



通信系统原理教程

第20讲 基本的数字调制系统之五

通信教研室 杨春萍

本讲内容

- 概述
- 二进制振幅键控
- 二进制频移键控
- 二进制相移键控
- 二进制差分相移键控
- 二进制数字键控传输系统性能比较
- 多进制数字键控

多进制数字键控

码元信噪比 r :

$$r = A^2 / 2\sigma_n^2 \quad - \text{信号码元功率和噪声功率之比}$$

$$r = E / \sigma_0^2 \quad - \text{码元能量和噪声单边功率谱密度之比}$$

对于 M 进制，1 码元中包含 k 比特的信息： $k = \log_2 M$

码元能量 E 平均分配到每比特的能量 E_b 等于 E / k ，故有

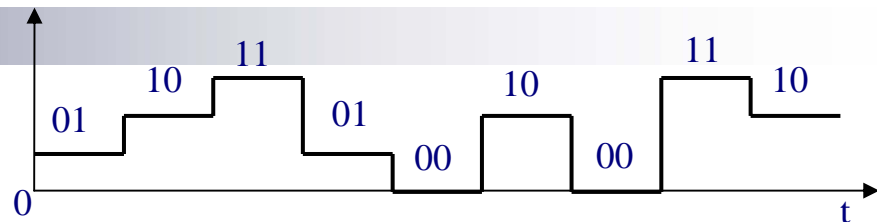
$$\frac{E_b}{\sigma_0^2} = \frac{E}{k \sigma_0^2} = \frac{r}{k} = r_b$$

式中， r_b 是每比特的能量和噪声单边功率谱密度之比。

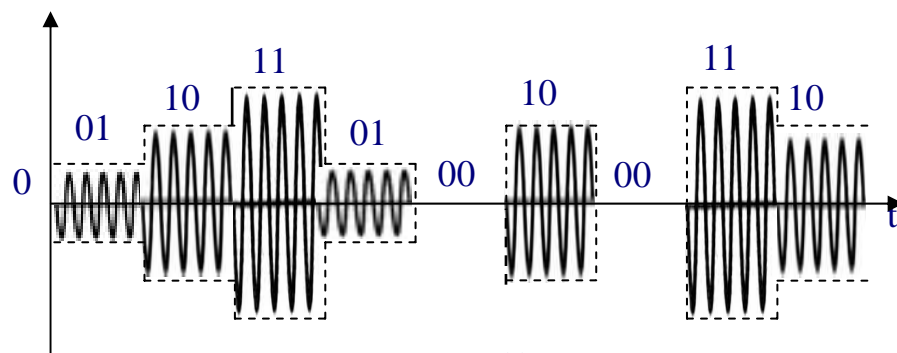
在研究不同 M 值下的误码率时，适合用 r_b 为单位来比较。

6.7.1 多进制振幅键控 (MASK)

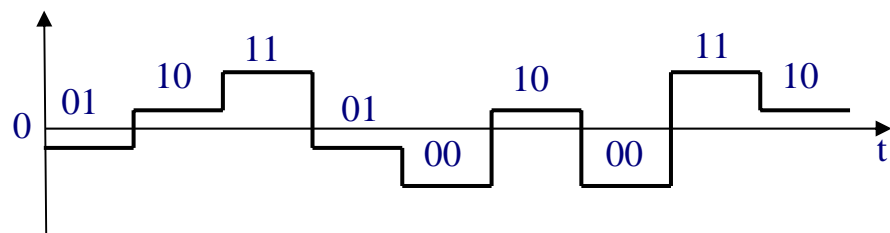
- 多电平单极性不归零信号
→ MASK信号
(图a → 图b)
- 多电平双极性不归零信号
→ 抑制载波MASK信号
(图c → 图d)
- 图示为4ASK信号：
每码元含2比特



