

第 5 章

CHAPTER 5

数字频带传输系统

5.1 基本要求

内 容	学习要求			备 注
	了解	理解	掌握	
1. 二进制数字幅移键控 *				
(1) 基本原理		✓		波形的理解
(2) 信号的功率谱及带宽			✓	载波、带宽描述
(3) 系统的抗噪声性能△		✓		信噪比的定义
2. 二进制数字频率调制 *				
(1) 基本原理		✓		波形的理解
(2) 信号的解调△		✓		方式很多
(3) 信号的功率谱及带宽△			✓	双峰、马鞍和单峰
(4) 系统的抗噪声性能	✓			噪声功率的计算
3. 二进制数字相位调制 *				
(1) 基本原理△			✓	PSK 和 DPSK 差异
(2) 信号的功率谱及带宽			✓	与 ASK 进行比较
(3) 系统的抗噪声性能△		✓		DPSK 性能的分析
4. 二进制数字调制系统的性能比较	✓			信噪比的计算
5. 多进制数字调制				与二进制的比较
(1) 多进制幅移键控	✓			
(2) 多进制频移键控	✓			
(3) 多进制绝对相移键控	✓			
(4) 多进制差分相移键控	✓			
6. 现代数字调制技术				简单了解内容
(1) 正交振幅调制	✓			
(2) 最小频移键控	✓			
(3) 正交频分复用	✓			

5.2 核心内容

1. 二进制数字幅移键控

基本原理 2ASK 是利用代表数字信息“0”或“1”的基带矩形脉冲去键控一个连续的载波,使载波时断时续地输出。有载波输出时表示发送“1”,无载波输出时表示发送“0”。

信号产生 2ASK 信号可表示为

$$s_{2\text{ASK}}(t) = s(t) \cos \omega_c t \quad (5-1)$$

其中, ω_c 为载波角频率; $s(t)$ 为单极性 NRZ 矩形脉冲序列。2ASK 信号的产生方法或者调制方法有模拟幅度调制方法和键控方法两种。

包络检波法 包络检波系统中带通滤波器(BPF)使 2ASK 信号完整地通过,同时滤除带外噪声;经包络检测后,输出其包络,其中低通滤波器(LPF)的作用是滤除高频杂波,使基带信号(包络)通过。抽样判决器完成抽样、判决及码元形成功能,恢复出数字序列,这里位同步信号的重复周期为码元的宽度。

相干检测法 也就是同步解调,要求接收机产生一个与发送载波同频同相的本地载波信号,称其为同步载波或相干载波。利用此载波与收到的已调信号相乘,经低通滤波器(LPF)滤除高频分量后,再通过抽样判决器即可恢复出数字序列。在 2ASK 相干解调法中,需要在接收端产生本地载波,会增加接收设备复杂性。

功率谱 由连续谱和离散谱两部分组成。其中,连续谱取决于数字基带信号经线性调制后的双边带谱,而离散谱则由载波分量确定,如图 5-1 所示。

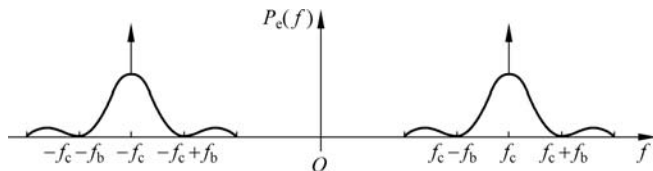


图 5-1 2ASK 信号的功率谱

带宽和频带利用率 类似模拟调制中的 DSB, 2ASK 信号的带宽 $B_{2\text{ASK}}$ 是数字基带信号带宽的两倍,即 $B_{2\text{ASK}} = 2f_b$ 。因为系统的传码率 $R_B = 1/T_b$ (Baud),故 2ASK 系统的频带利用率为

$$\eta = \frac{1/T_b}{2/T_b} = \frac{R_B}{2f_b} = \frac{1}{2} \text{ (Baud/Hz)} \quad (5-2)$$

抗噪声性能分析模型 图 5-2 给出 2ASK 抗噪声性能分析模型,为了简化分析,这里的信道加性噪声既包括实际信道中的噪声,又包括接收设备噪声折算到信道中的等效噪声。

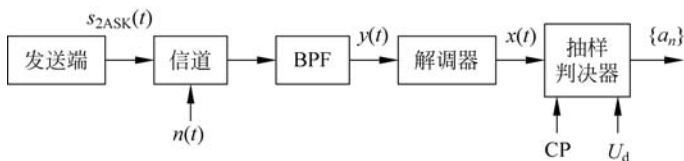


图 5-2 2ASK 抗噪声性能分析模型

相关假设：信道特性为恒参信道，信道噪声 $n(t)$ 为加性高斯白噪声，其双边功率谱密度为 $n_0/2$ ；BPF 传递函数是幅度为 1、宽度为 $2f_b$ 、中心频率为 f_c 的矩形，其恰好让信号无失真地通过，并抑制带外噪声进入；LPF 传递函数是幅度为 1、宽度为 f_b 的矩形，其让基带信号主瓣的能量通过；抽样、判决的同步时钟 CP 准确，判决门限为 U_d 。

包络检测的系统性能 可以证明，当选择最佳判决门限时，系统的误码率近似为

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/4}) + \frac{1}{2} e^{-r/4} \quad (5-3)$$

在大信噪比的情况下，系统的误码率近似为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4} \quad (5-4)$$

其中， $r = a^2 / (2\sigma_n^2)$ 为包检器输入信噪比，也就是发送“1”码时的信噪比。由此可见，包络解调 2ASK 系统的误码率随输入信噪比 r 的增大，近似地按指数规律下降。必须指出，式(5-3)是在等概率、最佳门限下推导得出的；式(5-4)适用条件是等概率、大信噪比、最佳门限。因此，在公式使用时应注意适用的条件。

相干解调的系统性能 可以证明，当选择最佳判决门限时，系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/4}) \quad (5-5)$$

处于大信噪比情况下，式(5-5)可以近似为

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4} \quad (5-6)$$

必须注意，式(5-5)的适用条件是等概率、最佳门限；式(5-6)的适用条件是等概率、大信噪比、最佳门限。

包络解调和相干解调的比较 可以看出，在相同信噪比情况下，2ASK 信号相干解调时的误码率总是低于包络检波时的误码率，即相干解调 2ASK 系统的抗噪声性能优于非相干解调系统。然而，包络检波解调不需要稳定的本地相干载波，故在电路上要比相干解调简单得多。但是，包络检波法存在门限效应，同步检测法无门限效应。因此，对 2ASK 系统，大信噪比条件下使用包络检测，即非相干解调，而小信噪比条件下使用相干解调。

2. 二进制数字频率调制

基本情况 二进制数字频率调制又称为频移键控(2 Frequency Shift Keying, 2FSK)，它是一种出现较早的数字调制方式，由于 2FSK 调制幅度不变，因此，它的抗衰落和抗噪声性能均优于 2ASK，被广泛应用于中、低速数据传输系统中。根据相邻两个码元调制载波的相位是否连续，可进一步将 FSK 分为 CPFSK 和 DPFSK。目前，FSK 技术已经有了相当大的发展，例如多进制频移键控(MFSK)、最小频移键控(MSK)和正交频分复用(OFDM)等技术，以其良好的性能在无线通信中得到广泛的应用。

信号描述 2FSK 是用载波的频率传送数字消息，即用所传送的数字消息控制载波的频率。例如，将符号“1”对应于载频 f_1 ，将符号“0”对应于载频 f_2 ，而且 f_1 与 f_2 之间的改变是瞬间完成的。因此，2FSK 信号可以表示为

$$s_{2\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_1), & \text{发“1”} \\ A \cos(\omega_2 t + \varphi_2), & \text{发“0”} \end{cases} \quad (5-7)$$

信号产生 2FSK 信号通常采用键控法产生,则已调信号的表达式还可以写为

$$s_{2\text{FSK}}(t) = s(t)\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \overline{s(t)}\cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (5-8)$$

其中, $s(t)$ 为单极性 NRZ 矩形脉冲序列。可以看出,一个 2FSK 信号可看作两路中心频率不同的 2ASK 信号的合成。

包络检波法 可视为由两路 2ASK 解调电路组成,结构如图 5-3 所示。通过上、下支路的抽样值进行判决比较,进而确定输出“0”或者“1”。

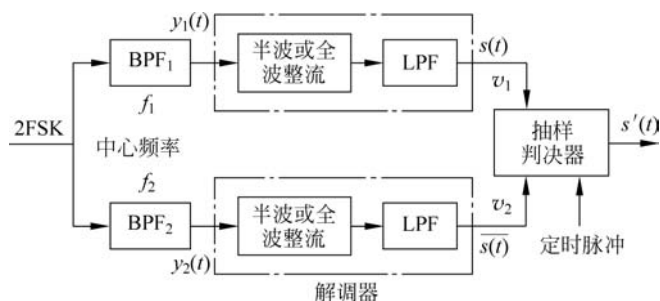


图 5-3 2FSK 信号包络检波框图

相干检测法 相干检测法有时也称为同步检测法,结构如图 5-4 所示。

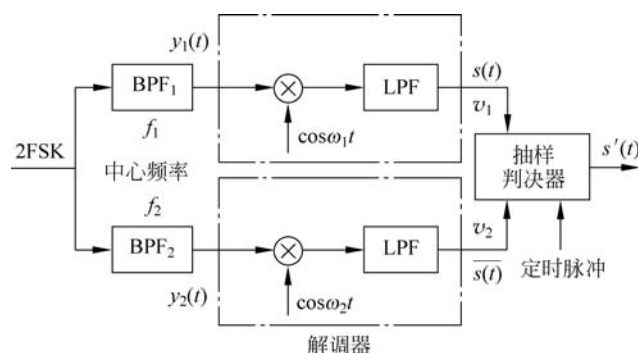


图 5-4 2FSK 信号相干检测框图

过零检测法 单位时间内信号经过零点的次数,可以用来衡量信号频率的高低,得到相关频率的差异,这就是过零检测法的基本思想,其结构和对应点波形如图 5-5 所示。

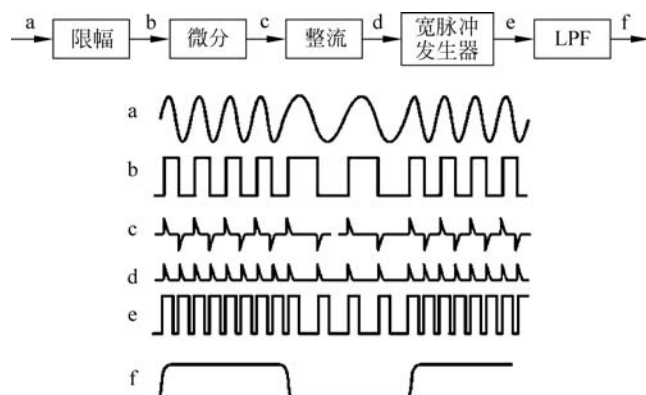


图 5-5 过零检测法框图及各点波形

差分检测法 输入信号经带通滤波器滤除带外无用信号后被分成两路,一路直接送乘法器,另一路经时延 τ 后送乘法器,相乘后再经低通滤波器去除高频成分即可提取基带信号,其结构如图 5-6 所示。

