第四章 传输技术

- 4.1 模拟调制技术
- 4.2 模拟信号的数字传输
- 4.3 数字基带传输技术
- 4.4 数字频带传输技术

4.1 模拟调制技术

20世纪模拟调制技术曾有过广泛应用,然 而随着通信的发展,数字化成为趋势。

但模拟技术也不可能被完全替代,模拟技术也是通信理论的基础。



一段历史问题

■ 1846年,人类用电线传送信号初期,开始敷设海 底电缆。设计者在施工之前已经想到,信号经过电 缆时,会因信道衰减变弱,导线越长,衰减越大。 因此,期望通过采用加大发射功率并提高接收机灵 敏度的办法来解决问题。然而在完工以后,接收机 收到与发送信号完全不相关的波形,令人费解。



1856年,凯尔文(Kelven)用微分方程解释 了这个现象,认为这实际上是一个频率特性的 问题: 频率较低的成分可以通过信道, 而频率 高的成分则被衰减掉了。从此,人们才认识到, 信道具有一定的频率特性,并不是信号中所有 的频率成分都能通过信道进行传输。



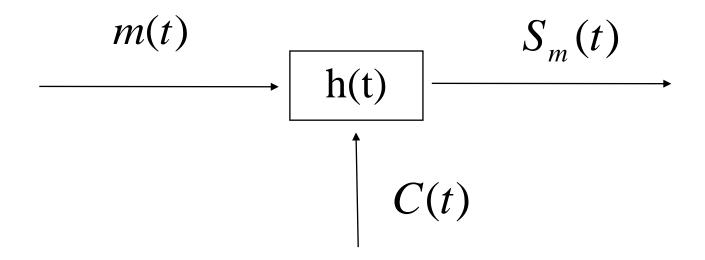
- 调制技术的出现为了解决下述问题:
 - 怎样才能有效地在信道中传输信号而不出现 频率失真?
 - 怎样才能节约信道?

- - 把信源产生的原始信号(一般不能直接上信道传输)变换为适合于通过信道传输的波形,这一变换过程称为调制。
 - 这里,来自信源的原始信号称为调制信号,或称基带信号;被调制并起运载原始信号作用的信号, 称为载波;而受调制后的载波称为已调信号。



通过调制,可以将基带调制信号的频谱搬移到载波频率附近,使基带信号变成带通信号。实现这样的频谱搬移或者是为了使信号适应在信道传输,或者是通过选择不同的载波频率,将多路信号合并传输以实现多路复用,节约信道。

图4-1 调制系统一般模型



调制方法的分类

- 根据基带调制信号本身是模拟信号还是数字信号,分为模拟调制和数字调制。
- 根据载波信号是连续波信号还是脉冲信号,分 为连续波调制和脉冲调制。
- 根据所选调制信号控制载波参数(幅度、频率 或相位)的不同:分为幅度调制、频率调制和 相位调制。



- 根据调制后频谱结构是否改变,分为线性调制和非 线性调制。
 - 线性调制中已调信号的频谱是将调制信号频谱沿频率轴平 移得到的结果(频谱结构相同)。
 - 非线性调制中除频谱搬移以外,已调信号的频谱中还添加 有新的频率成分,这样很可能会使占用带宽大大增加。
 - 幅度调制是一种线性调制,而频率调制和相位调制则是非 线性调制。



4.1.1 幅度调制 (线性调制)

4.1.2 角度调制(非线性调制)

4.1.1 幅度调制

幅度调制是指正弦载波的幅度随调制信号线性变化的过程。

若载波信号为

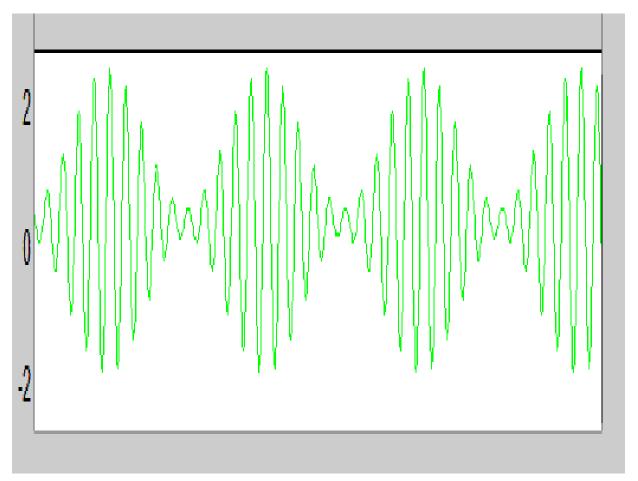
$$c(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

则调制后的已调信号为

$$S_m(t) = Am(t)\cos(\omega_c t + \varphi_0) \qquad (4-1)$$



图4-2 幅度调制信号波形





假定基带调制信号 m(t) 的频谱为 $M(\omega)$,则幅度调制信号的频谱:

$$S_m(\omega) = \frac{A}{2} \left[M(\omega - \omega_C) + M(\omega + \omega_C) \right]$$
 (4-2)

可见幅度调制信号的频谱已从基带域搬移到 ω_{c} 附近,但频谱结构没有改变,如图**4-3**所示。



图4-3 幅度调制信号频谱

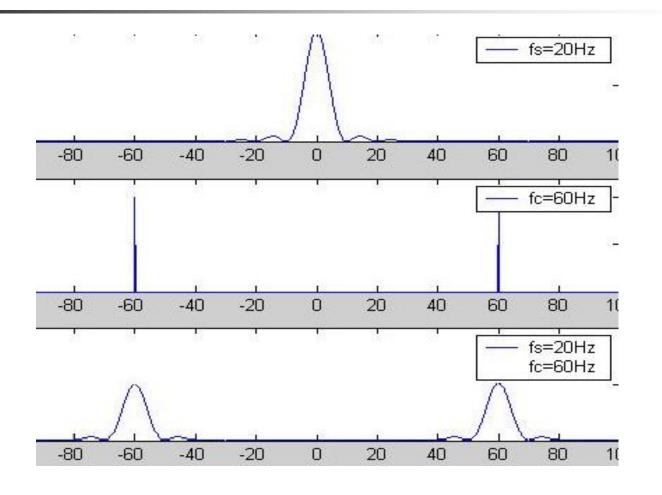
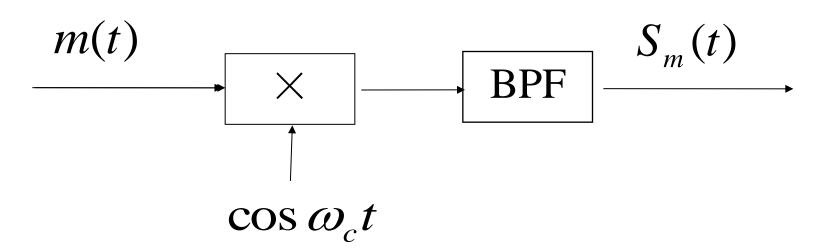




图4-4 幅度调制信号产生的一般模型



假定正弦载波信号的幅度为1,初始相位为0,这种假定不影响讨论的一般性;而带通滤波器的单位冲激响应用 h(t)表示。



$$S_{m}(t) = m(t)\cos\omega_{c}t * h(t)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)m(t-\tau)\cos(\omega_{c}t - \omega_{c}\tau)d\tau$$

$$S_{m}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega - \omega_{c}) + M(\omega + \omega_{c})]H(\omega)$$

在图**4-4**中,通过选择 h(t) 特性不同的带通滤波器,可以得到各种幅度调制信号,如双边带信号、单边带信号和残留(余)边带信号等。

4.1.2 角度调制

实际应用中,为完成信号频谱的搬移,常常采用另外一类调制方式——用基带调制信号去控制载波的频率或相位即载波角度变化,这就是角度调制。



角度调制得到的已调信号频谱不再保持原基带信号的频谱结构——增加了新的频率分量,这使两个频谱之间呈现非线性关系,并令占用频带宽度增加。



■ 一般地,角度调制信号可以表示为:

$$S_m(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)] \qquad (4-3)$$

其中 $\varphi(t)$ 为信号的瞬时相位偏移。可知 $d\varphi(t)/dt$ 为信号的瞬时频率偏移。

角度调制是指载波信号的瞬时相位随基带调制信号以某种方式变化的调制。



相位调制是指瞬时相位偏移随基带调制信号 线性变化的调制,也即

$$S_m(t) = A\cos[\omega_c t + k_p m(t)]$$

(4-4)

其中 k_p 为常数。



所谓频率调制是指瞬时频率偏移随基带调制 信号线性变化的调制,即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = k_f m(t)$$

故频率调制信号(又称调频信号)可表示为

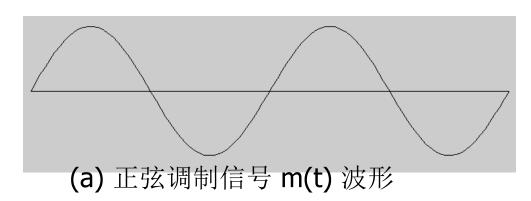
$$S_m(t) = A\cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau] \quad (4-5)$$

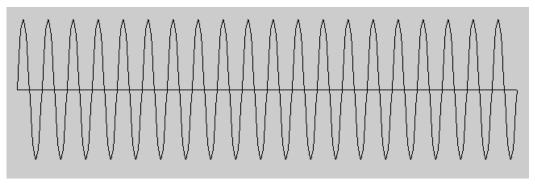


比较(4-4)、(4-5)两式可以发现,相位调制 与频率调制没有本质上的区别,频率调制与相位 调制之间可以相互转换: 如果将基带调制信号先 积分,再对载波进行相位调制,便得到调频信号: 反之,先将基带调制信号微分,再对载波进行频 率调制,就得到调相信号。

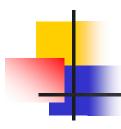


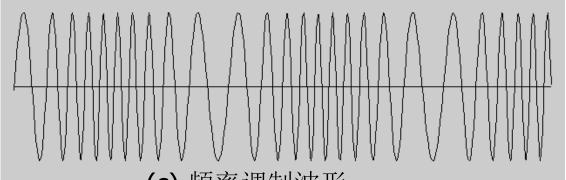
图4-5 频率调制和相位调制波形



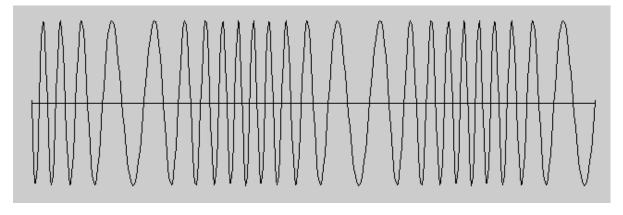


(b) 载波波形





(c) 频率调制波形



(d) 相位调制波形 华东师范大学计算机系 陈蕾



单从信号波形上看,很难判断已调信号是调相信号还是调频信号,只有与调制信号结合起来看才能区分。



模拟信号的数字传输

- 与模拟通信相比,数字通信有许多优点;
- 然而自然界的许多信息,如语音、视频等都以模 拟形式存在着。

如何利用数字通信系统来传输这些模拟信息呢?这需要将模拟信号数字化。

- 模拟信号的数字化包括三个步骤:
 - 第一步是"抽样"——对连续的模拟信号进行时间离散化处理,通常是以相等的时间间隔来抽取模拟信号的样值;
 - 第二步是"量化"——将采(抽)样值变换到最接近的数字值。因抽样后的样值在时间上虽是离散的,但在幅度上仍是连续的,量化过程是把幅度上连续的抽样值也变成离散的;
 - 第三步是"编码"——把量化后的样值信号用一组M进制数字代码来表示。