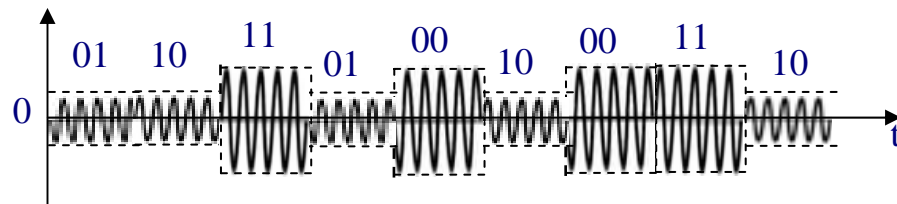
(a) 基带多电平单极性不归零信号



(b) MASK信号



(c) 基带多电平双极性不归零信号



(d) 抑制载波MASK信号

□ MASK信号带宽

MASK信号可以看成是多个2ASK信号的叠加。

两者带宽相同。

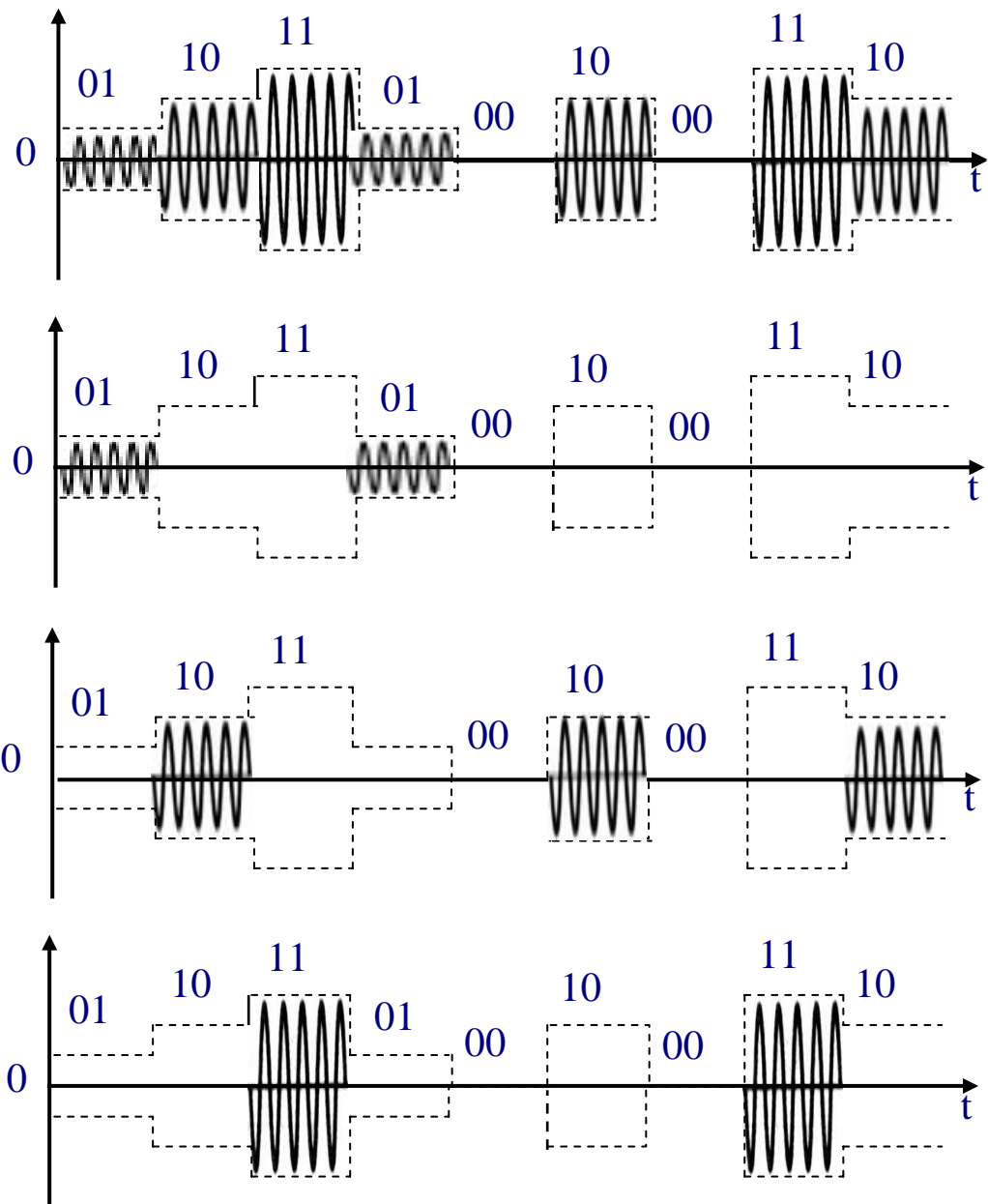
□ MASK信号的频带利用率，超过奈奎斯特准则：

基带信号 - $2 \text{ b/s}\cdot\text{Hz}$

2ASK信号 - $1 \text{ b/s}\cdot\text{Hz}$

□ MASK信号缺点：

受信道衰落影响大。



抑制载波MASK信号的误码率

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

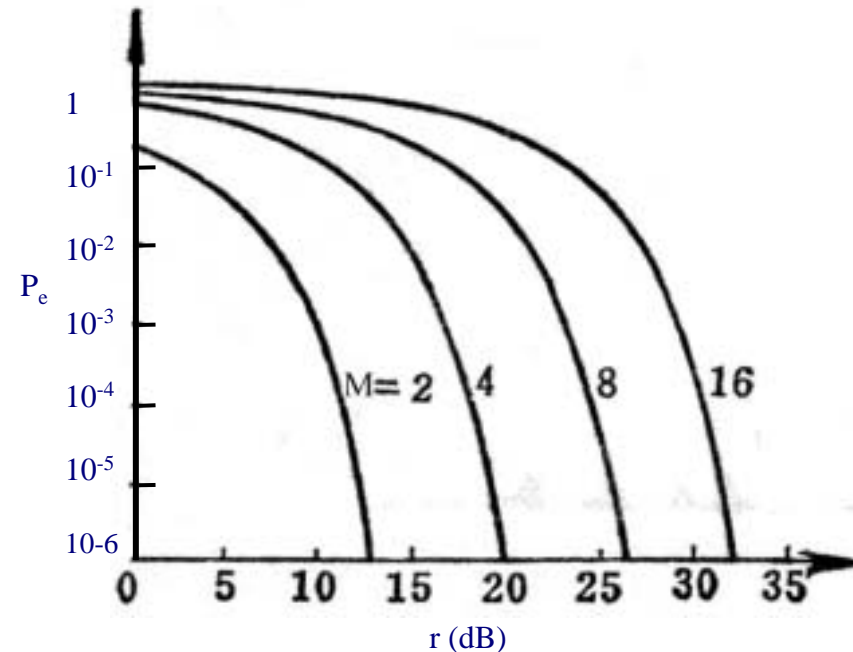
式中， M - 进制数，或振幅数；

r - 信号平均功率与噪声功率比。

当 $M = 2$ 时，上式变成

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

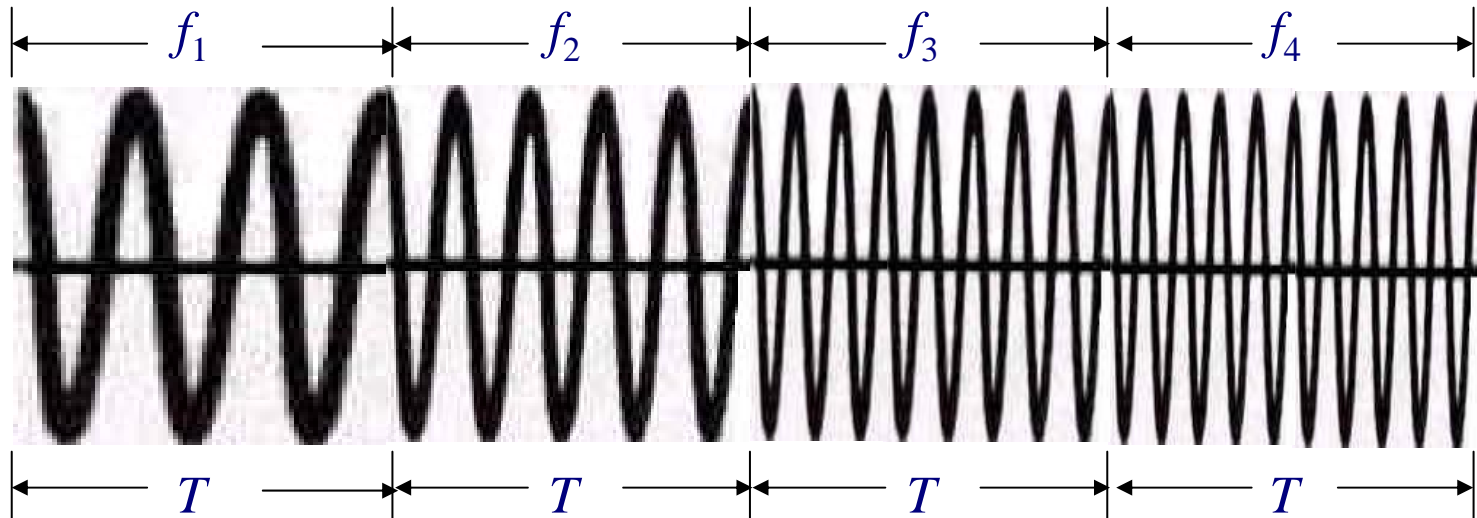
即2PSK相干解调误码率公式。



6.7.2 多进制频移键控(MFSK)

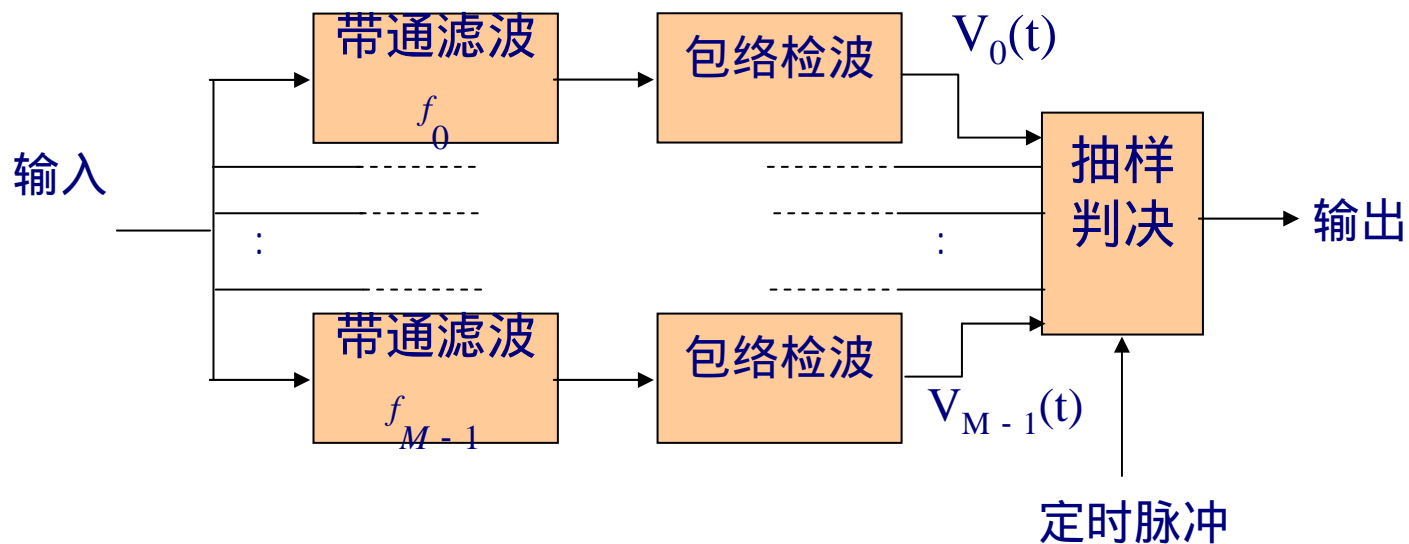
□ 基本原理

- MFSK的码元采用 M 个不同频率的载波。
- 设 f_1 为其最低载频， f_M 为其最高载频，则MFSK信号的带宽近似等于 $f_M - f_1 + \Delta f$ ，其中 Δf 是单个码元的带宽，它决定于信号传输速率。



□ 非相干解调时的误码率

■ MFSK信号非相干解调器的原理方框图



- M 个带通滤波器的输出中仅有一个是信号加噪声，其他各路都是只有噪声。故这 $(M-1)$ 路噪声的包络都不超过某个门限电平 h 的概率等于

$$[1 - P(h)]^{M-1}$$

式中， $P(h)$ - 1路滤波器的输出噪声包络 h 的概率。

若其他任何路的输出电压值超过了这路有信号的输出电压值就将发生错判，故输出信号和噪声之和 x 就是上面的门限值 h_0 。

- 发生错误判决的概率：

$$P_e = \int_0^{\infty} p(h) P_e(h) dh$$

将前3式代入上式，得到：

$$P_e = \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n-1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} e^{-nA^2 / 2(n+1)\sigma_n^2}$$

