

《通信原理》

(18 数字频带性能 多进制)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

lasers@netease.com

13316105077

光信息实验室：84110909

中大光信息

第六章 数字信号的载波传输

6.1 引言

6.2 二进制数字调制原理

6.3 二进制数字调制系统的抗噪声性能

6.4 多进制数字调制系统

6.3 二进制数字调制系统的抗噪声性能

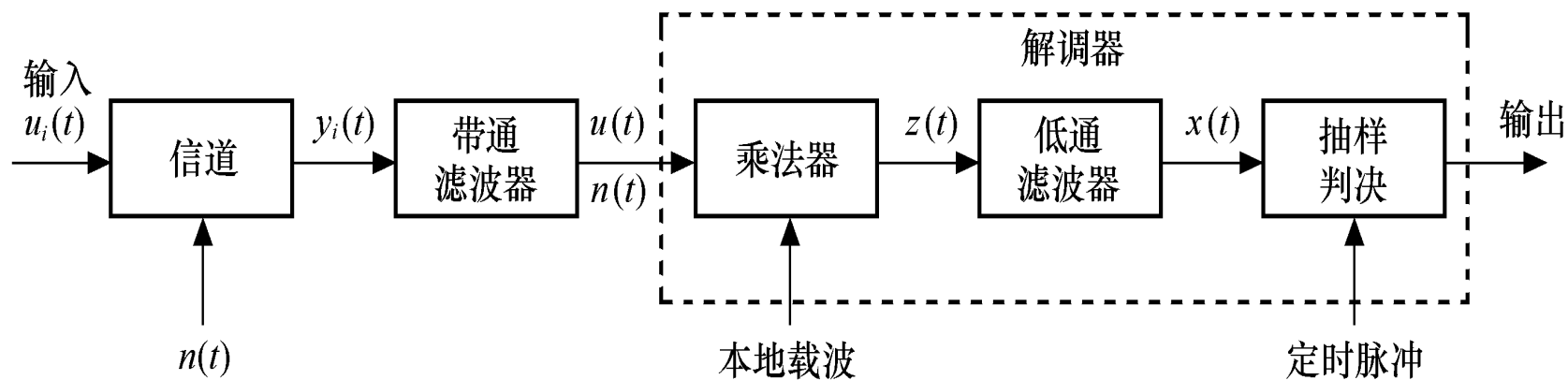
通信系统的抗噪声性能是指系统克服加性噪声影响的能力。在数字通信中，信道的加性噪声能使传输码元产生错误，错误程度通常用**误码率**来衡量。

与数字基带系统一样，分析二进制数字调制系统的抗噪声性能，也就是要计算系统由加性噪声产生的**总误码率**。

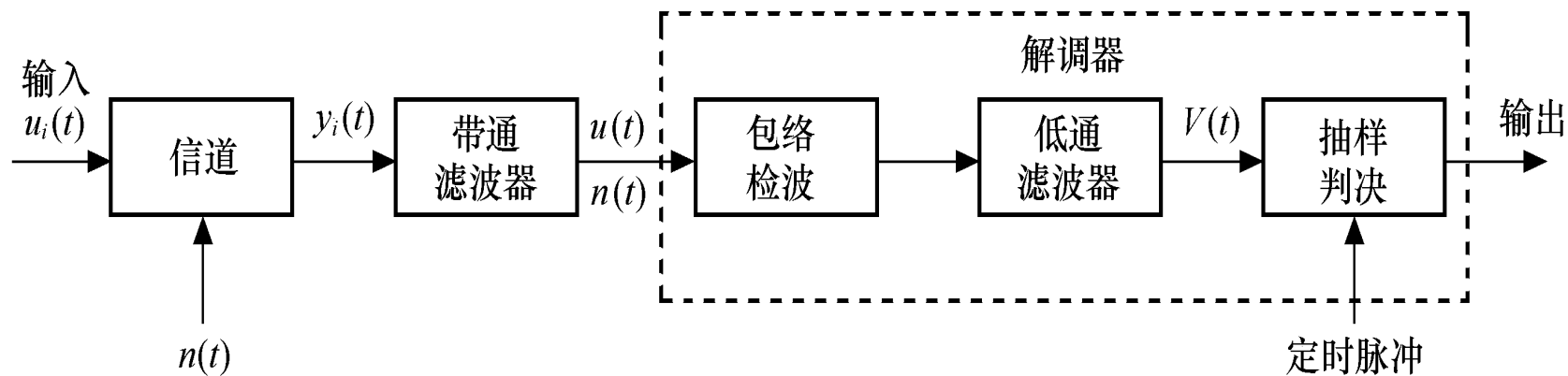
6.3.1 2ASK的抗噪声性能

2ASK有两种解调方式：相干解调和非相干解调。

基本分析模型：**相干解调**（同步解调）和**非相干解调**（包络检波）的如图6-19所示。图中 $u_i(t)$ 表示在一个观察周期 T_s 内发射端发出的已调信号波形， $n(t)$ 表示高斯白噪声信号。当 $y_i(t)$ 经过带通滤波器后，我们可认为 $u_i(t)$ 不变，而 $n(t)$ 则变成窄带的 高斯噪声 $n_i(t)$ 。



(a) 相干解调 (同步解调)



(b) 非相干解调 (包络解调)

图6-19 2ASK相干解调和非相干解调模型

设发送端的载波为 $A\cos\omega_c t$ ，在一个码元持续时间内，收端信号 $y_i(t)$ 经过带通滤波器后已调信号加窄带噪声的合成波形为：

$$y(t) = u_i(t) + n_i(t) \quad 0 < t \leq T_s \quad (6.35)$$

$$\text{其中 } u_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t, & \text{发送“1”时} \\ 0, & \text{发送“0”时} \end{cases} \quad (6.36)$$

式中， a 是考虑由于信道影响而带来幅度衰减后的值。

由于 $n_i(t)$ 是一个窄带高斯过程，设其均值为0、方差为 σ_n^2 。由式（2.131）可得：

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (6.37)$$

将(6.36)和式(6.37)代入式(6.35)得到带通滤波器的输出波形：

$$y(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{发送“1”时} \\ n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{发送“0”时} \end{cases} \quad (6.38)$$

1、相干解调性能分析

由图6-19 (a) 所示, $u_i(t)$ 和 $n_i(t)$ 信号经过相乘器与本地载波 $\cos\omega_c t$ 相乘后, 有

$$z(t) = y(t) \cdot \cos \omega_c t = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos^2 \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \\ n_c(t) \cos^2 \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t \end{cases} \quad (6.39)$$

经过低通滤波器后, 在抽样判决器输入端得到的波形 $x(t)$ 可以表示为:

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t), & \text{发送 “1” 时} \\ n_c(t), & \text{发送 “0” 时} \end{cases} \quad (6.40)$$

式中未计入系数 $1/2$ ，这是因为该系数可以由电路中的增益来加以补偿。

由于 $n_c(t)$ 是高斯过程，因此当发送“1”时，过程 $a+n_c(t)$ 的一维概率密度为：

$$f_1(x) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left[-(x-a)^2 / 2\sigma_n^2\right] \quad (6.41)$$

而当发送“0”时， $n_c(t)$ 的一维概率密度为：

$$f_0(x) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left[-x^2 / 2\sigma_n^2\right] \quad (6.42)$$

设抽样判决器的判决门限为 b ，我们规定判决准则如下： $x(t)$ 的抽样值 $x > b$ ，则判为“1”码，若 $x \leq b$ ，则判为“0”码。显然，此时产生误码只有两种情形：（1）发“1”**错判**为“0”码；（2）发“0”错判为“1”码。假定出现这两种情形的条件概率分别为 P_{e1} 和 P_{e0} ，则有：

$$P_{e1} = P\{x \leq b\} = \int_{-\infty}^b f_1(x) dx = 1 - \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{b-a}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right]$$

(6.43)

$$P_{e0} = P(x \geq b) = \int_b^{\infty} f_0(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{b}{\sqrt{2\sigma_n^2}} \right) \right] \quad (6.44)$$

其中

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du \quad (6.45)$$

系统总误码率 P_e 为：

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} \quad (6.46)$$

这里， $P(1)P(0)$ 分别表示发“1”码和发“0”码的概率。如果 $P(1)=P(0)$ ，上式可以进一步表示为：

$$P_e = \frac{1}{2}P_{e1} + \frac{1}{2}P_{e0} = \frac{1}{4} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{b-a}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] + \frac{1}{4} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{b}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right]$$

(6. 47)

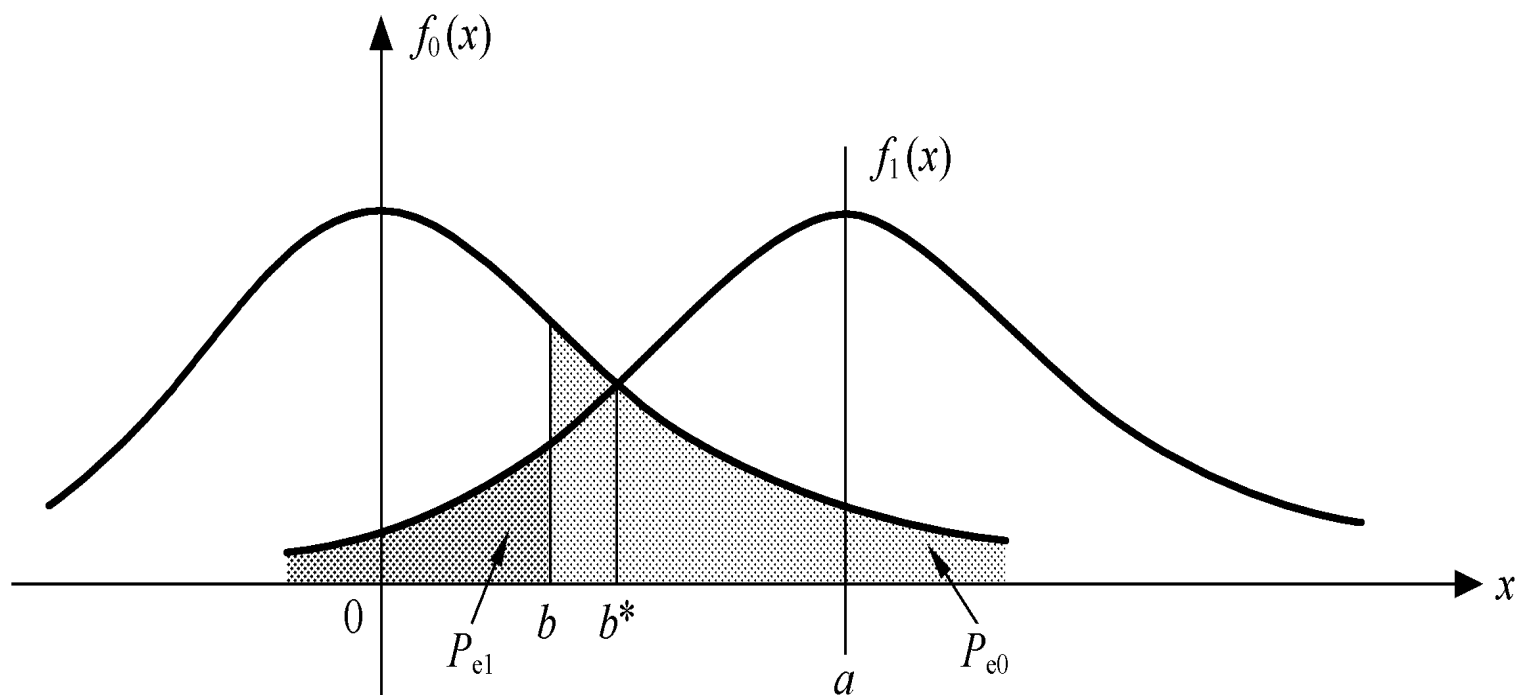


图 6-20 $f_1(x)$ 与 $f_0(x)$ 的曲线

由图6-20可以看出，式（6.47）表示的系统总误码率等于图中画有斜线区域总面积的一半。显然，为了取得**最小误码率**，判决门限值应位于图中 $f_1(x)$ 与 $f_0(x)$ 曲线的交点，即 b^* （最佳门限）点，此时有：

$$f_1(b^*) = f_0(b^*) \quad (6.48)$$

将式 (6.41) 及式 (6.42) 代入上述方程，
即得：

$$b^* = \frac{a}{2} \quad (6.49)$$

将式 (6.49) 代入式 (6.47)，最后得到

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}/2) \quad (6.50)$$

其中， $r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 称为解调器的**输入信噪比**

当 $r \gg 1$ 时，式 (6.50) 可以近似表示为：

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4} \quad (6.51)$$

2、非相干解调（包络检波）性能分析

当采用包络解调时，解调模型如图6-19（b）所示。当发送“1”码时，则在 $(0, T_s)$ 内，带通滤波器输出的包络为：

$$V(t) = \sqrt{[a + n_c(t)]^2 + n_s(t)^2} \quad (6.52)$$

而发送“0”码时，带通滤波器输出的包络

$$V(t) = \sqrt{n_c(t)^2 + n_s(t)^2} \quad (6.53)$$

根据第二章的讨论可知，由式（6.52）给出的包络函数，其一维概率密度函数服从**广义瑞利分布**；而由式（6.53）给出的包络函数，其一维概率密度函数服从**瑞利分布**。它们的概率密度函数可分别表示为

$$f_1(V) = \frac{V}{\sigma_n^2} I_0 \left(\frac{aV}{\sigma_n^2} \right) e^{-(V^2 + a^2)/2\sigma_n^2} \quad (6.54)$$

$$f_0(V) = \frac{V}{\sigma_n^2} e^{-V^2/2\sigma_n^2} \quad (6.55)$$

显然， $V(t)$ 信号经过抽样后按照规定的判决门限进行判决，从而确定接收码元是“1”码还是“0”码。

仍设判决门限为 b ，并规定 $V(t)$ 的抽样值 $V > b$ 时，判为“1”码； $V \leq b$ 时，判为“0”码。同理，我们可以分别得到发“1”错判为“0”码的条件概率 P_{e1} 和发“0”错判为“1”码的条件概率 P_{e0} 分别为：

$$\begin{aligned}
 P_{e1} &= P(V \leq b) = \int_0^b f_1(V) dV = 1 - \int_b^\infty f_1(V) dV \\
 &= 1 - Q\left(\frac{a}{\sigma_n}, \frac{b}{\sigma_n}\right)
 \end{aligned} \tag{6.56}$$