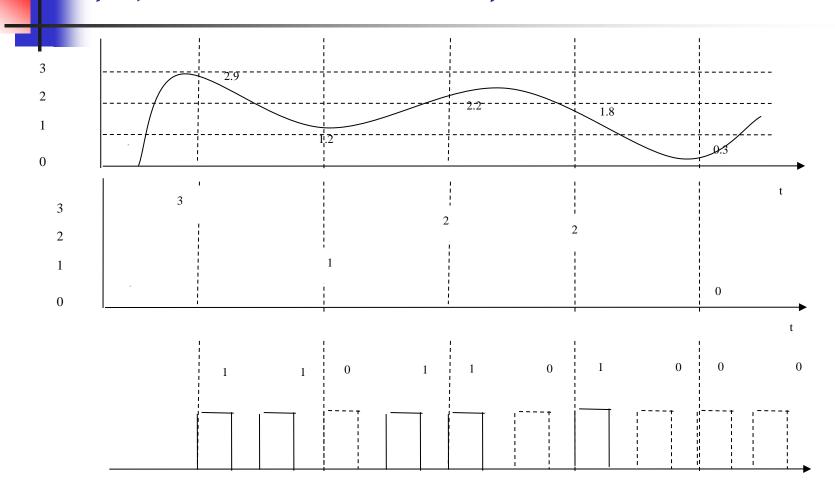
经上述处理的信号可以在数字通信系统中传送。而在接收端,则要进行相反的变换——将收到的数字信号还原为模拟信号。



脉冲编码调制 (PCM)

脉冲编码调制(PCM)是模拟信号数字化的一种调制方式,它将连续输入的模拟信号变换为在时域和幅度上都离散的量,然后把离散的幅度值转化为代码形式进行传输。

图4-8 PCM 过程





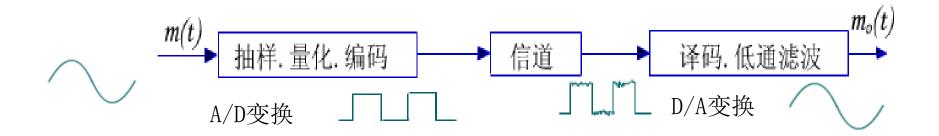
- 为便于用数字电路实现,PCM量化电平数一般取为2的整数次幂,这样有利于采用二进制编码表示。
- 量化分为两种:均匀量化和非均匀量化。比较下来,均匀量化实现简单,但多数情况下,性能不如采用非均匀量化好。

非均匀量化

- 在保持信号固有的动态范围前提下,在量化前将小信号进行放大而对大信号进行压缩。能有效提高小信号时的信噪比。
- 通常的压缩方法有13折线A律和15折线µ律两种标准, 前者主要用于欧洲、中国,后者用于北美和日本。
- 采用信号压缩后,用8位编码实际可以表示均匀量化 11位编码时才能表示的动态范围。

4

图4-9 PCM系统原理框图



- *在系统的接收端,首先是从接收波形中恢复PCM信号,然后进行PCM译码,将代码还原为量化的抽样值,最后经过低通滤波器恢复模拟信号,实现数字信号到模拟信号的转换。
- 由于量化或多或少会引入误差,所以即使不存在 信道噪声,接收端恢复出的模拟信号与发送端发 送的模拟信号多少总有差别。

PCM的优、缺点

- 优点: 抗干扰能力强,失真小,传输特性稳定, 远距离再生中继时没有噪声积累;可采用压缩编码、差错控制编码和加密编码来提高整个通信系统的有效性、可靠性和保密性;
- 缺点:系统较复杂;传输带宽大,如传输一路PCM 数字电话需要64KHz的带宽,而传输一路模拟电话只需要 占用4kHz带宽。

4.3 数字基带传输技术

- 从消息传输角度看,数字通信系统通常包括两个重要变换:
 - 消息与数字基带信号之间的变换,由发、收终端设备完成:在发送端把离散的或连续的消息转换成数字的基带信号,在接收端则进行反变换;
 - 数字基带信号与信道信号之间的变换,由调制器和解调器完成。



在数字通信中并非所有实际系统都要经过 以上两个变换。对数字基带信号不进行调 制,而直接在信道中传送的数字通信系统, 被称为数字基带传输系统,对应的传输方 式,被称为数字基带传输。



- 数字基带传输系统的应用不如数字频带传输广泛;
- 它不仅可用于低速数据传输、高速数据传输,还是数字频带传输的基础。
- 如果把调制和解调也看作信道的组成部分, 那么任何数字传输系统都可以等效为数字 基带传输系统。



- 4.3.1 数字基带信号及其频谱特性
- 4.3.2 基带信号的常用码型
- 4.3.3 基带传输波形
- 4.3.4 眼图

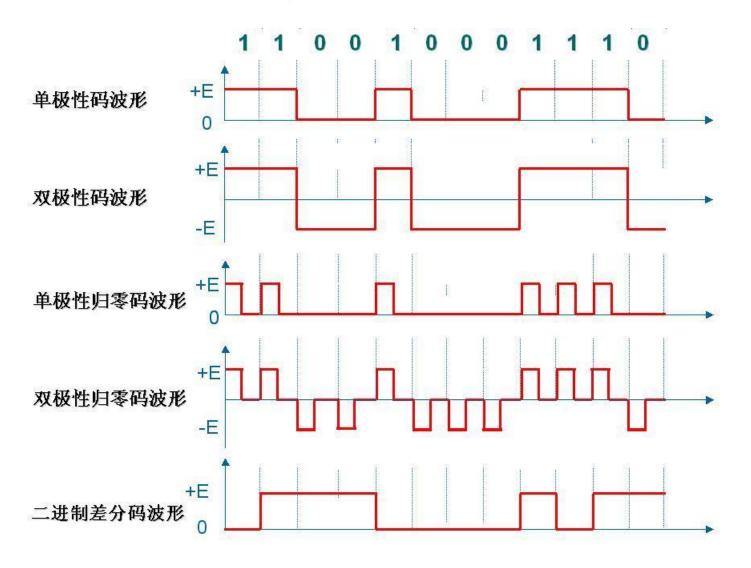
4.3.1 数字基带信号及其频谱特性

- 基带(baseband)是指未经过调制的信号所占的频带;
- ■数字基带信号是指没有经过调制的原始数字信号, 频谱通常从直流和低频开始。计算机中的二进制 序列,各种文字、数字、图像的二进制代码,电 传机输出的代码,PCM、△M输出的代码等都是 数字基带信号。



组成数字基带信号的脉冲波形可以有多种形式,如矩形、梯形、余弦形、三角形等。下面我们以矩形脉冲为例,介绍几种最基本的数字基带信号。

图4-12 几种基本的二进制数字基带信号





基带信号的频谱特性

通信要传送的数据信息序列是随机的,其对应的数字基带信号是随机信号,因此我们可以采用随机信号分析方法来研究它的功率谱密度。



数字基带信号的功率谱密度

$$p_{s}(f) = f_{s}^{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| pG_{0}(nf_{s}) + (1-p)G_{1}(nf_{s}) \right|^{2} \bullet \delta(f - nf_{s})$$

$$+ f_{s} p(1-p) \left| G_{0}(f) - G_{1}(f) \right|^{2}$$
(4-9)

数字基带信号中 $g_0(t)$ 出现的概率为 P , $g_1(t)$ 出现的概率为 1-p ;它们对应的傅里叶变换分别是 $G_0(f)$ 和 $G_1(f)$; $f_s=1/T_s$ 为信息序列的码元速率。

- 可见,数字基带信号的功率谱密度在通常情况下包括连续谱和离散谱两部分;
- 表示信息符号"0"、"1"的波形不可能完全相同,它们对应的傅里叶变换 $g_0(t)$ 和 $g_1(t)$ 也就不同,所以基带信号功率谱中连续谱总是存在的;
- 另一方面,离散谱部分在有些情况下则可能不存在。例如,如果信息序列中"0"、"1"出现的概率相等,并且基带信号采用双极性码波形,此时基带信号功率谱中没有离散谱。

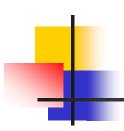


【例4-1】

• 试求信息序列中"0"、"1"等概率出现的 双极性归零码的功率谱密度,其中脉冲宽度 为 τ ,幅度为 $\pm A$ 。

解 根据题意,对于双极性码,有 $g_0(t) = -g_1(t)$,即

$$g_0(t) = \begin{cases} -A & 0 \le t \le \tau \\ 0 & \sharp \dot{\Xi} t \end{cases} \quad g_1(t) = \begin{cases} A & 0 \le t \le \tau \\ 0 & \sharp \dot{\Xi} t \end{cases}$$



傅里叶变换

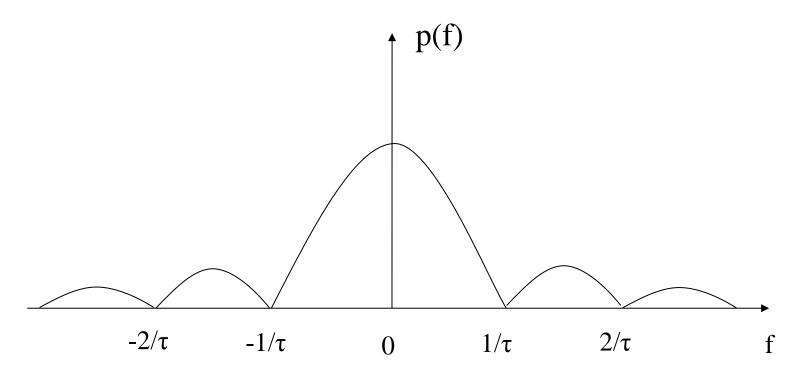
$$G_1(f) = -G_0(f) = A \tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} e^{-j\pi f \tau}$$

将上式及 p=1/2 代入公式(**4-9**),得题目所求的功率谱密度为

$$p_s(f) = A^2 f_s \tau^2 \left(\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right)^2$$
 (4-10)



图4-13 双极性归零码的功率谱密度曲线





- 信号的大部分能量集中在第一个零点的频率范围之内。从上图可见,该基带信号的第一个零点发生在 1/τ 处,也就是说,传输这样一个双极性不归零码信号,大致需要的带宽为 1/τ Hz。
- 当 $\tau = T_S$ 时,归零码即为不归零码。于是,我们只要将 $\tau = T_S$ 代入式(4-10),即得双极性不归零码的功率谱密度。



■ 已知信息序列中"**0**"、"**1**"等概率出现,试求单极性归零码的功率谱密度(脉冲宽度为 τ ,幅度为A),并指出当 $\tau = T_s/2$ (半占空比)时,是否存在 $f_s = 1/T_s$ 分量?