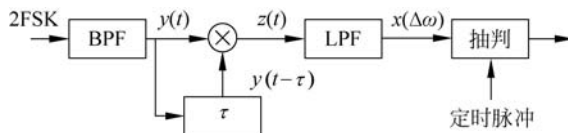


图 5-6 差分检测法框图

功率谱 1 个 2FSK 信号可视为两个 2ASK 信号的合成,因此,2FSK 信号的功率谱亦为两个 2ASK 功率谱之和,其功率谱曲线如图 5-7 所示。

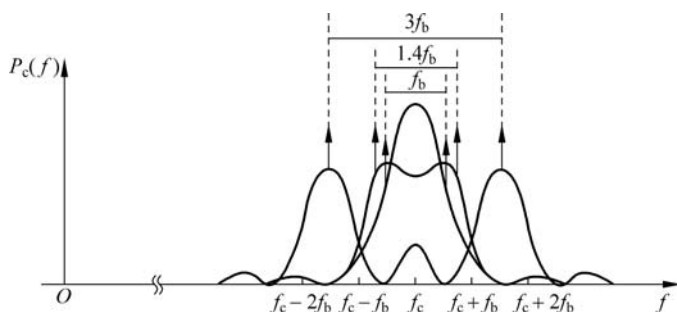


图 5-7 2FSK 信号的功率谱

从图 5-7 可以看到,2FSK 信号的功率谱由离散谱和连续谱两部分组成。其中,连续谱由两个双边谱叠加而成,而离散谱出现在两个载频位置上,这表明 2FSK 信号中含有两个载波的分量;连续谱的形状随着频率间隔的大小而异,会出现双峰、马鞍和单峰等形状。

带宽和频带利用率 2FSK 信号的频带宽度为

$$B_{2\text{FSK}} = |f_1 - f_2| + 2f_b = 2(f_D + f_b) = (D + 2)f_b \quad (5-9)$$

频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{|f_1 - f_2| + 2f_b} \text{ (Baud/Hz)} \quad (5-10)$$

相干检测的系统性能 2FSK 信号采用相干检测法性能分析模型,如图 5-8 所示。

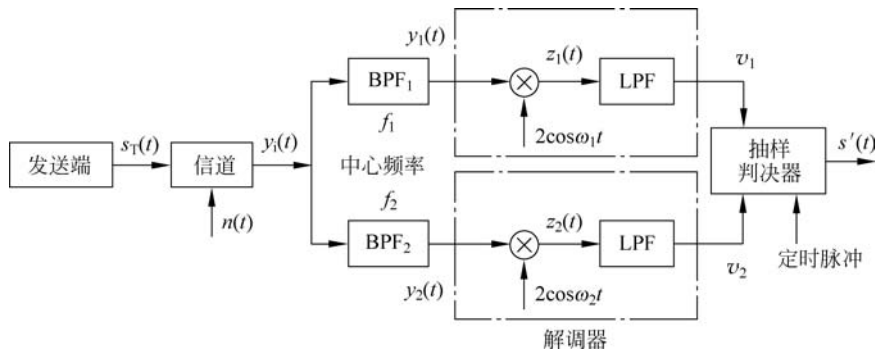


图 5-8 2FSK 相干检测法性能分析模型

图 5-8 所示模型中,信道特性为恒参信道,信道噪声 $n(t)$ 为加性高斯白噪声,其双边功率谱密度为 $n_0/2$; BPF_1 传递函数是幅度为 1、宽度为 $2f_b$ 、中心频率为 f_1 的矩形,它恰好让频率为 f_1 对应的上支路的 2ASK 信号无失真地通过,并抑制带外噪声进入; BPF_2 传递函数是幅度为 1、宽度为 $2f_b$ 、中心频率为 f_2 的矩形,它恰好让频率为 f_2 对应的上支路的 2ASK 信号无失真地通过,并抑制带外噪声进入; LPF 传递函数是幅度为 1,宽度为 f_b 的矩形,它让基带信号主瓣的能量通过; 抽样、判决的同步时钟准确。

经推导计算,2FSK 信号采用相干检测法解调时系统的误码率为

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) [P(1) + P(0)] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2}) \quad (5-11)$$

在大信噪比条件下,误码率可近似表示为

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2} \quad (5-12)$$

包络检波的系统性能 2FSK 信号采用包络检波法性能分析模型,如图 5-9 所示。其中,噪声、滤波器、抽样判决器等模块参数与 2FSK 相干检测法一致。

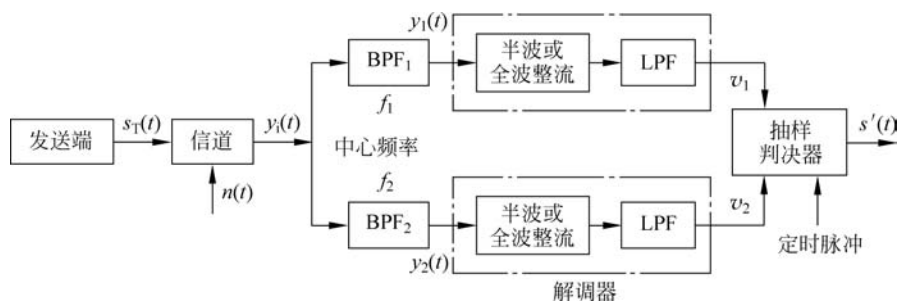


图 5-9 2FSK 信号采用包络检波法性能分析模型

根据图 5-9 所示的模型,以及相关模块的假设,2FSK 信号包络检波法解调时,系统误码率为

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}} [P(1) + P(0)] = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}} \quad (5-13)$$

两种方法得到系统性能的比较 在输入信号信噪比 r 一定时,相干解调的误码率小于非相干解调的误码率; 当系统的误码率一定时,相干解调比非相干解调对输入信号的信噪比要求低。所以,相干解调 2FSK 系统的抗噪声性能优于非相干解调的包络检测。但是,当输入信号的信噪比 r 很大时,两者的相对差别不是很明显。相干解调时,需要插入两个与发送端载波同频且同相的本地载波。因此,相干解调对系统要求较高,包络检测无须本地载波。通常,在大信噪比情况下常用包络检测法,小信噪比情况才用相干解调法,这与 2ASK 的情况相同。

3. 二进制数字相位调制

基本情况 二进制相移键控(2 Phase Shift Keying, 2PSK)是利用载波相位的变化传送数字信息的。根据载波相位表示数字信息的方式不同,数字调相又可以进一步分为绝对相移(PSK)和相对相移(DPSK)两种。由于相移键控在抗干扰性能与频带利用等方面具有明

显的优势,因此,在中、高速数据传输系统中应用广泛。

2PSK 信号产生 绝对相移是利用载波的相位(指初相)直接表示数字信号的相移键控方式。二进制相移键控中,通常用相位 0 和 π 分别表示“0”或“1”。与产生 2ASK 信号的方法比较,只是对 $s(t)$ 的要求不同,因此,2PSK 信号可以看作双极性基带信号作用下的调幅信号。

2PSK 信号解调 由于 2PSK 信号用载波相位表示数字信息,因此,只能采用相干解调的方法。由于 2PSK 信号实际上是以一个固定初相的未调载波为参考的,因此,解调时必须要有与此同频同相的本地载波。如果本地载波的相位发生变化,如 0 相位变为 π 相位或 π 相位变为 0 相位,则恢复的数字信息就会发生“0”变“1”或“1”变“0”,从而造成错误的解调。这种因为本地参考载波倒相,而在接收端发生错误恢复的现象称为“倒 π ”现象或“反向工作”现象。因此,绝对移相的主要缺点是容易产生相位模糊,造成反向工作。

二进制相对相移键控(2DPSK) 2PSK 容易产生相位模糊现象,为此提出了二进制差分相移键控技术,这种技术也被简称为二进制相对调相,记作 2DPSK。2DPSK 不是利用载波相位的绝对数值传送数字信息,而是用前后码元的相对载波相位值传送数字信息。所谓相对载波相位是指本码元对应的载波相位与前一码元对应载波相位之差。

2DPSK 信号产生 首先对数字信号进行差分编码,即由绝对码表示变为相对码(差分码)表示,然后再进行 2PSK 调制。

相干解调码变换法实现 2DPSK 信号解调 这种方法就是采用 2PSK 解调加差分译码的结构。2PSK 解调器将输入的 2DPSK 信号还原成相对码 $\{b_n\}$,再由差分译码器把相对码转换成绝对码,输出 $\{a_n\}$ 。

差分相干解调法实现 2DPSK 信号解调 直接比较前后码元的相位差构成,故也称为相位比较法解调,其原理框图如图 5-10 所示。

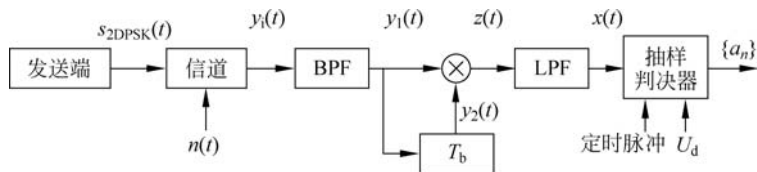


图 5-10 2DPSK 信号差分相干解调法框图

功率谱 无论是 2PSK 还是 2DPSK 信号都可以等效成双极性基带信号作用下的调幅信号。因此,2DPSK 和 2PSK 信号具有相同形式的表达式,所不同的是数字基带信号表示的码序不同,2DPSK 表达式是数字基带信号变换而来的差分码。因此,当双极性基带信号以相等的概率出现时,2PSK 和 2DPSK 信号的功率谱仅由连续谱组成,如图 5-11 所示。

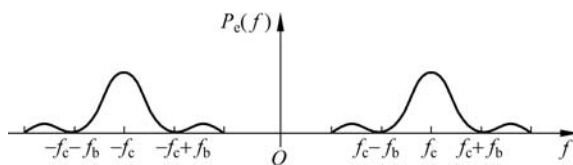


图 5-11 2PSK(2DPSK)信号的功率谱

带宽和频带利用率 2PSK 和 2DPSK 的连续谱部分与 2ASK 信号的连续谱基本相同。因此,2PSK 和 2DPSK 的带宽、频带利用率也与 2ASK 信号的相同。

$$B_{2\text{DPSK}} = B_{2\text{PSK}} = B_{2\text{ASK}} = \frac{2}{T_b} = 2f_b \quad (5-14)$$

$$\eta_{2\text{DPSK}} = \eta_{2\text{PSK}} = \eta_{2\text{ASK}} = \frac{1}{2} (\text{Baud/Hz}) \quad (5-15)$$

2PSK 相干解调抗噪声性能分析 2PSK 信号相干解调系统性能分析模型如图 5-12 所示。

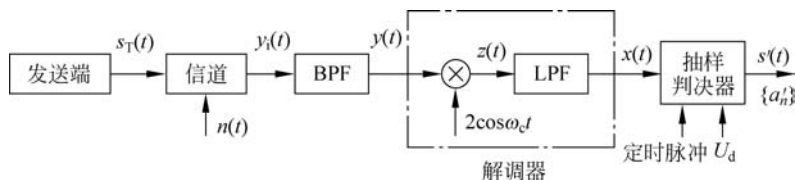


图 5-12 2PSK 相干解调系统性能分析模型

假设信道特性为恒参信道,信道噪声 $n(t)$ 为加性高斯白噪声,其双边功率谱密度为 $n_0/2$ 。可以证明,当 $P(1) = P(0) = 1/2$ 时,2PSK 系统的最佳判决门限电平为 $U_d^* = 0$,2PSK 系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{r}) \quad (5-16)$$

在大信噪比情况下,式(5-16)成为

$$P_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r} \quad (5-17)$$

2DPSK 相干解调码变换系统抗噪声性能分析 其解调框图如图 5-13 所示,从图可以看到要求 2DPSK 系统误码率,只需在 2PSK 误码率分析的基础上,考虑码反变换器引起的误码率即可。