式(6.56)中 $Q[\cdot]$ 函数定义为:

$$Q(\alpha, \beta) = \int_\beta^\infty t I_0(\alpha t) e^{-(t^2 + \alpha^2)/2} dt \tag{6.58}$$

$$\alpha = \frac{a}{\sigma_n}, \beta = \frac{b}{\sigma_n}, t = \frac{V}{\sigma_n} \tag{6.59}$$

$$P_{e0} = P(V > b)$$

$$= \int_b^{\infty} f_0(V) dV = \int_b^{\infty} \frac{V}{\sigma_n^2} e^{-V^2/2\sigma_n^2} dV$$

$$= e^{-b^2/2\sigma_n^2} \quad (6.57)$$

经分析可得系统总误码率 P_e 为：

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} \quad (6.60)$$

如果 $P(1)=P(0)$ ，则有

$$P_e = \frac{1}{2} \left\{ 1 - Q\left(\frac{a}{\sigma_n}, \frac{b}{\sigma_n}\right) + e^{-b^2/2\sigma_n^2} \right\} \quad (6.61)$$

在大信噪比条件下（在实际应用中，采用包络检波器的接收系统都设计成工作于**大信噪比**的情况），按照前面的分析方法，同样可以求得该系统的最佳门限值为：

$$b^* = V^* = a/2 \quad (6.62)$$

从而， $P(1)=P(0)$ 在条件下，可以求得2ASK非相干解调时误码率为：

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4} \quad (6.63)$$

式中，

$$r = a^2 / 2\sigma_n^2$$

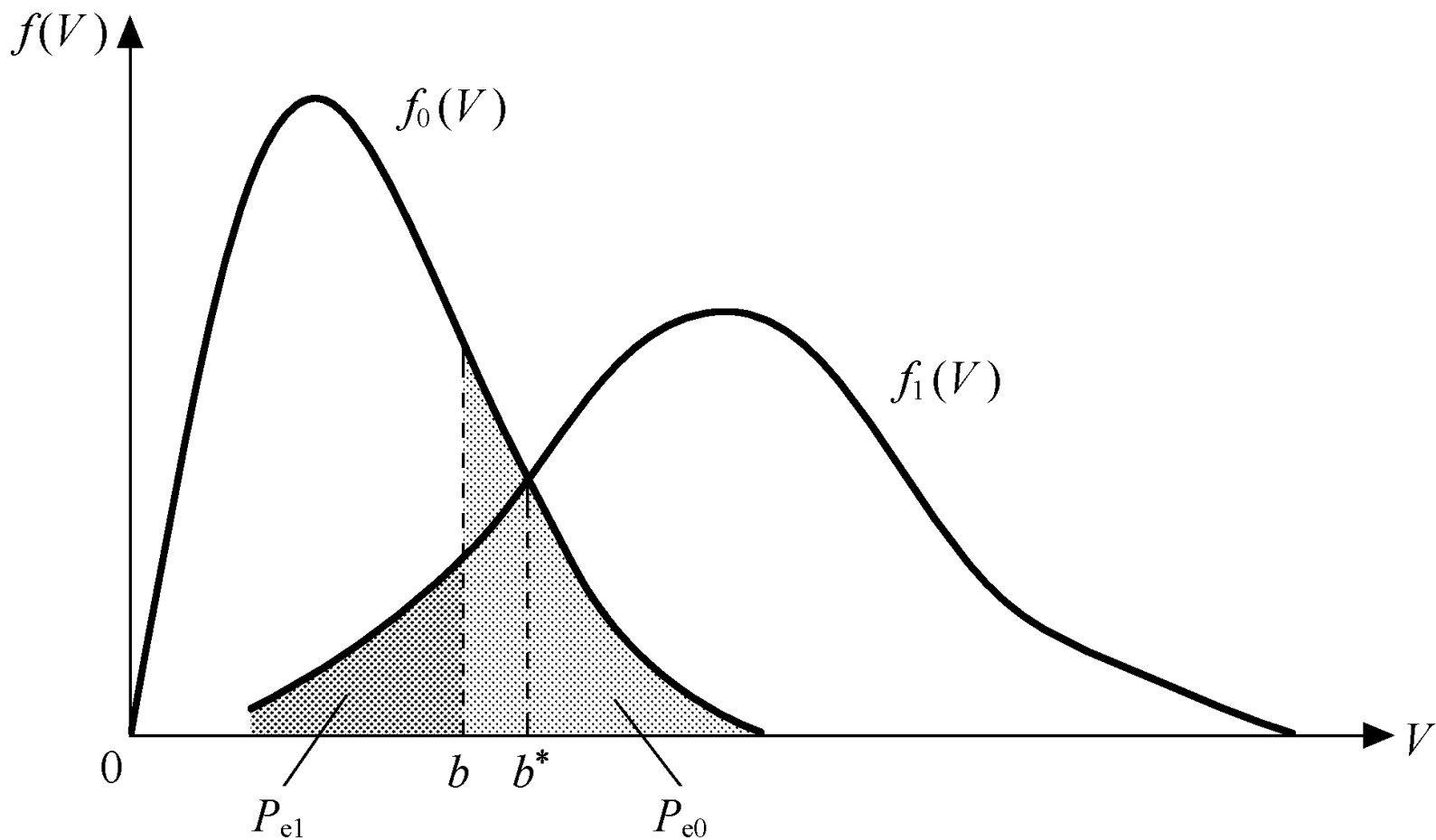


图 6-21 $f_1(V)$ 与 $f_0(V)$ 的曲线

$$P_{e, \text{相干}} = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4} \quad P_{e, \text{包络}} = \frac{1}{2} e^{-r/4}$$

比较式（6.51）和式（6.63）可以看出，在相同的大信噪比下，2ASK信号相干解调的误码率低于非相干解调的误码率，但**两者的误码性能相差并不大**。然而，由于非相干解调时不需要稳定的本地载波信号，故在电路上要比相干解调时简单。

[例6.1]若采用2ASK方式传送“1”和“0”等概率的二进制数字信息，已知码元宽度为 $T_s = 100\mu\text{s}$ ，信道输出端高斯白噪声的单边功率谱密度为 $n_0 = 1.338 \times 10^{-5}$ 。

(1) 若利用相干方式解调，限定误码率为 $P_e = 2.055 \times 10^{-5}$ ，求所需2ASK接收信号的幅度 a ？

(2) 若保证误码率 P_e 不变，改用非相干解调方式，求所需2ASK接收信号的幅度 a ？

解： $T_s = 100\mu s$ $B_{2ASK} = 2/T_s = 2 \times 10^4 (Hz)$

(1) 相干接收时，系统误码率

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\sqrt{r}}{2} = 2.055 \times 10^{-5}$$

查阅附录四中的“误差函数表”，可得

$$\frac{\sqrt{r}}{2} = 2.9 \quad , \quad \text{则} \quad r = 33.64$$

$$\text{由} \quad r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{a^2}{2 \times n_0 \times B_{2ASK}} = 33.64$$

，求得 $a = 4.24V$

(2) 当非相干接收时，由

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4} = 2.055 \times 10^{-5}$$

，解得 $r = 40.4$

，同理由

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

求得 $a = 4.65V$

6.3.2 2FSK的抗噪声性能

2FSK的解调同样可以采用相干解调和非相干解调。但是由于**2FSK**中有两个不同的频率，因此我们在利用图6-19分析其抗噪声性能时，可以认为有两路不同频率的2ASK信号通过图中各部分，显然图中带通滤波器的中心频率以及本地载波频率必须和两路已调信号的载频一致，最后判决器根据上下两个支路解调输出样值的大小作出判决，从而解调出原始数字基带信号。

设两个带通滤波器的中心频率分别对应于2FSK的两个信号频率 f_1 和 f_2 ，由式(6.38)可写出在一个码元持续时间内，2FSK信号经过两个带通滤波器后的输出波形分别为

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

(6.64)

另一个频率：

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

(6. 65)

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

1、相干解调性能

大信噪比条件下，有

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2} \quad (6.73)$$

式中，

$$r = a^2 / 2\sigma_n^2$$

2、非相干解调性能

2FSK非相干接收系统的总误码率为

$$\begin{aligned} P_e &= P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} \\ &= \frac{1}{2}e^{-r/2} \end{aligned} \quad (6.78)$$

式中,

$$r = a^2 / 2\sigma_n^2$$

[例6. 2] 若采用2FSK方式传送二进制数字信息。已知发送端发出的信号幅度为5V，输入接收端解调器的高斯噪声功率 $\sigma_n^2 = 3 \times 10^{-12} \text{W}$ ，今要求误码率 $P_e = 10^{-4}$

试求：

- (1) 非相干接收时，由发送端到解调器输入端的衰减应为多少？
- (2) 相干接收时，由发送端到解调器输入端的衰减应为多少？

解 (1) 非相干解调时, 2FSK信号的误码率

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

由此可得

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = -2\ln(2P_e) = 17$$

$$a = \sqrt{r \cdot 2\sigma_n^2} = \sqrt{17 \times 2 \times 3 \times 10^{-12}} = 1.01 \times 10^{-5} V$$

因此, 从发送端到解调器输入端的衰减分贝数

$$k = 20\lg \frac{A}{a} = 20\lg \frac{5}{1.01 \times 10^{-5}} = 113.9 dB$$

(2) 相干接收时, 2FSK信号的误码率:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{r}{2}} = 10^{-4}$$

由此可得

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = 13.8$$

$$a = \sqrt{r \cdot 2\sigma_n^2} = \sqrt{13.8 \times 2 \times 3 \times 10^{-12}} = 9.1 \times 10^{-6} \text{V}$$

因此从发送端到解调器输入端的衰减分贝数

$$k = 20 \lg \frac{A}{a} = 20 \lg \frac{5}{9.1 \times 10^{-6}} = 114.8 \text{dB}$$

6.3.3 2PSK和2DPSK的抗噪声性能

1、2PSK的相干解调性能分析

2PSK相干解调系统模型与图6-19 (a) 相同。
在一个码元持续时间 T_s 内，低通滤波器的输出波形可以表示为：

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t) & \text{发送“1”时} \\ -a + n_c(t) & \text{发送“0”时} \end{cases} \quad (6.79)$$

上式中，当发送“1”时， $x(t)$ 的一维概率密度函数服从均值为 a ，方差为 σ_n^2 的高斯分布。
当发送“0”时， $x(t)$ 的一维概率密度函数服从均值为 $-a$ ，方差为 σ_n^2 的高斯分布。

$x(t)$ 经抽样后的判决准则为： $x(t)$ 的抽样值大于0时，判为“1”码； x 小于0时，判为“0”码。

当发送“1”码和“0”码的概率相等时，系统总误码率可以由下式计算：

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

(6.80)

当 $r \gg 1$ 时, 可得:

$$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r} \quad (6.81)$$

式中,

$$r = a^2 / 2\sigma_n^2$$

2、2DPSK的差分相干解调性能分析

现在我们来分析如图6-18 (a) 所示的2DPSK的差分相干解调系统的误码率。这里分析误码率需要同时考虑两个相邻的码元。设码元宽度是载波周期的整倍数，且假定在一个码元时间内发送的是“1”，且令前一个码元也为“1”码（也可以令为“0”码），则在差分相干解调系统里加到乘法器的两路波形分别表示为

$$y_1(t) = [a + n_{1c}(t)] \cos \omega_c t - n_{1s}(t) \sin \omega_c t \quad (6.82)$$

$$y_2(t) = [a + n_{2c}(t)] \cos \omega_c t - n_{2s}(t) \sin \omega_c t$$

式中, $y_1(t)$ ——无延迟支路的输入信号;
 $y_2(t)$ ——有延迟支路的输入信号;

两路相乘之后, 经低通滤波器的输出信号为:

$$x(t) = \frac{1}{2} \left\{ [a + n_{1c}(t)] [a + n_{2c}(t)] + n_{1s}(t) n_{2s}(t) \right\} \quad (6.83)$$

经抽样后的判决准则为： $x(t)$ 的抽样值

x 大于 0 时，判为 “1” 码是正确判决；

x 小于 0 时，判为 “0” 码是错误判决。

经分析求得将 “1” 码错判为 “0” 码的条件概

率 P_{e1} 为：

$$P_{e1} = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (6.84)$$

同理可求得将“0”码错判为“1”码的条件概率 P_{e0} 与式(6.84)完全一样。

因此，当发送“1”码和“0”码的概率相等时2DPSK的差分相干检测系统的总误码率为：

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (6.85)$$

式中，

$$r = a^2 / 2\sigma_n^2$$

3、2DPSK的相干解调性能分析

2DPSK的相干解调电路参见图6-17 (a) 所示，它是在如图6-14 所示2PSK相干解调电路的输出端再加**码反变换器**构成，所以前面讨论的2PSK相干解调系统的误码率公式 (6.81) 不是它的最终结果。

理论分析可以证明，接入码反变换器后会**使误码率增加 (1~2倍)**。

仅就抗噪声性能而言，2DPSK的**相干解调**误码率指标仍优于**差分相干解调**系统，但是，由于2DPSK系统的差分相干解调电路比相干解调电路简单得多，因此2DPSK系统中大都采用**差分相干解调**。

6.3.4 二进制数字调制系统的性能比较

1、误码率

表6.1列出了本章中讨论的各种二进制数字调制系统的误码率计算公式。由表6.1和前面的分析可知，对同一种调制方式，在接收机输入信噪比 r 较小时，相干解调的误码率小于非相干解调的误码率；在 $r \gg 1$ 时，由于指数项起主要作用，相干解调与非相干解调的误码率几乎相等。

表 6.1

二进制数字调制系统的误码率

调制方式	解调方式	误码率 P_e	$r \gg 1$ 时的近似 P_e
2ASK	相干	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}/2)$	$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$
	非相干		$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$
2FSK	相干	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{r}{2}}$	$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$
	非相干	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$	
2PSK	相干	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$
2DPSK	差分相干	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r}$	

根据表6.1 所画出的三种数字调制系统的误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线如图6-22所示。