解 对于单极性码

信息符号 "**0**"码时发 $g_0(t) = 0$,对应的傅里叶变换 $G_0(f) = 0$;



"1"码时发
$$g_1(t) = \begin{cases} A & 0 \le t \le \tau \\ 0 & \pm \tau \end{cases}$$

其对应的傅里叶变换为:

$$G_1(f) = A \tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} e^{-j\pi f \tau}$$

将上述 $G_0(f)$ 、 $G_1(f)$ 以及 p=1/2 分别代入式(**4-9**),得单极性归零码的功率谱密度为:



$$p_s(f) = \frac{A^2 f_s^2 \tau^2}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi n f_s \tau}{\pi n f_s \tau} \right)^2 \bullet \delta(f - n f_s) + \frac{A^2 f_s \tau^2}{4} \left(\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right)^2$$

当 $\tau = T_s/2$, 即 $1/\tau = 2f_s$ 时,对应的功率谱密度为

$$p_{s}(f) = \frac{A^{2}}{16} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \right)^{2} \bullet \delta(f - nf_{s}) + \frac{A^{2}T_{s}}{16} \left(\frac{\sin(\pi f T_{s}/2)}{\pi f T_{s}/2} \right)^{2}$$



- 当为奇数,即 n = 2k + 1 时,功率谱存在离散 分量,其中包括频率为 f_s 的分量;
- 上述两个例子说明,我们可以通过计算基带信号功率谱密度,大致了解传输这样一个基带信号所需要的带宽,以及能否直接从接收的基带信号码流中提取收端所需要的位定时(f_s)信息。

4.3.2 基带信号的常用码型

- 原始信息序列 ⇒ 传输的码型 ⇒ 电 波形(基带信号)
- 并非所有的基带电波形都适合在信道中 传输,选择合适的传输码型很重要



- 实际的基带传输系统期望传输码能够具有以下这些特性:
 - 相应的基带信号无直流分量和很小的低频分量,以适合 在频带低端特性不好的信道上传输;
 - 使基带信号中的高频分量尽量小,从而提高频带利用率;
 - 便于从基带信号中提取位定时信息;
 - 能适应于信源的变化,即不受信源统计特性的影响;
 - 码型变换设备应简单可靠;
 - 码型本身具备一定的检错能力;等等。



- 1. AMI码(传号交替反转码)
- 2. HDB3码(三阶高密度双极性码)
- 3. 双相码(Biphase Code)
- 4. 成对选择三进码(PST码)

1. AMI码 (传号交替反转码)

■ 在AMI码中,信息代码"0"仍编码为传输码的"0",而代码"1"则交替编码为传输码的"+1"、"-1"、"+1"、"-1"、...。

例如:

信息序列: 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 1

AMI码: +1 0 0 -1 +1 0 0 0 0 -1 0+1

注: AMI码是一种1B/1T码

AMI码的优点

- 基带信号无直流成分,且低频成分很小(基带信号的正负脉冲交替出现);
- 对AMI码进行全波整流,可获得位定时信息;
- AMI码具有内在的检错能力(极性交替反转特性,在接收端可以方便地发现导致极性交替反转规律被破坏的误码);
- 编、译码方法简单。



■ 当信源产生的信息序列出现长串连"O"时,AMI码所对应的基带信号将长时间没有电位跳变,这将导致从中提取的位定时信号的准确性大打折扣。

2. HDB3码 (三阶高密度双极性码)

■ 为了保持AMI码的优点,克服其在连 "0"串过长导致位定时提取的困难, 人们提出了许多改进的AMI码, HDB3码是其中较有代表性的一类。



HDB3码的编码方法

- ①将信息序列进行AMI码编码;
- ②检查AMI码的连"0"串情况:每4个连"0"用000V或B00V代替,其中V符号称为破坏符号;替代规则为:
 - 当相邻两V符号之间有奇数个"1"时,用000V取代4个连"0"。
 - 当相邻两V符号之间有偶数个"1"时,用B00V取代4个连"0"。



- ③相邻V符号的极性也应交替反转,且V符号的极性 总与前一非"O"符号的极性相同,也正因此,V 符号被称为破坏符号。
- ④B符号的极性与前一非"0"符号的极性相反,并 使其后的非"0"符号从V符号开始再交替变化。

一个例子

```
信息序列: 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1 1
```

AMI
$$\Theta$$
: +1 0 0 0 0 -1 0 0 0 0 +1 -1 0 0 0 0 +1-1

- 该码的V符号序列、除V符号以外的非"0"符号 (+1、-1符号和B符号)序列分别实现了极性 交替反转,因此保留了AMI码因极性交替反转 而无直流分量的优点;
- 不管信源输出的信息序列的统计特性如何,通过HDB3编码,码序列中连"0"串减少到至多3个,这对于从对应的基带信号中恢复位定时信息是非常有利的。

HDB3码的译码方法

■ 每一个破坏符号V总是与前一个非"0"符号极性相同。根据这一特点可从收到的符号序列中迅速容易地找出破坏点V,从而恢复出信息序列中的4连"0"代码,然后再将所有其他的非"0"符号译码为信息序列中的代码"1"。

3. 双相码(Biphase Code)

- 又称为曼彻斯特码(Manchester)。
- 在双相码中,信息序列的每个代码用两个极性相反的脉冲进行编码。例如,可用正、负脉冲表示信息代码"1",而用负、正脉冲表示信息代码"0";或反之。

特点

- 由于极性相反的脉冲成对出现,所以码型对 应的基带信号中均完全消除了直流分量;
- 由于每个码元间隔的中心处都有电位跳变, 因此不管信源的统计特性如何,该码型都提 供了足够的位定时分量;
- 该码型的带宽要比前面几种码型的带宽宽。

4. 成对选择三进码 (PST码)

- PST码是将信息序列代码每2个码元划分为一组,再把每一个码组编码为两个三进制符号;
- 两个二进制码元构成的码组有4种状态,两个三进制符号却有9种状态,可以随意选择其中的4种状态来编码每个码组;
- 使用最广泛的是表4-1所示的+模式和-模式。为使PST码对应的基带信号无直流分量,当一个码组只有一个非"0"符号时,PST编码时应交替选择+、一模式。

表4-1 PST码

码组状态	+模式	一模式
00	+	+
01	0+	0—
10	+0	-0
11	+-	+-



例如:

信息序列: 1 0

0 1

PST码:

0 1

+模式: +10

$$+10$$

0 1

$$0-1 + 1-1 -1+1$$

$$-1+1$$

0 + 1

$$0 - 1$$

一模式: -10

$$0-1 0+1$$

$$0 + 1 + 1 - 1 - 1 + 1$$

$$-1+1$$

PST码特点

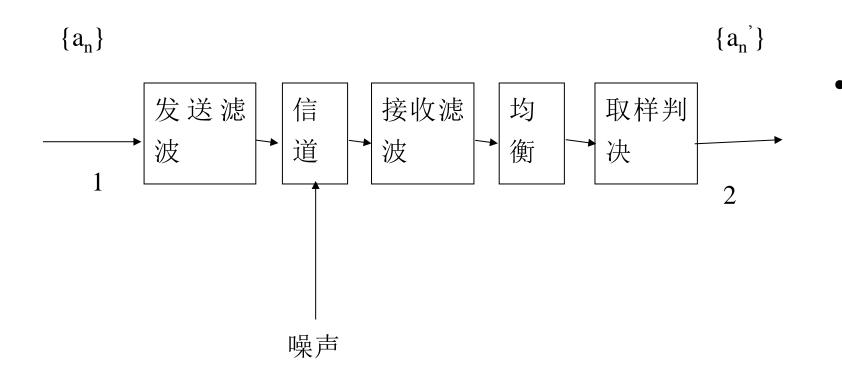
- 编码比较简单,对应的基带信号既无直流分量,又能提供足够的位定时信息
- 但缺点是需要提供"分组"识别信息。

4.3.3 基带传输波形

數字基带信号的产生过程包括码型变换和波形形成两步。图4-14中{a_n}可看作是信源产生的信息序列经过某种码型变换后的码序列,之后被送入发送滤波器,变换成适合于信道传输的发送基带信号波形。

1

图4-14 基带传输系统模型



- - 信道可以是各种形式的电缆。基带信号波形通过信道传输,一方面因混入噪声和干扰,造成信号的随机畸变(称为加性干扰),同时由于信道特性的不理想引起传输波形的失真,造成信号的畸变(称为乘性干扰)。
 - 这样,接收端收到的波形与发送波形差别较大, 所以在抽样判决之前安排一个接收滤波器和一个均衡器,其中,接收滤波器用来抑制带外噪声,而使信号顺利通过,均衡器用来对失真波形进行均衡,以消除信道畸变的影响。

- 4
 - 最后,抽样判决电路在每一个码元宽度的中心时刻对接收波形进行抽样、判决,恢复出发端的信息码元。
 - 对基带传输系统进行定量分析,系统在第K个码元时刻对接收信号进行抽样得到的抽样值包括三部分:第
 K时刻发送波形的抽样值,接收信号中除第K个以外的所有其他发送基带波形在第K个时刻的抽样值的总和(即码间串扰)和信道随机噪声干扰。由于后两者的存在,可能造成码元被错误判决。



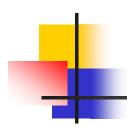
可见码间干扰和信道噪声是影响基带信号进行可靠传输的主要因素,而他们与基带系统的传输特性有着密切的关系,因此基带传输系统的设计目标就是期望基带系统的总传输特性能够把码间干扰和信道噪声的影响减到足够小的程度。

无码间干扰的条件

- 信号经频带受限的系统传输后其波形在时域上 必定无限延伸。
- 接收波形满足抽样值无码间干扰的充要条件是 只在本码元抽样时刻上有最大值,而在其他码 元的抽样时刻上抽样值为零,换句话说,接收 波形在其他码元的抽样时刻过零点,这样在抽 样点上不存在码间干扰。

4.3.4 眼图

基带传输系统,尽管经过了精心设计,但实际运行时的传输特性要符合理想情况基本上是不可能的——码间干扰不可避免,再加上噪声的存在,使得我们想对系统性能得到一个定量结果,甚至近似的结果都非常复杂。这样,我们很有必要采用实验手段来估计系统性能。



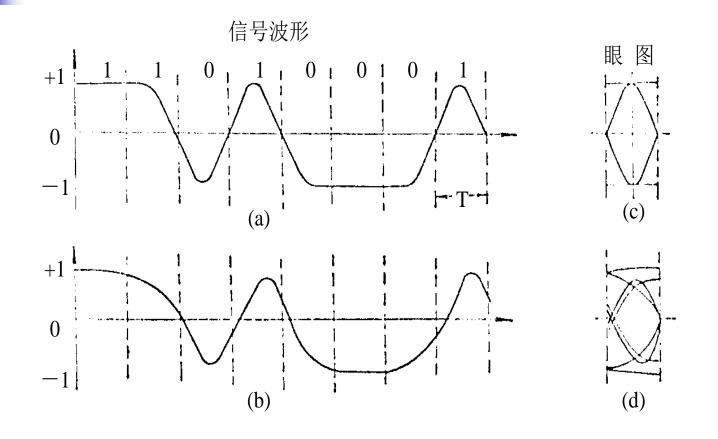
具体的做法是:将一个示波器跨接在接收滤波器的输出端,并调节示波器的扫描周期,使其为接收码元周期的整数倍。这样,在示波器荧光屏上会显示出接收信号波形图,由于在二进制情况时,该图形类似于人的眼睛,所以我们称之为数据信号眼图。



眼图是对数字基带信号传输系统性能的定性描述,从 中可看出码间干扰的大小和噪声的大小。如果系统不 存在码间干扰与噪声,则显示在示波器荧光屏上的数 据信号眼图迹线又细又清晰,此时眼图完全张开,说 明传输质量好: 否则如果存在码间干扰和噪声,则眼 图迹线又粗又不太清晰,此时眼图张不大,说明传输 质量下降: 噪声越大, 迹线越粗, 越模糊, 码间干扰 越大, 眼图越不端正。