图 5-13 2DPSK 信号相干解调码变换系统性能分析模型

可以证明 2DPSK 系统误码率可以表示为

$$P'_e \approx 2(1 - P_e)P_e \quad (5-18)$$

当误码率 $P_e \ll 1$ 时,式(5-18)可近似表示为

$$P'_e \approx 2P_e = \text{erfc}(\sqrt{r}) \quad (5-19)$$

2PSK 与 2DPSK 系统的比较 2PSK 与 2DPSK 信号带宽均为 $2f_b$; 当输入端信噪比 r 增大时,误码率均下降;检测这两种信号时,判决器均可工作在最佳门限电平(零电平);2DPSK 系统的抗噪声性能不及 2PSK 系统;2PSK 系统存在“反向工作”问题,而 2DPSK

系统不存在。因此在实际应用中,真正作为传输用的数字调相信号几乎都是 DPSK 信号。

4. 二进制数字调制系统的性能比较

传输带宽 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK)系统信号传输带宽相同,均为 $2f_b$; 2FSK 系统信号传输宽度频带宽 $|f_1 - f_2| + 2f_b$, 大于 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK)系统的频带宽度。

频带利用率 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK)系统频带利用率均为 $\frac{1}{2}$ (Baud/Hz), 2FSK 的系统频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{f_b}{2f_b + |f_1 - f_2|} \text{ (Baud/Hz)} \quad (5-20)$$

误码率计算条件 一是接收机输入端出现的噪声是均值为 0 的高斯白噪声; 二是未考虑码间串扰的影响, 采用瞬时抽样判决; 三是所有计算误码率的公式都仅是 r 的函数。其中, $r = a^2 / 2\sigma_n^2$ 是解调器输入端的信号噪声功率比; 而 2ASK 系统误码率公式中 $r = a^2 / 2\sigma_n^2$ 表示发“1”时的信噪比, 在 2FSK、2PSK 和 2DPSK 系统中发送“0”和“1”的信噪比相同, 因此它也是平均信噪比。

二进制数字调制系统抗噪声性能比较 对于同一调制方式的不同检测方法, 相干检测的抗噪声性能优于非相干检测。但是, 随着信噪比 r 的增大, 相干误码性能与非相干误码性能的相对差别越不明显。在相同误码率条件下, 对信噪比 r 的要求是: 2PSK 比 2FSK 小 3dB, 2FSK 比 2ASK 小 3dB; 非相干检测时, 在相同误码率条件下, 对信噪比 r 的要求是: 2DPSK 比 2FSK 小 3dB, 2FSK 比 2ASK 小 3dB。反过来, 若信噪比 r 一定, 2PSK 系统的误码率低于 2FSK 系统, 2FSK 系统的误码率低于 2ASK 系统。因此, 从抗加性白噪声性能方面讲, 相干 2PSK 最好, 2FSK 次之, 2ASK 最差。

对信道特性变化的敏感性 信道特性变化的灵敏度对最佳判决门限有一定的影响。在 $P(0) = P(1) = 1/2$ 时, 2FSK 和 2PSK 判决门限不随信道特性的变化而变化, 接收机总能工作在最佳判决门限状态。对于 2ASK 系统, 接收机不容易保持在最佳判决门限状态, 误码率将会增大。当信道有严重衰落时, 通常采用非相干解调或差分相干解调。当发射机有严格的功率限制时, 可以考虑采用相干解调。

5. 多进制数字调制

与二进制数字调制相比多进制数字调制的优势 在码元速率(传码率)相同的条件下, 可以提高信息速率(传信率), 使系统频带利用率增大; 码元速率相同时, M 进制数字传输系统的信息速率是二进制的 $\log_2 M$ 倍; 在信息速率相同条件下, 可以降低码元速率, 以提高传输的可靠性, 减小码间串扰的影响等。

多进制幅移键控(MASK) 在一个码元期间 T_b 内, 发送其中一种幅度的载波信号。其功率谱是 $(M-1)$ 个 2ASK 信号的功率谱之和, 因而具有与 2ASK 功率谱相似的形式。MASK 信号的带宽为 $B_{\text{MASK}} = 2f_b$, 如果以信息速率来考虑频带利用率 η , 则按定义得

$$\eta = \frac{k f_b}{B_{\text{MASK}}} = \frac{k f_b}{2 f_b} = \frac{k}{2} \quad (5-21)$$

若 M 个幅值出现的概率相等,并采用相关解调法和最佳判决门限电平,则可以证明其误码率为

$$P_e = \left(\frac{M-1}{M} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3r}{M^2-1}} \right) \quad (5-22)$$

多进制频移键控(MFSK) 利用 M 个不同的载波频率代表 M 种数字信息,其中 $M=2^k$ 。键控法产生的 MFSK 信号,可以看作由 M 个幅度相同、载频不同、时间上互不重叠的 2ASK 信号叠加的结果。因此,MFSK 信号的带宽为 $B_{\text{MFSK}} = |f_M - f_1| + 2f_b$,其功率谱图如图 5-14 所示。

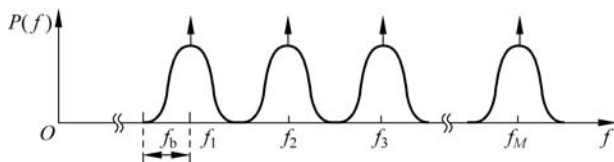


图 5-14 MFSK 信号的功率谱

若相邻载频之差等于 $2f_b$,即相邻频率的功率谱主瓣刚好互不重叠,这时 MFSK 信号的带宽及频带利用率分别为

$$B_{\text{MFSK}} = 2Mf_b \quad (5-23)$$

$$\eta_{\text{MFSK}} = \frac{k f_b}{B_{\text{MFSK}}} = \frac{k}{2M} = \frac{\log_2 M}{2M} \quad (5-24)$$

可以证明,MFSK 信号采用非相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \left(\frac{M-1}{2} \right) e^{-r/2} \quad (5-25)$$

采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \left(\frac{M-1}{2} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2}) \quad (5-26)$$

MFSK 系统的主要缺点是信号频带宽,频带利用率低,但是其抗衰落和时延变化特性好。因此,MFSK 多用于调制速率较低及多径延时比较严重的信道,如短波信道等。

多进制绝对相移键控(MPSK) 利用载波的多种不同相位状态来表征数字信息的调制方式。MPSK 信号可以看成是两个正交载波分别进行多进制幅移键控,也就是两个载波相互正交的 MASK 信号的叠加。因此,MPSK 信号的频带宽度应与 MASK 时的相同,即

$$B_{\text{MPSK}} = B_{\text{MASK}} = 2f_b \quad (5-27)$$

可以证明,QPSK 信号采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \operatorname{erfc} \left(\sqrt{r} \sin \frac{\pi}{4} \right) \quad (5-28)$$

多进制差分相移键控(MDPSK)与 2PSK 和 2DPSK 关系类似,与 MPSK 对应的是 MDPSK。为了便于分析和比较,这里以 4DPSK(也就是 QDPSK)为例进行讨论。与 2DPSK 信号的产生相类似,在 QPSK 的基础上加了码变换器,就可形成 QDPSK 信号。解调可以采用相干解调码反变换器方式(极性比较法),也可采用差分相干解调(相位比较法)。

可以证明,QDPSK 信号采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{2r} \sin \frac{\pi}{8}\right) \quad (5-29)$$

其中, r 为信噪比。

多进制相移键控是一种频带利用率较高的传输方式,再加上其有较好的抗噪声性能,因而得到广泛的应用。但是 MDPSK 比 MPSK 用得更广泛一些。

6. 现代数字调制技术

正交振幅调制(QAM) 用两路独立的基带信号对两个相互正交的同频载波进行抑制载波双边带调幅,实现两路并行的数字信息的传输。如果某一方向载波可以用电平数 m 进行调制,则相互正交的两个载波能够表示信号的 $M(M=m^2)$ 个状态。QAM 调制方式通常可以表示为二进制 QAM(4QAM)、四进制 QAM(16QAM)、八进制 QAM(64QAM)等。对于 4QAM,当两路信号幅度相等时,其产生、解调、性能及相位矢量均与 4PSK 相同。对于相同状态数的多进制数字调制,QAM 抗噪性能优于 PSK,而这类调制性能描述通常用相邻矢量端点的距离来表示,例如:

$$\left. \begin{aligned} d_{16\text{PSK}} &= 2A \cdot \sin \frac{\pi}{16} \approx 0.39A \\ d_{16\text{QAM}} &= \frac{\sqrt{2}A}{3} \approx 0.47A \end{aligned} \right\} \quad (5-30)$$

式(5-30)说明在最大功率(振幅)相等的条件下,16QAM 抗噪性能优于 16PSK。

最小频移键控(MSK) MSK 是一种能够产生恒定包络、连续相位的数字频移键控技术。在码元转换时刻信号的相位是连续的;信号的频率偏移严格等于 $\pm T_b/4$;在一个码元期间内,信号包括 $1/4$ 载波周期的整数倍;信号相位在一个码元期间内准确地线性变化 $\pm \pi/2$ 。如果基带信号先经过高斯滤波器滤波,再进行 MSK 调制就能够产生 GMSK 信号,是一种在移动通信中得到广泛应用的恒包络调制方法。

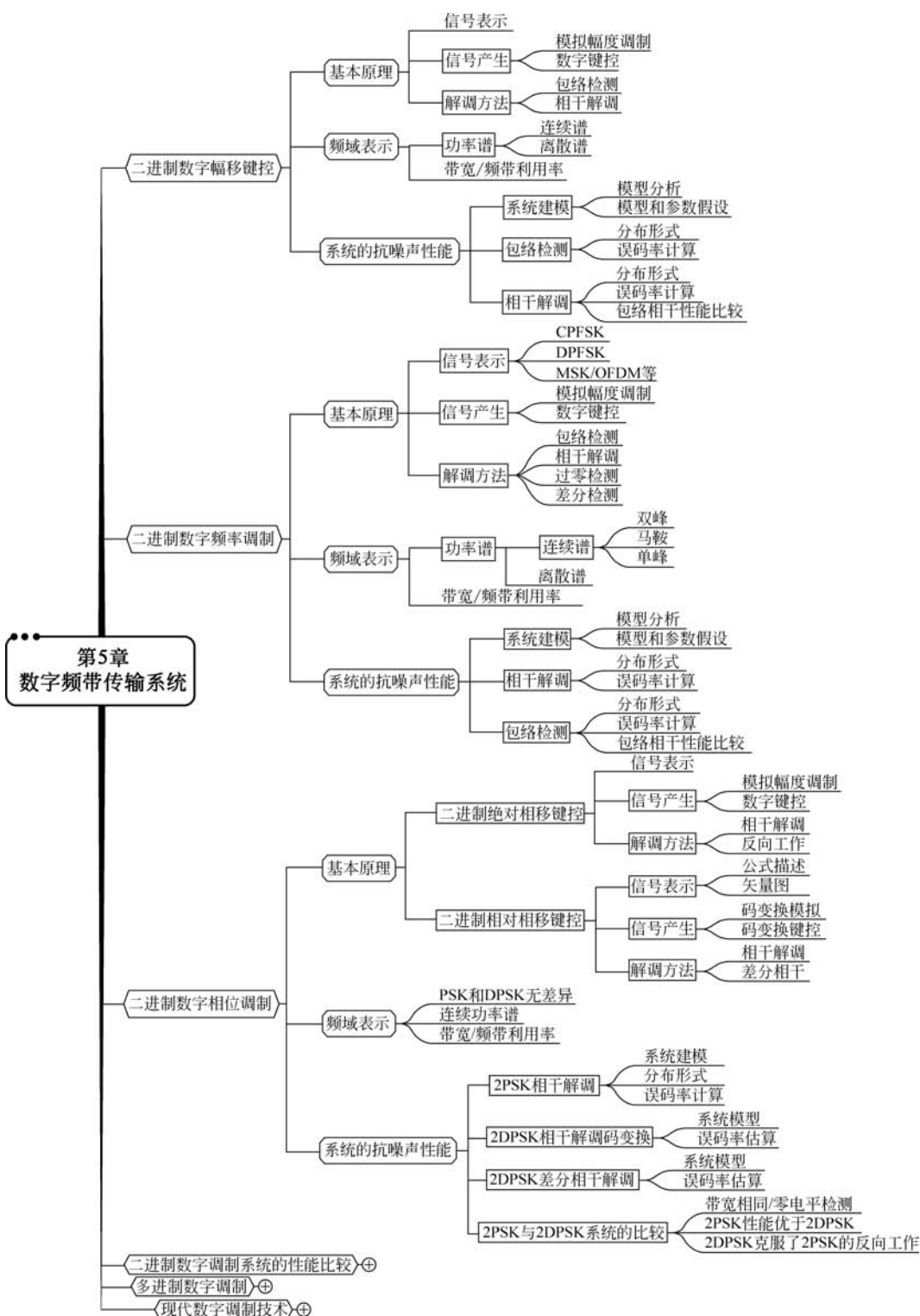
正交频分复用(OFDM) 为了提高频谱利用率,OFDM 方式中各子载波频谱有 $1/2$ 重叠,但保持相互正交。通常利用离散傅里叶(反)变换来实现 OFDM 信号的产生与解调。在忽略旁瓣的功率的情况下,OFDM 信号的频谱宽带为

