第 5 章 数字频带传输系统

CHAPTER 5

在实际通信应用中，大多数信道因具有带通特性而不能直接传送基带信号，这是因为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。这种用数字基带信号控制载波，把数字基带信号变换为数字带通信号，也就是形成数字频带信号的过程称为数字调制；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。

数字调制与模拟调制的基本原理相同，但是数字信号有离散取值的特点，因此，数字调制技术通常有两种实现方法，一是利用模拟调制的方法去实现数字式调制，即把数字调制看成是模拟调制的特例，把数字基带信号当作模拟信号的特殊情况进行处理；二是利用数字信号的离散取值特点，通过开关键控载波，从而实现数字调制。后一种方法通常称为键控法，是数字调制技术的主用方法。针对载波幅度、频率和相位等参数，数字调制方式主要包括幅移键控（ASK）、频移键控（FSK）和相移键控（PSK 或 DPSK）等；针对调制信号的进制不同，数字调制方式又可以分为二进制数字调制和多进制数字调制。

本章着重讨论二进制数字调制系统的基本原理和实现方法，以及它们的抗噪声性能，并简要介绍多进制数字调制技术。

5.1 二进制数字幅移键控

二进制幅移键控（2 Amplitude Shift Keying，2ASK）也称为开关键控或者通断键控（On Off Keying，OOK），是一种古老的数字调制方式。由于 2ASK 抗干扰性能差，因此，已逐渐被 2FSK 和 2PSK 所代替。但是，随着对信息传输速率要求的提高，多进制数字幅度调制（MASK）已受到人们的关注。

5.1.1 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”。借助模拟幅度调制的原理，2ASK 信号可表示为

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

式中，ω_c 为载波角频率，$s(t)$为单极性 NRZ 信号，表达式为

$$s(t)=\sum_n a_n g(t-nT_b) \tag{5-2}$$

其中，$g(t)$是持续时间为 T_b、幅度为 1 的矩形脉冲，或称为门函数；a_n 为二进制数字，即

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ 0, & \text{概率为}(1-P) \end{cases} \tag{5-3}$$

2ASK 信号的产生方法或者调制方法有两种，如图 5-1 所示，图 5-1(a)是一般的模拟幅度调制方法，不过这里的 $s(t)$由式(5-2)规定；图 5-1(b)是一种键控方法，这里的开关电路受 $s(t)$控制。图 5-1(c)给出了 $s(t)$及 $s_{2ASK}(t)$的波形示例。

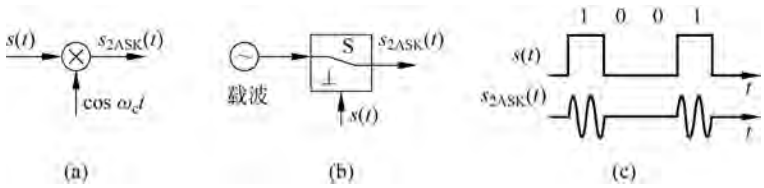


图 5-1 2ASK 信号产生方法及波形示例

在接收端，2ASK 信号解调的常用方法主要有包络检波法和相干检测法两种。

包络检波法的原理框图如图 5-2 所示。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$\{a_n\}$。这里的位同步信号的重复周期为码元的宽度。

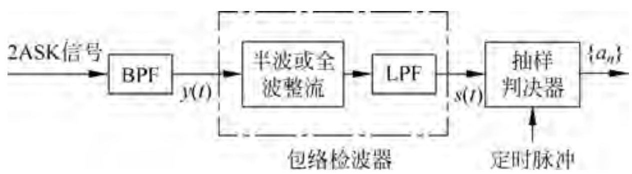


图 5-2 2ASK 信号的包络解调

相干检测法原理框图如图 5-3 所示。相干检测也就是同步解调，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，其输出为

$$\begin{aligned} z(t) &= y(t)\cos\omega_c t = s(t)\cos^2\omega_c t = \frac{1}{2}s(t)(1+\cos 2\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2}s(t) + \frac{1}{2}s(t)\cos 2\omega_c t \end{aligned} \tag{5-4}$$

经低通滤波(LPF)滤除第二项高频分量后，即可输出 $s(t)$信号，抽样判决后恢复出数字序列$\{a_n\}$。由于在 2ASK 相干解调法中需要在接收端产生本地载波，会给接收设备增加复杂性，因此，实际应用中很少采用相干解调法来解调 2ASK 信号。

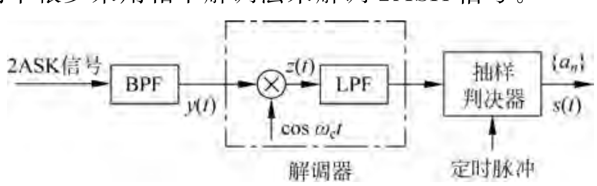


图 5-3 2ASK 信号的相干解调

5.1.2 信号的功率谱及带宽

式(5-1)给出了2ASK信号描述，也就是时域表达式，其中，$s(t)$代表信息的随机单极性矩形脉冲序列。设$s(t)$的功率谱密度为$P_s(f)$，$s_{2ASK}(t)$的功率谱密度为$P_e(f)$，则可以得到

$$P_e(f)=\frac{1}{4}[P_s(f+f_c)+P_s(f-f_c)] \tag{5-5}$$

式中，$P_s(f)$可按照4.1节中介绍的方法直接推导出。对于单极性NRZ码，引用例4.1的结果式(4-5)，则有

$$P_s(f)=\frac{1}{4}T_b\mathrm{Sa}^2(\pi f T_b)+\frac{1}{4}\delta(f) \tag{5-6}$$

代入式(5-5)，便可得2ASK信号功率谱密度为

$$P_e(f)=\frac{T_b}{16}\{\mathrm{Sa}^2[\pi(f+f_c)T_b]+\mathrm{Sa}^2[\pi(f-f_c)T_b]\}+\frac{1}{16}[\delta(f+f_c)+\delta(f-f_c)] \tag{5-7}$$

因此，2ASK信号的功率谱如图5-4所示。

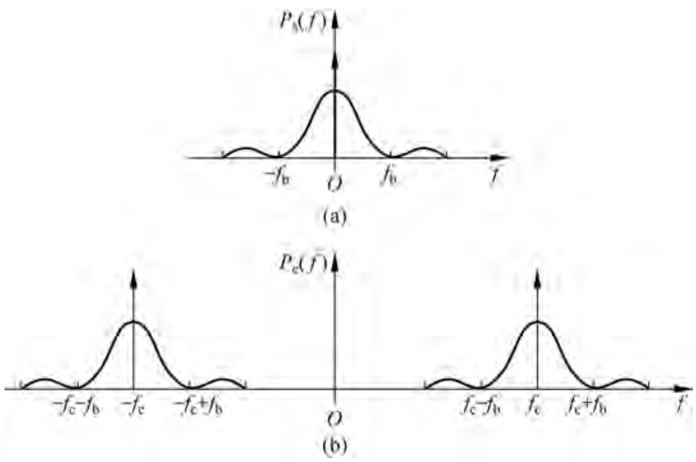


图5-4 2ASK信号的功率谱示意图

(1) 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。

(2) 类似于模拟调制中的DSB，2ASK信号的带宽B_{2ASK}是数字基带信号带宽的两倍，即

$$B_{2ASK}=2f_b \tag{5-8}$$

(3) 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

$$\eta=\frac{1/T_b}{2/T_b}=\frac{R_B}{2f_b}=\frac{1}{2}\mathrm{Baud/Hz} \tag{5-9}$$

这意味着用2ASK信号的传输带宽至少为码元速率的两倍。

例5.1 设电话信道具有理想的带通特性，频率范围为300～3400Hz，试问该信道在传

输 2ASK 信号时最大的传码率为多少。

解：电话信道带宽 $B=3400-300=3100\text{Hz}$。该信道在传送 2ASK 信号时，根据式(5-8)可知

$$f_{\mathrm{b}}=\frac{1}{T_{\mathrm{b}}}=\frac{B_{2\mathrm{ASK}}}{2}=1550\text{Hz}$$

则知最大的传码率为 1550B。

5.1.3　系统的抗噪声性能

通信系统的抗噪声性能是指系统克服加性噪声的能力，它与系统的可靠性密切相关，因此通常采用误码率进行衡量。图 5-5 所示为 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，也包括接收设备噪声折算到信道中的等效噪声。

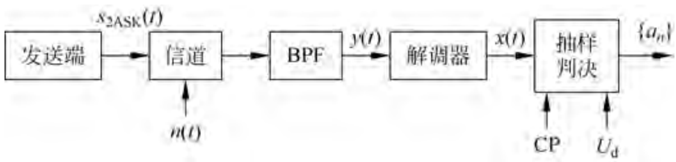


图 5-5　2ASK 抗噪声性能分析模型

根据图 5-5 给出 2ASK 抗噪声性能分析模型，进行如下假设。

(1) 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 $n_0/2$；

(2) 发射的 2ASK 信号为

$$s_{2\mathrm{ASK}}(t)=\begin{cases}A\cos\omega_{\mathrm{c}}t, & \text{发“1”}\\ 0, & \text{发“0”}\end{cases} \tag{5-10}$$

通过信道并经过接收端 BPF 后，仅考虑幅度衰减，即幅度由 A 变为 a。

(3) BPF 传递函数是幅度为 1、宽度为 $2f_{\mathrm{b}}$、中心频率为 f_{c} 的矩形，它恰好让信号无失真地通过，并抑制带外噪声进入。

(4) 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。

(5) 抽样、判决的同步时钟 CP 准确，判决门限为 U_{d}。

根据图 5-5 中解调器的类型不同，可将 2ASK 信号解调划分为包络检测和相干解调两类。

1. 包络检测的系统性能

对于图 5-2 所示的包络检测接收系统，其接收带通滤波器 BPF 的输出为

$$y(t)=\begin{cases}a\cos\omega_{\mathrm{c}}t+n_{\mathrm{i}}(t), & \text{发“1”}\\ n_{\mathrm{i}}(t), & \text{发“0”}\end{cases}$$

$$=\begin{cases}a\cos\omega_{\mathrm{c}}t+n_{\mathrm{c}}(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t-n_{\mathrm{s}}(t)\sin\omega_{\mathrm{c}}t, & \text{发“1”}\\ n_{\mathrm{c}}(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t-n_{\mathrm{s}}(t)\sin\omega_{\mathrm{c}}t, & \text{发“0”}\end{cases} \tag{5-11}$$

其中，$n_{\mathrm{i}}(t)=n_{\mathrm{c}}(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t-n_{\mathrm{s}}(t)\sin\omega_{\mathrm{c}}t$ 为高斯白噪声 $n(t)$ 经 BPF 限带后的窄带高斯噪声。经包络检波器检测，输出包络信号为

$$x(t)=\begin{cases}\sqrt{[a+n_c(t)]^2+n_s^2(t)}, & 发“1” \\ \sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}, & 发“0”\end{cases} \tag{5-12}$$

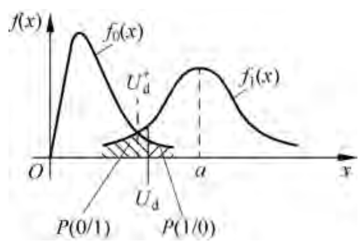


图 5-6　包络检波时误码率的几何表示

由式(5-11)可知，发“1”时，接收带通滤波器 BPF 的输出 $y(t)$为正弦信号加窄带高斯噪声形式；发“0”时，接收带通滤波器 BPF 的输出 $y(t)$为窄带高斯噪声形式。于是，根据 2.5 节中的知识可知，发“1”时，BPF 输出包络 $x(t)$的抽样值 x 的概率密度函数 $f_1(x)$服从莱斯分布；发“0”时，BPF 输出包络 $x(t)$的抽样值 x 的概率密度函数 $f_0(x)$服从瑞利分布，如图 5-6 所示。

$x(t)$为抽样判决器输入信号，对其进行抽样判决后即可确定接收码元是“1”还是“0”。若 $x(t)$的抽样值 $x>U_d$，则判为“是 1 码”；若 $x\leqslant U_d$，判为“是 0 码”。因此，存在两种错误判决的可能性，一是发送的码元为“1”，错判为“0”，其概率记为 $P(0/1)$；二是发送的码元为“0”，错判为“1”，其概率记为 $P(1/0)$。由图 5-6 可知

$$P(1/0)=P(x>U_d)=\int_{U_d}^{\infty}f_0(x)\mathrm{d}x \tag{5-13}$$

$$P(0/1)=P(x\leqslant U_d)=\int_{0}^{U_d}f_1(x)\mathrm{d}x \tag{5-14}$$

式(5-13)和式(5-14)中，$P(0/1)$和 $P(1/0)$分别为图 5-6 所示阴影面积。假设发送端发送“1”码的概率为 $P(1)$，发送“0”码的概率为 $P(0)$，则系统的平均误码率 P_e 为

$$P_e=P(1)P(0/1)+P(0)P(1/0) \tag{5-15}$$

当 $P(1)=P(0)=1/2$，即等概率时

$$P_e=\frac{1}{2}[P(0/1)+P(1/0)] \tag{5-16}$$

也就是说，P_e 就是图 5-6 中两块阴影面积之和的一半。不难看出，当 $U_d=U_d^*=a/2$ 时，该阴影面积之和最小，即误码率 P_e 最低。称此使误码率获最小值的门限 U_d^* 为最佳门限。采用包络检波的接收系统时，可以证明系统的误码率近似为

$$P_e=\frac{1}{4}\mathrm{erfc}(\sqrt{r/4})+\frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/4} \tag{5-17}$$

当大信噪比的情况下，系统的误码率近似为

$$P_e=\frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/4} \tag{5-18}$$

式中，$r=a^2/(2\sigma_n^2)$，为包络检波器输入信噪比，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(5-17)是在等概率、最佳门限的情况下推导得出的；式(5-18)的适用条件是等概率、大信噪比、最佳门限，因此，使用公式时应注意适用的条件。

2. 相干解调的系统性能

对于图 5-5 所示的接收系统，其解调器为相干解调器，BPF 的输出如式(5-11)所示，为了便于处理，取本地载波为 $2\cos\omega_c t$，参考图 5-3，可得乘法器输出为

$$z(t)=2y(t)\cos\omega_c t \tag{5-19}$$

将式(5-11)代入，并经低通滤波器滤除高频分量，可在抽样判决器输入端得到

$$x(t)=\begin{cases}a+n_c(t), & 发“1” \\ n_c(t), & 发“0”\end{cases} \tag{5-20}$$

根据前面的知识可知，$n_c(t)$服从正态分布，因此，无论是发送“1”还是“0”，$x(t)$瞬时值x的一维概率密度函数$f_1(x)$和$f_0(x)$都是方差为σ_n^2的正态分布函数，只是前者均值为a，后者均值为0，即

$$f_1(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_n^2}\right] \tag{5-21}$$

$$f_0(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right) \tag{5-22}$$

式中，σ_n^2也就是带通滤波器输出噪声的平均功率，可以表示为

$$\sigma_n^2=n_0B_{2\text{ASK}}=2nf_b \tag{5-23}$$

它们的一维概率分布曲线如图5-7所示。

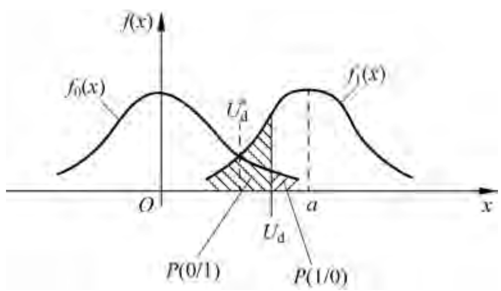


图5-7　同步检测时误码率的几何表示

类似于包络检波器的分析，不难看出，若仍令判决门限电平为U_d，则将“0”错判为“1”的概率为$P(1/0)$，将“1”错判为“0”的概率P为$(0/1)$，分别为

$$P(1/0)=P(x>U_d)=\int_{U_d}^{\infty}f_0(x)\mathrm{d}x \tag{5-24}$$

$$P(0/1)=P(x\leqslant U_d)=\int_{-\infty}^{U_d}f_1(x)\mathrm{d}x \tag{5-25}$$

式中，$P(0/1)$和$P(1/0)$分别为图5-7所示的阴影面积。假设$P(0)=P(1)$，则系统平均误码率P_e可以写为

$$P_e=\frac{1}{2}[P(0/1)+P(1/0)] \tag{5-26}$$

借鉴基带传输系统性能的分析计算方法，不难看出最佳门限$U_d^*=a/2$。综合式(5-21)到式(5-26)，可以证明，这时系统的误码率为

$$P_e=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}(\sqrt{r/4}) \tag{5-27}$$

式中，$r=a^2/(2\sigma_n^2)$为解调器输入信噪比。当大信噪比时，式(5-27)可以近似为

$$P_e\approx\frac{1}{\sqrt{\pi r}}\mathrm{e}^{-r/4} \tag{5-28}$$

式(5-28)表明，随着输入信噪比的增加，系统的误码率将更迅速地按指数规律下降。必须注意，式(5-27)的适用条件是等概率、最佳门限；式(5-28)的适用条件是等概率、大信噪比、最佳门限。

比较式(5-28)和式(5-18)可以看出，在相同信噪比的情况下，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，但两者相差并不太大。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，相干解调法无门限效应。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**。

例 5.2 设某 2ASK 信号的码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$ Baud，接收端输入信号的幅度 $A = 1\text{mV}$，信道中加性高斯白噪声的单边功率谱密度 $n_0 = 2 \times 10^{-15}$ W/Hz。

(1) 试求包络检波法解调时系统的误码率。

(2) 试求同步检测法解调时系统的误码率。

解：(1) 由码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$ Baud 可以确定，码元重复频率 $f_b = 4.8 \times 10^6$ Hz，则接收端带通滤波器带宽为

$$B = 2f_b = 9.6 \times 10^6 \text{ Hz}$$

带通滤波器输出噪声的平均功率为

$$\sigma_n^2 = n_0 B = 1.92 \times 10^{-8} \text{ W}$$

解调器输入信噪比

$$r = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \frac{10^{-6}}{2 \times 1.92 \times 10^{-8}} \approx 26 \gg 1$$

于是，根据式(5-18)可得包络检波法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-r/4} = \frac{1}{2}e^{-6.5} = 7.5 \times 10^{-4}$$

(2) 同理，根据式(5-28)可得同步检测法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r/4} = 1.67 \times 10^{-4}$$

5.2 二进制数字频率调制

二进制数字频率调制又称为频移健控(2 Freguency 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、低速数字传输系统中。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 分为相位连续和相位不连续的 FSK，并分别记为 CPFSK 及 DPFSK。目前 FSK 技术已经有了相当大的发展，出现了多进制频移键控(MFSK)、最小频移键控(MSK)以及正交频分复用(OFDM)等技术，并以良好的性能在无线通信中得到广泛的应用。

5.2.1 基本原理

2FSK 是用载波的频率来传送数字消息，即用所传送的数字消息来

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

$$s_{2FSK}(t)=\begin{cases}A\cos(\omega_1 t+\varphi_1), & \text{发“1”}\\ A\cos(\omega_2 t+\varphi_2), & \text{发“0”}\end{cases} \tag{5-29}$$