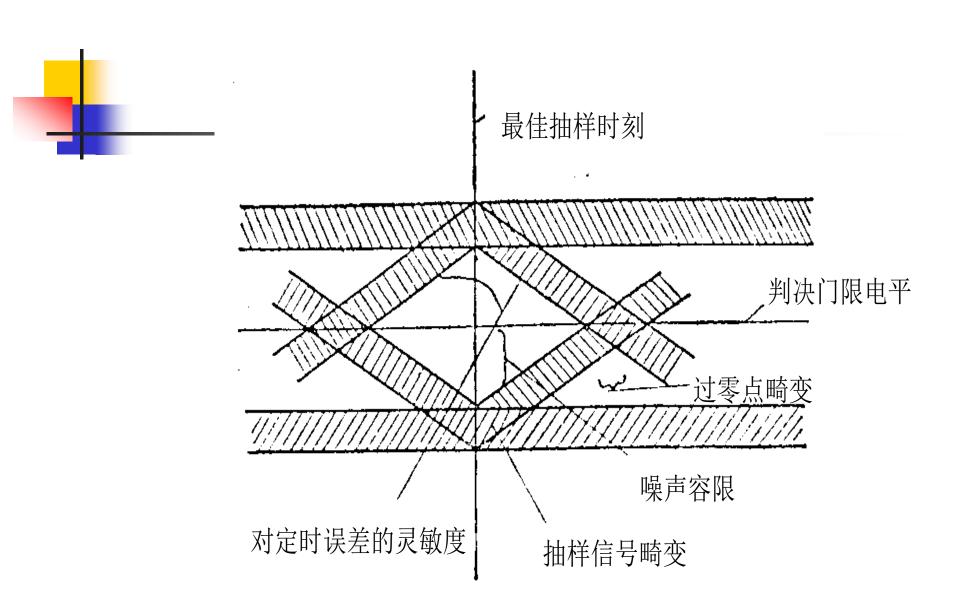


图4-15 基带信号波形及眼图





为了说明眼图与系统性能的关系,我们可以对 眼图进行模式化,称为眼图的模型,如图4-16 所示。



眼图模型的启示

- 对接收波形的最佳抽样时刻应选择眼图最大张开处。
- 系统对定时误差的灵敏度,由眼图上/下边的两条人字形 斜线的陡度决定,人字形斜线越陡,对定时误差就越灵敏。
- 判决门限电平应选择眼图中央的横轴位置。
- 噪声容限(或称噪声边际):指抽样时刻距离判决门限最近的迹线到判决门限的距离,即若噪声瞬时值超过该容限就可能发生错误判决。
- 最佳抽样时刻的信号失真: 即上或下阴影区的垂直高度。

4.4 数字频带传输技术

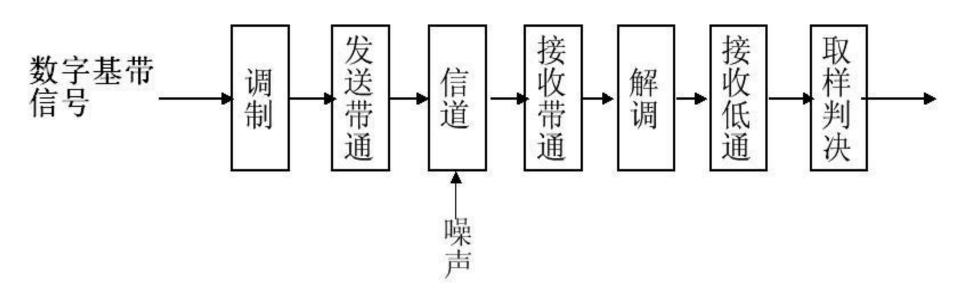
- 在数字基带传输中,虽然码型变换及波形形成可使信源 信码的频谱结构发生某些变化,但分布范围仍然在基带 范围内,频谱和功率谱从零频率开始,并集中在低频段, 故只适合在低通型信道中传输;
- 而实际的信道,如限定频率的同轴电缆、无线信道等, 多为带通型,不适合直接传送数字基带信号,因此必须 对基带信号进行调制,以实现频谱的搬移。

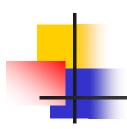
数字调制

- 用数字基带信号对载波的某些参量进行控制, 使载波的这些参量能够反映基带信号的变化, 实现将信号频谱搬移到较高的带通型信道的通 带内,使信号适宜在该类信道中传输。
- 同样,数字调制中的数字基带信号称为调制信号,经过调制得到的信号称为已调信号或频带信号,而包括数字调制和解调的数字通信系统称为数字调制系统或数字频带系统。



图4-27 数字频带传输系统的组成





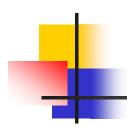
- 数字调制的调制信号是数字基带信号,它只能取有限个离散值,所以相应的已调信号的被调参量,也只能取有限个离散值。
- 数字已调信号可认为由电键选择产生,因此,数字调制又称为"键控"。



数字调制的载波波形可以任意选择, 只要信号调制后适合在信道中传输即可。考虑到正弦信号形式简单,易于 产生和接收,课程中选择正弦信号作 为受调载波对数字调制进行介绍。



 按基带调制信号控制正弦载波的参数不同, 数字调制分为振幅键控(ASK: Amplitude Shift Keying)、频移键控(FSK: Frequency Shift Keying)、相移键控(PSK: Phase Shift Keying)。



■ 最简单、最常用的数字调制是二进制调制,它用二进制数字信号作为调制信号,包括二进制振幅键控(2ASK)、二进制频移键控(2FSK)和二进制相移键控(2PSK)。

下面对这三种调制方式分别进行讨论,在分析数字调制时均假设调制信号(即数字信号)具有不归零矩形脉冲波形。



<u>4.4.1</u>	2ASK
4.4.2	2FSK
<u>4.4.3</u>	2PSK
4.4.4	几种二进制数字调制
	系统的性能比较
4.4.5	多进制数字调制

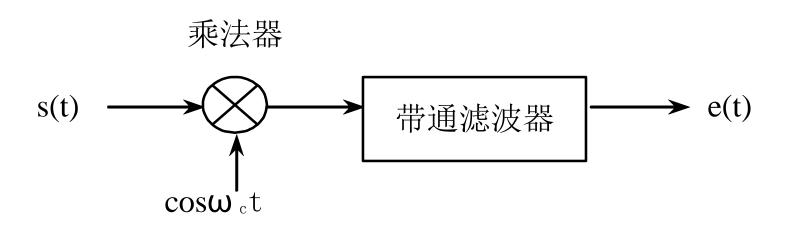
4.4.1 2ASK

二进制振幅键控是指载波信号的振幅随着二进制数字基带信号的变化而变化的调制方式。载波的幅度只有两种状态,随着数字信号0和1在两者之间转换,即传"1"信号时,发送载波,传"0"信号时,送0电平。

1. 2ASK信号的产生

- 2ASK信号的产生方法有两种:
 - 相乘法:类似模拟调幅,用一个单极性矩形脉冲序列与 一个正弦载波相乘;
 - 键控法:根据数字基带信号的电平为0/1,用电键控制载 波输出的断/通。由于表示0的那个信号电平始终为零,好像一直断开一样,因此2ASK已调信号又称为通断键控 信号(OOK信号)。

相乘法示意图



键控法示意图

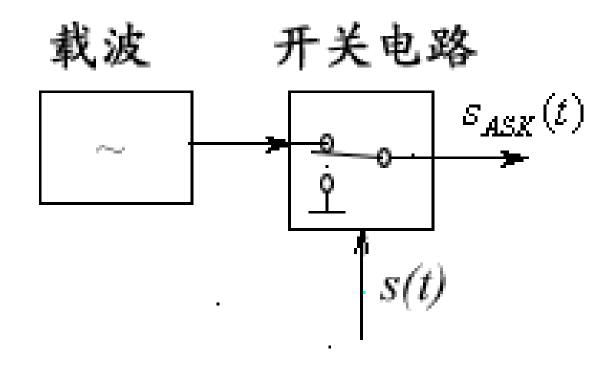




图4-29 2ASK信号波形

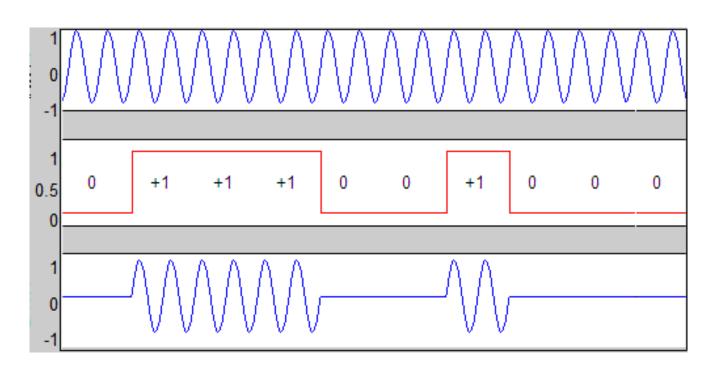
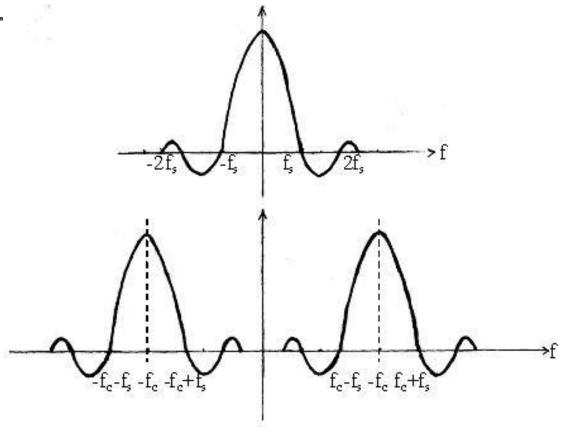


图4-30 调制前后频谱图



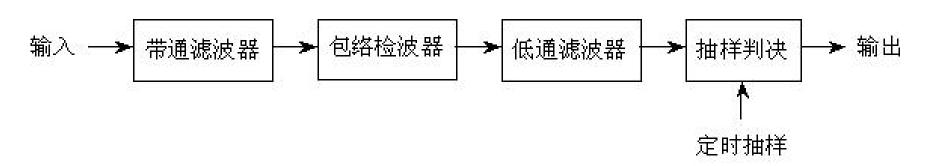
注: 90%以上的信号能量集中在主瓣上, 2ASK信号的带宽 是基带信号带宽的两倍。

2. 2ASK信号的解调

2ASK系统接收端可用包络检波和相干解调 法恢复基带信号。

4

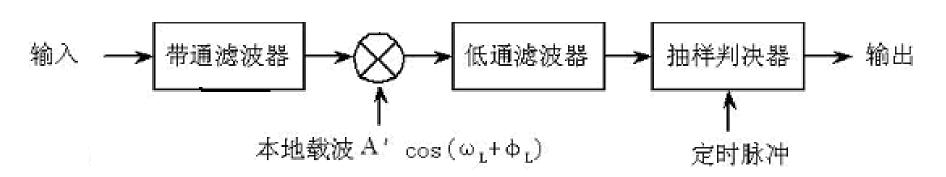
图4-32 包络解调框图



包络检波,实用方法是采用二极管,从中取出 其低频分量(包络)



图4-33 相干解调法原理框图



相干载波是指与发送载波同频、同相并在接收 端本地产生的载波。

4.4.2 2FSK

- 二进制频移键控是指用二进制数字基带信号去控制载波的频率。传"1"信号时,发送频率为 f_1 的载波;传"0"信号时,发送频率为 f_2 的载波;
- f_1 , f_2 称为2FSK的特征频率;
- 有时也用中心频率和频偏来表示特征频率:



$$f_c = (f_1 + f_2)/2$$

$$f_c \pm \Delta f = f_1 \vec{y} f_2$$

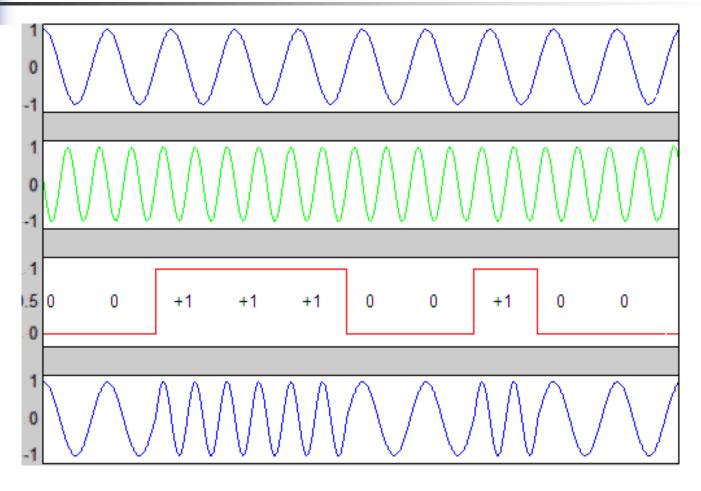
- 在相同信息速率下,2FSK需要比2ASK或2PSK 更宽的传输频带;
- 在话路频带下,2FSK的信息速率只能达到 1200bps,因此2FSK主要应用于低速或中低速 的数据传输中。



