“0”来分别表示。这样就将一个模拟信号进行了数字化。图 4-22 中的 $m(t)$ 反映了量化台阶的变化，通常称作阶梯波，而 $m_1(t)$ 反映了台阶斜率的变化，通常称作斜变波。

增量调制原理框图如图 4-23 所示。编码器由相减器、判决器和本地译码器组成一个闭环的反馈电路。

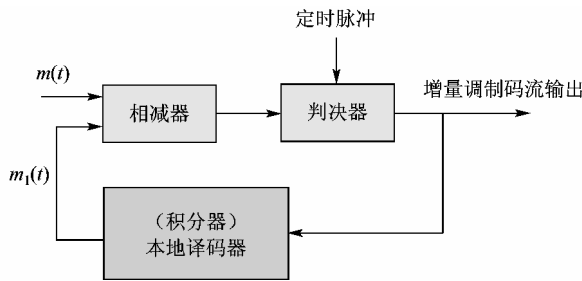


图 4-23 增量调制原理框图

在增量调制原理框图中，根据相减器输出的差值 $e(t)$ 来判断编码。比如， $e(t_i) = m(t_i) - m_1(t_i) > 0$ ，判决器输出编码为“1”； $e(t_i) = m(t_i) - m_1(t_i) < 0$ ，判决器输出编码为“0”。

系统中的积分器实际上完成译码的功能，其译码原理如图 4-24 所示。

通过积分器出来的波形是一个斜变波形，它虽然与图 4-22 中的阶梯波形不同，但在每一个抽样点上的值是相同的，故可以通过一个滤波器以后恢复出模拟信号。

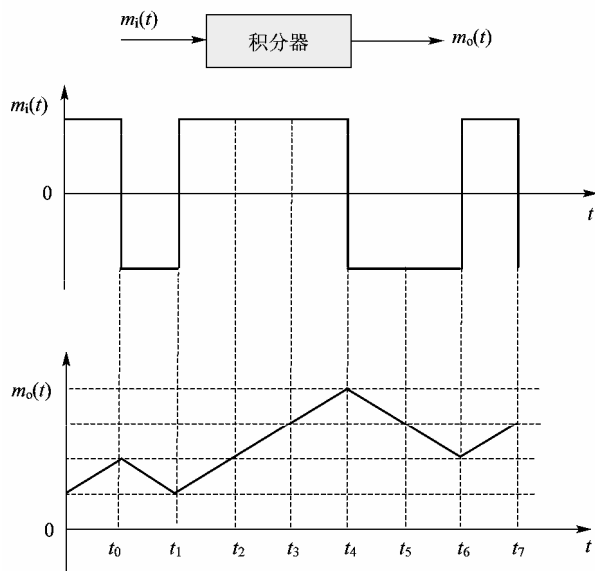


图 4-24 积分器译码原理

2. 增量调制的编码噪声

根据增量调制系统的原理，很明显存在量化失真的问题。量化失真的原因主要有两个方面：一方面是由于量化误差引起的随机噪声，通常称作一般量化噪声；另一方面是由于量化的台阶跟不上模拟信号的变化率所引起的噪声，通常称作过载量化噪声。

过载量化噪声的产生如图 4-25 所示。

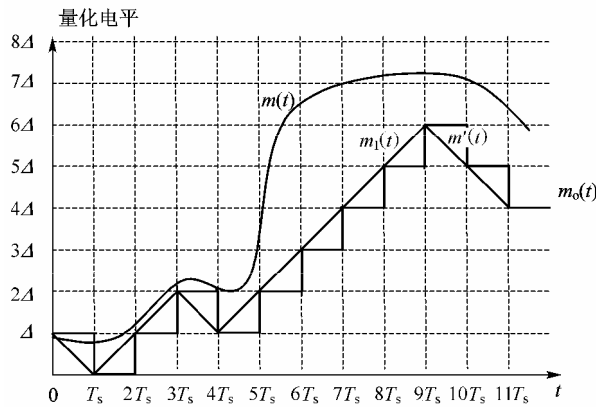


图 4-25 过载量化噪声的产生

在这里，定义了量化器的最大跟踪斜率 K ：

$$K = \frac{\Delta}{T_s} = \Delta f_s$$

其中， Δ 指量化器的量化台阶； f_s 指模拟信号的抽样频率。

由此，只要输入模拟信号的变化率不超过增量调制中量化器的最大跟踪斜率，过载量化噪声就不会产生。

【例 4-5】已知某增量调制系统，当输入单频正弦型信号 $f(t) = \cos(4\pi \times 10^3 t)$ V 时，假设抽样频率为 8kHz，量化台阶为 0.2V。

判断此时是否会发生过载量化噪声；

假设本地译码器采用理想积分器，增量调制输出为 11011001，试画出本地译码器输出的信号波形（假设初始电平为 0）。

解 该增量调制器跟踪斜率为

$$K = f_s g \Delta = 8 \times 10^3 \times 0.2 = 1.6 \times 10^3$$

输入信号的变化率为

$$\begin{aligned} f'(t) &= [\cos(4\pi \times 10^3 t)]' \\ &= -\sin(4\pi \times 10^3 t) \times 4\pi \times 10^3 \end{aligned}$$

故输入信号的最大变化率为

$$f'(t)_{\max} = 12.56 \times 10^3 = 1.256 \times 10^4$$

因为

$$f'(t)_{\max} > K$$

所以输入该模拟信号时，增量调制器将发生过载，产生过载量化噪声。

输入 11011001，其波形如图 4-26 所示。

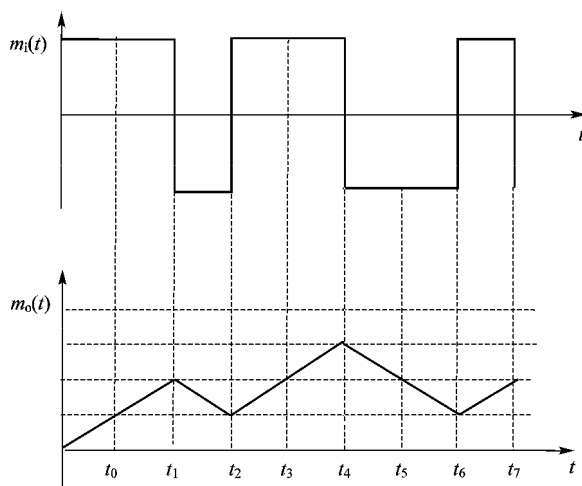


图 4-26 例 4-5 波形图

4.4 MATLAB 在 PCM 中的应用举例

【例 4-6】 假设某低通型信号为

$$f(t) = 0.1\cos(0.15\pi t) + 1.5\sin(3\pi t) + 0.5\cos(4\pi t)$$

当抽样频率 $f_s = 4$ 时，利用 MATLAB 分别绘制原始的模拟信号、抽样信号以及恢复出来的模拟信号的波形图。

解 程序如下。

```
clear all;
dt=0.01;
t=0:dt:10;
ft=0.1*cos(0.15*pi*t)+1.5*sin(3*pi*t)+0.5*cos(4*pi*t);
[f,ff]=T2F(t,ft);
fs=4;
sdt=1/fs;
t1=0:sdt:10;
st=0.1*cos(0.15*pi*t1)+1.5*sin(3*pi*t1)+0.5*cos(4*pi*t1);
[f1,sf]=T2F(t1,st);
t2=-50:dt:50;
gt=sinc(fs*t2);
stt=sigexpand(st,sdt/dt);
ft_t=conv(stt,gt);
figure(1)
subplot(311);
plot(t,ft);
axis([0 10 -4 4])
title('原始模拟信号');
grid on
subplot(312);
%plot(t1,st);
```

```

stem(t1,st,'r');
axis([0 10 -4 4])
title('抽样信号');
grid on
subplot(313);
t3=-50:dt:60+sdt-dt;
plot(t3,ft_t);

title('抽样信号恢复');
axis([0 10 -4 4])
grid on

function [out]=sigexpand(d,M)
N=length(d);
out=zeros(M,N);
out(1,:)=d;
out=reshape(out,1,M*N);

function [f,sf]=T2F(t,st)
dt=t(2)-t(1);
T=t(end);
df=1/T;
N=length(st);
f=-N/2*df:df:N/2*df-df;
sf=fft(st);
sf=T/N*fftshift(sf);

```

运行结果如图 4-27 所示。

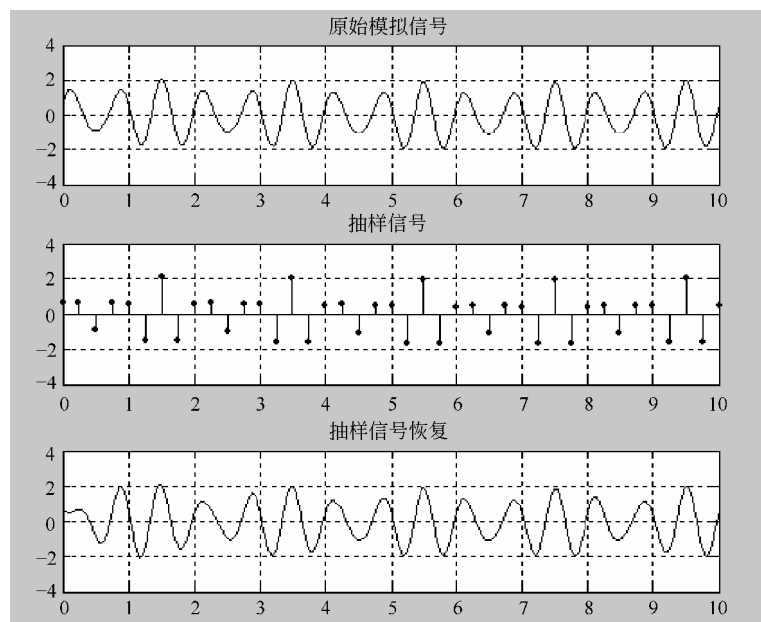


图 4-27 例 4-6 程序运行结果示意图

本章小结

1. 抽样定理是模拟信号数字化的基础,它是保证模拟信号数字化后不失真的条件。

2. 对于低通型信号 ($0, f_H$) 来讲,其抽样不失真的条件是抽样频率 f_s 必须满足:

$$f_s \geq 2f_H$$

3. 对于带通型信号 (f_L, f_H) 来讲,其抽样不失真的条件是抽样频率 f_s 必须满足:

$$f_s \geq 2B(1 + \frac{k}{n})$$

4. 均匀量化是指量化器的量化间隔是均匀的或者等间隔的。均匀量化器的量化噪声包括一般量化噪声和过载量化噪声两方面。一般量化噪声是由于量化器中的实际抽样值与实际量化值的误差造成的,而过载量化噪声是由于输入信号超出了量化器的量化范围所造成的误差。

5. A 律压缩特性是一种非均匀的量化方式,它主要针对语音信号进行设计的。在实际中,通常用 13 折线来近似代替 A 律压缩特性,此时 $A = 87.6$ 。

6. 脉冲编码调制 (PCM)、差分脉冲编码调制 (DPCM) 和增量调制 (DM) 都是模拟信号数字化的具体方法。

习题 4

1. 已知某模拟信号的频谱函数为

$$F(f) = \begin{cases} 1 - \frac{|f|}{1000} & |f| < 1000 \\ 0 & |f| \geq 1000 \end{cases}$$

若用 2kHz 的抽样频率对其抽样,画出抽样后所得到的信号频谱,并说明此时是否会发生频谱混叠现象。

若采用 1kHz 的抽样频率对其进行抽样,抽样后的信号频谱会发生什么变化?

2. 分别计算下列各个模拟信号的最低抽样频率。

$$f(t) = \cos(4\pi \times 10^3 t) + \cos(6\pi \times 10^4 t)$$

$$f(t) = \cos(4\pi \times 10^3 t) \cos(6\pi \times 10^4 t)$$

3. 已知某单频信号 $f(t) = 10\cos(4\pi \times 10^3 t)$, 抽样以后对其进行均匀量化,如果均匀量化器的输出电平数为 40,试求量化后的编码位数和量化器的量化间隔。

4. 对于正弦型模拟信号进行线性编码时,如果要求信号的动态范围为 30dB,同时在整个动态范围内信噪比要不小于 40dB,试计算量化器需要设置的量化电平数。

5. 已知某抽样器的输入信号是一个门信号 $g_r(t)$,其中门信号宽度 $\tau = 10\text{ms}$,当忽略其频谱第 8 个零点以外的频谱分量时,试求将其数字化不失真的最小抽样频率。

6. 在 PCM 系统中,已知某抽样量化值为 -298Δ ,其中 $\Delta = 1/2048$,将其按照逐次比较法进行编码,写出编码过程。

7. 在增量调制系统中,已知输入信号 $f(t) = at$,抽样频率 $f_s = \frac{1}{T_s}$,该系统的量化特性曲线如图 4-28

所示，量化间隔为 $\Delta = 2b$ 。

求该系统临界过载时 b 的值。

在 $t \in (-10T_s, 10T_s)$ ，写出输出码组，并画图。

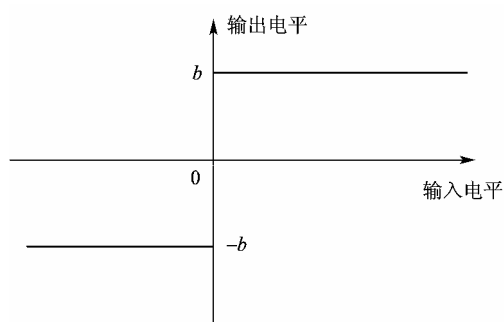


图 4-28 习题 7 图

第 5 章 数字基带传输技术

【学习要点】

- 数字基带传输码型设计原则
- AMI、HDB3 及数字双相码等常用传输码的特点
- 无码间干扰的传输条件
- 再生判决的原理
- 部分响应系统

在数字通信系统中，由数字信源产生的数字信号或者通过模数转换产生的数字信号都有一个共同的特点，它们的频谱都是从零频点或零频点附近开始的，即频谱成分中包含有丰富的低频分量，甚至有直流分量存在，而功率则主要集中在一个有限的频带内，这种信号通常被称作数字基带信号。数字基带传输系统就是直接传输数字基带信号的系

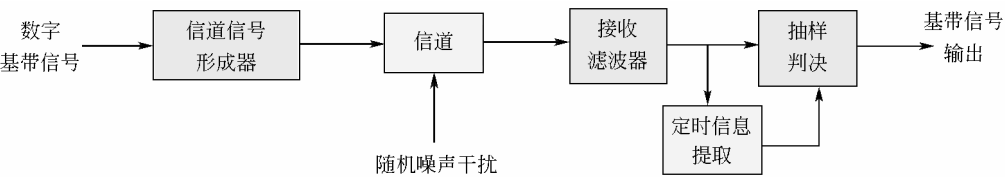


图 5-1 数字基带传输系统

显然，数字基带传输系统应具有低通特性。

数字基带信号也可以进行调制传输，由于数字调制信道具有带通特性，故通常又称作数字频带传输系统，如图 5-2 所示。

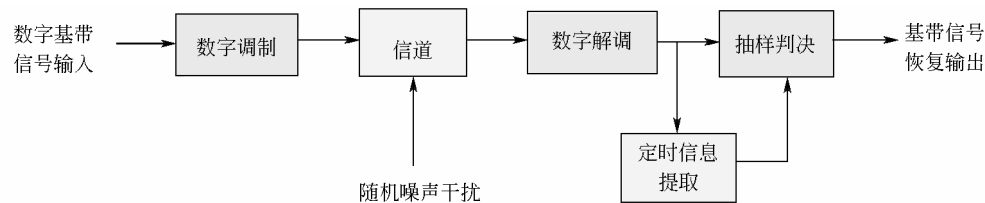


图 5-2 数字频带传输系统

实际中，虽然数字基带传输系统远不如数字频带传输系统应用广泛，但是对数字基带传输系统的研究仍然非常有意义。首先，数字基带传输系统中的许多问题都是数字频带传输中所需要解决的，从广义信道的角度上讲，数字频带传输系统可以当作基带传输系统来研究。另外，随着数字通信技术的发展，基带传输系统的应用也在逐步地扩大，不再局限于低速数据传输，在一些高速数据传输系统中也得到了很好的应用。

5.1 数字基带信号概述

在实际的数字基带传输系统中，并不是所有的原始基带信号都适合在信道中传输。因为信道的固有传输特性以及信道中的噪声干扰等相关因素将直接影响基带信号的传输质量。为了能够保证数字基带信号在基带传输系统中的传输质量，通常要进行码型变换。即将原始的数字基带信号变换成适合信道传输特性的传输码（通常又称作线路码）。

1. 传输码型设计的原则

为了保证基带信号的传输质量，在基带系统中进行码型设计的时候主要应该考虑以下几个原则。

对于基带传输信道低端受限的系统，传输码的频谱中低频成分应尽量少，同时不能包含直流成分。

码型变换过程中对任何信源应具有透明性。即不同信源所产生的原始基带信号通过相同的码型变换后都能适合信道传输，码型设计与信源的统计特性无关。

码型变换后便于接收端提取位定时等同步信息。

为了提高传输的可靠性，码型变换后应自身具有纠检错能力。

为了节省传输带宽和防止串扰的发生，码型变换后应尽量减少基带信号频谱中的高频成分。

码型变换的编译码设备应尽可能简单。

2. 传输码型的常用波形

对于二进制数字基带信号，其传输波形都是矩形，幅度的取值只有两个电平，而多进制数字基带信号的传输波形可以用多电平波形来表示，下面分别进行介绍。

(1) 单极性不归零波形

所谓单极性是指传输波形中只有一个极性，即用高低电平来分别表示二进制消息代码中的“1”和“0”。不归零（NRZ, No Return-to-Zero）是指传输波形中一个码元周期内的高电平持续时间与码元周期相同，如图 5-3 所示。

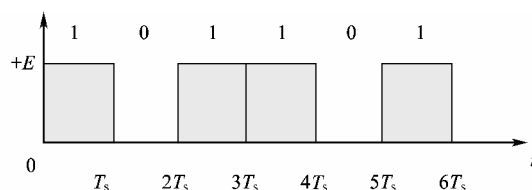


图 5-3 单极性不归零波形

单极性不归零波形的特点是容易产生，但对其进行功率谱分析发现，里面包含了直流分量和丰富的低频分量。因此，传输信道需要有直流通路，不适合远距离传输。

(2) 双极性不归零波形

所谓双极性是指传输波形中有两个极性，即用正负电平来分别表示二进制消息代码中的“1”和“0”，其传输波形如图 5-4 所示。

双极性不归零波形中由于正负极性的存在，其频谱中的直流分量可相互抵消一部分。

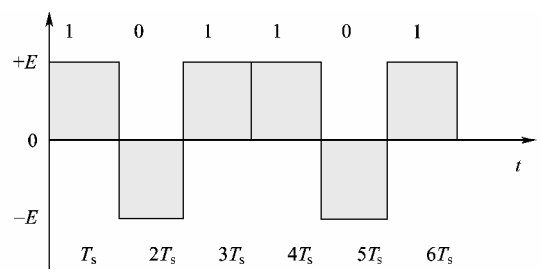


图 5-4 双极性不归零波形

(3) 单极性归零波形

所谓归零是指传输波形中一个码元周期内的高电平持续时间小于码元周期，即传输波形的占空比小于 1，如图 5-5 所示。

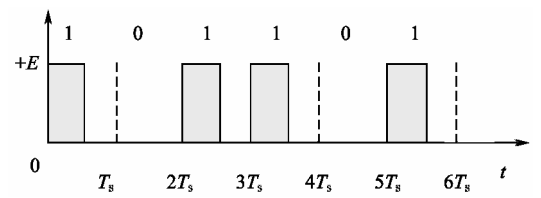


图 5-5 单极性归零波形

归零波形从频谱角度分析可以看出其直流和低频成分都大为减少。

(4) 双极性归零波形

双极性归零波形中，当“1”和“0”出现概率相同时，将不存在直流分量，同时低频成分很少，因而常被作为传输波形，如图 5-6 所示。

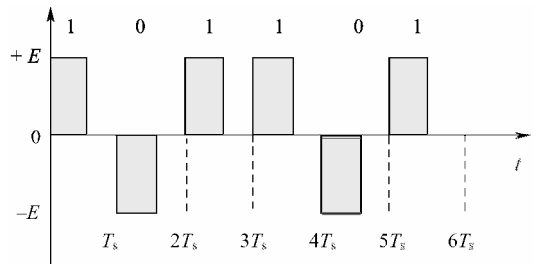


图 5-6 双极性归零波形

(5) 差分波形

差分波形中，对二进制消息代码“1”和“0”来讲，既不是用正负电平来表示，也不是用高低电平来表示，而是用电平的跳变来表示。比如，用电平跳变来表示“1”，则电平不变就表示“0”，如图 5-7 所示。

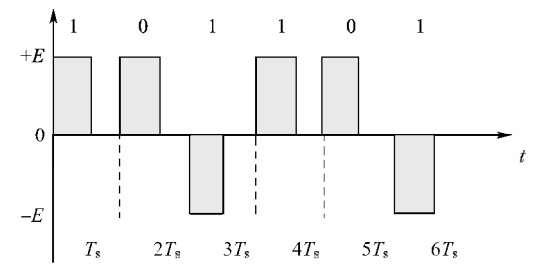


图 5-7 差分波形

差分波形中, 由于其电平与消息代码“1”和“0”之间不存在绝对的对对应关系, 而是用电平的相对变化来传输信息的, 因而可以解决相位键控系统中的相位模糊问题。

5.2 基带传输的常用码型

在数字基带传输系统中, 由数字信源或模数转换产生的原始数字信号往往不适合信道的传输特性, 比如包含直流分量和过多低频分量等。为此, 通常要把这些原始的数字信号进行编码, 以提高传输的可靠性, 这种编码属于信道编码的范畴。常用的编码方式主要有以下几种。

1. 传号交替反转码 (AMI 码)

在数字通信系统中, 通常把数字信号“1”称为传号, 数字信号“0”称为空号。传号交替反转码 (AMI 码) 的编码规则就是将二进制消息代码“1”交替地变换为 $+1$ 和 -1 , 而二进制消息代码“0”则保持不变。比如:

消息代码	1	0	1	1	0	0	1	1
AMI 码	+1	0	-1	+1	0	0	-1	+1

其波形如图 5-8 所示。

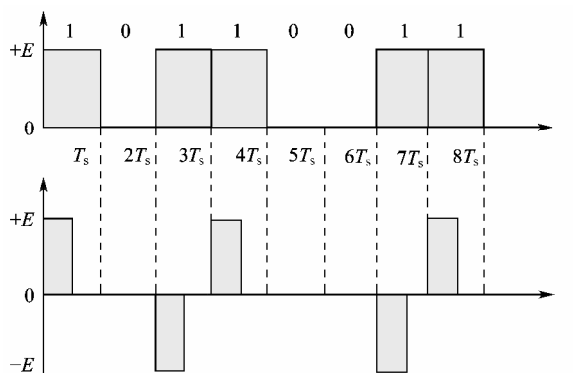


图 5-8 AMI 码的波形

在 AMI 码的传输波形中, 幅度的取值有三种, 故通常也称作伪三元码。

AMI 码的主要特点如下。

由于信号的脉冲是正负交替的, 故 AMI 码中没有直流分量, 也没有其他的离散分量存在。根据功率谱分析, 其频谱中的低频分量也很少, 且信号功率主要集中在 $f=R_s/2$ 附近。

虽然频谱中不含有离散分量, 但在接收端可以利用整流的方法把它转变成单极性归零码, 便可以提取位定时信息。

AMI 编译码电路简单, 当传输过程中出现传号脉冲错码而破坏正负极性交替的规律时, 接收端比较容易发现, 因而具有一定的检错能力。

AMI 码中, 当消息代码出现长的连“0”串时, 传输码中的电平将长时间不跳变, 这样会给接收端提取位定时信息带来困难。为了解决这一问题, 设计出了 HDB3 码。

2. 三阶高密度双极性码 (HDB3 码)

三阶高密度双极性码 (HDB3 码) 主要解决当消息代码出现长的连“0”串时, 接收端位

定时信息难以提取的问题（数字系统中位定时信息的提取通常是靠接收端信号电平的跳变来进行的），因而只要消息代码中不出现长的连“0”串（4个及以上连“0”），HDB3码的编码规则和AMI的编码规则相同。当出现4个及以上连“0”时，HDB3码将对“0”进行特殊编码。HDB3码的编码规则如下。

第一步：将消息码转换成AMI码。

第二步：检查AMI码中连“0”的情况。

如果没有发现4个以上（包括4个）连“0”时，则不作改变，AMI码就是HDB3码。

如果发现4个或4个以上连“0”串时，就将第4个“0”变成与其前一个非“0”码元（“+1”或“-1”）同极性的码元。通常将这个码元称为“破坏码元”，并用符号“V”表示，即用“+V”表示“+1”，用“-V”表示“-1”。

为了保证相邻“V”的符号也是极性交替，当相邻“V”之间有奇数个非“0”码元时，这是能够保证的；当相邻“V”之间有偶数个非“0”码元时，不符合此“极性交替”要求，这时，需将这个连“0”串的第1个“0”变成“+B”或“-B”，B的符号与前一个非“0”码元的符号相反，并且让后面的非“0”码元符号从V码元开始再交替变化。如表5-1所示。

表 5-1 HDB3 码的编码规则

消息代码	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0
AMI 码	+1	0	0	0	0	-1	+1	0	0	0	0	0	-1	0
HDB3 码(1)	+1	0	0	0	V+	-1	+1	B-	0	0	V-	0	+1	0
HDB3 码(2)	+1	B-	0	0	V-	+1	-1	B+	0	0	V+	0	-1	0

其波形如图 5-9 所示。

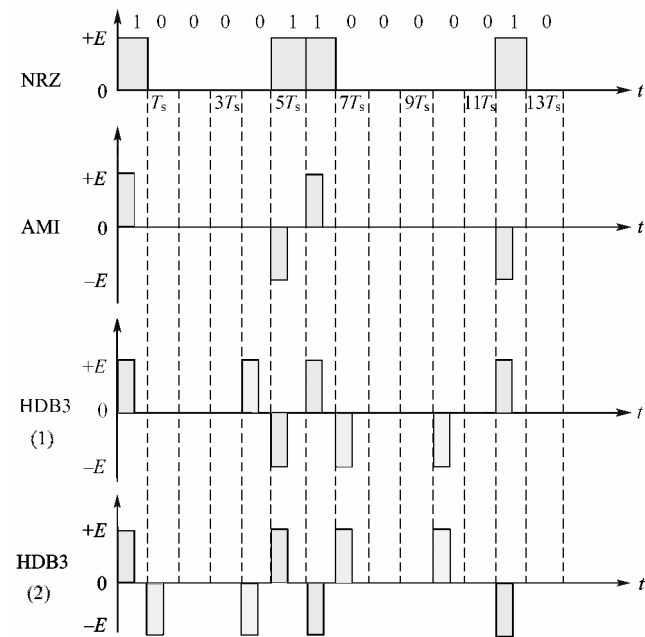


图 5-9 HDB3 码波形

HDB3 码的编码规则虽然比较复杂，但译码却相对简单。根据编码规则，每一个破坏脉冲前总是与前一个非 0 同极性。接收端可以很容易从传输脉冲中找到破坏脉冲，于是可以断

定前面三个必定应该是消息代码的“0”，这样就可以恢复出4个连“0”来，然后再将所有的-1转换成+1后便可得到原始的消息代码。

HDB3码保持了AMI码的优点，同时又克服了其缺点，使得传输码中的连“0”串不会超过3个，从而有利于提取位定时信息。正是基于此，ITU的G.703建议，PCM 30/32体制中的1、2、3次群线路接口均采用HDB3码型。

3. 数字双相码

数字双相码又称为曼彻斯特码 (Manchester)，即用两种相位来代表二进制消息代码中的“1”和“0”。其编码规则之一是将消息代码中的“0”用“10”来表示，消息代码中的“1”用“01”来表示。如表5-2所示。

表 5-2 数字双相码的编码规则

消息代码	1	0	1	1	0	0	1	1
数字双相码	01	10	01	01	10	10	01	01

其波形如图5-10所示。

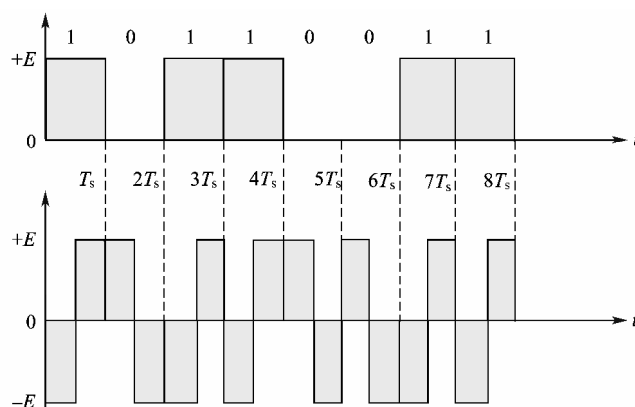


图 5-10 数字双相码波形

在数字双相码中，由于每个码元间隔的中心部分都存在电平的跳变，因此接收端容易提取位定时信息。同时，在一个码元周期内正、负电平各占了一半，因而该码中不存在直流分量，编码过程也非常简单。但是这种码的传输带宽增加了一倍，实际中通常用于数据终端设备在短距离上的传输。

4. 密勒码

密勒码又称为延迟调制码，它是数字双相码的一种变形。其编码规则是：对消息代码中的“1”，用“10”或者“01”来表示，即在码元周期的中点出现电平的跳变；对消息代码中的“0”，当出现单“0”时，在码元周期内不出现电平跳变，当出现连“0”时，在前一个“0”结束时出现电平跳变。如表5-3所示。

表 5-3 密勒码的编码规则

消息代码	1	0	1	1	0	0	1	1
密勒码	01	11	10	01	11	00	01	10

其波形如图5-11所示。

密勒码实际上是差分形式的数字双相码，它可以克服数字双相码中相位不确定的问题。

同时，通过功率谱分析，其传输带宽约为数字双相码的一半，且直流分量很少。

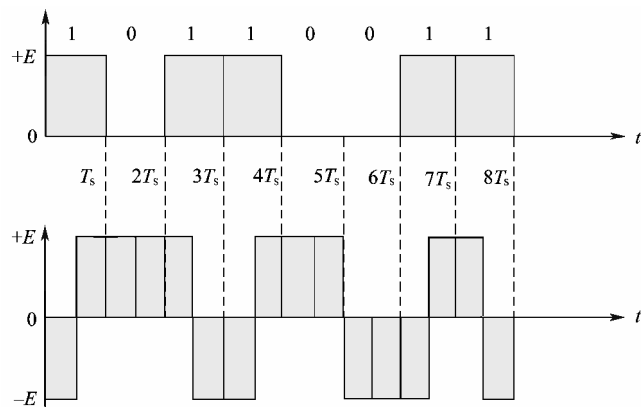


图 5-11 密勒码波形

基带编码的方式还有很多，有兴趣的读者可以参看相关资料，这里不再一一介绍。

5.3 基带传输与码间干扰

5.3.1 再生判决的原理

在数字基带传输系统中，基带信号在发送端首先经过发送滤波器后进入信道传输，接收端经过接收滤波器后把信号送入抽样判决器中，经过再生判决后输出被传的基带信号。其基带传输系统的模型如图 5-12 所示。

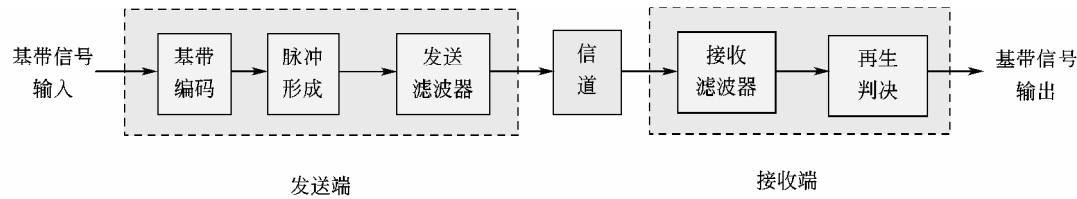


图 5-12 基带传输系统模型

在基带信号的传输过程中，信号失真难以避免。信号失真的原因主要来自两个方面的因素：一方面是由于信道中噪声的存在而引起信号的失真，通常称为信号畸变；另一方面是由于信道传输特性的影响造成的信号失真，通常称为信道畸变。不论是信号畸变还是信道畸变，都会影响到基带信号的正确接收。但是，如果这种畸变不太严重，可以通过接收端的再生判决加以克服。

再生判决主要由限幅器和判决电路组成，其原理如图 5-13 所示。

信道畸变的主要表现是码间干扰，因此，在数字基带传输系统中为了保证信息的可靠传输，必须有效地抑制系统噪声并且减少码间干扰。这也是本章讨论的重点。

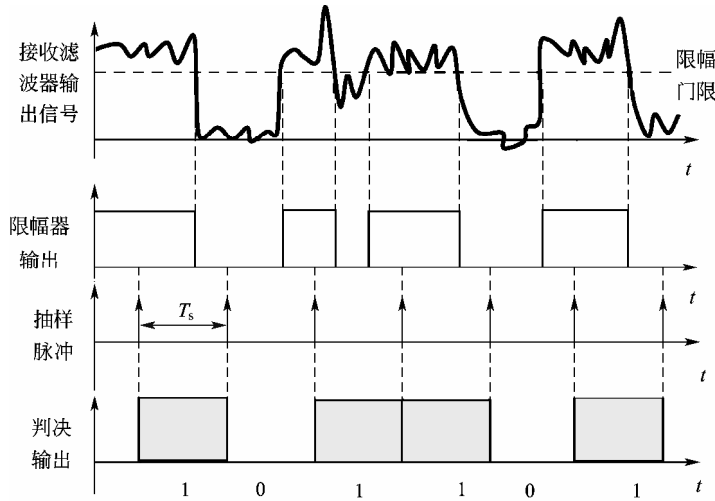


图 5-13 再生判决原理

5.3.2 码间干扰

在数字基带传输系统中,假设发送滤波器的传递函数为 $G(\omega)$,信道的传递函数为 $C(\omega)$,接收滤波器的传递函数为 $R(\omega)$,如图 5-14 所示。

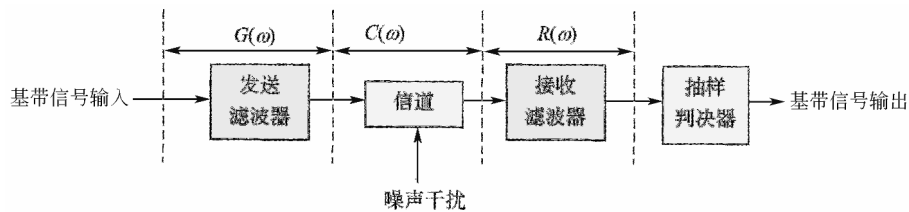


图 5-14 基带系统的传递函数模型

由图可以看出,如果把发送滤波器、信道和接收滤波器组成一个大的传输系统的话,则该传输系统的传递函数 $H(\omega)$ 为

$$H(\omega) = G(\omega)C(\omega)R(\omega)$$

该传输系统的冲激响应 $h(t)$ 为

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

对于数字基带信号 $s(t)$ 可以用下式表示:

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

其中, a_n 表示二进制数字信息; $g(t)$ 表示码元周期内的基带波形。

数字基带信号通过上述基带系统从接收滤波器输出的时域信号 $y(t)$ 为

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) + n_R(t)$$

其中, $n_R(t)$ 表示接收滤波器输出的噪声。

假设在抽样时刻 kT_s ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) 时对接收信号 $y(t)$ 进行抽样, 则抽样值为

$$\begin{aligned} y(kT_s) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(kT_s - nT_s) + n_R(kT_s) \\ &= a_k h(0) + \sum_{n \neq k} a_n h(kT_s - nT_s) + n_R(kT_s) \end{aligned}$$

其中, $a_k h(0)$ 表示 k 时刻的信号项; $\sum_{n \neq k} a_n h(kT_s - nT_s)$ 表示 k 时刻的码间干扰项; $n_R(kT_s)$

表示随机噪声项。

上式分析表明, 当发送端在 kT_s 时刻发送数字信号 a_k 时, 接收端应该在 kT_s 时刻进行同步接收。然而收到的除了信号本身 $a_k h(0)$ 外, 还存在 $\sum_{n \neq k} a_n h(kT_s - nT_s)$ 的值, 它表示在 kT_s 时刻接收端收到了 kT_s 时刻以前的信号值, 即先前发送的信号影响到了当前信号的正确接收, 这个值就称为码间干扰值。 $n_R(kT_s)$ 值是由于信道中的随机噪声所引起的, 所以, 为了保证基带信号的可靠传输, 在基带传输系统中应该尽量减少码间干扰和随机噪声。

5.4 无码间干扰的基带传输

前面分析了码间干扰的产生, 在码元速率给定的情况下, 基带系统应该具有怎样的传输特性才能保证不会出现码间干扰呢?

