

第 3 章 数据传输技术

本章介绍数据传输采用的各种技术,包括数字基带传输技术、数字频带传输技术、脉冲编码调制技术、信道访问技术、信道复用技术、同步控制技术、数据交换技术和差错控制技术。

3.1 数字基带传输技术

通常,把原始的数据信号称为基带信号(简称基带)。基带信号中不仅包含直流分量在内的低频率分量,还含有许多其他频率成分的谐波分量。在某些场合,基带信号泛指其最高频率与最低频率之比远大于 1 的信号,如以脉冲为载波的已调信号、多路复合信号等。直接利用基带信号的传输方式称为基带传输。以基带传输方式实现传输的系统则称为基带传输系统。基带传输系统的组成如图 3-1 所示。

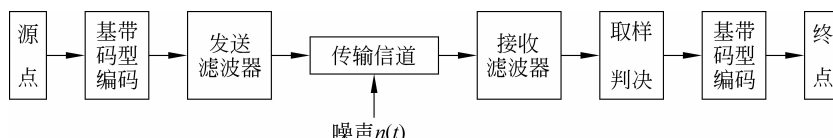


图 3-1 基带传输系统的组成

为什么要研究基带传输呢?其主要理由如下。

- ① 基带传输是近距离数据通信广泛采用的一种传输方式,颇有实用价值。
- ② 大多数数据传输系统在对传输信号进行与信道匹配的调制以前,都有一个处理基带波形的过程。
- ③ 理论上可以证明,任何一个采用线性调制的带通传输系统总是可以由一个等效的基带传输系统所代替。

可见,基带传输是研究频带传输的基础,对基带传输问题进行研究是具有一定意义的。

3.1.1 基带传输对信号的要求

由数据终端设备输出的数据信号,一般不适合在基带传输系统或频带传输系统中直接使用。这是因为实际的传输信道存在各种缺陷,其中以频率特性的不理想和噪声对传输的影响为最大。为了适应实际信道的客观需要,通常需要对原始数据信号进行码型变换和波形处理,使之适于在相应系统中传输。

因为基带传输是不搬移频谱的直接传输,以不同的电压或电流波形表示的原始二进

制信号一般是单极性的直流信号,有的虽经波形变换,但仍含有直流成分,所以基带传输有“直流传送”和“交流传送”两种方式。其中,“交流传送”方式较为优越。因为它要求基带信号不含有直流成分,便于信号通过变压器进行匹配传输;另外,对信号波形也无极性要求。但是“直流传送”方式对基带信号的要求简单,一般双极性脉冲即可。

基带传输对传输信号的基本要求如下。

(1) 基带信号应有利于提高系统的频带利用率。其编码应尽量压缩频带,降低编码后的信号速率,这将有利于提高系统传输效率和频带利用率。

(2) 基带信号应尽量少地含有直流、甚低频及高频分量。在基带传输系统中,有时存在变压器耦合的匹配传输,这不利于通过直流和甚低频分量。无直流分量的信号对载波进行调制时,便于获得单边带信号和插入导频同步信号。基带信号中过多的高频分量则是引起线对间干扰的主要因素。

(3) 基带信号应含有足够大的可供提取定时信号的信号分量,确保电路稳定可靠工作。

(4) 基带信号的码型应基本不受信源统计特性的影响。无论信源产生的信息是何种组合的编码序列,基带信号的码型都必须保证,信号序列中出现 0 和 1 的概率都符合随机特性,即 1 和 0 各占 50%。

(5) 基带信号的频谱能量要集中,所占带宽要窄,以利于增大传输距离和减少线对间的干扰。

(6) 基带信号的码型对噪声和码间串扰应具有较强的抵抗力和自检能力。

(7) 基带信号的变换电路应简单,成本低,性能好,易于调整。

3.1.2 基带信号的波形及其传输码型

1. 基带信号的波形

对于不同的基带传输系统,根据信道传输特性和要求的不同可采用不同的基带信号波形。基带信号波形有矩形、三角形、高斯及升余弦脉冲等。其中矩形脉冲易于形成和变换,而最为常用。下面以矩形脉冲为例,介绍常用的几种基带波形和传输码型,并在给定代码的情况下,画出相应的二进制脉冲序列波形及编码规则,如图 3-2 所示。

按照图 3-2 所示的基带信号波形的特征,对信号可有 3 种基本分类。

(1) 按照信号的极性不同,可以分为单极性信号和双极性信号。单极性信号是指所有取值均为同一极性电位的信号,而双极性信号是指信号的极性电位既可取正也可取负。因为单极性信号含有较大的直流分量,且判决可靠性较双极性信号差,所以使用双极性信号较为普遍。

(2) 按照每位信号的单一极性电位是否占满整个码元时间,可以分为归零信号与不归零信号。不归零信号即电位脉冲,而归零信号是指每位信号的单一极性电位在码元时间内持续一段时间后即恢复到零的信号。

(3) 按照信号幅度的取值不同,可分为二电平信号和多电平信号。二电平信号只取

两种电平状态,习惯上称其为二代码或二进码。多电平信号的幅度可以取大于2的有限个离散值。当多电平信号取 2^n 种离散值时,每个多电平信号所含的信息量为 $\lg 2^n = n(\text{b})$,即为二电平信号的 n 倍。因此,在相同的数据信号速率(即信息传输速率或传信率)的情况下,多电平信号的数据传输速率(即符号速率)仅为二代码的 $1/n$ 。

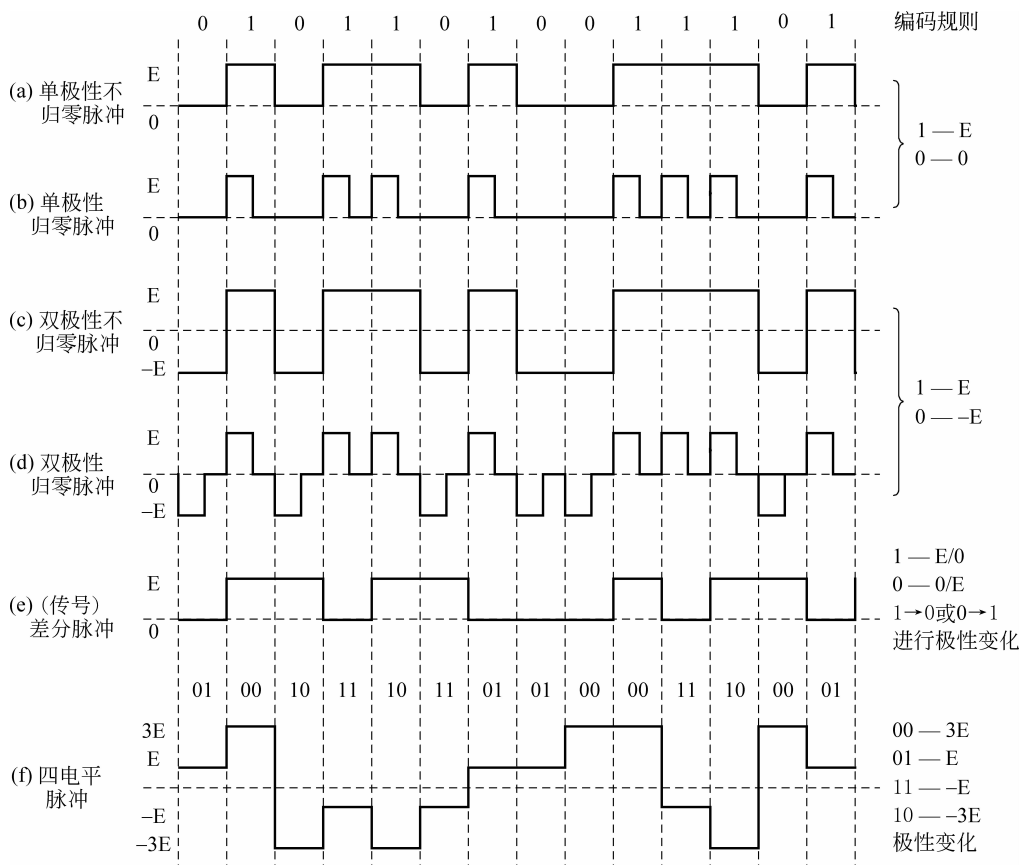


图 3-2 常用的基带信号波形

2. 常用的基带传输码型

为了满足基带传输的实际需要,一般情况下都要求把单极性脉冲序列进行适当的基带编码,以保证传输码型中不含有直流分量,并且具有一定的检测错误信号状态和适应不同信源的统计特性的能力。在基带传输中,目前传输码型已逾百种,ITU-T 建议使用的也有 20 余种。下面以图 3-3 所示的常用基带传输码型为例,介绍其编码规则和特点。