根据前后码元的载波相位连续与否,2FSK分相 位连续和相位不连续两类,图4-37给出了相位连 续的2FSK信号的典型波形。



图4-37 2FSK信号的典型波形



1. 2FSK信号及功率谱

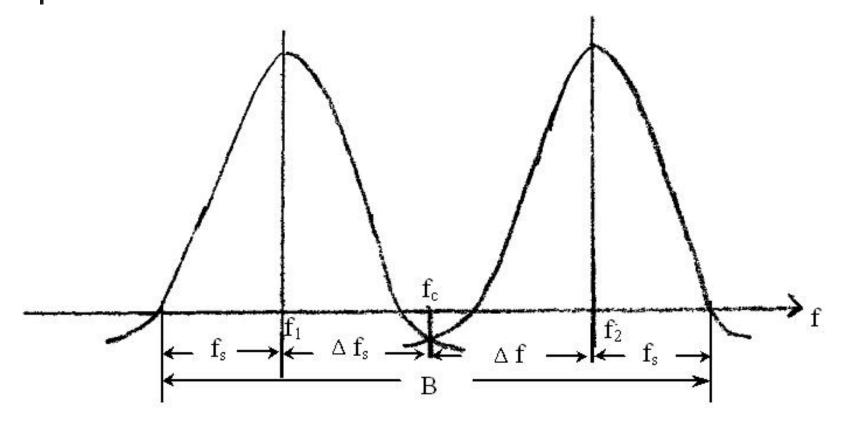
- 2FSK信号可看成是两个2ASK信号之和,自然功率 谱密度也是两个2ASK信号功率谱密度之和:
 - **2FSK**信号的功率谱密度也由连续谱和离散谱组成。其中,连续谱由两个双边带谱叠加而成,而离散谱出现在 f_1 、 f_2 两个载频位置上;



- 若两个载频之差较小,如小于码元速率,则连续谱呈现单峰;如载频之差较大,则连续谱以双峰形式出现;
- **2FSK**信号的带宽大致为 $B \approx 2f_s + |f_2 f_1|$, 定义频率调制/频移指数 $h = |f_2 f_1|/f_s$, 则 **2FSK**信号带宽可表示为 $B = (2+h)f_s$ 。



图4-38 2FSK频谱示意图





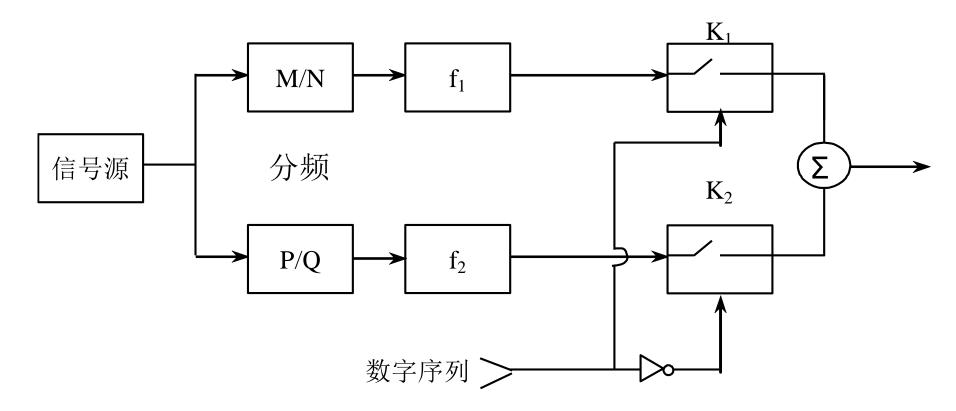
- 事实上, 频移指数是分析频移键控的一个重要参数:
 - 如果频移指数较大,即 f_1 、 f_2 相差较大,对于收端解调识别是有利的,但这样势必使**2FSK**信号的频带宽度增大,不利于频带利用率的提高;
 - 如果频移指数过小,解调时则可能识别不出;
 - f_1 、 f_2 间距常折中地取为 f_s ,这时,**2FSK**系统的频带利用率为 1/3 **bps/Hz** 。

2. 2FSK信号的产生与解调

- 2FSK的调制实现方法有两个:
 - 直接调频法,即用数字脉冲直接控制振荡器的某个参数从而实现跳频转换;
 - 频率选择法,即用脉冲控制两个载波的通断。



图4-40 频率选择调制框图





- 2FSK信号的解调分为相干解调和非相干解调:
 - 相干解调需利用相干载波,如图4-41所示。
 - 非相干解调也要利用载波频率信息,有分路滤 波法和零交点法、限幅鉴频法等。



图4-41 2FSK相干解调框图

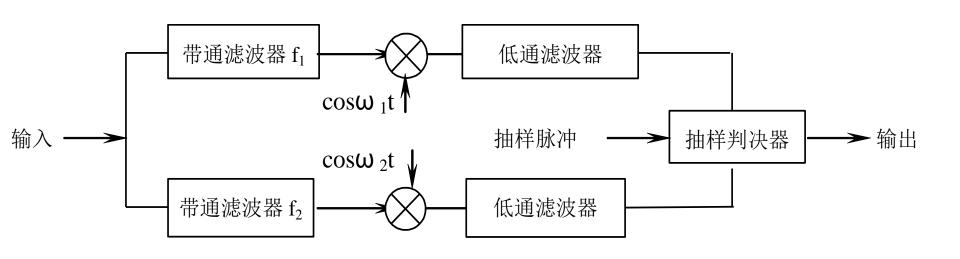




图4-42 2FSK分路滤波法解调框图

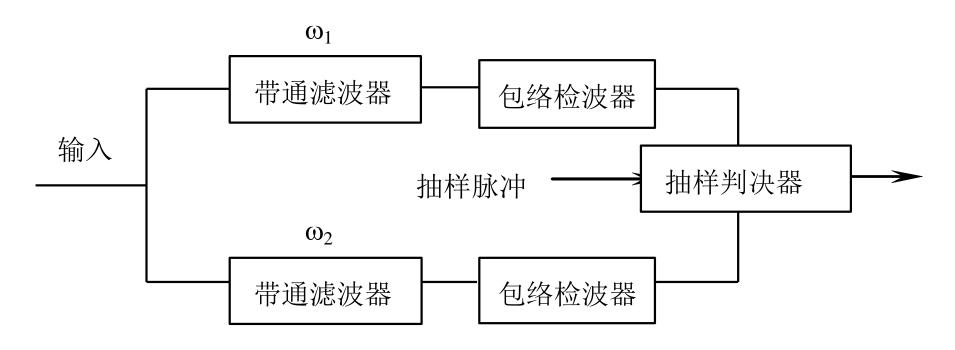
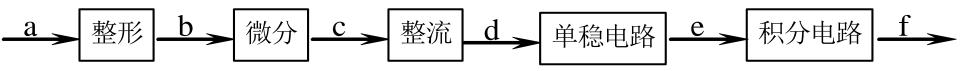




图4-43 2FSK零交点法解调框图



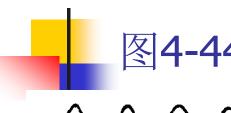
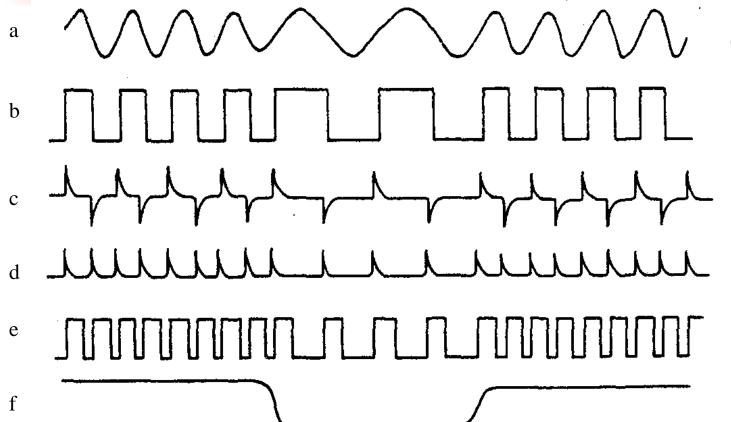


图4-44 2FSK信号零交点解调各阶段波形



(接收的 FSK 波形)

(整形)

(微分取沿)

(整流下沿翻上)

(单稳取等宽波形)

(积分取能量)



4.4.3 2PSK

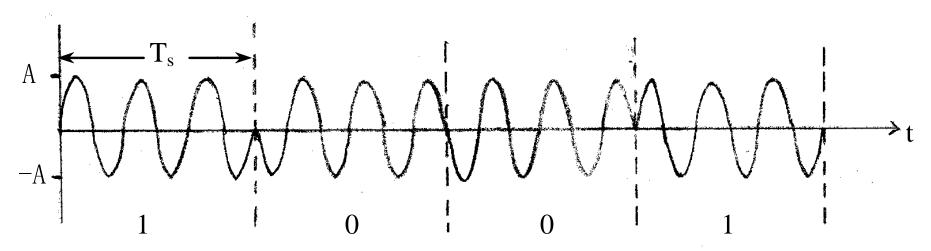
- 相移键控是指用数字基带信号控制载波的相位,使 载波相位作不连续、有限取值的变化以实现信息的 传输。
- PSK在数据传输中,尤其是在中速和中高速领域得到了广泛的应用,另外由于其具有较好的抗干扰性,在有衰落的信道中也能获得很好的效果。

1. 绝对调相2PSK

- 相移键控分成绝对调相和相对调相两种方式。
- 绝对调相是指已调信号的相位变化都是相对于一个固定的参考相位,即未调载波的相位来取值,记为PSK。对于2PSK信号,只有两种相位取值,如"1"码用载波的0相位来表示,"0"码用载波的□相位来表示。。