首先从时域的角度进行分析, 要使基带系统不存在码间干扰, 就应该满足以下条件:

$$\sum_{n \neq k} a_n h(kT_s - nT_s) = 0, \text{ 且 } h(0) \neq 0$$

由于上式的值都只与基带系统的冲激响应 $h(t)$ 有关, 故在 kT_s 时冲激响应 $h(t)$ 应该满足:

$$h(kT_s) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

在线性系统的设计中, 根据系统的传递函数进行设计往往更加方便。由无码间干扰的时域传输条件, 通过推导(推导过程读者可查阅相关参考资料), 可以得到基带系统无码间干扰的传输条件:

$$H_e(\omega) = \begin{cases} \sum_{i=-\infty}^{\infty} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s \text{ (常数)} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

这个无码间干扰的基带系统传输条件被称作无码间干扰传输的奈奎斯特准则。

【例 5-1】 在下列基带传输系统中, 如图 5-15 所示, 如果基带传输速率 $R_s = \frac{1}{T_s}$, 判断系统是否会发生码间干扰。

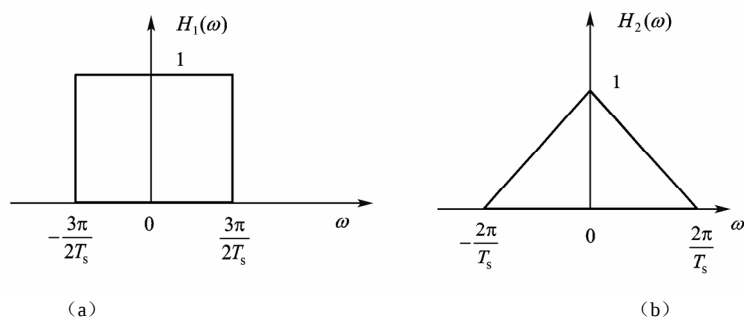
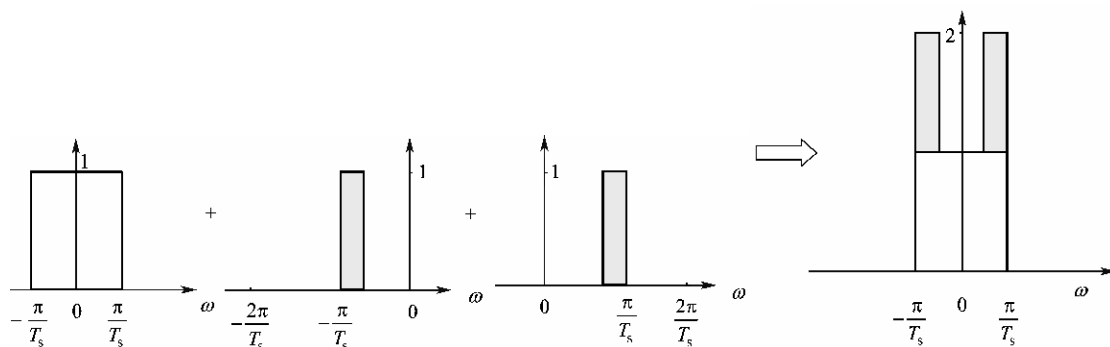
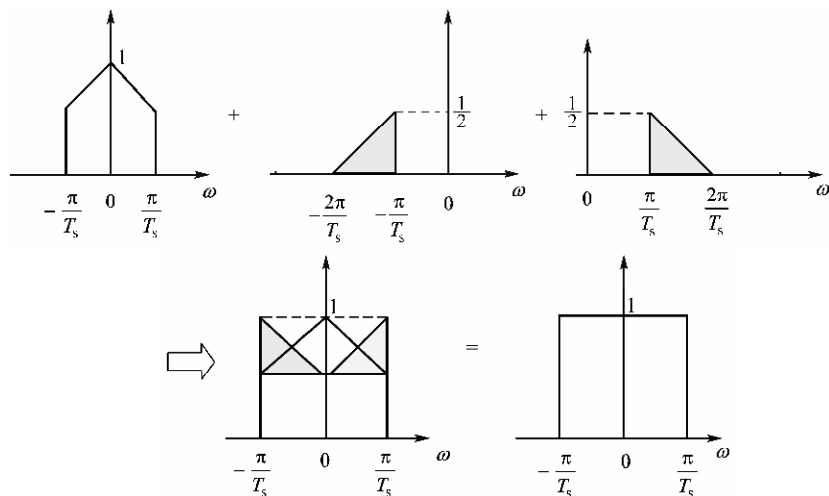


图 5-15 例 5-1 图

解 根据无码间干扰的传输条件，将基带传输系统的传递函数以 $\frac{2\pi}{T_s}$ 为分割间隔进行分割，然后将所有的分割间隔加到 $(-\frac{\pi}{T_s}, \frac{\pi}{T_s})$ 区间，看叠加以后是否在此区间是一个常数。如果得到的是一个不为零的常数，则此系统作为基带传输系统在码元速率为 $R_s = \frac{1}{T_s}$ 时将不存在码间干扰，反之亦然。其分割过程如图 5-16 所示。



(a) 图 5-15 (a) 分割组合过程



(b) 图 5-15 (b) 分割组合过程

图 5-16 例 5-1 解题过程示意图

由图 5-16 (a) 可以明显看出, 相加以后不再是一个常数, 故该系统有码间干扰。

由图 5-16 (b) 可以明显看出, 相加以后得到一个区间常数, 故该系统没有码间干扰。

1. 具有理想低通传输特性的系统

理想低通传输特性的传递函数为

$$H(\omega) = \begin{cases} T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases}$$

其对应的冲激响应为 $h(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}$, 如图 5-17 所示。

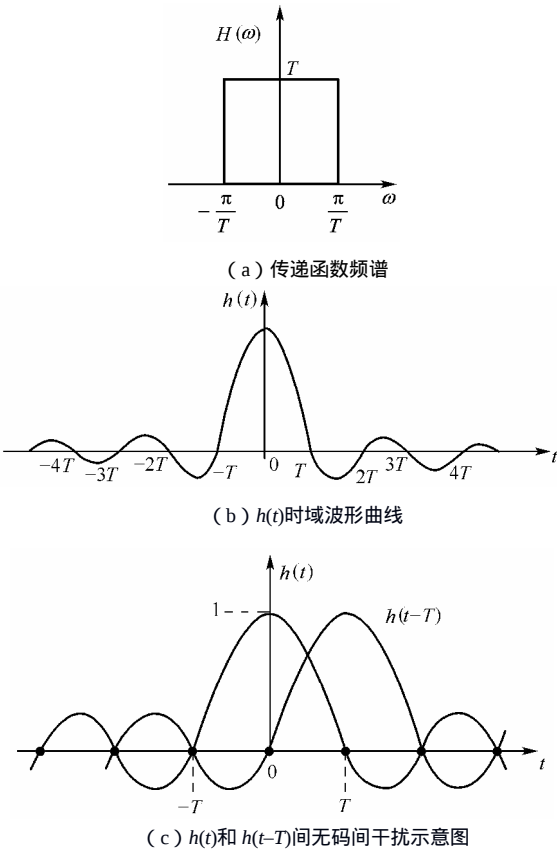


图 5-17 具有理想低通传输特性的系统

具有理想低通传输特性的系统特点如下。

符合无码间干扰的传输条件, 但实际上难以实现。

时域 $h(t)$ 系统的波形, 其“尾巴”衰减慢, 因而为了防止抽样过程产生码间干扰, 对定时精度要求高。

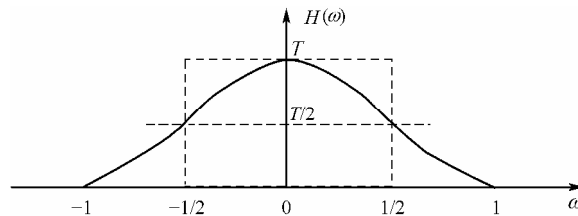
系统的频带利用率较高 ($\eta = 2$)。

2. 升余弦系统

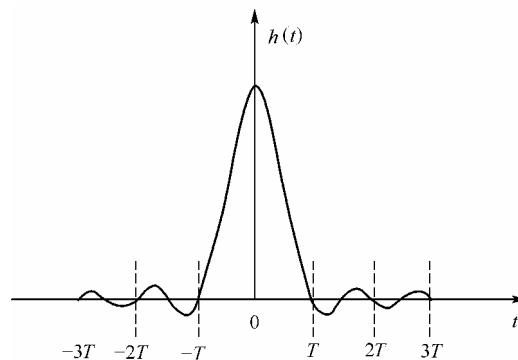
升余弦系统的传递函数为

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{T}{2} \left(1 + \cos \frac{\omega T}{2}\right) & |\omega| \leq \frac{2\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{2\pi}{T} \end{cases}$$

其冲激响应为 $h(t) = \frac{\sin \pi t / T}{\pi t / T} \times \frac{\cos \pi t / T}{1 - 4t^2 / T^2}$ 如图 5-18 所示。



(a) 升余弦系统的传输特性



(b) 升余弦系统的系统函数

图 5-18 升余弦系统

升余弦系统的特点如下。

符合无码间干扰的传输条件，具有滚降特性，实际中容易实现。

时域 $h(t)$ 系统的波形在两个抽样点之间要过一次零点，因而“尾巴”衰减快，可以降低对定时精度的影响。

系统的频带利用率较低 ($\eta = 1$)。

升余弦系统根据其滚降参数不同，还有多种形式，有兴趣的读者可查阅相关资料。

5.5 部分响应系统

在升余弦系统中，由于其尾巴衰减较快，故可减少因定时误差所带来的码间干扰，但该系统的频带利用率最多可达到 $\eta = 1$ 。而对于具有理想低通传输特性的系统，其最高频带利用率可以达到 $\eta = 2$ ，但尾巴波动比较大，衰减也比较慢，这样就增大了由于定时误差引起的码间干扰。能否找到一个系统，既有较高的频带利用率，又可减少定时误差带来的码间干扰呢？如果改善这些情况，就能保证在一定传输质量的前提下显著地提高基带系统的传输速率。这在高速大容量的传输系统中具有明显的实际意义。

部分响应系统就是通过对理想低通滤波器的冲激响应进行加权组合，即有控制地在基带

系统的某些码元之间引入码间干扰，在其他码元之间消除码间干扰，这样既可以提高基带系统的频带利用率，又可以降低系统对定时精度的要求。由于系统中的码间干扰是人为引入的，故在接收端也很容易将其消除掉。

下面以相邻两个码元之间引入码间干扰为例，如图 5-19 所示，说明部分响应系统的原理。

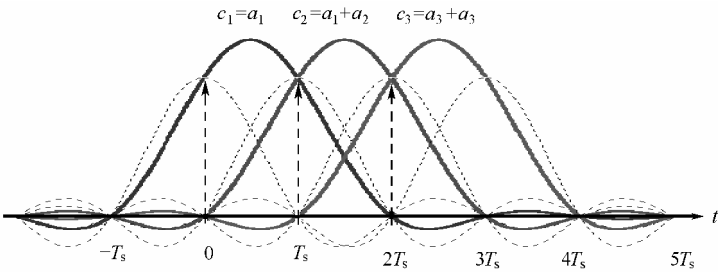


图 5-19 码间干扰示意图

假设输入的二进制消息序列为 $\{a_n\}$ ，当在 k 时刻发送消息码元 a_k 时，通过基带传输系统到达接收端，如果接收端在 k 时刻抽样点上所得到的抽样值为 c_k ，由于基带系统中相邻两个码元之间固定存在码间干扰，则

$$c_k = a_k + a_{k-1}$$

其中， a_{k-1} 是指 a_k 的前一个码元的值。

由上式可知，在 k 时刻为了能在接收端正确恢复出 a_k 的值，只需作如下变换：

$$a_k = c_k - a_{k-1}$$

即用 k 时刻的抽样值 c_k 减去前一个码元对 k 时刻的影响 a_{k-1} (k 时刻的码间干扰值)，就可以得到 k 时刻消息码元 a_k 。由此可见， k 时刻的消息码元 a_k 判定是否正确与 $k-1$ 时刻的消息码元 a_{k-1} 密切相关，只要前一时刻的消息码元判定正确，则该时刻的码间干扰就会被接收端消除。但是，如果前一时刻的消息码元发生误判的话，将直接影响到后续消息码元的正确判决。不过，确实找到了一个系统，这个系统在实际中传输基带信号时可以做到较高的频带利用率，同时尾巴衰减快，收敛也快。

下面介绍一种比较实用的部分响应系统，这种系统可以克服由于前一个消息码元误判而带来的后续码元误判的问题。这种系统采用“预编码-相关编码-模处理”的处理过程，如图 5-20 所示。

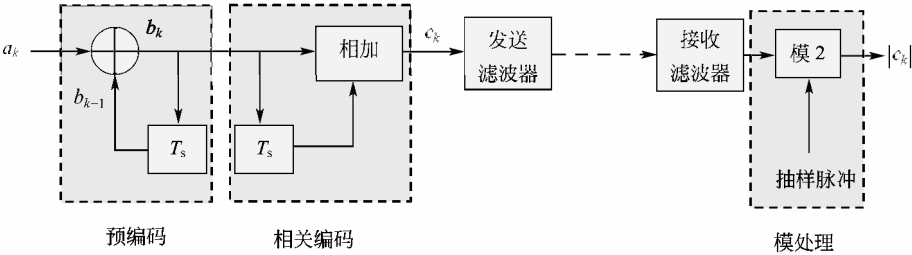


图 5-20 第一类部分响应系统

(1) 发送端

预编码：将 a_k 变换成 b_k ，其规则为

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1} \quad (\text{这里的“}\oplus\text{”是指作模 } L \text{ 加，} L \text{ 代表进制数})$$

相关编码：将 b_k 变换成发送序列 c_k ，即

$$c_k = b_k + b_{k-1}$$

(2) 接收端

模处理：对接收到的 c_k 序列进行模处理。

$$[c_k]_{\text{模}} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{模}} = a_k$$

【例 5-2】某二进制信息序列为 $\{10110010001\}$ ，今采用第一类部分响应系统进行传输，分别写出经过预编码、相关编码和模处理以后的输出序列。

解 输出序列如下。

a_k	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
b_{k-1}	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
b_k	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1
c_k	1	2	1	1	2	2	1	0	0	0	1
c_k	1	2	1	1	2	2	1	0	0	0	1
$ c_k $	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1

$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$
 $c_k = b_{k-1} + b_k$

接收端抽样判决
模 2 运算

当接收端发生抽样判决错误时，输出序列如下所示。

a_k	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
b_{k-1}	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
b_k	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1
c_k	1	2	1	1	2	2	1	0	0	0	1
c_k	1	2	0	1	2	2	2	0	0	0	1
$ c_k $	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1

发生误判

由此可见，当接收端发生误判时，只会影响当前码元发生误码，不会影响到后续码元正确接收。

对于实际的部分响应系统，其码间干扰不一定仅发生在相邻两个码元之间。对于一般的情况，接收端 k 时刻的抽样值可以表示为

$$c_k = r_1 a_k + r_2 a_{k-1} + r_3 a_{k-2} + \dots + r_N a_{k-(N-1)}$$

由此可以看出， c_k 的电平数与 a_k 的进制数 L 和 r 都有关系。常用的部分响应系统的参数如表 5-4 示。

表 5-4 常用五类部分响应系统参数

类 型	N	r_0	r_1	r_2	r_3	r_4
	2	1	1			
	3	1	2	1		
	3	2	1	-1		
	3	1	0	-1		
	5	-1	0	2	0	-1

【例 5-3】 某二进制信息序列为 {101100110011111}，现采用八进制的第四类部分响应系统进行传输，分别写出经过预编码、相关编码和模处理以后的输出序列。

解 输出序列如下。

信息序列	101	100	110	011	111	
a_k	5	4	6	3	7	
b_{k-2}	5	6	2	2	0	
b_k	2	2	0	5	7	$b_k = a_k \oplus b_{k-2}$
c_k	-3	-4	-2	3	7	$c_k = b_k - b_{k-2}$
c_k	-3	-4	-2	3	7	
$ c_k $	5	4	6	3	7	模 8 处理

第四类部分响应系统的原理框图如图 5-21 所示。

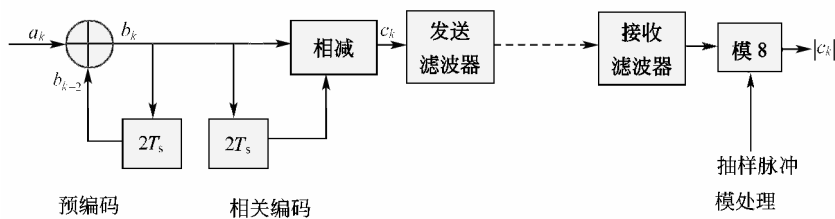


图 5-21 第四类部分响应系统的原理框图

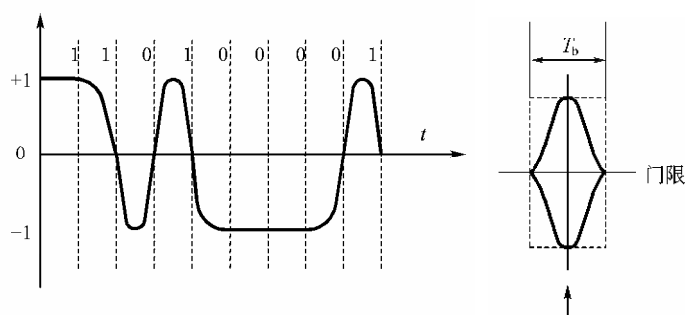
5.6 眼 图

从理论上讲，基带传输系统只要按照无码间干扰的奈奎斯特准则进行设计，系统就可以实现无码间干扰传输。但在实际中，由于滤波器部件调试不理想，无码间干扰传输很难做到。即便是收发滤波器有完全的理想特性，也会因为信道的特性变化使整个传输系统的特性发生改变。所以，实际系统中要完全避免码间干扰几乎是不可能的，严重的码间干扰和随机噪声会导致误码率的急剧增加。为了在基带系统调试或运营维护过程中了解系统的传输性能，一个比较简单、方便和有效的手段就是利用示波器来观察基带信号所形成的眼图。

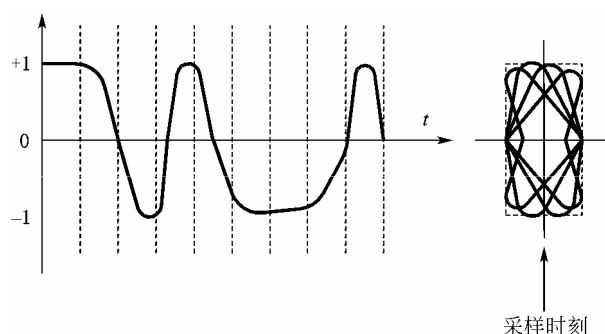
眼图是指利用实验的手段近似估计基带系统性能时在示波器上观察到的一种波形。观察眼图的方法是：用一个示波器跨接在系统接收滤波器的输出端，然后调整示波器水平扫描周期，使其与接收码元的周期同步。此时，从示波器上所观察到的波形，就可以反映出码间干扰和噪声的影响，从而估计系统性能的优劣程度。由于示波器上显示的波形非常类似人的眼睛，故工程上就把这个波形称为“眼图”，如图 5-22 所示。

由图 5-22 可以看出，在无失真的情况下，眼图就像人的一只眼睛一样，它是由各段码元波形叠加而成。眼图中央的垂直线表示最佳抽样时刻，位于两峰值中间的水平线是判决门限电平。在无码间干扰和噪声的理想情况下，波形无失真，此时的“眼睛”开启得最大。当有

码间干扰时，波形失真，会引起“眼睛”的部分闭合。如果再加上噪声的影响，则会使眼图的线条变得更加模糊，“眼睛”开启得更小。因此，眼睛张开的大小反映了基带传输系统失真的程度。



(a) 无失真基带信号波形及眼图



(b) 有失真基带信号波形及眼图

图 5-22 基带信号波形及其眼图

由此可见，眼图能够直观地反映码间干扰和噪声对基带传输系统的影响，从而近似评价基带传输系统性能的优劣。在实际中，还可以通过眼图来对接收滤波器的特性参数进行调整，从而减小码间干扰，改善基带系统的传输性能。为了能够说明眼图和系统性能之间的关系，通常把眼图简化成一个模型，如图 5-23 所示。

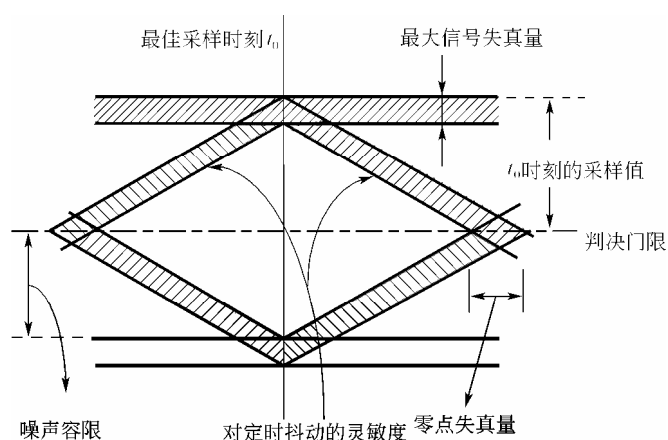


图 5-23 眼图的理想化模型

根据理想化眼图模型，可以得到以下信息。

最佳抽样时刻应该选在眼睛张开最大的时刻。

眼图斜边的斜率表示了系统对定时抖动的灵敏度，斜边越陡，系统对定时抖动越敏感。

眼图左角或右角阴影部分的水平宽度表示信号零点的变化范围，通常称为零点失真量（在许多接收设备中，定时信息就是通过信号零点位置来提取的，对于这种设备零点失真量就显得非常重要）。

在抽样时刻，阴影区的垂直宽度表示最大信号的失真量。

抽样时刻上、下两个阴影区间隔的一半叫噪声容限，噪声瞬时值超过它之后就可能发生误判。

眼图中横轴对应判决门限电平。

对于多进制基带传输系统，也可以观察到类似的眼图。此时，除了能够观察分析上述性能外，还可以从中看出信道的振幅特性的非线性程度，眼图垂直方向的不对称反映存在着非线性。

5.7 MATLAB 在基带通信系统中的应用举例

【例 5-4】 用 MATLAB 绘制双极性不归零码的波形图及所对应的频谱图。

解 应用程序如下。

```
clear all;
n=20;
tb=1;
A=1;
dt=tb/100;t=[1:n/dt]*dt;
D=2*randint(1,n)-1;
smb=A*ones(1,100);
dp=[];
for k=1:n,dp=[dp,D(k)*smb];
end
subplot(2,1,1);
plot(t,dp,'b',t,0*t,'b');
axis([0,n,-2,2]);
xlabel('双极性不归零波形')
df=0.01;
fmax=3;
f=0:df:fmax;
pf=(tb*A^2)*sinc(tb*f).^2;
subplot(2,1,2);
plot(f,pf,'r',f,0*f,'r')
xlabel('双极性不归零码功率谱')
```

运行结果如图 5-24 所示。

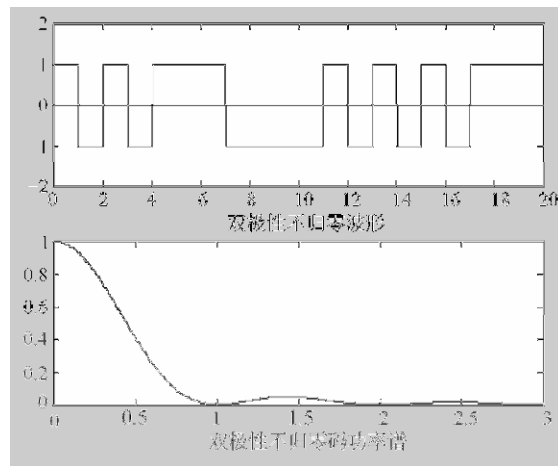


图 5-24 例 5-3 程序运行结果示意图

【例 5-5】 画出不同滚降参数下，升余弦系统的冲激响应曲线图。

解 程序如下。

```
clear all;
dt=0.01;
ts=1;
gj=0.5;
tn=5;
t=-tn:dt:tn;
t=t+eps;
t1=sinc(t./ts);
t2=cos(gj*pi*t./ts)./(1-4*(gj*t./ts).^2);
t3=cos((gj+0.2)*pi*t./ts)./(1-4*((gj+0.2)
*t./ts).^2);
t4=cos((gj-0.2)*pi*t./ts)./(1-4*((gj-0.2)
*t./ts).^2);
h1=t1.*t2;
h2=t1.*t3;
h3=t1.*t4;
plot(t,h1,'b',t,0*t,'b')
hold on
plot(t,h2,'r',t,0*t,'r')
hold on
plot(t,h3,'g',t,0*t,'g')
grid;
```

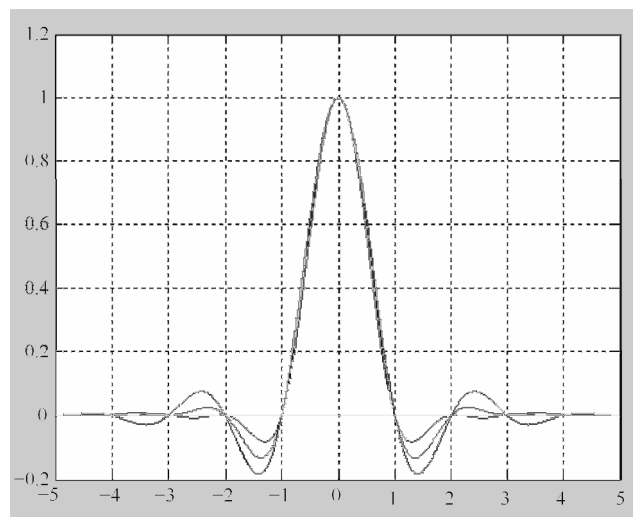


图 5-25 例 5-4 程序运行结果示意图

运行结果如图 5-25 所示。

本章小结

1. 数字基带码型变换属于信道编码范畴，主要目的是使基带传输信号适合信道的传输特性，保证系统的可靠性能。因此，基带编码必须符合码型设计的原则。

2. HDB3 码是一种常用传输码型,与 AMI 码相比最大的区别是:HDB3 码中不会出现 3 个以上的连“0”串,这样有利于接收端提取位定时信息。

3. 再生判决是数字通信系统的一大亮点,它能使接收信号在噪声容限范围内进行完全恢复。这是模拟通信系统无法完成的。

4. 基带通信系统无码间干扰的条件是:

$$H_e(\omega) = \begin{cases} \sum_{i=-\infty}^{\infty} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s \text{ (常数)} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

5. 具有理想低通传输特性的基带系统的主要优点是基带传输无码间干扰,频带利用率较高。但是,该系统只是一个理想系统,实际中无法实现,同时系统函数的“尾巴”衰减慢,对整个定时精度要求高。

6. 升余弦系统也是一个无码间干扰的基带传输系统,该系统的系统函数“尾巴”衰减快,由于定时精度误差所引起的码间干扰值小,因而实际中通常被采用。但该系统的频带利用率不高。

7. 部分响应系统是利用有规则地引入码间干扰来达到提高频带利用率,同时降低对定时精度的要求的基带传输系统。最常使用的是第一类的和第四类的部分响应系统。

8. 眼图是一种工程上常用的观察图形,它能直观反映基带传输系统的抗噪性能。

习 题 5

- 已知二进制信息序列为 11001011010,分别画出以下要求的波形图。
单极性不归零码 NRZ 波形和归零码波形(归零码的占空比为 1/2);
双极性不归零码 NRZ 波形和归零码波形(归零码的占空比为 1/2)。
- 已知二进制信息序列为 000100001000010100000000,分别画出以下要求的波形图。
传号交替反转码 AMI 波形;
三阶高密度双极性码 HDB3 波形;
数字双相码波形。
- 已知某基带传输系统的传输特性 $H(f)$ 如图 5-26 所示,试回答如下问题。
如果以 $R_s = 1200\text{Baud}$ 进行传输,是否会发生码间干扰?
该系统在无码间干扰的情况下,最大的码元传输速率是多少?

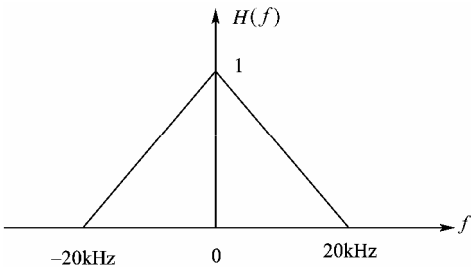


图 5-26 习题 3 图

4. 某随机二进制信息序列为 10110010, 如果“1”码用脉冲 $g(t) = \frac{1}{2}(1 + \cos \frac{2\pi t}{T_s})$ 表示, “0”码用 $-g(t)$ 表示, 码元持续时间为 T_s 。求:
- 当用示波器观察眼图时, 扫描周期 $T_0 = T_s$ 时, 试画出眼图;
 - 当用示波器观察眼图时, 扫描周期 $T_0 = 2T_s$ 时, 试画出眼图;
 - 比较以上两种眼图的最佳抽样判决时刻、判决门限电平和噪声容限值。
5. 假设二进制信息序列为 110101110010001100011001, 今采用四进制的第四类部分响应系统进行传输。
- 分别写出经过预编码、相关编码和模处理后的输出数字序列;
 - 画出该第四类部分响应系统的原理框图。
6. 假设某基带传输系统为理想低通传输特性的系统, 其截止频率为 100kHz。
- 试求当输入的码元速率为 150KBaud 时, 该系统是否会发生码间干扰?
 - 当信息传输速率为 400Kbps 时, 该系统是否可以实现无码间干扰传输? 为什么?