双相码又称为分相码、裂相码或曼彻斯特(Manchester)码。它用一个周期的方波表示 1,用反相波形表示 0。双相码不含直流分量,并在每个码元的中点又存在电平跳变,这利于提取定时同步信号,且定时分量的大小不受信源统计特性的影响。但是双相码占用的频带增加了一倍。双相码较适用于短距离的数据通信,应用于以太网中。

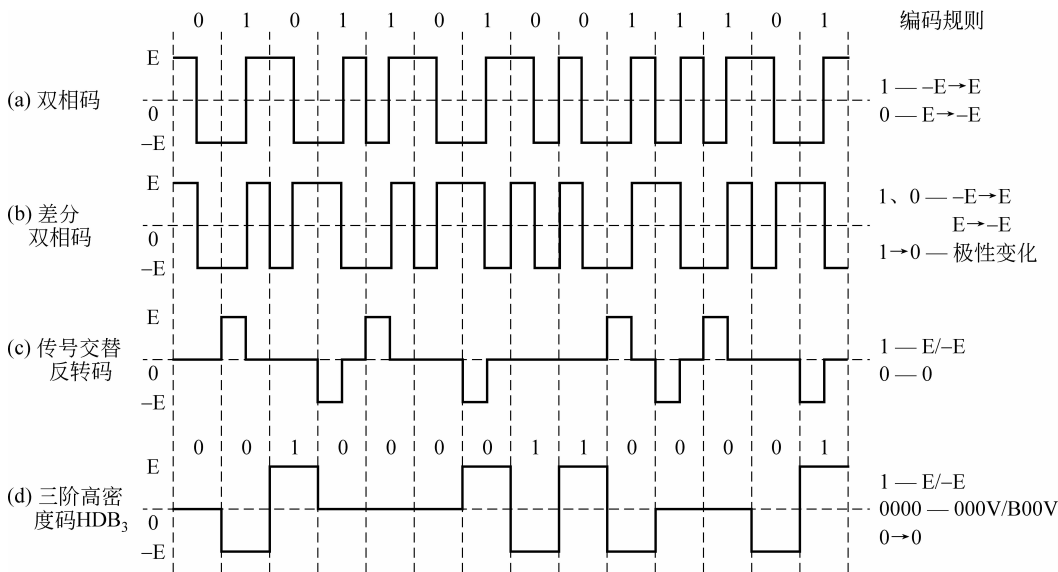


图 3-3 常用的基带传输码型

差分双相码利用“差分”波形的概念,将双相码中用绝对电平表示的波形改为用电平的相对变化来表示的波形,从而解决双相码因极性反转而引起的译码错误问题。

传号交替反转码常记作 AMI 码。AMI 码无直流分量,低频和同频分量也较少,信号能量主要集中在 $f_0/2$ 处。位定时频率分量虽为零,但只要将基带信号经全波整流变为二元归零码后,就可得到位定时信号。传号极性交替规律这一特性,使得 AMI 码具有检错能力。其主要缺点是:当出现连 0 时,就难以提取定时信号,而必须采取专门措施(如限制连 0 个数等)。

三阶高密度双极性码 HDB₃ 是 n 阶高密度双极性码 HDB _{n} 中应用最广泛的一种,又称为四连 0 取代码。它是 AMI 码的改进型,以克服 AMI 码出现连 0 时丢失同步信号的缺点。在 HDB₃ 码中,信息 1 仍交替地变换为 +E 和 -E 的归零码,但信息中连 0 的个数被限制在小于 4。当出现 4 个连 0 时,就要用特定码组来替代。为了在接收端识别出所替代的特定码组,还需在特定码组中设置“破坏点”,在这些“破坏点”上传号极性的交替规律会受到破坏。HDB₃ 码有两种特定码组: B00V 和 000V。其中 B 表示符合极性交替规律的传号, V 表示破坏该规律的传号,且是“破坏点”。这两种特定码组的选用原则是:使任意两个相邻 V 脉冲间的 B 脉冲数为奇数。这样,相邻 V 脉冲的极性也满足了极性交替规律,从而保证了整个信号无直流分量。根据这一选用原则,可得如下结果:

前一破坏点的极性	+	-	+	-
4 个连 0 码前一脉冲的极性	+	-	-	+
替代的特定码组	- 0 0 -	+ 0 0 +	0 0 0 -	0 0 0 +
	-----		-----	
	B00V		000V	

【例 3-1】 已知二进制信息为 10110000011000001, 试写出 AMI 码和 HDB₃ 码。

【解答】

二进制信息: 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1

AMI 码: +E 0 -E +E 0 0 0 0 0 0 0 -E +E 0 0 0 0 0 0 -E

HDB₃ 码: B+ 0 B- B+ 0 0 0 V+ 0 0 0 B- B+ B- 0 0 V- 0 0 B+

或 HDB₃ 码: B+ 0 B- B+ 0 0 0 V- 0 0 0 B+ B- B+ 0 0 V+ 0 0 B-

变换得到的上述两种 HDB₃ 码分别对应于二进制信息序列前的“破坏点”为 V+ 和 V-。其中 B+、B- 和 V+、V- 分别表示符合和破坏极性交替规律的正、负脉冲, 其幅度为 E。此例说明, HDB₃ 码的波形不是唯一的, 而是与出现 4 个连 0 码之前的状态有关。

由此可见, HDB₃ 码既具有 AMI 码无直流分量, 便于直接传输的优点, 又克服了出现连 0 码难以提取定时信号的缺点。但是 HDB₃ 码的编译码电路较复杂。

3. 基带传输码型的分析

对基带信号的码型分析, 可以从推导各种码型的功率密度谱和输出能量谱的计算公式入手, 并由此画出相应的曲线。图 3-4 表示部分码型的功率密度谱曲线, 由此可得码型分析的结论如下。

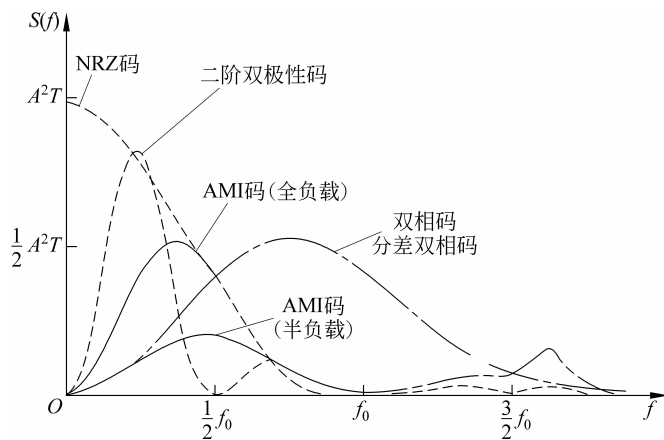


图 3-4 部分码型的功率密度谱曲线

(1) 在直流传送方式中, 双极性不归零码的大部分能量集中在零频率点附近, 即直流和低频能量很大。所占带宽为 $0 \sim f_0$ 。由于它是双流信号, 在平衡电缆传输时是差分接收, 故抗干扰能力强。采用集成电路实现容易。仅适用于近距离传输。