可以看出，在相同的信噪比 r 下，相干解调的2PSK系统的误码率 P_e 最小；

在误码率相同条件下，相干2PSK要求 r 最小，2FSK系统次之，2ASK系统要求 r 最大，它们之间分别相差约3dB。

对不同的调制方式，当信噪比 r 相同时，
2PSK、2DPSK的误码率小于2FSK，而2FSK系
统的误码率又小于2ASK系统：

$$P_{e2ASK\text{非相干}} = \frac{1}{2} e^{-r/4} \quad P_{e2ASK\text{相干}} = \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$$

$$P_{e2FSK\text{非相干}} = \frac{1}{2} e^{-r/2} \quad P_{e2FSK\text{相干}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$$

$$P_{e2DPSK} = \frac{1}{2} e^{-r} \quad P_{e2PSK} = \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$$

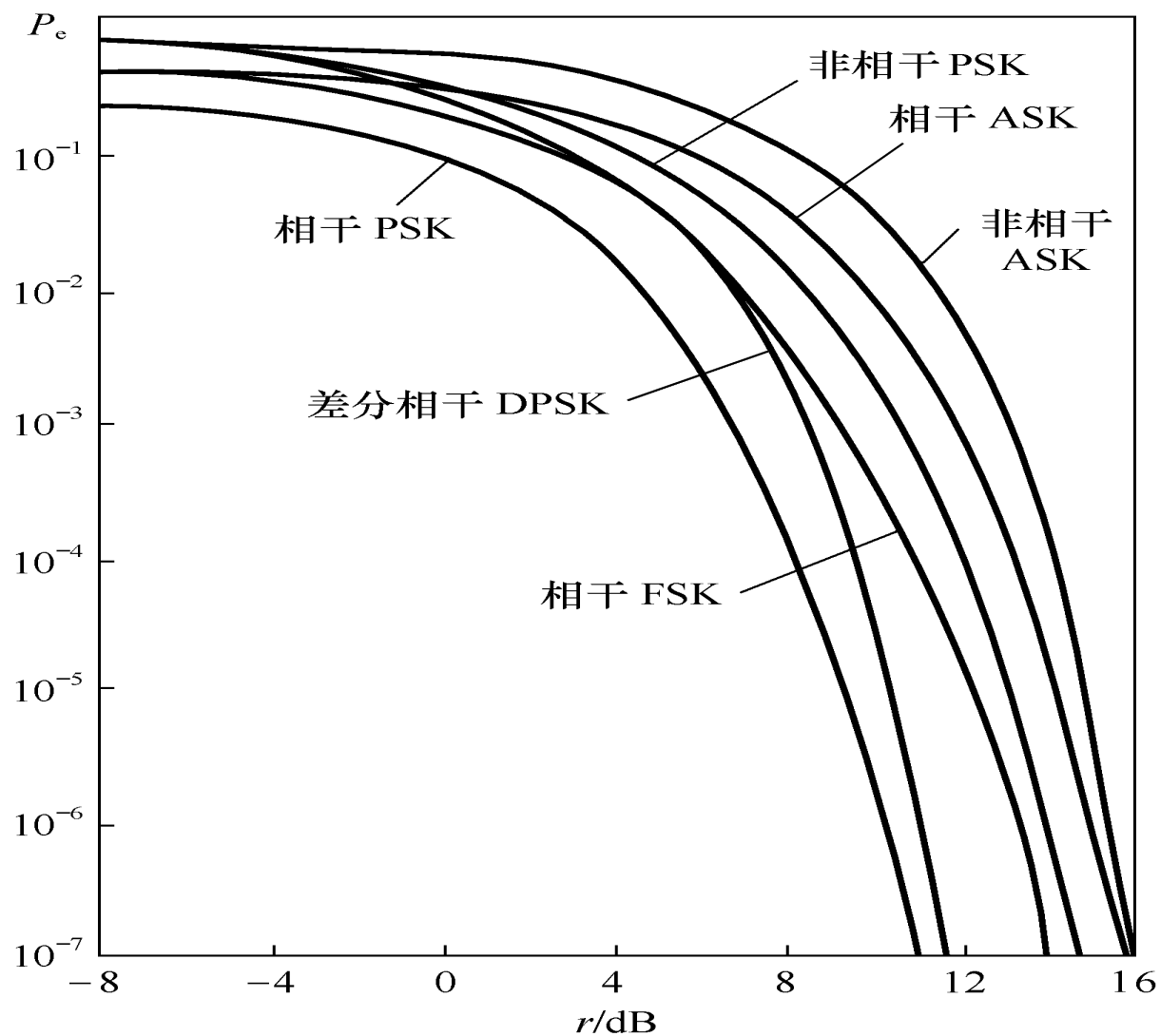


图6-22 误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线

中大光信息

2、频带宽度

若传输的码元时间宽度为 T_s ，则

$$B_{2ASK} = B_{2PSK} = B_{2DPSK} = \frac{2}{T_s}$$

在**2FSK**系统中，

$$B_{2FSK} = |f_1 - f_2| + \frac{2}{T_s}$$

3、对信道特性变化的敏感性

在实际通信系统中，除恒参信道之外，还有很多信道属于**随参信道**，也即信道参数随时间变化。因此，在选择数字调制方式时，还应考虑系统对信道特性的变化是否敏感。

在**2FSK**系统中，判决器是根据上下两个支路解调输出样值的大小来作出判决，不需要人为地设置判决门限，因而对信道的变化不敏感。

在**2PSK**系统中，当发送符号概率相等时，判决器的最佳判决门限为零，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，接收机总能保持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着发生变化，从而导致最佳判决门限也随之而变。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。

可见，从对信道特性变化的敏感程度上看，2ASK调制系统性能最差。

4、设备复杂度

从设备复杂度方面考虑，一般说来，相干解调因为要提取相干载波，故设备相对比较复杂些，从而使设备成本也略高，所以除在高质量传输系统中采用相干解调外，一般应尽量采用非相干解调方式。

小复习

二进制系统的性能比较:

1、误码率

- a) r 一定, 相干2PSK最小
- b) r 相同, $2\text{PSK} < 2\text{DPSK} < 2\text{FSK} < 2\text{ASK}$
- c) 相同 P_e , 信噪比: 相干2PSK $<$ 2FSK $<$ 2ASK
- d) r 足够, 差分相干2DPSK $<$ 相干2FSK

2、频带宽度

3、对信道的敏感度: 2ASK最差

4、设备复杂度: 一般用非相干解调

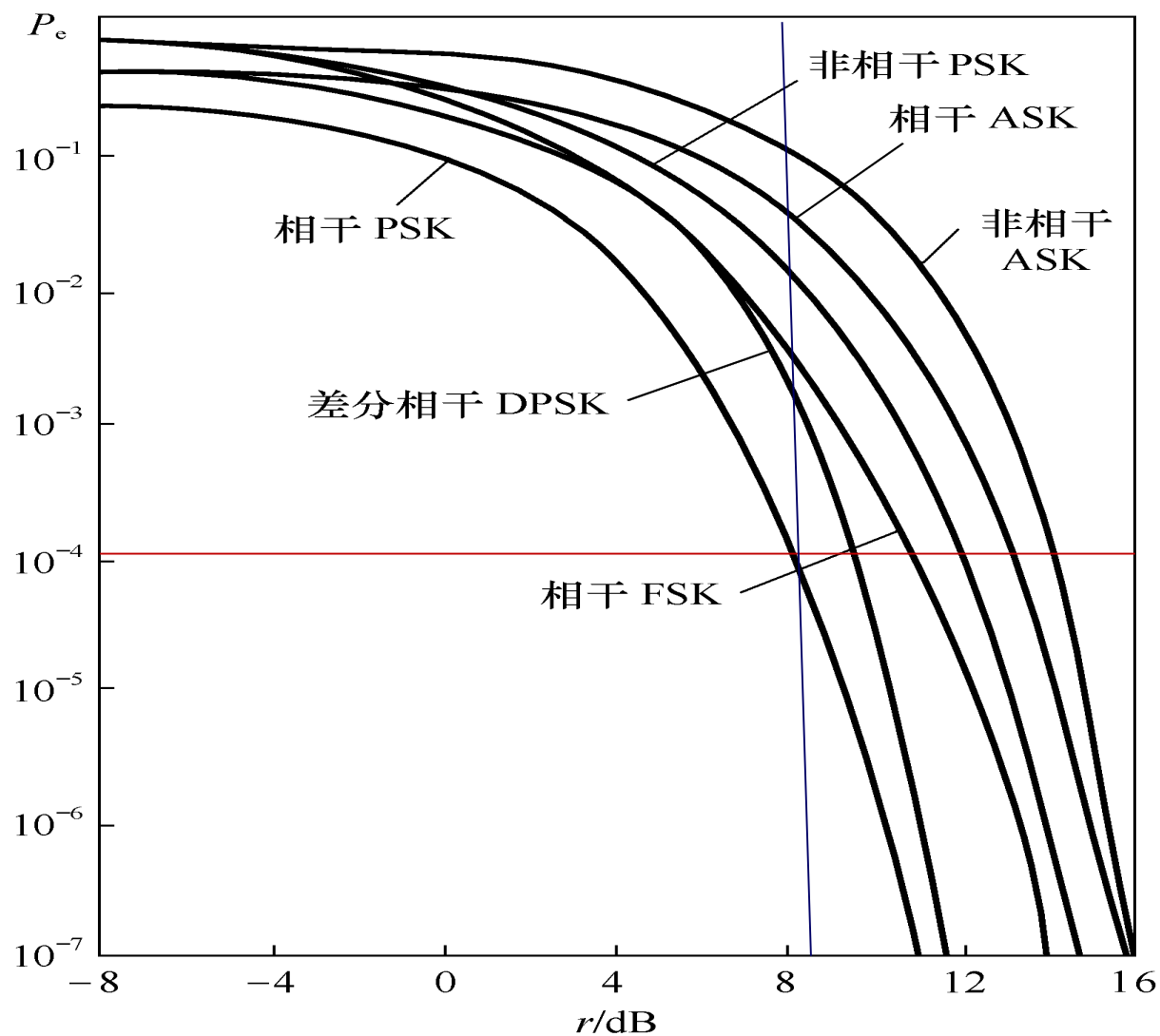


图6-22 误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线

中大光信息

6.4 多进制数字调制系统

为更有效地利用通信资源，提高信息传输效率，现代通信往往采用多进制数字调制。多进制数字调制是利用多进制数字基带信号去控制载波的幅度、频率或相位。

因此，相应地有多进制数字幅移键控 (MASK)、多进制数字频移键控 (MFSK)以及多进制数字相移键控 (MPSK)等三种基本方式。

与二进制调制方式相比，多进制调制方式的特点是：

(1) 在相同码元速率下，多进制数字调制系统的**信息传输速率**高于二进制数字调制系统；

(2) 在相同的信息速率下，多进制数字调制系统的**码元传输速率**低于二进制调制系统。

采用多进制数字调制的缺点是设备复杂，判决电平增多，误码率高于二进制数字调制系统。

6.4.1 多进制幅移键控 (MASK)

1、MASK的时域表达

M进制幅移键控信号中，载波幅度有M种，而在每一码元间隔 T_s 内发送**一种幅度**的载波信号，MASK的时域表达式为：

$$S_{MASK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t = s(t) \cos \omega_c t$$

(6.86)

式中

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{概率为 } P_1 \\ 1 & \text{概率为 } P_2 \\ 2 & \text{概率为 } P_3 \\ \vdots & \\ M-1 & \text{概率为 } P_M \end{cases}$$

且有 $P_1 + P_2 + \cdots + P_M = 1$

MASK的波形如图6-23所示，图（a）为多进制基带信号，图（b）为MASK的已调波形。

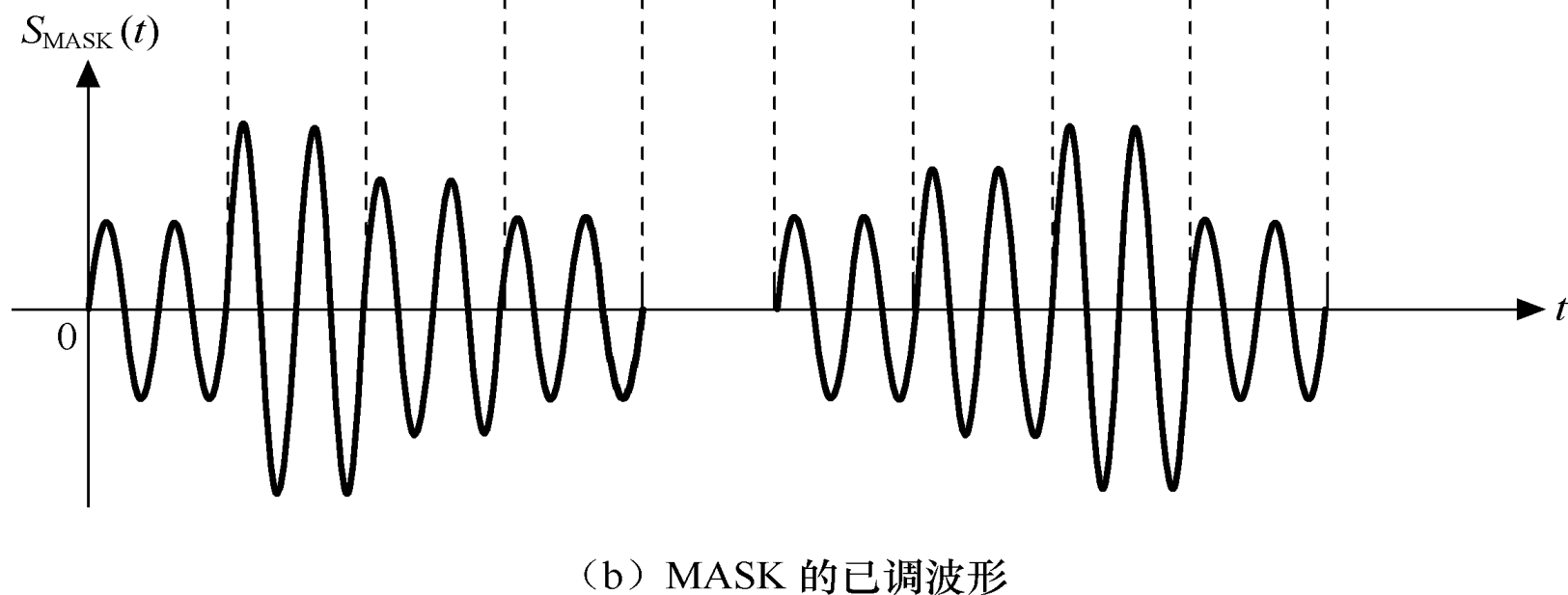
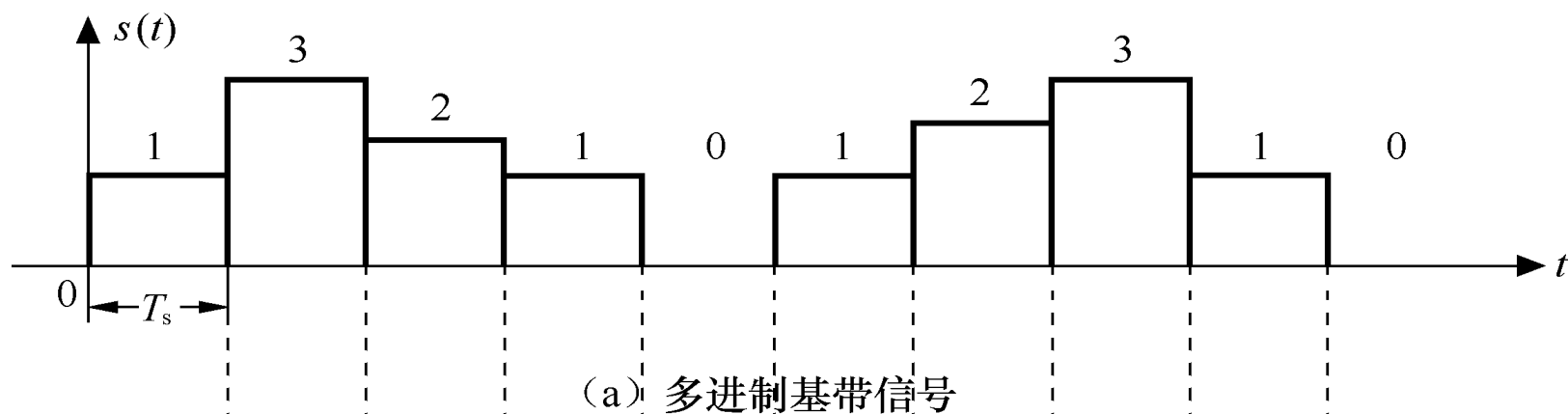