第 6 章 数字频带传输技术

【学习要点】

- 二进制调制的基本原理
- 2ASK、2FSK、2PSK、2DPSK 解调波形
- 载波提取与相位模糊
- 4PSK 系统原理
- 数字调制系统性能比较

上一章介绍了数字基带传输的相关问题，对于数字基带信号来讲，根据其频谱特点，通常只适合在低通型的信道中传输。而在实际中，大多数信道都属于带通型信道，比如无线信道中的微波通信、卫星通信、无线电广播等，有线信道中的光纤通信等。为了使数字信号能在这些通信系统中传输，就需要把数字基带信号的频谱搬移到这些通信系统的频带上去，这种频谱搬移的过程就是调制的过程。在数字系统中，可以采用正弦载波来加载数字基带信号，也可以用高频脉冲来加载数字基带信号。这里着重介绍利用正弦载波来对二进制数字基带信号进行调制的原理。

二进制数字调制系统中，根据基带信号控制正弦载波参数的不同，通常有三种基本的数字调制方式：幅度键控（ASK）、频移键控（FSK）和相移键控（PSK）。

6.1 二进制调制的基本原理

在二进制数字调制系统中，正弦载波的幅度、频率或者相位的取值只有两种，因而是最简单的数字调制方式。在下面的讨论过程中，将根据二进制消息序列中“1”和“0”的不同出现概率分别进行介绍。

6.1.1 二进制幅度键控(2ASK)

幅度键控中数字基带信号控制正弦载波幅度的变化，当数字基带信号为二进制时，已调信号中正弦载波的幅度有两种情况，要么有幅度，要么幅度为 0。因此，可以用开关电路来实现，故称作键控方式。

1. 2ASK 信号的表达式

假设二进制数字基带信号序列 $\{a_n\}$ 由“0”和“1”组成，其中发送数字信号“1”的概率为 p ，则发送数字信号“0”的概率为 $1-p$ ，且统计独立。数字基带信号的表达式为

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

其中
$$a_n = \begin{cases} 1 & \text{以概率 } p \\ 0 & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

注意： a_n 取 1，并不一定代表数字信号“1”，也可以代表数字信号“0”。

则已调信号（即 2ASK 信号）的表达式为

$$\begin{aligned} s_{2\text{ASK}}(t) &= s(t) \cos \omega_c t \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

当在一个码元周期 T_s 内对 2ASK 信号进行观察，其观察值为

$$s_{2\text{ASK}}(t) = \begin{cases} \cos \omega_c t & \text{以概率 } p \\ 0 & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

2. 2ASK 信号的产生

2ASK 信号实际上就是一个幅度调制的已调信号，所以可以采用模拟调幅的方法实现，如图 6-1 (a) 所示。同时，由于在一个码元周期内对 2ASK 进行观察，所得到的观察值要么为载波，要么为 0，故又可以采用开关电路来实现，如图 6-1 (b) 所示。

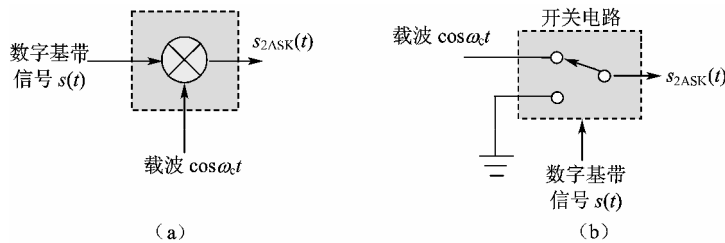


图 6-1 2ASK 信号的产生原理框图

在实际中，通常采用开关电路来产生 2ASK 信号。

3. 2ASK 信号的波形

假设某数字基带信号的序列为 {1 0 1 1 0 1}，则该序列所对应的 2ASK 波形如图 6-2 所示。

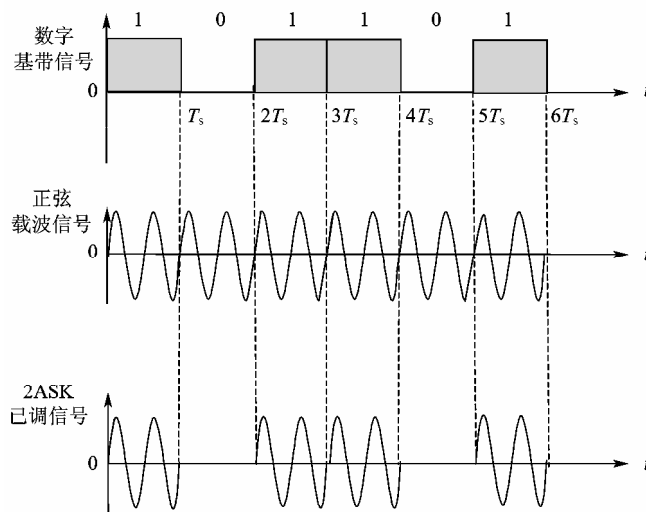


图 6-2 2ASK 信号波形

4 . 2ASK 信号的解调

2ASK 信号的解调方法主要有两种：相干解调和非相干解调。

相干解调也叫同步检波，其实现原理框图如图 6-3 所示。2ASK 相干解调的波形如图 6-4 所示。

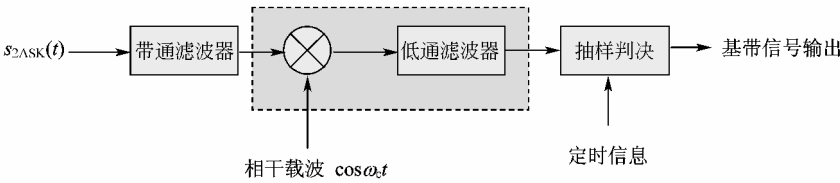


图 6-3 2ASK 信号相干解调原理框图

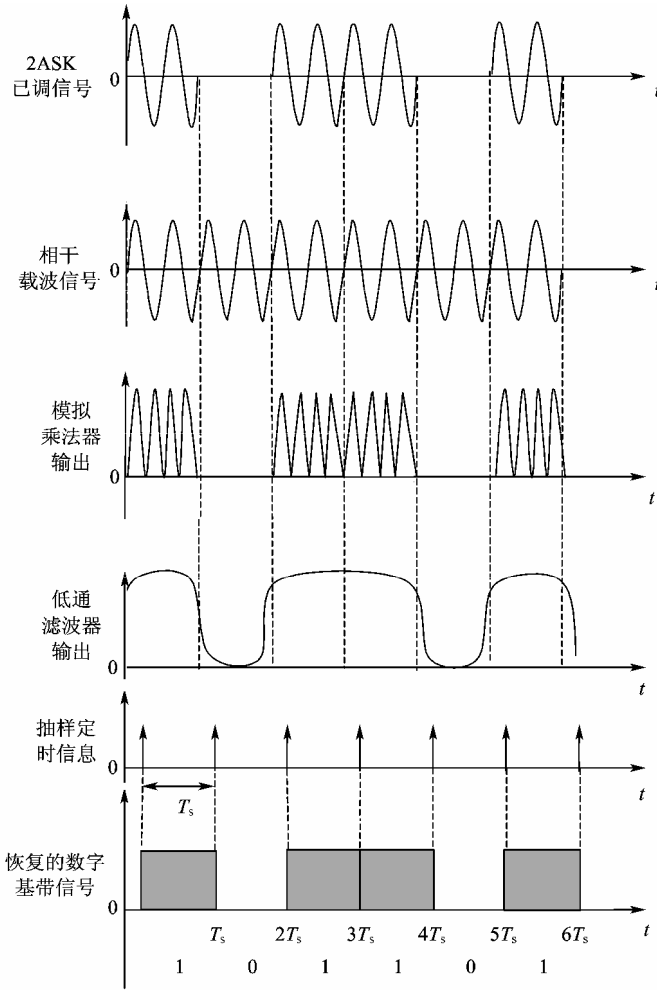


图 6-4 2ASK 信号相干解调波形

非相干解调即包络检波，其原理框图如图 6-5 所示。2ASK 在采用包络检波时一定要注意包络检波器的门限效应问题。如同模拟调幅系统的包络检波一样，当包络检波器发生门限

效应以后，解调信号的输出信噪比将急剧恶化，此时会严重影响到信号的正常接收。

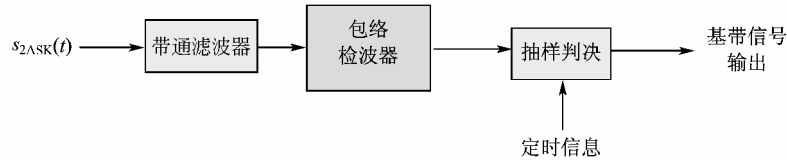


图 6-5 2ASK 包络检波的原理框图

6.1.2 二进制频移键控(2FSK)

频移键控系统中用不同的载波频率来表征数字基带信息。对于二进制信号来讲，用两个载波频率就可以完全表征。

1. 2FSK 信号的表达式

假设二进制消息序列 $\{a_n\}$ 中，发送数字信号“1”的概率为 p ，则发送数字信号“0”的概率为 $1-p$ 。

数字基带信号的表达式为

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

则 2FSK 信号的表达式为

$$s_{2FSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cos \omega_1 t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{a}_n g(t - nT_s) \cos \omega_2 t$$

$$\text{其中 } a_n = \begin{cases} 1 & \text{以概率 } p \\ 0 & \text{以概率 } 1-p \end{cases}, \bar{a}_n = \begin{cases} 0 & \text{以概率 } p \\ 1 & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

当在一个码元周期 T_s 内对 2FSK 进行观察，其观察值为

$$s_{2FSK}(t) = \begin{cases} \cos \omega_1 t & \text{以概率 } p \\ \cos \omega_2 t & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

2. 2FSK 信号的产生

2FSK 信号类似模拟系统中的 FM 调频信号，所以 2FSK 信号的产生可以采用模拟调频法，如图 6-6 (a) 所示。而由于在一个码元周期内对 2FSK 信号进行观察，观察结果要么为 f_1 的正弦载波，要么为 f_2 的正弦载波，故也可以采用开关电路来实现，如图 6-6 (b) 所示。

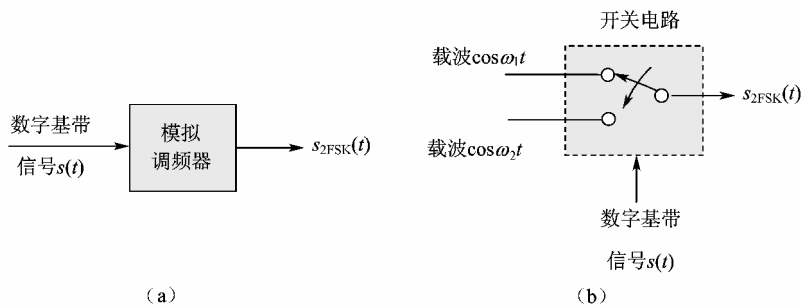


图 6-6 2FSK 信号的产生原理框图

在实际应用中，由于模拟调频器无法做到频率的突变，故通常采用开关电路来实现。

3 . 2FSK 信号的波形

假设某数字基带信号的序列为{1 0 1 1 0 1}，则该序列所对应的 2FSK 波形如图 6-7 所示。

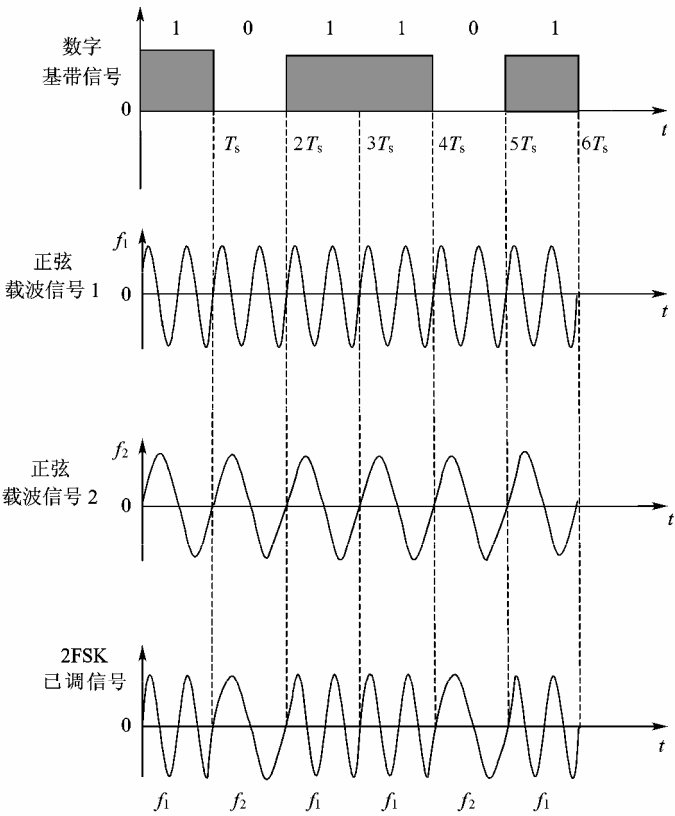


图 6-7 2FSK 信号波形图

4 . 2FSK 信号的解调

2FSK 信号的解调方法有多种，最常见的包括相干解调、非相干解调和过零检测等。

2FSK 信号采用相干解调的原理框图如图 6-8 所示，其所对应的波形如图 6-9 所示。

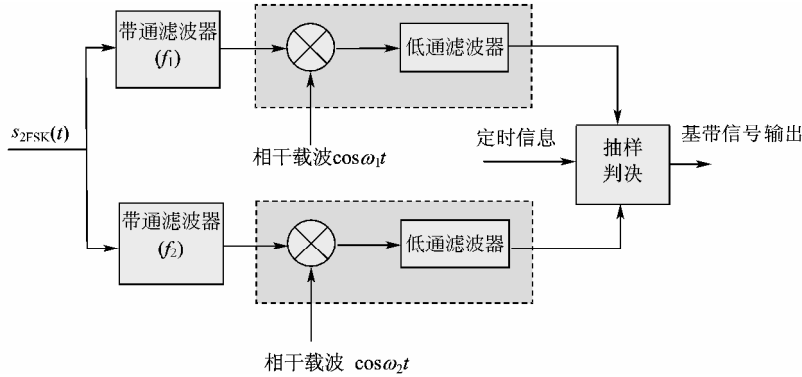


图 6-8 2FSK 信号相干解调原理框图

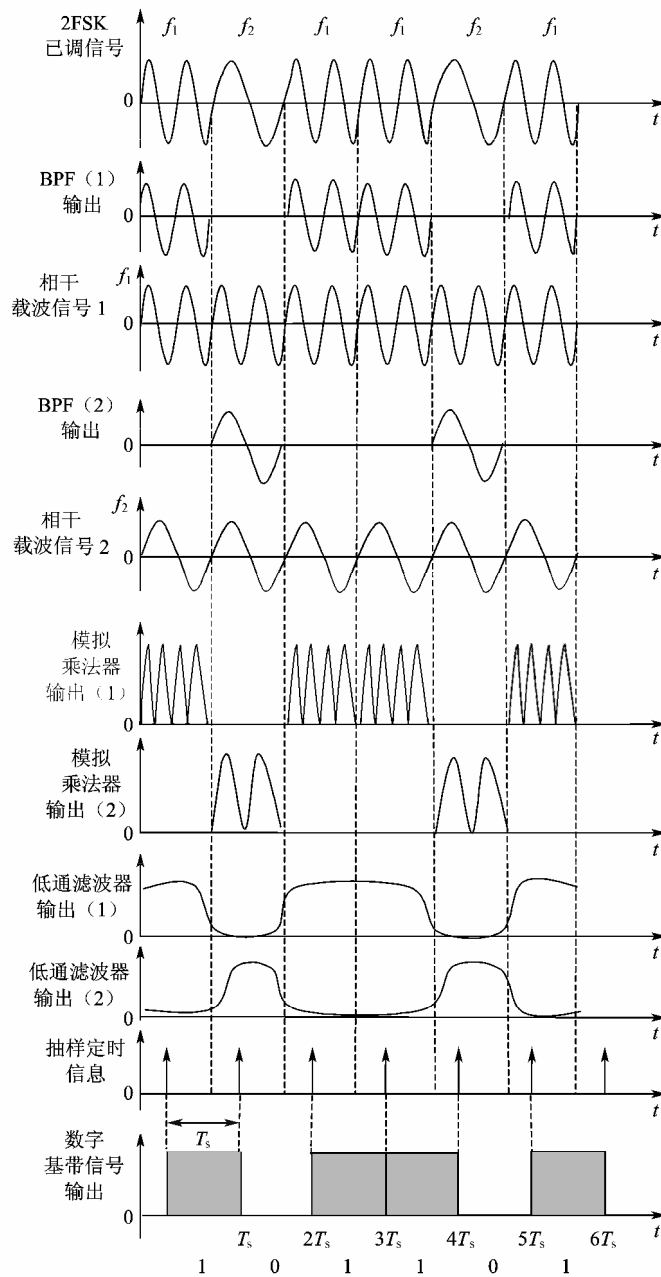


图 6-9 2FSK 信号相干解调的波形

2FSK 信号采用非相干解调的原理框图如图 6-10 所示。其解调过程的波形图与相干解调过程的波形有许多类似的地方，但非相干解调抑制噪声的能力却不如相干解调强。这一点，读者可以自己思考其中的原因。另外，2FSK 还有一种比较常用的解调方法叫作过零检测法，有关过零检测的相关原理读者可参考相关参考资料，这里不再赘述。

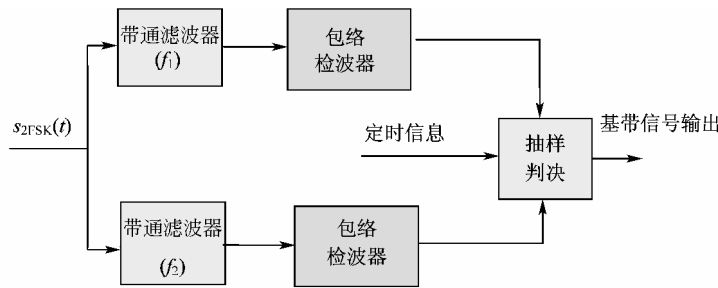


图 6-10 2FSK 非相干解调原理框图

6.1.3 二进制相移键控(2PSK)

二进制相移键控是用正弦载波的两种相位来表示二进制数字基带信号“1”和“0”的两种状态。

1 . 2PSK 信号的表达式

假设二进制消息序列 $\{a_n\}$ 中，发送数字信号“1”的概率为 p ，则发送数字信号“0”的概率为 $1-p$ 。

数字基带信号的表达式为

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

则 2PSK 信号的表达式为

$$s_{2PSK}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cos \omega_c t$$

其中
$$a_n = \begin{cases} +1 & \text{以概率 } p \\ -1 & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

当在一个码元周期 T_s 内对 2PSK 进行观察，其观察值为

$$s_{2PSK}(t) = \begin{cases} \cos(\omega_c t + 0) & \text{以概率 } p \\ \cos(\omega_c t + \pi) & \text{以概率 } 1-p \end{cases}$$

由此可见，2PSK 信号中分别用了 0 相位和 π 相位来分别表示二进制数字信号。

2 . 2PSK 信号的产生

2PSK 信号的产生可以采用模拟调相的方式，也可以采用开关电路的键控方式，实际中多采用键控方式实现。2PSK 信号键控实现的原理如图 6-11 所示。

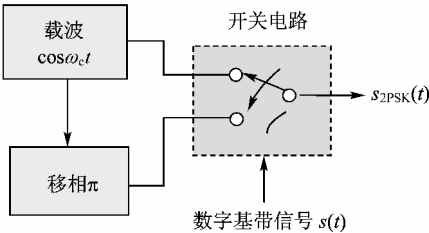


图 6-11 2PSK 键控实现的原理框图

3. 2PSK 信号的波形

假设某数字基带信号的序列为 $\{1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\}$ ，则该序列所对应的 2PSK 波形如图 6-12 所示。

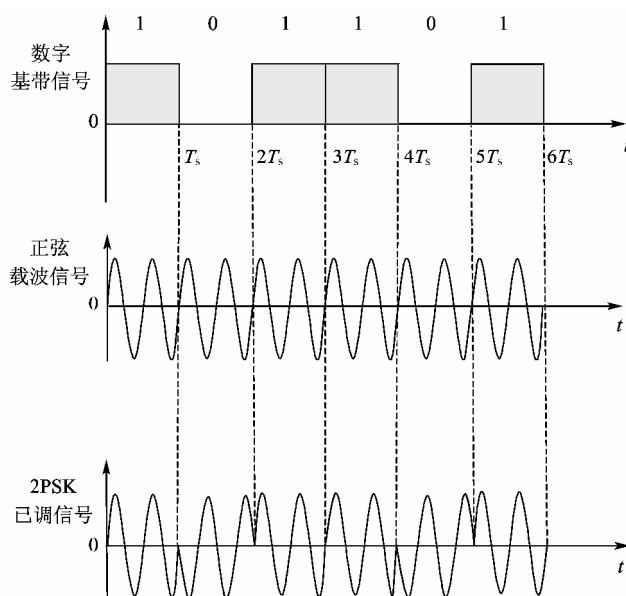


图 6-12 2PSK 波形

4. 2PSK 信号的解调

2PSK 信号的解调通常采用相干解调的方法，其原理框图如图 6-13 所示。

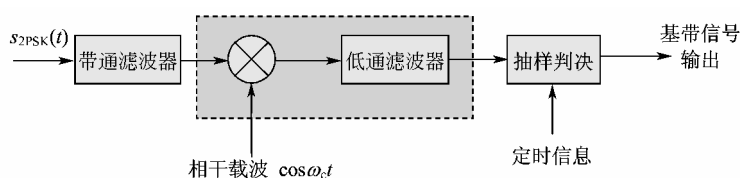


图 6-13 2PSK 信号相干解调的原理框图

根据相干解调的原理框图可以画出相对应的波形，如图 6-14 所示。

5. 相干载波的提取和相位模糊

在 2PSK 信号相干解调中，接收端需要一个相干载波，该相干载波信号通常都是从 2PSK 已调信号中提取的。通过对 2PSK 信号进行频谱分析发现，该信号中不含有离散的载波分量，需要通过非线性变换来产生离散的载波分量。实现这种非线性变换的电路常为含有锁相环的平方电路，其原理如图 6-15 所示。

2PSK 信号通过平方电路后将产生一个 $2f_c$ 的新频率成分，经过窄带滤波器以后便可得到频率为 $2f_c$ 的正弦信号，它通过锁相环分频便可得到一个频率和载波频率相同的正弦信号。但是，在提取过程中，由于锁相环本身就是一个非线性电路，当它处于稳定平衡状态时，输出相位将有多个可能值，且为 π 的整数倍：

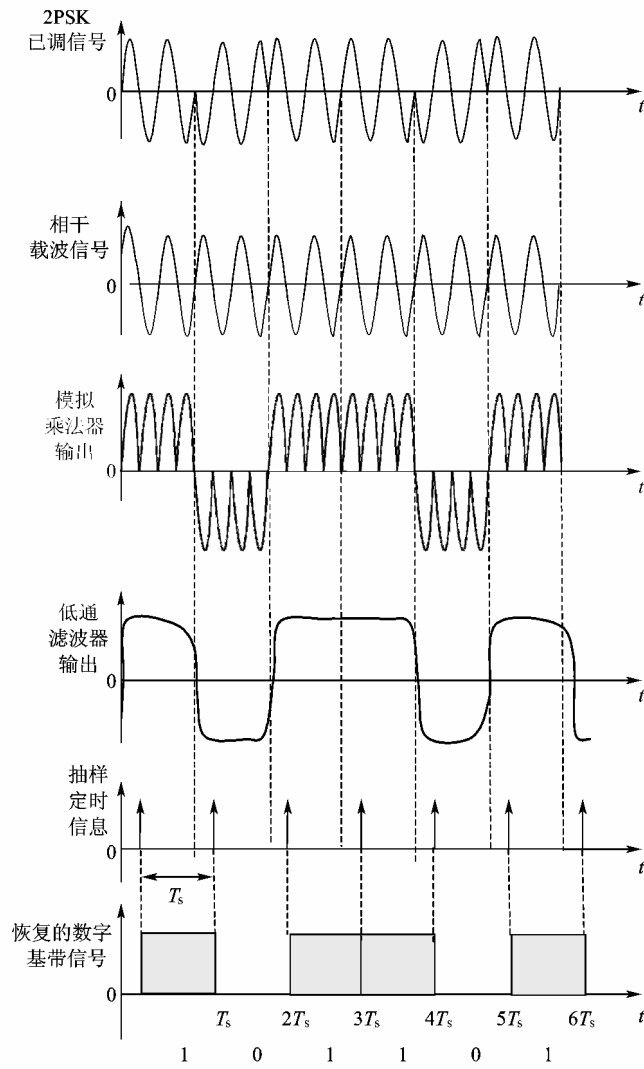


图 6-14 2PSK 信号相干解调的波形图

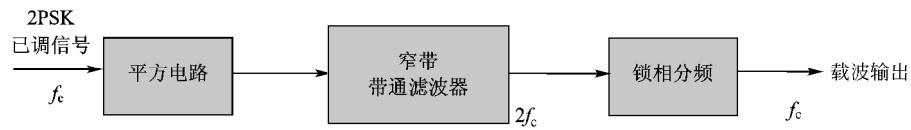


图 6-15 含有锁相环的平方电路相干载波提取

$$c(t) = \cos(\omega_c t + \theta_n) = \cos(\omega_c t + n\pi)$$

而接收端数字信号的恢复是靠相干载波的标准相位来进行的，一旦标准相位发生变化，将会直接影响到数字信号的正确接收。上述相干载波相位的不确定性在工程上就称为相位模糊，由于出现的可能相位都是 π 的整数倍，当 n 为偶数时，此时相干载波的相位与发送端的标准相位相同，当 n 为奇数时，此时相干载波的相位与发送端的标准相位恰好相反，故又叫作“倒 π ”现象。

由此可见,系统一旦发生相位模糊将引起解调信号输出的不确定性,在整个通信过程中,随时都可能因为某种突发干扰而使得锁相环从一个稳定状态转移到另一个稳定状态,从而造成倒 π ,使解调信号发生误码。为了克服 PSK 中的相位模糊,通常采取差分的方式进行传输,即差分相移键控。

6.1.4 二进制差分相移键控(2DPSK)

上面讲到了 2PSK 系统容易发生相位模糊,克服的措施是采用差分相移键控方式,而 2PSK 通常称作绝对相移键控。

假设二进制数字消息序列为 $\{a_n\}$,在绝对相移键控方式中,用绝对相位 $\varphi = 0$ 来代表数字消息“0”,用绝对相位 $\varphi = \pi$ 来代表数字消息“1”;在差分相移键控方式中,用相位变化 $\Delta\varphi = 0$ 来代表数字消息“0”,用相位变化 $\Delta\varphi = \pi$ 来代表数字消息“1”。即

$$\text{即} \quad \text{2PSK 中, } \varphi = \begin{cases} 0 \rightarrow \text{“0”} \\ \pi \rightarrow \text{“1”} \end{cases}; \text{2DPSK 中, } \Delta\varphi = \begin{cases} 0 \rightarrow \text{“0”} \\ \pi \rightarrow \text{“1”} \end{cases}。$$

下面通过例子说明相位模糊的问题,如表 6-1 所示。

表 6-1 相位模糊问题

发送序列 $\{a_n\}$	1	0	1	1	0	1	
2PSK 相位	π	0	π	π	0	π	
相位“倒 π ”	0	π	0	0	π	0	
接收端恢复序列	0	1	0	0	1	0	发生误码
2DPSK 相位 (π)	0	0	π	0	0	π	
相位“倒 π ”	π	π	0	π	π	0	
接收端恢复序列		0	1	1	0	1	正确接收

由上可知,在 2PSK 系统中当发生“倒 π ”时,接收端将收到突发误码,而利用差分相位的 2DPSK 系统则可以进行正确接收。

2DPSK 信号的调制原理如图 6-16 所示。为了得到差分信号,调制器中使用了码变换电路,即绝对码到相对码的变换电路。

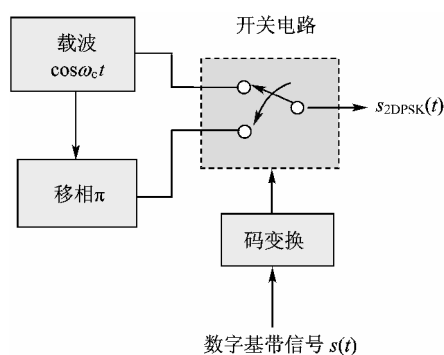


图 6-16 2DPSK 信号的调制原理框图

绝对码到相对码的变换规则之一是：绝对码为“0”相对码不变，绝对码为“1”相对码

变化。如表 6-2 所示。

表 6-2 绝对码到相对码的变换规则

发送序列 $\{a_n\}$	1	0	1	1	0	1	绝对码
(1)	0	0	1	0	0	1	相对码
2PSK 相位	π	0	π	π	0	π	
2DPSK 相位	0	0	π	0	0	π	

2DPSK 信号的调制波形如图 6-17 所示。

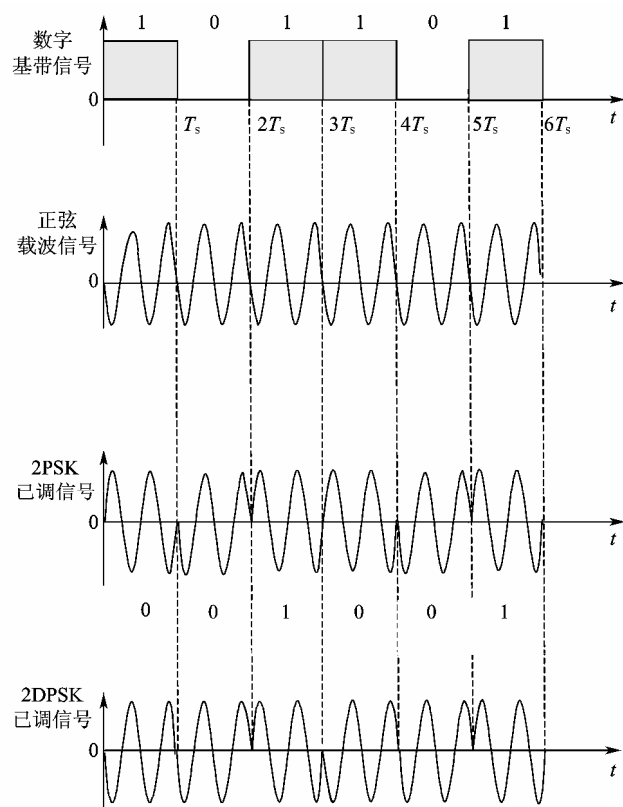


图 6-17 2DPSK 信号的调制波形

2DPSK 信号的解调可以采用相干解调，也可以采用差分相干解调。相干解调中，由于解调出来的数字序列为相对码，故在接收端还要经过一个码反变换电路，将相对码转换成绝对码。相干解调的原理如图 6-18 所示，其解调波形如图 6-19 所示。