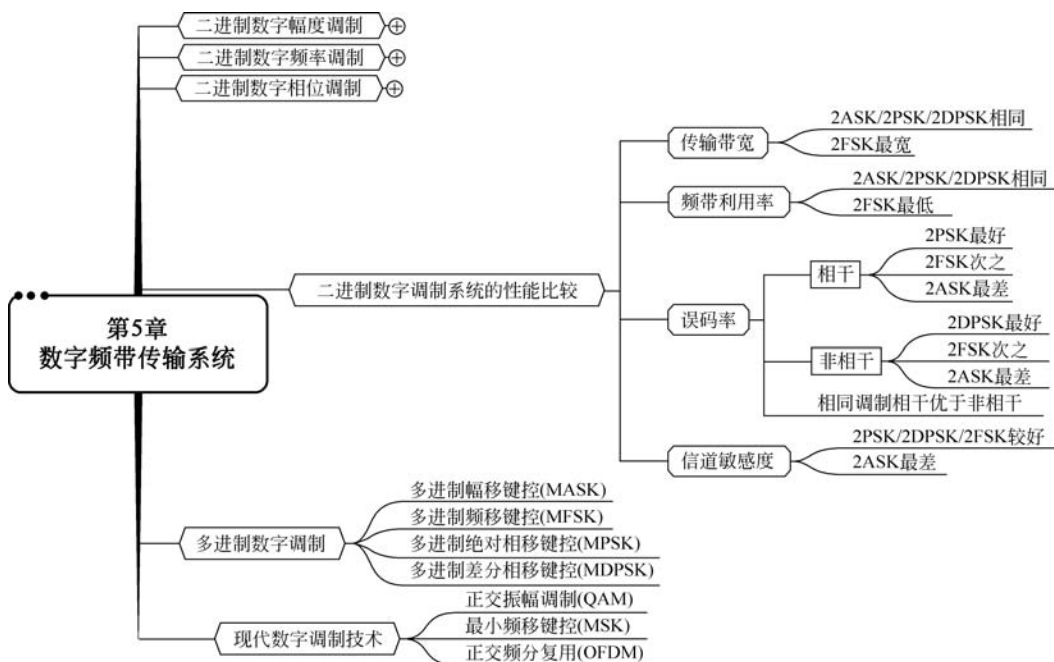
$$B_{\text{OFDM}} = (N-1) \frac{1}{T_b} + \frac{2}{T_b} = \frac{N+1}{T_b} \quad (5-31)$$

频带利用率为

$$\eta_{\text{OFDM}} = \frac{R_B}{B_{\text{OFDM}}} = \frac{N}{N+1} \approx 1 \quad (5-32)$$

5.3 知识体系





5.4 思考题解答

5-1 数字调制系统与数字基带传输系统有哪些异同点?

答: 数字基带信号中包含丰富的低频分量, 为了使数字信号在带通信道中传输, 必须用数字基带信号对载波进行调制, 以使信号与信道的特性相匹配, 因此, 两者的重要差异就在于是否对数字信号进行调制。与之相对应地, 在接收端通过解调器把数字频带信号还原成数字基带信号的过程称为数字解调。

5-2 什么是 2ASK 调制? 2ASK 信号调制和解调方式有哪些? 简述其工作原理。

答: 2ASK 是利用代表数字信息“0”或“1”的基带矩形脉冲去键控一个连续的载波, 使载波时断时续地输出, 因此, 被称为二进制幅移键控(2 Amplitude Shift Keying, 2ASK), 也被称为开关键控或者通断键控(On Off Keying, OOK)。

调制的实现方式包括模拟幅度调制方法和键控方法, 具体实现过程如图 5-15 所示。

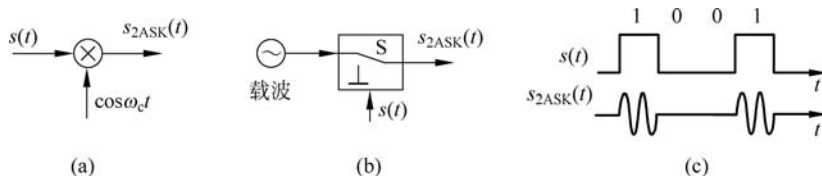


图 5-15 2ASK 信号产生方法及波形

解调的方法主要包括包络检波法和相干检测法, 具体实现过程如图 5-16 所示。

5-3 2ASK 信号的功率谱有什么特点?

答: 2ASK 信号的功率谱由连续谱和离散谱两部分组成。其中, 连续谱取决于数字基带信号 $s(t)$ 经线性调制后的双边带谱, 而离散谱则由载波分量确定。

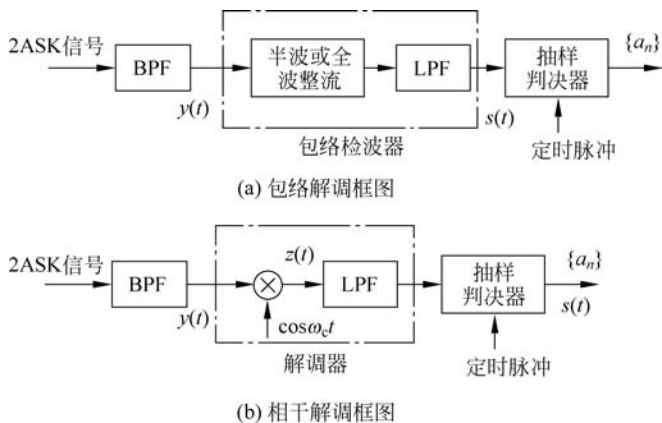


图 5-16 2ASK 解调框图

5-4 试比较相干解调 2ASK 系统和包络解调 2ASK 系统的性能及特点。

答：在相同信噪比情况下，2ASK 信号相干解调时的误码率总是低于包络检波时的误码率，即相干解调 2ASK 系统的抗噪声性能优于非相干解调系统。然而，包络检波解调不需要稳定的本地相干载波，故在电路上要比相干解调简单得多。但是，包络检波法存在门限效应，同步检测法无门限效应。所以，一般而言，对 2ASK 系统，大信噪比条件下使用包络检测，即非相干解调，而小信噪比条件下使用相干解调。

5-5 什么是 2FSK 调制？2FSK 信号调制和解调方式有哪些？其工作原理如何？

答：二进制数字频率调制又称为频移键控(2 Frequency Shift Keying, 2FSK)，它是一种出现较早的数字调制方式，由于 2FSK 调制幅度不变，因此，它的抗衰落和抗噪声性能均优于 2ASK，被广泛应用于中、低速数据传输系统中。

从原理上讲，数字调频可用模拟调频法实现，也可用键控法实现。模拟调频法是利用一个矩形脉冲序列对一个载波进行调频。2FSK 键控法则是利用受矩形脉冲序列控制的开关电路，对两个不同的独立频率源进行选通。2FSK 信号产生方法及波形如图 5-17 所示。

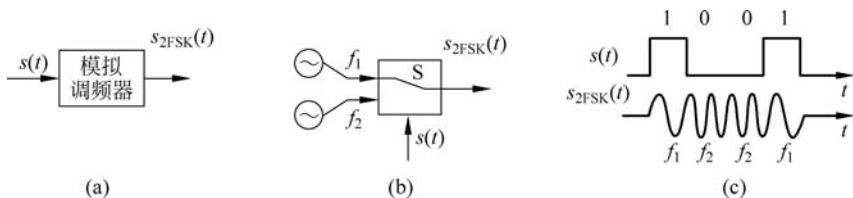


图 5-17 2FSK 信号产生方法及波形

2FSK 信号的解调方法很多，如鉴频法、包络检波法、相干检测法、过零检测法、差分检测法等。

5-6 画出频率键控法产生 2FSK 信号和包络检测法解调 2FSK 信号时系统的原理框图。

答：频率键控法产生 2FSK 信号和包络检测法解调 2FSK 信号的原理如图 5-18 所示。

5-7 2FSK 信号的功率谱有什么特点？

答：(1) 2FSK 信号的功率谱由离散谱和连续谱两部分组成。连续谱由两个双边谱叠加而成，而离散谱出现在两个载频位置上，这表明 2FSK 信号中含有载波 f_1 、 f_2 的分量。

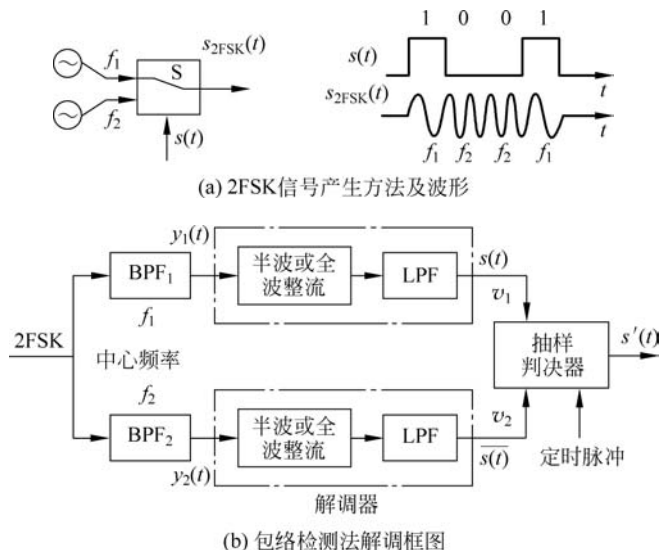


图 5-18 2FSK 信号产生与解调框图

(2) 连续谱的形状随着 $|f_2 - f_1|$ 的大小而异, 将出现双峰、马鞍和单峰等形状。

5-8 试比较相干解调 2FSK 系统和包络解调 2FSK 系统的性能和特点。

答: 将相干解调与包络(非相干)解调系统误码率进行比较, 可得如下特点。

(1) 在输入信号信噪比 r 一定时, 相干解调的误码率小于非相干解调的误码率; 当系统的误码率一定时, 相干解调比非相干解调对输入信号的信噪比要求低。所以, 相干解调 2FSK 系统的抗噪声性能优于非相干解调的包络检测。但是, 当输入信号的信噪比 r 很大时, 两者的相对差别不是很明显。

(2) 相干解调需要插入两个与发送端载波同频同相的本地载波(相干载波), 对系统要求较高。包络检测无须本地载波。一般而言, 大信噪比情况下常用包络检测法, 小信噪比情况下才用相干解调法, 这与 2ASK 的情况相似。