图6-23 MASK的调制波形

由于基带信号的频谱宽度与其脉冲宽度有关，而与其脉冲幅度无关，所以MASK信号的功率谱的分析同2ASK。其**带宽**为：

$$B_{MASK} = 2f_s = \frac{2}{T_s} = 2R_B \quad (6.87)$$

其中， R_B 是多进制**码元速率**。

所以，系统**码元频带利用率**为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{1}{2} \quad (\text{Baud} / \text{Hz}) \quad (6.88)$$

系统**信息频带利用率**为

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{R_B}{B} \log_2 M \quad [\text{bit} / (\text{s} \cdot \text{Hz})] \quad (6.89)$$

2、MASK系统的抗噪声性能

MASK抗噪声性能的分析方法与2ASK系统相同。有相干解调和非相干解调两种方式。若M个振幅出现的概率相等，当采用相干解调和最佳判决门限电平时，系统总的误码率为：

$$P_{eMASK} = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\frac{3}{M^2 - 1} r \right)^{1/2} \quad (6.90)$$

式中， M 为进制数或幅度数； r 为信号平均功率与噪声功率之比。

图6-24示出了在 $M=2、4、8、16$ 时系统相干解调的误码率与信噪比 r 的关系曲线。由图可见，为了得到相同的误码率 P_e ， M 进制数越大，需要的有效信噪比 r 就越高，其抗噪声性能也越差。