■ 码元错误率 P_e 和比特错误率 P_b 之间的关系

假设：当一个 M 进制码元发生错误时，将随机地错成其他 $(M-1)$ 个码元之一。

在任一给定比特的位上，出现“1”和“0”的码元各占一半，即出现信息“1”的码元有 $M/2$ 种，出现信息“0”的码元有 $M/2$ 种。

例： $M = 8$ ， $M = 2^k$ ， $k=3$ ，

在任一列中均有4个“0”和4个“1”。

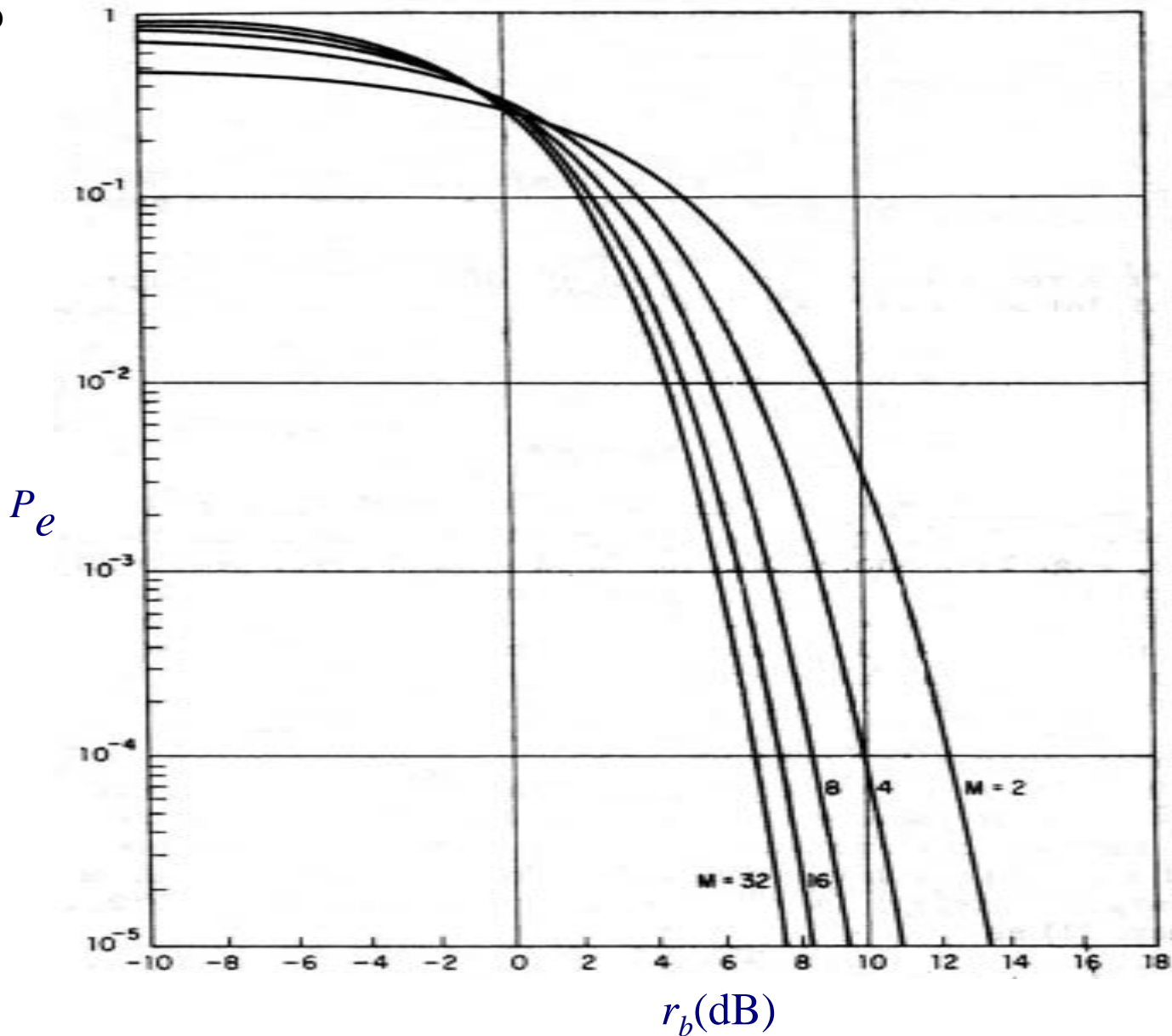
一般而言，在一个给定的码元中，任一比特位置上的信息和其他 $(2^{k-1} - 1)$ 种码元在同一位置上的信息相同，和其他 2^{k-1} 种码元在同一位置上的信息则不同。所以，比特错误率 P_b 和码元错误率 P_e 之间的关系为

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_e = \frac{P_e}{2[1 - (1/2^k)]}$$

当 k 很大时， $P_b \approx P_e / 2$

	$M = 8$
0	0 0 0
1	0 0 1
2	0 1 0
3	0 1 1
4	1 0 0
5	1 0 1
6	1 1 0
7	1 1 1

■ $P_e \sim r_b$
曲线



□ 相干解调时的误码率：计算结果如下

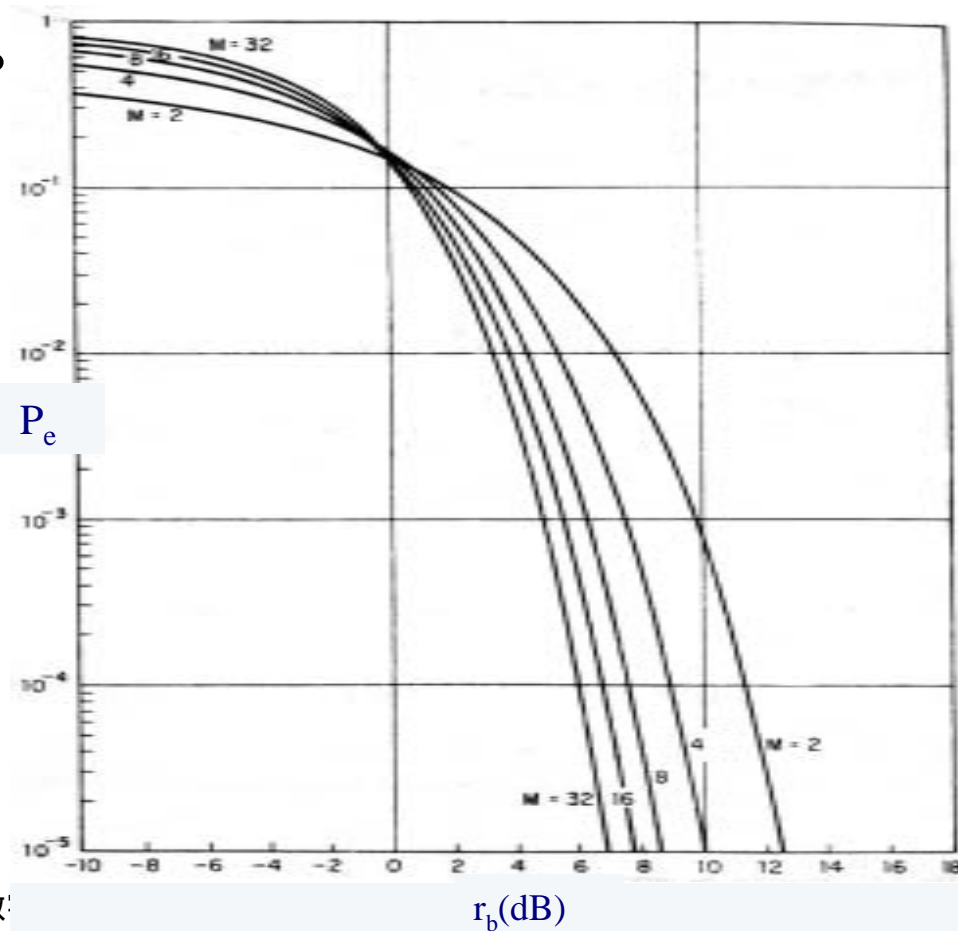
$$P_e = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-A^2/2} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{A+\sqrt{2r}} e^{-u^2/2} du \right]^{M-1} dA$$

- 由图可见，当信息传输速率和误码率给定时，增大 M 值可以降低对信噪比 r_b 的要求。

- 误码率上界：

$$P_e \leq (M-1) \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

- 非相干和相干接收误码率比较：
当 $k > 7$ 时，两者的区别可以忽略。



6.7.3 多进制相移键控(MPSK)

- 基本原理：MPSK信号码元可以表示为

$$s_k(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_k)$$

式中， θ_k - 受调制的相位，其值决定于基带码元的取值；

A - 信号振幅，为常数；

$k = 1, 2, \dots, M$ 。

令 $A=1$ ，然后将其展开写成

$$s_k(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_k) = a_k \cos \omega_0 t - b_k \sin \omega_0 t$$