式中,φ_1 和 φ_2 表示初始相位,ω_1 和 ω_2 分别为码元"1"和码元"0"对应的角频率;A 为常数,表示载波幅度。

从原理上讲,数字调频可用模拟调频法来实现,也可用键控法来实现。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,如图 5-8(a)所示。2FSK 键控法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,如图 5-8(b)所示。键控法的特点是转换速度快、波形好、稳定度高且易于实现,故应用广泛。2FSK 信号波形如图 5-8(c)所示。图中 $s(t)$ 为代表信息的二进制矩形脉冲序列,$s_{2FSK}(t)$ 是 2FSK 信号。

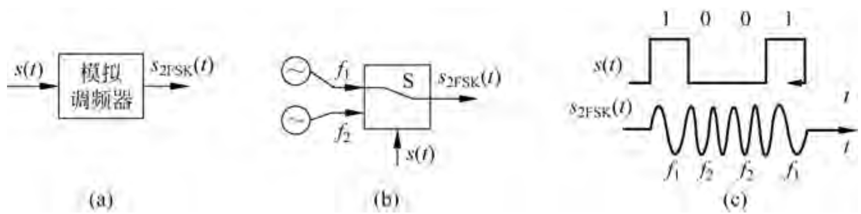


图 5-8 2FSK 信号产生方法及波形示例

根据图 5-8(b)所示的 2FSK 信号产生原理,已调信号的表达式还可以写为

$$s_{2FSK}(t)=s(t)\cos(\omega_1 t+\varphi_1)+\overline{s(t)}\cos(\omega_2 t+\varphi_2) \tag{5-30}$$

其中,$s(t)$ 为单极性 NRZ 矩形脉冲序列,表达式为

$$s(t)=\sum_n a_n g(t-nT_b) \tag{5-31}$$

$$a_n=\begin{cases}1, & \text{概率为 } P\\ 0, & \text{概率为}(1-P)\end{cases} \tag{5-32}$$

式(5-32)中,$g(t)$ 是持续时间为 T_b、高度为 1 的门函数;$\overline{s(t)}$ 为对 $s(t)$ 逐码元取反而形成的脉冲序列,表达式为

$$\overline{s(t)}=\sum_n \bar{a}_n g(t-nT_b) \tag{5-33}$$

$\bar{a}_n$ 是 a_n 的反码,即若 $a_n=0$,则 $\bar{a}_n=1$;若 $a_n=1$,则 $\bar{a}_n=0$,于是

$$\bar{a}_n=\begin{cases}0, & \text{概率为 } P\\ 1, & \text{概率为}(1-P)\end{cases} \tag{5-34}$$

φ_1 和 φ_2 分别是第 n 个信号码元的初始相位。一般说来,键控法得到的 φ_1 和 φ_2 与序号 n 无关,反映在 $s_{2FSK}(t)$ 上,仅表现出当 ω_1 与 ω_2 改变时其相位是否连续。

进一步分析式(5-30)可以看出,**一个 2FSK 信号可视为两路 2ASK 信号的合成**,其中一路以 $s(t)$ 为基带信号、ω_1 为载频,另一路以 $\overline{s(t)}$ 为基带信号、ω_2 为载频。图 5-9 所示是用键控法实现 2FSK 信号的电路框图,两个独立的载波发生器的输出受控于输入的二进制信号,按"1"或"0"分别选择一个载波作为输出。

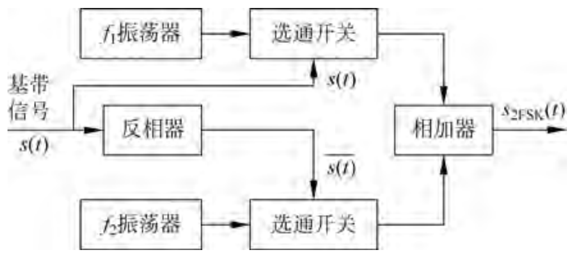


图 5-9 数字键控法实现 2FSK 信号的电路框图

5.2.2 信号的解调

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。鉴频法的原理已在模拟调制部分介绍过，这里仅对后 4 种方法进行介绍。

1. 包络检波法

2FSK 信号的包络检波法解调原理框图如图 5-10 所示，它可视为由两路 2ASK 解调电路组成。

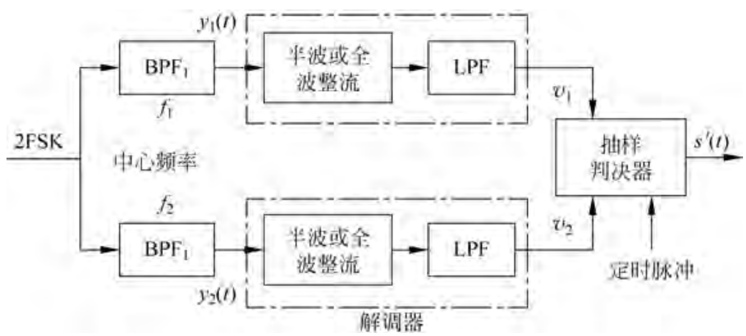


图 5-10 2FSK 信号包络检波框图

图 5-10 中，带通滤波器 BPF_1 和 BPF_2 的带宽相同，皆为相应的 2ASK 信号带宽($2f_b$)，但它们的中心频率不同，分别为 f_1 和 f_2，因此，可以中心频率分开上、下支路的 ASK 信号。其中上支路对应 $y_1(t)=s(t)\cos(\omega_1 t+\varphi_1)$，下支路对应 $y_2(t)=\overline{s(t)}\cos(\omega_2 t+\varphi_2)$，经包络检波后分别取出它们的包络。抽样判决器起到比较器的作用，把两路包络信号同时送到抽样判决器进行比较，从而判决输出基带数字信号。若上、下支路的抽样值分别用 v_1、v_2 表示，则抽样判决器的判决准则为

$$\begin{cases} v_1 > v_2, & 判为“1” \\ v_1 < v_2, & 判为“0” \end{cases} \tag{5-35}$$

2. 相干检测法

相干检测法有时也称为同步检测法，其原理框图如图 5-11 所示。图中两个带通滤波器(BPF_1 和 BPF_2)的作用与图 5-10 相同。它们的输出分别与相应的同步相干载波相乘，再分别经低通滤波器滤掉 2 倍频信号，取出含基带数字信息的低频信号，抽样判决器在抽样脉冲

到来时对两个低频信号的抽样值 v_1、v_2 进行比较判决(判决规则同于包络检波法),进而即可还原出基带数字信号。

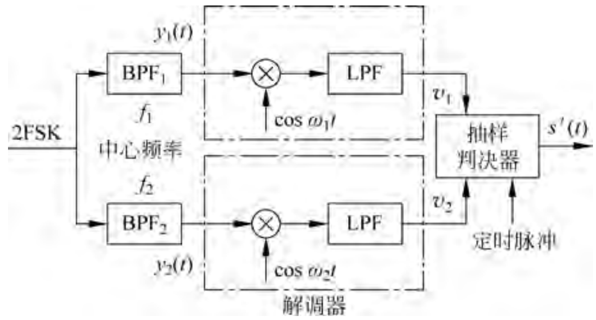


图 5-11 2FSK 信号相干检测框图

3. 过零检测法

单位时间内信号经过零点的次数多少,可以用来衡量信号频率的高低。2FSK 信号的过零点数与载频有关,故检出过零点数,就可以得到相关频率的差异,这就是过零检测法的基本思想。过零检测法框图及各点波形如图 5-12 所示。

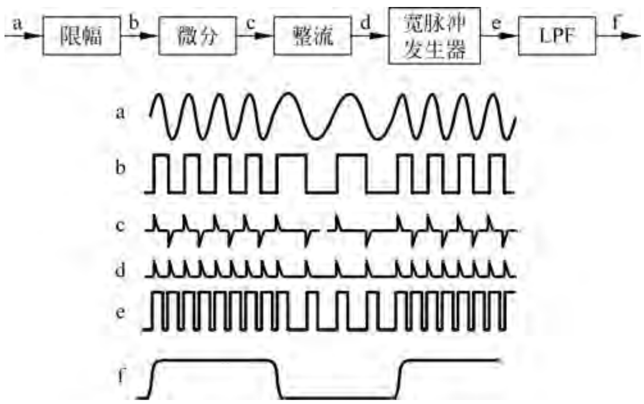


图 5-12 过零检测法框图及各点波形图

从图 5-12 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。尖脉冲触发宽脉冲发生器(例如单稳态电路等),变换成具有一定宽度的矩形波,该矩形波的直流分量便代表着信号的频率,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的变换,进而再根据直流分量幅度上的区别还原出数字信号“1”和“0”。

4. 差分检测法

差分检测 2FSK 信号的原理框图如图 5-13 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。

根据图 5-13 所示,差分检测法的解调原理如下所述。

将 2FSK 信号表示为 $A\cos(\omega_c+\Delta\omega)t$,角频偏 $\Delta\omega$ 包含数字基带信息,则

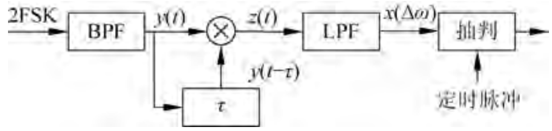


图 5-13 差分检测法框图

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

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，输出为

$$x(t)=\frac{A^2}{2}\cos(\omega_c+\Delta\omega)\tau=\frac{A^2}{2}\cos(\omega_c\tau+\Delta\omega\tau) \tag{5-36}$$

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

$$x(t)=-\frac{A^2}{2}\sin\Delta\omega\tau \tag{5-37}$$

通常 $\omega_c\gg\Delta\omega$，因此，$\omega_c\tau=\frac{\pi}{2}\gg|\Delta\omega\tau|$，即$|\Delta\omega\tau|\ll1$，则

$$x(t)\approx-\frac{A^2}{2}\Delta\omega\tau \tag{5-38}$$

式(5-38)表明，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，$x(t)<0$，则判断输出为“0”；当 $\Delta\omega\leqslant0$ 时，$x(t)\geqslant0$，则判断输出为“1”。当然也可以取 $\omega_c\tau=3\pi/2$，此时需要改变判决规则。

差分检波法是基于输入信号与其延迟 τ 的信号相干处理，由于信道上的失真将同时影响这两路信号，因此，相干处理能够消除这种失真，保证了最终鉴频结果正准。实践表明，当延迟失真较小时，这种方法的检测性能不如普通鉴频法；但当信道有较严重的延迟失真时，其检测性能优于其他解调方法。

5.2.3 信号的功率谱及带宽

从式(5-30)可以看到，一个 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。根据 2ASK 信号功率谱的表示式，并考虑到式(5-31)～式(5-34)关于 $s(t)$、$\overline{s(t)}$的描述，可以得到这种 2FSK 信号功率谱的表示式为

$$P_e(f)=\frac{1}{4}[P_s(f+f_1)+P_s(f-f_1)]+\frac{1}{4}[P_s(f+f_2)+P_s(f-f_2)] \tag{5-39}$$

其中，$P_s(f)$为基带信号 $s(t)$的功率谱。当 $s(t)$是单极性 NRZ 波形，且“0”和“1”等概率出现时，引用 4.1 节的计算结果，则有

$$P_s(f)=\frac{1}{4}T_b\mathrm{Sa}^2(\pi fT_b)+\frac{1}{4}\delta(f) \tag{5-40}$$

代入式(5-39)，可得 2FSK 信号的功率谱为

$$
\begin{aligned}
P_{\mathrm{e}}(f)=&\frac{T_{\mathrm{b}}}{16}\{\mathrm{Sa}^2[\pi(f+f_1)T_{\mathrm{b}}]+\mathrm{Sa}^2[\pi(f-f_1)T_{\mathrm{b}}]\\
&+\mathrm{Sa}^2[\pi(f+f_2)T_{\mathrm{b}}]+\mathrm{Sa}^2[\pi(f-f_2)T_{\mathrm{b}}]\}\\
&+\frac{1}{16}[\delta(f+f_1)+\delta(f-f_1)+\delta(f+f_2)+\delta(f-f_2)]
\end{aligned}
\tag{5-41}
$$

其功率谱曲线如图 5-14 所示。

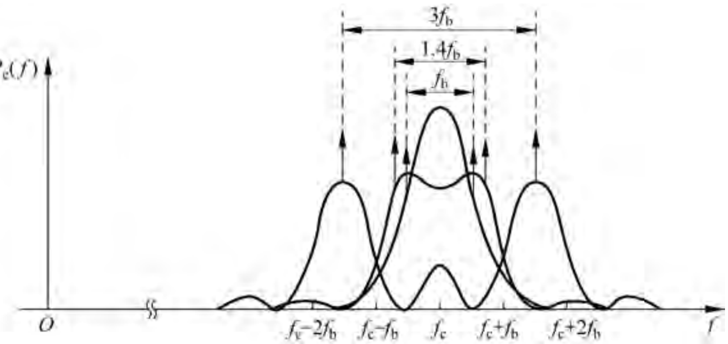


图 5-14　2FSK 信号的功率谱

(1) 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，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。

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

(3) 2FSK 信号的频带宽度为

$$
\begin{aligned}
B_{\mathrm{2FSK}}&=|\ f_2-f_1\ |+2f_{\mathrm{b}}\\
&=2(f_{\mathrm{D}}+f_{\mathrm{b}})=(2+D)f_{\mathrm{b}}
\end{aligned}
\tag{5-42}
$$

式中，$f_{\mathrm{b}}=1/T_{\mathrm{b}}$ 是基带信号的带宽；$f_{\mathrm{D}}=|f_1-f_2|/2$ 为频偏；$D=|f_2-f_1|/f_{\mathrm{b}}$ 为偏移率(或频移指数)。

(4) 因为系统的传码率 $R_{\mathrm{B}}=1/T_{\mathrm{b}}$(Baud)，故 2FSK 系统的频带利用率为

$$
\eta=\frac{R_{\mathrm{B}}}{|\ f_1-f_2\ |+2f_{\mathrm{b}}}(\mathrm{Baud/Hz})
\tag{5-43}
$$

综上可见，当码元速率 R_{B} 一定时，2FSK 信号的带宽比 2ASK 信号的带宽要宽 $2f_{\mathrm{D}}$。通常为了便于接收端检测，又使带宽不致过宽，选取 $f_{\mathrm{D}}=f_{\mathrm{b}}$，此时 $B_{\mathrm{2FSK}}=4f_{\mathrm{b}}$，2FSK 信号带宽是 2ASK 的 2 倍，相应地，系统频带利用率只有 2ASK 系统的 1/2。

5.2.4　系统的抗噪声性能

虽然 2FSK 信号有多种解调方式，这里仅就相干检测法和包络检波法两种情况进行分析。

1. 相干检测法

考虑信道和加性噪声的影响，按照图 5-11 所示的 2FSK 信号相干检测框图，可以得到 2FSK 信号相干检测法性能分析模型，如图 5-15 所示。

对于图 5-15 所示的模型，假设系统中信号、噪声和相关滤波器满足如下条件。

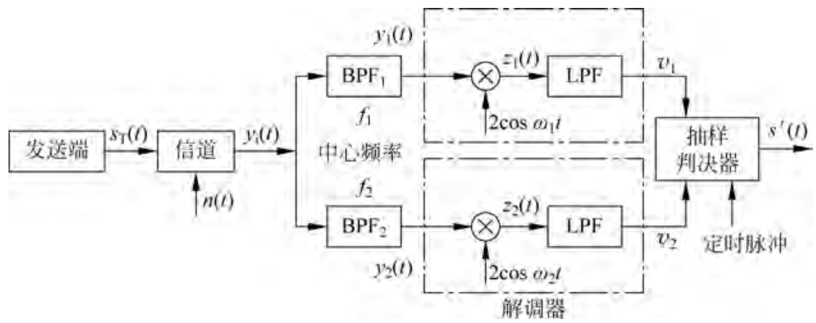


图 5-15 2FSK 信号相干检测法性能分析模型

(1) 在一个码元持续时间$(0,T_b)$内,发送端产生的 2FSK 信号可表示为

$$s_T(t)=s_{2FSK}(t)=\begin{cases}A\cos\omega_1 t, & 发“1”\\ A\cos\omega_2 t, & 发“0”\end{cases} \tag{5-44}$$

(2) 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$\frac{n_0}{2}$。

(3) 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。

(4) 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。

(5) 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。

(6) 抽样、判决的同步时钟准确。

基于上述假设条件,同时仅考虑到达接收端的信号只有幅度衰减,幅度由 A 变为 a,则接收机输入端合成波形为

$$y_i(t)=\begin{cases}a\cos\omega_1 t+n(t), & 发“1”\\ a\cos\omega_2 t+n(t), & 发“0”\end{cases} \tag{5-45}$$

接收端上支路带通滤波器 BPF1 的输出波形为

$$y_1(t)=\begin{cases}a\cos\omega_1 t+n_1(t), & 发“1”\\ n_1(t), & 发“0”\end{cases} \tag{5-46}$$

下支路带通滤波器 BPF$_2$ 的输出波形为

$$y_2(t)=\begin{cases}a\cos\omega_2 t+n_2(t), & 发“0”\\ n_2(t), & 发“1”\end{cases} \tag{5-47}$$

其中,$n_1(t)$、$n_2(t)$为对应于带通滤波器 BPF$_1$ 和 BPF$_2$ 的窄带高斯噪声,可分别表示为

$$\begin{cases}n_1(t)=n_{1c}(t)\cos\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin\omega_1 t\\ n_2(t)=n_{2c}(t)\cos\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin\omega_2 t\end{cases} \tag{5-48}$$

式中,$n_{1c}(t)$、$n_{1s}(t)$分别为 $n_1(t)$的同相分量和正交分量;$n_{2c}(t)$、$n_{2s}(t)$分别为 $n_2(t)$的同相分量和正交分量。

将式(5-48)分别代入式(5-46)和式(5-47),则有

$$y_1(t)=\begin{cases}[a+n_{1c}(t)]\cos\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin\omega_1 t, & \text{发“1”}\\ n_{1c}(t)\cos\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin\omega_1 t, & \text{发“0”}\end{cases} \tag{5-49}$$

$$y_2(t)=\begin{cases}n_{2c}(t)\cos\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin\omega_2 t, & \text{发“1”}\\ [a+n_{2c}(t)]\cos\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin\omega_2 t, & \text{发“0”}\end{cases} \tag{5-50}$$

假设在$(0,T_b)$内发送“1”符号，则上、下支路带通滤波器的输出波形分别为

$$y_1(t)=[a+n_{1c}(t)]\cos\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin\omega_1 t$$

$$y_2(t)=n_{2c}(t)\cos\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin\omega_2 t$$

与各自的相干载波相乘后，得

$$\begin{aligned}z_1(t)&=2y_1(t)\cos\omega_1 t\\&=[a+n_{1c}(t)]+[a+n_{1c}(t)]\cos2\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin2\omega_1 t\end{aligned} \tag{5-51}$$

$$\begin{aligned}z_2(t)&=2y_2(t)\cos\omega_2 t\\&=n_{2c}(t)+n_{2c}(t)\cos2\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin2\omega_2 t\end{aligned} \tag{5-52}$$