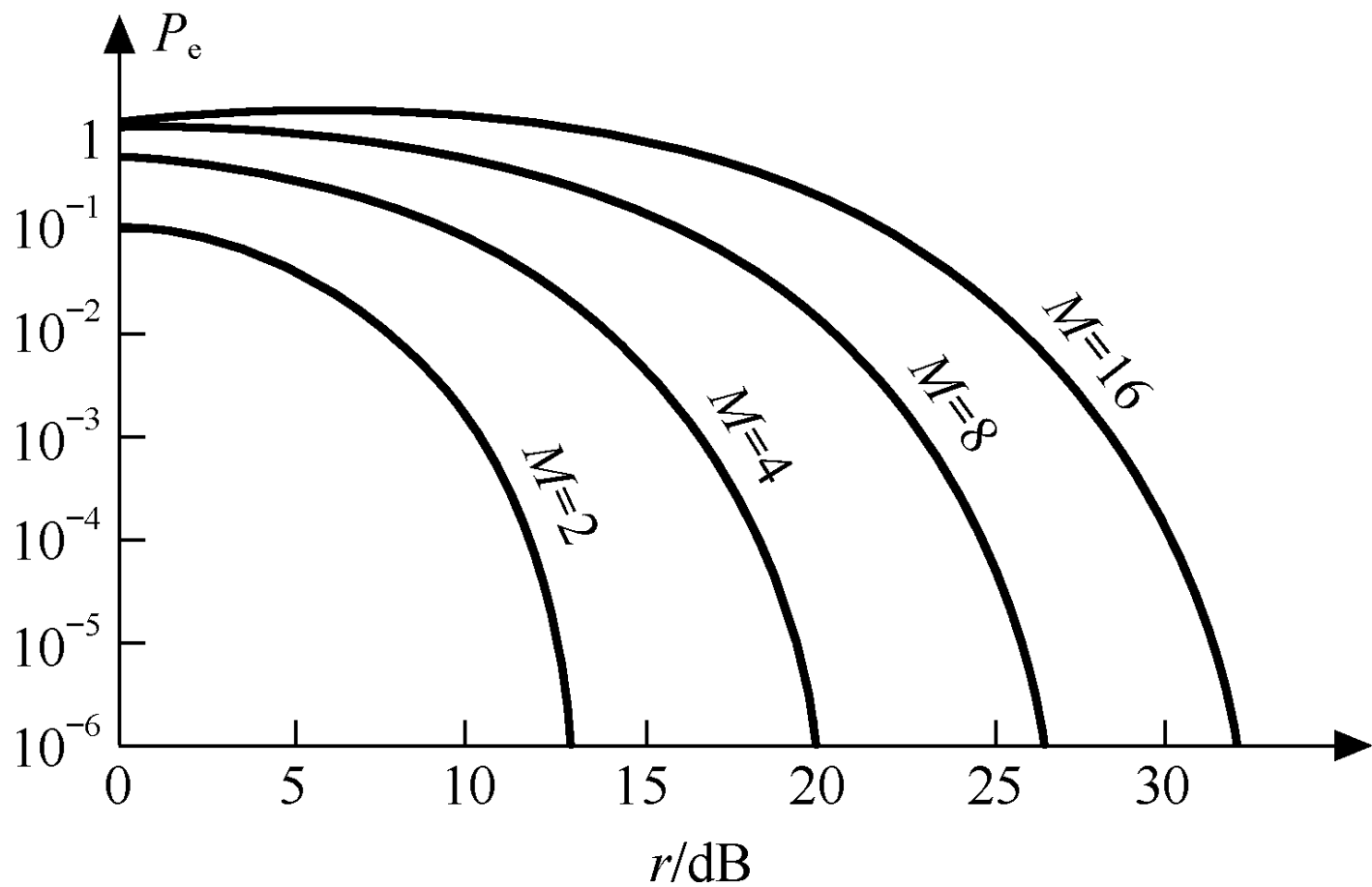


图6-24 MASK系统的性能曲线

6.4.2 多进制频移键控（MFSK）

多进制数字频移键控是用多个频率的正弦振荡分别代表不同的数字信息。它基本上是二进制数字频率键控方式的直接推广。

大多数的MFSK系统可用图6-25表示。

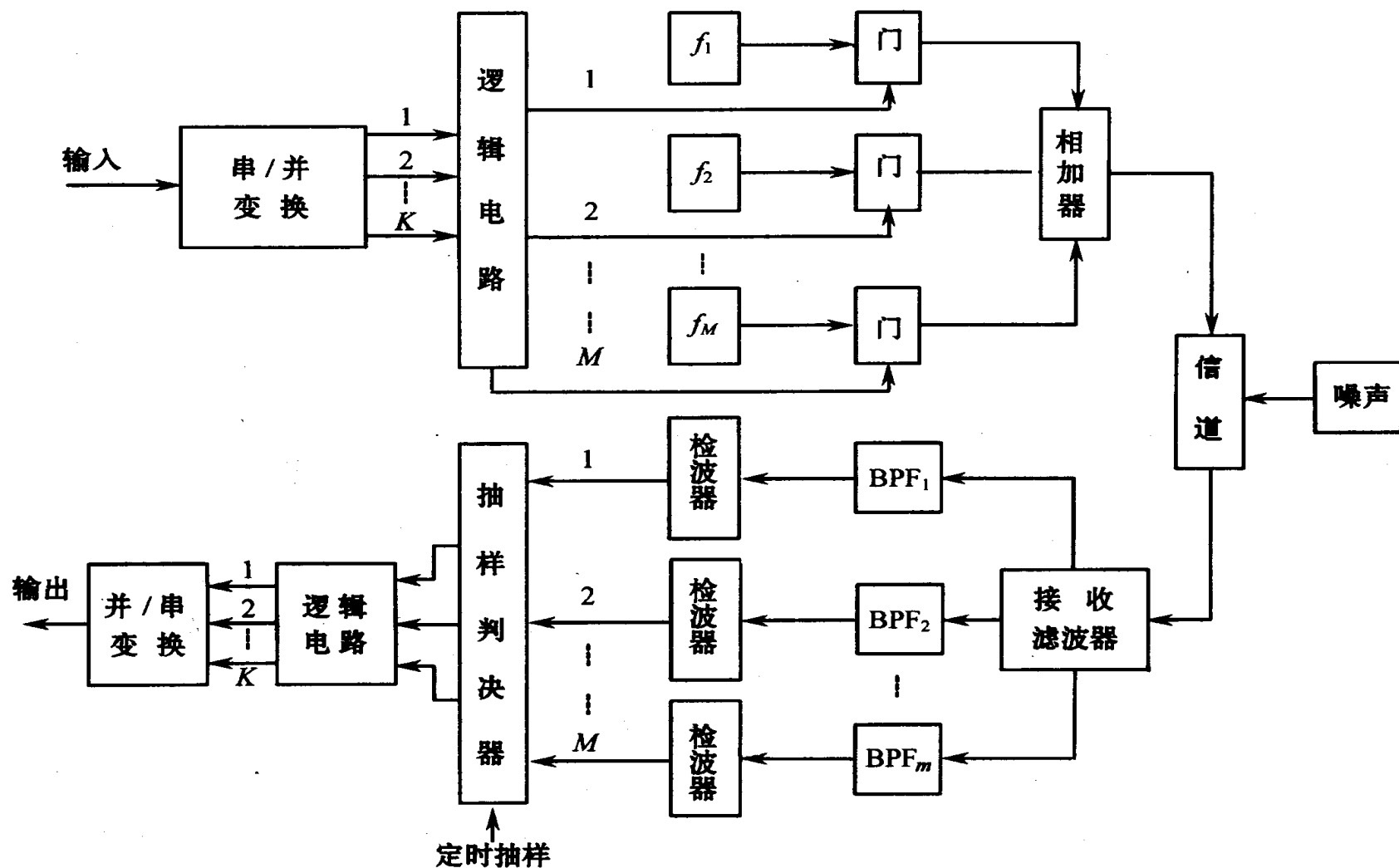


图6-25 多进制频移键控系统框图

MFSK系统可看做是M个振幅相同，载波频率不同，时间上互不相容的2ASK信号的叠加，故带宽为：

$$B_{MFSK} = f_H - f_L + 2f_s = f_H - f_L + 2R_B \quad (6.91)$$

式中， f_H 为最高载频； f_L 为最低载频； $R_B=1/T_s$ 为多进制码元速率。

MFSK抗噪声性能的分析方法与2FSK系统相同，有相干解调和非相干解调两种方式。

图6-26所示为 $M=2$ 、32、1024时相干解调和非相干解调的误码率曲线。其中实线表示相干解调时的误码率曲线，虚线表示非相干解调时的误码率曲线。

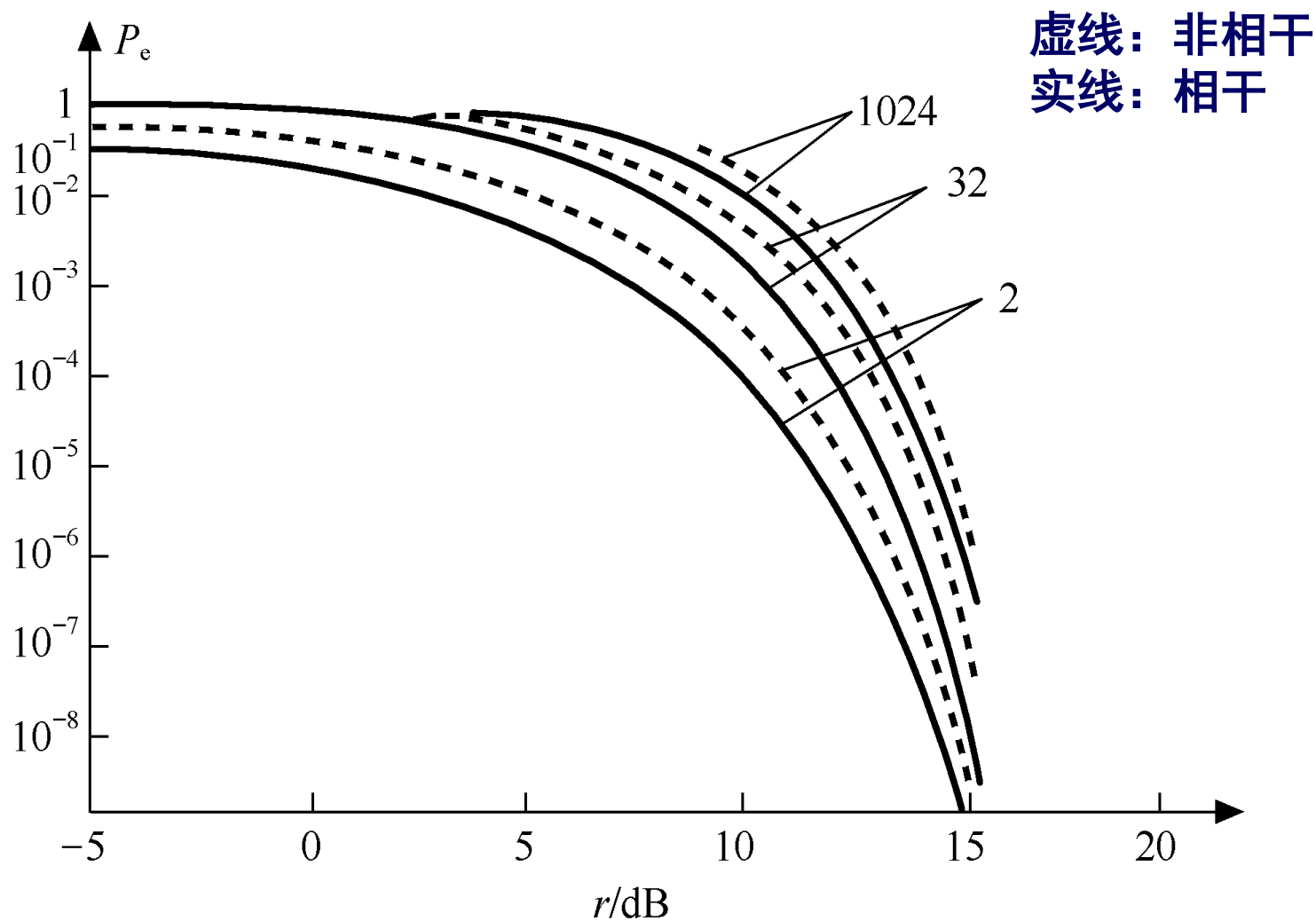


图6-26 MFSK系统的性能曲线

由图可见，

第一：M一定时， r 越大，误码率越小； r 一定时，M越大，误码率越大；

第二：同一M下的每对相干和非相干曲线将随信噪比 r 的增加而趋于同一极限值，即相干解调与非相干解调性能之间的差距将随M的增大而减小。

6.4.3 多进制相移键控

多进制数字相移键控又称多相制，是二进制相移键控方式的推广，也是利用载波的**多个不同相位**（或相位差）来代表数字信息的调制方式。它和二进制一样，也可分为绝对移相和相对移相。通常，**相位数**用 $M = 2^k$ 计算，分别与k位二进制码元的不同组合相对应。

1、多进制绝对移相（MPSK）

假设k位二进制码元的持续时间仍为 T_s ，则M相调制波形可写为如下表达式：

$$S_{MPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_k)$$

A方式

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s) \cos \omega_c t - \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k g(t - kT_s) \sin \omega_c t$$

B方式

其中， φ_k 为受调相位，可以有M种不同取值。 $a_k = \cos \varphi_k$ ； $b_k = \sin \varphi_k$ 。

中大光信息

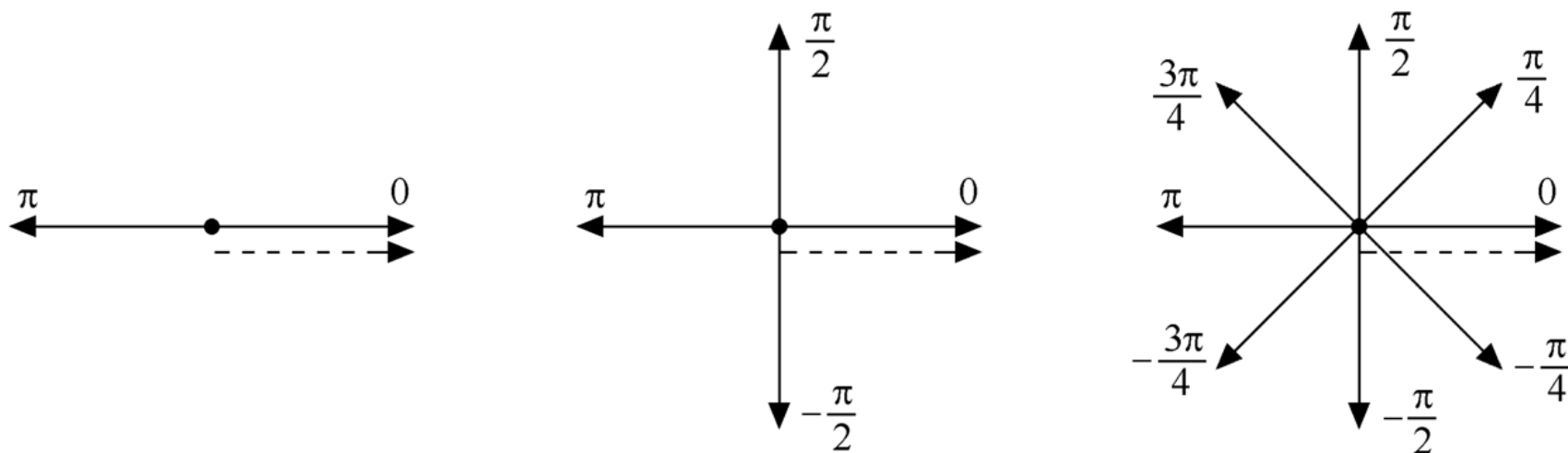
$$\varphi_i = i \cdot \frac{2\pi}{M}$$

$$M = 2^k$$

$$S_{MPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_k)$$

从上式可见，多相制信号既可以看成是M个幅度及频率均相同、初相不同的2ASK信号之和，又可以看成是对两个正交载波进行多电平双边带调制所得的信号之和。

$$S_{MPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_k)$$



(a) A 方式相移系统

$$S_{MPSK}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s) \cos \omega_c t$$

$$\varphi_i = i \cdot \frac{2\pi}{M}$$

$$- \sum_{-\infty}^{\infty} b_k g(t - kT_s) \sin \omega_c t$$

$$(a_k, b_k)$$

$$\varphi = i \cdot \pi$$

$$\varphi = i \cdot \frac{\pi}{2}$$

$$\varphi = i \cdot \frac{\pi}{4}$$

$$a_k = \cos \varphi_k$$

$$1$$

$$1 \quad 0$$

$$1 \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 0 \quad -\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$-1$$

$$-1 \quad 0$$

$$-1 \quad -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad 0 \quad \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$0$$

$$0 \quad 1$$

$$0 \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 1 \quad -\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$b_k = \sin \varphi_k$$

$$0$$

$$0 \quad -1$$

$$0 \quad -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad -1 \quad \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{M}{2} = 1$$

$$\frac{M}{2} = 2$$

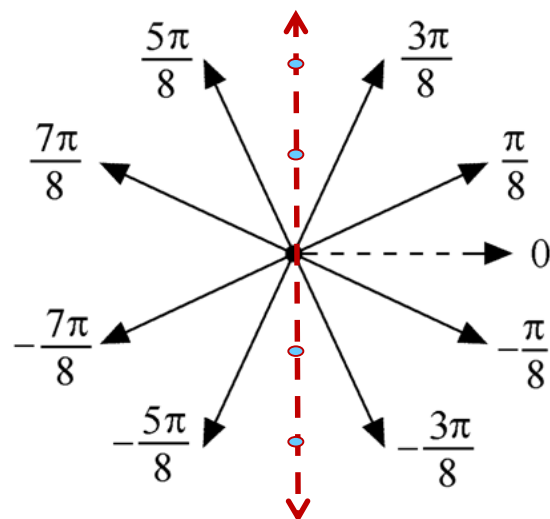
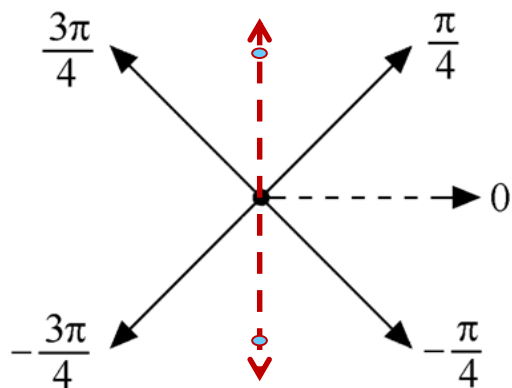
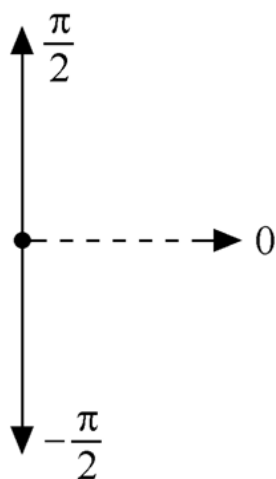
$$\frac{M}{2} = 4$$

$$S_{MPSK}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s) \cos \omega_c t$$

a_k 取 $\frac{M}{2}$ 状态

$$- \sum_{-\infty}^{\infty} b_k g(t - kT_s) \sin \omega_c t$$

b_k 取 $\frac{M}{2}$ 状态



(b) B 方式相移系统

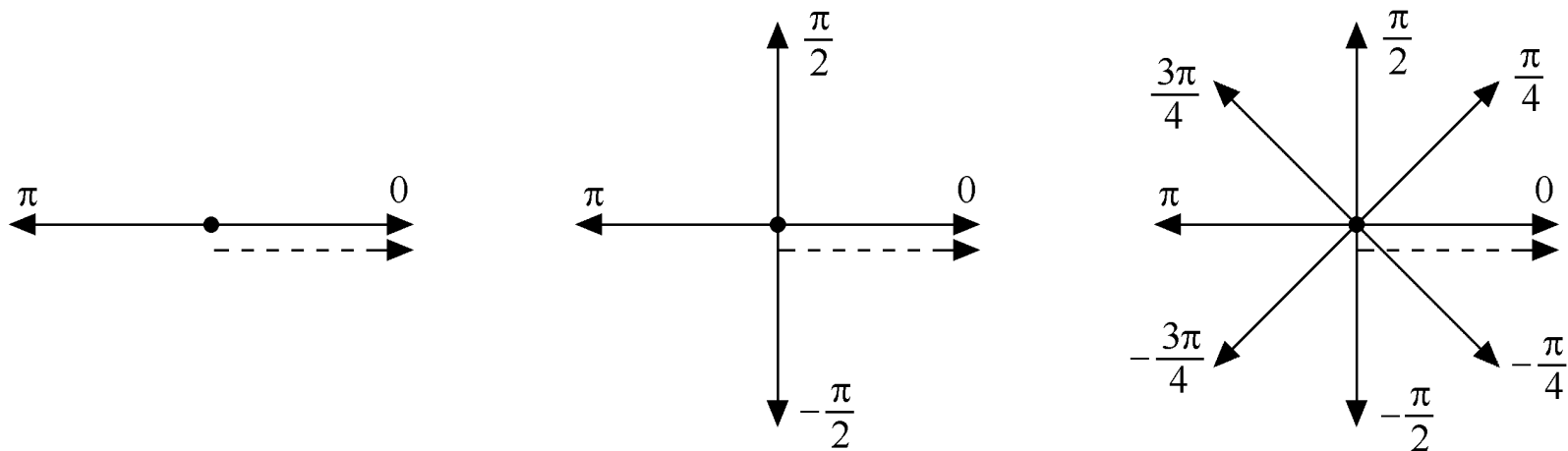
带宽与MASK带宽相同，即：

$$B_{MPSK} = 2f_s = \frac{2}{T_s} = 2R_B \quad (6.93)$$

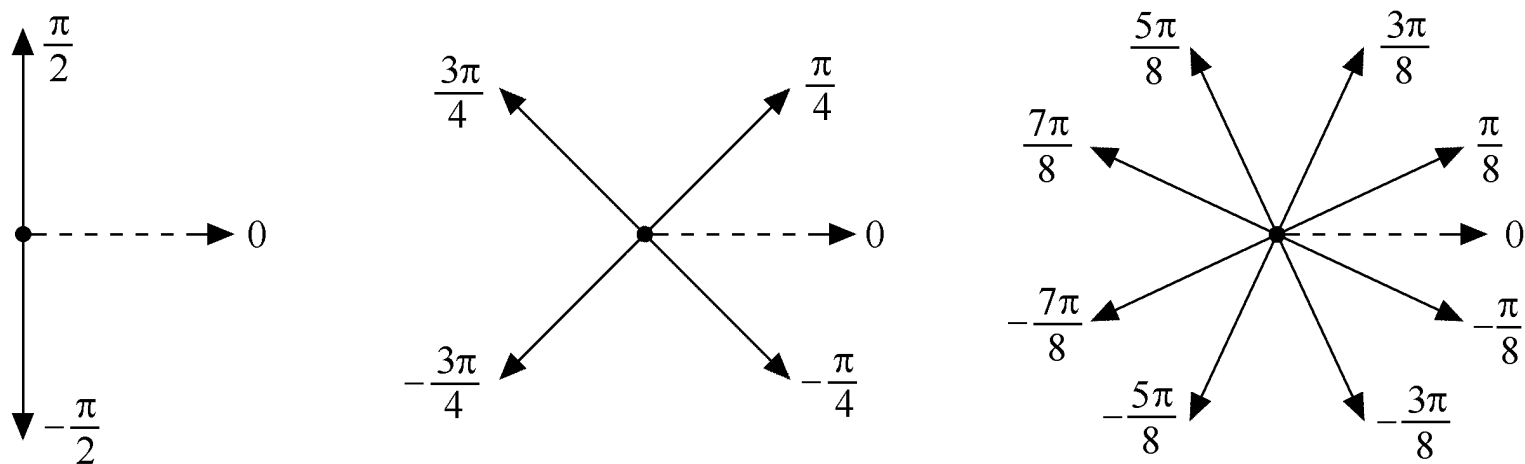
其中 R_B 是多进制码元速率。此时其信息速率与MASK相同，是2ASK及2PSK系统的 $\log_2 M$ 倍。也就是说，MPSK系统的信息频带利用率是2PSK的 $\log_2 M$ 倍。