图4-45 2PSK信号的典型波形



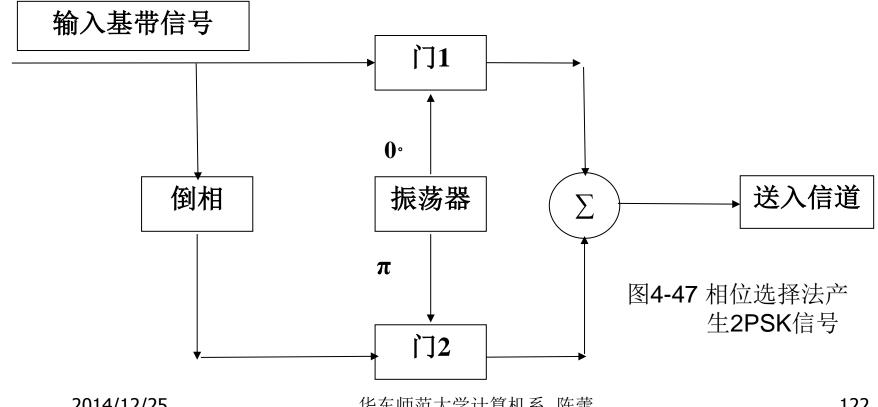
可见,2PSK信号波形与抑制载频的2ASK信号波形相同



- 2PSK与2ASK信号在形式上类同;
- 带宽等于2ASK信号的带宽;
- 可以用双极性数字基带信号乘以正弦载 波的方法来产生。



■ 2PSK信号也可以用相位选择法来产生。



2014/12/25

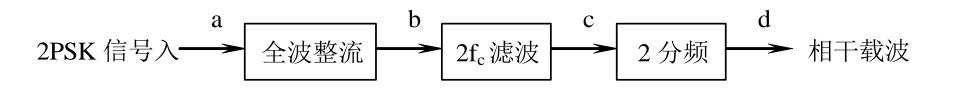
华东师范大学计算机系 陈蕾

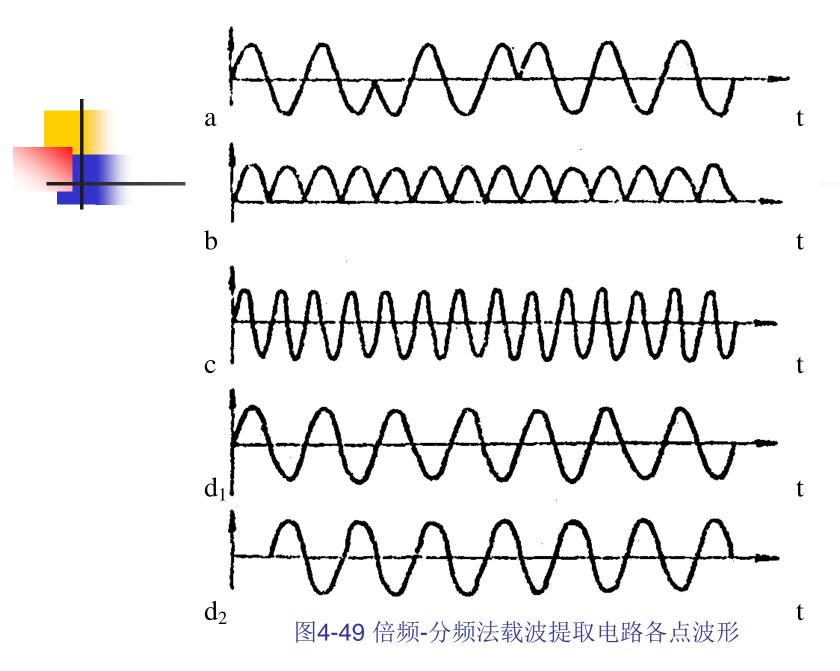


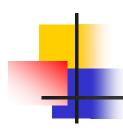
■ 2PSK信号只能采用相干接收,但2PSK 信号无载频分量,无法直接从接收的信 号中提取相干载波,一般采用倍频/分频 法来获取。

4

图4-48 倍频/分频法载波提取电路







在相干接收时由于产生的本地载波的载波相 位是不确定的,因此解调后所得的数字信号 的符号也容易发生颠倒,这种现象称为相位 模糊。这是采用绝对相移键控的主要缺点, 因此这种方式在实际中已很少采用。

2. 相对调相2DPSK

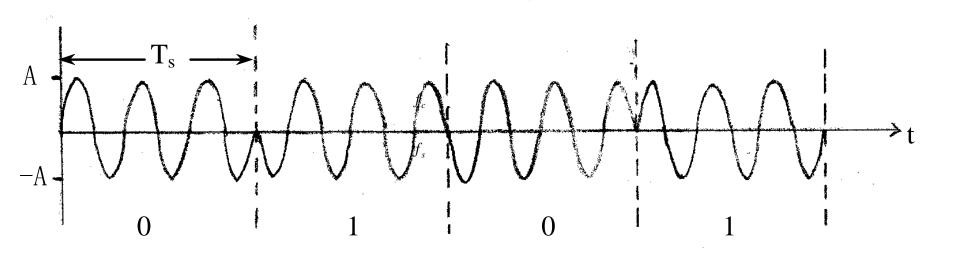
- 在实际应用中使用较多的是相对(差分)相移键控。
- 相对调相是用前后码元载波相位的变化来表示数字基带信号,即每一个码元载波相位的变化不是以固定相位作参考,而是以前一码元载波相位作参考。记为DPSK。

- 对于2DPSK信号,只有两种载波相位差:
 - 传"0"信号时,载波相位差Δφ=0,载波的起始相位与前一码元载波的起始相位相同;
 - 传"1"信号时, $\Delta \phi = \Pi$,载波的起始相位与前一码元载波的起始相位相差 Π

注: 当然也可以以相反的形式规定——传"1"时 $\Delta \phi = 0$; 传"0"时 $\Delta \phi = \pi$ 。



图4-50 2DPSK信号的典型波形



载频等于三倍的码元速率



比较前面的2PSK信号波形,如果不与基带数字 序列联系起来,仅从波形本身是无法区别出 2PSK和2DPSK的。 实际上,对基带数字序列进行相对码变换后的 序列进行绝对调相,得到的就是原基带数字序 列的相对调相波形。基于2PSK与2DPSK信号 间的如此关系,2DPSK信号可以这样产生: 首先对数字基带信号进行差分编码,即由绝对 码变为相对码,然后再进行绝对调相。

图4-51 绝对码、相对码、2PSK及 2DPSK信号波形图

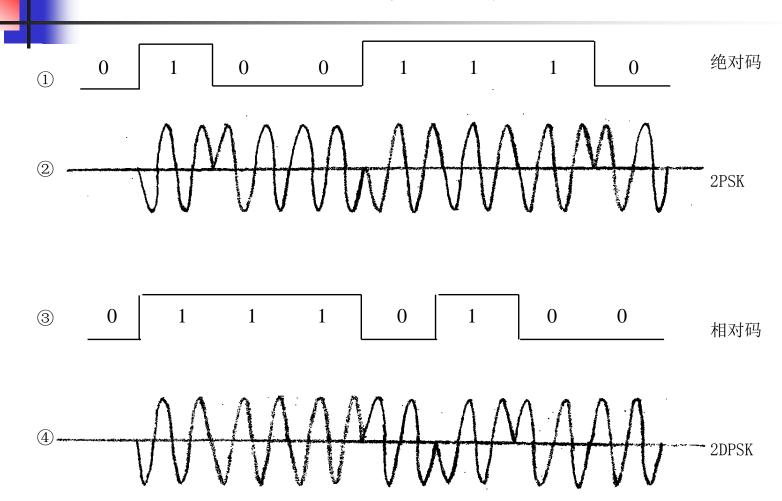
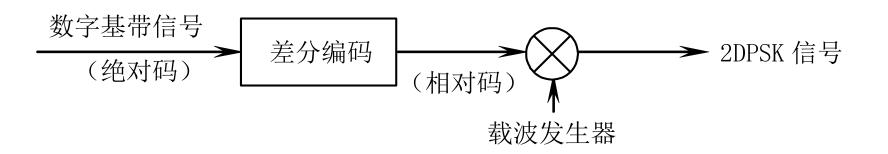




图4-52 2DPSK调制原理框图





- 对于2DPSK,虽然定义方式与2PSK不一样,但已 调信号的波形是一样的,因此它们的频率成分相同 的,2PSK与2DPSK信号具有相同的功率谱密度。
- 二者的区别在于0、1符号的分布略有变化,但是总的来讲是近似相同的。



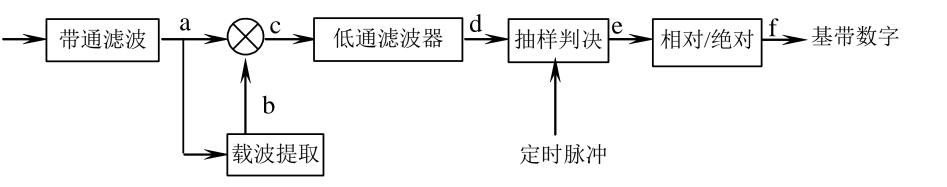
■ 2DPSK信号的解调有相干解调法和差分相干解调法。

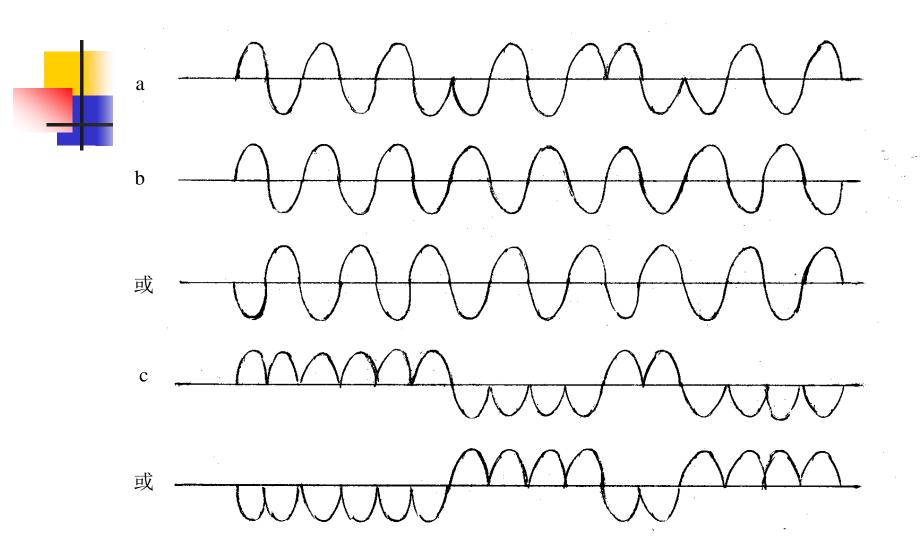


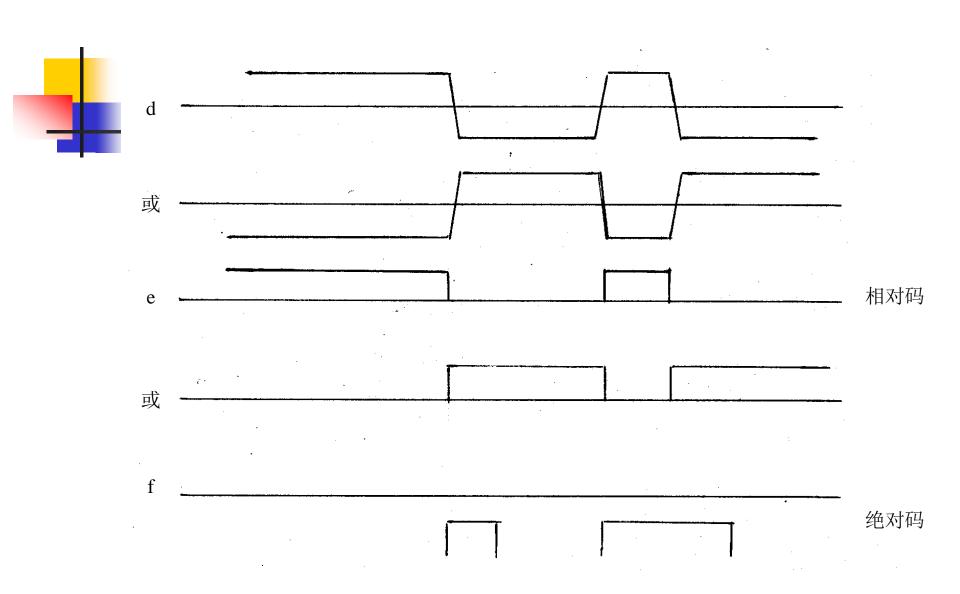
 相干解调,即极性比较法,先对接收的
 2DPSK信号进行2PSK相干解调,然后用码变 换器将相对码还原为绝对码,恢复发送的数字 基带序列。



图4-53 2DPSK信号的解调(极性比较法)