分别通过上、下支路低通滤波器，输出为

$$v_1(t)=a+n_{1c}(t) \tag{5-53}$$

$$v_2(t)=n_{2c}(t) \tag{5-54}$$

因为$n_{1c}(t)$和$n_{2c}(t)$均为服从正态分布，故$v_1(t)$的抽样值$v_1=a+n_{1c}$是均值为a、方差为σ_n^2的高斯随机变量，$v_2(t)$的抽样值$v_2=n_{2c}$是均值为0、方差为σ_n^2的高斯随机变量。当出现$v_1<v_2$时，将导致发送“1”码错判为“0”码，错误概率为

$$P(0/1)=P(v_1<v_2)=P(v_1-v_2<0)=P(z<0) \tag{5-55}$$

式中，$z=v_1-v_2$。显然，z也是高斯随机变量，且均值为a，方差为σ_z^2（可以证明，$\sigma_z^2=2\sigma_n^2$），其一维概率密度函数可表示为

$$f(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z}\exp\left\{-\frac{(z-a)^2}{2\sigma_z^2}\right\} \tag{5-56}$$

$f(z)$的曲线如图5-16所示。

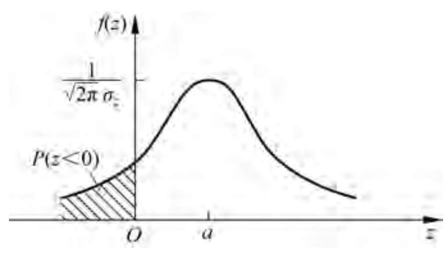


图5-16 z的一维概率分布函数

$P(z<0)$即为图中阴影部分的面积。于是

$$\begin{aligned}P(0/1)=P(z<0)&=\int_{-\infty}^{0}f(z)\mathrm{d}z=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z}\int_{-\infty}^{0}\exp\left\{-\frac{(z-a)^2}{2\sigma_z^2}\right\}\mathrm{d}z\\&=\frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_n}\int_{-\infty}^{0}\exp\left\{-\frac{(z-a)^2}{4\sigma_n^2}\right\}\mathrm{d}z=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}\end{aligned}$$

式中，$r=\dfrac{a^2}{2\sigma_n^2}$为图 5-15 中上下支路滤波器 BPF_1 和 BPF_2 各自输出端的信噪比。

同理可得，发送“0”符号而错判为“1”符号的概率为

$$P(1/0)=P(v_1>v_2)=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}$$

于是可得 2FSK 信号采用相干检测法解调时系统的误码率为

$$\begin{aligned}P_e&=P(1)P(0/1)+P(0)P(1/0)=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}[P(1)+P(0)]\\&=\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{r/2})\end{aligned}\tag{5-57}$$

在大信噪比条件下，即 $r\gg1$ 时，式(5-57)可近似表示为

$$P_e\approx\frac{1}{\sqrt{2\pi r}}e^{-r/2}\tag{5-58}$$

2. 包络检波法

2FSK 信号包络检波解调模型与图 5-15 所示的 2FSK 信号相干检测法性能分析模型类似，不同之处仅在解调器部分，具体情况见图 5-17 所示。

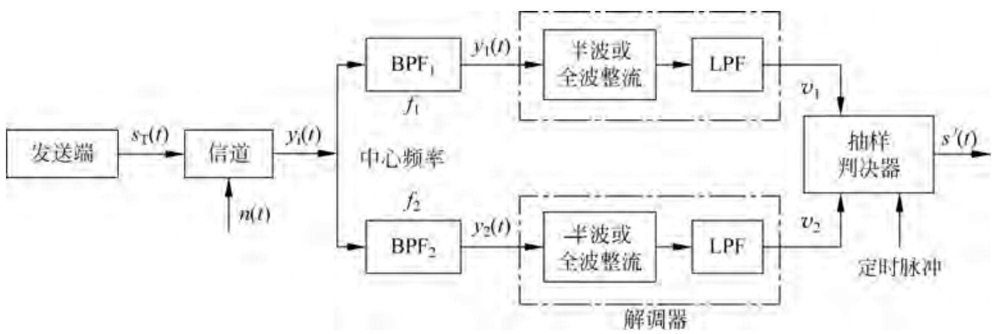


图 5-17　2FSK 信号包络检波法性能分析模型

由于系统中信号、噪声和相关滤波器的假设条件与同步检测法解调完全相同，借鉴式(5-49)和式(5-50)，包络检测法接收端上、下支路两个带通滤波器的输出波形 $y_1(t)$和 $y_2(t)$在$(0,T_b)$期间发送“1”时可以分别表示为

$$\begin{aligned}y_1(t)&=[a+n_{1c}(t)]\cos\omega_1 t-n_{1s}(t)\sin\omega_1 t\\&=\sqrt{[a+n_{1c}(t)]^2+n_{1s}^2(t)}\cos[\omega_1 t+\varphi_1(t)]\\&=v_1(t)\cos[\omega_1 t+\varphi_1(t)]\end{aligned}\tag{5-59}$$

$$\begin{aligned}y_2(t)&=n_{2c}(t)\cos\omega_2 t-n_{2s}(t)\sin\omega_2 t\\&=\sqrt{n_{2c}^2(t)+n_{2s}^2(t)}\cos[\omega_2 t+\varphi_2(t)]\\&=v_2(t)\cos[\omega_2 t+\varphi_2(t)]\end{aligned}\tag{5-60}$$

由于 $y_1(t)$实际上是正弦波加窄带噪声的形式，故其包络 $v_1(t)$抽样值的一维概率密度函数呈莱斯分布；$y_2(t)$为窄带噪声，故其包络 $v_2(t)$抽样值的一维概率密度函数呈瑞利分布。显然，当 $v_1<v_2$ 时，会发生将“1”码判决为“0”码的错误，该错误的概率 $P(0/1)$就是发“1”时 $v_1<v_2$ 的概率，经过计算，得

$$P(0/1)=P(v_1<v_2)=\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}} \tag{5-61}$$

式中，$r=\dfrac{a^2}{2\sigma_n^2}$为图 5-17 所示结构中分路 BPF 输出端的信噪比。

同理可得，发送“0”符号而错判为“1”符号的概率 $P(1/0)$为发“0”时 $v_1>v_2$ 的概率，经过计算，得

$$P(1/0)=P(v_1>v_2)=\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}} \tag{5-62}$$

于是可得 2FSK 信号采用包络检波法解调时系统的误码率为

$$P_e=P(1)P(0/1)+P(1)P(1/0)=\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}}[P(1)+P(0)]=\frac{1}{2}e^{-r/2} \tag{5-63}$$

由(5-63)式可见，包络解调时 2FSK 系统的误码率将随输入信噪比的增加而呈指数规律下降。将相干解调与包络检波解调的系统误码率做以比较可以发现，在输入信号信噪比 r 一定时，相干解调的误码率小于包络检波解调的误码率；当系统的误码率一定时，相干解调比包络检波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，两者的相对差别不很明显。

相干解调时，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，大信噪比时常用包络检测法，小信噪比时才用相干解调法，这与 2ASK 信号的情况相同。

例 5.3 采用二进制频移键控方式在有效带宽为 1800Hz 的传输信道上传送二进制数字信息。已知 2FSK 信号的两个载频 $f_1=1800\text{Hz}$、$f_2=2500\text{Hz}$，码元速率 $R_B=300\text{Baud}$，传输信道输出信噪比 $r_c=6\text{dB}$。

(1) 试求 2FSK 信号的带宽。

(2) 试求同步检测法解调时系统的误码率。

(3) 试求包络检波法解调时系统的误码率。

解 (1) 根据式(5-42)，可得该 2FSK 信号的带宽为

$$B_{2FSK}\approx|f_2-f_1|+2f_b=|f_2-f_1|+2R_B=1300\text{Hz}$$

(2) 由于 $R_B=300\text{B}$，故接收系统上、下支路带通滤波器 BPF_1 和 BPF_2 的带宽为

$$B=\frac{2}{T_b}=2f_b=600\text{Hz}$$

又因为信道的有效带宽为 1800Hz，它是支路带通滤波器带宽的 3 倍，所以支路带通滤波器的输出信噪比 r 比输入信噪比 r_c 提高了 3 倍。又由于 $r_c=6\text{dB}$(即 4 倍)，故带通滤波器输出信噪比应为

$$r=4\times3=12$$

根据式(5-57)，可得同步检测法解调时系统的误码率为

$$P_e=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{\frac{r}{2}}=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{6}=2.66\times10^{-4}$$

(3) 同理，根据式(5-63)，可得包络检波法解调时系统的误码率为

$$P_e=\frac{1}{2}e^{-r/2}=\frac{1}{2}e^{-6}=1.24\times10^{-3}$$

5.3 二进制数字相位调制

二进制数字相位调制也称二进制相移键控(2 Phase Shift Keying,2PSK)是利用载波相位的变化来传送数字信息的。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键控(PSK)和相对相移键控(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、高速数字传输系统中应用广泛。

5.3.1 基本原理

1. 二进制绝对相移键控(2PSK)

绝对相移键控是利用载波的相位(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 来分别表示“0”或“1”。因此,2PSK 已调信号的时域表达式为

$$s_{2PSK}(t)=\begin{cases}A\cos(\omega_c t+\pi) & 发“1” \\ A\cos\omega_c t & 发“0”\end{cases} \tag{5-64}$$

或者

$$s_{2PSK}(t)=\begin{cases}-A\cos\omega_c t & 发“1” \\ A\cos\omega_c t & 发“0”\end{cases} \tag{5-65}$$

由式(5-65)可以看出,2PSK 已调信号的时域表达式可以进一步表示为

$$s_{2PSK}(t)=s(t)\cos\omega_c t \tag{5-66}$$

这里,$s(t)$与 2ASK 信号不同,为双极性数字基带信号,即

$$s(t)=\sum_n a_n g(t-nT_b) \tag{5-67}$$

式中,$g(t)$是高度为 1、宽度为 T_b 的门函数,且

$$a_n=\begin{cases}+1, & 概率为 P \\ -1, & 概率为(1-P)\end{cases} \tag{5-68}$$

因此,2PSK 信号的典型波形如图 5-18 所示。

2PSK 信号的调制框图如图 5-19 所示,其中图 5-19(a)所示是产生 2PSK 信号的模拟调制法框图;图 5-19(b)所示是产生 2PSK 信号的键控法框图。

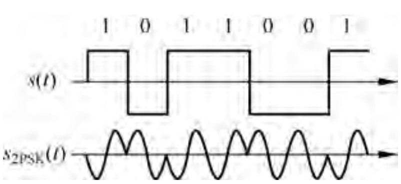


图 5-18 2PSK 信号的典型波形

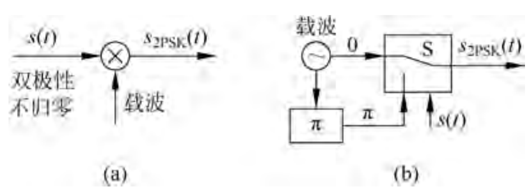


图 5-19 2PSK 调制器框图

以模拟调制法为例,与产生 2ASK 信号的方法比较,它们只是对 $s(t)$要求不同,因此,**2PSK 信号可以看作是双极性基带信号作用下的调幅信号**。键控法用数字基带信号 $s(t)$控

制开关电路，选择不同相位的载波输出，这时 $s(t)$ 为单极性 NRZ 或双极性 NRZ 脉冲序列信号均可。

由于 2PSK 信号是用载波相位来表示数字信息，因此，只能采用相干解调的方法，框图如图 5-20 所示。

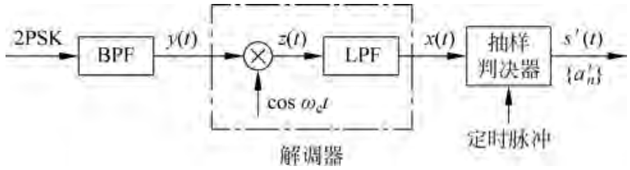


图 5-20 2PSK 信号接收系统框图

在不考虑噪声时，带通滤波器的输出可表示为

$$y(t)=\cos(\omega_c t+\varphi_n) \tag{5-69}$$

式中，φ_n 为 2PSK 信号某一码元的初相。$\varphi_n=0$ 时，代表传输数字“0”；$\varphi_n=\pi$ 时，代表传输数字“1”。式(5-69)与同步载波 $\cos\omega_c t$ 相乘后，输出为

$$z(t)=\cos(\omega_c t+\varphi_n)\cos\omega_c t=\frac{1}{2}\cos\varphi_n+\frac{1}{2}\cos(2\omega_c t+\varphi_n) \tag{5-70}$$

低通滤波器输出(即解调器输出)为

$$x(t)=\frac{1}{2}\cos\varphi_n=\begin{cases}1/2, & \varphi_n=0\text{ 时}\\ -1/2, & \varphi_n=\pi\text{ 时}\end{cases} \tag{5-71}$$

根据发送端产生 2PSK 信号时 φ_n(0 或 π)代表数字信息(“0”或“1”)的规定，以及接收端 $x(t)$ 与 φ_n 的关系特性，抽样判决器的判决准则为

$$\begin{cases}x>0, & \text{判为“0”}\\ x<0, & \text{判为“1”}\end{cases} \tag{5-72}$$

其中 x 为 $x(t)$ 在抽样时刻的值。2PSK 接收系统各点信号波形如图 5-21(a)所示。

由于 2PSK 信号实际上是以一个固定初相的末调载波为参考，因此，解调时必须有与此同频同相的本地载波(同步载波)。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**，如图 5-21(b)所示。绝对移相的主要缺点是容易产生相位模糊，造成反向工作。这也是它在实际中应用较少的主要原因。

2. 二进制相对相移键控(2DPSK)

由图 5-21 所示波形可以看出，2PSK 信号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。

假设相对载波相位值用相位偏移 $\Delta\varphi$ 表示，并规定数字信息序列与 $\Delta\varphi$ 之间的关系为

$$\Delta\varphi=\begin{cases}0, & \text{数字信息“0”}\\ \pi, & \text{数字信息“1”}\end{cases} \tag{5-73}$$

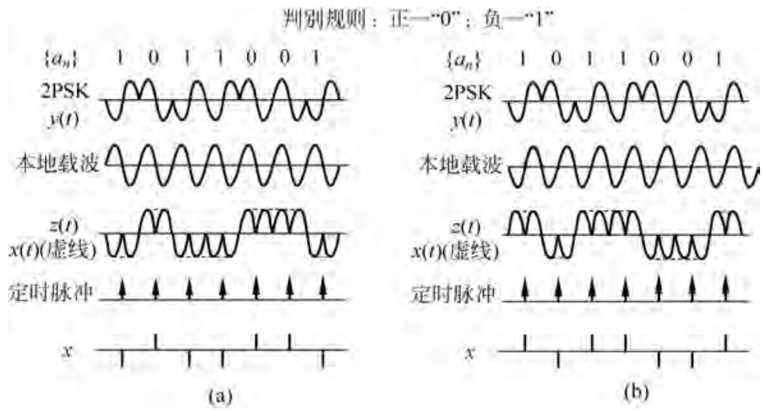


图 5-21 2PSK 信号解调各点波形

则 2DPSK 已调信号的时域表达式为

$$s_{2DPSK}(t)=\cos(\omega_c t+\varphi+\Delta\varphi) \tag{5-74}$$

式中，φ 表示前一码元对应载波的相位。

以基带信号 111001101 为例，2DPSK 信号的相位对应关系如表 5-1 所示。

表 5-1 2DPSK 信号的相位对应关系示例

基带信号	1 1 1 0 0 1 1 0 1	1 1 1 0 0 1 1 0 1
$\Delta\varphi$	π π π 0 0 π π 0 π	π π π 0 0 π π 0 π
初始相位 φ	0	π
2DPSK 信号相位($\Delta\varphi+\varphi$)	π 0 π π π 0 π π 0	0π 0 0 0 π 0 0 π

为了便于说明概念，可以把每个码元用一个如图 5-22 所示的矢量图来表示。

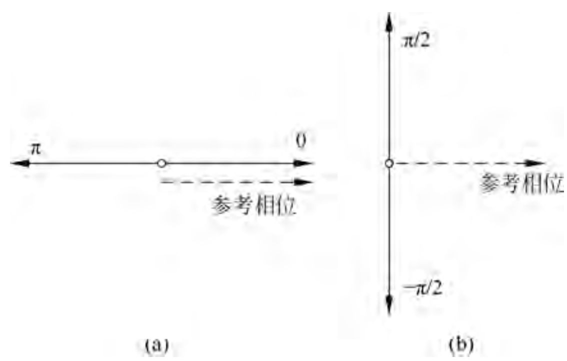


图 5-22 二相调制相移信号矢量图

如图 5-22 所示，虚线的矢量位置称为基准相位。在绝对相移键控(2PSK)中，它是未调制载波的相位；在相对相移键控(2DPSK)中，它是前一码元对应载波的相位。假设每个码元中包含整数个载波周期，那么两相邻码元载波的相位差既表示调制引起的相位变化，也是两码元交界点载波相位的瞬时跳变量。

根据 ITU-T 的建议，图 5-22(a)所示的相移方式称为 A 方式。在这种方式中，每个码元的载波相位相对于基准相位可取 0 或 π，因此，在相对相移时，若后一码元的载波相位相

对于基准相位为0，则前后两码元载波的相位就是连续的；否则载波相位在两码元之间要发生突跳。图5-22(b)所示的相移方式称为B方式。在这种方式中，每个码元的载波相位相对于基准相位可取$\pm\pi/2$。因而，在相对相移时，相邻码元之间必然发生载波相位的跳变，这也为位同步的提取提供了可能。

图5-23所示为A方式下2DPSK信号的波形。这里仅给出了一种初始参考相位的情况，为便于比较，图中还给出了2PSK信号的波形。

单从图5-23所示的波形上看，2DPSK信号与2PSK信号是无法分辨的，比如2DPSK信号也可以是另一符号序列$\{b_n\}$经绝对相移而形成的，这说明，只有已知相移键控方式是绝对的还是相对的，才能正确判定原信息；同时，相对相移信号可以看作是把数字信息序列$\{a_n\}$(绝对码)变换成相对码$\{b_n\}$，再根据相对码进行绝对相移而形成的。这里的相对码实际上就是第4章中介绍的差分码，它是按相邻符号不变表示原数字信息"0"、相邻符号改变表示原数字信息"1"的规律由绝对码变换而来的。

在2DPSK系统中，发送端将绝对码$\{a_n\}$转换成相对码$\{b_n\}$的过程称为编码过程，如式(5-75)所示；在接收端将相对码$\{b_n\}$转换成绝对码$\{a_n\}$的过程称为译码过程，如式(5-76)所示。

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1} \tag{5-75}$$

$$a_n = b_n \oplus b_{n-1} \tag{5-76}$$

这里，$\oplus$符号表示"模2加"或者"异或"运算，实现原理如图5-24所示。其中，图5-24(a)所示是把绝对码变成相对码的方法，称为差分编码器；图5-24(b)所示是把相对码变为绝对码的方法，称为差分译码器。