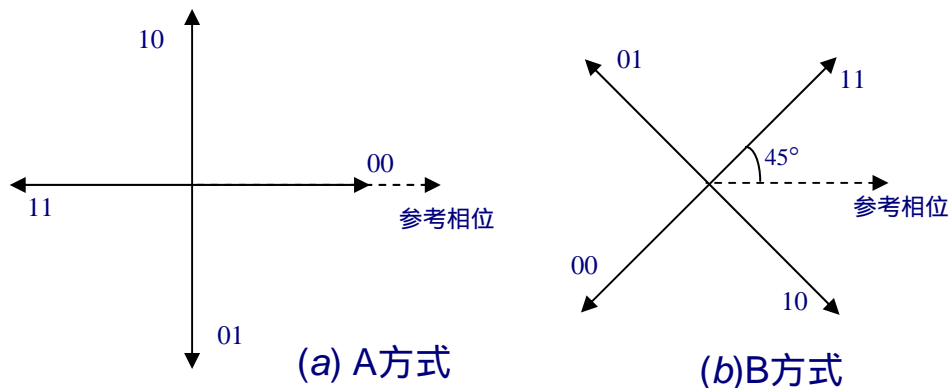
式中， $a_k = \cos \theta_k$ $b_k = \sin \theta_k$

由上式看出， M -PSK信号码元可以看作是两个正交的MASK信号码元之和。因此，其带宽和后者的带宽相同。

■ 正交相移键控(QPSK)

□ 编码规则：A和B两种编码方式

a	b	θ_k	
		A方式	B方式
0	0	0°	225°
1	0	90°	315°
1	1	180°	45°
0	1	270°	135°



- 格雷(Gray)码规律：
 - 相邻 θ_k 之间仅差1比特。
- 格雷码优点：误比特律小。

序号	格雷码	二进制码
1	0000	0000
2	0010	0001
3	0011	0010
4	0001	0010
5	0101	0100
6	0111	0101
7	0110	0110
8	0100	0111
9	1100	1000
10	1110	1001
11	1111	1010
12	1101	1011
13	1001	1100
14	1011	1101
15	1010	1110
16	1000	1111

□ 产生方法

■ 第一种方法：相乘法

二进制码元“1” → 双极性脉冲“+1”

二进制码元“0” → 双极性脉冲“-1”

} B方式编码

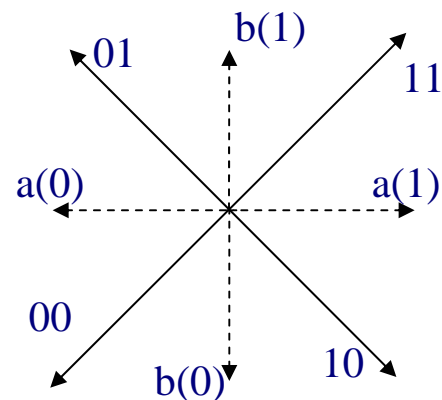
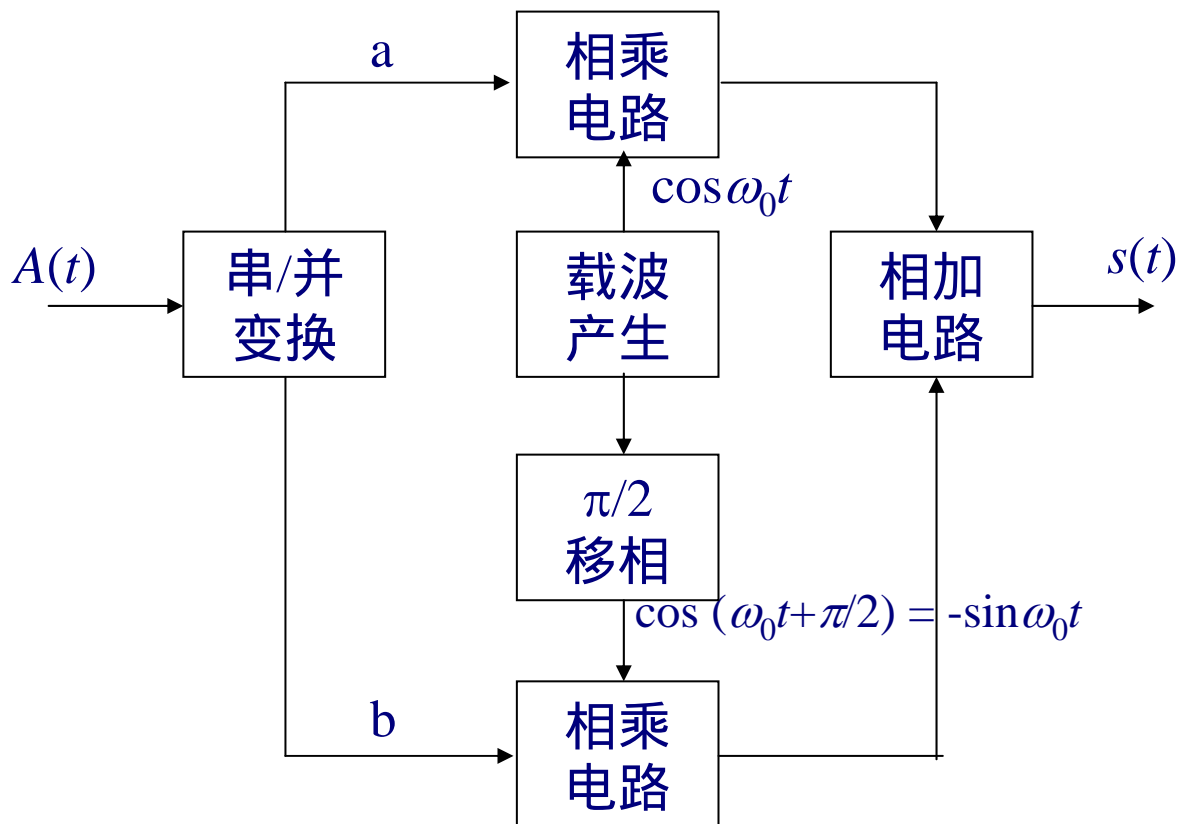
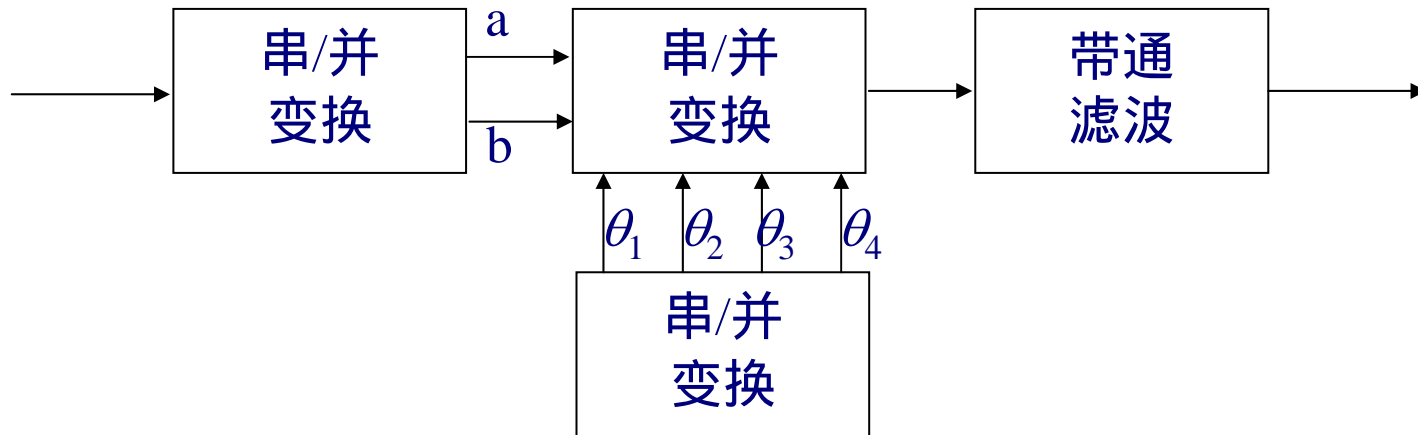
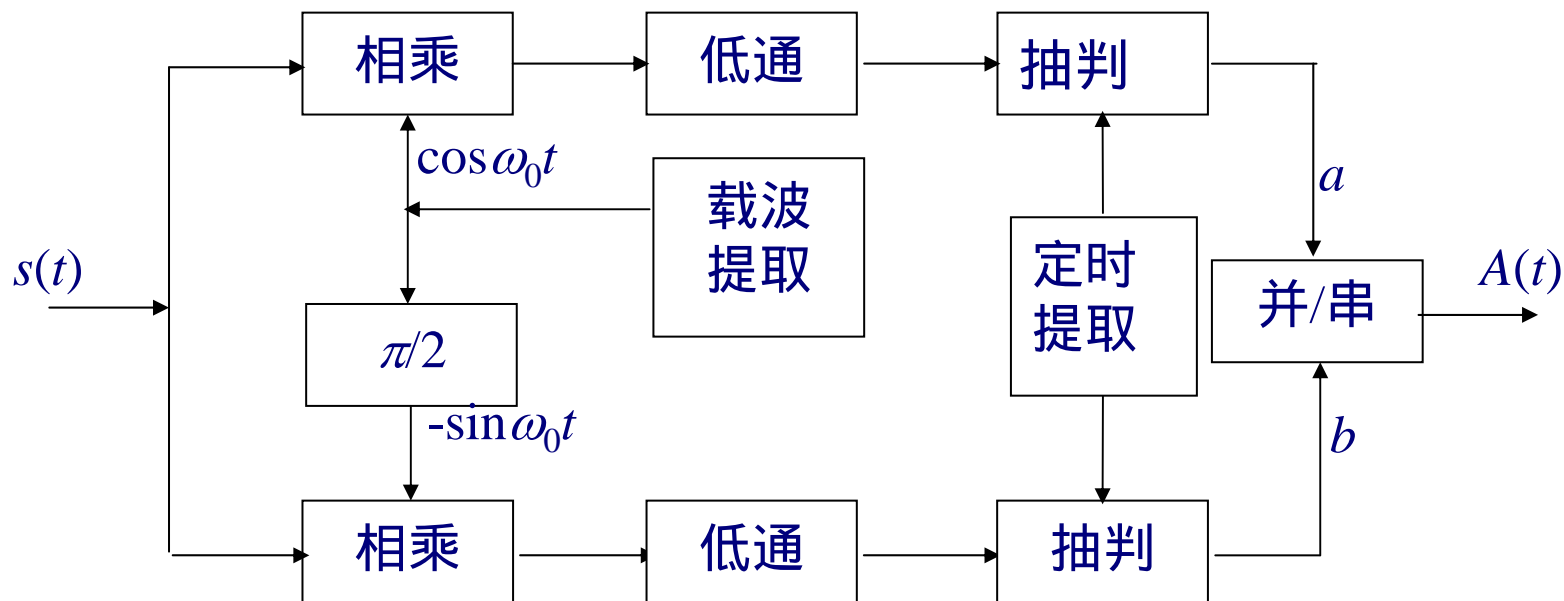