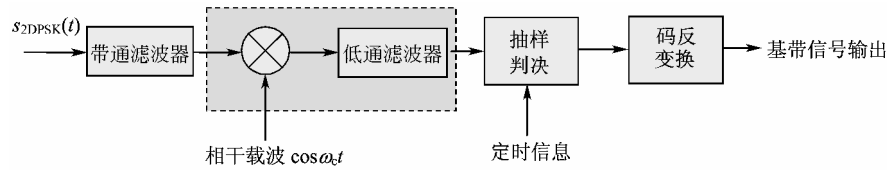


图 6-18 2DPSK 相干解调原理框图

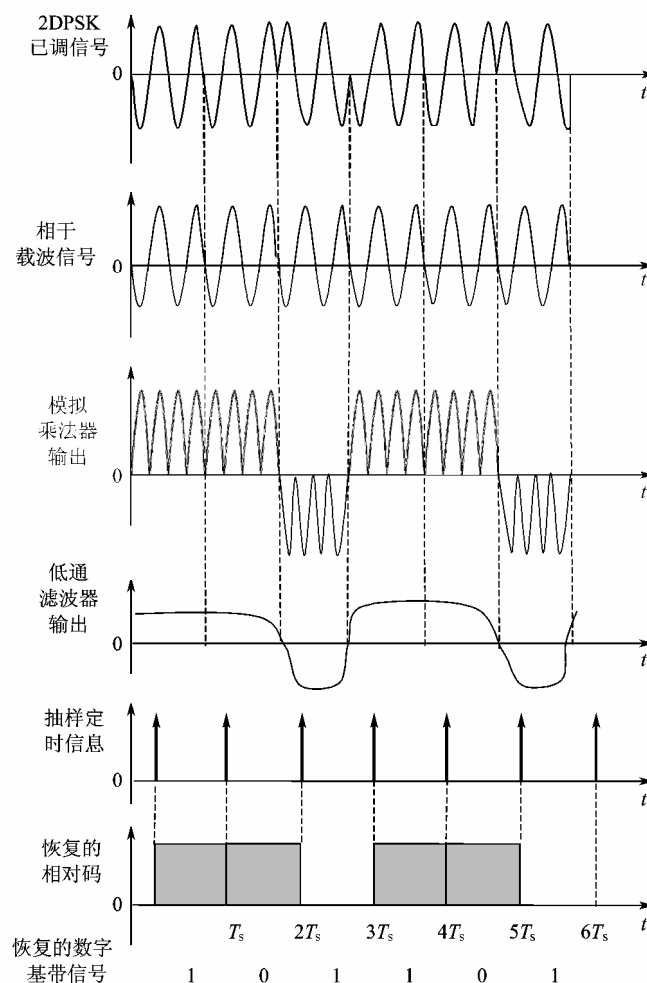


图 6-19 2DPSK 相干解调波形

2DPSK 差分相干解调实际上是把信号中当前码元的相位与前一码元的相位进行比较,通常又称作相位比较法。差分相干解调中由于不需要提取相干载波,因而在恢复相干载波比较困难的情况下,将得到很好的应用。差分相干解调的原理如图 6-20 所示,其对应的波形如图 6-21 所示。

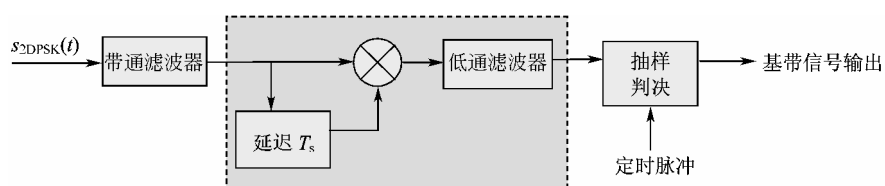


图 6-20 2DPSK 差分相干解调原理框图

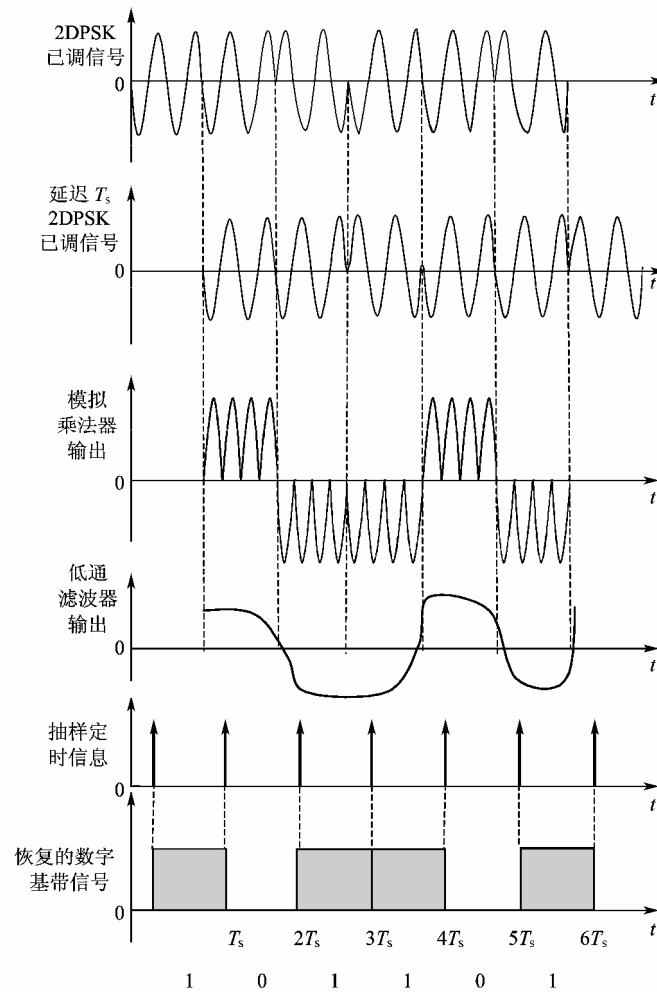


图 6-21 2DPSK 差分相干解调波形

6.1.5 二进制数字调制系统性能比较

前面已经介绍了几种常用二进制数字调制系统的基本原理，下面将从系统性能的角度对这几种二进制系统进行比较。

1．传输带宽

假设基带信号的码元宽度为 T_s ，则基带信号的带宽近似为 $\frac{1}{T_s}$ 。分别对 2ASK、2FSK 和 2PSK 信号进行频谱分析可知，2ASK 系统和 2PSK 系统的传输带宽近似为 $\frac{2}{T_s}$ ，即为基带信号带宽的 2 倍。2FSK 系统的传输带宽近似为 $|f_2 - f_1| + \frac{2}{T_s}$ 。由此可见，2FSK 系统在相同条件下的传输带宽最宽，故 2FSK 系统的有效性最差。

2．误码率

二进制数字调制系统的误码率与系统的调制方式有关，而不同的解调方式，其误码率也

不相同，如表 6-3 所示。

表 6-3 二进制系统中误码率与信噪比的关系

名 称	误码率 p_e 与信噪比 r 的关系	条 件
2ASK 相干解调	$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\sqrt{r}}{2}$ (当 $r \gg 1$ 时, $p_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}}$)	等概率 最佳判决门限
2ASK 非相干解调	$p_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$ ($r \gg 1$)	等概率 最佳判决门限
2FSK 相干解调	$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{r}{2}}$ (当 $r \gg 1$ 时, $p_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}}$)	
2FSK 非相干解调	$p_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$ ($r \gg 1$)	
2PSK 相干解调	$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{r}$ (当 $r \gg 1$ 时, $p_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$)	
2DPSK 差分相干解调	$p_e = \frac{1}{2} e^{-r}$	
2DPSK 相干解调	$p_e = \operatorname{erf} \sqrt{r}$	

注：erf—误差函数；erfc—互补误差函数。

由表 6-3 可以看出，对于同一种数字调制方式的数字系统，采用不同的解调方式，其误码率有所不同，其中相干解调方式略优于非相干解调方式。在同一种解调方式的不同调制系统中，对于相同的误码率的情况下，2PSK 要比 2FSK 系统对信噪比的要求低 3dB，2FSK 又要比 2ASK 系统对信噪比的要求低 3dB。三种调制系统采用不同解调方式的误码率曲线如图 6-22 所示。

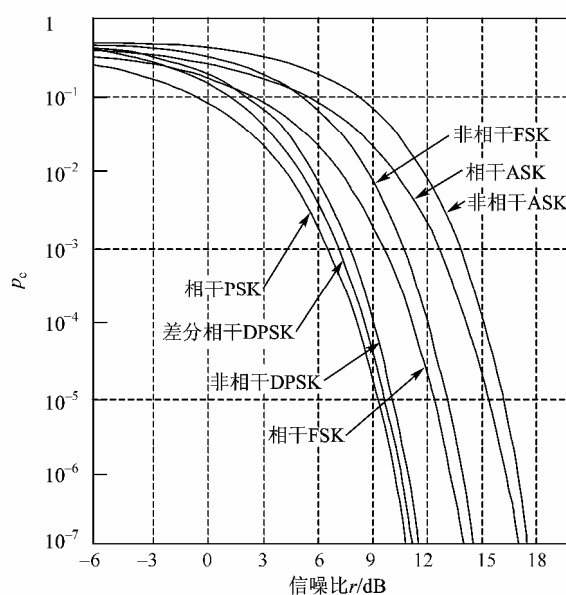


图 6-22 三种数字调制系统的误码率曲线图

3. 对信道特性变化的敏感度

在数字调制系统中, 系统对信道特性变化的敏感程度主要与系统的最佳判决门限有关。在 2FSK 系统中, 不论是相干解调还是非相干解调, 接收端的抽样判决器都不需要人为设置判决门限, 只需比较上下两路解调信号的大小即可进行正确恢复。在 2PSK 系统中, 接收端的抽样判决器需要设定一个判决门限, 但系统的最佳判决门限为 0, 与接收机输入信号的幅度无关。因此, 当 2PSK 系统中的信道特性发生变化时, 其判决门限将不受影响。在 2ASK 系统中, 不论是相干解调还是非相干解调, 都需要人为设定一个判决门限。当数字信号“1”和“0”出现概率相同时, 抽样判决器的最佳判决门限为 $A/2$ 。因此, 2ASK 系统的判决门限与接收机输入信号的幅度密切相关。当系统的信道特性发生变化时, 比如信道严重衰减, 接收机输入信号的幅度 A 将随之发生变化, 从而使抽样判决器的最佳判决门限也相应改变。这时, 由于接收机不容易保持在最佳判决门限状态, 导致误码率的提高。所以, 在二进制调制系统中, 2ASK 系统对信道特性的变化最敏感, 在信道特性不恒定的系统中最不适用。

在数字调制系统中, 当信道存在严重的衰减时, 通常采用非相干解调方式, 因为此时在接收端由于信号衰减严重而不容易从中提取相干载波信息。当发射机的发送功率严格受限时, 通常采用相干接收, 因为在码元传输速率和误码率一定的条件下, 相干解调比非相干解调对信噪比的要求低。比如, 宇宙飞船、同步卫星等天体通信系统由于发射功率有限, 通常地面接收设备都采用相干解调方式。

4. 设备复杂度

在二进制数字调制系统中, 由于调制设备都可以采用开关电路来实现, 且简单易行, 故 2ASK、2FSK、2PSK 和 2DPSK 的发送设备复杂度相当。在数字调制系统的接收设备中, 不同的解调方式其设备的复杂度不同。一般来讲, 在同一种调制方式中, 相干解调的设备复杂度总比非相干解调大; 在同一种解调方式中, 2DPSK 的设备复杂度最大, 2ASK 设备最简单。

由上面分析可知, 在设计和选择数字调制通信系统时, 一定要综合考虑相关因素。比如, 2DPSK 通信系统在传输带宽、误码率等方面都占有一定的优势, 但其设备复杂, 造价昂贵。而非相干解调 (即包络检波) 的抗噪性能不如相干解调, 但包络检波器非常简单, 也具有很大的实用价值。

6.2 多进制调制原理

二进制数字调制是数字调制系统的最基本方式, 具有较强的抗干扰能力, 但系统频带利用率不高。为了提高通信系统的有效性能, 可以采用多进制数字调制的方式。

在 M 进制的数字调制系统中, 利用 M 进制的数字信号去控制正弦载波的幅度、频率和相位的变化, 从而分别得到多进制幅度键控 (MASK) 多进制频移键控 (MFSK) 和多进制相移键控 (MPSK) 信号。同时也可以把不同调制方式进行有效结合, 比如把 MASK 与 MPSK 结合产生 M 进制的幅度相位联合键控信号。

在数字调制系统中, 假设信息传输速率为 R_b , 码元传输速率为 R_s , 则在 M 进制的情况下有如下关系:

$$R_b = R_s \log_2 M$$

由此可见, 在相同码元周期的情况下, 多进制数字系统的信息传输速率是二进制数字系统的 $\log_2 M$ 倍。因此, 在多进制系统中, 可以获得较高的频带利用率。但为了保证一定的误

码率，需要增加发射信号的信噪比。下面分别介绍几种多进制数字调制的原理。

6.2.1 多进制幅度键控

多进制幅度键控实际上是用有 M 个离散电平值的 PAM 基带信号调制一个正弦载波的幅度所得到的信号，故通常又称作多电平调幅。

多进制幅度键控的调制原理如图 6-23 所示，首先将二进制基带序列进行 M 进制的电平序列转换，然后用这些 M 进制的电平去调制载波即可得到多电平的幅度调制信号。

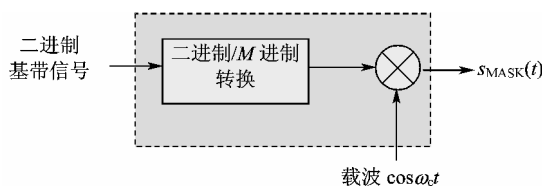
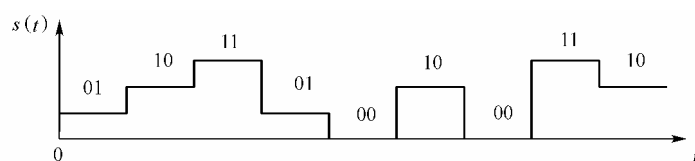
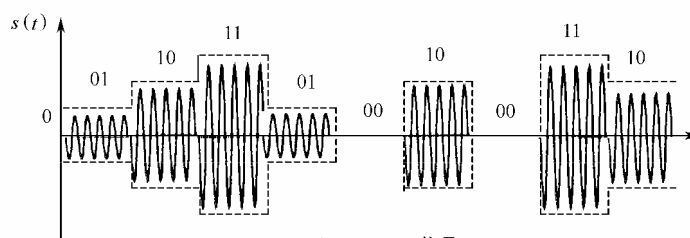


图 6-23 MASK 信号的调制原理

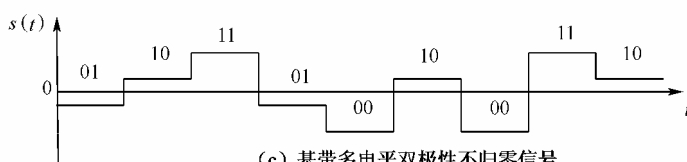
当 $M = 4$ 时，即为 4ASK，其波形如图 6-24 所示。



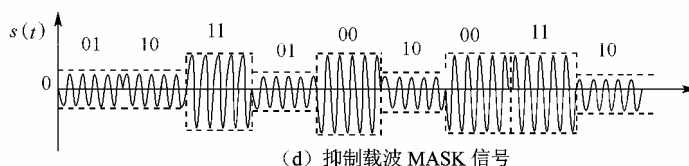
(a) 基带多电平单极性不归零信号



(b) MASK 信号



(c) 基带多电平双极性不归零信号



(d) 抑制载波 MASK 信号

图 6-24 4ASK 信号波形

由波形图可知，多进制幅度键控信号也是一种幅度调制信号，属于线性调制的范畴。根据对幅度调制过程信号的频谱分析可知，频带信号的带宽是基带信号带宽的 2 倍。在码元周期为 T_s 时，数字基带信号的带宽可以近似为 $1/T_s$ ，则频带信号的带宽为 $2/T_s$ 。由此可计算出多进制幅度键控系统的频带利用率 η 为

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{R_s \log_2 M}{B} = \frac{1/T_s \log_2 M}{2/T_s} = \frac{\log_2 M}{2}$$

由此可见，多进制幅度键控系统比二进制幅度键控系统的频带利用率明显提高。

6.2.2 多进制频移键控

多进制频移键控是二进制频移键控系统的扩展，即用 M 个频率来代表多进制的 M 种信息状态。

多进制频移键控信号的产生通常采用频率选择的方法，其系统组成原理框图如图 6-25 所示。 M 个不同频率的振荡器都经过自己的门电路输出，该门电路受到信息序列串/并变换后的码组控制。当每输入一个码组时，只有一个门被打开，其余的门均处于关闭状态，从而让相应的振荡频率信号输出，形成 MFSK 信号。

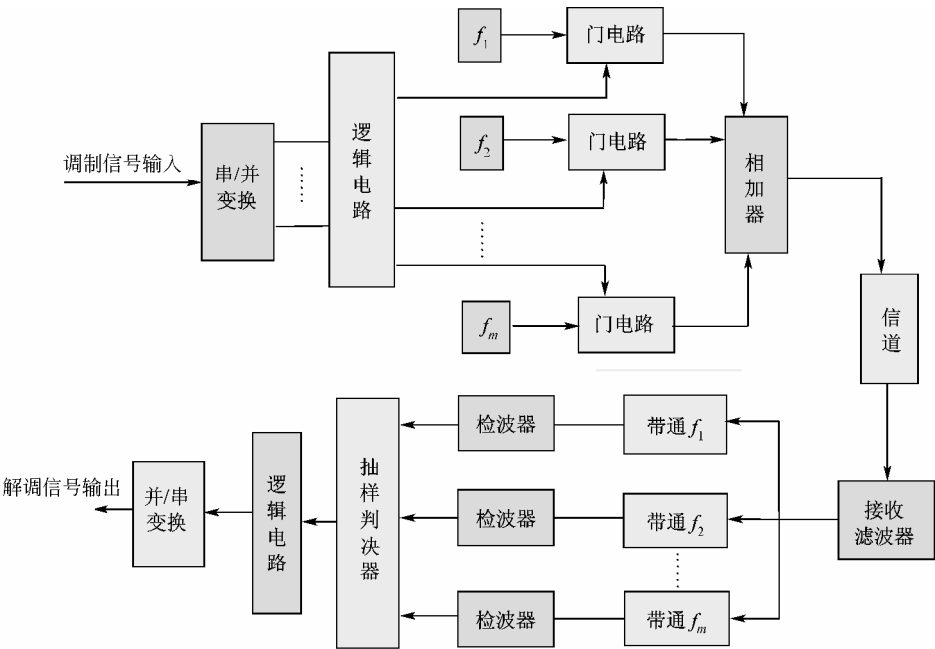


图 6-25 多进制频移键控系统组成原理框图

多进制频移键控可以采用同 2FSK 相类似的方法进行解调，比如相干解调、非相干解调等。在相干解调中，需要提取比较精确的相干载波信息，比较复杂，通常都是采用非相干解调来实现。

多进制频移键控信号的频谱分析比较复杂，不同方式下带宽计算也不相同。不过可以得

出的结论是进制 M 值越大，其所占用的带宽就越宽。

6.2.3 多进制相移键控

多进制相移键控中载波频率恒定，用 M 种不同相位来表示多进制的 M 种信息状态。MPSK 调制系统中，最常用的是 4PSK（又称作 QPSK），下面就以 4PSK 系统为例进行介绍。

4PSK 正交调制的原理框图如图 6-26 所示。输入序列按照每两个比特为一组进行串/并变换，通过电平发生器分别产生双极性信号 $I(t)$ 和 $Q(t)$ ，然后分别对 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 进行调制，相加后即可得到 4PSK 信号。

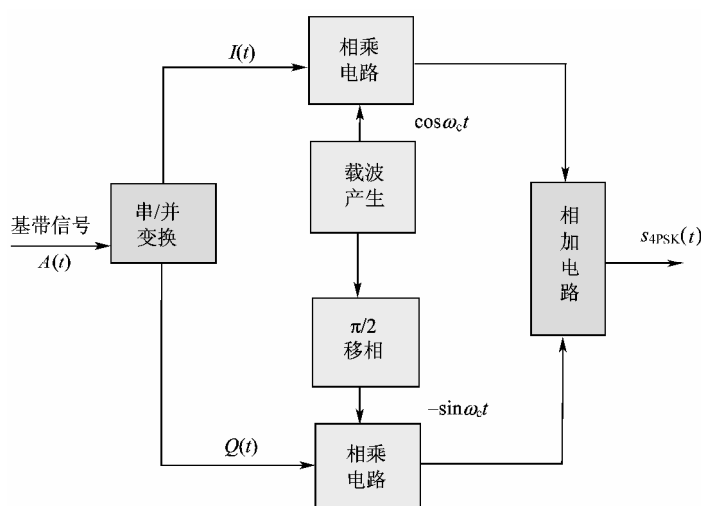


图 6-26 4PSK 正交调制原理框图

4PSK 的产生方法比较多，除了采用上面的正交调制来实现外，还可以采用相位选择的方法来产生，如图 6-27 所示。

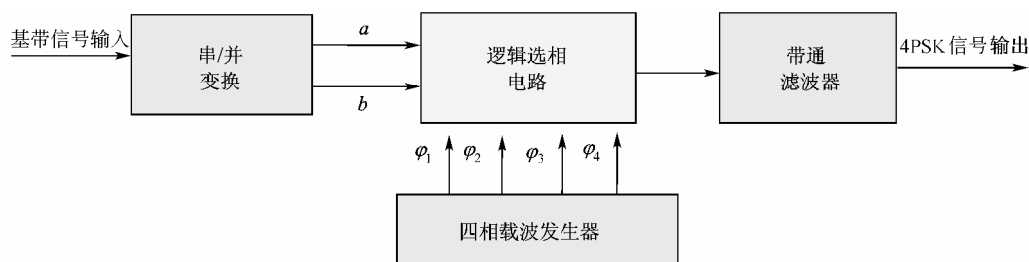


图 6-27 4PSK 相位选择法

4PSK 的解调可以采用相干解调的方法来实现，其原理如图 6-28 所示。由于 4PSK 信号中包含了两路正交的 2PSK 信号，故需要两个 2PSK 接收机进行正交解调。

在 PSK 系统中，相位的取值通常有两种方式，即

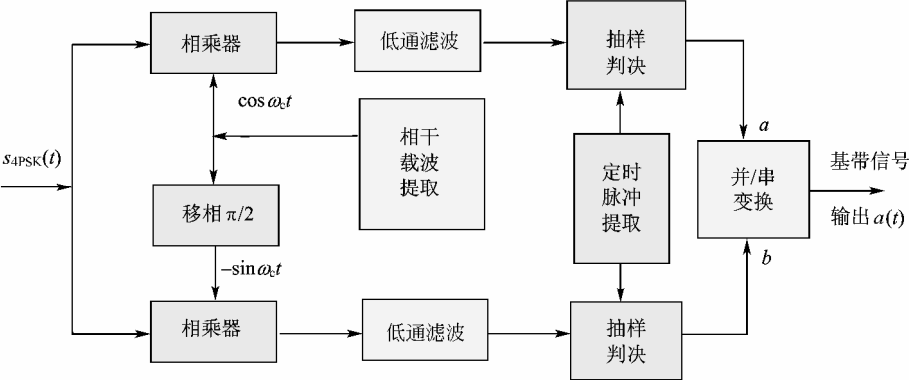
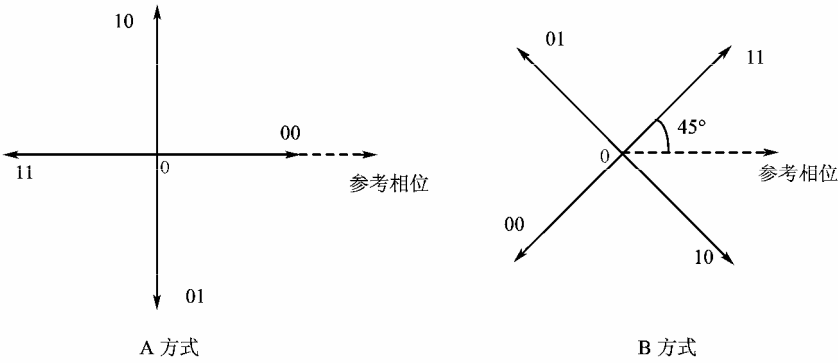


图 6-28 4PSK 相干解调原理

$$\varphi_k = \begin{cases} \frac{(k-1)\pi}{2} \\ \frac{(2k-1)\pi}{4} \end{cases} \quad (k=1,2,3,L)$$

比如，在 4PSK 系统中，其相位的取值方式如图 6-29 所示，分为 A、B 两种方式。



a	b	φ_k	
		A 方式	B 方式
0	0	0°	225°
1	0	90°	315°
1	1	180°	45°
0	1	270°	135°

图 6-29 4PSK 系统的相位

假设信息序列为{ 1 0 1 1 0 0 1 0 0 1 }，则所对应的 A 方式下的 4PSK 波形如图 6-30 所示。

通常情况下，A 方式中的相位大都是连续变化的，而 B 方式中的相位都是跳跃变化的。在实际的应用系统中，B 方式被多数相移键控系统所采用，因为相位的跳跃变化有利于接收端提取定时信息。

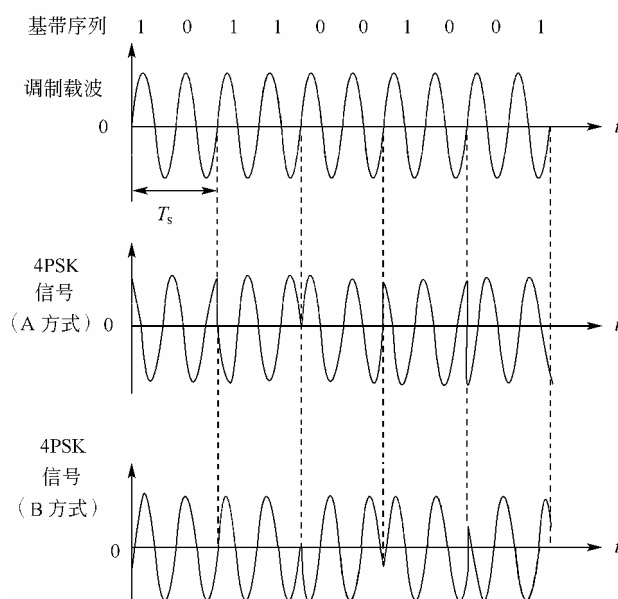


图 6-30 两种方式下的 4PSK 波形

6.3 正交振幅调制

在介绍正交振幅调制之前,先引入星座图的概念。下面在直角坐标系 xOy 平面上来表示正弦信号的矢量,如图 6-31 所示。图中 s_1 、 s_2 和 s_3 分别代表了 3 个不同的正弦矢量信号,而 s_1 、 s_2 和 s_3 就称作信号点,信号点所在的平面称作信号平面。这些信号点在信号平面上的分布图就称作星座图。由星座图不难看出,当两个信号点的距离越近时,其信号波形就越接近,也就越容易受到噪声的干扰而造成误判。

8ASK、8PSK、16PSK 系统的星座图如图 6-32 所示。由图可以看出,8ASK 的信号点是分布在一条直线上的,而 8PSK 的信号点则分布在一个圆周上。很明显 8ASK 系统中两信号点的距离小于 8PSK 系统,故 8PSK 系统抗干扰能力强于 8ASK 系统。对于 8PSK 和 16PSK 系统来讲,16PSK 系统两信号点的距离明显小于 8PSK 系统,这就意味着在相同噪声条件下,16PSK 系统将有更高的误码率。

为了增加两信号点的距离,可以采用增加发射功率的方法,即增加圆周半径。但在许多通信系统中,发射功率常常受到限制。所以,在不增加信号平均功率的前提下,通过安排信号点在星座图中的位置,可以增大两个信号点之间的距离,从而降低系统的误码率。正交振幅调制 (QAM) 就是基于这种思想,将幅度调制和相位调制结合起来构建的一种新的调制方式。

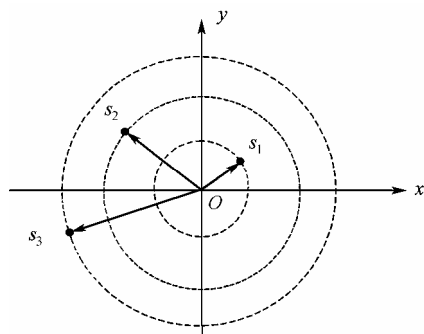


图 6-31 正弦信号的矢量表示

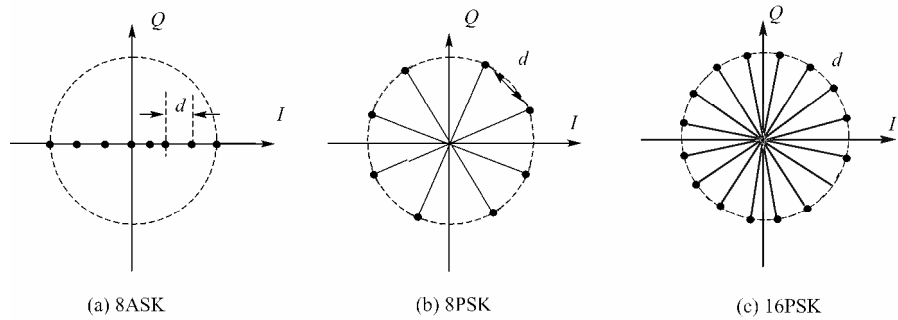


图 6-32 8ASK、8PSK、16PSK 系统的星座图

正交振幅调制中最常用的是 16QAM，其星座图如图 6-33 (b) 所示。
根据 16PSK 和 16QAM 的信号星座图可知，16PSK 系统相邻两个信号点的距离为

$$d_1 = 2A \sin \frac{\pi}{16} = 0.39A$$

16QAM 系统相邻两个信号点的距离为

$$d_2 = \frac{\sqrt{2}A}{\sqrt{M}-1} = \frac{\sqrt{2}A}{\sqrt{16}-1} \approx 0.47A$$

由此可见， $d_2 > d_1$ 。故在相同情况下 16QAM 系统要比 16PSK 系统的抗噪性能强。通过在信号平均功率相同的情况下分析可知，16QAM 与 16PSK 系统相比信噪比改善 4.2dB。

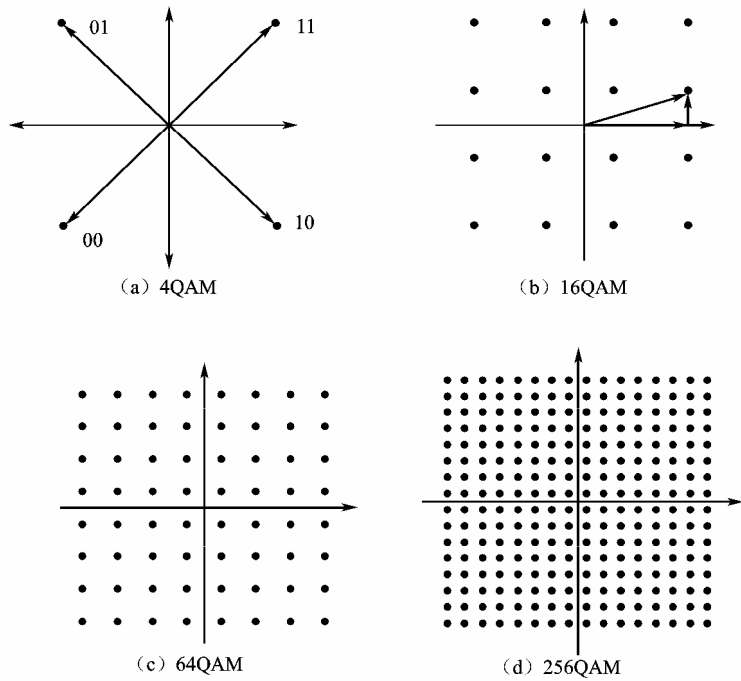


图 6-33 QAM 系统的星座图

多进制数字调制系统还有很多方式，比如恒包络调制 MSK 系统和最小高斯频移键控

GMSK 系统等，有兴趣的读者可以参考相关通信原理书籍，这里不再介绍。

6.4 MATLAB 在数字频带传输中的应用举例

【例 6-1】 利用 MATLAB 产生一个独立等概率的二进制随机信息序列，并分别绘制其时域波形和频谱图。同时将该二进制随机信息序列分别采用 2ASK、2PSK、2FSK 进行调制，试绘制相应的已调信号波形图和频谱图（参数可任取）。

解 运行程序如下。

```
clear all;
A=1;
fc=4;
chouyd=8;
n=500;
ts=1;
dt=ts/fc/chouyd;
t=0:dt:n*ts-dt;
lt=length(t);
d=sign(randn(1,n));
dd=sigexpand((d+1)/2,fc*chouyd);
gt=ones(1,fc*chouyd);
figure(1)
subplot(211);
dnrz=conv(dd,gt);
plot(t,dnrz(1:length(t)));
axis([1 10 0 1.2]);
title('输入数字基带信号');
subplot(212);
[f,dnrzf]=T2F(t,dnrz(1:length(t)));
plot(f,10*log10(abs(dnrzf).^2/ts));
axis([-4 4 -50 60]);
title('输入基带信号功率谱密度 ( dB/Hz )');
figure(2)
ht=A*cos(2*pi*fc*t);
%ask=2*dnrz-1
sask=dnrz(1:lt).*ht;
subplot(211)
plot(t,sask);
axis([0 10 -1.2 1.2]);
title('2ASK 幅度键控信号');
[f,saskf]=T2F(t,sask);
subplot(212)
plot(f,10*log10(abs(saskf).^2/ts));
axis([-fc-8 fc+8 -50 50]);
```