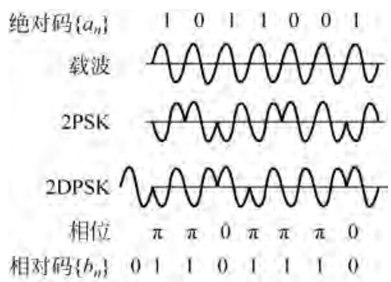


图5-23　2PSK和2DPSK信号的波形(A方式)

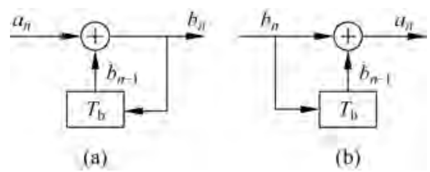


图5-24　绝对码与相对码的互相转换

由以上讨论可知，相对相移本质上就是对由绝对码转换而来的差分码的绝对相移。那么，2DPSK信号的表达式与2PSK的形式完全相同，所不同的只是此时式中的$s(t)$表示的是差分码数字序列，即

$$s_{2DPSK}(t) = s(t)\cos\omega_c t \tag{5-77}$$

这里

$$s(t) = \sum_n b_n g(t - nT_b) \tag{5-78}$$

b_n与a_n的关系由式(5-75)确定。

实现相对调相的最常用方法正是基于上述讨论而建立的，如图5-25所示，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。2PSK调制器可用前述的模拟调制法，也可用键控法。

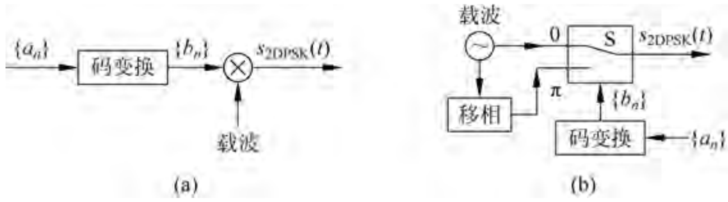


图 5-25　2DPSK 调制器框图

3. 2DPSK 信号的解调

2DPSK 信号的解调有两种方式，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。

（1）相干解调码变换法。

这种方法就是采用 2PSK 解调加差分译码的结构，其框图如图 5-26 所示。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（码反变换器）把相对码转换成绝对码，输出{a_n}。

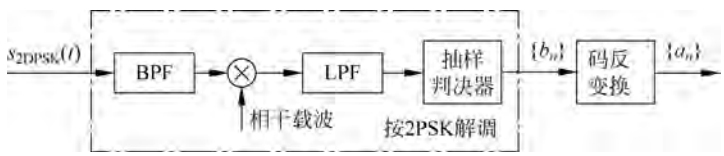


图 5-26　相干解调码变换法解调 2DPSK 信号框图

例 5.4　请证明图 5-26 所示框图中，当 2PSK 解调出现“反向工作”现象时，经码反变换器处理后仍然能够恢复出{a_n}。

解：当 2PSK 解调出现“反向工作”现象时，抽样判决器输出的序列将变为{$\bar{b}_n$}，码反变换器结构如图 5-24(b)所示，则有

$$\begin{aligned}\bar{b}_n \oplus \bar{b}_{n-1} &= b_n \oplus 1 \oplus b_{n-1} \oplus 1 = b_n \oplus b_{n-1} \oplus 1 \oplus 1 \\ &= b_n \oplus b_{n-1} = a_n\end{aligned}$$

其中，$\bar{b}_n = b_n \oplus 1$，$\bar{b}_{n-1} = b_{n-1} \oplus 1$，$1 \oplus 1 = 0$，$b_n \oplus b_{n-1} \oplus 0 = b_n \oplus b_{n-1}$。

证毕。

（2）差分相干解调法。

它是直接比较前后码元的相位差而构成的，故也称为相位比较法解调，其原理框图如图 5-27(a)所示，解调过程的各点波形如图 5-27(b)所示。

若不考虑噪声，设接收到的 2DPSK 信号为 $a\cos(\omega_c t + \varphi_n)$，其中 φ_n 表示第 n 个码元的初相位，则有

$$y_1(t) = a\cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

$$y_2(t) = a\cos[\omega_c(t - T_b) + \varphi_{n-1}]$$

式中，φ_{n-1} 表示前一码元对应载波的相位，T_b 为码元周期，则乘法器输出为

$$\begin{aligned}z(t) &= y_1(t) \cdot y_2(t) \\ &= a\cos(\omega_c t + \varphi_n) \cdot a\cos[\omega_c(t - T_b) + \varphi_{n-1}] \\ &= \frac{a^2}{2}[\cos(2\omega_c t - \omega_c T_b + \varphi_n + \varphi_{n-1}) + \cos(\omega_c T_b + \varphi_n - \varphi_{n-1})]\end{aligned}$$

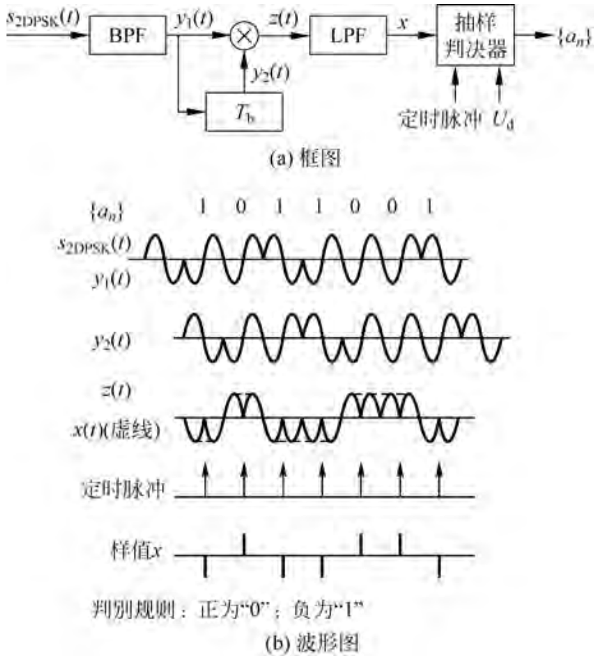


图 5-27　2DPSK 信号差分相干法解调框图及各点波形

经 LPF 滤除高频分量，可得

$$x=\frac{a^2}{2}\cos(\omega_c T_b+\varphi_n-\varphi_{n-1})=\frac{a^2}{2}\cos(\omega_c T_b+\Delta\varphi)$$

式中，$\Delta\varphi=(\varphi_n-\varphi_{n-1})$，为前后相邻码元的相对相位。

通常码元周期是载波周期的整数倍，即 $k=T_b/T_c$，其中 k 为整数，则

$$\omega_c T_b=\frac{2\pi}{T_c}T_b=2k\pi$$

此时，有

$$x=\frac{a^2}{2}\cos\Delta\varphi=\begin{cases}a^2/2, & \text{当 } \Delta\varphi=0 \text{ 时}\\ -a^2/2, & \text{当 } \Delta\varphi=\pi \text{ 时}\end{cases}$$

这样，差分相干解调法就将 $\Delta\varphi=(\varphi_n-\varphi_{n-1})$ 与基带信号建立了联系。根据发送端编码确定的 $\Delta\varphi$ 与数字信息的关系，就可以对 $x(t)$ 进行抽样判决，即抽样值 $x>0$，判为"0"码；抽样值 $x\leqslant 0$，判为"1"码。

差分相干解调法不需要码变换器，也不需要专门的本地载波发生器，因此，设备比较简单、实用，图 5-27 所示结构中 T_b 延时电路的输出起着参考载波的作用，乘法器起着相位比较(鉴相)的作用。

5.3.2　信号的功率谱及带宽

比较式(5-66)和式(5-1)可知，它们在形式上是完全相同的，所不同的只是 a_n 的取值，因此，求 2PSK 信号的功率谱密度时，也可采用与求 2ASK 信号功率谱密度相同的方法。

2PSK 信号的功率谱密度 $P_e(f)$ 可以写成

$$P_e(f)=\frac{1}{4}[P_s(f+f_c)+P_s(f-f_c)] \tag{5-79}$$

其中基带数字信号 $s(t)$的功率谱密度 $P_s(f)$可按照 4.1 节中介绍的方法直接推出。对于双极性 NRZ 码,引用 4.1 节的结果,则有

$$P_s(f)=T_b\mathrm{Sa}^2(\pi f T_b) \tag{5-80}$$

需要注意的是,该式是在双极性基带信号“0”和“1”等概率出现的条件下获得的。但是一般情况下,当不等概率时,$P_s(f)$中将含有直流分量。

将上式代入式(5-79),得

$$P_e(f)=\frac{T_b}{4}\{\mathrm{Sa}^2[\pi(f+f_c)T_b]+\mathrm{Sa}^2[\pi(f-f_c)T_b]\} \tag{5-81}$$

2PSK 信号功率谱示意图如图 5-28 所示。

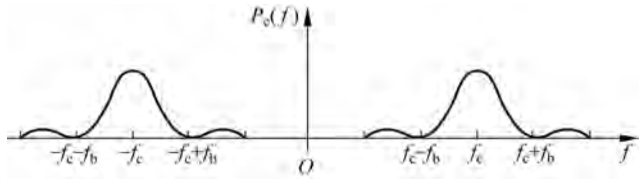


图 5-28　2PSK 信号的功率谱

由前述讨论可知,无论是 2PSK 还是 2DPSK 信号,就波形本身而言,它们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 信号表达式是数字基带信号变换而来的差分码。因此,由图 5-28 可以得到以下结论。

(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 信号相同

$$B_{2\mathrm{DPSK}}=B_{2\mathrm{PSK}}=B_{2\mathrm{ASK}}=\frac{2}{T_b}=2f_b \tag{5-82}$$

$$\eta_{2\mathrm{DPSK}}=\eta_{2\mathrm{PSK}}=\eta_{2\mathrm{ASK}}=\frac{1}{2}\mathrm{Baud/Hz} \tag{5-83}$$

上述分析表明,在数字调制中,2PSK 和 2DPSK 的频谱特性与 2ASK 十分相似。

相位调制和频率调制一样,本质上是一种非线性调制,但在数字调相中,由于表征信息的相位变化为有限的离散值,因此可以把它归结为幅度变化。这样一来,数字调相同线性调制的数字调幅就联系起来了,可以把数字调相信号当作线性调制信号来处理。

5.3.3 系统的抗噪声性能

1. 2PSK 信号相干解调系统

2PSK 信号相干解调系统性能分析模型如图 5-29 所示。

假定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 $n_0/2$,则发射端发送的 2PSK 信号为

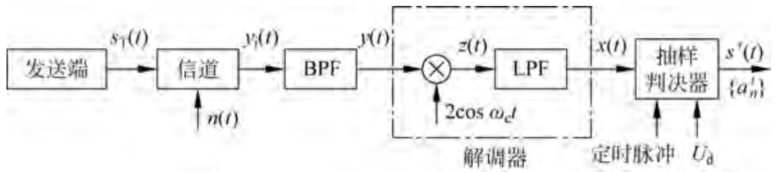


图 5-29 2PSK 信号相干解调系统性能分析模型

$$s_T(t)=\begin{cases}-A\cos\omega_c t, & 发“1”\\ A\cos\omega_c t, & 发“0”\end{cases} \tag{5-84}$$

则经信道传输后，当仅考虑信道传输固定衰耗 $a=kA$ 时，接收端输入信号为

$$y_i(t)=\begin{cases}-a\cos\omega_c t+n(t), & 发“1”\\ a\cos\omega_c t+n(t), & 发“0”\end{cases} \tag{5-85}$$

经带通滤波器后输出信号为

$$y(t)=\begin{cases}-a\cos\omega_c t+n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t, & 发“1”\\ a\cos\omega_c t+n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t, & 发“0”\end{cases} \tag{5-86}$$

其中，$n_i(t)=n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t$，为高斯白噪声 $n(t)$ 经 BPF 限带后的窄带高斯白噪声。为方便计算，取本地载波为 $2\cos\omega_c t$，则乘法器输出

$$z(t)=2y(t)\cos\omega_c t$$

将式(5-86)代入，并经低通滤波器滤除高频分量，在抽样判决器输入端得到的信号为

$$x(t)=\begin{cases}-a+n_c(t), & 发“1”\\ a+n_c(t), & 发“0”\end{cases} \tag{5-87}$$

由于 $n_c(t)$ 服从正态分布，因此，无论是发送“1”还是“0”，$x(t)$ 瞬时值 x 的一维概率密度函数 $f_1(x)$、$f_0(x)$ 都是方差为 σ_n^2 的正态分布函数，只是前者均值为 $-a$，后者均值为 a，即

$$f_1(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left[-\frac{(x+a)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad 发“1” \tag{5-88}$$

$$f_0(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad 发“0” \tag{5-89}$$

式中，σ_n^2 也就是带通滤波器输出噪声的平均功率，可以表示为

$$\sigma_n^2=n_0B_{2PSK}=2n_0f_b \tag{5-90}$$

其曲线如图 5-30 所示。

之后的分析完全类似于 2ASK 时的分析方法。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

$$U_d^*=0 \tag{5-91}$$

在最佳门限时，2PSK 系统的误码率为

$$\begin{aligned}P_e&=P(0)P(1/0)+P(1)P(0/1)=P(0)\int_{-\infty}^{0}f_0(x)\mathrm{d}x+P(1)\int_{0}^{\infty}f_1(x)\mathrm{d}x\\&=\int_0^{\infty}f_1(x)\mathrm{d}x[P(0)+P(1)]=\int_0^{\infty}f_1(x)\mathrm{d}x\end{aligned}$$

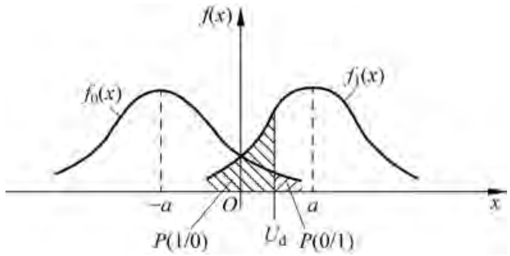


图 5-30 2PSK 信号概率分布曲线

$$=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}(\sqrt{r}) \tag{5-92}$$

式中，$r=\frac{a^2}{2\sigma_n^2}$，为接收端带通滤波器输出信噪比。

在大信噪比情况下，式(5-92)可得成

$$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r} \tag{5-93}$$

2. 2DPSK 相干解调码变换系统

图 5-26 给出了 2DPSK 信号相干解调码变换法解调原理框图，为了分析该解调系统的性能，可将图 5-29 给定的模型简化成如图 5-31 所示的形式，码反变换器输入端的误码率 P_e 就是相干解调 2PSK 系统的误码率，由式(5-92)或式(5-93)决定。于是，要求最终的 2DPSK 系统误码率 P'_e，只需在此基础上考虑码反变换器引起的误码率即可。

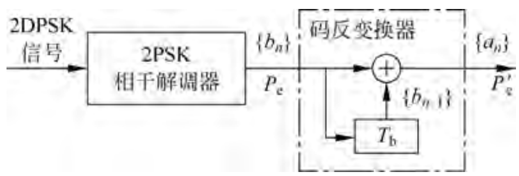


图 5-31 2DPSK 信号相干解调-码变换法解调系统性能分析模型

为了分析码反变换器对误码率的影响，这里以 $\{b_n\}=0110111001$ 为例，根据码反变换器公式 $a_n=b_n \oplus b_{n-1}$，码反变换器输入的相对码序列 $\{b_n\}$ 与输出的绝对码序列 $\{a_n\}$ 之间的误码关系可用图 5-32 进行展示。

(1) 若相对码信号序列中有 1 个码元错误，则在码反变换器输出的绝对码信号序列中将引起两个码元错误，如图 5-32(b)所示。图中，带“×”的码元为错码。

(2) 若相对码信号序列中有连续两个码元错误，则在码反变换器输出的绝对码信号序列中也会引起两个码元错误，如图 5-32(c)所示。

(3) 若相对码信号序列中出现一长串连续错码，则在码反变换器输出的绝对码信号序列中只会仍引起两个码元错误，如图 5-32(d)所示。

按此规律能够证明 2DPSK 系统误码率 P'_e 可以表示为

$$P'_e=2(1-P_e)P_e \tag{5-94}$$

当相对码的误码率 $P_e \ll 1$ 时，式(5-94)可近似表示为

$$P'_e \approx 2P_e=\mathrm{erfc}(\sqrt{r}) \tag{5-95}$$

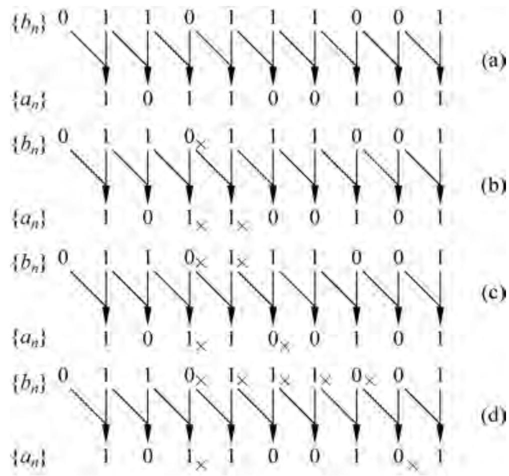


图 5-32　码反变换器对误码率的影响

由此可见，码反变换器总是使系统误码率增加，通常认为增加一倍，这与如图 5-32(b)所示随机出现误码的情况相吻合，在实际工程当中，这一情况出现的概率要远大于如图 5-32(c)、(d)所示突发出现误码的情况。

3. 2DPSK 信号差分相干解调

2DPSK 信号差分相干解调系统性能分析模型如图 5-33 所示。

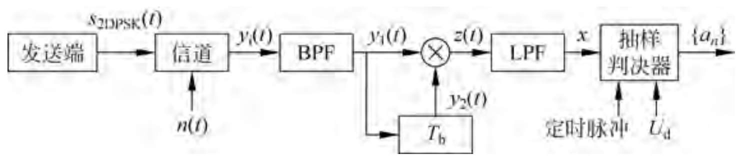


图 5-33　2DPSK 信号差分相干解调框图

由图 5-33 所示框图可知，由于存在着带通滤波器输出信号 $y_1(t)$ 与其延迟 T_b 的信号 $y_2(t)$ 相乘的问题，因此需要同时考虑两个相邻码元的对应关系，对 2DPSK 差分相干解调系统误码率的分析过程较为复杂。这里不进行详尽的分析，仅给出如下结论。

差分相干解调时 2DPSK 系统的最佳判决门限电平为

$$U_b^* = 0 \tag{5-96}$$

差分相干解调时 2DPSK 系统的误码率为

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) = \frac{1}{2}e^{-r} \tag{5-97}$$