图6.7.8 第一种QPSK信号产生方法

■ 第二种方法：选择法



□ 解调方法 - 相干解调



□ 误码率

若发送信号“11”的相位为 45° ，则判决门限应该设在 0° 和 90° 。

设： $f(\theta)$ - 接收矢量相位的概率密度，则错误概率等于：

$$P_e = 1 - \int_0^{\pi/2} f(\theta) d\theta$$

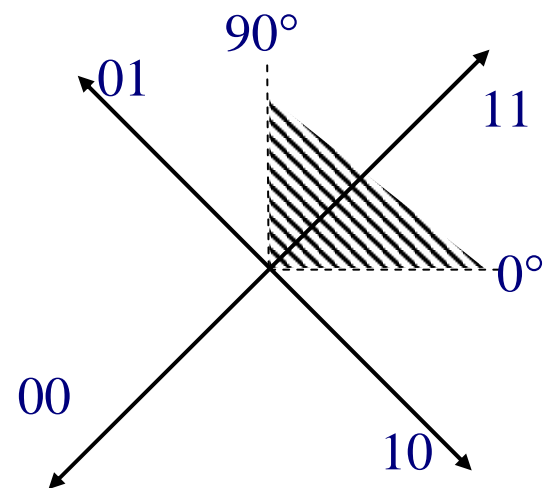
上式计算结果为：

$$P_e = 1 - \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{r/2} \right]^2$$

□ 误比特率

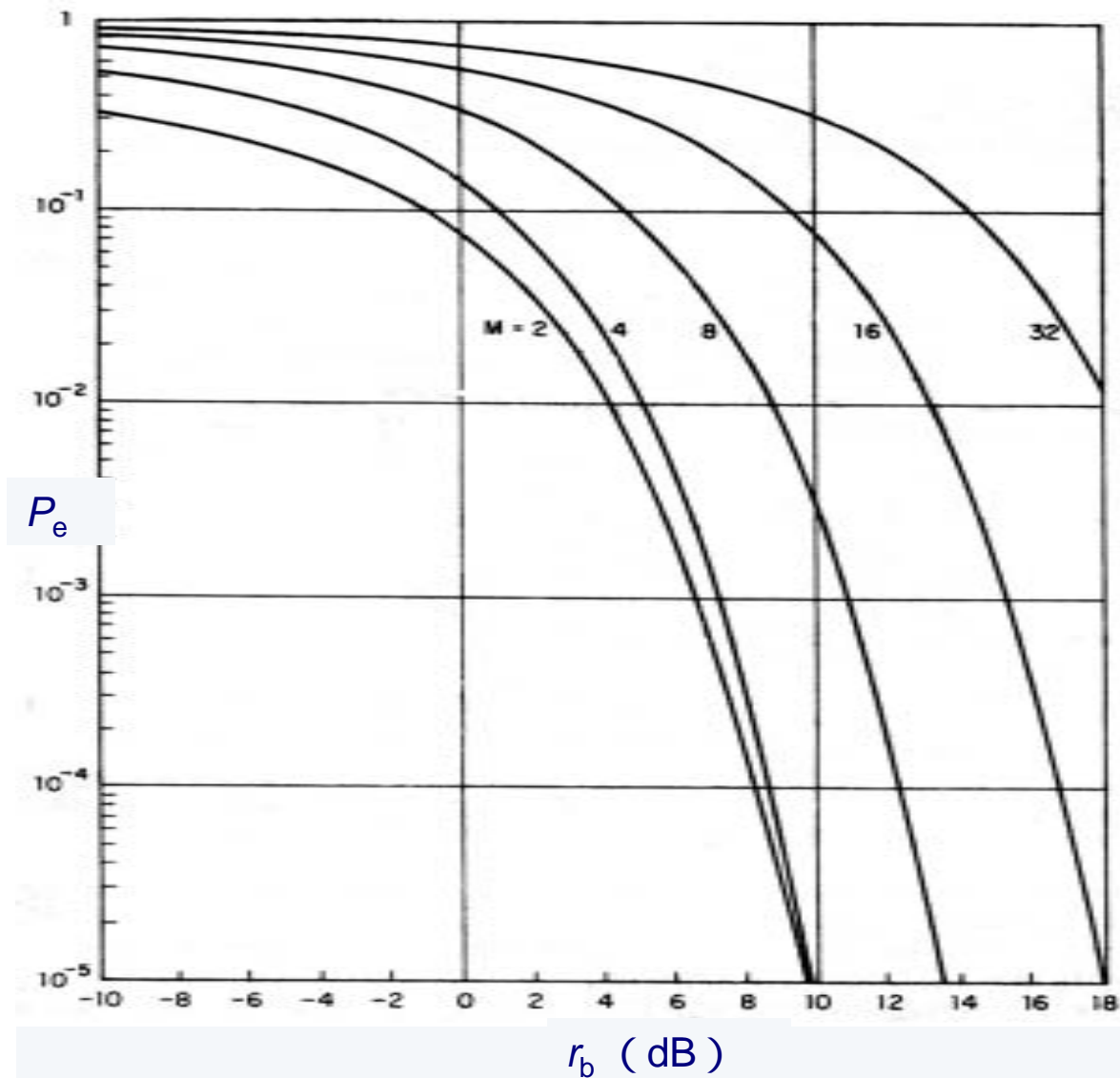
由解调方框图可见，

正交的两路相干解调方法和2PSK中采用的解调方法一样。所以其误比特率的计算公式也和2PSK的误码率公式一样。



■ MPSK信号的误码率

当信噪比 r 足够大时， $P_e \approx e^{-r \sin^2(\pi/M)}$



6.7.4 多进制差分相移键控(MDPSK)