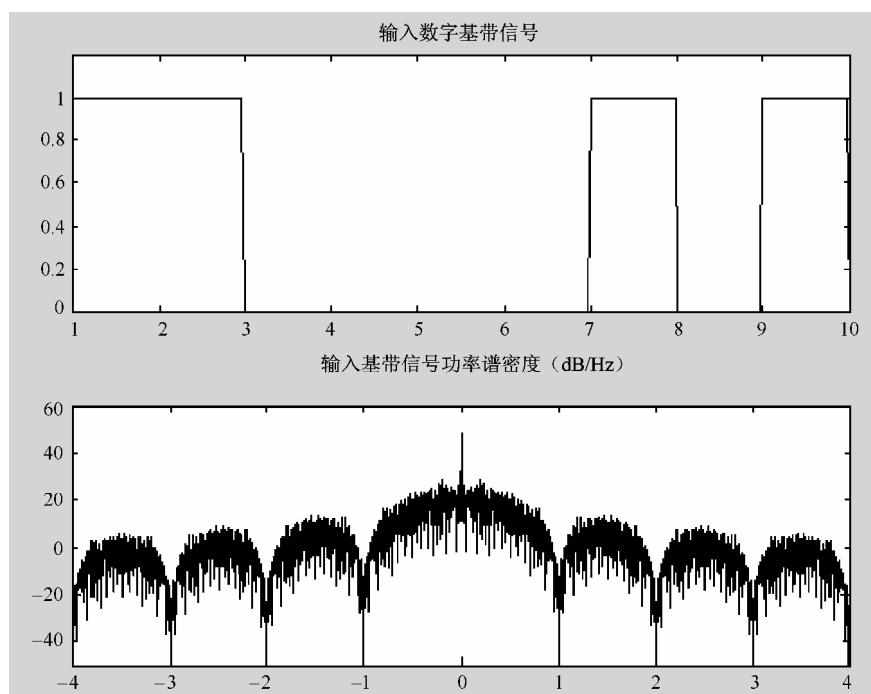
```
title('2ASK 幅度键控信号功率谱密度 ( dB/Hz )');

figure(3)
psk=2*dnrz-1;
spsk=psk(1:lt).*ht;
subplot(211)
plot(t,spsk);
axis([0 10 -1.2 1.2]);
title('2PSK 相移键控信号');
subplot(212)
[f,spskf]=T2F(t,spsk);
plot(f,10*log10(abs(spskf).^2/ts));
axis([-fc-8 fc+8 -50 50]);
title('2PSK 相移键控信号功率谱密度 ( dB/Hz )');
figure(4)
fsk=2*dnrz-1;
sfsk=A*cos(2*pi*fc*t+2*pi*fsk(1:length(t)).*t);
subplot(211)
plot(t,sfsk);
axis([0 10 -1.2 1.2]);
xlabel('t');
title('2FSK 频移键控信号');
subplot(212)
[f,sfskf]=T2F(t,sfsk);
plot(f,10*log10(abs(sfskf).^2/ts));
axis([-fc-8 fc+8 -50 50]);
xlabel('f');
title('2FSK 频移键控信号的功率谱密度 ( dB/Hz )');

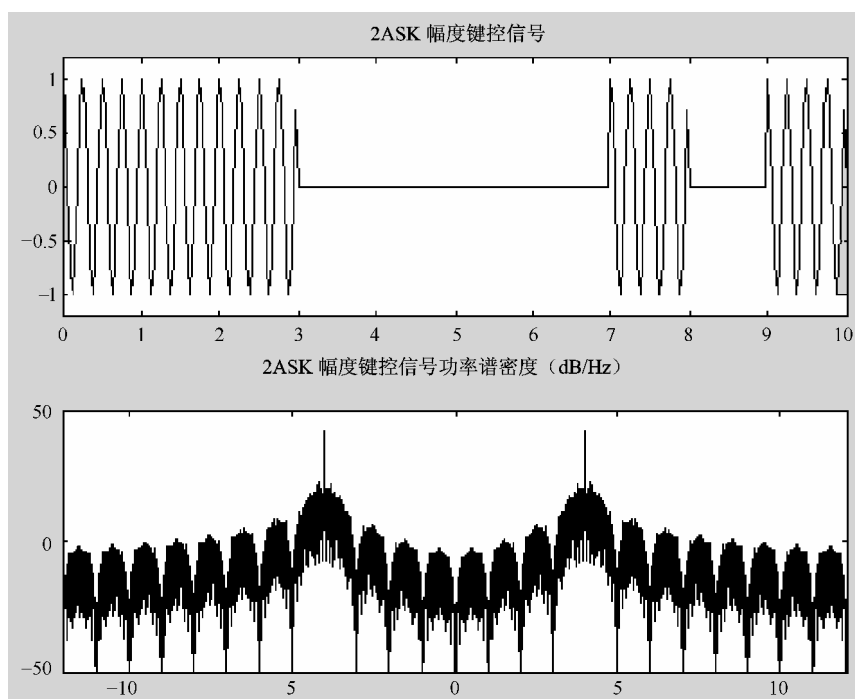
function [f,sf]=T2F(t,st)
dt=t(2)-t(1);
T=t(end);
df=1/T;
N=length(st);
f=-N/2*df:df:N/2*df-df;
sf=fft(st);
sf=T/N*fftshift(sf);

function [out]=sigexpand(d,M)
N=length(d);
out=zeros(M,N);
out(1,:)=d;
out=reshape(out,1,M*N);
```

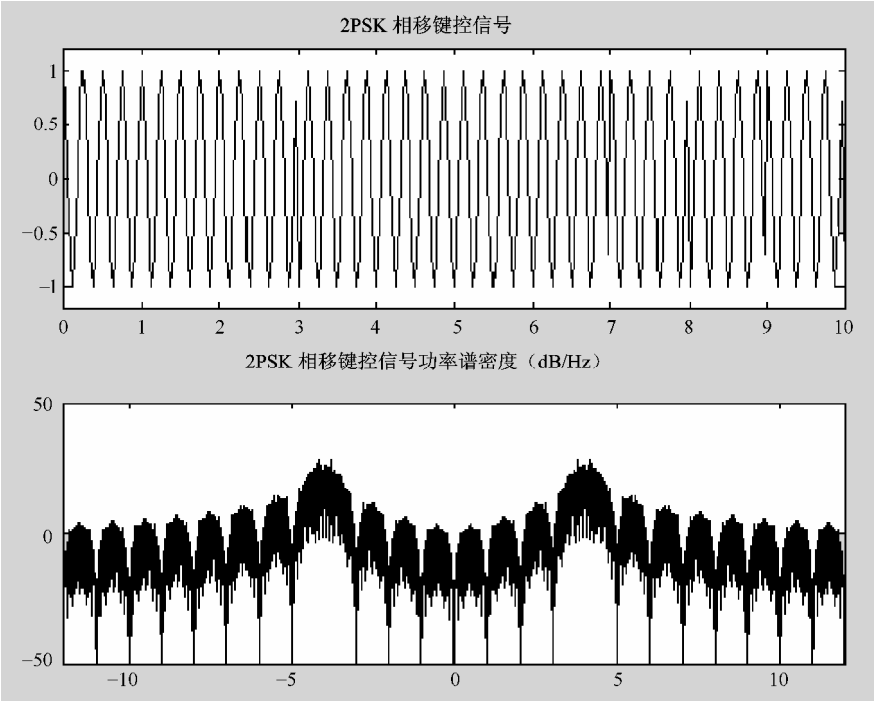
运行结果如图 6-34 所示：



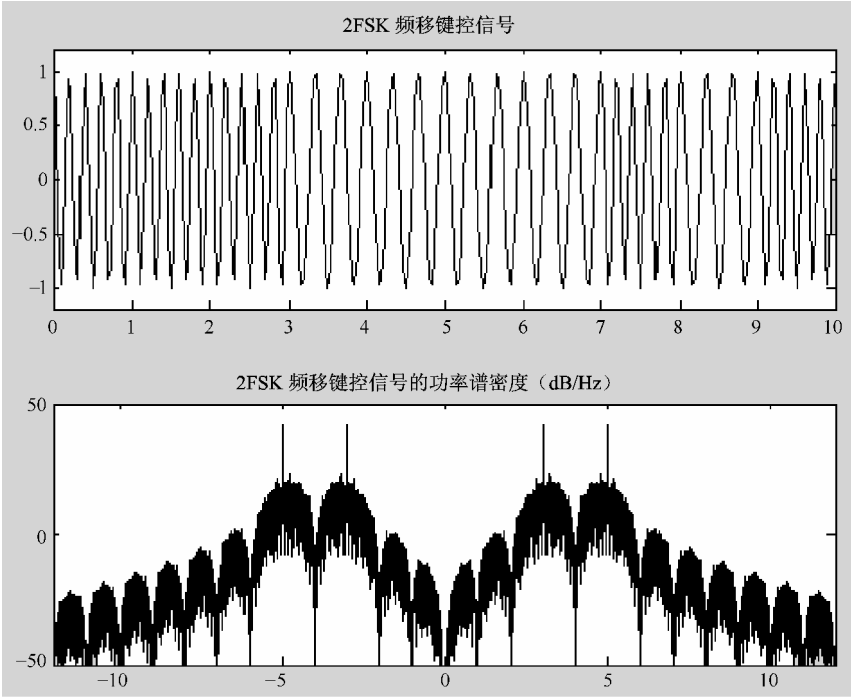
(a) 基带信号波形及其频谱



(b) 2ASK 信号波形及其频谱



(c) 2PSK 时域波形及其频谱



(d) 2FSK 信号波形及其频谱

图 6-34 例 6-1 程序运行结果示意图

本章小结

1. 2ASK 幅度键控系统可以说是模拟调幅系统的特例, 由于信息状态只有两种, 故已调信号就只用两种幅度来表征。2ASK 系统调制简单, 通常用开关电路实现, 解调方式可以采用相干解调, 也可以采用非相干解调。

2. 2FSK 频移键控系统中已调信号用两种不同频率来分别表征二进制信息的两种状态。2FSK 系统的调制方式通常采用开关电路实现, 解调方式可以采用相干解调, 也可以采用非相干解调或者过零检测的方法。不论采用哪种解调方法, 接收端在进行抽样判决时都不需要人为设置判决门限。

3. 2PSK 相移键控系统是用两种不同的相位来分别表征二进制信息的两种状态。2PSK 的调制器通常也是采用开关电路来实现, 解调器通常采用相干解调方式。由于 PSK 系统中, 需要设定一个基准相位用于接收端对信息进行正确恢复, 故一旦基准相位发生变化, 将直接影响信号的正确接收, 这种现象在工程上叫作相位模糊。为了克服相位模糊的产生, 可以采用差分的相移键控方式 2DPSK。

4. 对 2ASK 和 2PSK 已调信号作频谱分析可知, 其传输带宽近似等于基带数字序列带宽的两倍, 即 $B = \frac{2}{T_s}$ 。而 2FSK 已调信号的带宽则比两倍基带信号带宽还大, $B = \frac{2}{T_s} + |f_1 - f_2|$ 。

5. 不论是幅度键控系统还是频移键控系统, 在采用非相干解调时, 即包络检波进行解调时, 应该考虑门限效应问题。

6. 在相移键控系统相位, 国际电信联盟建议了 A、B 两种方式。实际中, 通常都是采用 B 方式进行传输, 因为这种方式在接收端容易提取定时信息。

7. 多进制调制系统要比二进制调制系统的传输效率高, 但其抗噪性能却有所下降。为了最大限度提高系统抗噪性能, 设计了一些幅度相位联合键控的系统, 16QAM 就是一种实际中常用系统。

习 题 6

- 假设某二进制信息序列为 1001010011, 采用 2ASK 方式进行传输。已知码元传输速率为 2400Baud, 载频为 4800Hz。
画出该二进制信息序列的 2ASK 时域波形图;
画出该 2ASK 信号采用非相干解调的原理图和时域波形图;
计算二进制信息序列和所对应的 2ASK 已调信号的传输带宽。
- 已知某二进制信息序列为 11010010, 采用 2FSK 方式进行传输。其中码元传输速率为 1200Baud, “1” 码的载频为 2400Hz, “0” 码的载频为 3600Hz。
画出 2FSK 信号的时域波形图及调制器原理框图;
画出 2FSK 采用非相干解调的原理波形图;
计算二进制信息序列和所对应的 2FSK 已调信号的传输带宽。
- 已知某二进制信息序列为 01101101, 分别采用 2PSK、2DPSK 进行传输。其中码元周期是载波周期的

两倍。

根据二进制信息序列写出相对码序列；

画出在 B 方式下 2PSK 和 2DPSK 的时域波形图；

解释相位模糊的现象。

4. 已知某二进制信息序列 10011110010011001011，试分别按照 A、B 两种工作方式，画出 4PSK 的波形图，其中码元周期与载波周期相同。
5. 已知二进制信息序列为 01101110，采用 2DPSK 调制方式。试设计出采用相对码调制的原理框图，并给出序列变换过程。接收端采用相干解调，试分别画出解调器各功能单元输出的信号波形图（假设该系统中的一个码元周期内有两个载波周期）。

第 7 章 复用技术与同步原理

【学习要点】

- 多路复用的含义
- FDM、TDM 与 CDM 的原理
- 外同步法与自同步法
- 位同步、帧同步与载波同步的原理

7.1 常用复用技术

在数字通信系统中，传输媒介的带宽或容量往往比传输一路信号所需的带宽大得多，为了有效地利用通信系统的线路资源，把多路互不相干的信号放到一个信道中进行传输，这就是多路复用技术。常见的复用技术有频分多路复用（FDM）、时分多路复用（TDM）和码分多路复用（CDM）等。其中，频分多路复用是按照频率来区分多路信号，时分多路复用是按照时间来区分多路信号，码分多路复用通常使用扩频码序列来区分多路信号。采用多路复用技术能把多个信号组合起来在一条物理信道上进行传输，在远距离传输时可大大节省电缆、光线等有线信道的安装和维护费用。

与信道复用技术相对应的是多址通信技术，即允许多个用户同时共享一定的无线电频谱资源来进行通信的方式。常见的多址通信系统主要有频分多址（FDMA）、时分多址（TDMA）和码分多址（CDMA）。

这里主要介绍几种复用技术的原理和特点，有关多址通信系统的具体内容，读者可参考相关资料，这里不再介绍。

7.1.1 频分多路复用

频分多路复用就是把传输信道的总带宽划分成若干个子频带，每一个子频带传输一路信号。频分复用要求信道传输的总带宽宽度大于各子频带带宽之和，同时为了保证各子频带中所传输的信号互不干扰，应在各子频带之间设立保护频带。频分多路复用的带宽分配如图 7-1 所示。从图中可以看出，一共有 5 个子频带，每路带宽为 100kHz，加上各个子频带之间的 10kHz 的保护频带，总带宽之和应为 540kHz。

频分多路复用系统组成原理框图如图 7-2 所示。

在图 7-2 中，复用的信号共有 n 路，每路信号首先通过低通滤波器（LPF），然后各路信号再通过各自的调制器进行频谱搬移。调制器的电路一般是相同的，但各路所用的载波频率却不同。调制的方式原则上可任意选择，但最常用的是单边带调制，因为它最节省频带。因

此，图中的调制器由相乘器和边带滤波器（SBF）构成。在选择载波频率时，既应考虑到边带频谱的宽度，还应留有一定的保护频带，以防止邻路信号间相互干扰。经过调制后的各路信号，在频率位置上就被分开了。因此，可以直接通过相加器将它们合并成适合信道内传输的复用信号，其频谱结构如图 7-3 所示。

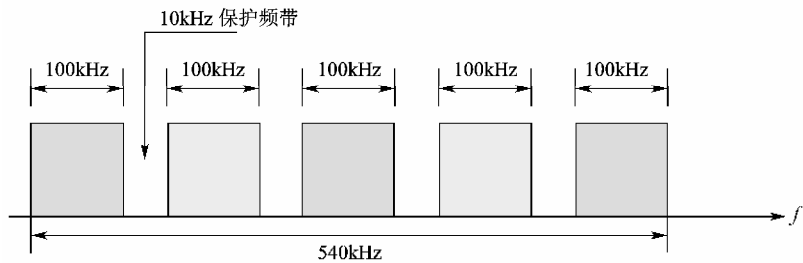


图 7-1 频分多路复用的带宽分配

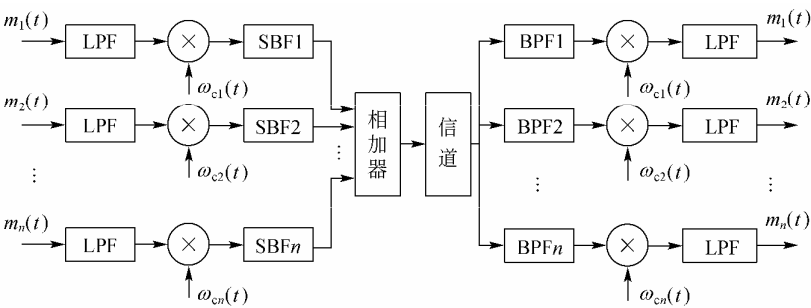


图 7-2 频分多路复用系统组成原理框图

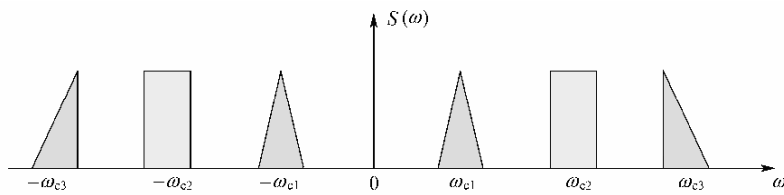


图 7-3 频分多路复用信号的频谱结构

合并后的复用信号，经信道传输到达接收端，可利用相应的带通滤波器（BPF）来进行分路，从而得到各路已调信号。然后，再通过各自的相干解调器便可恢复出各路调制信号。

频分多路复用技术的优点是所有子信道传输的信号以并行的方式进行传输，每一路信号传输时可不考虑传输时延。同时，这种复用方式的信道利用率高，容许复用的路数多，分路也很方便。目前，频分多路复用技术已广泛应用于有线通信和微波通信等系统中。频分多路复用系统的缺点是设备生产比较复杂，会因滤波器件特性不够理想和信道内所存在的非线性而产生路间干扰。

现在使用的频分多路复用方案在一定程度上已经标准化，一个广泛使用的标准是 12 个 4000Hz 的音频通道被多路复用到 60 ~ 108kHz 的频带上，这个单位叫作群。12 ~ 60kHz 的频带有时被用作另一个群。许多通信公司以群为基础提供 48 ~ 56Kbps 的租用线路服务。5 个群可被多路复用成一个超群，再上面的单位是主群，它相应于 5 个 ITU 标准超群或 10 个贝尔

系统超群。另外也还有多达 230000 个话音通信的其他标准。北美和欧洲的 FDM 标准如表 7-1 所示。

表 7-1 北美和欧洲的 FDM 标准

话音信道的数量	带 宽	频 谱	北 美	欧 洲
12	48kHz	60 ~ 108kHz	基群	基群
60	240kHz	312 ~ 552kHz	超群	超群
300	1.232MHz	812 ~ 2044kHz		主群
600	2.52MHz	564 ~ 3084kHz	主群	
900	3.872MHz	8.516 ~ 12.388MHz		超主群
$N \times 600$			主群复用	
3600	16.984MHz	0.564 ~ 17.548MHz	巨群	
10800	57.442MHz	3.124 ~ 60.566MHz	超巨群	

7.1.2 时分多路复用

时分多路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，简称时隙，并将这些时隙分配给每一路信号使用，每一路信号在自己的时隙内独占整个信道进行数据传输。时分多路复用的原理如图 7-4 所示。

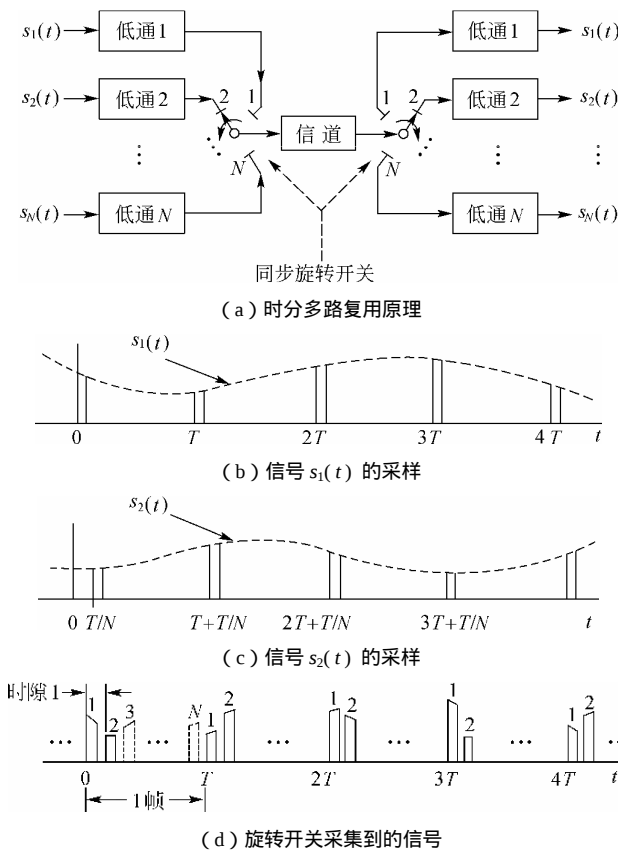


图 7-4 时分多路复用原理图

目前，电话通信系统中的局间中继通信就采用了时分多路复用技术。比如，E 体系的 TDM 技术就是我国电话网络中局间中继通信的标准，它是基于 A 律压缩特性的 13 折线 30/32 路 PCM 系统。在该系统中，PCM 的一帧被划分为 32 个时隙，其中每一帧开始处的第 1 个时隙用作传输同步信息，中间的第 16 个时隙用作传输信令和复帧同步信息，剩下的 30 个时隙用来传输 30 路用户信息。每个时隙有 8 位数据，所以每一帧含有 256 位，传送时间为 $125\mu\text{s}$ ，同时支持 2.048 Mbps 的基群通信链路。E1 的时分多路复用帧结构如图 7-5 所示。

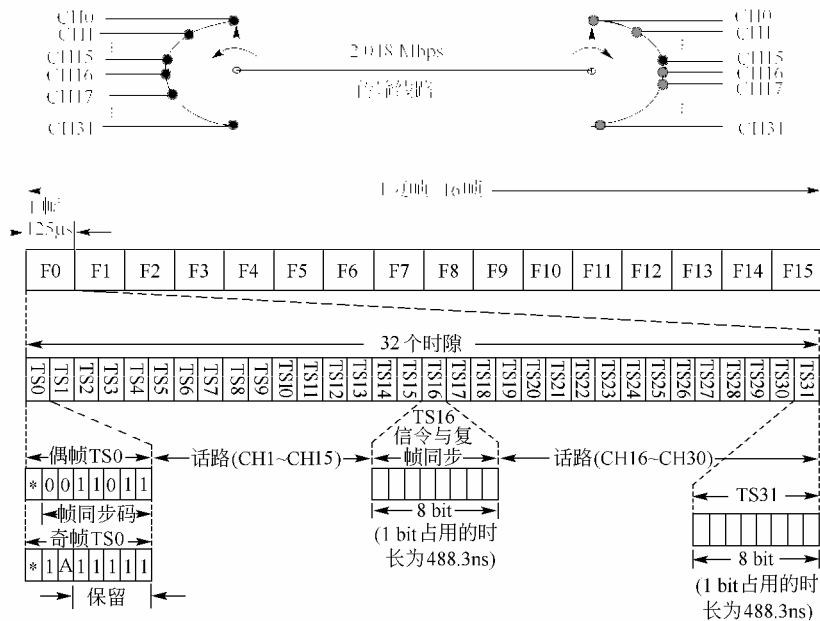


图 7-5 E1 时分多路复用帧结构

在实际应用中，除了可以采用上述基群帧进行传输外，还经常将基群进行进一步的复用，组成二次群、三次群等高次群进行传输，从而更加有效地利用传输信道。E 体系复用结构如图 7-6 所示。

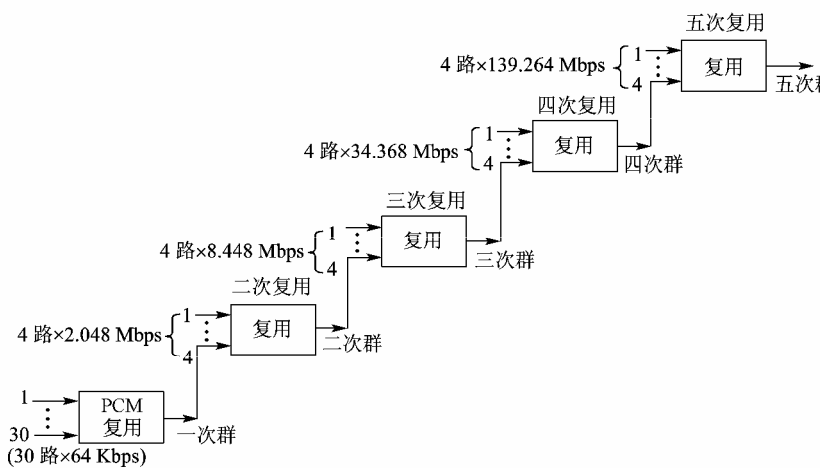


图 7-6 E 体系结构图

T 体系的 TDM 是基于 μ 律压缩的 24 路 PCM 系统,划分为 24 个时隙,每帧共有 192 位,另加 1 位帧同步位。这样,一帧中就包含有 193 位,每一帧用 125 μ s 时间传送,因此 T 体系的基群数据传输速率为 1.544Mbps。两种体系结构的 TDM 标准如表 7-2 所示。美国、日本和加拿大等国家采用 T 体系结构,而我国和欧洲等国家都采用 E 体系结构标准。

表 7-2 两种体系结构的 TDM 标准

数字信号编号	T 体系		E 体系	
	话路数	数据传输速率/Mbps	话路数	数据传输速率/Mbps
DS-1	24	1.544	30	2.048
DS-1C	48	3.152	120	8.448
DS-2	96	6.312	480	34.368
DS-3	672	44.736	1920	139.264
DS-4	4032	274.176	7680	565.148

时分多路复用与频分多路复用相比具有两个突出的优点:一方面由于多路信号的汇合和分路都是数字信号,因而比在 FDM 中的模拟滤波器分路简单、可靠;另一方面,信道的非线性会使 FDM 系统中产生交调失真与高次谐波,因而容易引起路间串扰。而在 TDM 系统中,由于单路信号传送时占有整个信道资源,故对非线性的失真度要求低。但是,TDM 系统中对时钟相位的抖动及同步时钟的精度要求高。

时分多路复用通常又可分为同步时分多路复用和统计时分多路复用两种。同步时分多路复用的每个子通道按照时间片轮流占用带宽,但传输时间将划分为固定大小的周期,即使子通道不使用也不能够给其他子通道分配使用。这种方式用于 T1/E1 等数字载波系统、ISDN 用户网络接口、SONET/SDH(同步光纤网络)。同步时分多路复用中当某用户无数据发送时,由于其他用户此时也不能占用该通道,这样会造成带宽浪费。统计时分多路复用则在这方面进行了改进,它将时隙根据子通道的需求动态地分配,目前主要应用于 ATM 中。

7.1.3 码分多路复用

码分多路复用是在 FDM 和 TDM 的基础上发展起来的一种更加先进的复用技术。在 FDM 中,通信系统的信道被分配给多路信号使用,多路信号共享时间资源,即可以进行同时传送,为了防止多路信号相互干扰,系统中的每一个子信道的频带必须互不重叠,且要留有保护带;在 TDM 中,多路信号分别独占一个时隙,享有整个信道资源,即每一路信号可以使用同频带传输。而 CDM 中的多路信号可以同一时间使用整个信道进行数据传输,它在信道与时间资源上均为共享。因此,CDM 信道的效率高,系统的容量大。为了防止多路信号在系统中传输时相互干扰,必须采用正交编码或伪随机码。

四路码分复用的原理如图 7-7 所示。

图 7-7 中采用了正交编码的方法,其中 $m_i(t)$ 和 $s_i(t)$ 正交。判定两个码组是否正交可以采用两个码组的互相关系数来确定。有关正交编码的方法和原理,由于涉及数学理论较多,这里不作介绍,有兴趣的读者可参看相关资料。

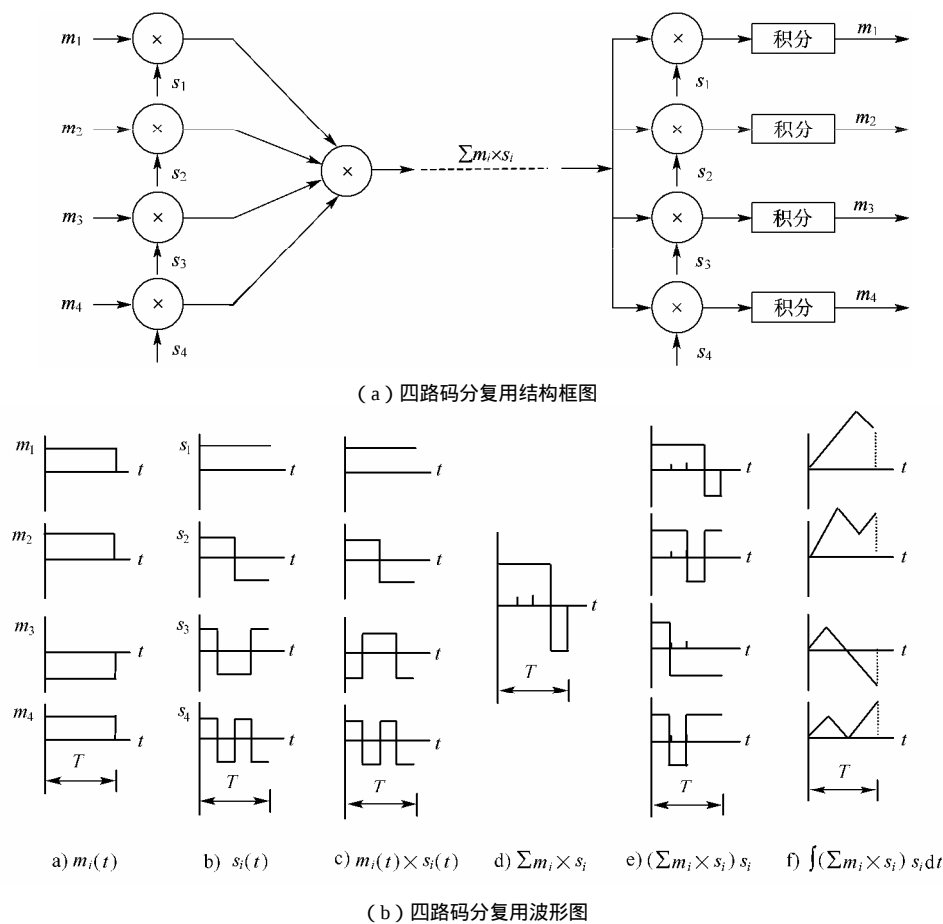


图 7-7 码分多路复用原理

7.1.4 正交频分多路复用

传统的频分复用将带宽分成几个子信道进行传输，中间用保护频带来降低干扰。它的频谱利用率低，子信道之间要留有保护频带，而且随着频分路数的增加，系统实现会更加复杂。正交频分多路复用（OFDM）是通过无线电波进行大量数字数据传输的频分复用调制技术。它是一种无线环境下的多载波传输技术，也可以看作是一种多载波数字调制技术或多载波数字复用技术。正交频分复用系统由于使用无干扰正交载波技术，单个载波间无需保护频带，比传统的 FDM 系统要求的带宽要小很多，因而带宽利用率较高。正交频分复用在 20 世纪 60 年代中期被首次提出，主要用于军用的无线高频通信系统。

正交频分多路复用技术在频域内将给定信道分成许多正交子信道后，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，并且各子载波并行传输。这样每个子信道上进行的都是窄带传输，信号带宽小于信道的相应带宽，因此就可以大大消除信号波形间的干扰，能有效对抗频率选择性衰落。为消除多径衰落的影响，在正交频分多路复用符号间加入循环前缀作为保护间隔，能有效地避免 ISI（码间干扰）。

正交频分多路复用的基带传输系统原理框图如图 7-8 所示。数据首先经过调制（通常采用 BPSK、QPSK 或 QAM），然后经过快速傅里叶反变换(IFFT)，由频域信号转变为时域信号。

傅里叶反变换的好处就在于使得各子信道上的信号相互正交，然后经过数/模（D/A）转换，成为正交频分多路复用基带信号。在接收端则正好相反，信号要经过快速傅里叶变换(FFT)，由时域信号转换为等价的频谱，再经过解调，还原成数据。

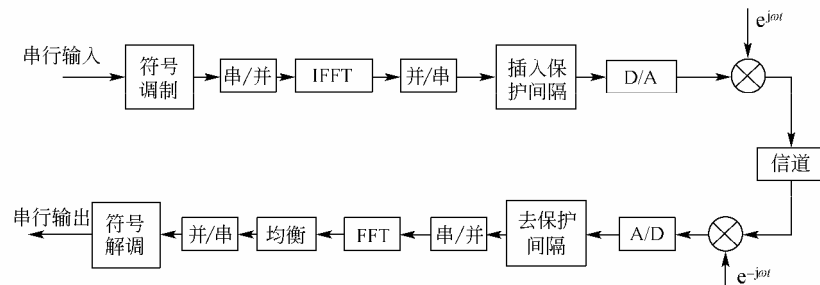


图 7-8 OFDM 的基带传输系统原理框图

正交频分多路复用技术之所以越来越受关注，是因为它具有很多独特的优点。

频谱利用率很高。正交频分多路复用的频谱效率比串行系统几乎高一倍，这在频谱资源有限的无线环境中尤为重要。正交频分多路复用信号的相邻子载波相互重叠，从理论上讲其频谱利用率可以接近奈奎斯特极限。