式中，$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$，为接收端带通滤波器输出信噪比。

式(5-97)表明，差分相干解调时 2DPSK 系统的误码率随输入信噪比的增加呈指数规律下降。

4. 2PSK 与 2DPSK 系统的比较

(1) 2PSK 与 2DPSK 信号带宽均为 $2f_b$。

(2) 解调器输入信噪比 r 增大，误码率均下降。

(3) 检测这两种信号时判决器均可工作在最佳判决门限电平(零电平)。

(4) 2DPSK 系统的抗噪声性能不及 2PSK 系统。

(5) 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。

例 5.5 用 2DPSK 在某微波线路上传送二进制数字信息，已知传码率为 10^6 Baud，接收机输入端高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2=10^{-10}\,\mathrm{W/Hz}$，要求误码率 $P_e \leqslant 10^{-4}$。

(1) 采用相干解调码变换法接收时，求接收机输入端的最小信号功率。

(2) 采用差分相干解调法接收时，求接收机输入端的最小信号功率。

解：(1) 由于是相干解调码变换法，应用式(5-95)可知

$$P_e = \mathrm{erfc}\sqrt{r} = 1 - \mathrm{erf}\sqrt{r}$$

有

$$\mathrm{erf}\sqrt{r} = 1 - P_e \geqslant 0.9999$$

查 $\mathrm{erf}(x)$ 函数表，可得 $\sqrt{r} \geqslant 2.75$，所以 $r \geqslant 7.5625$。

因为

$$\sigma_n^2 = n_0 B = n_0 \times 2f_b = 2\times 10^{-10} \times 2 \times 10^6 = 4\times 10^{-4}\,\mathrm{W}$$

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} \geqslant 7.5625$$

所以，接收机输入端信号功率为

$$P = \frac{a^2}{2} \geqslant r\sigma_n^2 = 7.5626 \times 4 \times 10^{-4} = 3.025 \times 10^{-3}\,\mathrm{W} = 4.81\mathrm{dBm}$$

(2) 采用差分相干解调时，因为

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r} \leqslant 10^{-4}$$

所以

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} \geqslant 8.5172$$

$$P = \frac{a^2}{2} \geqslant r\sigma_n^2 = 8.5172 \times 4 \times 10^{-4} = 3.407 \times 10^{-3}\,\mathrm{W} = 5.32\mathrm{dBm}$$

由该例可见，同样要求达到 $P_e \leqslant 10^{-4}$，用相干解调码变换法解调只比差分相干解调要求的输入功率低 0.51dBm 左右，但差分相干法电路要简单得多，所以 **DPSK 解调大多采用差分相干解调法接收**。

5.4 二进制数字调制系统的性能比较

前文章节对二进制数字调制系统的相关理论进行了研究，本节将对各种二进制数字调制系统的性能进行总结、比较，包括系统的频带宽度、频带利用率、误码率、对信道特性变化的敏感性等。

1. 传输带宽

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

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

2. 频带利用率

频带利用率是数字传输系统的有效性指标，定义为

$$\eta=\frac{R_B}{B}\text{Baud/Hz}$$

式中，$R_B=1/T_b$，2ASK 系统和 2PSK(2DPSK)系统频带利用率均为 1/2Baud/Hz；2FSK 系统频带利用率为

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

3. 误码率

在数字通信中，误码率是衡量数字通信系统可靠性的性能指标。表 5-2 列出了各种二进制数字调制系统误码率求解公式。

表 5-2 二进制数字调制系统误码率求解公式

调制方式		误码率公式	$r\gg 1$	备注
2ASK	相干	$P_e=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{r/4}$	$P_e=\frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r/4}$	$r=\frac{a^2}{2\sigma_n^2}$，其中，$a^2/2$ 表示已知信号的功率，σ_n^2 是噪声功率。当 $P=0.5$ 时，2ASK 的判决门限为 $U_d^*=a/2$，2PSK、2DPSK 和 2FSK 的判决门限为 $U_d^*=0$。
	非相干	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r/4}$	同左	
2FSK	相干	$P_e=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{r/2}$	$P_e=\frac{1}{\sqrt{2\pi r}}e^{-r/2}$	
	非相干	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r/2}$	同左	
2PSK	相干	$P_e=\frac{1}{2}\text{erfc}\sqrt{r}$	$P_e=\frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r}$	
2DPSK	极性比较	$P_e\approx\text{erfc}\sqrt{r}$	$P_e=\frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r}$	
	差分相干	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r}$	同左	

应用表 5-2 给出的这些公式时，需要注意三个条件，一是接收机输入端出现的噪声是均值为 0 的高斯白噪声；二是不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，$r=a^2/2\sigma_n^2$ 是解调器的输入信噪比，2ASK 系统误码率公式中的 $r=a^2/2\sigma_n^2$ 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。

通过对表 5-2 进行分析，能够对二进制数字调制系统的抗噪声性能做如下两个方面的比较。

(1) 同一调制方式不同解调方法的比较

可以看出，同一调制方式不同解调方法的情况下，相干解调的抗噪声性能优于非相干解调。但是，随着信噪比 r 的增大，相干与非相干误码性能的相对差别会变得越来越不明显。

(2) 同一解调方法不同调制方式的比较

相干解调时，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；非相干解调时，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。图 5-34 所示为不同二进制数字调制系统误码率曲线示意图。

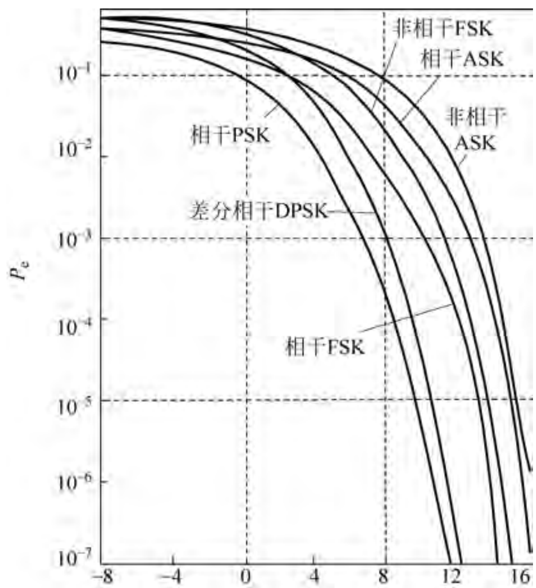


图 5-34 各种二进制数字调制系统误码率曲线示意图

4. 对信道特性变化的敏感性

对信道特性变化的灵敏度对最佳判决门限有一定的影响。假设 $P(0)=P(1)=1/2$，在 2FSK 系统中是通过比较两路解调输出的大小来做出判决，不需人为设置判决门限。在 2PSK 系统中，判决器的最佳判决门限为 0，与接收机输入信号的幅度无关，因此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，判决器的最佳判决门限为 $a/2$，它与接收机输入信号的幅度 a 有关，当信道特性发生变化时，接收机输入信号的幅度将随之发生变化，从而会导致最佳判决门限随之而变，这时接收机不容易保持在最佳判决门限状态，误码率将会增大。因此，从对信道特性变化的敏感程度方面看，2ASK 调制系统最差。

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，因为这时在接收端不易得到相干解调所需的相干参考信号。当发射机有严格的功率限制时，则可考虑采用相干解调，因为在给定传码率及误码率的情况下，相干解调所要求的信噪比比非相干解调小。

5.5 多进制数字调制

多进制数字调制就是利用多进制数字基带信号去调制高频载波的某个参量，如幅度、频率或相位的过程。根据被调参量的不同，多进制数字调制可分为多进制幅度键控（MASK）、多进制频移键控（MFSK）以及多进制相移键控（MPSK 或 MDPSK）。

由于多进制数字已调信号的被调参数在一个码元间隔内有多个取值，因此，与二进制数

字调制相比，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，提高信息速率（传信率），可以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，降低码元速率，可以提高传输的可靠性，减小码间串扰的影响等。

正是基于这些特点，多进制数字调制方式得到了广泛的使用。不过，获得上述好处的代价就是信号功率需求增加，系统实现复杂程度加大。

5.5.1　多进制幅移键控

1. 基本原理

多进制幅移键控（MASK）又称为多进制数字幅度调制，它是二进制数字幅度调制方式的扩展。M 进制幅度调制信号的载波振幅有 M 种取值，在一个码元期间 T_b 内发送其中一种幅度的载波信号。因此，MASK 已调信号的表达式为

$$s_{\text{MASK}}(t)=s(t)\cos\omega_c t \tag{5-98}$$

这里，$s(t)$ 为 M 进制数字基带信号，表达式为

$$s(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n g(t-nT_b) \tag{5-99}$$

式中，$g(t)$ 是幅度为 1、宽度为 T_b 的门函数；a_n 有 M 种取值可能，为

$$a_n=\begin{cases}0, & \text{概率为 } P_0\\ 1, & \text{概率为 } P_1\\ 2, & \text{概率为 } P_2\\ \vdots & \\ M-1, & \text{概率为 } P_{M-1}\end{cases} \tag{5-100}$$

且 $P_0+P_1+P_2+\cdots+P_{M-1}=1$。

图 5-35 所示为四进制数字基带信号 $s(t)$ 和已调信号 $s_{\text{MASK}}(t)$ 的波形图。

不难看出，图 5-35(b)的波形可以等效为图 5-36 所示，多个波形的叠加。

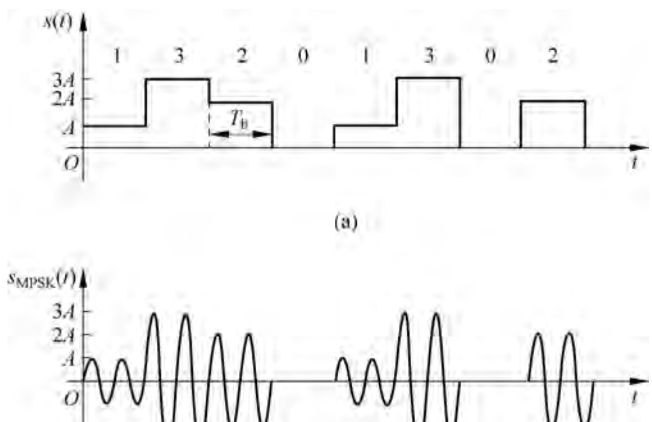


图 5-35　多进制数字幅度调制波形

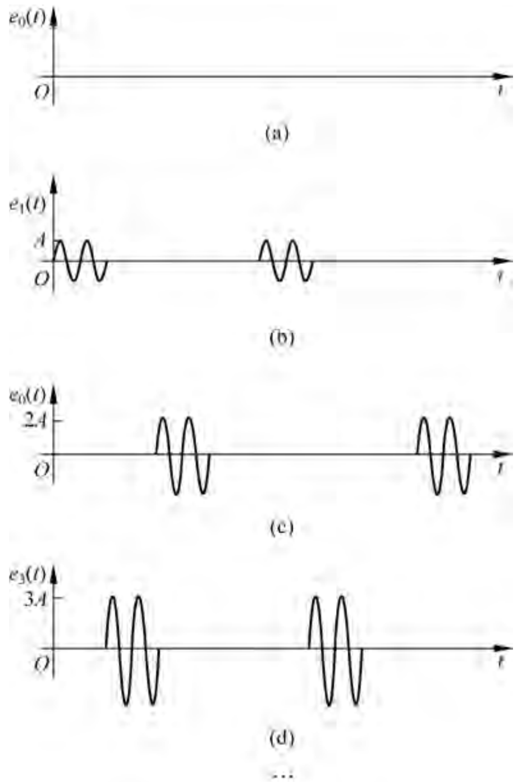


图 5-36 多进制数字幅度调制波形

图 5-36 中各个波形的表达式为

$$\begin{cases} e_0(t)=\sum\limits_n c_0 g(t-nT_b)\cos\omega_c t \\ e_1(t)=\sum\limits_n c_1 g(t-nT_b)\cos\omega_c t \\ e_2(t)=\sum\limits_n c_2 g(t-nT_b)\cos\omega_c t \\ \qquad\vdots \\ e_{M-1}(t)=\sum\limits_n c_{M-1} g(t-nT_b)\cos\omega_c t \end{cases} \tag{5-101}$$

式中，

$$\begin{cases} c_0=0, & \text{概率为 } 1 \\ c_1=\begin{cases}1, \\ 0,\end{cases} & \begin{matrix}\text{概率为 } P_1 \\ \text{概率为}(1-P_1)\end{matrix} \\ c_2=\begin{cases}2, \\ 0,\end{cases} & \begin{matrix}\text{概率为 } P_2 \\ \text{概率为}(1-P_2)\end{matrix} \\ \vdots \\ c_{M-1}=\begin{cases}M-1, \\ 0,\end{cases} & \begin{matrix}\text{概率为 } P_{M-1} \\ \text{概率为}(1-P_{M-1})\end{matrix} \end{cases} \tag{5-102}$$

因此，$e_0(t)$、…、$e_{M-1}(t)$均可以认为是 2ASK 信号，但它们幅度互不相等，时间上互不

重叠，其中 $e_0(t)=0$，可以不考虑。这样看来，$s_{\mathrm{MASK}}(t)$可以看作是由时间上互不重叠的 $M-1$ 个不同幅度的 2ASK 信号叠加而成，即

$$s_{\mathrm{MASK}}(t)=\sum_{i=1}^{M-1} e_i(t) \tag{5-103}$$

2. 信号的功率谱及带宽

由式(5-103)可知，MASK 信号的功率谱是这 $M-1$ 个 2ASK 信号的功率谱之和，因而具有与 2ASK 功率谱相似的形式。显然，就 MASK 信号的带宽而言，由其分解的任一个 2ASK 信号的带宽是相同的，可表示为

$$B_{\mathrm{MASK}}=2f_{\mathrm{b}} \tag{5-104}$$

其中 $f_{\mathrm{b}}=1/T_{\mathrm{b}}$ 是多进制码元出现频率，T_{b} 为多进制码元周期。

与 2ASK 信号相比较，当两者码元速率相等时，记二进制码元出现频率为 f'_{b}，则 $f_{\mathrm{b}}=f'_{\mathrm{b}}$，因此两者带宽相等，即

$$B_{\mathrm{MASK}}=B_{2\mathrm{ASK}} \quad (B_{2\mathrm{ASK}}=2f'_{\mathrm{b}}) \tag{5-105}$$

当两者的信息速率相等时，则其码元出现频率的关系为

$$f_{\mathrm{b}}=\frac{f'_{\mathrm{b}}}{k} \quad 或 \quad f'_{\mathrm{b}}=kf_{\mathrm{b}} \tag{5-106}$$

其中 $k=\log_2 M$，则

$$B_{\mathrm{MASK}}=\frac{1}{k}B_{2\mathrm{ASK}} \tag{5-107}$$

可见，当信息速率相等时，MASK 信号的带宽只是 2ASK 信号带宽的 $1/k$。如果以信息速率来考虑频带利用率 η，按定义有

$$\eta=\frac{kf_{\mathrm{b}}}{B_{\mathrm{MASK}}}=\frac{kf_{\mathrm{b}}}{2f_{\mathrm{b}}}=\frac{k}{2}\mathrm{b/(s\cdot Hz)} \tag{5-108}$$

它是 2ASK 系统频带利用率的 k 倍。这说明 MASK 系统的频带利用率高于 2ASK 系统的频带利用率。

3. 信号的调制与解调

实现 M 电平调制的原理框图如图 5-37 所示，它与 2ASK 系统非常相似。不同的只是基带信号由二电平变为了多电平。为此，发送端增加了“$2-M$”电平变换器，将二进制信息序列每 k 个分为一组($k=\log_2 M$)，变换为 M 电平基带信号，再送入调制器。相应地，在接收端增加“$M-2$”电平变换器。多进制数字幅度调制信号的解调可以采用相干解调方式，也可以采用包络检波方式，原理与 2ASK 的完全相同。

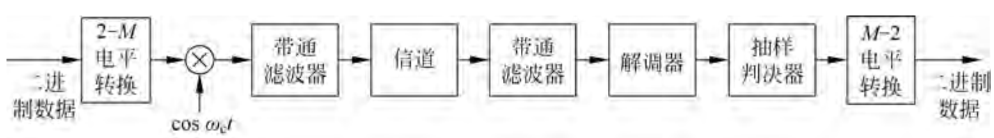


图 5-37　M 进制幅度调制系统原理框图

4. 系统的抗噪声性能

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

$$P_{\mathrm{e}}=\left(\frac{M-1}{M}\right)\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{3r}{M^2-1}}\right) \tag{5-109}$$

容易看出，为了得到相同的误码率 P_e，所需的信噪比 r 随电平数 M 增加而增大。例如，四电平系统比二电平系统信噪比需要增大约 7dB(5 倍)。

由于 MASK 信号是用信号振幅传递信息的，信号振幅在传输时受信道衰落的影响大，故在远距离传输的衰落信道中应用较少。

5.5.2 多进制频移键控

1. 基本原理

多进制频移键控(MFSK)又称为多进制数字频率调制，是 2FSK 方式的扩展，它是用 M 个不同的载波频率代表 M 种数字信息，其中 $M=2^k$。MFSK 系统的组成框图如图 5-38 所示，其发送端采用键控选频的调制方式，接收端采用非相干解调方式。

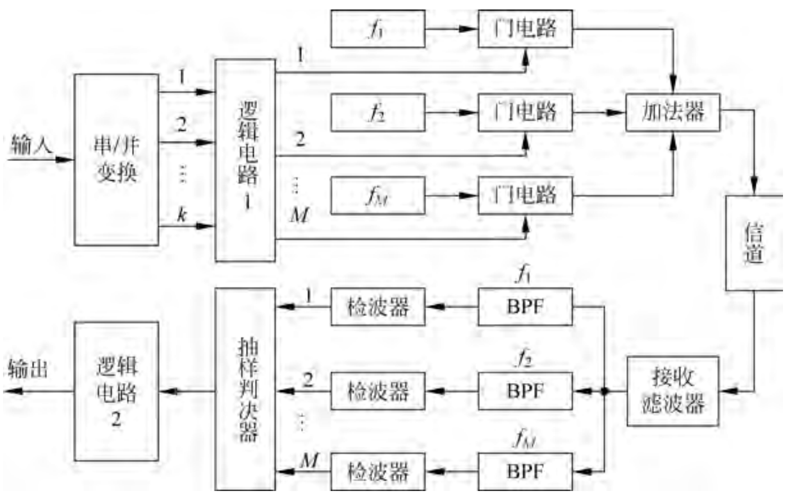


图 5-38 多进制数字频率调制系统的组成框图

在图 5-38 所示框图中，串/并变换器和逻辑电路 1 将输入的二进制码对应地转换成有 M 种状态的多进制码，分别对应 M 个不同的载波频率(f_1、f_2、…、f_M)。当某组 k 位二进制码到来时，逻辑电路 1 的输出一方面接通某个门电路，让相应的载频发送出去，另一方面同时关闭其余所有门电路，经相加器组合输出的便是一个 MFSK 波形。

MFSK 的解调部分由 M 个带通滤波器、包络检波器及一个抽样判决器和逻辑电路 2 组成。各带通滤波器的中心频率分别对应发送端的各个载频，因而，当某一已调载频信号到来时，在任一码元持续时间内，只有与发送端频率相应的带通滤波器才能收到信号，其他带通滤波器只有噪声通过。抽样判决器的任务是比较所有包络检波器的输出电压，并选出最大者作为输出，这个输出是与发送端载频相应的 M 进制数。逻辑电路 2 把这个 M 进制数译成 k 位二进制并行码，并进一步做并/串变换恢复二进制信息并输出，进而完成数字信号的传输。