5-9 简述 FSK 过零检测法的工作原理。

答: 单位时间内信号经过零点的次数, 可以用来衡量信号频率的高低。2FSK 信号的过零点次数与载频有关, 因此得出过零点次数, 就可以得到相关频率的参数, 这就是过零检测法的基本思想。为此得到过零检测法框图及各点波形, 如图 5-19 所示。

从图 5-19 可以看到, 2FSK 输入信号经放大限幅后产生矩形脉冲序列, 通过微分及全波整流形成与频率变化相应的尖脉冲序列, 这个序列就代表着调频波的过零点。尖脉冲触发一宽脉冲发生器(如单稳态电路等), 变换成具有一定宽度的矩形波, 该矩形波的直流分量代表信号的频率, 脉冲越密, 直流分量越大, 反映输入信号的频率越高。经低通滤波器就可得到脉冲波的直流分量。这样就完成了频率到幅度变换, 从而再根据直流分量幅度上的区别还原出数字信号“1”和“0”。

5-10 推导并描述 FSK 差分解调法的工作原理。

答: 差分解调 2FSK 信号的原理框图如图 5-20 所示。输入信号经带通滤波器滤除带外无用信号后被分成两路, 一路直接送乘法器, 另一路经时延 τ 后送乘法器, 相乘后再经低通滤波器去除高频成分即可提取基带信号。

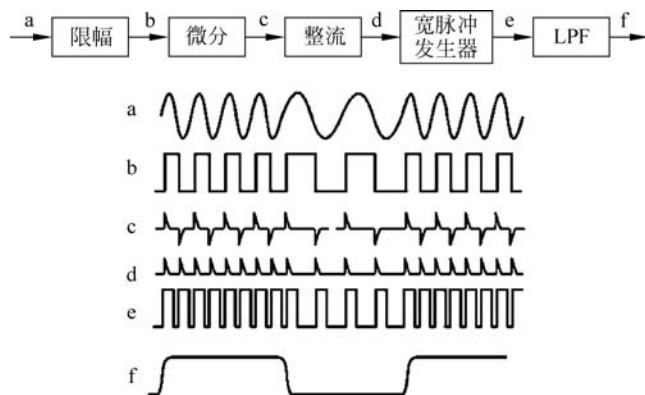


图 5-19 过零检测法框图及各点波形

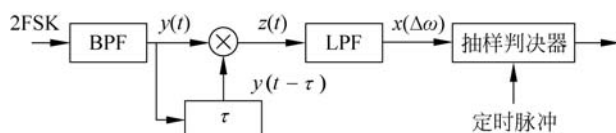


图 5-20 差分解调 2FSK 信号的原理框图

具体解调原理如下。

将 2FSK 信号表示为 $A \cos(\omega_c + \Delta\omega)t$, 则角频率频移 $\Delta\omega$ 包含数字基带信息, 因此

$$\begin{cases} y(t) = A \cos(\omega_c + \Delta\omega)t \\ y(t - \tau) = A \cos(\omega_c + \Delta\omega)(t - \tau) \end{cases}$$

乘法器输出为

$$\begin{aligned} z(t) &= y(t) \cdot y(t - \tau) \\ &= A \cos(\omega_c + \Delta\omega)t \cdot A \cos(\omega_c + \Delta\omega)(t - \tau) \\ &= \frac{A^2}{2} \cos(\omega_c + \Delta\omega)\tau + \frac{A^2}{2} \cos[2(\omega_c + \Delta\omega)t - (\omega_c + \Delta\omega)\tau] \end{aligned}$$

经低通滤波器去除高频分量, 得到输出为

$$x(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_c + \Delta\omega)\tau = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_c \tau + \Delta\omega \tau)$$

可见, $x(t)$ 与 t 无关, 且是角频偏 $\Delta\omega$ 的函数。若取 $\omega_c \tau = \pi/2$, 则

$$x(t) = -\frac{A^2}{2} \sin \Delta\omega \tau$$

通常 $\omega_c \gg \Delta\omega$, 因此, $\omega_c \tau = \frac{\pi}{2} \gg |\Delta\omega \tau|$, 即 $|\Delta\omega \tau| \ll 1$, 则

$$x(t) \approx -\frac{A^2}{2} \Delta\omega \tau$$

上式说明, 根据 $\Delta\omega$ 的极性不同, $x(t)$ 有不同的极性, 由此可以判决出基带信号。当 $\Delta\omega > 0$ 时, $x(t) < 0$, 则判断输出“0”; 当 $\Delta\omega \leq 0$ 时, $x(t) \geq 0$, 则判断输出“1”。当然也可以取 $\omega_c \tau = 3\pi/2$, 此时需要改变判决规则。

5-11 什么是绝对移相调制？什么是相对移相调制？它们之间有什么相同点和不同点？

答：根据载波相位表示数字信息的方式不同，数字调相又可以进一步分为绝对相移(PSK)和相对相移(DPSK)两种。

绝对相移是利用载波的相位(指初相)直接表示数字信号的相移键控方式。二进制相移键控中，通常用相位 0 和 π 分别表示“0”或“1”。

相对移相调制记作 2DPSK。2DPSK 不是利用载波相位的绝对数值传送数字信息，而是用前后码元的相对载波相位值传送数字信息。所谓相对载波相位是指本码元对应的载波相位与前一码元对应载波相位之差。

5-12 2PSK 信号、2DPSK 信号的调制和解调方式有哪些？试说明其工作原理。

答：2PSK 信号的调制框图如图 5-21 所示。产生 2PSK 信号的方法包括模拟调制法和键控法。

由于 2PSK 信号用载波相位表示数字信息，因此，只能采用相干解调的方法。

2DPSK 的产生方法：首先对数字信号进行差分编码，即由绝对码表示变为相对码(差分码)表示，然后再进行 2PSK 调制。

2DPSK 信号的解调有两种解调方式：一种是相干解调码变换法，又称为极性比较码变换法；另一种是差分相干解调。

5-13 画出 2DPSK 差分相干解调法的原理框图及波形图。

答：2DPSK 差分相干解调法的原理框图如图 5-22 所示。

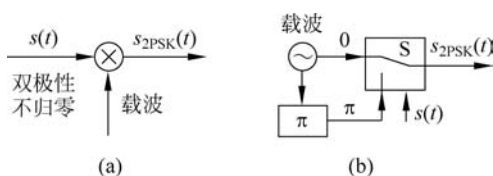


图 5-21 2PSK 调制器框图

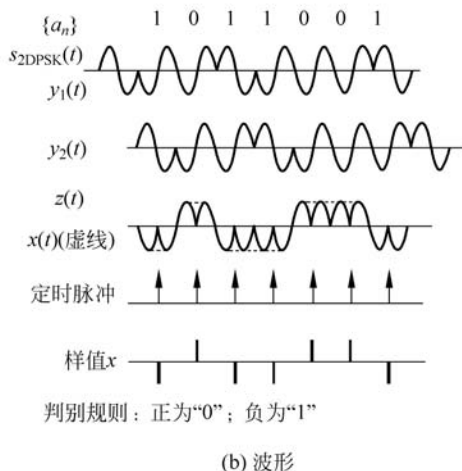
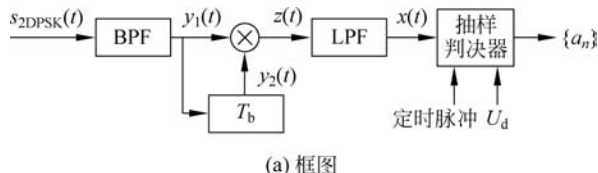


图 5-22 2DPSK 信号差分相干法解调框图及各点波形

5-14 2PSK、2DPSK 信号的功率谱有什么特点?

答: (1) 当双极性基带信号以相等的概率出现时, 2PSK 和 2DPSK 信号的功率谱仅由连续谱组成。

(2) 2PSK 和 2DPSK 的连续谱部分与 2ASK 信号的连续谱基本相同。因此, 2PSK 和 2DPSK 的带宽、频带利用率也与 2ASK 信号的相同。

5-15 试比较 2ASK 信号、2FSK 信号、2PSK 信号和 2DPSK 信号的功率谱密度和带宽之间的相同点与不同点。

答: (1) 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK) 系统信号传输带宽相同, 均为 $2f_b$ 。

(2) 2FSK 系统信号传输频带宽度为 $|f_2 - f_1| + 2f_b$, 大于 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK) 系统的频带宽度。

5-16 试比较 2ASK 信号、2FSK 信号、2PSK 信号和 2DPSK 信号的抗噪声性能。

答: (1) 同一调制方式不同检测方法的比较。

对于同一调制方式不同检测方法, 相干检测的抗噪声性能优于非相干检测。但是, 随着信噪比 r 增大, 相干误码性能与非相干误码性能的相对差别越不明显。

(2) 同一检测方法不同调制方式的比较。

相干检测时, 在相同误码率条件下, 对信噪比 r 的要求是: 2PSK 比 2FSK 小 3dB, 2FSK 比 2ASK 小 3dB; 非相干检测时, 在相同误码率条件下, 对信噪比 r 的要求是: 2DPSK 比 2FSK 小 3dB, 2FSK 比 2ASK 小 3dB。反过来, 若信噪比 r 一定, 2PSK 系统的误码率低于 2FSK 系统, 2FSK 系统的误码率低于 2ASK 系统。因此, 从抗加性白噪声性能上讲, 相干 2PSK 最好, 2FSK 次之, 2ASK 最差。

5-17 简述 2ASK、2FSK 和 2PSK 三种调制方式各自的主要优点和缺点。

答: (1) 2ASK 和 2PSK 传输带宽及频带利用率一样, 比 2FSK 系统好。

(2) 2FSK 和 2PSK 的可靠性优于 2ASK。

(3) 2ASK 对信道特性变化敏感, 2FSK 和 2PSK 好一些。

5-18 简述多进制数字调制的原理, 与二进制数字调制比较, 多进制数字调制有哪些优点。

答: 对于一个码元而言, 多进制包含的信息量要多于二进制, 因此, 多进制数字调制有以下特点。

(1) 在码元速率(传码率)相同的条件下, 可以提高信息速率(传信率), 使系统频带利用率增大。码元速率相同时, M 进制数字传输系统的信息速率是二进制的 $\log_2 M$ 倍。