抗衰落能力强。正交频分多路复用把用户信息通过多个子载波传输，在每个子载波上的信号时间就相应地比同速率的单载波系统上的信号时间长很多倍，使正交频分多路复用对脉冲噪声和信道快衰落的抵抗力更强。同时，通过子载波的联合编码，达到了子信道间的频率分集的作用，也增强了对脉冲噪声和信道快衰落的抵抗力。因此，如果衰落不是特别严重，就没有必要再添加时域均衡器。

适合高速数据传输。正交频分多路复用自适应调制机制使不同的子载波可以按照信道情况和噪声背景的不同而使用不同的调制方式。当信道条件好的时候，采用效率高的调制方式。当信道条件差的时候，采用抗干扰能力强的调制方式。另外，正交频分多路复用加载算法的采用，使系统可以把更多的数据集中放在条件好的信道上以高速率进行传送。因此，正交频分多路复用技术非常适合高速数据传输。

抗码间干扰能力强。码间干扰是数字通信系统中除噪声干扰之外最主要的干扰，它与加性的噪声干扰不同，是一种乘性的干扰。造成码间干扰的原因有很多，实际上，只要传输信道的频带是有限的，就会造成一定的码间干扰。正交频分多路复用由于采用了循环前缀，对抗码间干扰的能力很强。

正交频分多路复用也有其缺点。例如对频偏和相位噪声比较敏感；功率峰值与均值比(PAPR)大，导致射频放大器的功率效率较低；负载算法和自适应调制技术会增加系统复杂度等。

目前 OFDM 技术已经被广泛应用于广播式的音频、视频领域和民用通信系统中，主要的应用包括：非对称的数字用户环路（ADSL）、ETSI 标准的数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、高清晰度电视(HDTV)、无线城域网、无线局域网（WLAN），甚至3G的CDMA也开始引入 OFDM 技术思想以提升其性能。

正交频分多路复用技术由于其抗干扰能力强、频谱利用率高、成本低等原因越来越得到

人们的关注，随着人们对于通信数据化、宽带化、个人化和移动化的需求，正交频分多路复用技术在综合无线接入领域将得到越来越广泛的应用。

7.1.5 波分多路复用

波分多路复用（WDM）与频分多路复用相同，只不过不同子信道使用的是不同波长的光波而非频率来承载，主要用于光纤通信系统中。波分多路复用是光的频分多路复用，不同的信源使用不同波长的光波来传输数据，各路光波经过一个棱镜（或衍射光栅）合成一个光束在光纤干道上传输，在接收端利用相同的设备将各路光波分开。这样复用后，可以使光纤的传输能力成几倍或几十倍的提高。其基本原理如图 7-9 所示。

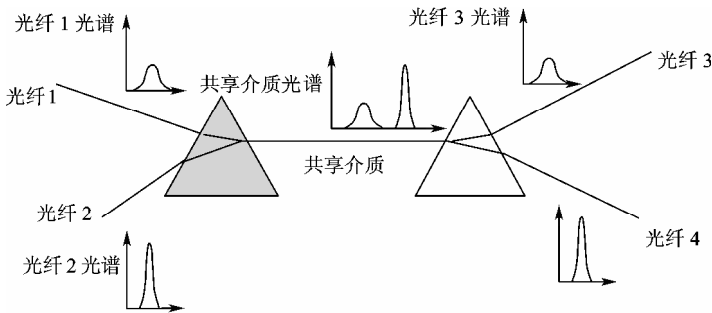


图 7-9 波分多路复用原理

波分多路复用一般应用在波分割复用器和解复用器（也称合波/分波器）中，分别置于光纤两端，实现不同光波的耦合与分离。波分多路复用器是一种将终端设备上的多路不同单波长的光纤信号连接复用到单光纤信道的设备。波分多路复用器支持在每个光纤信道上传送 2~4 种波长。最初的波分多路复用系统采用双信道 1310/1550nm 系统。同时，解复用器与多路复用器的技术原理相同，实际上是复用器的逆过程，它将多波长数据流分解为多个单波长数据流。因此，在同一个箱子中同时存在波分多路复用器和解复用器也是常见的。波分多路复用技术具有可灵活增加光纤传输容量、同时传输多路信号、成本低、维护方便等优点。

密集波分多路复用(DWDM)是近几年在光通信中逐步得到应用的另一种波分复用技术。它是在 1.55 μm 波长内同时使用 4 个、8 个、16 个或 n 个波长，利用一对光纤（少数系统采用单光纤）构成的光通信系统。由 DWDM 光纤系统组成的光纤通信网络，具有容量大和透明性的特点，可以用来传送语音、数据、图像等多媒体信息。同时，系统中由于采用多个光信道共用光放大器，从而显著降低了网络成本。

7.1.6 多址技术特点及应用

多路复用和多址技术都是为了共享通信的资源，这两种技术有许多相同之处，因此，本节简单介绍几种多址技术的特点及应用。在多址通信中，信道具有一个共同的特征：接收机接收到的是多台发射机发送信号的叠加。多址指的是信源不在一起或各信源独立工作，多址信道中的信源称为用户。

1. 频分多址

信道频带分割为若干更窄的互不相交的子频带，把每个子频带分配给不同的用户专用，这种技术称为频分多址，这是模拟载波通信、微波通信、卫星通信的基本技术，也是第一代

模拟移动通信的基本技术。

频分多址适合大量连续非突发性数据的接入，单纯采用频分多址作为多址接入方式已经很少见。目前所使用的 GSM 移动电话网就是采用频分多址和时分多址两种方式的结合。

2. 时分多址

把信道帧划分为若干不相重叠的时隙，把每个时隙分配给一个用户作为专用地址，这就是时分多址，这是数据通信和第二代移动通信的基本技术。

时分多址的优点是频谱利用率高，适合支持多个突发性或低速率数据用户的接入。除 GSM 移动电话网采用频分多址和时分多址两种方式的结合外，光纤同轴混合网（HFC）中的通信中也采用了时分多址的接入方式。

3. 码分多址

如果各个用户的地址既不是指定的信号子频带也不是时隙，而是信号的一组正交编码结构或者伪随机序列，这些用户信号也可以同时就在同一个信道上传输而互不干扰，这种技术称为码分多址。理论和实践证明，与 FDMA 及 TDMA 相比，除了其他一些优点之外，在相同的信道条件下，CDMA 具有更高的信道资源利用率，因此成为第三代移动通信中信道共享的基本方式。

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（PN 码）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，与接收的宽带信号作相关处理，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 码分多址技术完全适合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。

CDMA 技术的标准化，推进了这项技术在世界范围的应用。目前，在美国、韩国、日本等国家，CDMA 技术已获得了较大规模的应用。在一些欧洲国家，一些运营商也建起了 CDMA 网络。在亚太地区，许多国家和地区都已建有 CDMA 商用网络。CDMA 是第三代移动通信技术的核心技术。到现在为止 3G 的标准主要是欧洲的 WCDMA、美国的 CDMA2000 和我国具有自主知识产权的 TD-SCDMA，另外，2007 年 10 月 WIMAX 正式成为 3G 的第四个标准。

7.2 同步原理

在通信系统中，不论是模拟通信还是数字通信，大都需要一个同步的过程。比如模拟调制通信中的相干解调，通常在接收端需要从已调信号中提取相干载波，这种载波提取的过程就是同步。数字通信系统更离不开同步，数字基带通信和数字频带通信都会在接收端对数字信号进行再生，前面提到，数字信号的再生过程需要抽样判决脉冲提供定时信息，而这个抽样定时信息的提取过程就是同步。因此，同步是通信系统中的一个非常重要的实际问题。通信系统有效、可靠地工作，必须要有一个良好的同步系统。这里介绍的同步主要包括位同步、帧同步和载波同步几大类。

7.2.1 位同步

前面已经提到，在数字通信系统的接收设备中有一个信号再生的过程，即要对接收信号

进行抽样判决。每一个抽样判决器都需要定时信息，从而保证接收端恢复的码元序列与发送端发送的码元序列在每一个码元的起止时刻都一一对齐。把在接收端获取位定时信息的过程称为位同步。

在数字通信系统中，不论基带传输系统还是频带传输系统，所传输的基带信号中有的包含了位同步信息，有的却没有位同步信息。对于传输的基带信号中已经包含了位同步信息的系统，接收端可以直接进行位定时信息的提取，这种方法称为自同步法。而如果发送端传输的基带信号没有包含位同步信息，则需要在发送端人为地在基带信号中加入位同步信息，这种方法称为外同步法。

1. 外同步法

在外同步系统中，由于数字基带信号本身不包含同步信息，此时就需要在发送端给基带信号插入一个导频作为基带信号的位同步信息。位同步导频必须在基带信号频谱的零点插入，这样才能不影响基带信号频谱，同时保证接收端提取导频的纯度，同步导频插入的方法如图 7-10 所示。

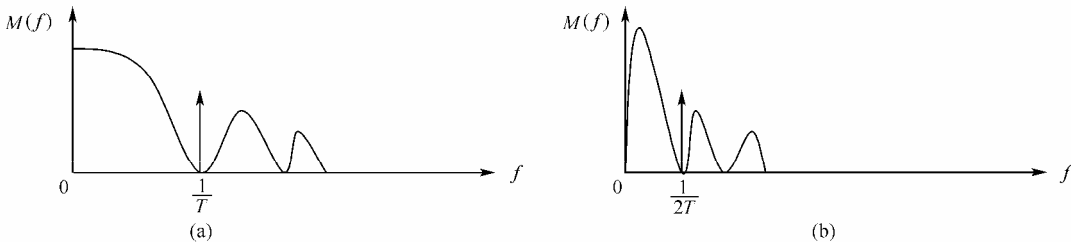


图 7-10 插入导频法示意图

在图 7-10 (a) 中，基带信号频谱过第一零点处为 $\frac{1}{T}$ ，故在接收端只需要将该信号通过一个中心频率为 $f = \frac{1}{T}$ 的窄带滤波器即可从中提取位同步信息。在图 (b) 中，基带信号频谱过第一零点处为 $\frac{1}{2T}$ ，故接收端除了需要用一个中心频率为 $f = \frac{1}{2T}$ 的窄带滤波器对其进行提取外，还需要使用一个倍频器，最终得到 $\frac{1}{T}$ 的位同步信息。

插入导频的另一种形式是包络调制法，即让数字信号的包络按位同步信号的某种波形变化。此法主要用于 2PSK 和 2FSK 等恒包络数字调制系统，对已调信号进行附加的幅度调制后，接收端只要进行包络检波，就可以获得位同步信息。

2. 自同步法

在自同步系统中，接收端可以直接从接收到的码流中提取位同步信息，作为接收端的时钟基准，去校正或调整接收端本地产生的时钟信号，使收发双方保持同步。自同步法的优点是既不消耗额外的功率，也不占用额外的信道资源。但是，采用这种方法的前提条件是基带信号码流中必须含有位同步频率分量，或者经过简单变换之后可以产生位同步频率分量，为此常需要对信源产生的信息进行重新编码。

(1) 波形变换法

对于数字信源所产生的二进制不归零码中是不包含位定时频谱分量的，故不能直接从中

滤出位同步信号。现在，将该不归零码序列进行波形变换，比如将其变换成归零码，就可以利用一个窄带滤波器和移相网络来实现位同步定时信息的提取。其实现原理如图 7-11 所示。

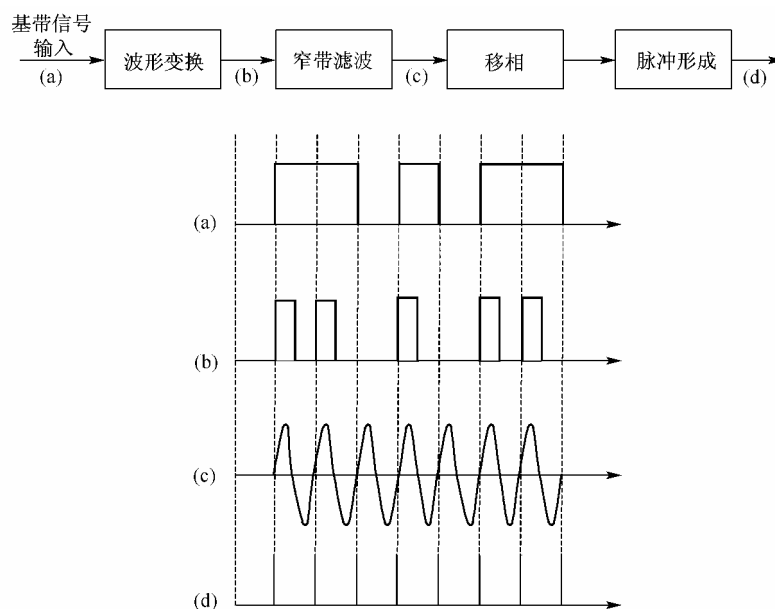


图 7-11 波形变换法原理

(2) 延迟相乘法

延迟相乘法是利用差分的特点，将接收码元序列延迟半个码元周期后再与原接收码元序列进行相乘，最后经过窄带滤波和放大电路后获取位同步信息，其原理如图 7-12 所示。

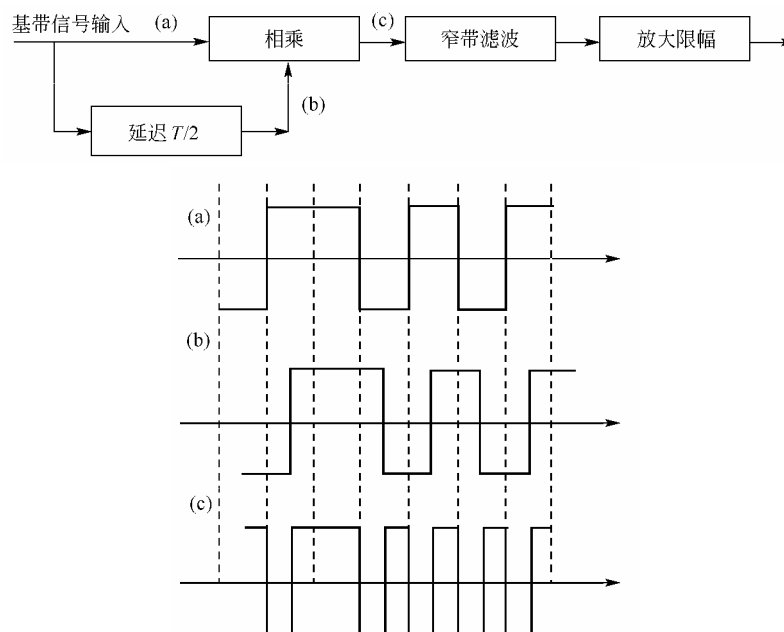


图 7-12 延迟相乘法原理

另外，还可以采用微分滤波或者锁相环来提取位同步信息。在实际应用系统中，通常就是利用锁相环来提取同步信息的，有关这方面的应用，读者可查阅相关资料，这里不再详述。

7.2.2 帧同步

在数字通信系统中，接收端除了需要知道一个码元的持续周期，即位同步信息之外，还必须知道信息是从哪个码元开始的，否则无法正确恢复出发送端的原始信息。比如某校开运动会，所有班级的运动员需要经过主席台接受校领导的检阅。如果大家的服装统一，校领导如何辨认台下的同学是哪个班级的呢？通常，每个班级都有一个举牌的队员，走在最前面，牌子上就写清楚了它们是哪个班级的学生。这个举牌的同学就相当于数字通信系统中的帧同步信息，接收端一旦找到了该同步信息，就能正确获得有用信息。

帧同步通常又叫作群同步。实现帧同步的方法主要有两种：一种是在数字信息流中插入一些特殊码组作为每帧的头尾标记；另一种方法则不需要外加的特殊码组，而是利用数据码组本身之间的彼此不同特性来实现自同步。

插入特殊码组实现帧同步的方法有两种，即集中式插入法和分散式插入法，其原理如图 7-13 所示。

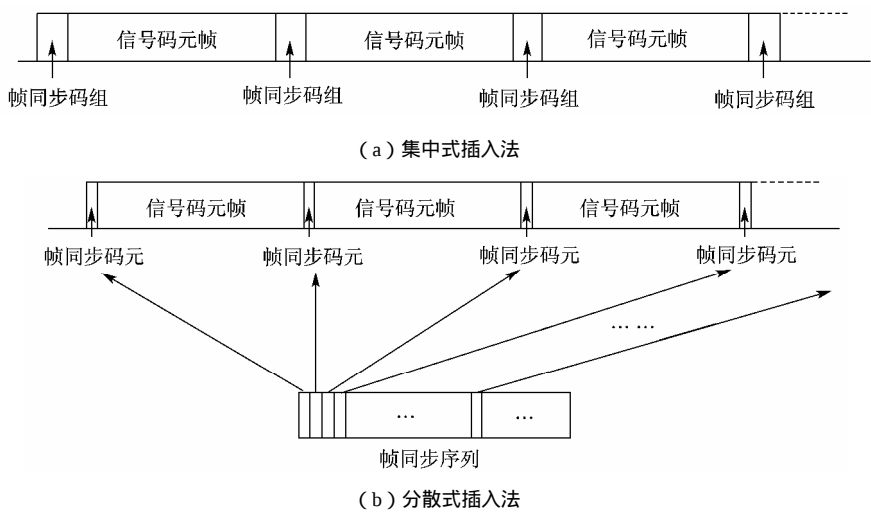


图 7-13 帧同步插入法

1. 集中式插入法

集中式插入法就是选择一些特殊的码组集中地插入到一帧的开头和结尾，以便接收端根据这些特殊的码组识别帧的开头和结尾。帧同步码组的选取是有条件的，通常要求这些特殊的同步码组必须具有尖锐单峰特性的局部自相关函数。同时，这些特殊的同步码组还应该尽量简单，以方便接收端的同步码识别器识别。目前，一种常用的帧同步码组是巴克码，如表 7-3 所示。

表 7-3 巴克码组

<i>n</i>	巴克码组	
2	++	11
3	++-	110
4	++++-; ++-+	1110; 1101
5	++++-+	11101
7	+++++ -	1110010
11	+++++ + -	11100010010
13	+++++ + - + - +	1111100110101

2. 分散式插入法

(1) 分散插入原理

集中式插入法插入的同步码是一个码组，要使同步可靠，同步码组要有一定的长度，使传输效率低。分散插入则是每帧只插一位码作为同步码，例如，某 PCM-24 设备每帧有 $8 \times 24=192$ 个信息码元，在其后插一位帧同步码，如图 7-14 所示。帧同步码一帧插“1”码，下一个帧插“0”码，如此交替插入。由于每帧只插一位码，那么它与信息码元混淆的概率为 $1/2$ ，这样似乎无法识别同步码，但是这种插入方式在同步捕获时不是检测一帧两帧，而是连续检测数十帧，每帧都符合“1”、“0”交替的规律才确认同步。如检测 10 帧都正确，误同步概率则为 $1/2^{10}=1/1024$ ，误同步概率很小。

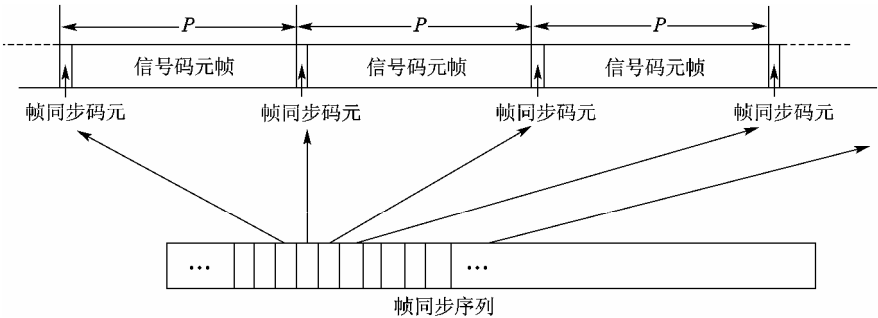


图 7-14 帧同步的分散插入

分散插入每帧的传输效率较高，但是同步捕获时间较长，较适合于连续发送信号的通信系统，若是断续发送信号，每次捕获同步需要较长时间，反而降低了效率。

(2) 滑动同步检测原理

分散插入常用滑动同步检测电路，其基本原理是接收电路开机时处于捕捉态，当收到第一个与同步码相同的码元时，先暂认为它就是帧同步码，按码同步周期检测下一帧相应位码元，若也符合插入的同步码规律，则再检测第三帧相应位码元，如果连续检测 M 帧(数十帧)，每帧均符合同步码规律，则同步码已找到，电路进入同步状态。若在捕捉态接收到的某个码元不符合同步码规律，则码元滑动一位，仍按上述规律周期性地检测，看它是否符合同步码规律，一旦检测不符合，又滑动一位，反复进行下去。若一帧共有 N 个码元，则最多滑动 $N-1$ 位，一定能把同步码找到。

7.2.3 载波同步

在调制通信系统中，接收端都要完成对已调信号的解调过程。如果接收端采用相干解调，则需要一个与发送端同频同相的相干载波。获得这个相干载波的过程称为载波提取或载波同步。

载波同步的方法通常有两种：插入导频法和直接法。

1. 插入导频法

插入导频法主要用于已调信号中不包含离散载波频谱分量的情况，比如模拟通信中的 DSB-SC、SSB 信号，数字通信中的 PSK 信号等。接收端要对这类信号进行相干解调，就必须在发送端插入导频信号。

例如，抑制载波的双边带 DSB-SC 信号在插入了导频信号后的频谱图如图 7-15 所示。

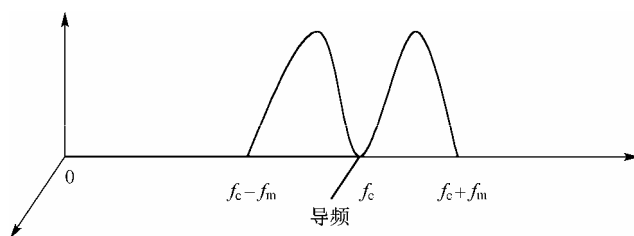


图 7-15 插入导频位置示意图

根据 DSB-SC 已调信号的表达式

$$s(t) = Af(t)\sin\omega_c t$$

插入正交导频信号后

$$s_o(t) = Af(t)\sin\omega_c t + A\cos\omega_c t$$

当接收端收到该已调信号后，利用一个中心频率为 f_c 的窄带滤波器就可取得导频 $A\cos\omega_c t$ ，再将它移相 $\pi/2$ ，就可得到与调制载波同频同相的信号 $\sin\omega_c t$ 。接收端相乘器的输出为

$$\begin{aligned} v(t) &= s_o(t)\sin\omega_c t = Af(t)\sin^2\omega_c t + A\sin\omega_c t\cos\omega_c t \\ &= \frac{A}{2}f(t) - \frac{A}{2}f(t)\cos 2\omega_c t + \frac{A}{2}\sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

再将此信号通过一个低通滤波器，滤除掉 $2\omega_c$ 的频率成分，即可得到调制信号 $f(t)$ 。其原理框图如图 7-16 所示。需要注意的是，这里如果不采用正交导频，而使用调制载波，则从接收端相乘器的输出可以发现，除了有调制信号外，还包含了直流分量，这个直流分量将通过低通滤波器对数字信号产生影响。

插入导频法提取载波通常需要使用一个窄带滤波器。这个窄带滤波器也可以用锁相环来代替，这是因为锁相环本身就是一个性能良好的窄带滤波器，因而使用锁相环后，载波提取的性能将有所改善。

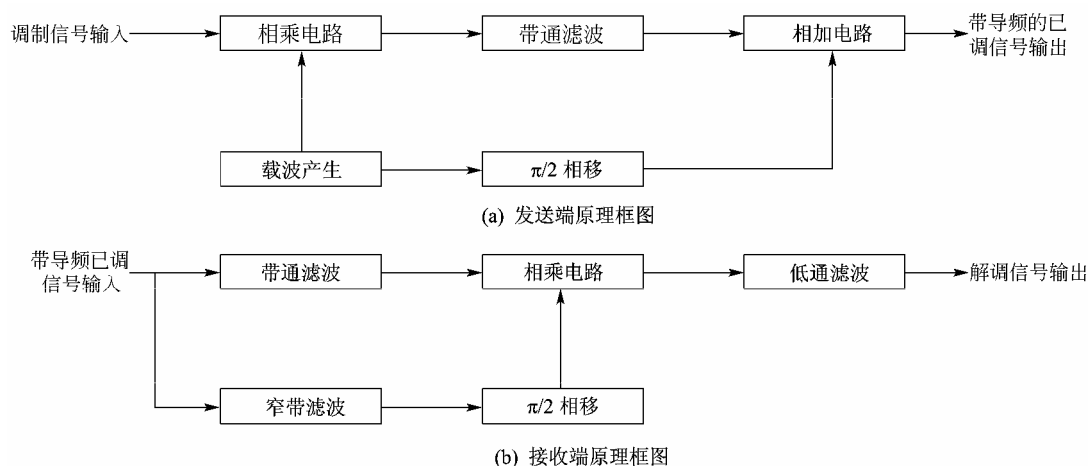


图 7-16 插入导频原理图

2. 直接法

在调制通信系统中，有些已调信号本身就包含了调制载波的频谱分量，比如 AM、ASK 信号等，这类信号在接收端可以直接进行载波提取。而某些已调信号，虽然里面不包含调制载波的频谱分量，但如果经过某种非线性变换以后具有了载波频谱分量成分，对这类信号也可以直接进行载波提取，比如 DSB-SC、PSK 信号等。

(1) 平方变换法和平方环法

假设调制信号为 $f(t)$ ，无直流分量，经过抑制载波的双边带调制后可得

$$s(t) = f(t) \cos \omega_c t$$

对其进行平方变换后得到

$$e_o(t) = f^2(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{f^2(t)}{2} + \frac{1}{2} f^2(t) \cos 2\omega_c t$$

前面提到 $f(t)$ 中无直流分量，但 $f^2(t)$ 中却含有直流分量，而表达式第二项中包含 $2\omega_c$ 频率分量。若用一窄带滤波器将 $2\omega_c$ 频率分量滤出，再进行二分频就可获得载频 ω_c 。平方变换法提取载波的原理如图 7-17 所示。



图 7-17 平方变换法提取载波的原理

若 $f(t)$ 为双极性数字信号，该抑制载波的双边带信号就成为二相移相信号：

$$e_o(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

利用平方变换法同样可提取载波，只不过为解决 180° 相位模糊问题，通常采用相对移相。

如果用锁相环代替上图中的 $2\omega_c$ 窄带滤波器，就称为平方环法，如图 7-18 所示。由于锁相环具有良好的跟踪性能和窄带滤波等优点，因此平方环法提取载波应用更为广泛。

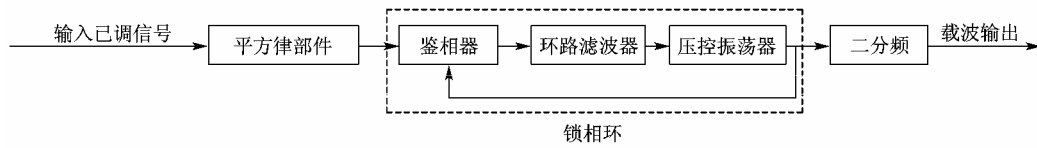


图 7-18 平方环法提取载波

(2) 同相正交环法

同相正交环又称科斯塔斯环，它也是利用锁相环来提取载波。在同相正交环中有两个相互正交的信号 $\cos(\omega_c t + \theta)$ 和 $\sin(\omega_c t + \theta)$ 分别输入到模拟乘法器中，如图 7-19 所示。

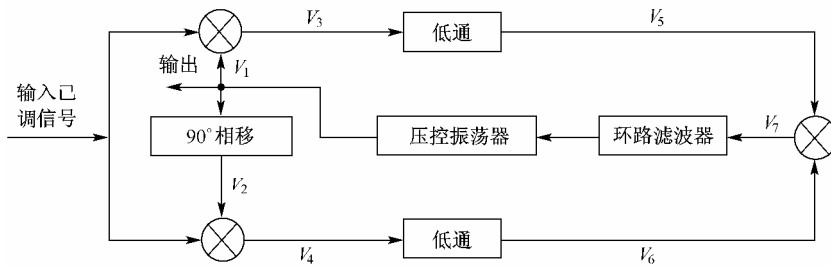


图 7-19 同相正交环法

假设输入的抑制载波双边带信号为 $f(t)\cos\omega_c t$ ，则

$$V_3 = f(t)\cos\omega_c t\cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}f(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)]$$

$$V_4 = f(t)\cos\omega_c t\sin(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}f(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)]$$

经低通滤波后输出分别为

$$V_5 = \frac{1}{2}f(t)\cos\theta$$

$$V_6 = \frac{1}{2}f(t)\sin\theta$$

将 V_5 和 V_6 加于相乘器，得到 V_7 为

$$V_7 = V_5 V_6 = \frac{1}{8}f^2(t)\sin 2\theta$$

式中， θ 是压控振荡器输出信号与输入已调信号载波之间的相位误差，当 θ 较小时， $V_7 \approx 1/4[f^2(t)\theta]$ 。上式中 V_7 的大小与相位误差 θ 成正比，相当于鉴相器的输出，用 V_7 去调整压控振荡器输出信号的相位，最后使稳态相差减小到很小的数值，此时压控振荡器的输出 V_1 就是所需提取的载波。同相正交环法适用于载波频率较高的场合，但不适合载波经常变化的情况，因为对于任意载频均移相 90° 是非常困难的，同时同相正交环也存在相位模糊问题。

随着计算机网络的发展，由点对点的通信发展到多点通信，由多个用户相互连接而组成了数字通信网。显然，为了保证通信网内各用户之间可靠地进行数据交换，还必须实现网同步。有关网同步的相关知识，有兴趣的读者可查阅相关参考资料。

7.3 MATLAB 在复用与同步技术中的应用举例

【例 7-1】有四路信号，分别是 $\sin 20\pi t$ 、 $2\sin 40\pi t$ 、 $3\sin 60\pi t$ 、 $4\sin 80\pi t$ ，要求采用时分复用方式把这四路信号进行复用，采样频率 $f_s = 1000\text{Hz}$ ，通过 MATLAB 实现在 0.1s 内的输出 y ，并给出显示结果。

解 程序如下。

```
clear
n=1:100;
x1=sin(0.01*n*2*pi);
x2=2*sin(0.02*n*2*pi);
x3=3*sin(0.03*n*2*pi);
x4=4*sin(0.04*n*2*pi);
x1tmp=reshape(x1,4,25);
x2tmp=reshape(x2,4,25);
x3tmp=reshape(x3,4,25);
x4tmp=reshape(x4,4,25);
z=zeros(4,25);
y=zeros(1,100);
z(1,:)=x1tmp(1,:);
z(2,:)=x2tmp(2,:);
z(3,:)=x3tmp(3,:);
z(4,:)=x4tmp(4,:);
y=reshape(z,1,100);
y;
figure(1)
plot(n,y);
```