(2) 在交流传送方式中, ①双相码、差分双相码、AMI 码和 HDB_n 码都不含直流成分, 可作为线路传输码型。其中差分双相码和 HDB₃ 码更适用于速率低于 9600b/s 的场合。②从所占带宽来看, 以二阶双极性码最窄, 为 $0 \sim f_0/2$ 。双相码和差分双相码最宽, 为 $0 \sim 2f_0$ 。其他码型介于两者之间, 为 $0 \sim f_0$ 。③从提取定时信号的难易程度来看, 不归零码、单极性归零码和 AMI 码在原始数据中出现连 0 码时, 使提取定时信号变得困难。④在传输过程中, 若两根传输线对接接线位置, 双相码解码后易发生极性错误, 其他码型

则不会。⑤在各种码型发送峰值相同的条件下,AMI 码和 HDB_n 码的发送功率低于其他码型的发送功率,故对邻近线对的干扰小。⑥从抗干扰性能而言,以二电平码为最好,它可用限幅器消除叠加在信号电平上的噪声。⑦AMI 码、HDB₃ 码均有较好的检测错误的的能力,这是利用了相邻信号之间存在的某种相关特性。

由此可见,选择基带信号码型不但要考虑功率密度谱和输出能量谱,还要综合考虑抗干扰能力、传输距离和速率、编译码电路实现的难易程度和成本高低等诸多因素。

3.2 数字频带传输技术

尽管基带传输是研究频带传输的基础,但是基带传输并未在数据传输中占据主导地位。由于数字信号通常含有较低的频率分量,多数信道(尤其是无线电信道)不能直接传输,必须用基带信号对载波波形的某些参量进行控制,使这些参量随基带信号的变化而变化,成为以载波频率为中心的带通信号,这就是“调制”的概念。“调制”实现了频谱搬移,将数字基带信号变换成适于信道传输的频带信号。这种用载波调制进行传输的方式称为频带传输。

调制分为线性调制和非线性调制两种。线性调制后的频谱结构与基带信号相同,只是频谱的平移。非线性调制的已调信号的频谱结构与基带信号不保持线性变换的关系,会出现新的频率分量。

在数据通信系统中,对受调载波的波形,原理上并无特殊的要求,一般选用形式简单、便于生成和接收的正弦信号作为载波。由于正弦信号的 3 个参量(幅度、频率和相位)都能携带信息,因而相应地有调幅、调频和调相 3 种基本调制形式,还可由此派生出多种形式。数据通信一般采用数字调制,它是用载波信号参量的离散状态来表征所传输的数据信息,在解调时只需对载波信号的受调参量进行检测和判决。换句话说,数字调制就是利用数字信号键控载波的幅度、频率和相位,实现振幅键控 ASK、频移键控 FSK 和相移键控 PSK。图 3-5 表示二进制正弦载波的基本键控波形。

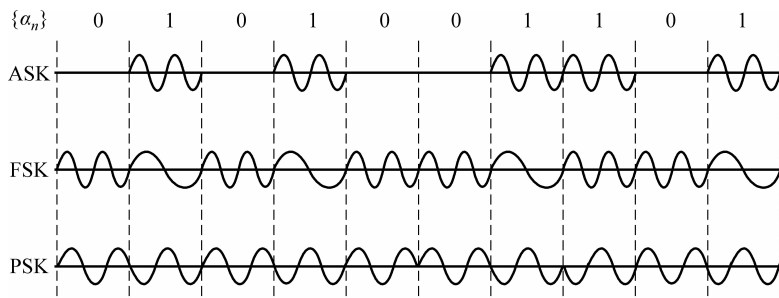


图 3-5 二进制正弦载波的基本键控波形

多年来,人们对数字调制技术做了大量的研究工作,取得了许多成果。对数字调制技术的改进,主要是围绕充分节省频谱和提高频带的利用率展开的。对于数据传输系统的设计,选择何种数字调制形式十分重要,要综合考虑频带利用率、差错率、信噪比和设备实现复杂性等因素。

3.2.1 基本数字调制技术

1. 数字幅度调制

1) 二进制幅度键控(2ASK)

2ASK 是各种数字调制的基础,其基本思想是用数字基带信号键控载波幅度的变化,即传送 1 信号输出正弦载波信号 $A\cos(\omega_c t + \varphi_c)$;传送 0 信号无载波输出。这相当于用一个单极性矩形基带信号(含直流分量)与正弦载波信号相乘。所以二进制幅度键控的调制器可以用一个相乘器来实现。图 3-6 表示 2ASK 信号的生成原理及波形。

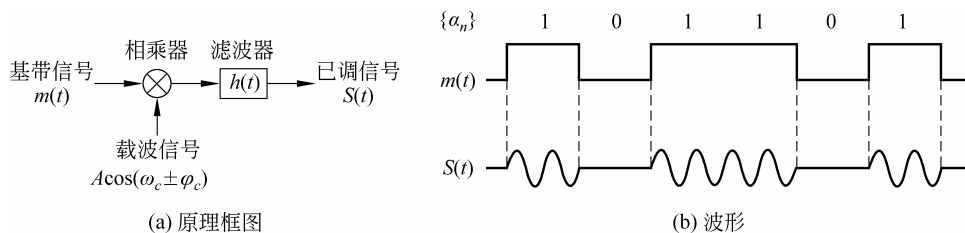


图 3-6 2ASK 信号的生成原理及波形

图 3-6 中,若设携带数据信息的基带信号 $m(t)$ 为随机的单极性矩形脉冲序列,即

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

式(3-1)中, a_n 和 $g(t)$ 分别满足下列关系:

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

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & t \text{ 在其他时间} \end{cases}$$

那么,已调信号 $S(t)$ 为

$$\begin{aligned} S(t) &= m(t) \cdot A\cos(\omega_c t + \varphi_c) \\ &= \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \right] \cdot A\cos(\omega_c t + \varphi_c) \end{aligned} \quad (3-2)$$

对 2ASK 信号的解调主要有两种方法:包络检波法和相干解调法。包络检波法是利用包络检波器对幅度键控信号进行检波以恢复其基带信号。相干解调法(见图 3-7)需要产生本地相干载波信号 $C(t)$,以便与输入已调信号 $S(t)$ 在相乘器相乘后,再通过低通滤波器即得所需的基带信号。

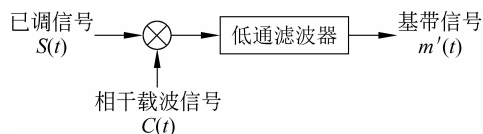


图 3-7 相干解调法原理图

不难看出,实现相干解调法的关键是要有一个与 ASK 信号的载波保持同频同相的相干载波,否则将会引起解调后的波形失真。

2) 多进制幅度键控(MASK)

MASK 是利用多电平的矩形基带脉冲去控制正弦载波信号幅度,故又称为多电平调制。由于一个码元持续时间内,多电平信号所包含的信息量是二电平信号的 $\lg M$ 倍(M 为电平数),所以多电平调制的频带利用率比二电平调制高,颇受到人们的普遍重视。

对于一个多电平调制信号,可以看成是时间上彼此独立的 M 个不同振幅值的通断键控信号的叠加。因此,多电平调制信号的时域表达式为

$$S_M(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t - nT_s) \right] \cdot A \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (3-3)$$

式(3-3)中,

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ 1 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ M-1 & \text{以概率 } p_M \text{ 出现} \end{cases}$$