(2) 在信息速率相同的条件下, 可以降低码元速率, 从而提高传输的可靠性, 减小码间串扰的影响等。

5-19 画出 4PSK(B 方式) 系统的原理框图, 并说明其工作原理。

答: (1) 相位选择法产生 4PSK 信号的框图如图 5-23 所示。



图 5-23 相位选择法产生 4PSK 信号(B 方式)框图

(2) 直接调相法。4PSK 信号也可以采用正交调制的方式产生,因此,4PSK 也被称为正交相移键控(QPSK),其实现框图如图 5-24 所示。

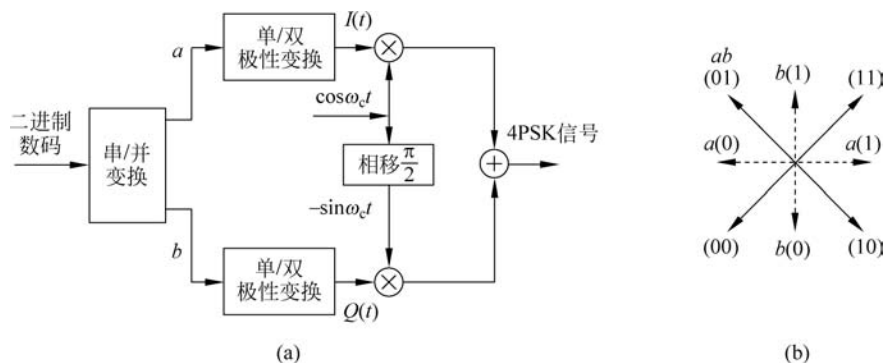


图 5-24 直接调相法产生 4PSK 信号框图

5-20 画出 4DPSK(A 方式)系统的原理框图,并说明其工作原理。

答: 在 QPSK 的基础上加码变换器,就可形成 QDPSK 信号。图 5-25 给出了 A 方式 QDPSK 信号产生的框图。

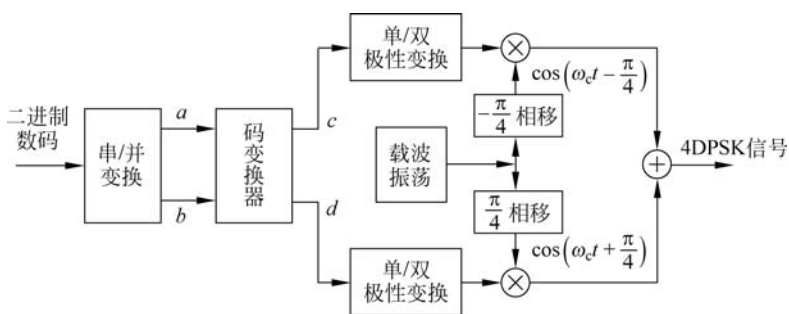
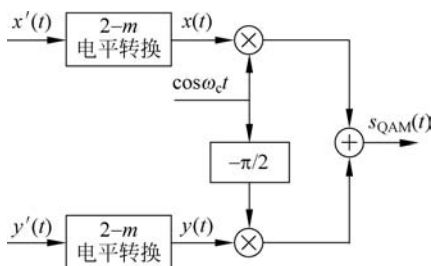


图 5-25 QDPSK 信号产生框图

设图 5-25 中的单/双极性变换的规律为 $0 \rightarrow +1$ 和 $1 \rightarrow -1$,码变换器将并行绝对码 a 、 b 转换为并行相对码 c 、 d 。

5-21 简述 QAM 的工作原理,并绘制产生和解调 QAM 信号的数学模型。

答: QAM 是用两路独立的基带信号对两个相互正交的同频载波进行抑制载波双边带调幅,实现两路并行的数字信息的传输,如果某一方向载波可以用电平数 m 进行调制,则相互正交的两个载波能够表示信号的 M 个状态,这里 $M=m^2$ 。因此,QAM 调制方式通常可以表示为二进制 QAM(4QAM)、四进制 QAM(16QAM)、八进制 QAM(64QAM)等。对于 4QAM,当两路信号幅度相等时,其产生、解调、性能及相位矢量均与 4PSK 相同。图 5-26 给出了产生多进制 QAM 信号的数学模型。



5-22 简述 MSK 的工作原理,并绘制产生和解调 MSK 信号的数学模型。

答：最小频移键控(Minimum Frequency Shift Keying, MSK)是一种能够产生恒定包络、连续相位的数字频移键控技术。由于 MSK 是 FSK 的一种正交调制,因此,其信号波形的相关系数等于零。利用三角公式进行处理展开,得

$$s_{\text{MSK}}(t) = A \left(\cos \frac{a_k \pi}{2T_b} t \cos \varphi_k \cos \omega_c t - \sin \frac{a_k \pi}{2T_b} t \cos \varphi_k \sin \omega_c t \right)$$

$$= I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t$$

其中, $I(t)$ 为同相分量; $Q(t)$ 为正交分量。 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 可以表示为

$$\begin{cases} I(t) = \cos \frac{a_k \pi}{2T_b} t \cos \varphi_k = \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos \varphi_k = a_1(t) \cos \frac{\pi t}{2T_b} \\ Q(t) = \sin \frac{a_k \pi}{2T_b} t \cos \varphi_k = a_k \sin \frac{\pi t}{2T_b} \cos \varphi_k = a_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T_b} \end{cases}$$

其中, $a_k = \pm 1$; $a_1(t) = \cos \varphi_k$; $a_Q(t) = a_k \cos \varphi_k$ 。

可以证明, $a_1(t)$ 和 $a_Q(t)$ 每 $2T_b$ 输出一对码元,其中 $a_1(t)$ 是数字序列 a_k 的差分编码 c_k 的奇数位输出, $a_Q(t)$ 是 c_k 的偶数位,并延时 T_b 的输出。具体 MSK 调制器原理如图 5-27 所示。

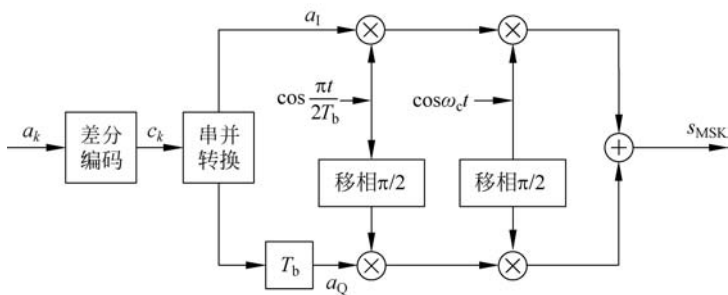


图 5-27 MSK 调制器原理框图

与产生过程相对应,MSK 解调器原理框图如图 5-28 所示。

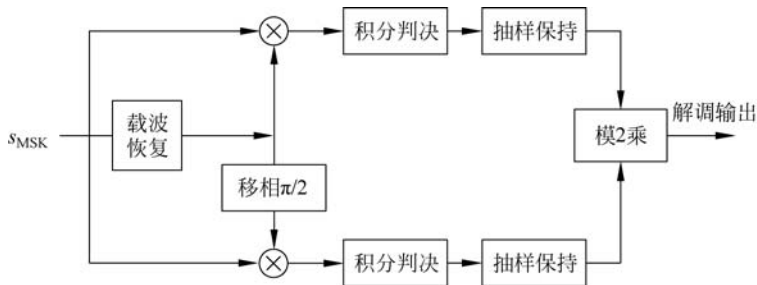


图 5-28 MSK 信号相干解调器原理框图

5-23 简述 OFDM 的工作原理,并绘制产生和解调 OFDM 信号的数学模型。

答：OFDM 是并行体制,它是将高速率的信息数据流经串/并变换,分割为若干路低速率并行数据流,然后每路低速率数据采用一个独立的载波调制,并叠加在一起构成发送信号;在接收端,用同样数量的载波对接收信号进行相干接收,获得低速率信息数据后,再通过并/串变换得到原来的高速信号,具体传输系统如图 5-29 所示。

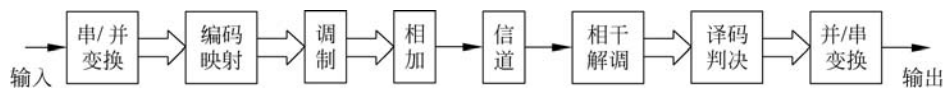


图 5-29 多载波传输系统

为了提高频谱利用率,OFDM 方式中各子载波频谱有 $1/2$ 重叠,但保持相互正交。具体实现过程如图 5-30 所示。

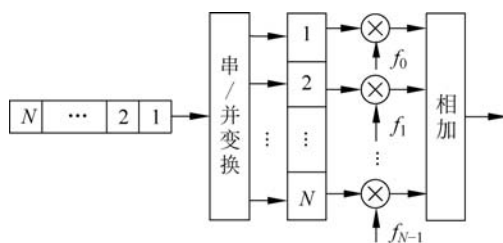


图 5-30 OFDM 调制原理示意图

在发射端, N 个待发送的串行数据经串/并变换后,得到周期为 T_b 的 N 路并行码,码型选用双极性 NRZ 矩形脉冲,经 N 个子载波分别对 N 路并行码进行调制,相加后得到波形。

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos \omega_k t$$

其中, B_k 为第 k 路并行码; ω_k 为第 k 路码的子载波角频率。

在接收端,对 $s_m(t)$ 用频率 $f_k (k=0,1,\dots,N-1)$ 的正弦载波在 $[0, T_b]$ 进行相关运算,就可得到各子载波携带的信息 B_k ,然后通过并/串变换,恢复出发送的二进制数据序列。解调原理示意图如图 5-31 所示。

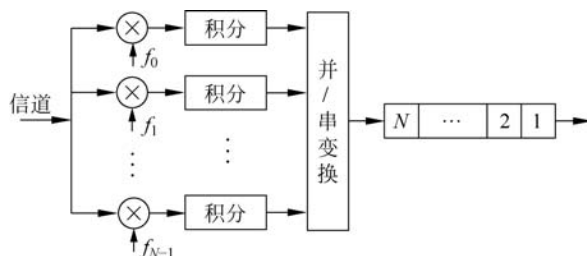


图 5-31 OFDM 解调原理示意图

利用 DFT 可以进一步简化系统,如图 5-32 所示。在发送端,输入的二进制数据序列先

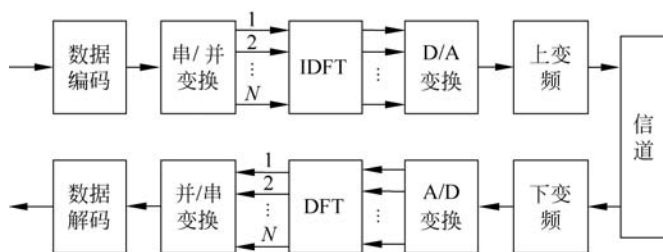


图 5-32 用 DFT 实现 OFDM 的原理示意图

进行串/并变换,得到 N 路并行码,再经 IDFT 变换得 OFDM 信号数据流各离散分量,送 D/A 变换形成双极性多电平方波,最后经上变频调制形成 OFDM 信号发送出去。在接收端,OFDM 信号的解调过程是其调制的逆过程,这里不再赘述。

5.5 习题详解

5-1 已知某 2ASK 系统的码元速率为 1200Baud,载频为 2400Hz,若发送的数字信息序列为 011011010,试画出 2ASK 信号的波形图,并计算其带宽。

解: 根据题意得,码元周期是载波周期的 2 倍,所以一个码元宽度包含两个载波,2ASK 信号的波形如图 5-33 所示。

对应系统带宽为

$$B_{2\text{ASK}} = 2f_b = 2400(\text{Hz})$$

5-2 已知 2ASK 系统的传码率为 1000Baud,调制载波为 $A \cos 140\pi \times 10^6 t$ 。

(1) 求该 2ASK 信号的频带宽度。

(2) 若采用相干解调器接收,请画出解调器中的带通滤波器和低通滤波器的传输函数幅频特性示意图。

解: (1) 根据题意可以求出 2ASK 信号的频带宽度为

$$B_{2\text{ASK}} = 2f_b = 2000(\text{Hz})$$

(2) 相干解调框图如图 5-34 所示。

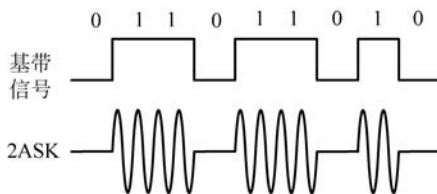


图 5-33 2ASK 波形

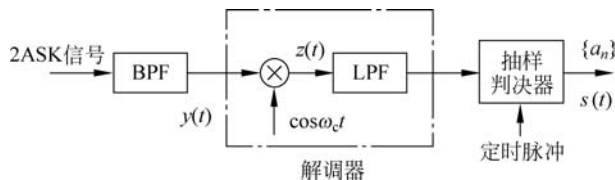


图 5-34 2ASK 相干解调框图

解调器中的带通滤波器为

$$H_{\text{BPF}}(f) = \begin{cases} K, & 69.999\text{MHz} \leq f \leq 70.001\text{MHz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