运行结果如图 7-20 所示。

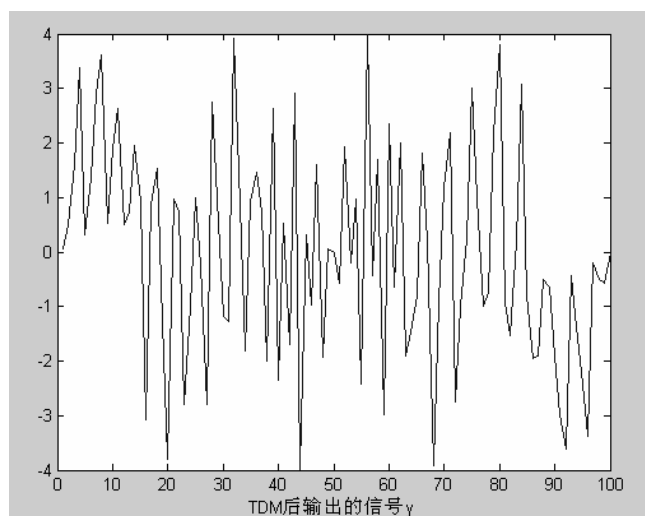


图 7-20 例 7-1 运行结果图

【例 7-2】 根据 OFDM 的原理，通过 MATLAB 写出一个 OFDM 信号编码的程序，并给出时域和频域的运行结果。

解 程序如下。

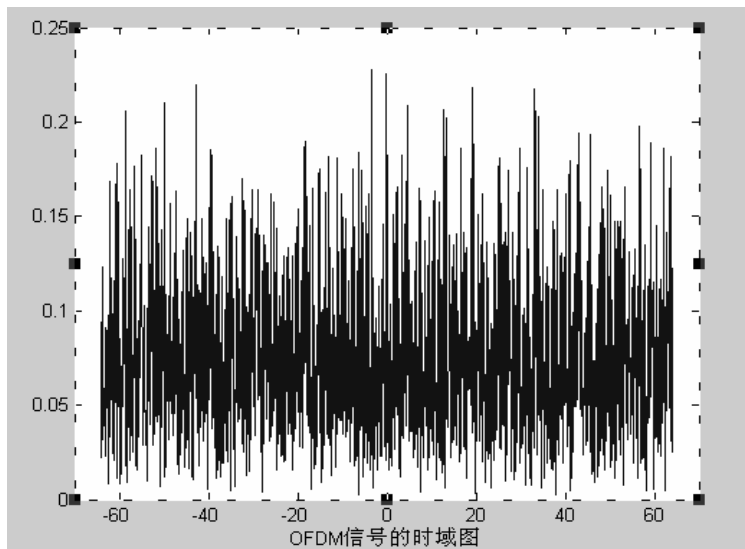
```
clear all;
Fd=1;
Fs=1*Fd;
M=4;
Ndata=1024;
Sdata=64;
Slen=128;
Nsym=Ndata/Sdata;
Glen=144;
GI=16;
X=zeros(Ndata,1);
Y1=zeros(Ndata,1);
Y2=zeros(Ndata,1);
Y3=zeros(Slen,1);
z0=zeros(Slen,1);
z1=zeros(Ndata/Sdata*Slen,1);
g=zeros(Glen,1);
z2=zeros(Glen*Nsym,1);
z3=zeros(Glen*Nsym,1);
X = randint(Ndata, 1, M);
Y1 = modmap(X, Fd, Fs, 'qask', M);
Y2=amodce(Y1,1,'qam');
for j=1:Nsym;
    for i=1:Sdata;
        Y3(i+Slen/2-Sdata/2,1)=Y2(i+(j-1)*Sdata,1);
    end
    z0=ifft(Y3);
    for i=1:Slen;
        z1(((j-1)*Slen)+i)=z0(i,1);
    end
    for i=1:Slen;
        g(i+16)=z0(i,1);
    end
    for i=1:GI;
        g(i)=z0(i+Slen-GI,1);
    end
    for i=1:Glen;
        z2(((j-1)*Glen)+i)=g(i,1);
    end
end
figure(1);
f = linspace(-Sdata,Sdata,length(z1));
plot(f,abs(z1));
Y4 = fft(z1);
for j=1:Ndata/Sdata*Slen;
    if abs(Y4(j)) < 0.01
```

```

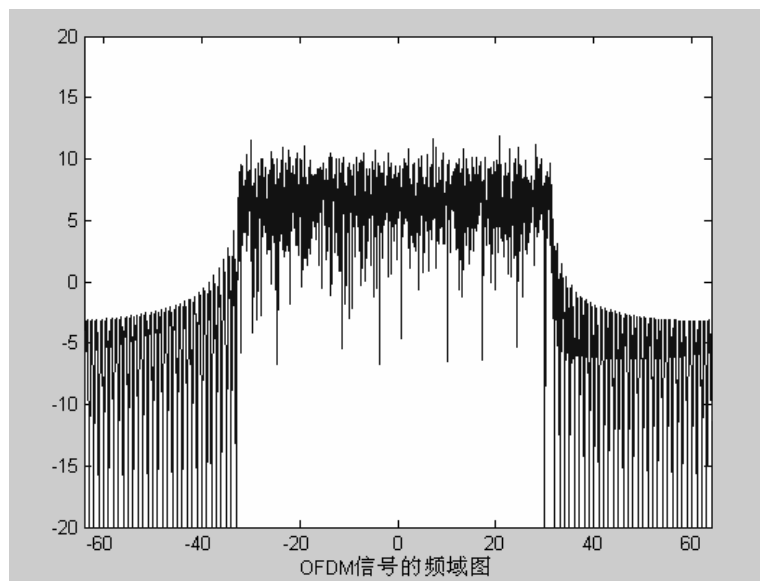
Y4(j)=0.01;
end
end
Y4 = 10*log10(abs(Y4));
figure(2);
f = linspace(-Sdata,Sdata,length(Y4));
plot(f,Y4);
axis([-Slen/2 Slen/2 -20 20]);

```

运行结果如图 7-21 所示。



(a) OFDM 时域波形



(b) OFDM 频域波形

图 7-21 例 7-2 运行结果图

本章小结

1. 在数据通信系统中, 一个信道同时传输多路信号, 这就是多路复用技术。常见的复用技术有频分多路复用 (FDM)、时分多路复用 (TDM)、码分多路复用 (CDM)、波分多路复用 (WDM) 以及正交频分多路复用 (OFDM) 等。

2. FDM 是在信道的总频带上划分若干个子频带给多路信号传输使用, TDM 是在时间上进行时隙划分, 多路信号占用不同的时隙, 但共享传输带宽。CDM 是利用伪随机码或者正交编码的方式进行多路信号传输, 此时各路信号都可以同时传输, 且共同占用带宽资源。

3. OFDM 把无线信号分为多种小型的子信号, 然后在接收器的不同频率中进行同步传输。正交频分多路复用实际是一种多载波数字调制技术。正交频分多路复用全部载波频率有相等的频率间隔, 它们是一个基本振荡频率的整数倍, 正交是指各个载波的信号频谱是正交的。

4. 同步是一个通信系统非常重要的内容, 可以分为位同步、帧同步和载波同步等几种方式。

5. 不论是位同步还是载波同步, 都有两种同步方法: 外同步法和自同步法。外同步适合发送信号频谱中不具备同步信息的系统, 而自同步法主要用于发送信号本身就具有同步信息, 只需接收端正确提取同步信息的系统。

习题 7

1. 什么叫多路复用?
2. FDM 与 TDM 相比具有哪些优点?
3. 简单介绍 PCM 30/32 路的帧结构。
4. 第三代移动通信标准有哪些?
5. 简述 OFDM 的技术原理。
6. 试述同步的概念及常见的同步方式和各自特点。

第 8 章 差错控制技术

【学习要点】

- 差错控制的常用方法
- 纠检错编码原理
- 纠错能力与码距关系
- 奇偶校验的校验原理
- 线性分组码的基本原理
- m 序列的产生和性质
- 扰码和解扰原理

在数字通信系统中，数字信号或多或少都会受到信道的传输特性和噪声的干扰而引起误码。为了最大限度地保证信号的可靠传输，系统通常要采用一些差错控制技术，比如对发送的基带信号进行编码。这里的编码叫作信道编码，与信源编码不同，信道编码主要采取在信息码元中增加一些监督码元，使信息码元与监督码元之间构成某种监督关系，接收端通过判断这一监督关系是否遭到破坏来断定接收码元的正确性，有的监督关系还给接收端纠正错误码元提供了信息，这样就可以很好地保证信息的可靠传输了。依据香农提出的信道编码定理，只要在信息传输速率不超过信道容量的前提下，总是能找到一种编码方案，使得接收信息的失真率最小，或者达到给定平均失真的限度。随着数字通信技术的发展，研究开发了各种差错控制编码方案，并具有不同的检错与纠错特性。

在差错控制理论中，可以从不同的角度对误码控制编码进行分类。

按照误码控制的不同功能，可分为检错码和纠错码。检错码仅具备识别错码功能，而无纠正错码的功能，比如简单的奇偶监督码、恒比码等；纠错码不仅具备识别错码功能，同时具备纠正错码功能，比如线性分组码、循环码等。

按照误码产生的原因不同，可分为纠正随机错误的码与纠正突发错误的码。前者主要用于产生独立的局部误码的信道，差错是孤立的。而后者主要用于产生大面积的连续误码的情况，如电源开关的跳火、外界强电磁场的变换等，它的差错呈突发状，影响一批连续的比特。比如计算机网络中的差错就主要表现为突发差错。这两种差错分别由通信信道的热噪声和冲激噪声产生。热噪声是由传输介质导体的电子热运动产生的，因此，它是无时不在，幅度较小且强度与频率无关，但频谱很宽，是一类随机噪声。由热噪声引起的差错称为随机差错。与热噪声相比，冲激噪声幅度较大，是引起传输差错的主要原因。冲激噪声的持续时间要比数据传输中的每比特发送时间长，因而冲激噪声会引起相邻多个数据位出错。冲激噪声引起的传输差错称为突发差错。

按照信息码元与附加的监督码元之间的检验关系可分为线性码与非线性码。如果两者呈线性关系，即满足一组线性方程式，就称为线性码；否则，两者关系不能用线性方程式来描

述，就称为非线性码。

按照信息码元与监督码元之间约束方式的不同，可以分为分组码与卷积码。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 位信息码元和 r 位监督码元，每组的监督码元仅与本组的信息码元有关，而与其他组的信息码元无关。卷积码则不同，虽然编码后码元序列也划分为码组，但每组的监督码元不但与本组的信息码元有关，而且与前面码组的信息码元也有约束关系。

8.1 差错控制的常用方法

通信过程中产生的传输差错，是由随机差错和突发差错共同构成的。常用的差错控制方法有自动请求重发（ARQ）、前向纠错（FEC）、混合纠错（HEC）和反馈检验（IRQ）。

1. 自动请求重发

自动请求重发简称 ARQ，是计算机网络中较常采用的差错控制方法。ARQ 的原理是：发送端将要发送的数据附加上一定的冗余检错码一并发送，接收端则根据检错码对数据进行差错检测，如果发现差错，则接收端返回请求重发的信息，发送端在收到请求重发的信息后，再重新发送一次数据；如果没有发现差错，则发送下一个数据。这种方法的优点是译码设备简单，对突发错误和信道干扰较严重时比较有效。缺点是需要反馈信道，实时性差。如图 8-1 所示。

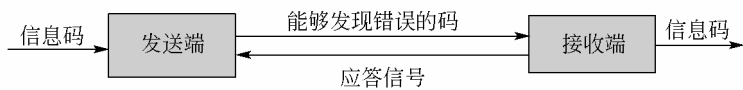


图 8-1 自动请求重发 ARQ 示意图

为保证通信正常进行，还需引入计时器（防止整个数据帧或反馈信息丢失）和帧编号（以防止接收方多次收到同一帧并递交给网络层）。这种方法需要采用检错码，同时必须具备双向信道，发送端还需要设置缓冲器。

自动请求重发方式分为三种类型：停发等待重发、返回重发和选择重发。

（1）停发等待重发

在这种方式中，不论接收端收到的信息是否正确，都需要接收端回发反馈信号，并且发送端只有收到接收端的确认信号，才会发送下一个信号。其中 ACK 是确认信号，NAK 是否认信号。该方式的特点是系统简单，时延长。如图 8-2 所示。

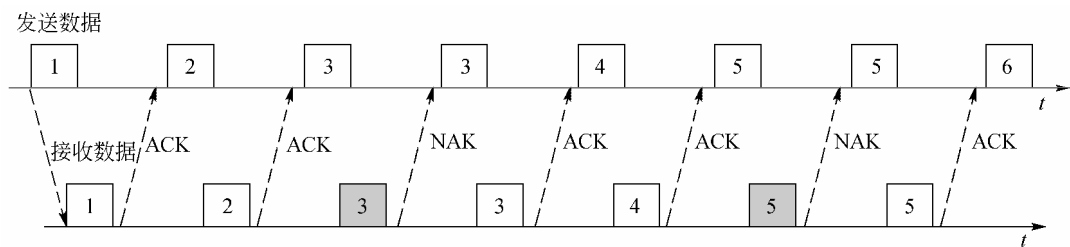


图 8-2 停发等待重发 ARQ 系统

(2) 返回重发

在这种方式中，发送端不需要接收到 ACK 确认信号后才发送下一个信号，而是不停地发送。当发送端收到接收端回发的 NAK 信号后，将重发错误码组以后的所有码组。该方式的特点是系统较为复杂，时延减小。如图 8-3 所示。

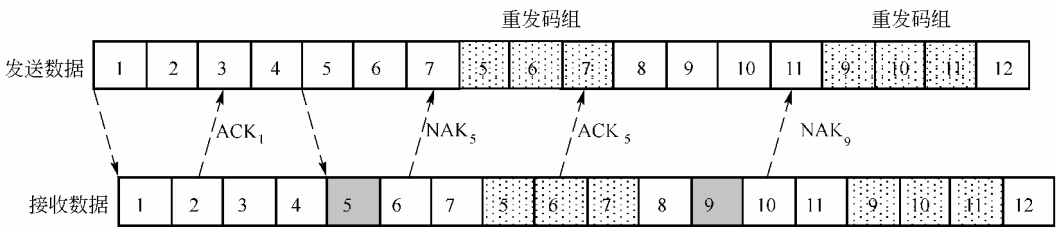


图 8-3 返回重发 ARQ 系统

(3) 选择重发

在这种方式中，发送端不停地发送信号，当发送端收到接收端回发的 NAK 信号后，将只重发错误码组。该方式的特点是系统复杂，时延最小。如图 8-4 所示。

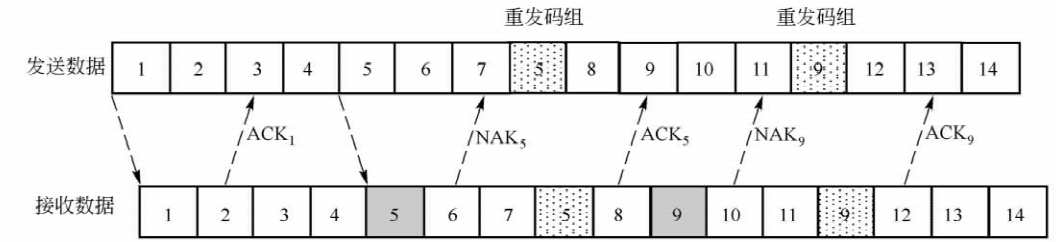


图 8-4 选择重发 ARQ 系统

2. 前向纠错

前向纠错简称 FEC，其原理是：发送端将要发送的数据附加上一定的冗余纠错码一并发送，接收端则根据纠错码对数据进行差错检测，如果发现差错，由接收端进行纠正。这种检测方法的优点是使用纠错码和单向信道，发送端无需设置缓冲器。缺点是设备复杂、成本高。如图 8-5 所示。

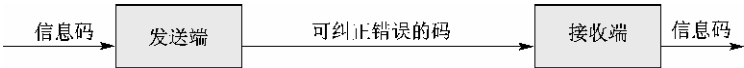


图 8-5 前向纠错 FEC 示意图

3. 混合纠错

混合纠错方式是 FEC 和 ARQ 方式的结合。发送端发送具有检错和纠错能力的码，接收端收到该码后，首先检查差错情况。如果错误发生在该码的纠错能力范围内，则自动进行纠错，如果超过了该码的纠错能力，但能检测出来，则经过反馈信道请求发送端重发。混合纠错方式在实时性和译码复杂性方面是前向纠错和检错重发方式的折中，可达到较低的误码率，较适合于环路延迟大的高速数据传输系统。如图 8-6 所示。

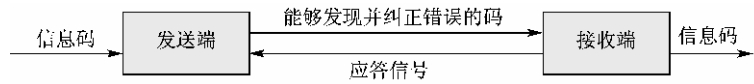


图 8-6 混合纠错 HEC 示意图

4. 反馈检验

反馈检验的原理是：接收端将收到的信息原封不动地回送给发送端，发送端将此回送的信码与原发送的信码进行比较。如果发现错误，则发送端再重新发送一次。这种检验方式需要双向信道，设备简单，可以纠正任何错误，但缺点是会引入较大的时延。如图 8-7 所示。

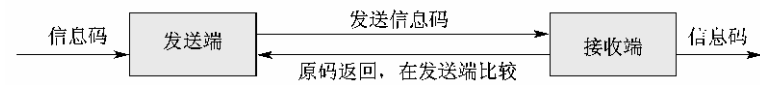


图 8-7 反馈检验 IRQ 示意图

8.2 纠错编码

8.2.1 纠错编码基本原理

先举一个日常生活中的实例。如果领导发出一个通知：“明天 14：00—16：00 开会”，但在通知过程中由于某种原因产生了错误，变成“明天 10：00—16：00 开会”。员工收到这个错误通知后由于无法判断其正确与否，就会按这个错误时间去行动。为了使员工能判断正误，可以在发通知内容中增加“下午”两个字，即改为“明天下午 14：00—16：00 开会”，这时，如果仍错为“明天下午 10：00—16：00 开会”，则收到此通知后根据“下午”两字即可判断出其中“10：00”发生了错误。但仍不能纠正其错误，因为无法判断“10：00”错在何处，即无法判断原来到底是几点。这时，收者可以告诉发端再发一次通知，这就是检错重发。为了实现不但能检错，同时还能纠错，可以把发的通知内容再增加“两个小时”四个字，即改为“明天下午 14：00—16：00 开两个小时的会”。这样，如果其中“14：00”错为“10：00”，不但能判断出错误，同时还能纠正错误。

通过上例可以说明，为了能判断传送的信息是否有误，可以在传送时增加必要的附加判断数据；如果还要求纠正错误，则需要增加更多的附加判断数据。这些附加数据在不发生误码的情况下是完全多余的，但如果发生了误码，则可利用被传信息数据与附加数据之间的特定关系来实现检测错误和纠正错误，这就是差错控制编码的基本原理。具体地说就是：为了使信源产生的信息码组具有检错和纠错能力，应当按一定的规则在信源编码的基础上增加一些监督码元，使这些监督码元与被传送的信息码元之间建立一定的监督关系，发送端完成这个任务的过程就称为差错控制编码。在接收端，根据信息码元与监督码元的监督关系，实现检错或纠错，输出原信息码元，完成这个任务的过程就称为解码。

再举一个例子来说明纠错编码的原理。数字通信系统中送入信道的信息都是“0”和“1”组合的数字信号，例如，待传送的信息是“晴”和“雨”两种天气情况，则只需一位数字编码就可以表示。此时可以用“1”表示“晴”，用“0”表示“雨”。当传输代表晴的码组“1”

时,由于受到信道干扰,在接收端收到的却是码组“0”,这种情况下接收端是无法发现这一差错的。因为码组“1”和“0”都是许用码组,所以接收端收到码组“0”就认为发送端传输的是“雨”的天气。但是,如果发送端分别用两位编码来表示“晴”和“雨”时,情况则不一样。比如用“11”表示“晴”,用“00”表示“雨”,当传输代表晴的码组“11”时,由于受到信道干扰,发生了一位误码,在接收端收到的码组为“10”,此时接收端就能判断收到的信息有误。因为码组“10”属于禁用码组,原编码方式中只有“11”和“00”属于许用码组,故能判断出误码,但却不能纠正。因为许用码组“11”和“00”错一位后都可以变成“10”。如果采用三位编码,用“111”表示“晴”,用“000”表示“雨”,当传输代表晴的码组“111”时,由于受到信道干扰发生了一位误码,在接收端收到的码组为“110”,此时接收端不但能够判断错码,而且还能进行纠错。因为码组“110”属于禁用码组,所以能够检错。又因为“110”是许用码组错一位得到的,故发送端发送的一定是码组“111”。

由此可见,增加码的冗余度(监督码位数),可以增加纠错编码的纠错能力。

8.2.2 纠错能力与码距关系

在分组码中,把传输码组中“1”的数目称为码组的重量,把两个传输码组对应位上数字不同的位数称为码组距离,简称码距。通常码距又叫汉明距离。比如,传输码组101的码重为2,传输码组101和111的码距为1。而在某种编码方式中,各个传输码组间距离的最小值称为最小码距 d_0 。

下面,以码长 $n=3$ 的编码组为例,说明码距的几何意义,如图8-8所示。对于码长为3的传输码组应该有8种不同的传输码组,因此,在三维空间中各码组恰好占据了单位立方体的8个顶点。而码距则是指各顶点沿着立方体各边行走的几何距离。比如(1,1,0)与(1,1,1)的码距为1,(1,1,0)与(1,0,1)的码距为2。

一种编码方式中的最小码距 d_0 的大小将直接关系到该传输码组的检测错码和纠正错码的能力。码距与纠错能力的关系如下。

为了检测 e 个随机错误,则要求码组的最小码距 $d_0 \geq e+1$,其几何解释如图8-9所示。

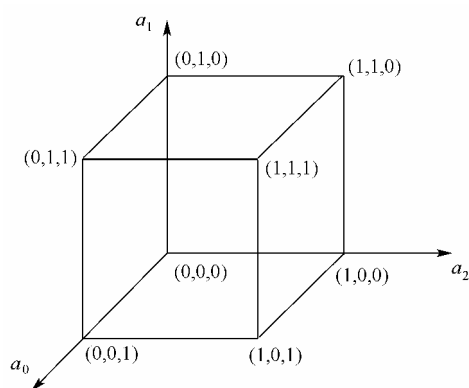


图 8-8 码距的几何意义

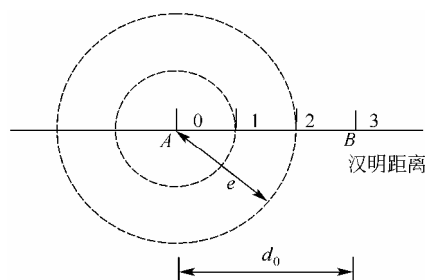


图 8-9 最小码距等于3的两个码组

为了纠正 t 个随机错误,则要求码组的最小码距 $d_0 \geq 2t+1$,其几何解释如图8-10所示。

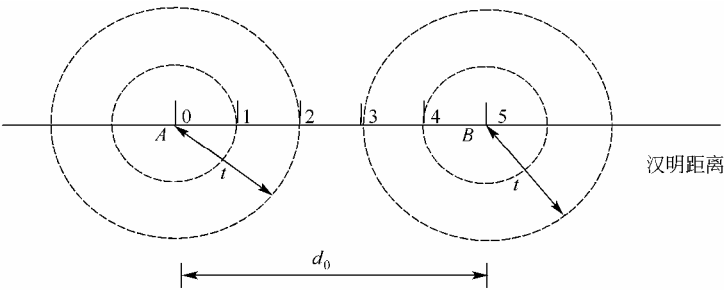


图 8-10 最小码距等于 5 的两个码组

纠正 t 个随机错码，同时检测 e 个随机错误，则要求码组的最小码距

$$d_0 \geq t + e + 1 \quad (e \geq t)$$

其几何解释如图 8-11 所示。

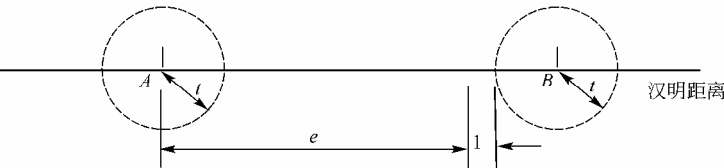


图 8-11 最小码距等于 $e+t+1$ 的两个码组

8.3 常用的简单编码

常用的简单编码包括奇偶校验码、群计数码、恒比码和正反码等，它们都具有一定的检错能力，其中正反码还有一定的纠错能力。下面简单介绍一下它们的编码方法。

1. 奇偶校验码

奇偶校验码是一种最简单的检错码。通过增加一位监督码来使得码组中“1”的个数保持为奇数（奇校验）或偶数（偶校验）。

【例 8-1】 若要求 11010100 和 01101101 实现偶校验。

解 则分别在其后加一个监督码“1”，使得码组中“1”的总个数为偶数，所以最后结果为：110101000，011011011。

对于这类偶校验码只能发现奇数个错误，不能检测偶数个错误。在实际使用时，奇偶校验可分为以下三种方式。

(1) 垂直奇偶校验

将要发送的整个数据分为定长 p 位的 q 段，每段的后面按“1”的个数为奇数或偶数的规律加上一位监督位。

【例 8-2】 10101111101110000001 分为长 5 位的 4 段，采用偶校验。

解

1 1 1 0
0 1 1 0

1 1 1 0

0 1 0 0

1 0 0 1

1 0 1 1

则最后校验的数据是 101011111100111001000011。

该偶校验方式能检测出每列中的所有奇数个错码，但检测不出偶数个错码。对突发错码，漏检率约为 50%。

(2) 水平奇偶校验

将要发送的整个数据分为定长 p 位的 q 段，对各个数据段的相应位横向进行编码，产生一个奇偶校验监督位。

【例 8-3】 1010111101110000001 分为长 5 位的 4 段，采用偶校验。

解

1 1 1 0 1

0 1 1 0 0

1 1 1 0 1

0 1 0 0 1

1 0 0 1 0

则最后校验的数据是 101011110111000000110110。

该偶校验方式同样能检测出每行中的所有奇数个错码，但检测不出偶数个错码。对突发长度不大于 p 的突发错码都能检出。

(3) 水平垂直奇偶校验

能同时进行水平和垂直奇偶校验。

【例 8-4】 1010111101110000001 分为长 5 位的 4 段，采用偶校验。

解

1 1 1 0 1

0 1 1 0 0

1 1 1 0 1

0 1 0 0 1

1 0 0 1 0

1 0 1 1 1

则最后校验的数据是 101011111100111001000011101101

该偶校验方式能检测出所有 3 位或 3 位以下的错误，能检测出所有奇数个错码和很大一部分偶数个错码，并对突发长度不大于 $p+1$ 的突发错码都能检测出来。

2. 群计数码

在群计数码中，监督码元附加在信息码元之后，每一个监督码元在数值上表示其对应的信息码元中“1”的个数。比如信息码元为 1 0 1 1 0 1，其中信息码元中“1”的个数为 4，转变成二进制为“100”，则监督码元就为“100”，传输码组为“1 0 1 1 0 1 1 0 0”。

群计数码的特点是检错能力很强，除非传输码组中发生 1 变成 0 和 0 变成 1 的成对错误时无法检错，其他所有形式的错码它都能检测出来。

3. 恒比码

在恒比码中，每个传输码组均包含相同数目的“1”和“0”，即“1”数目和“0”数目的比值是恒定的。接收端只要计算“1”的数目是否正确就可以检测错码。

恒比码主要应用在类似于电传通信系统中。比如我国邮电部门广泛采用的五单位数字保护电码就是一种五中取三的恒比码，如表 8-1 所示。

表 8-1 五中取三的恒比码

数字	电码	数字	电码
0	0 1 1 0 1	5	0 0 1 1 1
1	0 1 0 1 1	6	1 0 1 0 1
2	1 1 0 0 1	7	1 1 1 0 0
3	1 0 1 1 0	8	0 1 1 1 0
4	1 1 0 1 0	9	1 0 0 1 1

4. 正反码

在正反码中，信息码元与监督码元的位数是相同的，根据信息码元中“1”的数目的不同，监督码元与信息码元完全相同或者完全相反。

比如电报码中的正反码码长为 10，信息位为 5，监督位也为 5。编码规则是：当信息位中“1”的个数为奇数时，监督码元是信息码元的简单重复。当信息位中“1”的个数为偶数时，监督码元是信息码元的反码。比如信息码元为 10101，“1”为奇数个，则传输码组为 1010110101；信息码元为 11011，“1”为偶数个，则传输码组为 1101100100。接收端通过信息码元与监督码元的模 2 运算很容易恢复出信息来。正反码还具有一定的纠错能力。

8.4 线性分组码

按照信息码元和监督码元之间的检验关系可以分为线性码和非线性码两种基本形式。如果信息码元与监督码元之间的关系为线性关系，则称为线性码。反之，则称为非线性码。

分组码是一组固定长度的码组，可表示为 (n, k) 形式，通常用于前向纠错。在分组码中，监督码元被加到信息码元之后，形成新的码组。在编码时， k 个信息码元被编为 n 位长度的码组，而 $n-k$ 个监督码元的作用就是实现检错与纠错。当分组码的信息码元与监督码元之间的关系为线性关系时，这种分组码就称为线性分组码。

前面介绍的奇偶监督码，就是一种最简单的线性分组码，由于只有一位监督码元，通常可以表示为 $(n, n-1)$ ，在接收端解码时，实际上就是在计算：

$$S = a_{n-1} \oplus a_{n-2} \oplus \dots \oplus a_1 \oplus a_0$$

式中， $a_{n-1}a_{n-2}\dots a_1$ 表示接收到的信息位， a_0 表示接收到的监督位。若 $S=0$ ，就认为无错； $S=1$ 就认为有错。上式称为监督关系式，其中 S 称为校正子。由于校正子 S 的取值只有“0”和“1”两种状态，因此，它只能表示有错和无错这两种信息，而不能指出错码的位置。同理，由 r 个监督方程式计算得到的校正子有 r 位，可以用来指示 2^r-1 种发生一位误码位置。对于码组长度为 n 、信息码元为 k 位、监督码元为 $r=n-k$ 位的分组码，如果希望用 r 个监督位构造出 r 个监督关系式来指示一位错码的 n 种可能位置，则要求满足以下关系式：

$2^r - 1 \geq n$, 或者 $2^r \geq k + r + 1$

下面通过一个例子来说明线性分组码是如何构造信息码元与监督码元的关系式的。
假设分组码 (n,k) 中 $k = 4$,为了能够纠正一位错误 ,由上式可知 ,要求 $r \geq 3$,若取 $r = 3$,
则 $n = k + r = 7$ 。故设传输码组为 $a_6a_5a_4a_3a_2a_1a_0$,用 $S_1S_2S_3$ 表示三个监督关系式中的校正子 ,
并且假设 $S_1S_2S_3$ 三位校正子的值与误码位置的关系如表 8-2 所示。

表 8-2 校正字与误码位置

$S_1 S_2 S_3$	误码位置	$S_1 S_2 S_3$	误码位置
0 0 1	a_0	1 0 1	a_4
0 1 0	a_1	1 1 0	a_5
1 0 0	a_2	1 1 1	a_6
0 1 1	a_3	0 0 0	无错

根据上表可以构建传输码组的的偶数监督关系：

$$S_1 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \oplus a_2$$
$$S_2 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \oplus a_1$$
$$S_3 = a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \oplus a_0$$

在发送端编码时 , $a_6a_5a_4a_3$ 是信息码元 , 它们的值取决于输入信号 , 因此是随机的。
 $a_2a_1a_0$ 是监督码元 , 它们的取值由监督关系来确定 , 即监督位应使上面的三个表达式中的
 $S_1S_2S_3$ 的值为零 (表示编成的码组中无错码) , 即

$$\begin{cases} a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \oplus a_2 = 0 \\ a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \oplus a_1 = 0 \\ a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \oplus a_0 = 0 \end{cases}$$

将上述关系式进行移项 , 可得监督位与信息位的关系：

$$\begin{cases} a_2 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_4 \\ a_1 = a_6 \oplus a_5 \oplus a_3 \\ a_0 = a_6 \oplus a_4 \oplus a_3 \end{cases}$$

根据上述监督位与信息位的关系式 , 只要知道了信息码元就可以得出其相对应的监督码元 , 从而构建传输码组。如表 8-3 所示。

表 8-3 许用码组

信息位 $a_6a_5a_4a_3$	监督位 $a_2a_1a_0$	信息位 $a_6a_5a_4a_3$	监督位 $a_2a_1a_0$
0000	000	1000	111
0001	011	1001	100
0010	101	1010	010
0011	110	1011	001
0100	110	1100	001
0101	101	1101	010
0110	011	1110	100
0111	000	1111	111

接收端在收到每个传输码组后 , 计算出 $S_1S_2S_3$ 的值 , 如果该值不全为 0 , 说明有误码产生 , 将予以纠正。例如 , 接收码组为 0000011 , 可算出 $S_1S_2S_3 = 011$, 由表 8-2 可知在 a_3 位置

上有一误码。不难看出，上述 (7, 4) 码的最小码距 $d_0 = 3$ ，因此，它能纠正一个误码或检测两个误码。如超出纠错能力，则反而会因“乱纠”而增加新的误码。

在实际中，为了更加方便地完成编码器的设计，通常利用监督关系得到生成矩阵，从而构造编码结构。下面简单介绍一下生成矩阵的构造方法。

对于上述的监督关系式，可以写成

$$\begin{cases} 1g_6 + 1g_5 + 1g_4 + 0g_3 + 1g_2 + 0g_1 + 0g_0 = 0 \\ 1g_6 + 1g_5 + 0g_4 + 1g_3 + 0g_2 + 1g_1 + 0g_0 = 0 \\ 1g_6 + 0g_5 + 1g_4 + 1g_3 + 0g_2 + 0g_1 + 1g_0 = 0 \end{cases}$$

上式中将“ $\oplus$ ”用“+”来代替，同样表示模 2 加的含义。

于是可以利用矩阵来表示上式：

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_6 \\ a_5 \\ a_4 \\ a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

该式可以简单记为 $HgA^T = 0^T$

其中， $H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ ，称为监督矩阵。

通过矩阵变换可以得到

$$\begin{bmatrix} a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_6 & a_5 & a_4 & a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

该式也可以简记为 $A = [a_6 \ a_5 \ a_4 \ a_3]G$

其中， A 表示传输码组， $[a_6 \ a_5 \ a_4 \ a_3]$ 表示信息码组， $G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ 表