可见，多相制是一种信息频带利用率高的效率传输方式。另外其也有较好的抗噪声性能，因而得到广泛的应用。

MPSK信号还可以用**矢量图**来描述，在矢量图中通常以未调载波相位作为参考矢量。图6-27分别画出 $M=2$ ， $M=4$ ， $M=8$ 时3种情况下的矢量图。当采用相对移相时，矢量图所表示的相位为**相对相位差**。因此图中将基准相位用虚线表示，在相对移相中，这个基准相位也就是前一个调制码元的相位。相位配置常用两种方式：A方式如图6-27（a）所示和B方式如图6-27（b）所示。



(a) A 方式相移系统



(b) B 方式相移系统

图6-27 多进制的两种矢量图

四相相移键控4PSK (QPSK)

四相制是用载波的4种不同相位来表征数字信息。由于4种不同相位可代表4种不同的数字信息，因此，对输入的二进制数字序列先进行分组，将每两个比特编为一组，可以有四种组合（00，10，11，01），然后用载波的四种相位来分别表示它们。由于每一种载波相位代表两个比特信息，故每个四进制码元又被称为**双比特码元**。表6.4-1是双比特码元与载波相位的一种对应关系。

双比特码元

表 6.2

双比特码元与载波相位的关系

双比特码元	载波相位 φ_k	
	A 方式	B 方式
0 0	0	$-3\pi/4$
1 0	$\pi/2$	$-\pi/4$
1 1	π	$\pi/4$
0 1	$-\pi/2$	$3\pi/4$

4PSK的产生方法可采用调相法和相位选择法。图6-28所示为调相法产生B方式4PSK信号的原理框图。

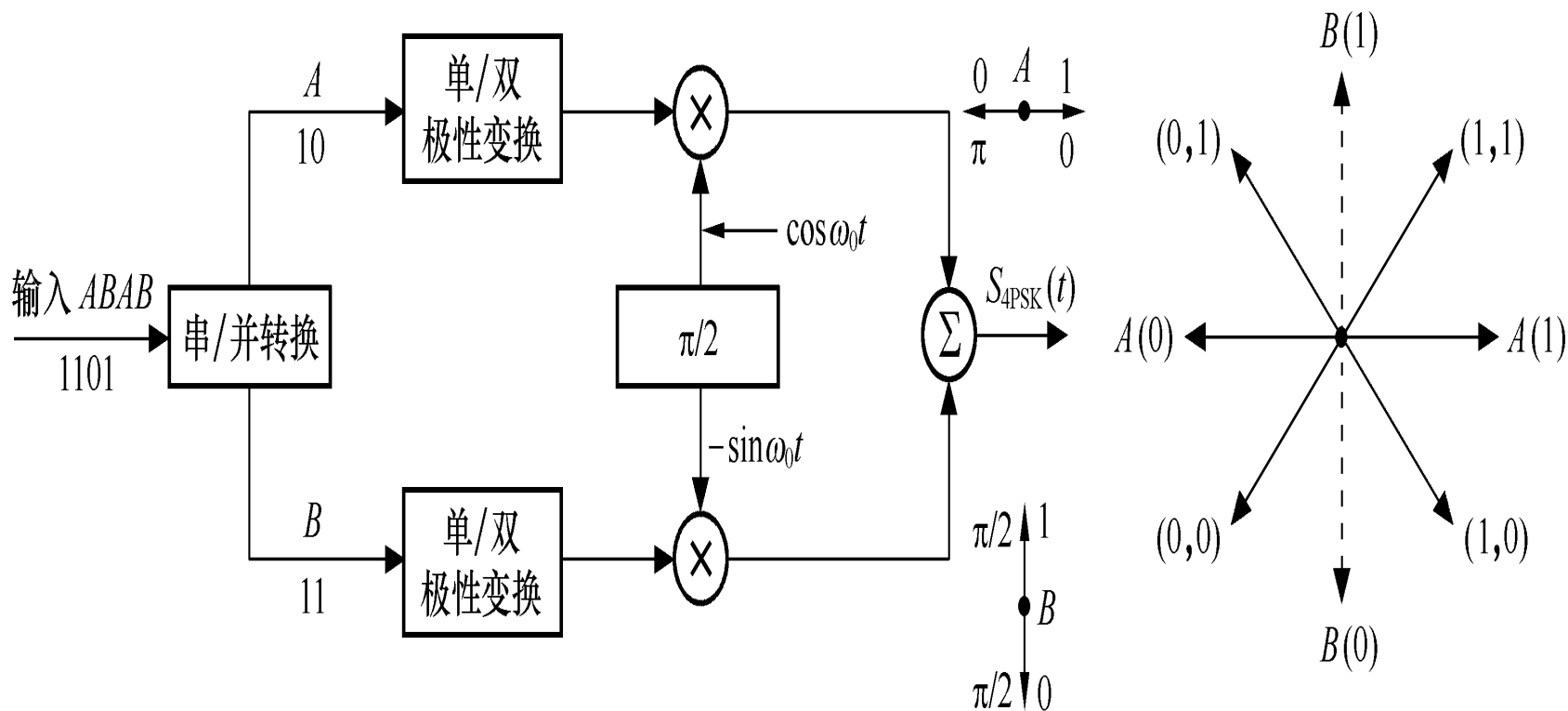


图6-28 调相法产生B方式4PSK信号

图6-28中输入的二进制串行码元经串/并转换器变为并行的**双比特码**流，经极性变换后，将单极性码变为双极性码，然后与载波相乘，完成二进制相位调制，两路信号叠加后，即得到B方式4PSK信号。

若需产生**A方式**4PSK信号，只需把**载波相移 45°** 后再与调制信号相乘即可。

用相位选择法产生4PSK信号的组成方框图如图6-29所示。图中，四相载波发生器分别输出调相所需的4种不同相位的载波。按照串/并变换器输出的双比特码元的不同，逻辑选相电路输出相应的载波。

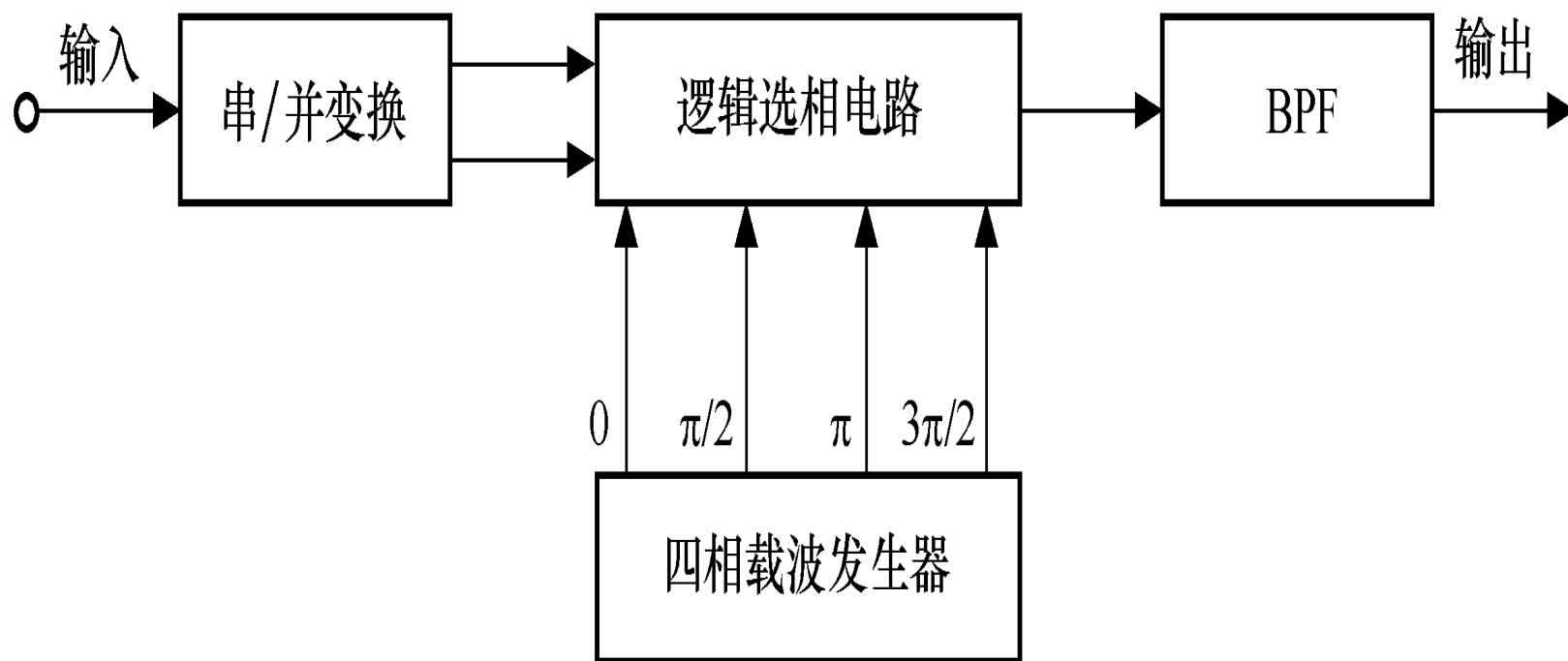


图6-29 相位选择法产生4PSK信号

由于**四相绝对移相**信号可以看作是两个正交2PSK信号的合成，对应图6-28 B方式的4PSK信号的解调，可采用与2PSK信号类似的解调方法进行解调。

用两个正交的相干载波分别对两路2PSK进行相干解调，如图6-30所示，再经并 / 串变换器将解调后的并行数据恢复成串行数据。

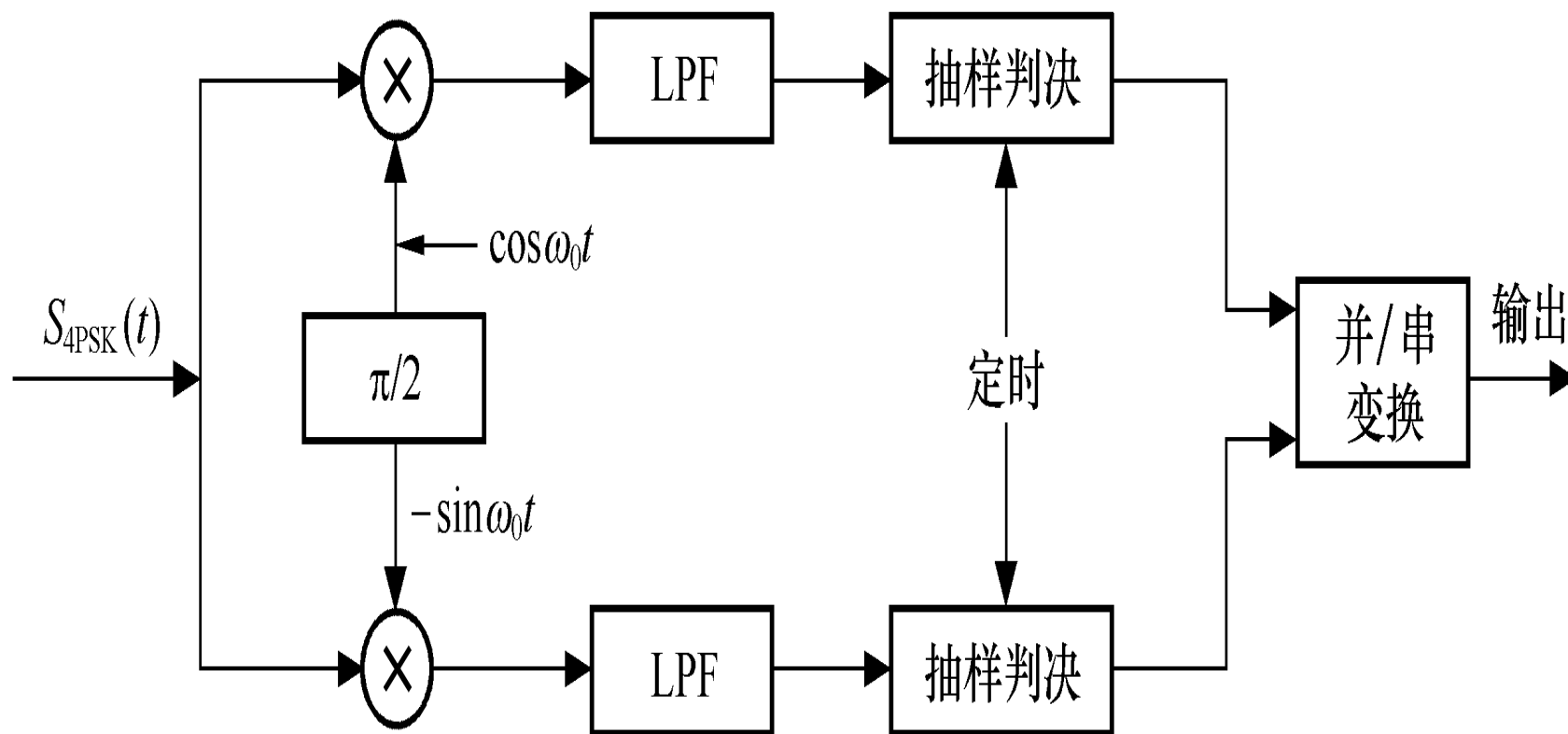


图6-30 B方式4PSK信号相干解调原理框图

需要注意的是，在2PSK信号的相干解调过程中会产生“倒 π 现象”即“相位模糊现象”。同样对于4PSK相干解调也会产生相位模糊现象，并且是 0^0 、 90^0 、 180^0 和 270^0 四个相位模糊。

因此，在实际中更常用的是四相相对移相调制，即**4DPSK**。

2、多进制的相对移相 (MDPSK)

以四进制相对相移信号**4DPSK**为例进行讨论。所谓四相相对移相调制是利用前后码元之间的相对相位变化来表示数字信息。若以前一码元相位作为参考，并令 $\Delta\varphi_k$ 作为本码元与前一码元的初相差，信息编码与载波相位变化关系仍可采用表6.2来表示，它们之间的矢量关系也可用图6-27表示。不过，这时表6.2中的 φ_k 应改为 $\Delta\varphi_k$ ；

双比特码元

表 6.2 **b DPSK**

双比特码元与载波相位的关系

双比特码元	相对相位 $\Delta\varphi_k$	
	A 方式	B 方式
0 0	0	$-3\pi/4$
1 0	$\pi/2$	$-\pi/4$
1 1	π	$\pi/4$
0 1	$-\pi/2$	$3\pi/4$