且有 $\sum_{i=1}^M p_i = 1$ 。多电平调制信号的带宽是二电平调制信号的带宽是相同的,均为 $2f_s$ 。

图 3-8 给出了四电平调制波形图。

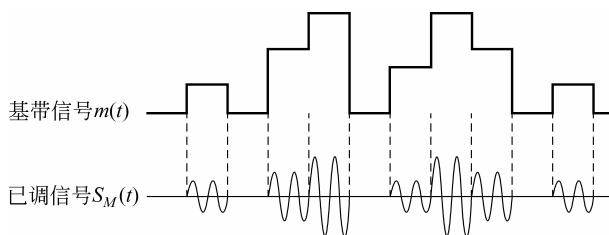


图 3-8 四电平调制波形

MASK 信号的生成方法与 2ASK 信号的相同,可利用相乘器来实现。解调的方法也有包络检波和相干解调法两种。

2. 数字频率调制

数字频率调制是利用基带数字信号控制载波频率的变化来传输数字信息的一种调制形式。最简单的数字频率调制是二进制频移键控(2FSK),由于它的抗噪声、抗衰落性能优于 ASK,设备又不复杂,实现也较容易,所以一直被广泛应用在中、低速数据通信系统中。但是,在功率和频带利用率方面,传统的 2FSK 不及相移键控(PSK),所以在差分相移键控(DPSK)取得成功之后,就逐渐被取而代之。然而,2FSK 可视为两路不同载频的 ASK 复合信号,具有潜在的二重频率分集作用,因此在一些衰落信道(如短波、散射信道)的传输中,仍得到了应用。近年来,数字频率调制技术有了很大的进步,特别是多进制频移键控(MFSK)、高斯最小频移键控(GMSK)等新技术的出现,在数字卫星通信系统和无

线信道中得到了应用。

1) 二进制频移键控(2FSK)

生成 2FSK 信号一般有两种方法,即频率选择法和载波调频法。前者产生相位不连续的 2FSK 信号;后者则产生相位连续的 2FSK 信号。下面以相位不连续的 2FSK 信号为例,说明它的生成原理。

图 3-9 表示利用频率选择法生成 2FSK 信号的原理图和各点波形。在某一码元期间,当输入数字信号为 1 时,门 1 开,门 2 闭,输出频率为 $f_1(t)$ 的信号;反之,当输入数字信号为 0 时,门 1 闭,门 2 开,输出频率为 $f_2(t)$ 的信号。

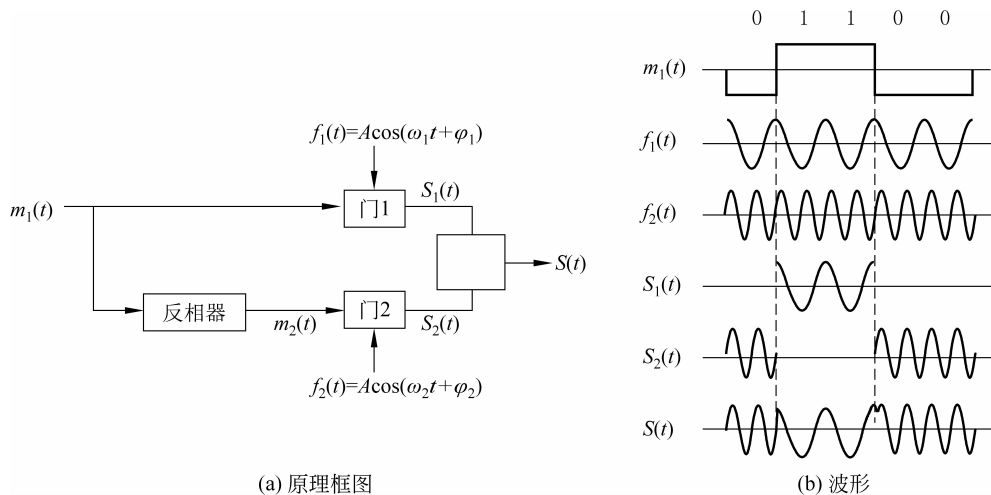


图 3-9 用频率选择法生成 2FSK 信号的原理图及波形

图 3-9 中,若设携带数据信息的基带信号 $m_1(t)$ 为随机的单极性矩形脉冲序列。在每一个码元期间,以载频为 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 的正弦信号分别用来传输二进制数字 1 和 0。此时,载频为 $f_1(t)$ 的幅度键控信号的时域表达式可表示为

$$\begin{aligned} S_1(t) &= m_1(t) \cdot A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cdot A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \end{aligned} \quad (3-4)$$

式(3-4)中, T_s 为码元宽度, a_n 和 $g(t)$ 分别满足下列关系:

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

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & t \text{ 在其他时间} \end{cases}$$

由于在任一码元期间,载频 $f_2(t)$ 是受 $\{a_n\}$ 的反码序列 $\{\overline{a_n}\}$ 控制的,因此它的幅度键控信号可表示为

$$\begin{aligned} S_2(t) &= m_2(t) \cdot A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \overline{a_n} g(t - nT_s) \cdot A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned} \quad (3-5)$$

于是,由载频为 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 两个幅度键控信号合成的 2FSK 信号可表示为

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cdot A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{a}_n g(t - nT_s) \cdot A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (3-6)$$

如按基带信号的取值状态,在某一码元期间,上式可改写为

$$S(t) = \begin{cases} f_1(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) & \text{以概率 } p \text{ 出现} \\ f_2(t) = A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) & \text{以概率 } 1 - p \text{ 出现} \end{cases} \quad (3-7)$$

对 2FSK 信号的解调有相干和非相干解调两种方法。这两种方法各自还可派生出若干种具体方法。究竟选用何种解调方法,应根据发送 FSK 信号的形式及参数、对解调器抗干扰要求、解调技术的可实现性和设备成本等因素综合考虑。目前,常用的是非相干解调法,虽然它的抗干扰性能不及相干解调法优越,但解调时无须从 FSK 信号中提取相干载波,因而实现起来比较简单。下面以最常用的非相干解调法为例,来说明它的基本工作原理。

图 3-10 表示最佳非相干解调器的原理图。其中采用匹配滤波器对接收信号加以处理,接着再由包络检波器对输出波形进行包络检波,最后进行取样和判决。这种解调方法不需要提取相干载波,而且取样值与接收信号的相位无关,可对具有随机初始相位的信号进行解调,因而比较实用。

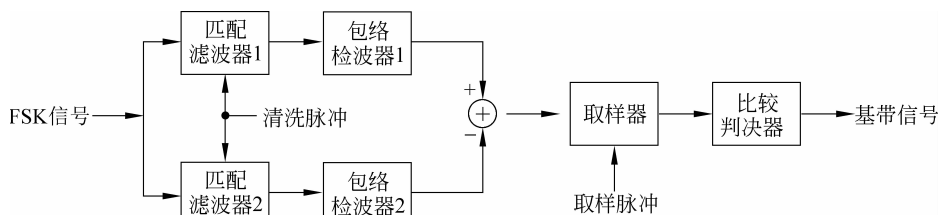


图 3-10 最佳非相干解调器的原理图

2) 多进制频移键控(MFSK)

MFSK 是利用 M 个不同频率的信号波形(如正弦波)来代表 M 进制的 M 个码元符号。当需要传送某一码元符号时,则在信道上传输相应的信号波形。这 M 个信号波形 $S_i(t) (i=1, 2, \dots, M)$ 应具有以下特征:

$$S_i(t) = \begin{cases} A \cos \omega_i t & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & t \text{ 在其他时间} \end{cases} \quad (3-8)$$

以及

$$\int_0^{T_s} S_i(t) S_j(t) dt = \begin{cases} E_s & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3-9)$$

式(3-9)中, T_s 为码元宽度, $E_s = (1/2)A^2 T_s$ 为码元信号的能量。

式(3-9)表明,各码元波形具有相等的能量,且彼此正交。因此要求各频率间的最小间隔 Δf 取为 $f_s/2$ 的整数倍。在采用相干解调时,可取 $\Delta f = f_s/2$, 此时 MFSK 信号的带

宽约为 $M \cdot f_s/2$ 。在采用非相干解调时,一般取 $\Delta f=f_s$,则 MFSK 信号的带宽为 $M \cdot f_s$ 。由此可见,MFSK 信号占据较宽的频带,使得频带利用率较低,因而多用于调制速率不高,要求节省功率的数据通信系统中。