示生成矩阵。

由此可以看出，只要编码方式的生成矩阵 G 确定，则信息码元与监督码元的关系便唯一地被确定下来。根据生成矩阵，可以很方便地由信息码元得到相对应的传输码组。

线性分组码是建立在代数群论基础之上的，各许用码的集合构成了代数学中的群，它们的主要性质如下。

任意两许用码之和（对于二进制码这个和的含义是模 2 和）仍为一许用码，也就是说，线性分组码具有封闭性。

码组间的最小码距等于非零码的最小码重。

8.5 循环码

循环码作为线性分组码的一个重要子类，是目前研究和应用最多的一类码。循环码编译码都比较简单，易于实现，同时纠错能力很强，不仅能纠正随机错码，还能纠正突发错码。

1．循环码的基本概念

循环码是指在所有的传输码组中，任一码组循环一位后仍然是该编码中的一个传输码组。循环码相邻两个码组之间仅有一位码元不同，即满足邻接条件，这样就不会产生瞬时错误。循环码的编码可以利用卡诺图进行依次循环得到。

例如，一个（7，3）循环码的全部码组如表 8-4 所示。

表 8-4 （7，3）循环码的全部码组

码组编号	信息位 $a_6a_5a_4$	监督位 $a_3a_2a_1a_0$	码组编号	信息位 $a_6a_5a_4$	监督位 $a_3a_2a_1a_0$
1	000	0000	5	100	1011
2	001	0111	6	101	1100
3	010	1110	7	110	0101
4	011	1001	8	111	0010

由上表可以看出，如果将第 2 个码组向右移一位即可得到第 5 个码组；第 5 个码组向右移一位又可得到第 7 个码组。由上述这些码组可以看到，循环码具有以下一些性质。

封闭性（线性性）。任何两个许用码组进行模 2 运算的结果还是一个许用码组。同时，由于线性码都包含全零码，故最小码重就是最小码距。

循环性。任何许用码组经过循环移位后所得到的码组还是一个许用码组。

为了用代数理论的方法研究循环码的特性，经常将循环码表示成码多项式的形式。比如，一个长度为 n 的传输码组 $(a_{n-1}a_{n-2}...a_0)$ 可以表示成

$$T(x) = a_{n-1}x^{n-1} + a_{n-2}x^{n-2} + ... + a_1x + a_0$$

式中， x 的值没有实际意义，仅用它的幂代表码元的位置。

比如传输码组 1100101 可以表示为

$$T(x) = 1x^6 + 1x^5 + 0x^4 + 0x^3 + 1x^2 + 0x + 1 = x^6 + x^5 + x^2 + 1$$

2．循环码的运算

众所周知，在整数运算中的模运算，实际上是取余数的过程。

例如，在模 2 运算中，有 $1 \bmod 2 = 1$ ， $2 \bmod 2 = 0$ ， $3 \bmod 2 = 1$ 等。一般说来，对于一个整数 m 可以表示为

$$\frac{m}{n} = Q + \frac{p}{n}, \quad p < n$$

式中， Q 为整数，则整数作模 n 运算的结果为

$$m \bmod n = p$$

即一个整数 m 作模 n 运算的结果是取它被 n 除得的余数。

对于码多项式的模运算来说，也有类似的取余过程。若任意一个多项式 $F(x)$ 被一个 n 次多项式 $N(x)$ 除，得到商式 $Q(x)$ 和一个次数小于 n 的余式 $R(x)$ ，即

$$F(x) = N(x)Q(x) + R(x)$$

则在模 $N(x)$ 运算下，有

$$F(x) \bmod N(x) = R(x)$$

有了上述码多项式的模运算规则，就可以很方便地表示一个移位后的码多项式。可以证明的是，对于码长为 n 的码多项式 $T(x)$ 和经过 i 次左移位后所得到的码多项式 $T^{(i)}(x)$ 的关系为

$$T^{(i)}(x) = x^i T(x) \bmod (x^n + 1)$$

比如 $(7, 3)$ 循环码的一个码组为 (1110100) ，用码多项式表示为

$$T(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x^2$$

经过 3 次移位后所得到的码多项式 $T^{(3)}(x)$ 可用下式来求：

$$\frac{x^3(x^6 + x^5 + x^4 + x^2)}{x^7 + 1} = (x^2 + x + 1) + \frac{x^5 + x^2 + x + 1}{x^7 + 1}$$

即

$$T^{(3)}(x) = x^3 T(x) \bmod (x^7 + 1) = x^5 + x^2 + x + 1$$

故所对应的码组为 (0100111) ，仍然为 $(7, 3)$ 循环码的传输码组。

3. 循环码的生成

根据编码理论，要获得一种循环码组，只要知道该循环码组的生成多项式，就可以构造循环码了。那又如何获得循环码的生成多项式呢？

可以证明， (n, k) 循环码的生成多项式是一个按模 $x^n + 1$ 运算的余式，即生成多项式是一个能除尽 $x^n + 1$ 的 $n - k$ 阶多项式。例如，为了寻找 $(7, 4)$ 循环码的生成多项式，则应当将 $(x^7 + 1)$ 作因式分解。

$$x^7 + 1 = (x + 1)(x^3 + x^2 + 1)(x^3 + x + 1)$$

由于 $n - k = 7 - 4 = 3$ ，故 $(7, 4)$ 循环码的生成多项式 $g(x)$ 为

$$g(x) = x^3 + x^2 + 1, \text{ 或者 } g(x) = x^3 + x + 1$$

实际中，当码位 n 越大时，对 $x^n + 1$ 作因式分解往往比较困难。不过人们总结了许多生成多项式的结构，工程应用时只需查阅相关资料即可。

有了生成多项式就可以构造生成矩阵 G 。前面已经提到，在 (n, k) 循环码中，共有 2^k 个不同的码组。若用生成多项式 $g(x)$ 表示其中前 $k - 1$ 位皆为“0”的码组，则 $g(x)$ ， $xg(x)$ ， $x^2g(x)$ ， $\dots$ ， $x^{k-1}g(x)$ 都是传输码组，而且这 k 个码组是线性无关的。因此它们可以用来构成该循环码的生成矩阵 G 。

因此，循环码的生成矩阵 G 可以写成

$$G(x) = \begin{bmatrix} x^{k-1}g(x) \\ M \\ xg(x) \\ g(x) \end{bmatrix}$$

例如在前面提到的 $(7, 3)$ 循环码， $n = 7$ ， $k = 3$ ， $n - k = 4$ ，其中唯一的一个 $n - k = 4$

次码多项式代表的码组是第二码组 0010111，与它对应的码多项式，即生成多项式为

$$g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$$

即 10111，将此多项式代入矩阵，得到

$$G(x) = \begin{bmatrix} x^2 g(x) \\ xg(x) \\ g(x) \end{bmatrix}, \text{ 或 } G(x) = \begin{bmatrix} 1011100 \\ 0101110 \\ 0010111 \end{bmatrix}$$

上式不是典型生成矩阵。但它经过线性变换后，不难化成典型阵。

此循环码的码多项式表达式 $T(x)$ 为

$$T(x) = [a_6 a_5 a_4] G(x) = [a_6 a_5 a_4] \begin{bmatrix} x^2 g(x) \\ xg(x) \\ g(x) \end{bmatrix}$$

$$= a_6 x^2 g(x) + a_5 xg(x) + a_4 g(x) = (a_6 x^2 + a_5 x + a_4) g(x)$$

上式表明，所有码多项式 $T(x)$ 都能被 $g(x)$ 整除，而且任意一个次数不大于 $k-1$ 的多项式乘 $g(x)$ 都是码多项式。

4. 循环码的编解码方法

(1) 编码方法

用 x^{n-k} 乘 $m(x)$ ，这一运算实际上是在信息码后附加上 $n-k$ 个“0”。例如，信息码为 110，它写成多项式为 $m(x) = x^2 + x$ 。当 $n-k = 7-3 = 4$ 时

$$x^{n-k} m(x) = x^4 (x^2 + x) = x^6 + x^5$$

它表示码组 1100000。

用 $g(x)$ 除 $x^{n-k} m(x)$ ，得到商 $Q(x)$ 和余式 $r(x)$ ，即有

$$\frac{x^{n-k} m(x)}{g(x)} = Q(x) + r(x)$$

例如若选定 $g(x) = x^4 + x^2 + x + 1$ ，则有

$$\frac{x^{n-k} m(x)}{g(x)} = \frac{x^6 + x^5}{x^4 + x^2 + x + 1} = (x^2 + x + 1) + \frac{x^2 + 1}{x^4 + x^2 + x + 1}$$

上式是用码多项式表示的运算，它和下式等效：

$$\frac{1100000}{10111} = 111 + \frac{101}{10111}$$

编出的码组 $T(x)$ 为

$$T(x) = x^{n-k} m(x) + r(x)。$$

在上例中， $T(x) = 1100000 + 101 = 1100101$

(2) 解码方法

在检错时，当接收码组没有错码时，接收码组 $R(x)$ 必定能被 $g(x)$ 整除，即

$$\frac{R(x)}{g(x)} = Q(x) + \frac{r(x)}{g(x)}$$

式中，余项 $r(x)$ 应为零；否则，有错码。当接收码组中的错码数量过多，超出了编码的

检错能力时,有错码的接收码组也可能被 $g(x)$ 整除。这时,错码就不能检测出来了。

在纠错时,先用生成多项式 $g(x)$ 除接收码组 $R(x)$,得出余式 $r(x)$,然后按照余式 $r(x)$,用查表的方法或计算方法得出错误图样 $E(x)$,最后从 $R(x)$ 中减去 $E(x)$,便可得到已经纠正错码的原发送码组 $T(x)$ 。

5. 截短循环码

(1) 截短目的

在设计时,通常信息位数 k 、码长 n 和纠错能力都是预先给定的。但是,并不一定有恰好满足这些条件的循环码存在。故采用截短码长的办法,来达到满足要求的编码。

(2) 截短方法

设给定一个 (n, k) 循环码,它共有 2^k 种码组,现使其前 i ($0 < i < k$)个信息位全为“0”,于是它变成仅有 2^{k-i} 种码组。然后从中删去这 i 位全“0”的信息位,最终得到一个 $(n-i, k-i)$ 的线性码,就把这种码称为截短循环码。

截短循环码与截短前的循环码至少具有相同的纠错能力,并且截短循环码的编解码方法仍和截短前的方法一样。

例如,要求构造一个能够纠正1位错码的(13,9)循环码。此时可以由(15,11)循环码,将码组中前两个信息位均设为“0”,从而构成一个新的码组集合。然后在发送时不发送这两位“0”,于是发送码便组成了(13,9)截短循环码。

8.6 m 序列

在通信系统中,通信质量往往与系统中的噪声密切相关,这些噪声大都具有随机性,比如高斯白噪声,把这类噪声称为随机噪声。在进行通信系统设计时,为了研究系统对随机噪声的抑制能力,通常希望这些随机噪声能够重复出现,以便验证系统性能的改善情况。但是,这种随机性的噪声是不可能重复出现的。为此,提出了伪随机噪声的概念。所谓伪随机噪声就是具有类似随机噪声的一些统计特性,同时又能够重复产生和处理。 m 序列就是一种最常用的伪随机序列,它可以产生伪随机噪声。

8.6.1 m 序列的原理

1. m 序列的生成

m 序列是最长线性反馈移位寄存器序列的简称,所谓最长是指具有最长周期。线性反馈移位寄存器设定各级寄存器的初始状态后,在时钟触发下,每次移位后各级寄存器状态都会发生变化,观察其中一级寄存器的输出,随着移位时钟节拍的推移会产生一个序列,叫移位寄存器序列。通过观察不难发现,移位寄存器序列是一种周期序列,其周期不但与移位寄存器的级数有关,而且与线性反馈逻辑有关。在相同级数情况下,采用不同的线性反馈逻辑所得到的周期长度不同。此外,周期还与移位寄存器的初始状态有关。

一个简单的 m 序列产生器如图8-12所示,此时 $n=3$ 。这个产生器是由移位寄存器和模2加法器组成。第1级与第3级输出的模2加结果被反馈到第1级中去。当移位寄存器组D1、D2、D3被设置为一个非全“0”的初始状态后,生成的 m 序列是一个以 2^n-1 为周期的循环序列。

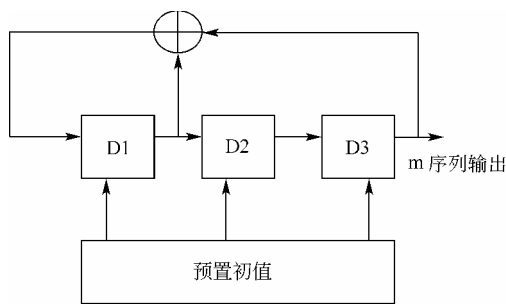


图 8-12 $n=3$ 级 m 序列产生器

假设这个 3 级移位寄存器的初始状态为 001，随着移位时钟节拍的推移，各级相继出现的状态如表 8-5 所示。

表 8-5 3 级移位寄存器的输出

移位脉冲节拍	第 1 级输出	第 2 级输出	第 3 级输出	反馈值
0	0	0	1	1
1	1	0	0	1
2	1	1	0	1
3	1	1	1	0
4	0	1	1	1
5	1	0	1	0
6	0	1	0	0
7	0	0	1	1
8	1	0	0	1
9	1	1	0	1
10	1	1	1	0
11	0	1	1	1
12	1	0	1	0
13	0	1	0	0
14	0	0	1	1

由上表可知，反馈值作为下一次移位脉冲的第 1 级输出，第 3 级输出即为得到的线性反馈移位寄存器序列：00111010011101...周期为 7。另外，通过改变初始状态和线性反馈逻辑，会改变线性反馈移位寄存器序列的周期。

通常，一个 n 级线性反馈移位寄存器的结构如图 8-13 所示。

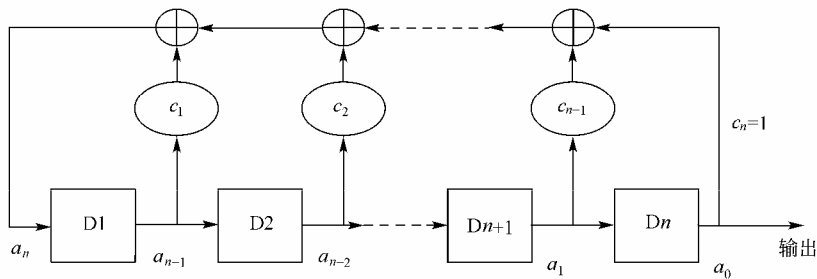


图 8-13 n 级线性反馈移位寄存器的结构

图中， c 表示反馈线的连接状态， $c=1$ ，表示连通； $c=0$ ，表示断开。一般形式的线性反馈逻辑表达式为

$$a_n = c_1 a_{n-1} \oplus c_2 a_{n-2} \oplus c_3 a_{n-3} \oplus \dots \oplus c_n a_0$$

通常定义一个与上式相对应的多项式：

$$f(x) = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_n x^n = \sum_{i=0}^n c_i x^i$$

这个多项式称为线性反馈移位寄存器序列的特征多项式。 c_i 的值决定了反馈线的连接状态，式中， x^i 本身并无实际意义，它仅指明其系数是 c_i 的值。特征多项式决定了一个线性反馈移位寄存器的结构，从而也决定了它产生的序列的构造和周期。

理论分析表明，对于 n 级的线性反馈移位寄存器序列，若其特征多项式满足下列条件：

$f(x)$ 是既约的，即不能再分解因式；

$f(x)$ 可整除 $1+x^m, m=2^n-1$ ；

$f(x)$ 除不尽 $x^q+1, q < m$ 。

则称 $f(x)$ 为本原多项式。只有当特征多项式是 n 次的本原多项式时，才能产生出周期为 2^n-1 的 m 序列。

例如，设计一个 4 级 m 序列产生器的特征多项式 $f(x)$ 。

由上述条件，级数 $n=4$ ，则 $m=2^n-1=15$ 。故其特征多项式 $f(x)$ 应该是 $x^{15}+1$ 的一个因子。

现将 $x^{15}+1$ 分解因子如下：

$$x^{15}+1 = (x^4+x+1)(x^4+x^3+1)(x^4+x^3+x^2+x+1)(x^2+x+1)(x+1)$$

根据设计要求为 4 级的 m 序列产生器，故其特征方程的最高次项应为 x^4 项。上式右端前 3 个因子都符合这一要求。但是，可以验证前两个因子是本原多项式，而第 3 个因子不是本原多项式，因为

$$(x^4+x^3+x^2+x+1)(x+1) = x^5+1$$

即 $f(x) = x^4+x^3+x^2+x+1$ 不符合前面的条件。

实际中，同循环码的生成多项式一样，要得到本原多项式是比较困难的。表 8-6 给出了常用的一些本原多项式。表中除了给出本原多项式的代数式外，还给出了其八进制数字的表示形式。

表 8-6 常用本原多项式

n	本原多项式		n	本原多项式	
	代数式	八进制表示		代数式	八进制表示
2	x^2+x+1	7	8	$x^8+x^4+x^3+x^2+1$	435
3	x^3+x+1	13	9	x^9+x^4+1	1021
4	x^4+x+1	23	10	$x^{10}+x^3+1$	2011
5	x^5+x^2+1	45	11	$x^{11}+x^2+1$	4005
6	x^6+x+1	103	12	$x^{12}+x^6+x^4+x+1$	10123
7	x^7+x^3+1	211	13	$x^{13}+x^4+x^3+x+1$	20033

由于本原多项式的项数决定了反馈线和模 2 加法电路的数量，实际使用中为了使电路简

单，通常选用一些项数较少的因子作为本原多项式。

2. m 序列的性质

(1) 周期性

n 级反馈移位寄存器产生的 m 序列，周期为 $2^n - 1$ 。

(2) 均衡性

除全 0 状态外， n 级反馈移位寄存器可以出现的各种状态在 m 序列中各出现一次，由此可知，m 序列中“1”和“0”的出现概率大致相同，准确地说“1”码只比“0”码多一个。

(3) 游程分布

一个序列中连续出现的相同码称为一个游程，m 序列中单码游程占 $1/2$ ，二连码占 $1/4$ ，三连码占 $1/8$ ，最后有一个连“1”码的长度为 n ，有一个连“0”码的长度为 $n-1$ 。

根据上述的 3 级 m 序列产生器，若初始状态为 001，生成的 m 序列周期是 7，“1”码元有 4 个，“0”码元有 3 个。共有 4 个游程，其中，单码游程有 2 个，二连码 1 个，三连码 1 个。

(4) 移位相加特性

设 M_p 是一个 m 序列，它经过任意次延迟移位后成为 M_r ，则 $M_p \oplus M_r = M_s$ ，式中， M_s 是 M_p 的某次延迟移位序列。

例如， $1110010 \oplus 0111001 = 1001011$ ，式右端是 1110010 向右移位 5 次的结果。

(5) 自相关特性

由自相关表达式确定，如图 8-14 所示。

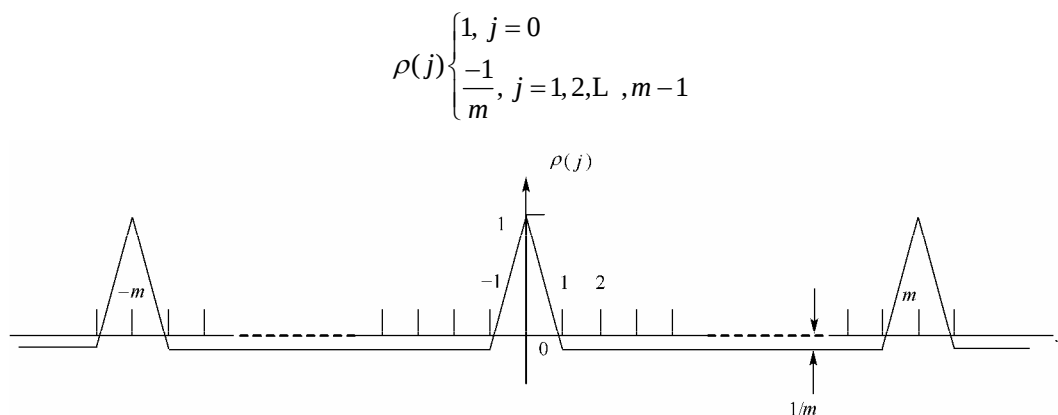


图 8-14 m 序列的自相关特性

自相关特性反映了 m 序列的随机程度。当 m 序列的周期越长时，m 序列的自相关函数就越尖锐，就更加接近高斯白噪声的自相关函数，故随机化程度就越高。

(6) 功率谱密度

功率谱密度和自相关系数构成一对傅里叶变换，表达式如下：

$$P_m(\omega) = \frac{m+1}{m^2} \left[\frac{\sin \frac{\omega T}{2m}}{\frac{\omega T}{2m}} \right]^2 \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right) + \frac{1}{m^2} \left(\frac{\omega T}{2m}\right) \delta(\omega)$$

其对应的功率谱图如图 8-15 所示。

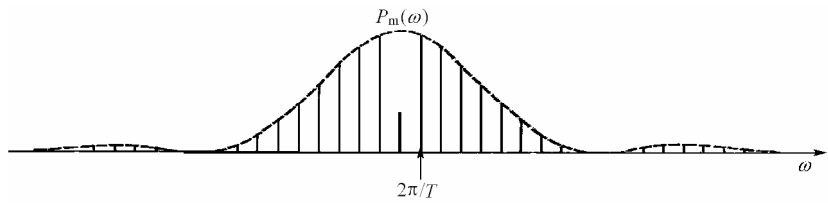


图 8-15 m 序列的功率谱图

8.6.2 扰码与解扰

扰码与解扰就是以线性移位反馈寄存器理论为基础的，图 8-16 所示是一个由 n 级 m 序列发生器构成的扰码器和解扰器。

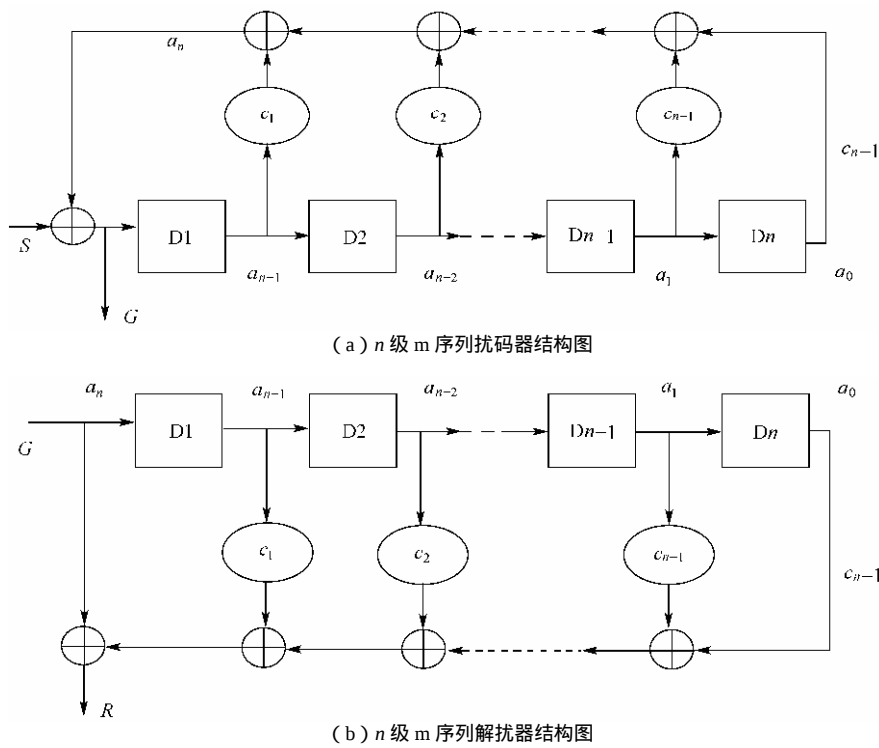


图 8-16 扰码器与解扰器的原理

图中， S 为输入信号， G 为生成的扰码序列， R 为最终的解扰序列。由扰码器的结构可知

$$a_n = \sum_{i=1}^n c_i a_{n-i}$$

所以扰码器的输出为
$$G = \sum_{i=1}^n c_i a_{n-i} \oplus S。$$

同理，根据解扰器的结构可以得到解扰器的输出表达式。

【例 8-5】 设 m 序列发生器的本原多项式为： $f(x) = x^5 + x^3 + 1$ ，由该 m 序列发生器构成的扰码和解扰器。

画出扰码器和解扰器的结构框图；

若输入信号为“11101001010”，求扰码器的输出序列。

解 扰码器和解扰器的结构框图如图 8-17 所示。

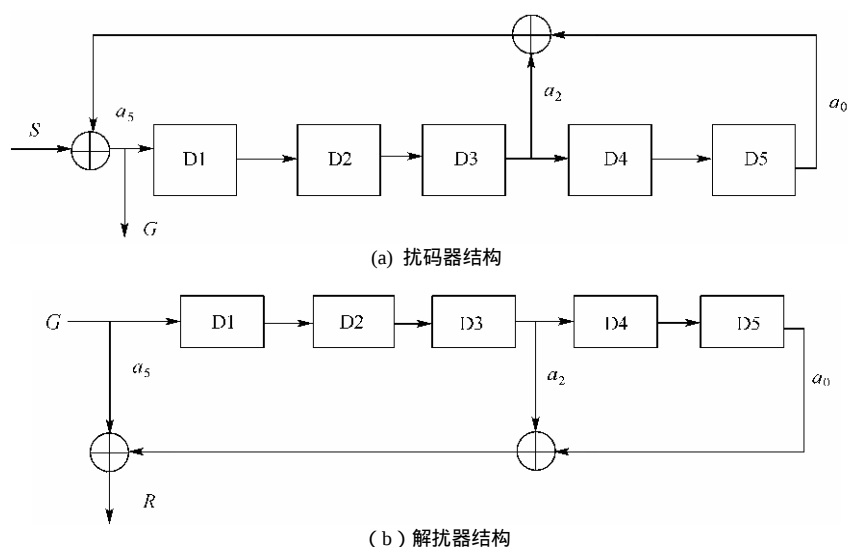


图 8-17 例 8-5 图

由上图可以看出线性反馈逻辑表达式为

$$a_5 = a_2 \oplus a_0$$

$$G = a_5 \oplus S$$

故

$$G = S \oplus a_2 \oplus a_0$$

所以 输入序列 S 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1 0
 a_2 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0
 a_0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0
 输出序列 G 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0

同样可以根据解扰器的结构求出解扰器的输出序列。

需要注意的是，移位寄存器的初始状态可以任意设置（上面假设的初始状态为全“0”），不同的初始状态其扰码器输出的序列不同，解扰器也一样。所以，为了保证发送端的输出序列经过扰码器和解扰器后能够正确接收，必须使扰码器和解扰器的初始状态设置相同。

扰码器能够使包括连“0”或者连“1”在内的任何输入序列都变成伪随机序列，因而可以在基带通信系统中用作基带编码，特别是出现长的连“0”串时，经过扰乱可以改善接收端提取定时信息的性能。

扰码与解扰技术还经常被用于保密通信系统中。由于扰码器和解扰器的输出序列不仅与其反馈结构有关，还与移位寄存器的初始状态有关，因而输出序列具有很高的保密性。

8.7 MATLAB 在差错控制技术中的应用举例

【例 8-6】 设输入的数据序列为 0100 0000 0000 0000 0101 0110，生成多项式为 ITU-T 的 $x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ ，利用 MATLAB 写出此 CRC 编码的程序，并给出运行结果。

解 程序如下。

```
clear all
clc
msg=[0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0];
display('Message:')
msg
r=zeros(1,16);
for c3=1:length(msg)
    s1=bitxor(msg(c3),r(1));
    s2=bitxor(s1,r(12));
    s3=bitxor(s1,r(5));
    r=[r(2:16) s1];
    r(11)=s2;
    r(4)=s3;
end
msg_FCS=[msg r];
display('Message + FCS field:')
msg_FCS
```

运行结果如下。

```
msg =
Columns 1 through 13
0    1    0    0    0    0    0    0    0    0    0    0    0
Columns 14 through 24
0    0    0    0    1    0    1    0    1    1    0
msg_FCS =
Columns 1 through 13
0    1    0    0    0    0    0    0    0    0    0    0    0
Columns 14 through 26
0    0    0    0    1    0    1    0    1    1    0    0    0
Columns 27 through 39
1    0    0    1    1    1    1    0    0    1    1    1    1
Column 40
0
```

【例 8-7】 写出一个 MATLAB 的 m 序列产生程序，通过输入一个生成多项式，得到一个周期的输出 m 序列，并给出运行结果。

解 程序如下。

```

function [m_out]=m_sequence(fbconnection,m,chu)
len=length(fbconnection);
n=2^len-1;
register=chu;
fan=0;
for i=1:n*m
    m_out(i)=register(len);
    for k=1:len
        fan=fan+fbconnection(k)*register(k);
    end
    fan=mod(fan,2);
    newregister(1)=fan;
    for j=2:len
        newregister(j)=register(j-1);
    end
    register=newregister;
    fan=0;
end

```

下面是调用这个函数的程序。

```

fbconnection=[0 1 0 1];
m=1;
t=length(fbconnection);
chu=zeros(1,t-1,1);
m_out=m_sequence(fbconnection,m,chu);
display(' m_out:')
m_out

```

运行结果如下。

```

m_out =
Columns 1 through 13
1    0    0    0    1    0    1    0    0    0    1    0    1
Columns 14 through 15
0    0

```

本章小结

1. 差错控制是指在数据通信过程中能发现或纠正差错，将差错限制在尽可能小的允许范围内。通信过程中产生的传输差错，是由随机差错和突发差错共同构成的。常用的差错控制方法有检错重发、前向纠错和反馈检验等。

2. 差错控制编码是利用冗余编码的方式，在信息码元中增加一些监督码元来达到检错和纠错的目的。

3. 传输码组中，码距和码重是两个重要指标。码组的最小距离与码组的检错和纠错能力密切相关：

检测 e 个随机错误，则要求码组的最小距离 $d_0 \geq e+1$ ；

纠正 t 个随机错误，则要求码组的最小距离 $d_0 \geq 2t+1$ ；

纠正 t 个同时检测 e 个随机错误，则要求码组的最小距离 $d_0 \geq t+e+1 (e \geq t)$ 。

4. 奇偶校验码是一种最简单的检错码。通过增加一位冗余位来使得码组中“1”的个数保持为奇数（奇校验）或偶数（偶校验）。

5. 分组码是一组固定长度的码组，可表示为 (n, k) ，通常它用于前向纠错。在分组码中，监督位被加到信息位之后，形成新的码组。在编码时， k 个信息位被编成长度为 n 的码组，而 $n-k$ 个监督位的作用就是实现检错与纠错。当分组码的信息码元与监督码元之间的关系为线性关系时，这种分组码就称为线性分组码。

6. 循环码的检错能力很强，且编解码电路简单，是目前广泛使用的检错编码方法之一。

7. m 序列是最大长度的线性移位寄存器序列，它具有类似随机噪声的性质，且可以重复出现，目前在扩频通信系统中广泛应用。

8. 扰码器和解扰器是通信系统中应用比较广泛的设备，特别是在保密通信系统中，它通过有规律地扰乱原始传输码流来达到保密通信的目的。由于这种扰乱具有一定的规律性，故接收端可以进行解扰。同时扰乱输出的序列与扰码器的结构和移位寄存器的初始状态都有关系，因而保密性高。

习 题 8

1. 简述差错检测的概念及常见差错检错的方法。

2. 解释纠错能力与码距的关系。

3. 试分别用奇偶校验给下列序列编码：

100111001；

111101100；

101010110。

4. 设某信息位串为 111011010100，生成多项式 $G(x) = x^6 + x + 1$ ，试求出该信息位串的 CRC 编码。

5. 已知移位寄存器的特征多项式系数为 51，若移位寄存器起始状态为 10000，求：

末级输出序列；

输出序列是否为 m 序列？为什么？

6. 设计一个 m 序列发生器的本原多项式为 $f(x) = x^5 + x + 1$ 的扰码和解扰系统。

画出扰码器和解扰器的结构框图；

若输入信号为 101100101011101，求扰码器和解扰器的输出序列。

参 考 文 献

- [1] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [2] 樊昌信, 詹道庸, 徐炳祥, 吴成柯. 通信原理. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [3] 李宗豪. 基本通信原理. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.
- [4] [美]Simon Haykin, Michael Moher. 模拟与数字通信导论. 许波, 夏玮玮, 宋铁成等译. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [5] 王秉钧, 孙学军, 王少勇, 田宝玉. 现代通信系统原理. 天津: 天津大学出版社, 1999.
- [6] 郭文彬, 桑林. 通信原理——基于 MATLAB 的计算机仿真. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006.
- [7] 孙屹. MATLAB 通信仿真开发手册. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [8] 蒋青, 于秀兰. 通信原理学习指导. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [9] Andrew S. Tanenbaum. 计算机网络. 熊桂喜, 王小虎译. 北京: 清华大学出版社, 2005.