图6-27中的参考相位应是前一码元的相位。
四相**相对移相**调制仍可用式（6.4-10）表示，
不过，这时它并不表示数字序列的调相信号波形，
而是表示**绝对码变换成相对码**后的数字序列的调相信号波形。

$$S_{MDPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cos(\omega_c t + \Delta\varphi_k)$$

[例6. 3] 设发送数字信息序列为101100100100，双比特码元与载波相位的关系如表6. 4-1所示，已知双比特码组的宽度为 T_s ，载波周期也为 T_s 。请画出4PSK、4DPSK 信号A、B两种方式的波形。

解：根据A方式和B方式对载波相位的不同要求，可分别画出4PSK信号和4DPSK信号的两种可能波形如图6-31所示。

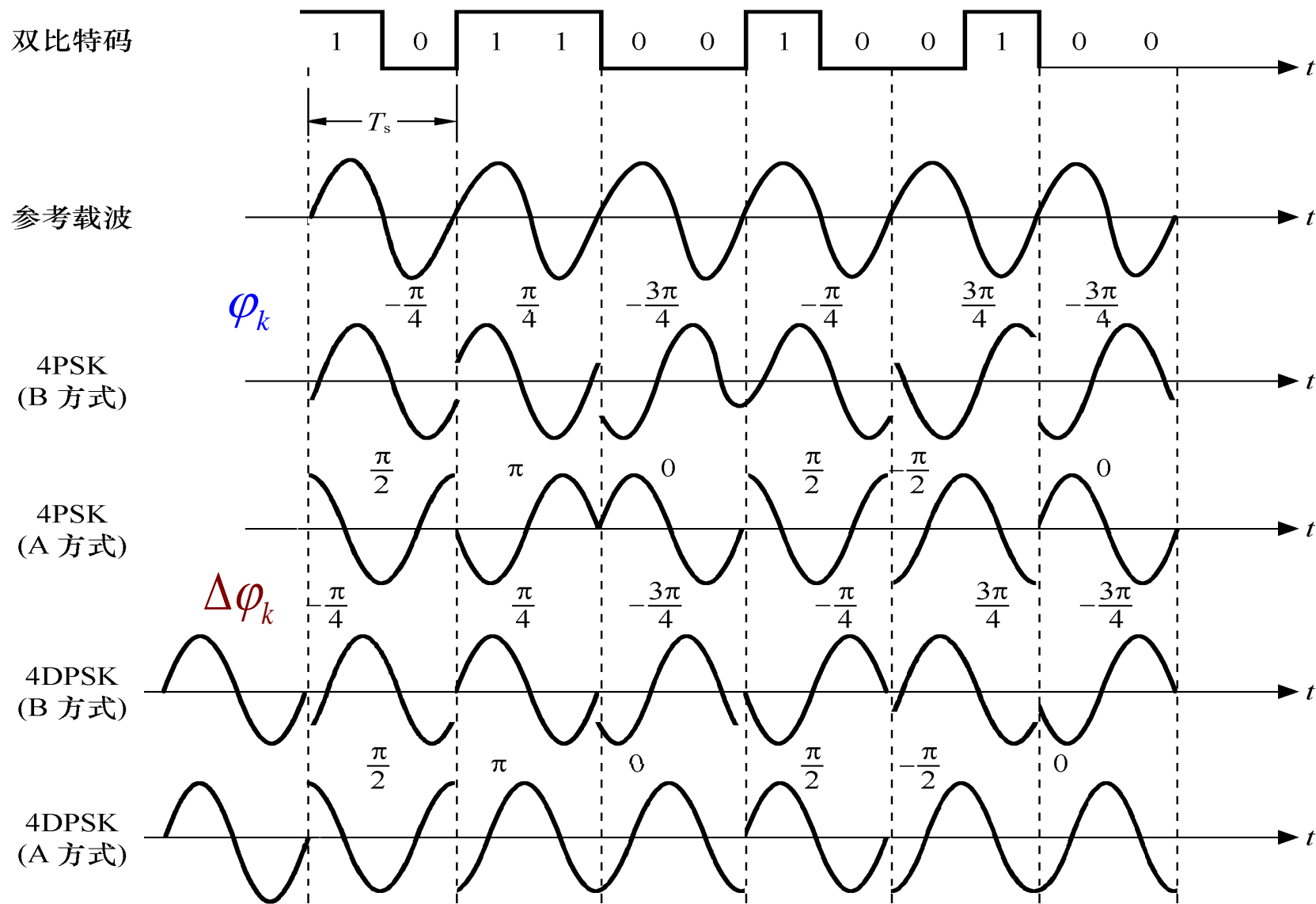


图6-31 4PSK、4DPSK信号的调制波形

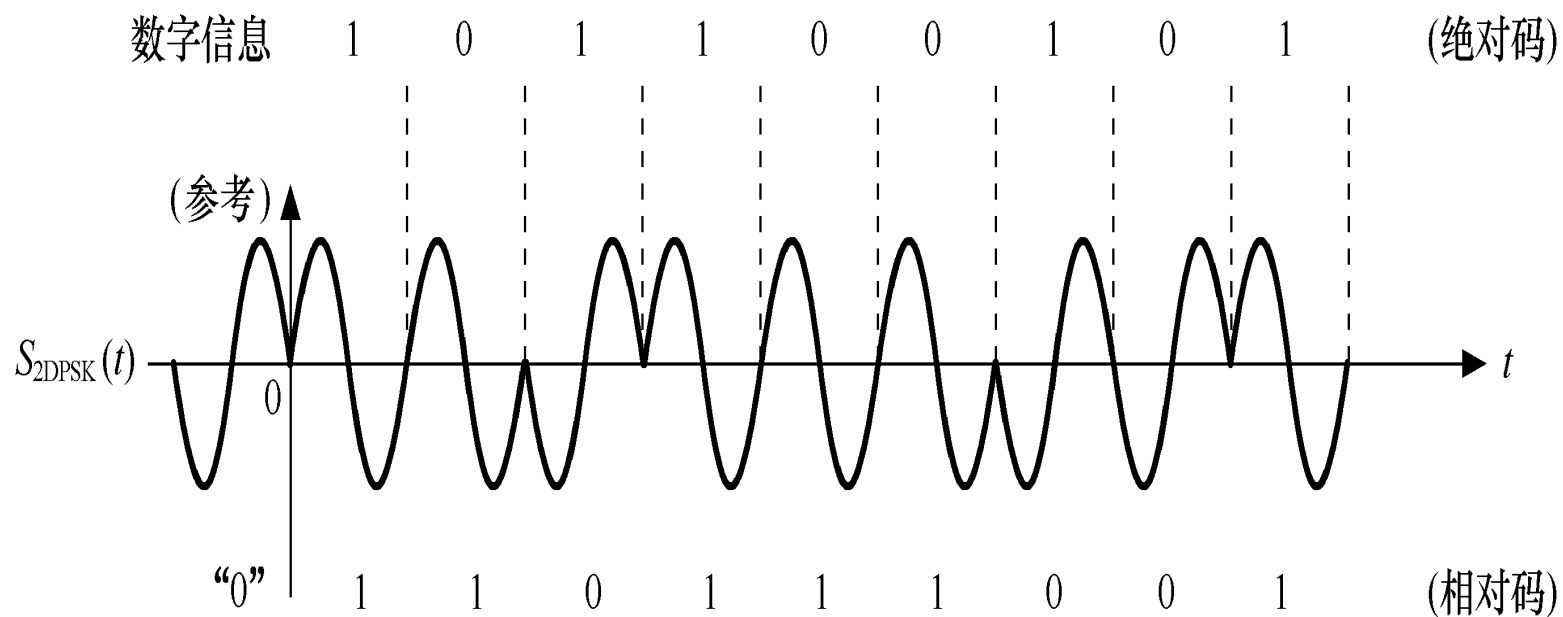


图6-15 2DPSK的波形

下面讨论4DPSK信号的**产生和解调**。

我们已经知道，为了得到2DPSK信号，可以先将绝对码变换成**相对码**，然后用相对码对载波进行绝对移相。4DPSK也可先将输入的双比特码经码变换器变换为相对码，然后用双比特的相对码再进行四相绝对移相，所得到的输出信号便是四相相对移相信号。

4DPSK的产生方法基本上同4PSK，仍可采用**调相法**和**相位选择法**，只是这时需将输入信号由绝对码转换成相对码。

图6-32所示是产生A方式4DPSK信号的原理框图，其中载波采用了 $\pi/4$ 相移器。图中在串/并变换后增加了一个码变换器，它负责把绝对码变换为相对码（**差分码**）。

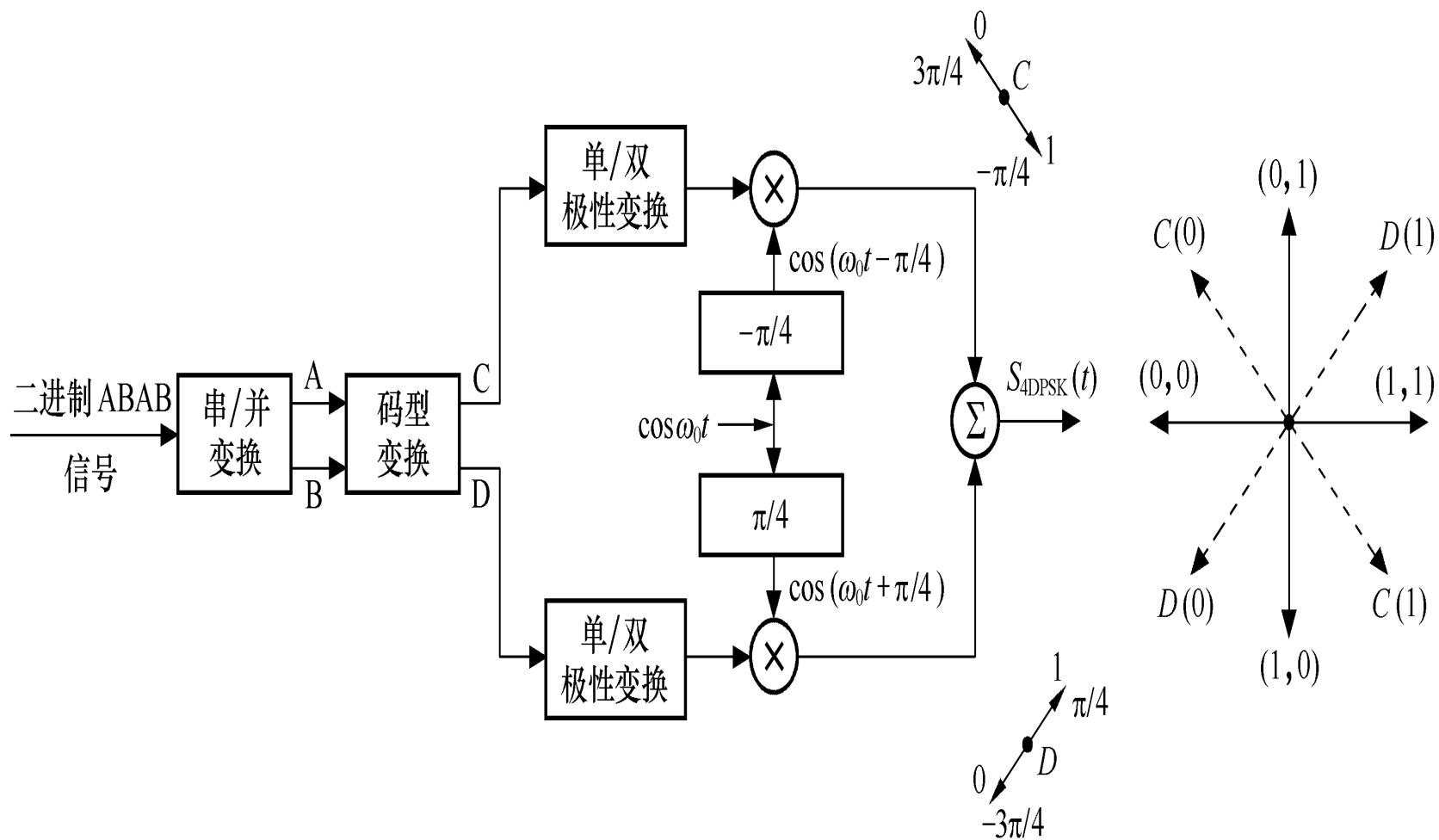
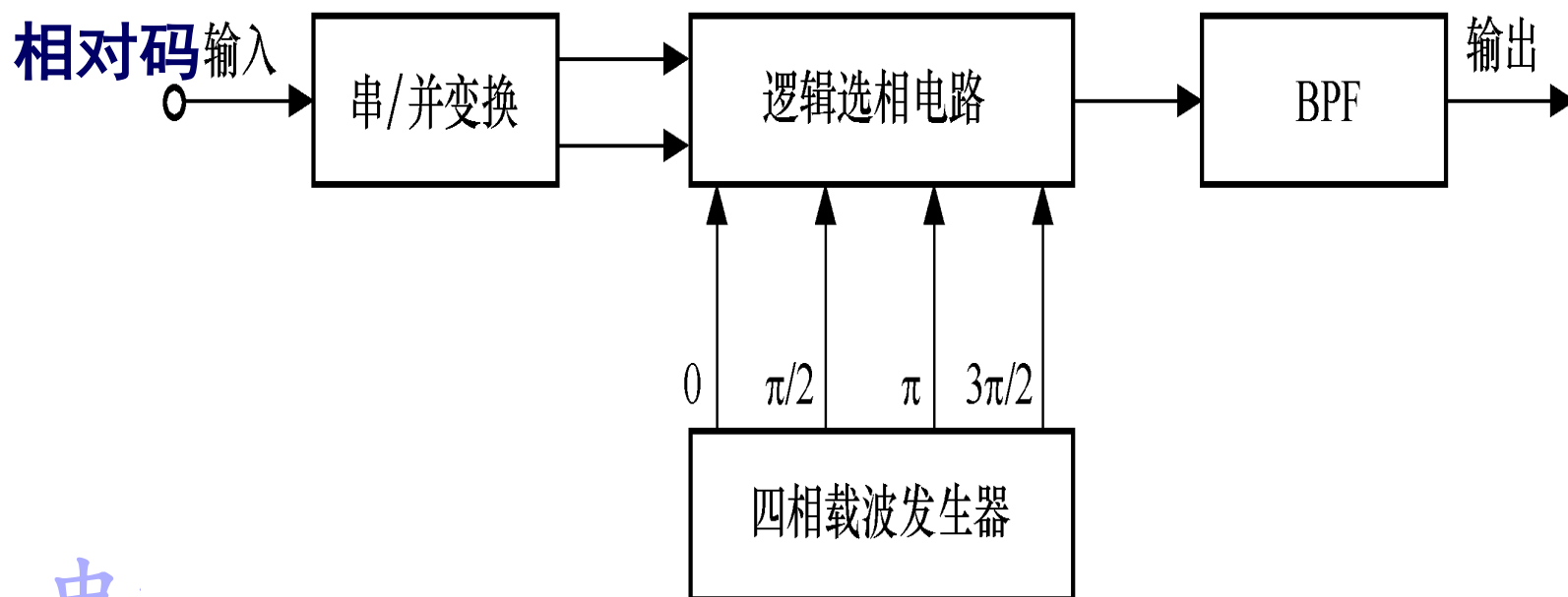