生成 MFSK 信号常采用频率选择法,其原理如图 3-11 所示。来自数据终端的二进制比特流经串/并变换器,变成 M 进制码元(每一码元由 $\lg M$ 个比特组成),并利用它们去控制相应的线性门,送出相应频率的信号波形。显然,这样得到的是相位不连续的 MFSK 信号,在接收端可用非相干解调处理之。如采用相干解调,则发送的信号波形必须满足式(3-8)的要求,即各码元波形的起始相位必须相同。一般来说,这较难实现。

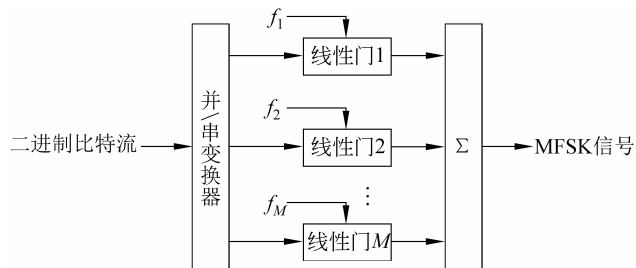


图 3-11 MFSK 信号的生成原理图

对 MFSK 信号的解调也有相干和非相干解调两种方法。下面以最佳非相干解调法为例,来说明其基本工作原理。最常用的 MFSK 信号最佳非相干解调器的原理如图 3-12 所示。在这种解调器中,对应于 M 个频率的信号波形就有 M 条支路的匹配滤波器(或动态滤波器),其后均接有包络检波器和取样器。在码元终止时刻,取样器对包络检波器的输出进行取样。各取样值送到比较判决器进行择大判决。判决器的输出与 $S_i(t)$ 相应的 M 进制码元符号,再经并/串变换,恢复成相应的二进制比特流。

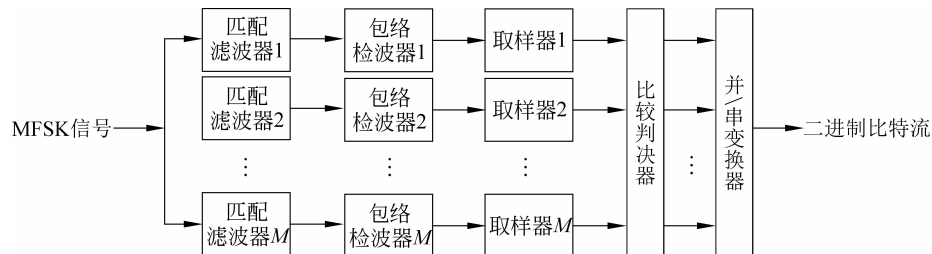


图 3-12 MFSK 信号最佳非相干解调器原理图

3. 数字相位调制

数字相位调制是利用基带数字信号控制载波相位的变化来传输数字信息的一种调制形式。载波相位变化有“绝对移相”和“相对移相”两种。“绝对移相”是利用载波的不同相位直接表示数字信息,而“相对移相”则利用载波的相对相位,即前后码元载波相位的相对变化来表示数字信息。由于表征信息的载波相位只取有限个离散值,故又称为相移键控(PSK)。虽然人们很早就提出“绝对移相”的原理,但真正付诸实用却是“相对移相”的相

移键控(DPSK)。这是因为在实际系统中,接收端提供的相干载波往往存在“相位模糊”现象,这种现象只影响 PSK 信号的接收,对 DPSK 信号却并无妨碍。

相移键控与幅度键控、频移键控相比,不仅在恒参信道上具有较优的抗噪声性能和频带利用率,而且在有衰落和多径现象的信道上也有较好的接收结果,是一种比较优越的调制形式。

1) 二进制相对相移键控(2DPSK)

如前所述,相对移相是利用前后码元之间载波相位的相对变化来传送数字信息的,因此数字信息的表示仅取决于相对相位值,而与绝对相位值无关。此时,只要保持前后码元载波相位差不变,解调后恢复的数字信息就不会出现极性相位,因此相对移相能够克服相位模糊现象。

2DPSK 信号的典型波形如图 3-13 所示。图中,每个码元中载波相位的变化是以前一码元载波相位作为参考。并假定当传送的数字信号为 1 时,码元中载波的相位相对于前一码元的载波相位差为 π ;当传送的数字信号为 0 时,码元中载波的相位相对于前一码元的载波相位不变。当然,这一假定也允许反过来。

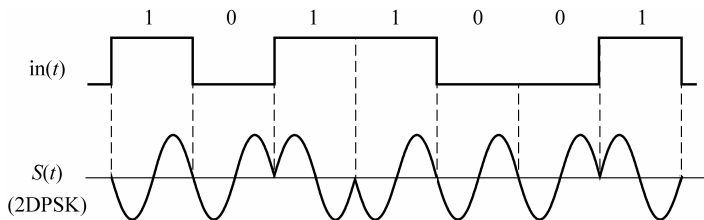


图 3-13 2DPSK 信号波形

从数字信息与码元信号载波相位的关系可知,把数字信息码先变换成相对码,再进行绝对移相,与直接进行相对移相结果是一样的。这就意味着相对移相本质上就是变换相对码后的数字信号序列的绝对移相。因此,在用相对码表示传送信息之后,2DPSK 信号的时域表达式与 2PSK 信号是相同的,即

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (3-10)$$

式(3-10)中, ω_c 为载波角频率; φ_n 是第 n 个码元的载波相位; T_s 为码元持续时间; $g(t)$ 为数字基带信号波形。由于 φ_n 是一随机变量,只有两种可能的取值: 0 或 π 。因此,式(3-10)可改写成

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \cdot (\cos\omega_c t \cdot \cos\varphi_n - \sin\omega_c t \cdot \sin\varphi_n) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) \cdot \cos\omega_c t \cdot \cos\varphi_n \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \cdot \cos\omega_c t \end{aligned} \quad (3-11)$$

式(3-11)中,随机变量 a_n 为

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

生成 2DPSK 信号的方法有两种：调相法和相位选择法。但要进行预处理，即先把输入的基带信号编码转换成相对码，再进行绝对移相。图 3-14 所示为 2DPSK 信号的生成原理图及波形。图 3-15 给出了码变换器的两种结构。

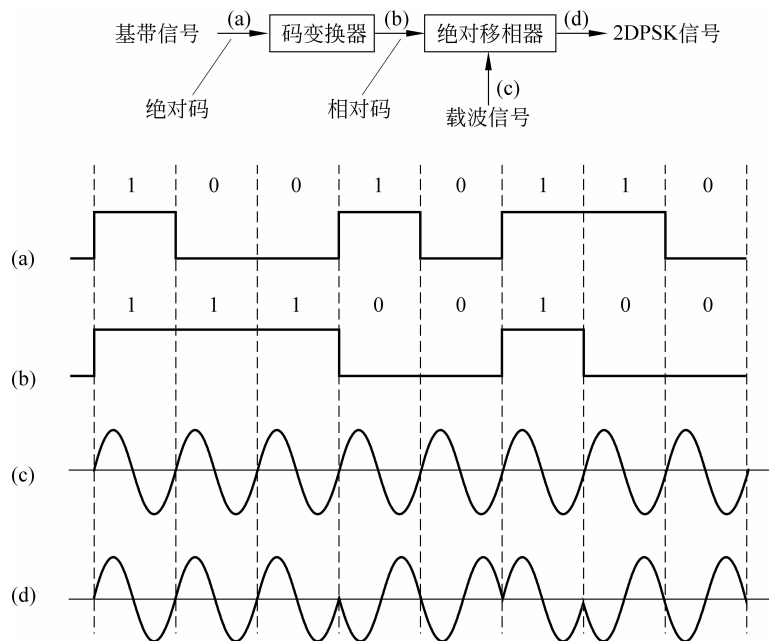


图 3-14 2DPSK 信号的生成原理图及波形



图 3-15 码变换器的两种结构

2DPSK 信号的解调方法也有两种：极性比较法和相位比较法。下面以极性比较法来说明解调 2DPSK 信号的解调原理。极性比较法就是相干解调法。此法所需的相干载波是从接收信号中提取的。因为相干解调后仍是相对码，所以最后还需经码变换器将相对码转换成绝对码。图 3-16 表示用极性比较法解调 2DPSK 信号的原理图及各点波形。图中，输入的 2DPSK 信号在相乘器中与相干载波相乘，然后经低通滤波（用积分器亦可）。当接收信号与载波同相时，滤波器输出正脉冲；否则，输出负脉冲。然后经取样判决和码元形成，便可得到相对码输出。最后通过码变换器，还原成原信息码。图中波形（b）仅是提取载波相位的一种可能，如相位反转 π ，则波形（d）~（f）的极性均应改变，但最后输出波形（h）仍保持不变，这就说明了相对调相能够克服相位模糊的现象。