解调器中的低通滤波器为

$$H_{\text{LPF}}(f) = \begin{cases} K, & 0 \leq f \leq 1000\text{Hz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

它们的幅频特性分别如图 5-35 所示。

5-3 在 2ASK 系统中,已知码元速率 $R_B = 10^6$ Baud,信道噪声为加性高斯白噪声,其双边功率谱密度 $n_0/2 = 3 \times 10^{-14}$ W/Hz,接收端解调器输入信号的振幅 $a = 4\text{mV}$ 。

(1) 若采用相干解调,试求系统的误码率。

(2) 若采用非相干解调,试求系统的误码率。

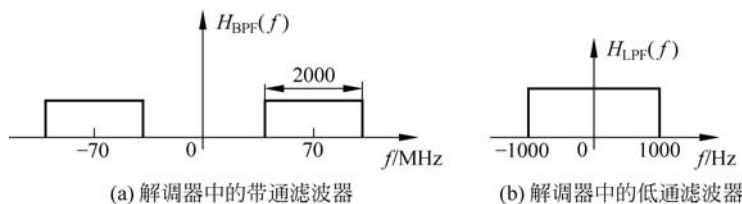


图 5-35 带通和低通滤波器的幅频特性曲线

解：根据题意可以得到 2ASK 信号带宽为

$$B_{2\text{ASK}} = 2f_b = 2 \times 10^6 \text{ (Hz)}$$

BPF 输出的噪声功率为

$$N_o = \sigma_n^2 = 2 \times \frac{n_0}{2} \times B_{2\text{ASK}} = 2 \times 3 \times 10^{-14} \times 2 \times 10^6 = 1.2 \times 10^{-7} \text{ (W)}$$

解调器输入信噪比为

$$r = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \frac{4^2 \times 10^{-6}}{2 \times 1.2 \times 10^{-7}} = 66.7$$

(1) 相干解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/4}) = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}} = \frac{1}{\sqrt{3.14 \times 66.7}} e^{-16.7} = 0.069 \times 5.588 \times 10^{-8} = 3.86 \times 10^{-9}$$

(2) 非相干解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4} = \frac{1}{2} \times 5.588 \times 10^{-8} = 2.79 \times 10^{-8}$$

5-4 2ASK 相干检测接收机输入平均信噪比为 9dB, 欲保持相同的误码率, 包络检测接收机输入的平均信噪比应为多大?

解：2ASK 相干检测接收机输入平均信噪比为 9dB 表明 $\rho=8 \Rightarrow r=16$, 则误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{r}}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{16}}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(2) = 2.34 \times 10^{-3}$$

要使包络检测达到此误码率, 则

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}} = 2.34 \times 10^{-3} \Rightarrow r = 21.46 \Rightarrow \rho = \frac{r}{2} = 10.73$$

因此, 包络检测接收机输入的平均信噪比为

$$10 \lg 10.73 = 10.31 \text{ dB}$$

5-5 2ASK 包络检测接收机输入端的平均信噪比 r 为 7dB, 输入端高斯白噪声的双边功率谱密度为 $2 \times 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$, 码元速率为 50Baud, 设“0”和“1”等概率出现。试计算最佳判决门限及系统的误码率。

解：平均信噪比为 7dB 表明 $\rho=5 \Rightarrow r=10$ 。

输入噪声的功率为

$$N_i = \sigma^2 = \frac{n_0}{2} \times 2 \times 2 \times 50 = 4 \times 10^{-12} \text{ (W)}$$

因此, $a = \sqrt{2\sigma^2 r} = 8.94 \mu\text{V}$, 则最佳判决门限为

$$b^* = a/2 = 4.47\mu\text{V}$$

系统误码率为

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{r}}{2}\right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}} = 0.0064 + \frac{1}{2} \times 0.0821 = 0.04745$$

相干解调系统误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{r}}{2}\right) = 0.0127$$

5-6 已知某 2FSK 系统的码元传输速率为 1200Baud, 发“0”时载频为 2400Hz, 发“1”时载频为 4800Hz, 若发送的数字信息序列为 011011010, 试画出 2FSK 信号波形图, 并计算其带宽。

解: 根据题意得, 码元周期是发“0”时载波周期的 2 倍, 是发“1”时载波周期的 4 倍, 所以一个码元宽度包含 2 个载波和 4 个载波, 形成波形如图 5-36 所示。

2FSK 信号的带宽为

$$B_{2\text{FSK}} = |f_1 - f_2| + 2f_b = |4800 - 2400| + 2 \times 1200 = 4800(\text{Hz})$$

5-7 设某 2FSK 调制系统的码元速率为 1000Baud, 已调信号的载频为 1000Hz 或 2000Hz。

(1) 若发送数字信息为 011010, 试画出相应的 2FSK 信号波形。

(2) 试讨论这时的 2FSK 信号, 应选择怎样的解调器解调。

(3) 若发送数字信息是等可能的, 试画出它们的功率谱密度草图。

解: (1) 根据题意得, 码元周期是发“0”时载波周期的 1 倍, 是发“1”时载波周期的 2 倍, 所以一个码元宽度包含 1 个载波和 2 个载波, 形成波形如图 5-37 所示。

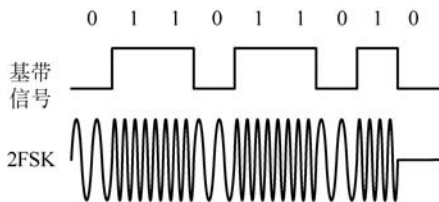


图 5-36 2FSK 波形

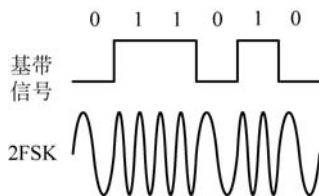


图 5-37 2FSK 波形

(2) 由于两种 2FSK 载频的频差 $\Delta f = |f_1 - f_2| = 1000\text{Hz} = R_b$ 较小, 2FSK 信号的频谱重叠部分较多, 因此采用非相干解调时上下两个支路的串扰较大, 使得解调性能下降。另外, 2FSK 信号的相干解调差频会产生 1000Hz 分量, 正好在 LPF 边缘, 影响正确判决, 所以, 本题最好解调法是过零点检测法。

(3) 由于 $|f_2 - f_1| = f_b$, 因此功率谱密度如图 5-38 所示。

5-8 某 2FSK 系统的传码率为 $2 \times 10^6\text{Baud}$, “1”码和“0”码对应的载波频率分别为 $f_1 = 10\text{MHz}$, $f_2 = 15\text{MHz}$ 。

(1) 请问相干解调器中的两个带通滤波器及两个低通滤波器应具有怎样的幅频特性? 画出示意图

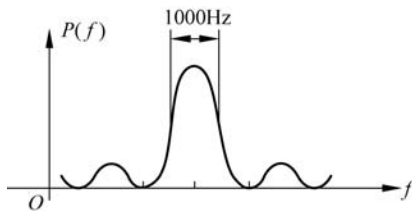


图 5-38 2FSK 的功率谱

说明。

(2) 试求该 2FSK 信号占用的频带宽度。

解: (1) 两个带通滤波器的中心频率为 $f_1 = 10\text{MHz}$, $f_2 = 15\text{MHz}$, 带宽为 4MHz , 所以滤波器可以表示为

$$H_1(f) = \begin{cases} K, & 8\text{MHz} \leq f \leq 12\text{MHz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad H_2(f) = \begin{cases} K, & 13\text{MHz} \leq f \leq 17\text{MHz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$$H_{\text{LPF}}(f) = \begin{cases} K, & 0 \leq f \leq 2\text{MHz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

对应带通滤波器和低通滤波器分别如图 5-39 所示。

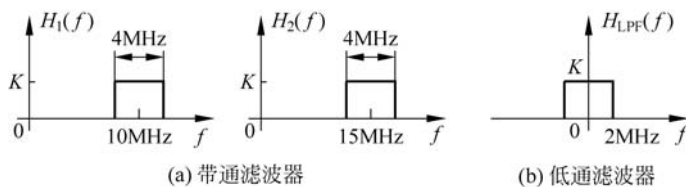


图 5-39 相干解调器中的带通滤波器和低通滤波器

(2) 该 2FSK 信号占用的频带宽度为

$$B_{2\text{FSK}} = |f_1 - f_2| + 2f_b = |15 - 10| + 2 \times 2 = 9(\text{MHz})$$

5-9 在 2FSK 系统中, 码元速率 $R_B = 0.2\text{MBaud}$, 发送“1”符号的频率 $f_1 = 1.25\text{MHz}$, 发送“0”符号的频率 $f_2 = 0.85\text{MHz}$, 且发送概率相等。若信道噪声加性高斯白噪声的双边功率谱密度 $n_0/2 = 10^{-12}\text{W/Hz}$, 解调器输入信号振幅 $a = 4\text{mV}$ 。

(1) 试求 2FSK 信号频带宽度。

(2) 若采用相干解调, 试求系统的误码率。

(3) 若采用非相干解调, 试求系统的误码率。

解: (1) 2FSK 信号的第一零点带宽为

$$B_{\text{FSK}} = |f_1 - f_2| + 2f_b = |1.25 - 0.85| + 2 \times 0.2 = 0.8(\text{MHz})$$

(2) 上下支路接收系统的带宽为

$$B = 2f_b = 0.4\text{MHz}$$

输入端噪声功率为

$$\sigma^2 = \frac{n_0}{2} \times 2 \times B = 2 \times 10^{-12} \times 0.4 \times 10^6 = 0.8 \times 10^{-6}(\text{W})$$

输入信噪比为

$$r = \frac{a^2}{2\sigma^2} = \frac{(4 \times 10^{-3})^2}{2 \times 0.8 \times 10^{-6}} = 10$$

相干解调时, 系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{5}) = \frac{1}{2} \times [1 - \text{erf}(2.236)]$$

$$= 0.5 \times [1 - 0.99839] = 8 \times 10^{-4}$$

(3) 非相干解调时,系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}} = \frac{1}{2}e^{-5} = 0.003\ 37$$

5-10 已知数字信息为 1101001,并设码元宽度是载波周期的两倍,试画出绝对码、相对码、2PSK 信号、2DPSK 信号的波形。

解: 码元宽度是载波周期的两倍,因此,1 个码元周期对应 2 个周期的载波,具体波形如图 5-40 所示。

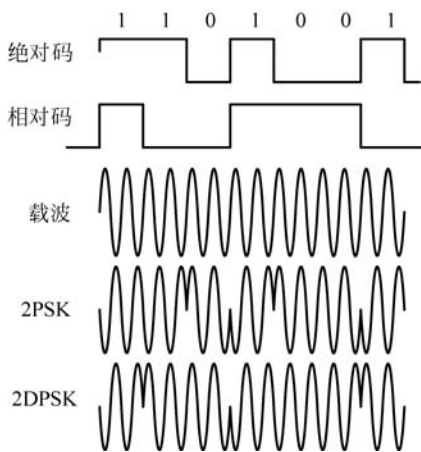


图 5-40 相移键控调制和已调信号波形

5-11 设某相移键控信号的波形如图 5-41 所示。

- (1) 若此信号是绝对相移信号,它所对应的二进制数字序列是什么?
- (2) 若此信号是相对相移信号,且已知相邻相位差为 0 时对应“1”码元,相位差为 π 时对应“0”码元,则它所对应的二进制数字序列又是什么?