2. 信号的功率谱及带宽

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。

设 MFSK 信号码元的宽度为 T_b，即传输速率 $f_b=1/T_b$，则 M 频制信号的带宽为

$$B_{MFSK}=|f_M-f_1|+2f_b \tag{5-110}$$

式中，f_M 为最高选用载频，f_1 为最低选用载频。

MFSK 信号功率谱 $P(f)$ 如图 5-39 所示。

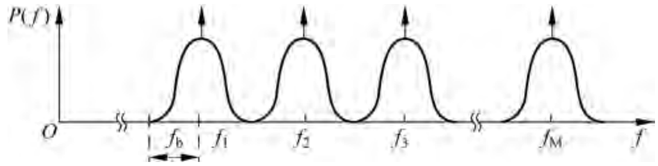


图 5-39 MFSK 信号的功率谱

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，则这时的 MFSK 信号的带宽及频带利用率分别为

$$B_{MFSK}=2Mf_b \tag{5-111}$$

$$\eta_{MFSK}=\frac{kf_b}{B_{MFSK}}=\frac{k}{2M}=\frac{\log_2 M}{2M} \tag{5-112}$$

可见，MFSK 信号的带宽随频率数 M 增大而线性增宽，频带利用率明显下降。与 MASK 的频带利用率比较，它们的关系为

$$\frac{\eta_{MFSK}}{\eta_{MASK}}=\frac{k/2M}{k/2}=\frac{1}{M} \tag{5-113}$$

这说明 MFSK 的频带利用率总是低于 MASK 的频带利用率。

3. 系统的抗噪声性能

可以证明，MFSK 信号采用非相干解调时系统的误码率为

$$P_e\approx\left(\frac{M-1}{2}\right)e^{-r/2} \tag{5-114}$$

采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e\approx\left(\frac{M-1}{2}\right)\mathrm{erfc}(\sqrt{r/2}) \tag{5-115}$$

从式(5-114)和式(5-115)可以看出，MFSK 系统误码率随 M 增大而增加，但与 MASK 系统相比增加的速度要小得多。同时，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。

5.5.3 多进制绝对相移键控

1. 基本原理

多进制绝对相移键控(MPSK)又称多进制数字相位调制，是 2PSK 的扩展，是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。

设载波为 $\cos\omega_c t$，则 MPSK 信号可表示为

$$\begin{aligned}s_{MPSK}(t)&=\sum_n g(t-nT_b)\cos(\omega_c t+\varphi_n)\\&=\cos\omega_c t\sum_n\cos\varphi_n g(t-nT_b)-\sin\omega_c t\sum_n\sin\varphi_n g(t-nT_b)\end{aligned} \tag{5-116}$$

式中，$g(t)$ 是幅度为 1、宽度为 T_b 的门函数；T_b 为 M 进制码元的持续时间，亦就是 k 比特

二进制码元的持续时间($k=\log_2 M$)；φ_n 为第 n 个码元对应的相位，共有 M 种不同取值可能，可以表示为

$$\varphi_n=\begin{cases}\theta_0, & \text{概率为 } P_0\\ \theta_1, & \text{概率为 } P_1\\ & \vdots\\ \theta_{M-1}, & \text{概率为 } P_{M-1}\end{cases} \tag{5-117}$$

且 $P_0+P_1+\cdots+P_{M-1}=1$。

为了使平均错误概率降到最小，一般在$(0,2\pi)$范围内等间隔划分相位，因此相邻相移的差值为

$$\Delta\theta=\frac{2\pi}{M} \tag{5-118}$$

令$\begin{cases}a_n=\cos\varphi_n\\ b_n=\sin\varphi_n\end{cases}$，这样式(5-116)变为

$$\begin{aligned}s_{\mathrm{MPSK}}(t)&=\left[\sum_n a_n g(t-nT_{\mathrm{b}})\right]\cos\omega_{\mathrm{c}}t-\left[\sum_n b_n g(t-nT_{\mathrm{b}})\right]\sin\omega_{\mathrm{c}}t\\ &=I(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t-Q(t)\sin\omega_{\mathrm{c}}t\end{aligned} \tag{5-119}$$

这里

$$\begin{cases}I(t)=\left[\sum_n a_n g(t-nT_{\mathrm{b}})\right]\\ Q(t)=\left[\sum_n b_n g(t-nT_{\mathrm{b}})\right]\end{cases} \tag{5-120}$$

常把式(5-119)中的 $I(t)$称为同相分量，$Q(t)$称为正交分量。可见 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。这样，就为 MPSK 信号的产生提供了依据，这也就是利用正交调制的方法产生 MPSK 信号。

MPSK 信号通常用矢量图来描述，图 5-40 所示为 2 相制、4 相制、8 相制三种情况下的矢量图。与图 5-22 类似，将矢量图配置为两种相位形式，根据 ITU-T 的建议，图 5-40(a)所示的相移方式称为 A 方式；图 5-40(b)所示的相移方式称为 B 方式。图中注明了各相位状态及其所代表的 k 比特码元。

以 A 方式的 4PSK 信号为例，载波相位有 0、$\pi/2$、π 和 $3\pi/2$ 四种，分别对应信息码元“00”“10”“11”和“01”，虚线为参考相位。对 MPSK 而言，参考相位为载波初始相位。各相位值都是对参考相位而言的，正为超前，负为滞后。

2. 信号的功率谱及带宽

MPSK 信号可以看成是载波互为正交的两路 MASK 信号的叠加，因此，MPSK 信号的频带宽度应与 MASK 信号相同，即

$$B_{\mathrm{MPSK}}=B_{\mathrm{MASK}}=2f_{\mathrm{b}} \tag{5-121}$$

其中，$f_{\mathrm{b}}=1/T_{\mathrm{b}}$ 是 M 进制码元传输频率。此时信息速率与 MASK 相同，是 2ASK 及 2PSK 的 $k=\log_2 M$ 倍。也就是说，MPSK 系统的频带利用率是 2PSK 的 k 倍。

3. 信号的产生

为了帮助读者更加明确 MPSK 信号的产生过程，这里以 4PSK 为例进行说明信号的产生原理。4PSK 利用载波的 4 种不同相位来表征数字信息，由于每一种载波相位代表两个

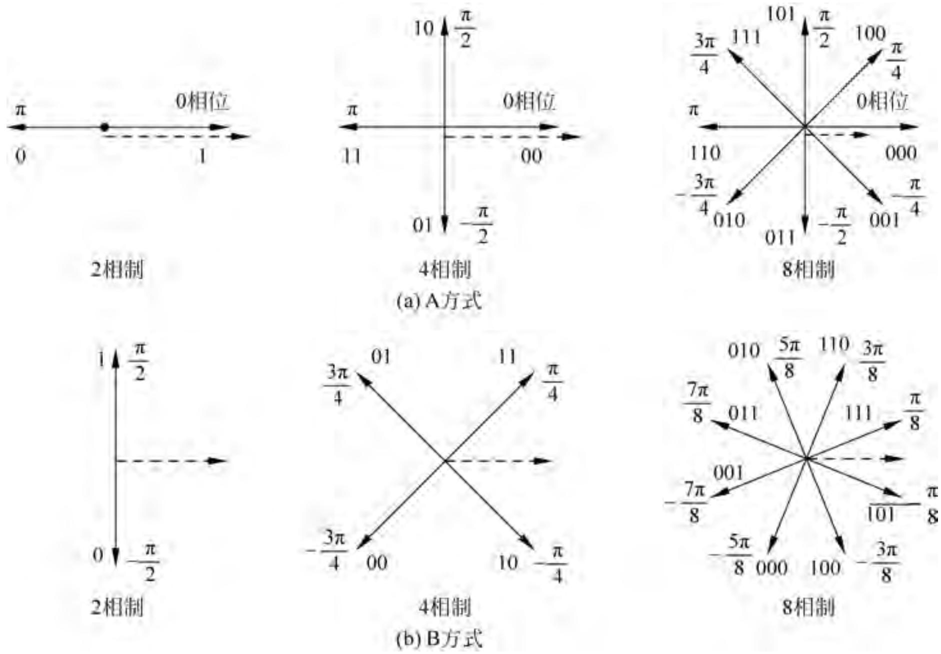


图 5-40　相位配置矢量图

比特信息，故每个四进制码元又称为双比特码元，习惯上把双比特的前一位用 a 代表，后一位用 b 代表。4PSK 信号常用的产生方法有两种，即相位选择法及直接调相法。

（1）相位选择法

由式(5-116)可以看出，在一个码元持续时间 T_b 内，4PSK 信号为载波 4 个相位中的某一个，因此，可以用相位选择法产生 B 方式 4PSK 信号，其原理如图 5-41 所示。

在图 5-41 中，四相载波发生器产生 4PSK 信号所需的 4 种不同相位的载波，输入的二进制数码经串/并变换器输出双比特码元，按照输入的双比特码元的不同，逻辑选相电路输出相应相位的载波。

例如，当双比特码元 ab 为 11 时，输出相位为 45°的载波；双比特码元 ab 为 01 时，输出相位为 135°的载波等。

图 5-41 所示结构产生的是 B 方式的 4PSK 信号，要想形成 A 方式的 4PSK 信号，只需调整四相载波发生器输出的载波相位即可。

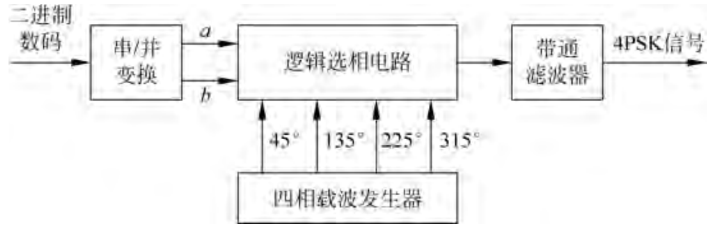


图 5-41　相位选择法产生 4PSK 信号(B 方式)原理框图

（2）直接调相法

由式(5-119)可以看出，4PSK 信号也可以采用正交调制的方式产生，因此，4PSK 也常

称为正交相移键控(QPSK)。B方式实现QPSK调制的原理框图如图5-42(a)所示,它可以看成由两个载波正交的2PSK调制器构成,分别形成图5-42(b)所示的虚线矢量,再经加法器合成后得图5-42(b)中的实线矢量图。

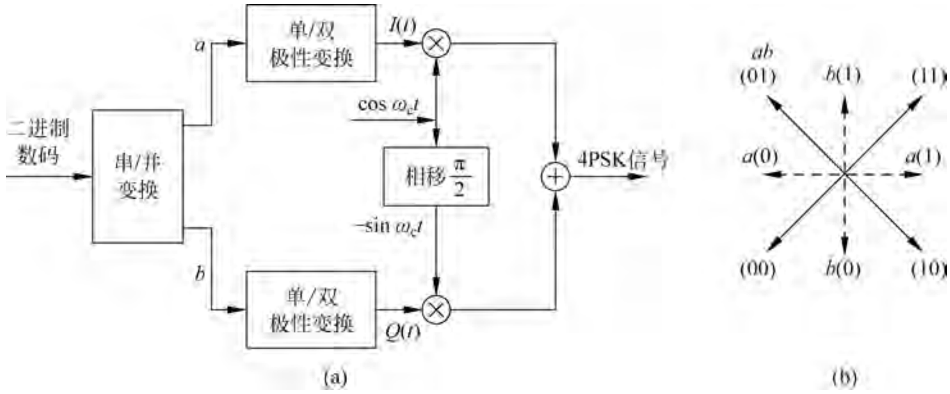


图5-42 直接调相法产生4PSK信号框图

4. 信号的解调

由于QPSK信号可以看作是两个载波正交的2PSK信号的合成,因此,对QPSK信号的解调可以采用与2PSK信号类似的解调方法。图5-43所示是B方式QPSK信号相干解调器的组成框图。图中两个相互正交的相干载波分别解调出两个分量a和b,然后经并/串变换器还原成二进制双比特串行数字信号,进而实现二进制信息的恢复。此法也称为极性比较法。

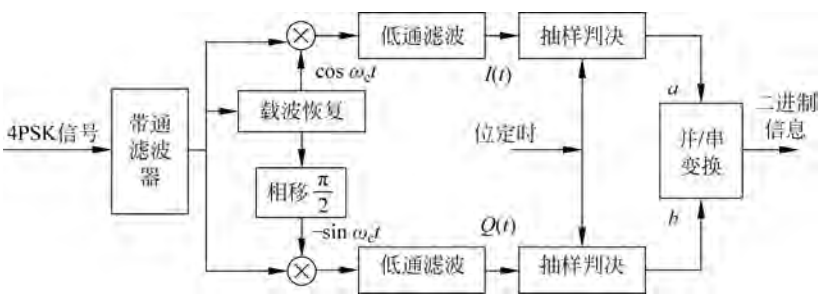


图5-43 QPSK信号的相干解调

在2PSK信号相干解调的过程中会产生"倒π"(即"180°相位模糊")现象,同样,QPSK信号相干解调也会产生相位模糊问题,并且是0°、90°、180°和270°四个相位模糊。因此,在实际工程中常用的是四相相对相移调制,即QDPSK。

5.5.4 多进制差分相移键控

1. 基本原理

在多进制相移键控体制中也存在多进制差分相移键控(MDPSK)。MPSK信号可以用式(5-116)和式(5-119)来表示,也可以用图5-40来定义其矢量图,上述描述对于MDPSK信号仍然适用,只需要把φ_n作为第n个码元对应前一码元载波相位变化即可,在矢量图当中参考相位则选择前一码元所对应载波相位。为了便于分析和比较,这里仍以4DPSK(也就是QDPSK)为例进行讨论。A方式QDPSK信号的编码规则如表5-3所示。

表 5-3 QDPSK 信号编码规则

a	b	$\Delta\varphi_n$ A 方式
0	0	0°
1	0	90°
1	1	180°
0	1	270°

2. 信号的产生

与 2DPSK 信号的产生相类似，在 QPSK 的基础上加码变换器，就可形成 QDPSK 信号。图 5-44 所示为 A 方式 QDPSK 信号产生原理框图。

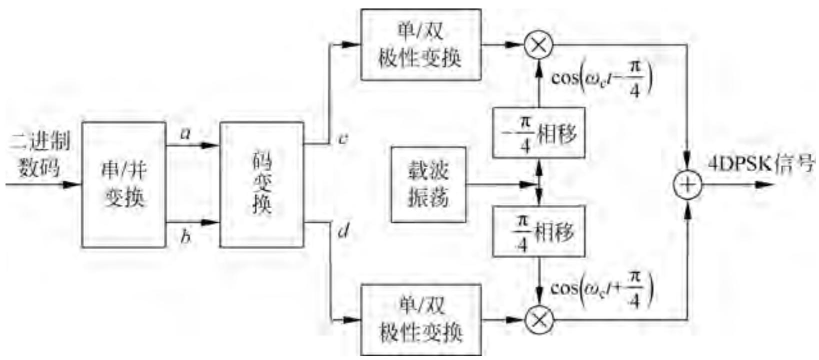


图 5-44 QDPSK 信号产生原理框图

为了对应图 5-40 给出的 A 方式信号矢量图，设单/双极性变换的规律为 0→+1、1→−1，码变换器将并行绝对码 a、b 转换为并行相对码 c、d，其转换逻辑如表 5-4 所示。在表 5-4 中，$\theta_k=\theta_{k-1}+\Delta\theta_k$，$c_k$ 和 d_k 的取值由 θ_k 确定。

表 5-4 QDPSK 码变换关系

当前输入的一对码元及要求的相对相移			前一时刻经过变换后的一对码元及产生的相移			当前时刻应当给出的变换后的一对码元和相位		
a_k	b_k	$\Delta\theta_k$	c_{k-1}	d_{k-1}	θ_{k-1}	c_k	d_k	θ_k
0	0	0°	0	0	0°	0	0	0°
			1	0	90°	1	0	90°
			1	1	180°	1	1	180°
			0	1	270°	0	1	270°
1	0	90°	0	0	0°	1	0	90°
			1	0	90°	1	1	180°
			1	1	180°	0	1	270°
			0	1	270°	0	0	0°
1	1	180°	0	0	0°	1	1	180°
			1	0	90°	0	1	270°
			1	1	180°	0	0	0°
			0	1	270°	1	0	90°

续表

当前输入的一对码元及要求的相对相移			前一时刻经过变换后的一对码元及产生的相移			当前时刻应当给出的变换后的一对码元和相位		
a_k	b_k	$\Delta\theta_k$	c_{k-1}	d_{k-1}	θ_{k-1}	c_k	d_k	θ_k
0	1	270°	0	0	0°	0	1	270°
			1	0	90°	0	0	0°
			1	1	180°	1	0	90°
			0	1	270°	1	1	180°

3. 信号的解调

QDPSK 信号的解调可以采用相干解调码反变换法(极性比较法),也可采用差分相干解调法(相位比较法)。

1) 相干解调码反变换法

A 方式 QDPSK 信号相干解调码反变换法解调原理框图如图 5-45 所示,与 QPSK 信号相干解调的不同之处在于串/并变换之前需要加入码反变换器。

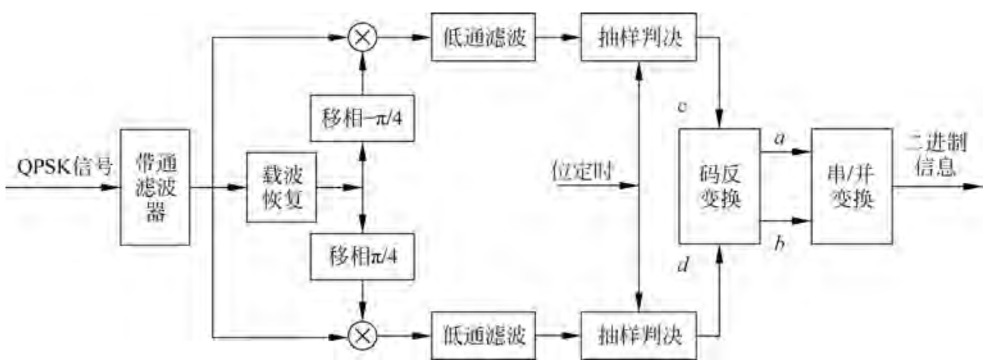


图 5-45　QDPSK 信号的相干解调码反变换法解调

2) 差分相干解调法

A 方式 QDPSK 信号差分相干解调原理框图如图 5-46 所示,与相干解调码反变换法相比,主要区别在于它利用延迟电路将前一码元信号延迟一码元时间后,分别作为上、下支路的相干载波;另外,它不需要采用码反变换器,这是因为 QDPSK 信号的信息包含在前后码元相位差中,而差分相干解调法的原理就是直接比较前后码元的相位。