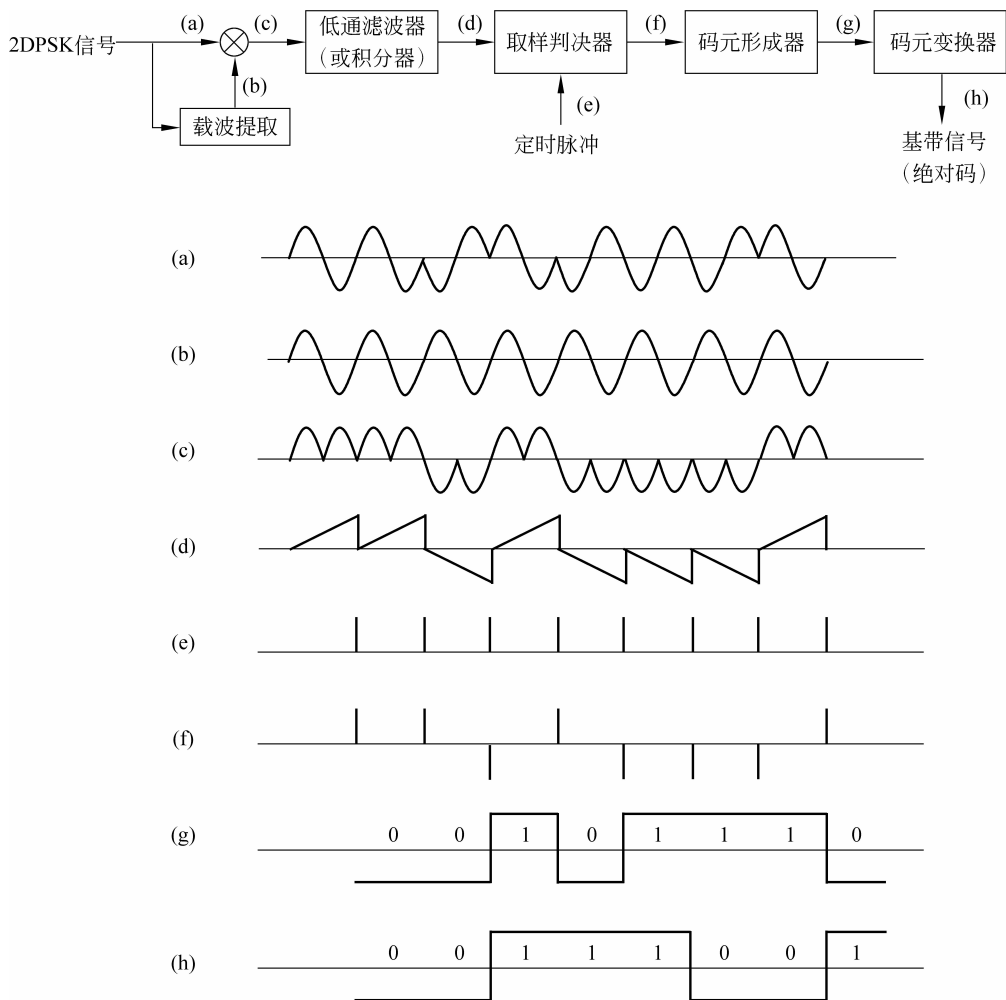


图 3-16 用极性比较法解调 2DPSK 信号的原理图及各点波形

2) 多进制相移键控(MPSK)

MPSK 是利用载波的多个相位或相位差来表示数字信息。若把输入二进制信息的每 k 比特码元编为一组,便构成了 k 码元。每一 k 比特码元有 2^k 种不同的状态,因而必须用 2^k 种不同的相位或相位差来表示。由于多相调制载波的每一相位或相位差与 k 比特码元的一个状态相对应,而 k 比特码元包含的信息量是二进制码元所含有信息量的 k 倍,因此多相调制系统具有以下两个特点:①当码元传输速率相同时,多相数字调制系统的信号速率比二相数字调制系统高;②在信号速率相同的情况下,由于多相调制的码元传输速率比二相时低,因而多相调制信号码元的持续时间比二相时长。这既有利于压缩信号的频带,又可减少由于信道特性不理想引起的码间串扰产生的影响。但随着 k 取值增大,信号之间的相位差减小,传输可靠性随着相位取值数的增多而降低,所以在实际使用中用得较多的是四相制和八相制。

在 M 进制相移键控中,由于用 M 种相位或相位差来表示 k 比特码元的 2^k 种状态,即

$M=2^k$ 。假设 k 比特码元的持续时间仍为 T_s , 则多相调制波的时域表达式仍可用式(3-10)表示, 只是现在的 φ_n 有 M 种可能的取值, 即

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t-nT_s) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_n) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos\varphi_n \cdot g(t-nT_s) \cdot \cos\omega_c t \\ &\quad - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sin\varphi_n \cdot g(t-nT_s) \cdot \sin\omega_c t \end{aligned} \quad (3-12)$$

式(3-12)中,

$$\varphi_n = \begin{cases} \theta_1 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ \theta_2 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ \theta_M & \text{以概率 } p_M \text{ 出现} \end{cases}$$

且有 $p_1 + p_2 + \dots + p_M = 1$ 。

若设

$$\begin{aligned} a_n = \cos\varphi_n &= \begin{cases} \cos\theta_1 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ \cos\theta_2 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ \cos\theta_M & \text{以概率 } p_M \text{ 出现} \end{cases} \\ b_n = \sin\varphi_n &= \begin{cases} \sin\theta_1 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ \sin\theta_2 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ \sin\theta_M & \text{以概率 } p_M \text{ 出现} \end{cases} \end{aligned}$$

因此, 式(3-12)可改写成

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT_s) \cdot \cos\omega_c t - \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t-nT_s) \cdot \sin\omega_c t \quad (3-13)$$

此式表明, 多相调制波形可看做对两个正交载波进行多电平双边带调制所得信号之和。因此, 多相调制波的带宽与多电平双边带调制的带宽一样。

3.2.2 正交幅度调制

正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)是利用两个独立的基带波形对两个相互正交的同频载波进行抑制载波的双边带幅度调制。它利用了合成的已调信号在相同频带范围内频谱正交的特性, 因而实现了在同一频带内两路数据信息的并行传输。它适用于高速数据传输的场合。

基带波形为矩形脉冲的正交幅度调制, 称为正交幅度键控(Quadrature Amplitude Shift Keying, QASK)。基带波形为多电平时, 则构成多电平正交幅度键控 MQASK (Multi QASK)。