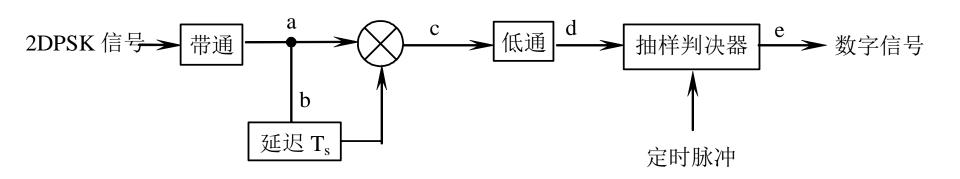


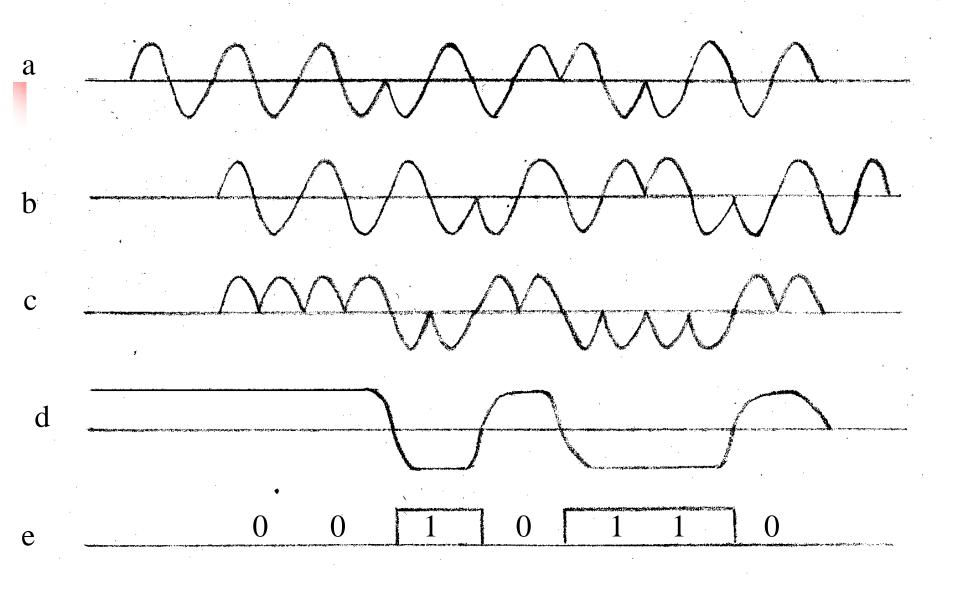


- 差分相干解调,即相位比较法,就是通过比较相邻码元的载 波相位,实现2DPSK信号的解调。
- 具体方法是将2DPSK信号码元延迟一个码元时间间隔,然后与其后的2DPSK信号码元相乘。乘法器完成相位比较,相乘结果经低通滤波器滤除其中的载频二倍频;当前后码元载波相位相同时输出一正脉冲,而相反时输出一负脉冲;最后由抽样判决和码元形成电路恢复发送的数字基带序列。



图4-55 2DPSK信号的解调(相位比较法)







由于2PSK二进制相移键控系统在抗噪声性能及信道 利用率等方面比2FSK、2ASK优越,因而被广泛应 用于数字通信中。但由于2PSK方式有倒π现象,故 它的改进型2DPSK是受到重视的。目前在话带内以 中速传输数据时,2DPSK是ITU建议选用的一种数 字调制方式。

3. 相移键控信号的矢量表示

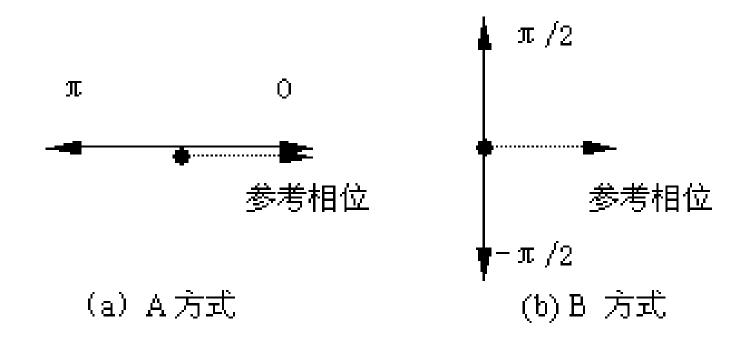


图4-57 二相相移键控信号两种矢量表示法



 在上述两种矢量表示法中,虚线所示的基准相位 或称参考相位,在2PSK中,是未调载波的相位;
 在2DPSK中,参考相位是前一码元载波的相位。



4.4.4 几种二进制数字调制 系统的性能比较

- 分析信道内存在高斯白噪声时,上述三种数字 调制系统的抗噪声性能。
- 在数字通信系统中,信道噪声对通信质量的影响最终表现在使系统的接收端在判决时发生差错,因此分析系统的抗噪声性能就是计算由于噪声的影响而产生的误码率。

1. 带宽(码元宽度为时)

• 2ASK、2PSK、2DPSK相同,均为 $2/T_S$;

• 2FSK为 $|f_2 - f_1| + 2/T_S$ 。

可见,2FSK的频带利用率最低

2. 误码率

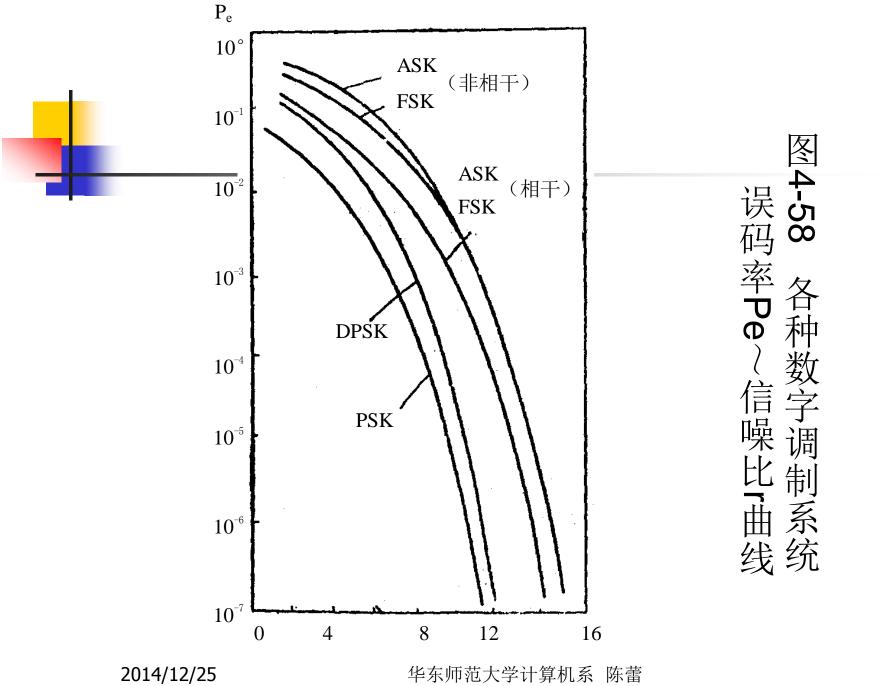
ASK、FSK、PSK在不同接收情况下的性能

见表4-2所示,根据该表画出的Pe(误码

率)~r(信噪比)曲线如图4-58所示。

表4-2 二进制调制系统误码

名称	Pe∼r 关系
相于 00K	$P_e = \frac{1}{2} erfc \frac{\sqrt{r}}{2}$
非相干 00K	$P_e = \frac{1}{2}e^{-r/4}$
相干 2FSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{r}{2}}$
非相干 2FSK	$P_e = \frac{1}{2}e^{-rt/.22}$
相于 2PSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc \sqrt{r}$
差分相干 2DPSK	$P_e = \frac{1}{2}e^{-r}$



华东师范大学计算机系 陈蕾



- 由表和曲线可知,在抗高斯噪声方面:
 - 对于同一种调制方式,采用相干接收比非相干接收 性能好些,但相干系统要求参考载波与发送信号之 间应保持同步,否则误码率会增加;
 - 对于不同的调制方式,PSK性能最好,DPSK次之, 其三是FSK,而ASK性能最差。

3. 对信道特性变化的敏感性

- 希望判决门限不随信道特性的变化而变化。经过比较,可以得到以下结论:
 - 2FSK最优——2FSK比较两路解调输出的大小, 不需要人为设置判决门限;
 - 2PSK次之——2PSK最佳判决门限为0,不随信 道变化;



■ 2ASK最差——最佳判决门限为A/2,与信号幅度A 有关。因为信道变化,判决门限不容易保持在最 佳判决门限,而是随着信号幅度的变化而变化, 这不利于电路设计,需要自适应控制电路。对衰 落信道,采用非相干解调;对低信噪比信道,采 用相干解调。

4. 设备的复杂程度

- 发送端: 设备复杂程度不相上下;
- 接收端:对同一调制方式,相干解调更 复杂;
- 同为非相干接收时, 2DPSK设备最复杂, 然后依次为2FSK、2ASK。

5. 应用

- 相干2DPSK,用于高速数据传输;
- 非相干2FSK用于中,低速数据传输。

4.4.5 多进制数字调制

- 在实际应用中,我们常常用多进制基带信号,即具有 多个波形状态或电平数目的数字基带信号去控制受调 载波参量。
- 与二进制数字调制相比,多进制数字调制中载波参数 有M种不同的取值,其数字信号含有更多的信息,使 频带利用率更高;另外在相同的信息速率下,码元持 续时间长,可以提高码元的能量,减小码间干扰。

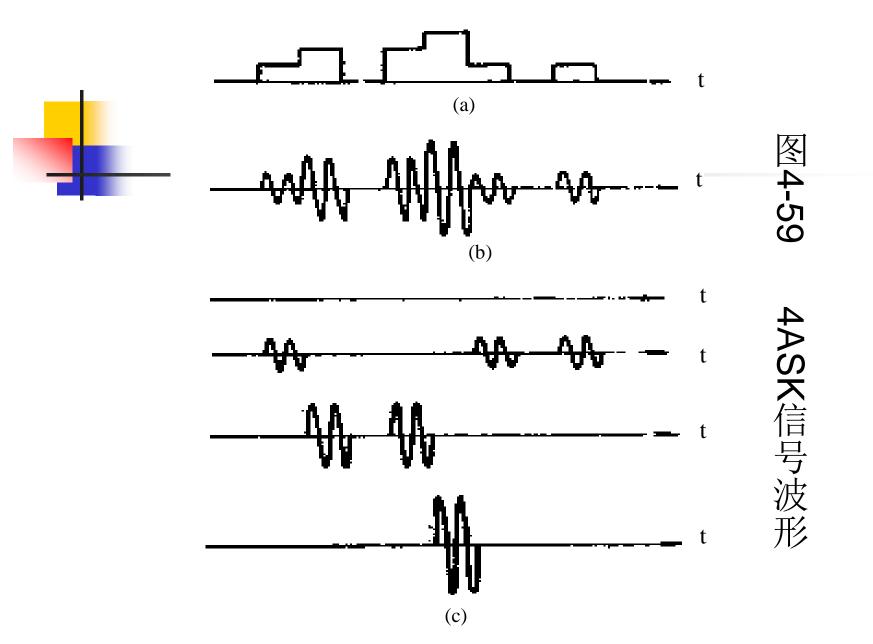


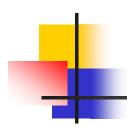
■ 多进制数字调制通常用在要求传输信息速率 高的场合,包括MASK、MFSK、MPSK及幅度 与相位相结合的多进制调制(如MQAM)等, 下面以M=4为例分别给以简单介绍。

1. MASK

- 多进制振幅键控(MASK)是用具有多个电平的基带矩形脉冲序列对载波幅度进行控制的一种调制方式,它又称为多电平调制。
- ■例如M=4时:传"0"信号,发0电平;传"1"信号,发幅度为1的载波;传"2"信号,发幅度为2的载波;传"3"信号,发幅度为3的载波。

/仄。 2014/12/25



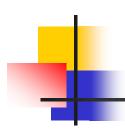


■可见,MASK信号可以看成若干个2ASK信号(各信号振幅不同)叠加的结果,故其带宽与2ASK信号的带宽相同,也为 $2/T_s$,但这里的 T_s 为M进制码元的宽度。



- 实际应用中多数传输二进制数字信号。
- 仍以四进制为例进行讨论:四进制信号有四种状态,而两位二进制码也有四种状态,将两位二进制码称为双比特码元,在4ASK中,每个双比特码元对应一种幅度的载波。如传"00"时,发0电平;传"10"时,发幅度为1的载波;传"11"时。发幅度为2的载波;传"01"时,发幅度为3的载波。