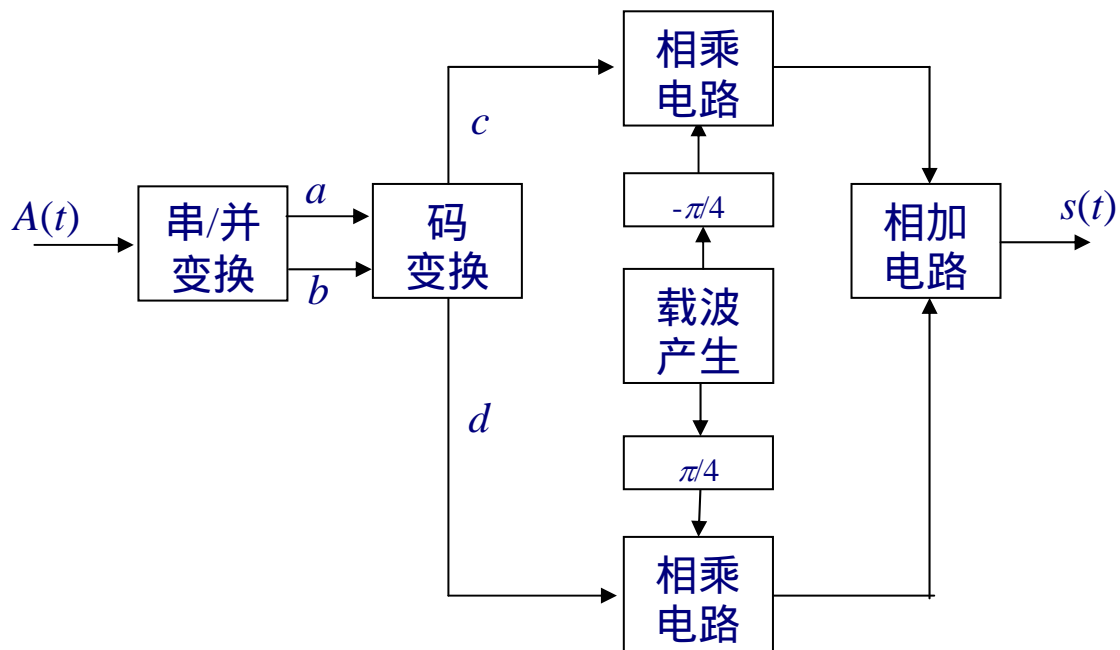
■ 基本原理

以4进制DPSK(QDPSK)信号为例

<i>a</i>	<i>b</i>	$\Delta\theta_k$
		A方式
0	0	0°
1	0	90°
1	1	180°
0	1	270°

表中 $\Delta\theta_k$ 是相对于前一相邻码元的相位变化

■ 产生方法



相乘的信号应该是不归零二进制双极性矩形脉冲“+1”和“-1”，对应关系是：

二进制码元“0” → “+1”

二进制码元“1” → “-1”

} A方式编码

QDPSK码变换关系

当前输入的一对码元及要求的相对相移		前一时刻经过码变换后的一对码元及所产生的相位		当前时刻应当给出的变换后一对码元和相位			
a_k	b_k	c_{k-1}	d_{k-1}	c_k	d_k	θ_k	
0	0	0	0	0	1	0	0°
			1	0	1	0	90°
			1	1	1	1	180°
			0	1	0	1	270°
1	0	0	0	0	1	0	90°
			1	0	1	1	180°
			1	1	0	1	270°
			0	1	0	0	0°
1	1	0	0	0	1	1	180°
			1	0	0	1	270°
			1	1	0	0	0°
			0	1	1	0	90°
0	1	0	0	0	0	1	270°
			1	0	0	0	0°
			1	1	1	0	90°
			0	1	1	1	180°

■ 解调方法

□ 极性比较法

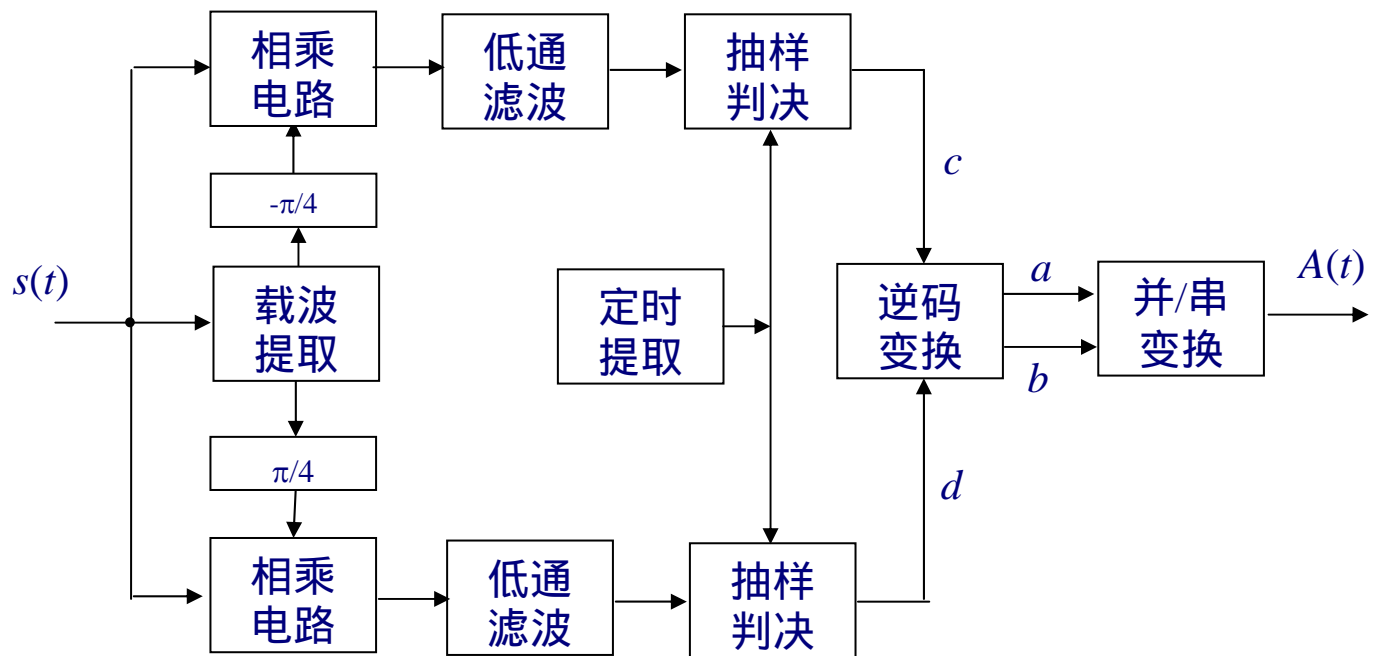


图6.7.15 A方式QDPSK信号解调方法

和QPSK信号极性比较法解调相似，只多一步逆码变换，将相对码变成绝对码。

■ 码变换原理

设第 k 个接收信号码元可以表示为

$$s_k(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_k) \quad kT < t \leq (k+1)T$$

相乘电路的相干载波

$$\text{上支路 : } \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) \quad \text{下支路 : } \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4})$$

相乘电路输出：

$$\text{上支路 : } \cos(\omega_0 t + \theta_k) \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) = \frac{1}{2} \cos \left[2\omega_0 t + (\theta_k - \frac{\pi}{4}) \right] + \frac{1}{2} \cos(\theta_k + \frac{\pi}{4})$$

$$\text{下支路 : } \cos(\omega_0 t + \theta_k) \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) = \frac{1}{2} \cos \left[2\omega_0 t + (\theta_k + \frac{\pi}{4}) \right] + \frac{1}{2} \cos(\theta_k - \frac{\pi}{4})$$

$$\text{经过低通滤波后，上支路 : } \frac{1}{2} \cos(\theta_k + \frac{\pi}{4})$$

$$\text{下支路 : } \frac{1}{2} \cos(\theta_k - \frac{\pi}{4})$$

判决规则：

“+” → 二进制码元“0”

“-” → 二进制码元“1”

判决输出将送入逆码变换器恢复出绝对码。

设逆码变换器的当前输入码元为 c_k 和 d_k ，当前输出码元为 a_k 和 b_k ，前一输入码元为 c_{k-1} 和 d_{k-1} 。

信号码元相位 θ_k	上支路输出	下支路输出	判决器输出	
			C	D
0°	+	+	0	0
90°	-	+	1	0
180°	-	-	1	1
270°	+	-	0	1