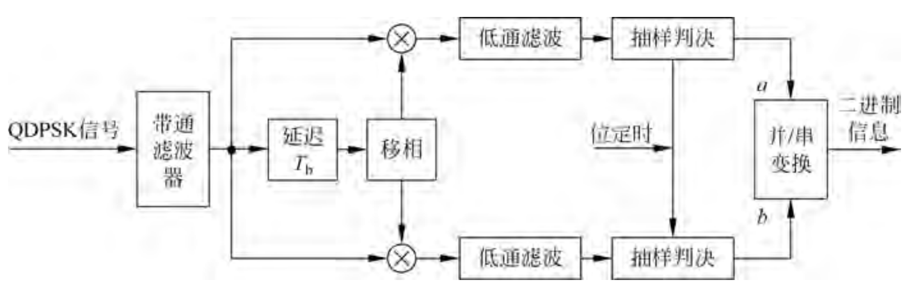


图 5-46　4DPSK 信号的差分相干解调原理框图

4. 系统的抗噪声性能

可以证明 QPSK 信号采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\sin\frac{\pi}{4}\right) \tag{5-122}$$

QDPSK 信号采用相干解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \mathrm{erfc}\left(\sqrt{2r}\sin\frac{\pi}{8}\right) \tag{5-123}$$

式中，r 为信噪比。

综上讨论可以看出，多进制相移键控是一种频带利用率较高的传输方式，再加之有较好的抗噪声性能，因而得到了广泛的应用，其中 MDPSK 比 MPSK 用得更广泛一些。

*5.6 现代数字调制技术

二进制和多进制数字调制方式是数字调制的理论基础，在此基础上，人们又发展和提出了许多性能优异的新型调制技术，对这些调制技术的研究，主要是围绕寻找频带利用率高、抗干扰能力强的调制方式而展开的。

5.6.1 正交振幅调制

2ASK 系统频带利用率是 1/2(b/(s/Hz))。若利用正交载波技术传输 ASK 信号，可使频带利用率提高一倍。如果再把多进制与正交载波技术结合起来，还可进一步提高频带利用率，这就是正交振幅调制(Quadrature Amolitude Modulation，QAM)。

1. 基本原理

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，进而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，图 5-47 所示为 4QAM、16QAM、64QAM 对应的星座图。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。

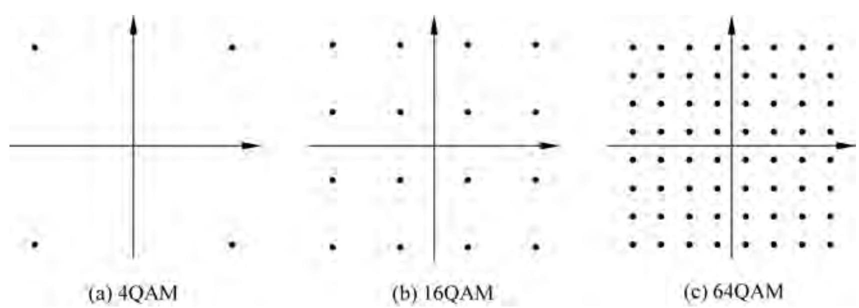


图 5-47　QAM 星座图

2. 信号的产生

QAM 信号的同相和正交分量可以分别以 ASK 方式传输数字信号，如果两通道的基带

信号分别为 $x(t)$和 $y(t)$，则 QAM 信号可表示为

$$s_{\mathrm{QAM}}(t)=x(t)\cos\omega_c t+y(t)\sin\omega_c t \tag{5-124}$$

式中，

$$\begin{cases} x(t)=\sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} x_k g(t-kT_b) \\ y(t)=\sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} y_k g(t-kT_b) \end{cases} \tag{5-125}$$

其中，T_b 为多进制码元周期，为了传输和解调方便，x_k 和 y_k 一般为双极性 M 进制码元，例如取为±1、±3、…、±(M−1)等。图 5-48 所示为产生多进制 QAM 信号的数学模型。

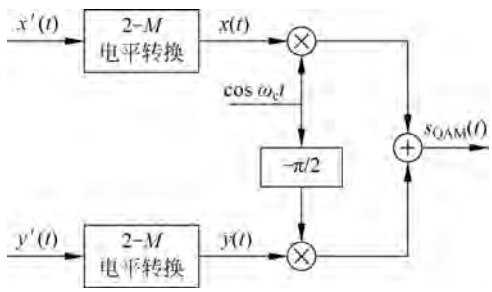


图 5-48　QAM 信号产生模型

3. 信号的解调

QAM 信号采取正交相干解调的方法解调，其数学模型如图 5-49 所示。

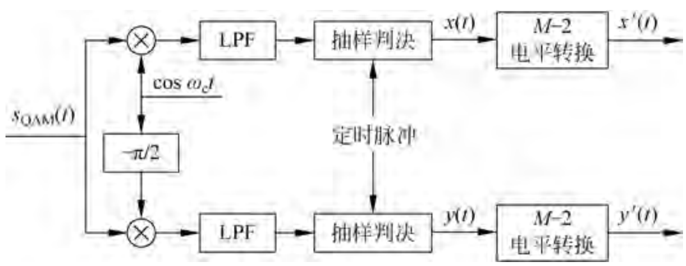


图 5-49　QAM 信号解调

解调器首先对收到的 QAM 信号进行正交相干解调。低通滤波器(LPF)滤除乘法器产生的高频分量，经抽样判决后即可恢复出 M 电平信号 $x(t)$和 $y(t)$。因为 x_k 和 y_k 取值一般为±1、±3、…、±(M−1)，所以判决电平应设在信号电平间隔的中点，即 U_d=0、±2、±4、…、±(M−2)。根据多进制码元与二进制码元之间的关系，经 M−2 转换，即可将 M 电平信号转换为二进制基带信号 $x'(t)$和 $y'(t)$。

4. 系统的抗噪声性能

对于相同状态数的多进值数字调制，QAM 系统抗噪性能优于 PSK。这里对 16QAM 和 16PSK 的性能进行比较，图 5-50 所示为这两种信号的星座图。

设 16QAM 和 16PSK 信号的最大振幅为 A，则相邻矢量端点的距离分别为

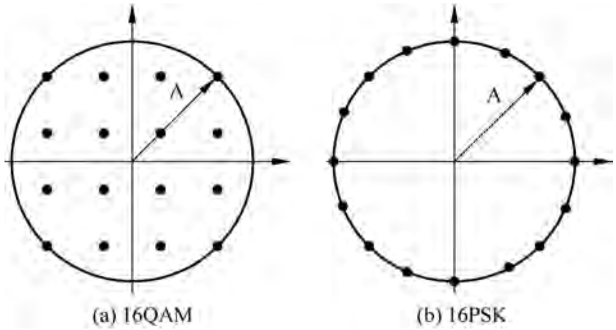


图 5-50　16QAM 和 16PSK 信号星座图

$$\begin{cases} d_{16\mathrm{PSK}} = 2A \cdot \sin\dfrac{\pi}{16} \approx 0.39A \\ d_{16\mathrm{QAM}} = \dfrac{\sqrt{2}A}{3} \approx 0.47A \end{cases} \tag{5-126}$$

相邻矢量端点的距离越大，其抗干扰能力越强。从式(5-126)可以看出，$d_{16\mathrm{PSK}} < d_{16\mathrm{QAM}}$，因此，在最大功率(振幅)相等的的条件下，16QAM 系统抗噪性能优于 16PSK 系统。同样还可以证明在平均功率相等的条件下 16QAM 抗噪性能仍然优于 16PSK。

5.6.2　最小频移键控

最小移频键控(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。

1. 基本原理

MSK 信号是 FSK 信号的改进型，二进制 MSK 信号的表示式可写为

$$s_{\mathrm{MSK}}(t) = A\cos\left(\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_b} t + \varphi_k\right) \tag{5-127}$$

或者

$$s_{\mathrm{MSK}}(t) = A\cos[\omega_c t + \theta(t)] \tag{5-128}$$

这里，

$$\theta(t) = \frac{a_k \pi}{2T_b} t + \varphi_k, \quad (k-1)T_b \leqslant t \leqslant kT_b \tag{5-129}$$

式中，ω_c 表示载波角率频；$a_k = \pm 1$，是数字基带信号；φ_k 为第 k 个码元的相位常数，在 $(k-1)T_b \leqslant t \leqslant kT_b$ 期间保持不变。

当 $a_k = +1$ 时，信号的频率为

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_b} \tag{5-130}$$

当 $a_k = -1$ 时，信号的频率为

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_b} \tag{5-131}$$

则

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_b} \tag{5-132}$$

当初相为零时，可以证明代表数字信息的两个不同频率信号波形的相关系数为

$$\rho = \frac{\sin 2\pi(f_2 - f_1)T_b}{2\pi(f_2 - f_1)T_b} + \frac{\sin 4\pi f_c T_b}{4\pi f_c T_b} \tag{5-133}$$

式中，$f_c = (f_1 + f_2)/2$，表示载波频率。

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，即对应式(5-133)右边两项均应为零。其中，第一项等于零的条件是 $2\pi(f_2 - f_1)T_b = k\pi(k = 1, 2, 3, \cdots)$，令 k 等于其最小值 1，则如式(5-132)所示，显然式(5-127)描述的 MSK 信号能够使得第一项等于零；第二项等于零的条件是

$$4\pi f_c T_b = k\pi, \quad k = 1, 2, 3, \cdots \tag{5-134}$$

即

$$T_b = \frac{k}{4f_c} = \frac{k}{4}T_c, \quad k = 1, 2, 3, \cdots \tag{5-135a}$$

或

$$f_c = \frac{k}{4T_b} = \frac{k}{4}f_b = \left(N + \frac{m}{4}\right)f_b, \quad m = 0, 1, 2, \cdots \tag{5-135b}$$

式(5-135)说明，MSK 信号在每一码元周期内必须包含四分之一载波周期的整倍数，式(5-130)和式(5-131)则可以写为

$$\begin{cases} f_2 = f_c + \dfrac{1}{4T_b} = \left(N + \dfrac{m+1}{4}\right)\dfrac{1}{T_b} \\ f_1 = f_c - \dfrac{1}{4T_b} = \left(N + \dfrac{m-1}{4}\right)\dfrac{1}{T_b} \end{cases} \tag{5-136}$$

相位常数 φ_k 的选择应保证信号相位在码元转换时刻是连续的，即

$$\theta_{k-1}(kT_b) = \theta_k(kT_b) \tag{5-137}$$

将式(5-129)代入(5-137)可以得到

$$\frac{a_{k-1}\pi}{2T_b}kT_b + \varphi_{k-1} = \frac{a_k\pi}{2T_b}kT_b + \varphi_k$$

进一步整理可以得到

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & a_{k-1} = a_k \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & a_{k-1} \neq a_k \end{cases} \tag{5-138}$$

式(5-138)表明 MSK 信号在第 k 个码元的相位不仅与当前的 a_k 有关，而且与前面的 a_{k-1} 及相位 φ_{k-1} 也有关，也就是说，前后码元之间存在着相关性。对于相干解调来说，φ_k 起始参考值可以假定为零，因此，式(5-138)可以写为

$$\varphi_k = 0 \quad \text{或} \quad \pi \tag{5-139}$$

进一步分析式(5-129)可知 $\theta(t)$ 是一个直线函数，在第 k 个码元，其持续时间为 $(k-1)T_b \leqslant t \leqslant kT_b$，则该码元的初始相位为

$$\theta_k[(k-1)T_b] = \frac{a_k\pi}{2T_b}t + \varphi_k = \varphi_k + a_k(k-1)\frac{\pi}{2} \tag{5-140}$$

终止相位为

$$\theta_k(kT_b)=\varphi_k+a_k k\frac{\pi}{2} \tag{5-141}$$

因此

$$\Delta\theta_k=\theta_k(kT_b)-\theta_k[(k-1)T_b]=a_k\frac{\pi}{2}=\begin{cases}\pi/2, & a_k=1\\ -\pi/2, & a_k=-1\end{cases} \tag{5-142}$$

式(5-142)表明在每一码元时间内,相对于前一码元载波相位,$\theta_k(t)$不是增加 $\pi/2(a_k=+1)$,就是减少 $\pi/2(a_k=-1)$。$\theta_k(t)$随 t 的变化规律如图 5-51 所示,其中正斜率直线表示传“1”码时的相位轨迹,负斜率直线表示传“0”码时的相位轨迹,这种由相位轨迹构成的图形称为相位网格图,图中粗线路径所对应的信息序列为 1101000。

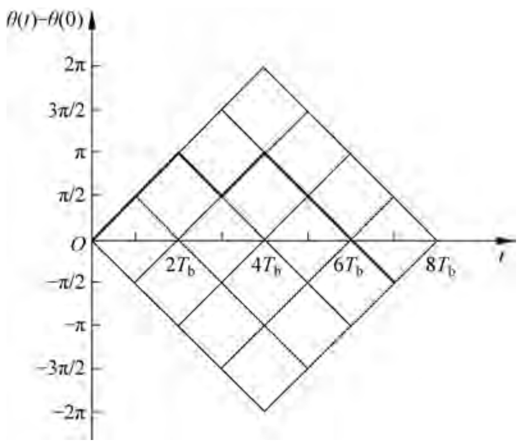


图 5-51 MSK 信号相位轨迹

通过上述讨论可知,MSK 信号具有如下特点。

(1) 已调信号的振幅是恒定的。

(2) 在码元转换时刻信号的相位是连续的,或者说信号的波形没有突跳。

(3) 信号的频率偏移严格地等于$\pm T_b/4$,如式(5-130)和式(5-131)所示。

(4) 在一个码元期间内,信号应包括 1/4 载波周期的整数倍,如式(5-135)所示。

(5) 信号相位在一个码元期间内准确地线性变化$\pm\pi/2$,如式(5-142)所示。

2. 信号的产生与解调

利用三角公式展开式(5-127),得

$$\begin{aligned}s_{\mathrm{MSK}}(t)&=A\cos\left(\omega_c t+\frac{a_k\pi}{2T_b}t+\varphi_k\right)\\&=A\cos\left(\frac{a_k\pi}{2T_b}t+\varphi_k\right)\cos\omega_c t-A\sin\left(\frac{a_k\pi}{2T_b}t+\varphi_k\right)\sin\omega_c t\\&=A\left(\cos\frac{a_k\pi}{2T_b}t\cos\varphi_k-\sin\frac{a_k\pi}{2T_b}t\sin\varphi_k\right)\cos\omega_c t\\&\quad-A\left(\sin\frac{a_k\pi}{2T_b}t\cos\varphi_k+\cos\frac{a_k\pi}{2T_b}t\sin\varphi_k\right)\sin\omega_c t\end{aligned} \tag{5-143}$$

假设 φ_k 起始参考值为零,由式(5-139)可知 $\cos\varphi_k=\pm1$、$\sin\varphi_k=0$,则式(5-143)可以表

示为

$$s_{\mathrm{MSK}}(t)=A\left(\cos\frac{a_k\pi}{2T_{\mathrm{b}}}t\cos\varphi_k\cos\omega_{\mathrm{c}}t-\sin\frac{a_k\pi}{2T_{\mathrm{b}}}t\cos\varphi_k\sin\omega_{\mathrm{c}}t\right)$$
$$=I(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t-Q(t)\sin\omega_{\mathrm{c}}t \tag{5-144}$$

在式(5-144)中，$I(t)$为同相分量，$Q(t)$为正交分量，可以表示为

$$\begin{cases}I(t)=\cos\dfrac{a_k\pi}{2T_{\mathrm{b}}}t\cos\varphi_k=\cos\dfrac{\pi t}{2T_{\mathrm{b}}}\cos\varphi_k=a_I(t)\cos\dfrac{\pi t}{2T_{\mathrm{b}}}\\ Q(t)=\sin\dfrac{a_k\pi}{2T_{\mathrm{b}}}t\cos\varphi_k=a_k\sin\dfrac{\pi t}{2T_{\mathrm{b}}}\cos\varphi_k=a_Q(t)\sin\dfrac{\pi t}{2T_{\mathrm{b}}}\end{cases} \tag{5-145}$$

式中，$a_k=\pm1$，$a_I(t)=\cos\varphi_k$，$a_Q(t)=a_k\cos\varphi_k$。

结合式(5-138)分析可以证明 $a_I(t)$和 $a_Q(t)$每隔 $2T_{\mathrm{b}}$ 输出一对码元，其中 $a_I(t)$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。图 5-52 所示为逻辑序列 d_k=(11010001000111)对应的各类波形输出。

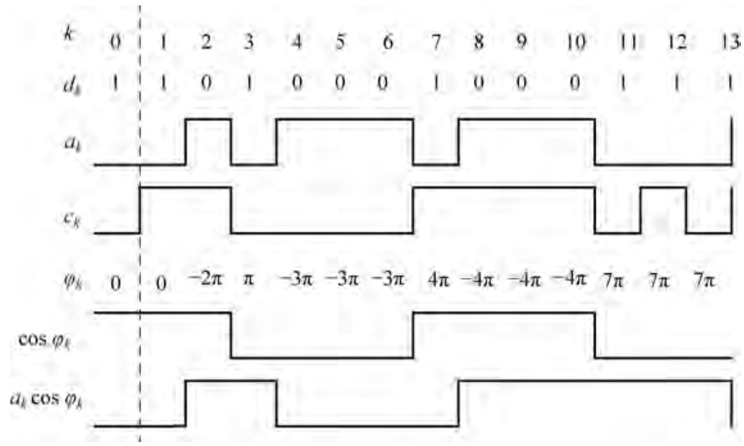


图 5-52 输入数据与各支路数据之间的关系

从逻辑上分析图 5-52 所示波形，假设逻辑"1"对应"－"电平，逻辑"0"对应"＋"电平，对于绝对序列 a_k，其差分编码 c_k=(＋1＋1－1－1－1－1＋1＋1＋1＋1－1＋1)，对应其奇数位输出 $a_I(t)$=(＋1－1－1＋1＋1－1)，偶数位输出 $a_Q(t)$=(＋1－1－1＋1＋1＋1)。图 5-53 所示为基于式(5-144)和式(5-145)构建的 MSK 调制器。

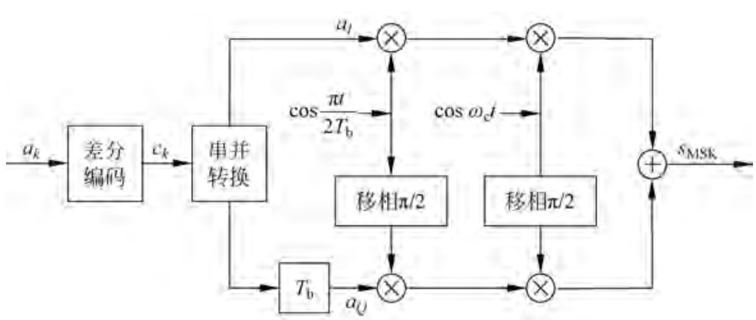


图 5-53 MSK 调制器原理图

与产生过程相对应，MSK 解调器原理框图如图 5-54。

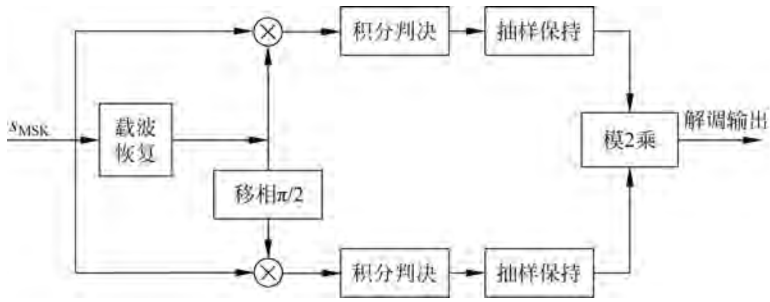


图 5-54　MSK 信号相干解调器原理图

3. 高斯最小频移键控

MSK 信号的相位虽然是连续变化的，但在信息代码发生变化的时刻，相位变化会出现尖角，即附加相位的导数不连续。这种不连续性降低了 MSK 信号功率谱旁瓣的衰减速度。为了进一步使信号的功率谱密度集中和减小对邻道的干扰，常在 MSK 调制前对基带信号进行高斯滤波处理，这就是另一种在移动通信中得到广泛应用的恒包络调制方法——调制前高斯滤波的最小频移键控，简称高斯最小频移键控，记为 GMSK，调制方式原理框图如图 5-55 所示。