2014/12/25



■ 与产生2ASK信号相同,MASK信号可以用 多电平矩形脉冲序列与正弦载波相乘得到; 并且MASK信号的解调也有相干解调和非相 干解调两种方式。



■ 设MASK系统各基带码元的振幅为±d, ±3d, ..., ±(L-1)d, 经调制后变成幅度为±d, ±3d, ..., ±(L-1)d的载波, 经接收端的BPF及相干解调器后, 到达抽样判决器之前的可能电平为±d, ±3d, ..., ±(L-1)d。 这时, 判决门限应选在 0, ±2d, ±4d, ..., ±(L-2)d。

2. MFSK

多进制频移键控又称多频制,它基本上是二进制数字频移键控方式的直接推广,用多个不同频率的载波分别表示不同的数字信息。



■ 前面介绍二进制频移键控时指出,2FSK信号相当于两个2ASK信号和。同样的道理,MFSK信号可看成多个2ASK信号相加,其功率谱等于多个2ASK信号的功率谱之和,带宽近似为

$$B_{MFSK} = |f_M - f_1| + \Delta f$$



式中:

- f_1 为使用的最低载波频率
- Δf 为单个M进制码元的带宽,决定于信号传输速率。



- MFSK信号的产生可以采用与2FSK信号相类似的办法来实现。
- 类似于2FSK信号,MFSK信号解调有相干解调和非相干解调两种。MFSK信号相干解调器利用相干载波,非相干解调器采用M路带通滤波器分离M个不同频率的码元,其原理性框图如图4-60、4-61所示,分别类似于图4-41、4-42。



图4-60 MFSK相干解调原理框图

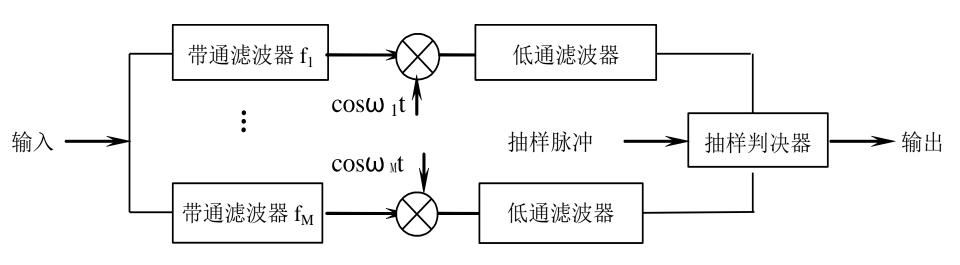
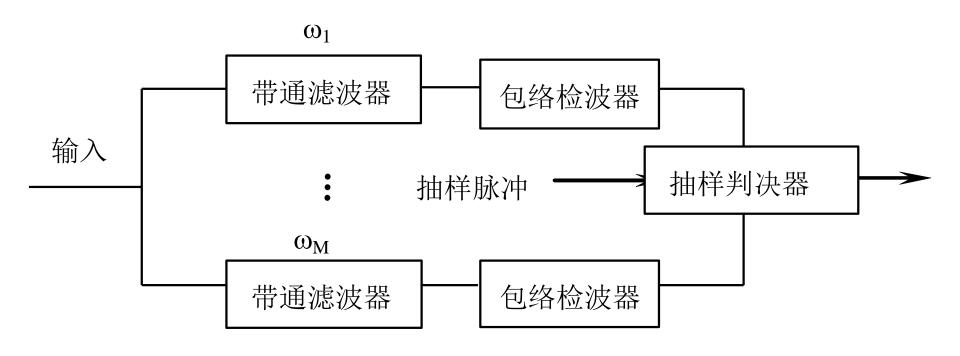




图4-61 MFSK非相干解调原理框图



3. MPSK

- PSK信号的时域表达式(4-28)中,表示受基带信号控制的载波相位 $φ_n$,在2PSK情况下,只有两种取值:0和π(A方式)或+π/2和-π/2(B方式)。将其推广到多进制,则有多种取值,对于MPSK,有M种取值。
- 下面以M=4时的四相制为例作简单介绍。



■与二相制相似,四相制也分为四相绝对 移相调制(记为4PSK)和四相相对移相 调制(记为4DPSK)。



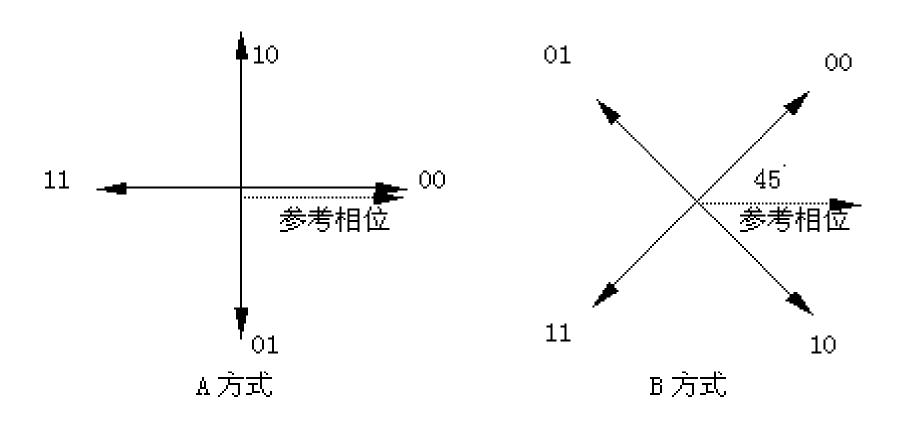
• 在4PSK体制中, φ_n 有四种取值,正好与双比特码 元的四种组合一一对应。为了提高可靠性,相位 φ_n 与双比特码元之间采用格雷编码使相邻相位所代表 的双比特只有一位不同。当噪声和其他干扰产生相 位错误时,最大可能是发生相邻相位的错误,采用 格雷编码就可使相邻相位的错误只造成一个比特的 误码。

表4-2 4PSK格雷编码规则

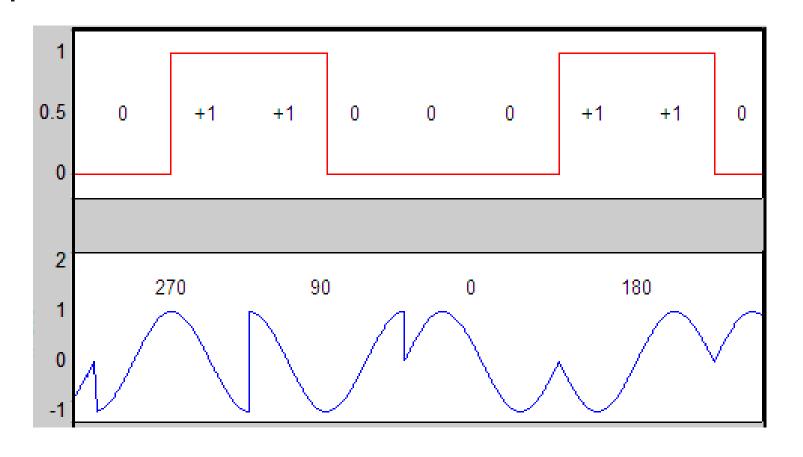
双比特码元		相位 $oldsymbol{arphi}_n$	
a	b	A方式	B方式
0	0	0	225
1	0	90	315
1	1	180	45
0	1	270	135



图4-62 4PSK矢量图









■ 4PSK信号可以看成是两路相互正交的2PSK 信号的合成(一路受调载波为coswct,另一路 受调载波为sinωct), 所以4PSK又常被称为正 交相移键控(记为QPSK),其频谱可以看成 是两路正交的2PSK信号的频谱的合成,信号 带宽与2PSK信号带宽相同。



• **2PSK**信号的带宽为基带信号带宽的两倍,即 $2/T_s$ (T_s 为二元码元宽度),所以**4PSK**信号的带宽也是基带信号带宽的两倍: $2/T_s$,但该 T_s 为双比特码元的宽度,等于**2PSK**时二元码元宽度的两倍。 因此对于相同信息速率的码元,采用**4PSK**信号传输所需的传输带宽比**2PSK**信号所需的带宽要窄。



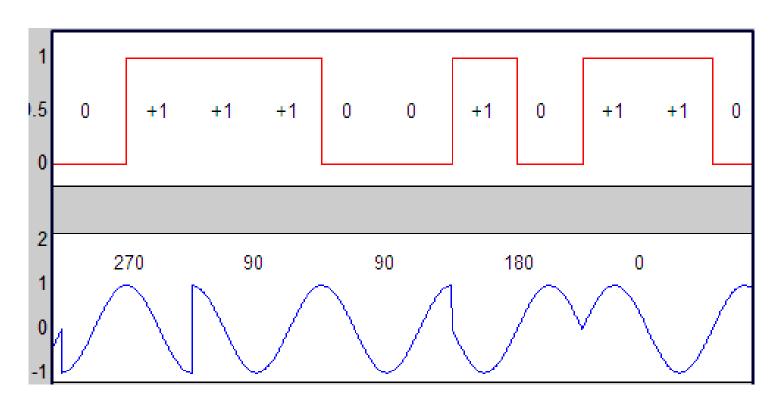
■ 在讨论2PSK系统时提到,2PSK采用相干接收存在相位模糊现象,所以常常使用2DPSK。这种相位模糊的现象在4PSK系统中仍然存在,所以真正实用的四相调相信号是相对相移键控4DPSK。



■ 与二相制类似,4DPSK与4PSK之间没有本质的区 别,只是4PSK 是用码元相位的绝对值来携带信息, 而4DPSK是用当前码元相位与前一码元相位的改 变来传送信息,表现在图4-62给出的矢量图中, 参考相位表示的含义不同:在4PSK体制下,参考 相位是未调载波的相位,而4DPSK体制中,参考 相位表示的是前一码元相位。



图4-64 4DPSK信号波形示意图





■ 与二相制类似,4DPSK信号的产生与解调可以通过4PSK来实现:在发送端,将输入基带信号先进行相对码变换,将绝对码变换成相对码,再进行4PSK调制;在接收端,先进行4PSK解调,然后再进行逆码变换,将相对码变换为绝对码,恢复出数字基带序列提交给收信者。

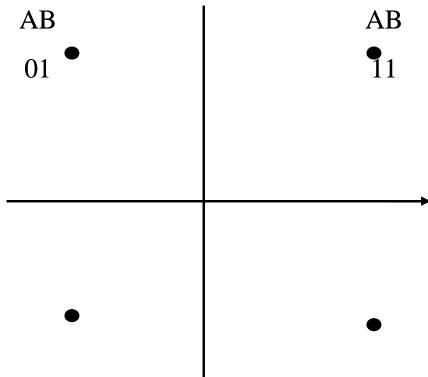
4. 幅度与相位相结合的多进制调制

- 单独使用幅度或相位携带信息时,不能最充分的利用信号平面,这可以由矢量图中信号矢量端点的分布直观的观察到:
 - MASK时,矢量端点在一条轴上分布;
 - MPSK时矢量端点在一个圆上分布;
 - 随着M的增大,这些矢量端点间的最小距离 随之缩小。



- 若充分地利用整个平面,将矢量端点重新合理地分布,则有可能在不减少最小 距离的情况下增加信号矢量端点的数目。
- 基于上述概念可以引出幅度与相位相结 合的调制方式。





4-65 4QAM的星座表示



QAM信号可以用矢量来表示,此外也可以只用矢量端点来表示信号,这类似于天空中的星星,故称之为星座表示法。



■ QAM是一种十分成熟且应用广泛的调制技术。其基本方法是将某一星座点在I坐标上的投影去调制同相载波的幅度,在Q坐标上的投影去调制正交载波的幅度,然后将两个调幅信号相加就是所需的调相信号。



■上述4QAM 对应于A、B两路均传送二电平码的情况。如果A、B两路都传送四电平码甚至更多电平码(对应于更复杂的平码甚至图),则还可以进一步提高频谱利用率,但付出的代价是抗干扰能力变差。



第四章结束