QDPSK逆码变换关系

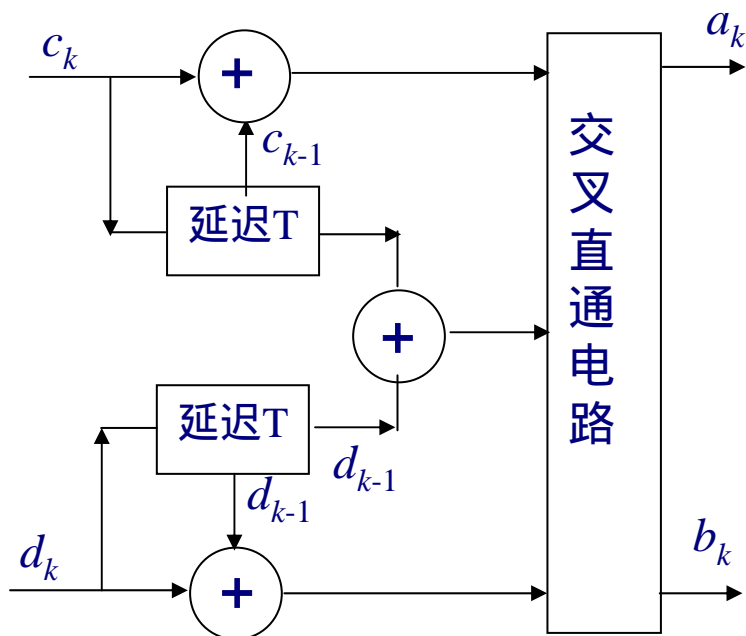
前一时刻输入的一对码元		当前时刻输入的一对码元		当前时刻应当给出的逆变换后的一对码元	
c_{k-1}	d_{k-1}	c_k	d_k	a_k	b_k
0	0	0	0	0	0
		0	1	0	1
		1	1	1	1
		1	0	1	0
0	1	0	0	1	0
		0	1	0	0
		1	1	0	1
		1	0	1	1
1	1	0	0	1	1
		0	1	1	0
		1	1	0	0
		1	0	0	1
1	0	0	0	0	1
		0	1	1	1
		1	1	1	0
		1	0	0	0

上表中的码元关系可以分为两类：

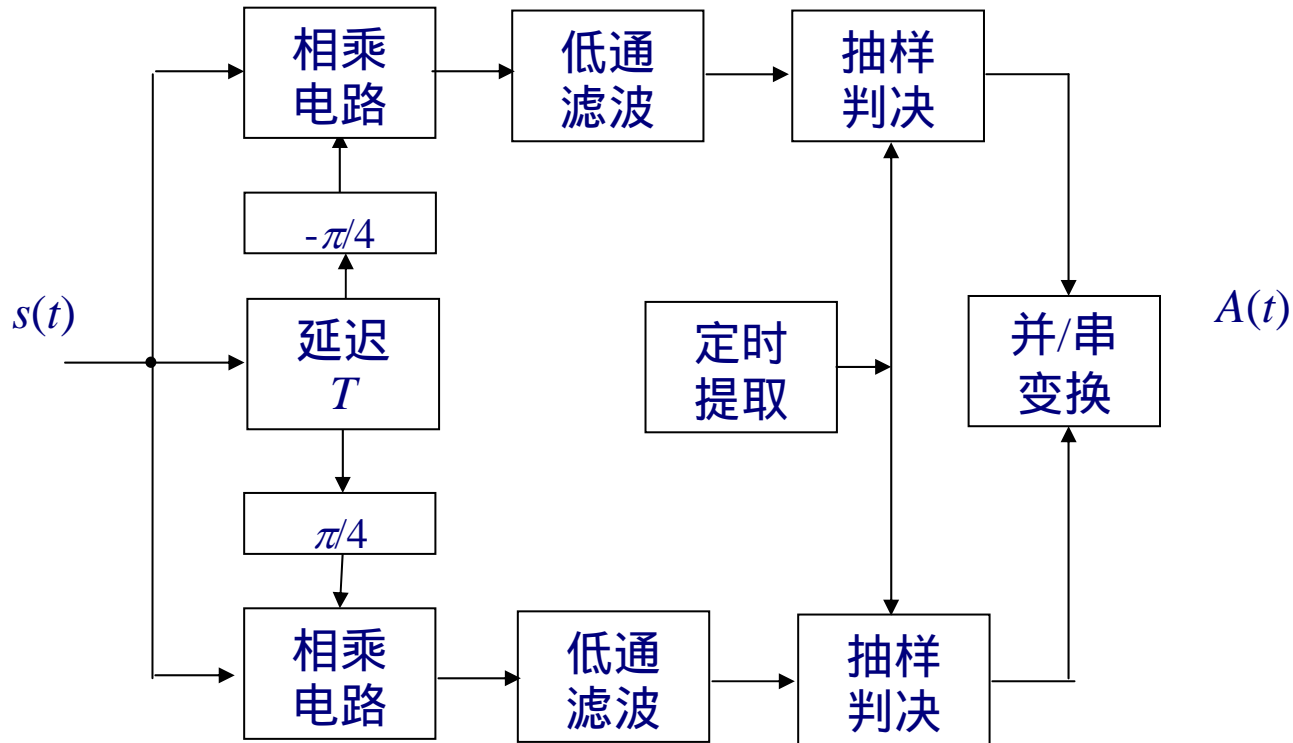
$$\text{当 } c_{k-1} \oplus d_{k-1} = 0 \text{ 时, } \begin{cases} a_k = c_k \oplus c_{k-1} \\ b_k = d_k \oplus d_{k-1} \end{cases}$$

$$\text{当 } c_{k-1} \oplus d_{k-1} = 1 \text{ 时, } \begin{cases} a_k = d_k \oplus d_{k-1} \\ b_k = c_k \oplus c_{k-1} \end{cases}$$

从上两式中画出逆码变换器的原理方框图如下：



□ 相位比较法

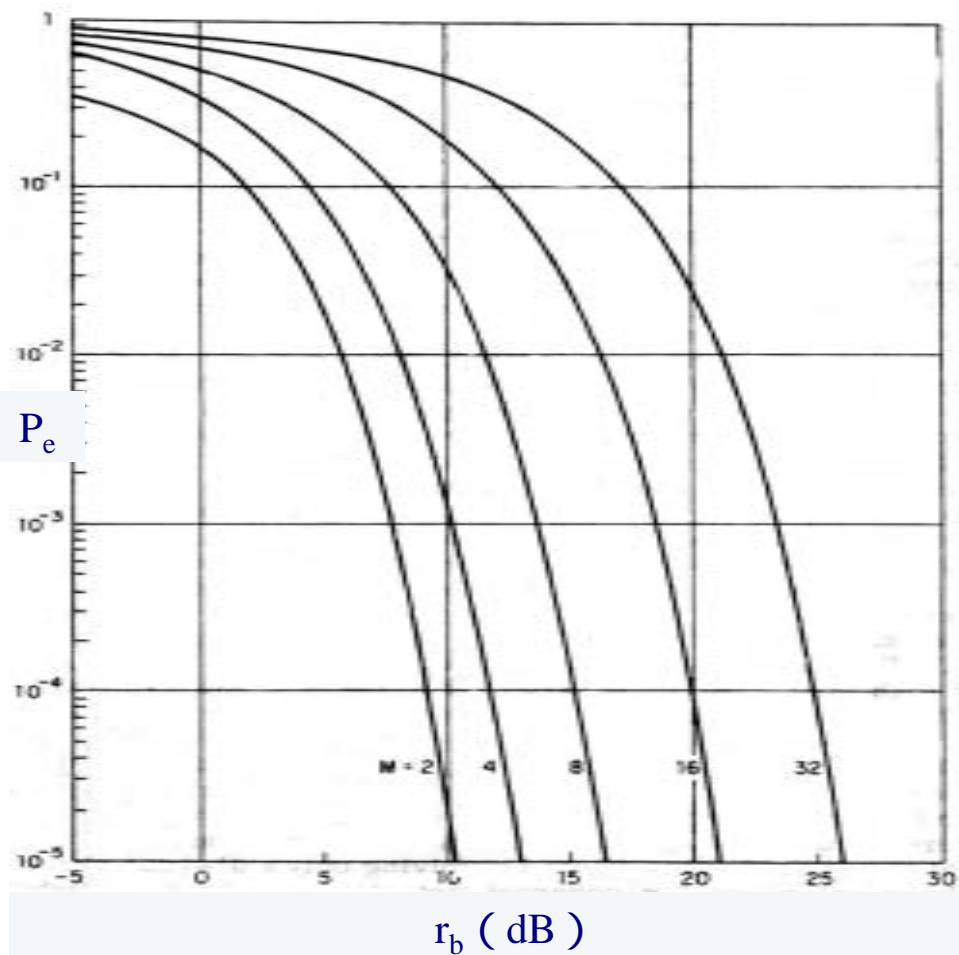


■ 误码率

在大信噪比条件下，误码率计算公式为

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

当 $M = 4$ 时，上式变成 $P_e \approx e^{-2r \sin^2(\pi / 8)}$



6.7.5 振幅相位联合键控(APK)