正交幅度调制的原理图如图 3-17 所示。图中, $m_1(t)$ 和 $m_2(t)$ 是两个独立的基带波形, 都是无直流分量的双极性基带脉冲序列。 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 是相互正交的载波, 相加器形成的正交幅度键控信号为

$$S(t) = m_1(t)\cos\omega_c t + m_2(t)\sin\omega_c t \quad (3-14)$$

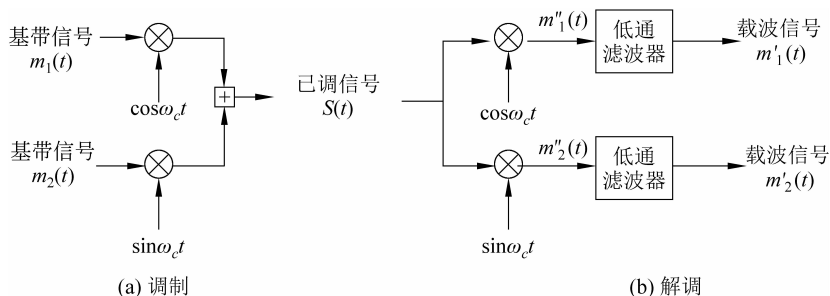


图 3-17 正交幅度调制的原理图

正交幅度键控信号的解调必须采用相干解调法(见图 3-17(b)), 这里假设信道具有理想的传输特性, 接收端产生的相干载波与发送端的载波则完全相同, 此时接收端两个相乘器的输出, 再经低频滤波器后, 上、下两支路的输出信号分别为

$$m'_1(t) = \frac{1}{2}m_1(t) \quad (3-15)$$

$$m'_2(t) = \frac{1}{2}m_2(t) \quad (3-16)$$

由上述分析可知, 正交幅度调制对传输信道和接收端相干载波的相位误差提出了严格的要求, 信道特性的不理想或相干载波存在相位误差, 都会在接收端解调后恢复的基带波形中出现邻路干扰和正交干扰。

3.2.3 幅相混合调制

信道传输频带是一种受限的通信资源, 人们一直在探索提高频带利用率的途径, 其中也包括对多进制调制形式的研究。一般来说, 多进制幅度键控或相位键控都能在相同的带宽范围内, 达到较高的信息传输速率。但是多进制调制技术频带利用率的提高, 是以牺牲功率利用率换来的。在信号星座图中, 当 M 值增加时, 各信号之间的最小距离减小, 相应的信号判决区域也缩小, 在噪声干扰的影响下, 接收信号的误码率随之提高。1960 年, C. R. Chen 提出了幅相混合键控(Amplitude Phase shift Keying, APK)的设想, 引起了人们的广泛注意。幅相混合键控在 M 较大的情况下, 不仅可以提高系统的频带利用率, 与其他多进制调制(如 MPSK)相比, 还可以获得较好的功率利用率, 而设备却比 MPSK 系统简单。

幅相混合调制是对载波信号的幅度和相位同时进行调制的一种调制形式。当选择载波信号的不同幅度和不同相位, 进行不同的组合时, 可得到多种不同类型的 APK 信号。APK 信号的时域表达式为

$$S(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (3-17)$$

式(3-17)中, $g(t)$ 是宽度为 T_s 的单个码元脉冲,

$$a_n = \begin{cases} a_1 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ a_2 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ a_N & \text{以概率 } p_N \text{ 出现} \end{cases}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi_1 & \text{以概率 } p_1 \text{ 出现} \\ \varphi_2 & \text{以概率 } p_2 \text{ 出现} \\ \vdots & \vdots \\ \varphi_M & \text{以概率 } p_M \text{ 出现} \end{cases}$$

因此,APK 信号的可能状态数为 $N \times M$ 。

式(3-17)尚可改写成另一种形式:

$$S(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cdot \cos \varphi_n \cos \omega_c t - \left[\sum_n b_n g(t - nT_s) \right] \cdot \sin \varphi_n \sin \omega_c t$$

若令 $X_n = a_n \cos \varphi_n, Y_n = -a_n \sin \varphi_n$, 得

$$S(t) = \left[\sum_n X_n g(t - nT_s) \right] \cdot \cos \omega_c t + \left[\sum_n Y_n g(t - nT_s) \right] \cdot \sin \omega_c t \quad (3-18)$$

此式表明,APK 信号可看做两个正交载波调制信号之和。在一个码元时间内,上式可写成

$$S(t) = A_n \cos \omega_c t + B_n \sin \omega_c t \quad (0 \leq t \leq T_s) \quad (3-19)$$

式(3-19)中, $A_n = X_n g(t), B_n = Y_n g(t)$ 。不同的 A_n 和 B_n 构成了 $S(t)$ 的信号状态。通常把 APK 信号矢量端点 (A_n, B_n) 在二维空间内的分布图称为星座图。

为了对这种调制方式的性能有所了解,下面把属于 APK 信号的 16QAM 与 16PSK 做一比较。图 3-18 表示在功率相等或最大幅度相等的条件下,16QAM 和 16PSK 信号的星座图。

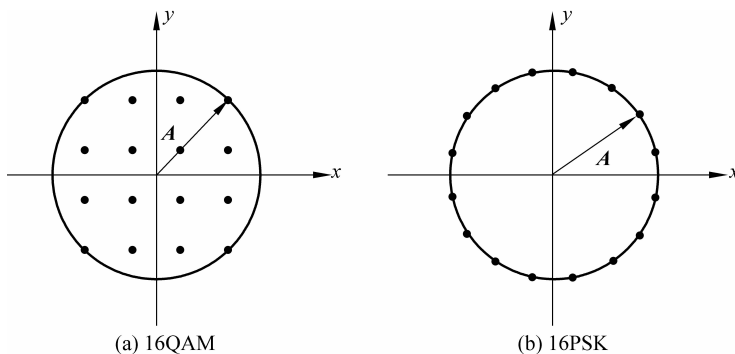


图 3-18 16QAM 和 16PSK 信号的星座图

由图 3-18 可见,16PSK 相邻信号点之间的距离为 $d_{16\text{PSK}} = 2A \sin(\pi/16) = 0.39A$ 。而 16QAM 相邻信号点之间的距离为 $d_{16\text{QAM}} = \sqrt{2}A/(L-1)$,其中 L 是在两个正交方向(x 和 y)上的信号电平数,因 16QAM 的 L 为 4,故 $d_{16\text{QAM}} = 0.47A$ 。由此可见, $d_{16\text{QAM}} > d_{16\text{PSK}}$,这个结果说明 $d_{16\text{QAM}}$ 超过 $d_{16\text{PSK}}$ 约 1.64dB。

其实,对上述相邻信号点之间的距离做比较,应该以信号的平均功率相等为条件才是合理的。可以证明,16QAM 信号的最大功率与平均功率之比 $\xi_{16\text{QAM}} = 1.8$,而 16PSK 信号的 $\xi_{16\text{PSK}} = 1$ 。这表明,在平均功率相等的条件下, $d_{16\text{QAM}}$ 超过 $d_{16\text{PSK}}$ 约 2.55dB,说明 16QAM 的抗干扰能力优于 16PSK。尽管 16QAM 信号结构不是最佳,但它与最佳结构性能相差不大。1974 年 G. J. Foschim 等人曾证明:16QAM 的功率利用率与最佳结构相比,仅差 0.5dB。

综上所述,幅度相位混合调制在 M 比较大的情况下,不仅可以使通信的有效性和可靠性有较好的改善,而且在设备构成上也比 MPSK 系统简单,所以在载波信道和微波信道中得到了重视和应用。

3.2.4 正交频分复用调制

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)技术实际上是一种多载波调制。其主要思想是:将信道分成若干个正交子信道,再将高速数据信号转换成并行的低速子数据流,调制到每个子信道上进行传输。接收端采用相关技术将正交信号分开,这样可以减少子信道之间的相互干扰。每个子信道上的信号带宽小于信道的相关带宽,因此在每个子信道上可以看成平坦性衰落,从而消除了符号间干扰。由于每个子信道的带宽仅仅是原信道带宽的一小部分,信道均衡变得相对容易。

OFDM 系统的最大优点是,调制和解调可以利用离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform,DFT)在离散域实现。因此,OFDM 调制方式具有较高的频谱利用率,在抗多径衰落、抗窄带干扰能力上具有明显的优势,OFDM 系统可以有效地抗信号波形间干扰,可以提高系统的非视距传播能力,适用于多径环境和衰落信道中的高速数据传输。在向 B3G/4G 演进过程中,OFDM 是关键技术之一,可以结合分集、时空编码、信道间干扰抑制,以及智能天线技术,最大限度地提高系统性能。