图6-32 A方式4DPSK信号产生原理框图

相位选择法产生4DPSK信号的原理也基本上同4PSK的产生方法（参照图6-29），但也需要将绝对码经码变换器变为相对码，然后再采用相位选择法进行4PSK调制，即可得到4DPSK信号。



4DPSK信号的**解调**与2DPSK信号解调方法相类似。

可采用**相干解调**法和**差分相干解调**法。

图6-33为相干解调法，相干解调法的输出是相对码，需将相对码经过码变换器变为绝对码，再经并/串变换，变为二进制数字信息输出。

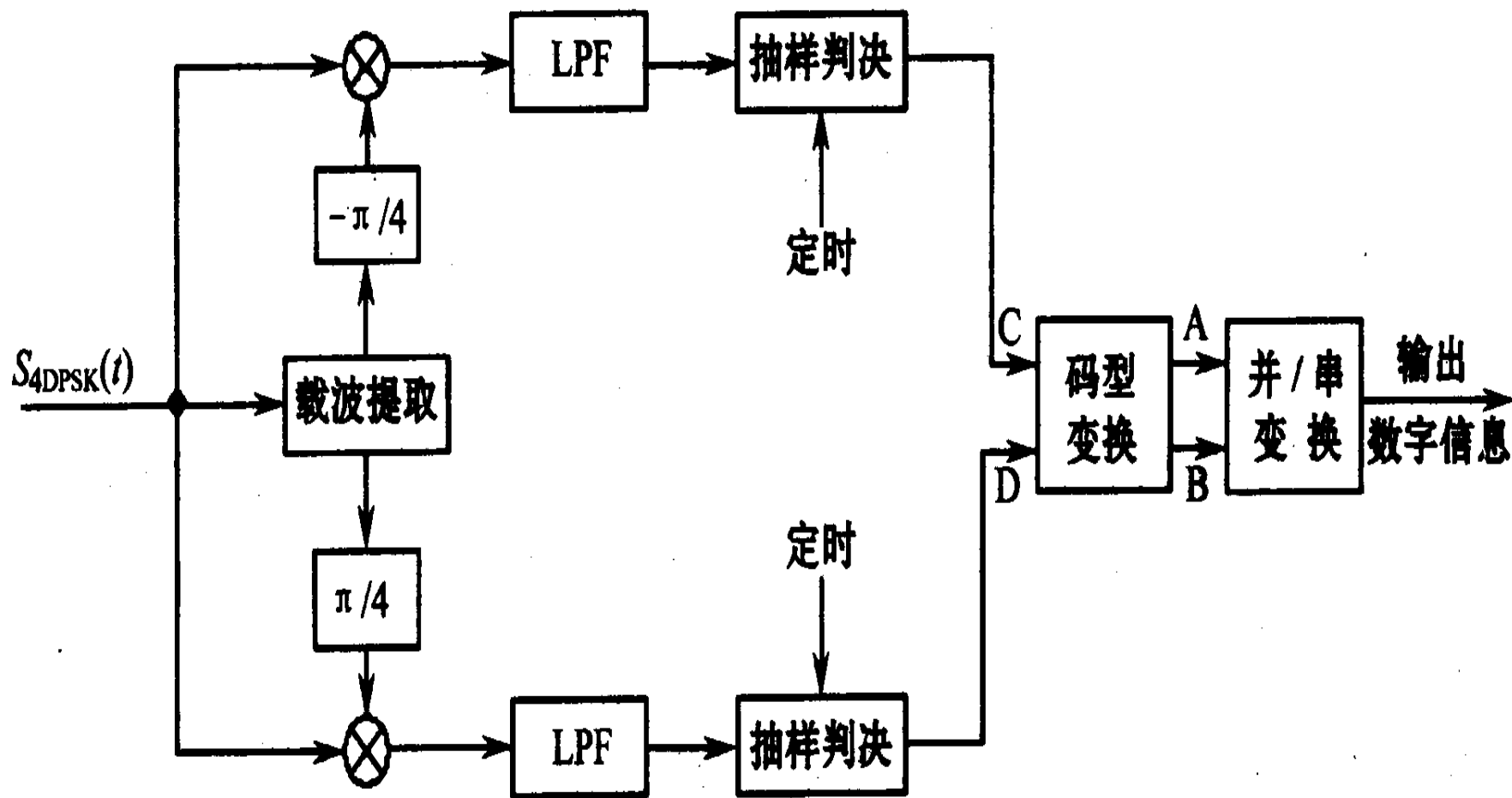


图6-33 4DPSK的相干解调原理框图

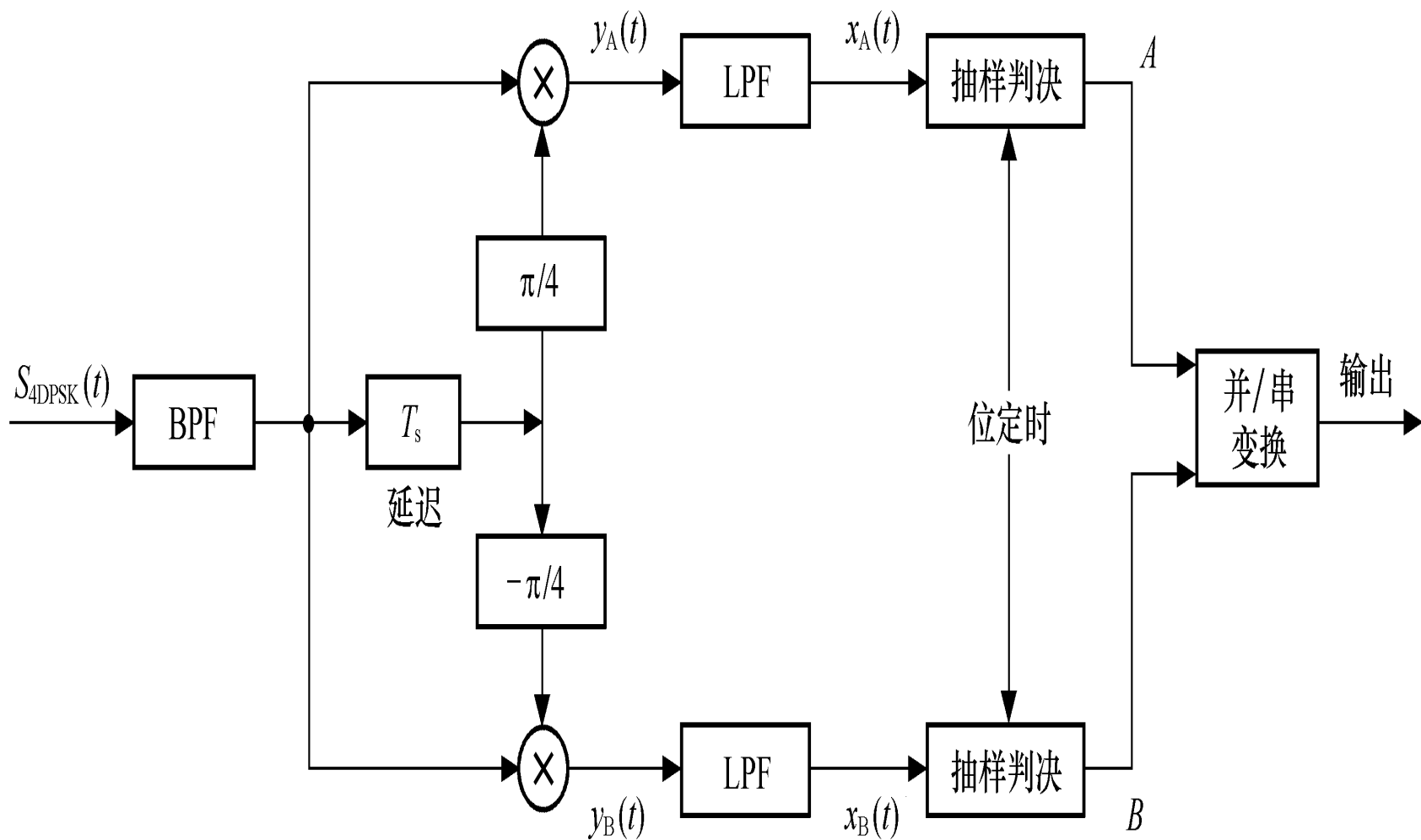


图6-34 4DPSK信号的差分相干解调
中大光信息

3、多进制相移键控的抗噪声性能

对于多进制绝对移相（MPSK），当信噪比 r 足够大时，误码率可近似为：

$$P_e = e^{-r \sin^2(\pi / M)} \quad (6.94)$$

对于多进制相对移相（MDPSK），当信噪比 r 足够大时，误码率可近似为：

$$P_e = e^{-2r \sin^2(\pi / 2M)} \quad (6.95)$$

比较式（6.94）和式（6.95）可见，在相同误码率下，将有下列式成立：

$$\frac{r_{\text{差分}}}{r_{\text{相干}}} = \frac{\sin^2(\pi / M)}{2 \sin^2(\pi / 2M)} \quad (6.96)$$

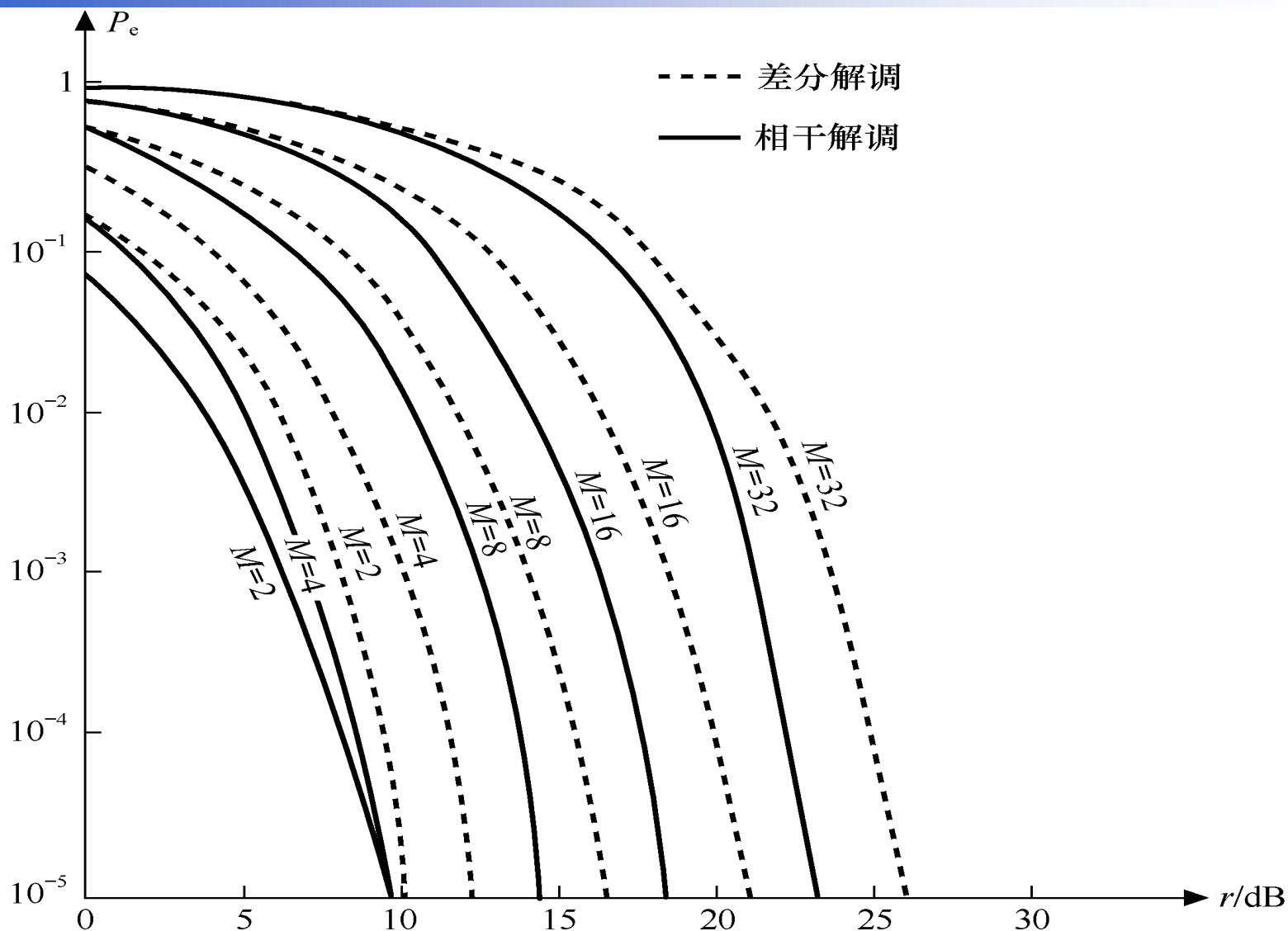


图6-35 MPSK系统的误码率性能曲线

**在M值很大时，差分移相和相干移相相比
约损失3dB的功率。**

在四相时，大约损失2.3dB的功率。

小复习

MASK

MFSK

MPSK

MDPSK