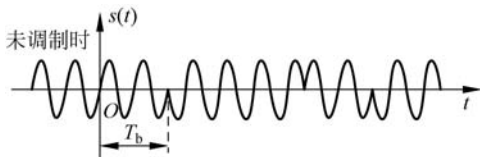


图 5-41 已调信号波形

解: 根据题意可以得到如下结论。

- (1) 绝对相移对应的调制信号为 01101。
- (2) 相对相移对应的调制信号为 10100。

5-12 若载频为 2400Hz,码元速率为 1200Baud,发送的数字信息序列为 010110,试画出 $\Delta\varphi_n = 270^\circ$ 代表“0”码、 $\Delta\varphi_n = 90^\circ$ 代表“1”码的 2DPSK 信号波形(注: $\Delta\varphi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$)。

解: 根据题意得,码元宽度是载波周期的 2 倍,因此,1 个码元周期对应 2 个周期的载波。根据相位关系可以得到已调信号的相位如表 5-1 所示,波形如图 5-42 所示。

表 5-1 已调信号的相位

初相	0	1	0	1	1	0
0	270°	0°	270°	0°	90°	0°

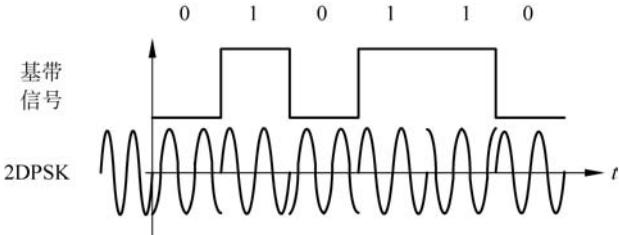


图 5-42 2DPSK 信号波形

5-13 设发送的二进制绝对信息为 1001100101,采用 2DPSK 方式传输。已知码元速率为 1200Baud,载频为 3600Hz。

- (1) 试构成一种 2DPSK 信号调制器,并画出 2DPSK 信号时间波形。
- (2) 若采用差分相干解调方式进行解调,试画出各点时间波形。

解: (1) 根据题意可以绘制出 2DPSK 信号调制器框图,以及 2DPSK 信号波形,如图 5-43 所示。

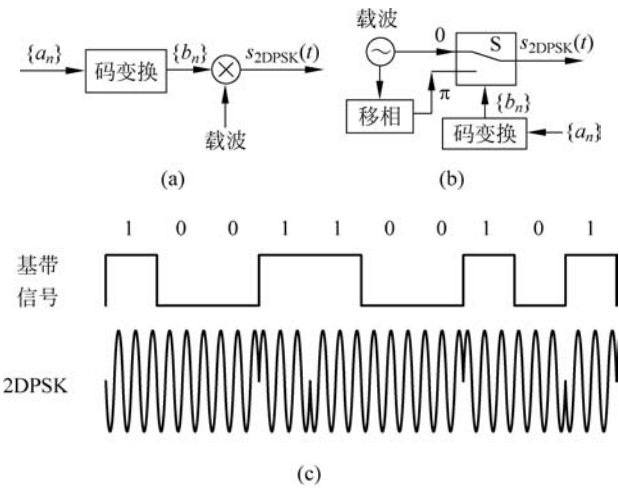


图 5-43 2DPSK 的 2 种调制方式和波形

(2) 差分相干解调方式进行解调框图如图 5-44 所示,各点时间波形如图 5-45 所示。

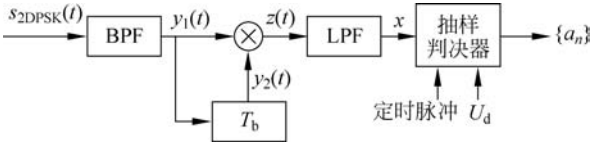


图 5-44 差分相干解调方式进行解调框图

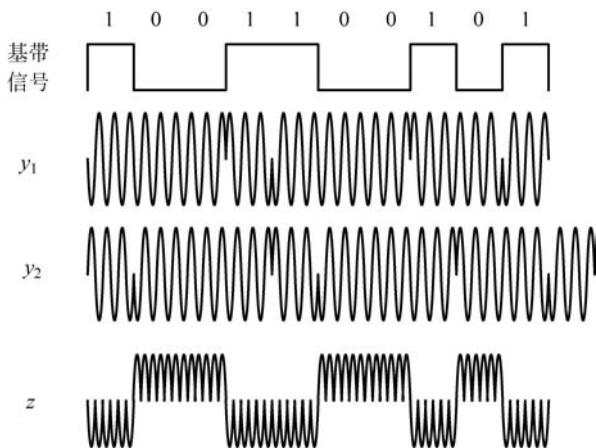


图 5-45 各点对应波形

5-14 在二进制数字调制系统中, 设解调器输入信噪比 $r=7\text{dB}$ 。试求相干解调 2PSK、相干解调码变换 2DPSK 和差分相干 2DPSK 系统的误码率。

解: 根据题意可得, 信噪比 7dB 表明, 信噪比实际数值为 5, 则可以利用相关公式进行计算相干解调 2PSK 的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{5}) = \frac{1}{2} \times [1 - \operatorname{erf}(2.236)] = 0.5 \times (1 - 0.99839) = 8 \times 10^{-4}$$

相干解调码变换 2DPSK 的误码率为

$$P'_e = 2P_e = 1.6 \times 10^{-3}$$

差分相干 2DPSK 的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r} = 3.4 \times 10^{-3}$$

5-15 在二进制数字调制系统中, 已知码元速率 $R_B = 10^6 \text{ Baud}$, 接收机输入高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2 = 2 \times 10^{-16} \text{ W/Hz}$ 。若要求解调器输出误码率 $P_e \leq 10^{-4}$, 试求相干解调和非相干解调 2ASK、相干解调和非相干解调 2DPSK 及相干解调 2PSK 系统的输入信号功率。

解: 相干解调和非相干解调 2ASK 误码率计算公式为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/4}), \quad P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$$

相干解调和差分相干解调 2DPSK 误码率计算公式为

$$P_e = \operatorname{erfc}(\sqrt{r}), \quad P_e = \frac{1}{2} e^{-r}$$

相干解调 2PSK 系统误码率计算公式为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

输入端噪声功率为

$$\sigma^2 = \frac{n_0}{2} \times 2 \times B = 2 \times 2 \times 10^{-16} \times 2 \times 10^6 = 8 \times 10^{-10} (\text{W})$$

(1) 相干解调。

为了统一进行计算,令 $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{x}$, 对于 $P_e \leq 10^{-4}$, 则

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{x} = \frac{1}{2} \times (1 - \operatorname{erf} \sqrt{x}) \leq 10^{-4}$$

$\operatorname{erf} \sqrt{x} = 0.9998$ 可得 $\sqrt{x} \geq 2.63, x \geq 6.92$ 。

2ASK 的信噪比为

$$r = 4x = 27.68$$

输入信号功率为

$$S_i = r \times \sigma^2 = 27.68 \times 8 \times 10^{-10} = 221.4 \times 10^{-10} = 2.21 \times 10^{-8} (\text{W})$$

2PSK 信噪比为

$$r = x = 6.92$$

输入信号功率为

$$S_i = r \times \sigma^2 = 6.92 \times 8 \times 10^{-10} = 55 \times 10^{-10} = 5.50 \times 10^{-9} (\text{W})$$

2DPSK 相干解调的误码率为 $P_e = \operatorname{erfc} \sqrt{r}$, 经计算得 $r = 7.56$ 。

输入信号功率为

$$S_i = r \times \sigma^2 = 7.56 \times 8 \times 10^{-10} = 60.5 \times 10^{-10} = 6.05 \times 10^{-9} (\text{W})$$

(2) 非相干解调的其他解调方式。

为了统一进行计算,令 $P_e = \frac{1}{2} e^{-x}$, 对于 $P_e \leq 10^{-4}$, 则 $x \geq 8.5172$

2ASK 信噪比为

$$r = 4x = 34.07$$

输入信号功率为

$$S_i = r \times \sigma^2 = 34.07 \times 8 \times 10^{-10} = 273 \times 10^{-10} = 2.73 \times 10^{-8} (\text{W})$$

2DPSK 信噪比为

$$r = x = 8.51$$

输入信号功率为

$$S_i = r \times \sigma^2 = 8.51 \times 8 \times 10^{-10} = 6.88 \times 10^{-9} (\text{W})$$

5-16 四相调制系统输入的二进制码元速率为 2400Baud, 载波频率为 2400Hz, 试画出 4PSK(A 方式)信号波形图。

解: 4PSK 信号的 1 个码元周期, 包含 1 个载波: 00 输出 0° , 10 输出 90° , 11 输出 180° , 01 输出 270° 。因此, 可以得到如图 5-46 所示波形。

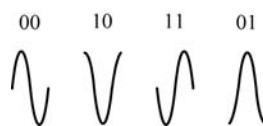


图 5-46 4PSK(A 方式)
对应信号波形

5-17 已知数字基带信号的信息速率为 2048kb/s, 请问分别采用 2PSK 方式及 4PSK 方式传输时所需的信道带宽为多少? 频带利用率为多少?

解: 若 $R_b = 2048 \text{ kb/s}$, 则 $R_{2B} = 2048 \text{ kB}$, $R_{4B} = 1024 \text{ kB}$ 。

对应带宽为

$$B_{2PSK} = \frac{2}{T_b} = 4096\text{kHz}, \quad B_{4PSK} = \frac{2}{T_b} = 2048\text{kHz}$$

对应频带利用率为

$$\eta_{2PSK} = \frac{R_{2B}}{B_{2PSK}} = \frac{2048}{4096} = \frac{1}{2} (\text{Baud/Hz}), \quad \eta_{4PSK} = \frac{R_{4B}}{B_{4PSK}} = \frac{1024}{2048} = \frac{1}{2} (\text{Baud/Hz})$$

如果按信息速率考虑频带利用率,则

$$\eta_{2PSK} = \frac{R_b}{B_{2PSK}} = \frac{2048}{4096} = \frac{1}{2} ((\text{b/s})/\text{Hz}), \quad \eta_{4PSK} = \frac{R_b}{B_{4PSK}} = \frac{2048}{2048} = 1 ((\text{b/s})/\text{Hz})$$

5-18 码元速率为 200Baud,试比较 8ASK、8FSK、8PSK 系统的带宽、信息速率及频带利用率。(设 8FSK 的频率配置使得功率谱主瓣刚好不重叠)

解: 根据题意可得, $R_B = 200\text{Baud} \Rightarrow f_s = 200\text{Hz}$ 。
进而可以得到带宽、信息速率及频带利用率的具体描述,如表 5-2 所示。

表 5-2 带宽、信息速率及频带利用率

信号	带宽/Hz	信息速率/(b/s)	频带利用率/((b/s)/Hz)
8ASK	400	600	$\frac{3}{2}$
8FSK	32k	600	$\frac{3}{16}$
8PSK	400	600	$\frac{3}{2}$

5-19 当输入数字消息分别为 00、01、10、11 时,试分析图 5-47 所示电路的输出相位。

注: ① 当输入为“01”时, a 端输出为“0”, b 端输出为“1”。
② 单/双极性变换电路将输入的“0”和“1”码分别变换为 A 及 $-A$ 两种电平。

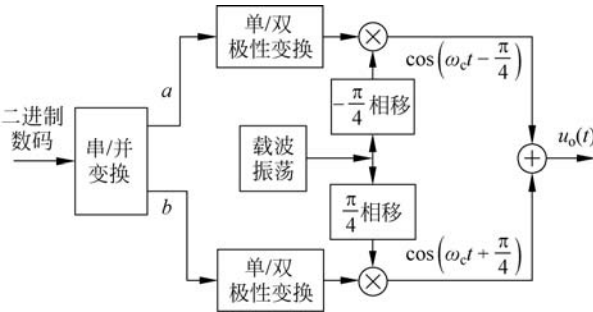


图 5-47 习题 5-19 图

解: 经分析可得: 00 输出 0° , 10 输出 90° , 11 输出 180° , 01 输出 270° 。