3.3 脉冲编码调制技术

与数字数据可以在模拟电话网上传输一样,语音和视频类的模拟数据也可以在数字网络上进行数字传输。同样,与使用一对调制解调器(Modem)一样,在模拟数据与数字信号之间的转换过程中,也要用到一对编解码器(Codec,即 Code/Decode 的缩写)。编解码器是将模拟数据转换成数字信号,或将数字信号恢复成原模拟数据的一种设备。编解码器使用的主要技术是脉冲编码调制(Pulse Code Modulation,PCM)。

PCM 技术是继香农于 1948 年发表了《通信的数学理论》论文,同年由贝尔实验室的工程人员研发的。PCM 主要有 3 种方式:标准 PCM、差分脉冲编码调制(Differential

PCM, DPCM) 和自适应差分脉冲编码调制 (Adaptive DPCM, ADPCM)。在标准 PCM 中, 频带被量化为线性步长的频带, 用于存储绝对量值。在 DPCM 中, 存储的是前后电流量值之差, 因而存储量减少了约 25%。ADPCM 改变了 DPCM 的量化步长, 在给定的信噪比下可压缩更多的信息。

下面介绍标准 PCM 和 ADPCM 的有关内容。

3.3.1 标准 PCM 技术

脉码调制的基本原理是: 如对一个信号 $f(t)$ 以固定的时间间隔并以高于信号最大主频率两倍的速率进行采样, 那么这些样本就包含了原始信号中的所有信息。这些样本通过低通滤波器就可重建函数 $f(t)$ 。以话音信号为例, 如果话音数据的频率限制在 4000Hz 以下, 为分辨这些话音数据, 通常择取每秒采样 8000 个样本就足以反映这个话音信号。需注意的是, 这些样本是模拟样本 (或称脉幅调制 PAM 样本)。欲转换为数字, 还需为每个模拟样本赋予一个二进制码。如使用国际化的 8 比特样本 (即允许 256 个量化电平), 那么经恢复后的话音信号就可达到与模拟传输同样的效果。所以, 传输一路话音信号的所需要的传输速率是 64kb/s (8000 个样本/秒 \times 8 比特/秒)。为了充分利用传输线路的带宽, 通常将多路话音的 PCM 信号以时分复用的方式装配成帧, 再在线路上一帧帧地进行传输。图 3-19 表示脉码调制的基本原理。

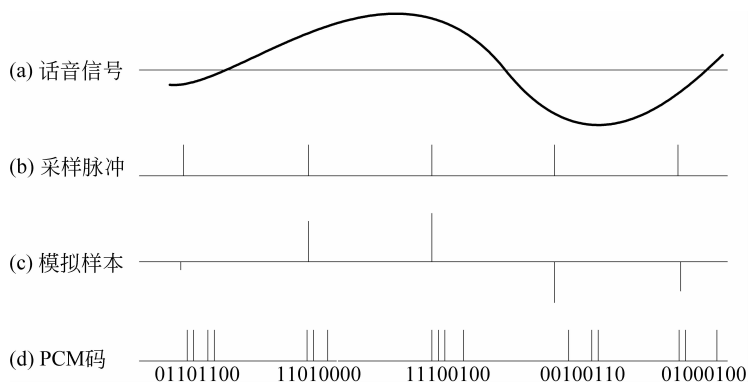


图 3-19 脉码调制的基本原理

由此可见, 脉码调制的主要过程包括采样、量化和编码 3 个步骤, 如图 3-20 所示。其中, 采样是将发送端输入的时间连续、振幅连续的模拟信号 $f(t)$ 转换成离散时间、连续幅度的采样信号 (PAM 脉冲); 量化是把时间离散、振幅连续的采样信号转换成时间离散、振幅离散的信号 (PCM 脉冲); 编码是将量化后的数字信号进行编码形成二进制比特流的

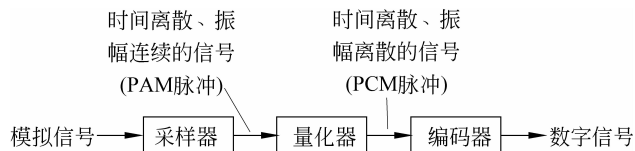


图 3-20 脉码调制的主要过程

数字信号。因此,从调制的概念来看,可以认为 PCM 编码过程是将模拟数据调制成一个二进制脉冲序列,因而通常称为脉冲编码调制。其实,这里与其说是调制,还不如说是模/数变换(即 A/D 变换),它是一个产生某种编码脉冲序列的过程。

编码后的 PCM 码组,即 PCM 数字信号,可经数字信道传输(可以是基带传输或频带传输)至接收端。在接收端,首先应对已受噪声干扰的波形进行检测和再生,使其恢复成原来的 PCM 信号。然后经译码还原为量化前的抽样值。最后,经过低通滤波器恢复成模拟话音信号 $f'(t)$ 。显然,接收端恢复得到的 $f'(t)$ 与发送端输入的 $f(t)$ 是有差别的。这种差别是由量化和噪声的影响造成的。即便信道上只存在噪声,接收端也不可能精确地恢复成原始信号。

以脉码调制和再生中继技术为基础的 PCM 信道,具有以下特点:①具有较强的抗干扰性。因为采用再生中继技术,远距离再生中继时噪声不会累积;②可采用有效、安全的编码技术,提高了系统的可靠性和安全性;③适于高速数据传输;④需要很宽的传输频带,传输一路 PCM 数字电话信号,约占 32kHz 的带宽;⑤整个通信系统较复杂。

采用再生中继的 PCM 信道与模拟话路信道不同,它的传输质量与通信线路的长短没有直接关系,而是取决于再生中继站的间隔。影响中继间隔的主要因素如下。

① 码间串扰。发送/接收端的滤波器和线路的线性失真,以及再生中继站均衡器的不理想,会引起被传输的基带波形的展宽与较长的拖尾,这对后继波形将会造成干扰,这种干扰称为码间干扰。码间干扰一般难以避免,采用均衡器可以减少码间干扰的影响。

② 线路噪声。影响中继间隔的线路噪声是热噪声、脉冲噪声、系统间的串话噪声等。同轴电缆因外导体的屏蔽作用,拨号脉冲噪声和串话噪声都较小,此时热噪声就成为主要噪声。在 250kHz~150MHz 的频率范围内,可以认为噪声功率是均匀分布的,此时同轴电缆的热噪声功率为

$$kT\Delta f = 0.41 \times 10^{-30} \times 150 \times 10^6 = -92.1 \text{ (dBm)}$$

式中, k 为玻耳兹曼常数, T 为绝对温度。

当 PCM 线路与话音线路设置在同一条电缆内,来自话音电路的冲击性噪声(主要是拨号脉冲噪声)将对 PCM 中继设备产生干扰。当同一电缆内的多个线对中同时传送不同系统的 PCM 信号时,还会出现系统间串话现象。串话现象严重时,可导致系统不能正常工作。因此必须合理划分中继间隔,以满足中继判别点上信号噪声比的要求。

3.3.2 自适应差分脉冲编码调制技术

自适应差分脉冲编码调制 ADPCM 是在 DPCM 基础上,在编码话音信号的标准脉码调制中计算两个连续话音取样之间的差异而进行编码的一种技术。ADPCM 技术采用自适应滤波器进行编码,从而可用低于 64kb/s 标准速率进行传输,编码的话音信号所用的空间也只是标准 PCM 的一半。

ADPCM 综合了标准 PCM 的自适应特性和 DPCM 系统的差分特性,是一种性能比较好的编码方法。它的核心想法是:①利用自适应的思想改变量化阶的大小,即使用小的量化阶(Step-size)去编码小的差值,使用大的量化阶去编码大的差值;②使用过去的