GMSK 调制的基本原理是让基带信号先经过高斯滤波器滤波，使基带信号形成高斯脉冲，之后进行 MSK 调制。由于滤波形成的高斯脉冲包络无陡峭的边沿，亦无拐点，所以经调制后已调波相位路径在 MSK 的基础上进一步得到平滑，相位轨迹示意图如图 5-56 所示。

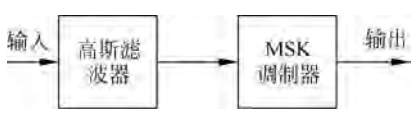


图 5-55　GMSK 调制原理框图

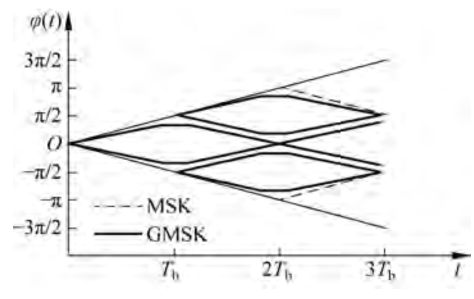


图 5-56　GMSK 的相位轨迹示意图

由图 5-56 可以看出，MSK 信号的相位路径的尖角被平滑掉了，因此频谱特性优于 MSK。

4. 信号的频谱特性

可以证明 MSK 信号的归一化单边功率谱密度 $P_s(f)$ 表达式为

$$P_s(f)=\frac{32T_b}{\pi^2}\left[\frac{\cos 2\pi(f-f_c)T_b}{1-16(f-f_c)^2T_b^2}\right]^2 \text{(W/Hz)} \tag{5-146}$$

波形如图 5-57 中实线所示。为便于比较，图中还给出了其他调制信号的功率谱密度曲线。

设码元周期为 T_b，计算表明，包含 90% 和 99% 信号功率的带宽的近似值如表 5-5 所示。

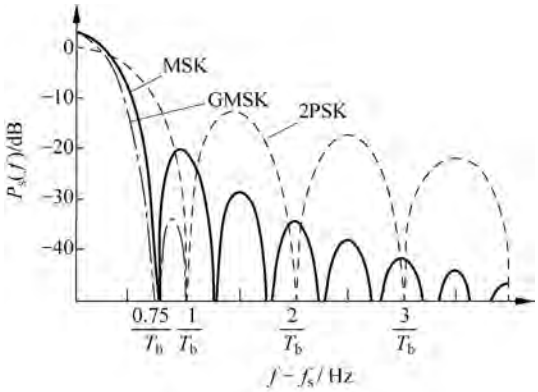


图 5-57 MSK、2PSK、GMSK 信号的功率谱密度

表 5-5 部分数字调制信号带宽

信号功率百分比	BPSK	QPSK	OQPSK	MSK
90%	$2/T_b$	$1/T_b$	$1/T_b$	$1/T_b$
99%	$9/T_b$	$6/T_b$	$6/T_b$	$1.2/T_b$

5.6.3 正交频分复用

前文介绍的数字调制方式都属于串行体制，其特征为在任一时刻都只用单一的载波频率来发送信号。与串行体制相对应的是并行体制，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解调接收，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。这种系统也称为多载波传输系统，其原理框图如图 5-58 所示。

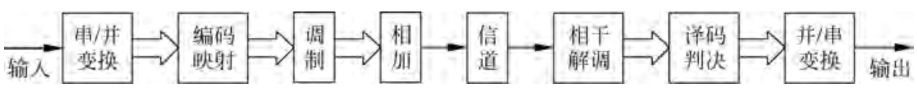


图 5-58 多载波传输系统原理图

与单载波系统相比，多载波调制技术具有抗多径传播和频率选择性衰落能力强、频谱利用率高等特点，适合在多径传播和无线移动信道中传输高速数据。正交频分复用（OFDM）属于多载波传输技术，目前已广泛应用于接入网中的数字环路（DSL）、数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、高清晰度电视（HDTV）的地面广播等系统，并且已成为下一代移动通信系统的备选关键技术之一。

1. 基本原理

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。图 5-59 所示为 OFDM 调制原理框图。

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，N 个子载波分别对 N 路并行码进行调制，相加后得到波形

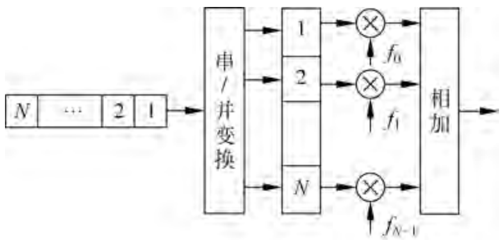


图 5-59　OFDM 调制原理框图

$$s_{\mathrm{OFDM}}(t)=\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos\omega_k t \tag{5-147}$$

式中，B_k 为第 k 路并行码；ω_k 为第 k 路码的子载波角频率。

为了保证 N 个子载波相互正交，需要在信道传输符号的持续时间 T_b 内它们乘积的积分值为 0。由三角函数系的正交性可得

$$\int_0^{T_b} \cos 2\pi \frac{mt}{T_b} \cos 2\pi \frac{nt}{T_b} \mathrm{d}t=\begin{cases}0, & m \neq n \\ \pi, & m=n\end{cases} \quad m, n=1,2,\cdots \tag{5-148}$$

可知，子载波频率间隔应为

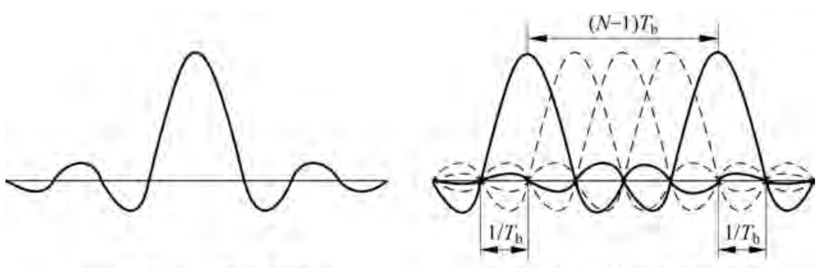
$$\Delta f=f_k-f_{k-1}=\frac{1}{T_b}, \quad k=1,2,\cdots,N-1 \tag{5-149}$$

即

$$f_k=f_0+\frac{k}{T_b}, \quad k=1,2,\cdots,N-1 \tag{5-150}$$

式中，f_0 为最低子带频率。

由于 OFDM 信号由 N 个信号叠加而成，当码型选用双极性 NRZ 矩形脉冲时，每路信号频谱形式为 $\mathrm{Sa}\left(\frac{\omega T_b}{2}\right)$ 函数，其中心频率为子载波频率 f_k。由式(5-149)可知，相邻信号频谱之间有 1/2 重叠，则 OFDM 信号的频谱结构如图 5-60 所示。



(a) 单个OFDM子带频谱　(b) OFDM信号频谱

图 5-60　OFDM 信号的频谱结构

忽略旁瓣的功率，OFDM 信号的频谱带宽为

$$B_{\mathrm{OFDM}}=(N-1)\frac{1}{T_b}+\frac{2}{T_b}=\frac{N+1}{T_b} \quad \mathrm{Hz} \tag{5-151}$$

由于信道中在 T_b 时间内能够传 N 个并行的码元，则码元速率 $R_B=N/T_b$，对应频带利用率为

$$\eta_{\mathrm{OFDM}} = \frac{R_{\mathrm{B}}}{B_{\mathrm{OFDM}}} = \frac{N}{N+1} \approx 1 \quad \mathrm{Baud/Hz} \tag{5-152}$$

在接收端，对 $s_m(t)$ 用频率 $f_k(k=0,1,\cdots,N-1)$ 的正弦载波在 $[0,T_b]$ 内进行相关运算，就可得到各子载波携带的信息 B_k，然后通过并/串变换恢复出原始的二进制数据序列。由此可得如图 5-61 所示的 OFDM 信号的解调原理框图。

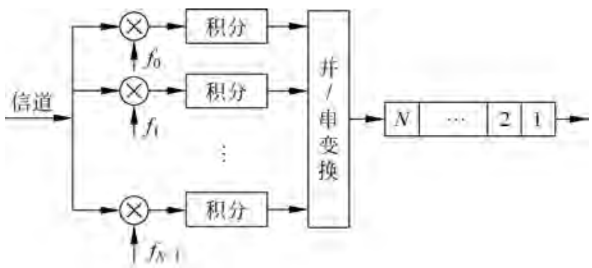


图 5-61　OFDM 解调原理框图

2. OFDM 与离散傅里叶变换

图 5-59 和图 5-61 给出的是实现 OFDM 的方法，所需要的设备非常复杂，特别是当 N 很大时，需要大量的正弦信号发生器、调制器和相关解调器等设备，费用也非常昂贵。但是随着信号处理理论和技术的发展，到 20 世纪 80 年代，快速傅里叶变换（FFT-Fast Fourier Transform）算法和器件日趋成熟，人们提出了采用离散傅里叶反变换（IDFT）来实现多个载波的调制，可以极大地降低 OFDM 系统的复杂度和成本，从而使得 OFDM 技术更趋于实用化。

首先将式(5-147)可以改写为如下形式

$$s_{\mathrm{OFDM}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos\omega_k t \tag{5-153}$$

如果对 $s_{\mathrm{m}}(t)$ 在 $[0,T_b]$ 内进行 N 点离散化处理，其抽样间隔 $T=T_b/N$，则抽样时刻 $t=nT$ 的 OFDM 信号为

$$s_m(nT) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_k nT}\right] = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_k nT_b/N}\right] \tag{5-154}$$

式中，离散序列 $d(k)=B_k$，$k=0,1,2,\cdots,N-1$。

由于 OFDM 信号的产生首先是在基带实现变换，然后通过上变频产生输出信号。因此，处理时为了方便起见，可令 $\omega_0=0$，根据式(5-150)，有

$$\omega_k = 2k\pi/T_b \tag{5-155}$$

将式(5-155)代入式(5-154)，则得

$$s_{\mathrm{OFDM}}(nT) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi kn}{N}}\right] \tag{5-156}$$

由于等号右边与 T 无关，则可以写为

$$s_{\mathrm{OFDM}}(n) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi kn}{N}}\right] \tag{5-157}$$

考虑到长度为 N 的序列 $x(n)$，其 N 点离散傅里叶变换(DFT)可以写为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi kn}{N}}, \quad k=0,1,\cdots,N-1 \tag{5-158}$$

相应地，N 点离散傅里叶反变换(IDFT)可以写为

$$x(n)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}X(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi kn}{N}},\quad n=0,1,\cdots,N-1 \tag{5-159}$$

比较式(5-157)和式(5-159)可以看出，式(5-159)的实部正好是式(5-157)。可见，OFDM 信号的产生可以利用离散傅里叶(反)变换来实现，而工程上可以采用 FFT 类技术。图 5-62 给出了用 DFT 实现 OFDM 的原理。在发送端，输入的二进制数据序列先进行串/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，然后送 D/A 变换模块形成双极性多电平方波，再经上变频调制最后形成 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。

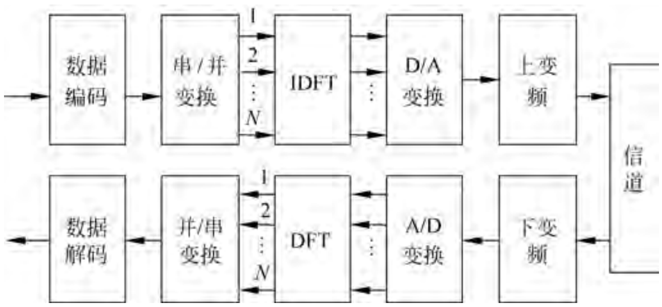


图 5-62 用 DFT 实现 OFDM 的原理框图

本章小结

数字调制是利用数字信号去控制载波的幅度、频率和相位等参数的过程，主要包括幅移键控(ASK)、频移键控(FSK)和相移键控(PSK 或 DPSK)等；根据调制信号的进制不同，数字调制又可以分为二进制数字调制和多进制数字调制。本章着重讨论了二进制数字调制系统的基本原理和实现方法以及它们的抗噪声性能，并简要介绍了多进制数字调制技术。

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，就形成了 2ASK 信号。键控方法是主要的调制方式，解调的常用方法主要包括包络检波法和相干解调法。从数值上看，信号带宽是码元传输速率的两倍，频带利用率为 1/2Baud/Hz。系统的抗噪声性能用误码率来表示，与解调方式有关，相干解调时的误码率总是低于包络检波时的误码率，但需要稳定的本地相干载波，包络检波法在低信噪比情况下存在门限效应。

2FSK 用载波的频率来传送数字消息，经过分析可以看出，2FSK 信号可视为两路 2ASK 信号的合成，因此可以用键控法实现 2FSK 信号，也就是两个独立的载波发生器的输出受控于输入的二进制信号，按“1”或“0”分别选择一个载波作为输出。2FSK 信号的解调方法很多，如包络检波法、相干解调法、过零检测法、差分检测法等，其中，差分检测法可以有效消除信道上的失真。2FSK 信号的频带宽度可以表示为 $B_{2FSK}=|f_2-f_1|+2f_b$，相干解调法解调时系统的误码率优于非相干解调误码率。

数字调相可以进一步分为绝对相移键控(PSK)和相对相移键控(DPSK)两种。在解调时，由于本地载波与发送段载波之间的差异，有可能出现“反向工作”现象，为此，出现了相对

相移键控也就是 DPSK。就波形本身而言，PSK 和 DPSK 都可以等效成双极性基带信号作用下的调幅信号，信号具有相同形式的表达式，以及功率谱和带宽。由于 2DPSK 系统与 2PSK 系统比较多串接了一个码反变换器，所以其抗噪声性能不及 PSK。

本章围绕频带宽度及频带利用率、误码率、对信道的适应能力等，对二进制数字调制系统的性能进行了比较，得到了相关的表格和曲线，以二进制数字调制为基础，介绍了多进制数字调制，也就是多进制幅度键控（MASK）、多进制频移键控（MFSK）以及多进制相移键控（MPSK 或 MDPSK）等；最后在二进制和多进制数字调制方式的理论基础上进行了合理拓展，介绍了正交振幅调制（QAM）、最小频移键控（MSK）和正交频分复用（OFDM）。

思考题

1. 数字调制系统与数字基带传输系统有哪些异同点？
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。
3. 2ASK 信号的功率谱有什么特点？
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。
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？
6. 画出频率键控法产生 2FSK 信号和包络解调 2FSK 信号时系统的原理框图。
7. 2FSK 信号的功率谱有什么特点？
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。
9. 简述 FSK 信号过零检测法的工作原理。
10. 推导并描述 FSK 信号差分解调法的工作原理。
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？
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。
13. 画出 2DPSK 差分相干解调法的原理框图及波形图。
14. 2PSK、2DPSK 信号的功率谱有什么特点？
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。
16. 试比较 2ASK 信号、2FSK 信号、2PSK 信号和 2DPSK 信号的抗噪声性能。
17. 简述振幅键控、频移键控和相移键控 3 种调制方式各自的主要优点和缺点。
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？
19. 画出 4PSK（B 方式）系统的原理框图，并说明其工作原理。
20. 画出 4DPSK（A 方式）系统的原理框图，并说明其工作原理。
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。
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。
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。

习题

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。

2. 已知 2ASK 系统的传码率为 1000Baud,调制载波为 $A\cos 140\pi\times10^6 t$(V)。

(1) 求该 2ASK 信号的频带宽度。

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

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 $n_0/2=3\times10^{-14}$ W/Hz,接收端解调器输入信号的振幅 $a=4$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。

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?

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 2×10^{-14} V^2/Hz,码元传输速率为 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。

6. 已知某 2FSK 系统的码元速率为 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。

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。

8. 某 2FSK 系统的传码率为 2×10^6 Baud,"1"码和"0"码对应的载波频率分别为 $f_1=10$MHz,$f_2=15$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?画出示意图说明。

(2) 试求该 2FSK 信号占用的频带宽度。

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

(1) 试求 2FSK 信号的频带宽度。

(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。

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。

11. 设某相移键控信号的波形如图 P5-1 所示。

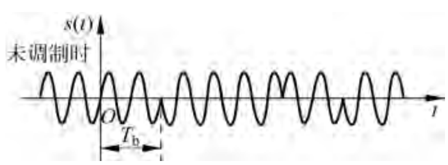


图 P5-1

(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？

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 $\Delta\varphi_n=270°$ 代表“0”码、$\Delta\varphi_n=90°$ 代表“1”码的 2DPSK 信号波形（注：$\Delta\varphi_n=\varphi_n-\varphi_{n-1}$）。

13. 设发送的二进制绝对信息为 1001100101，采用 2DPSK 方式传输。已知码元传输速率为 1200Band，载频为 1800Hz。

(1) 试构成一种 2DPSK 信号调制器框图，并画出 2DPSK 信号的时间波形。

(2) 若采用差分相干解调方式进行解调，试画出各点的时间波形。

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 和差分相干解调 2DPSK 系统的误码率。

15. 在二进制数字调制系统中，已知码元速率 $R_B=10^6$ Baud，接收机输入高斯白噪声的双边功率谱密度 $n_0/2=2\times10^{-16}$ W/Hz。若要求解调器输出误码率 $P_e\leqslant10^{-4}$，试求相干解调和非相干解调 2ASK、相干解调和非相干解调 2FSK、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。

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。

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。

18. 传码率为 200Band，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）

19. 当输入数字消息分别为 00、01、10、11 时，试分析图 P5-2 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。

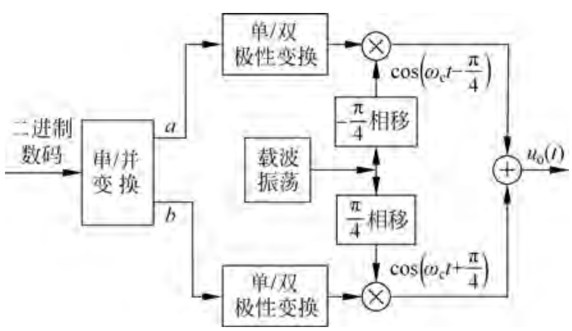


图 P5-2