□ APK信号的振幅和相位独立地同时受到调制：

$$s_k(t) = A_k \cos(\omega_0 t + \theta_k) \quad kT < t \leq (k+1)T$$

式中， $k = \text{整数}$ ； A_k 和 θ_k 分别可以取多个离散值。

上式可以展开为

$$s_k(t) = A_k \cos \theta_k \cos \omega_0 t - A_k \sin \theta_k \sin \omega_0 t$$

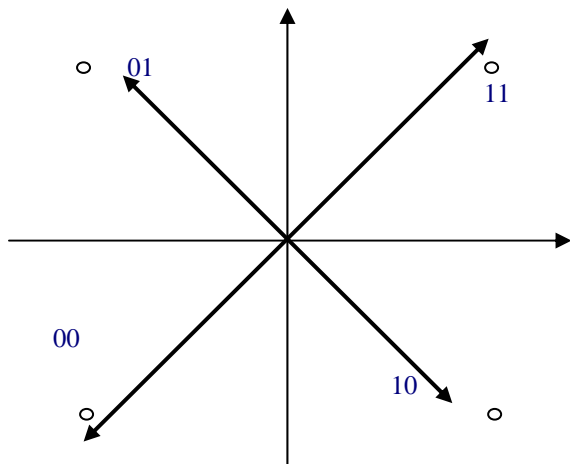
令 $X_k = A_k \cos \theta_k$
 $Y_k = -A_k \sin \theta_k$ 代入上式，得到

$$s_k(t) = X_k \cos \omega_0 t + Y_k \sin \omega_0 t$$

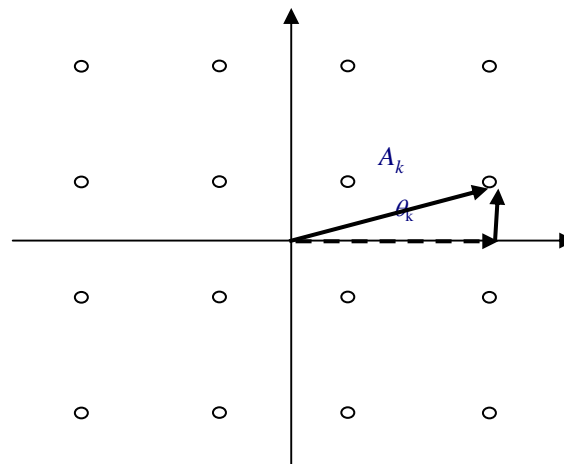
从上式看出， $s_k(t)$ 可以看作是两个正交的振幅键控信号之和
若 θ_k 值取 0° 和 90° ， A_k 值取 $+A$ 和 $-A$ ，则

APK信号 \rightarrow QPSK信号 = 4QAM信号

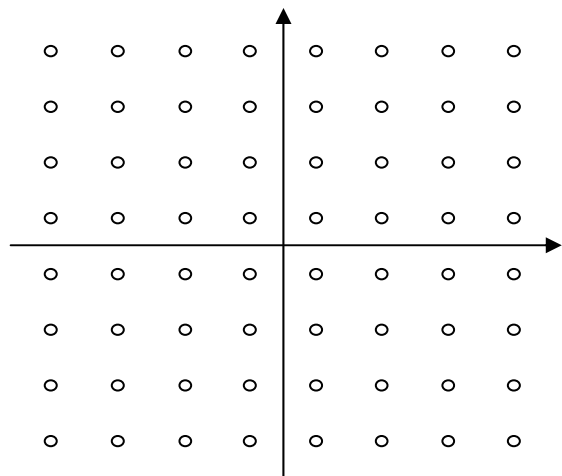
MQAM又称星座调制



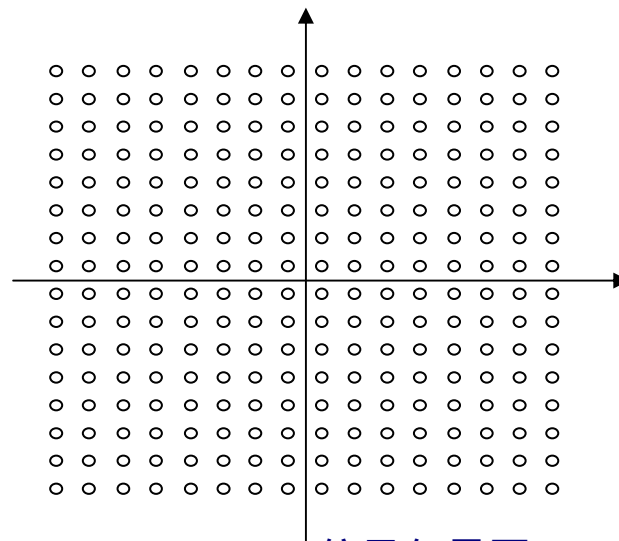
(a) 4QAM信号矢量图



(b) 16QAM信号矢量图



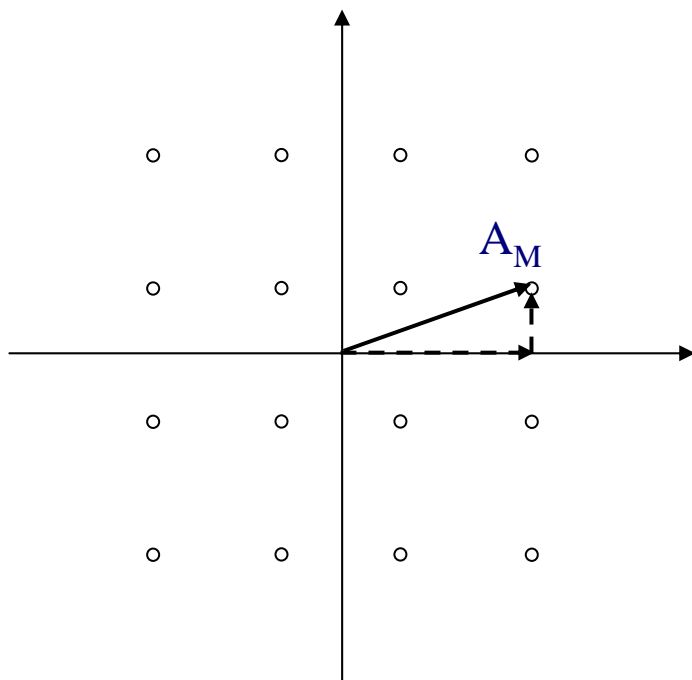
(c) 64QAM信号矢量图



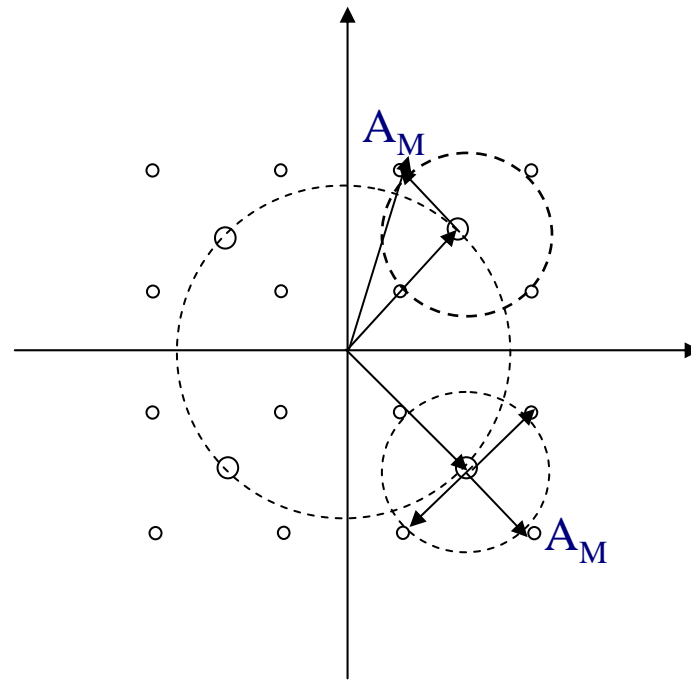
(d) 256QAM信号矢量图

□ 16QAM信号的产生方法

- 正交调幅法
- 复合相移法



(a) 正交调幅法



(b) 复合相移法

图6.7.20 16QAM信号的产生方法

□ 16QAM信号和16PSK信号的误码率

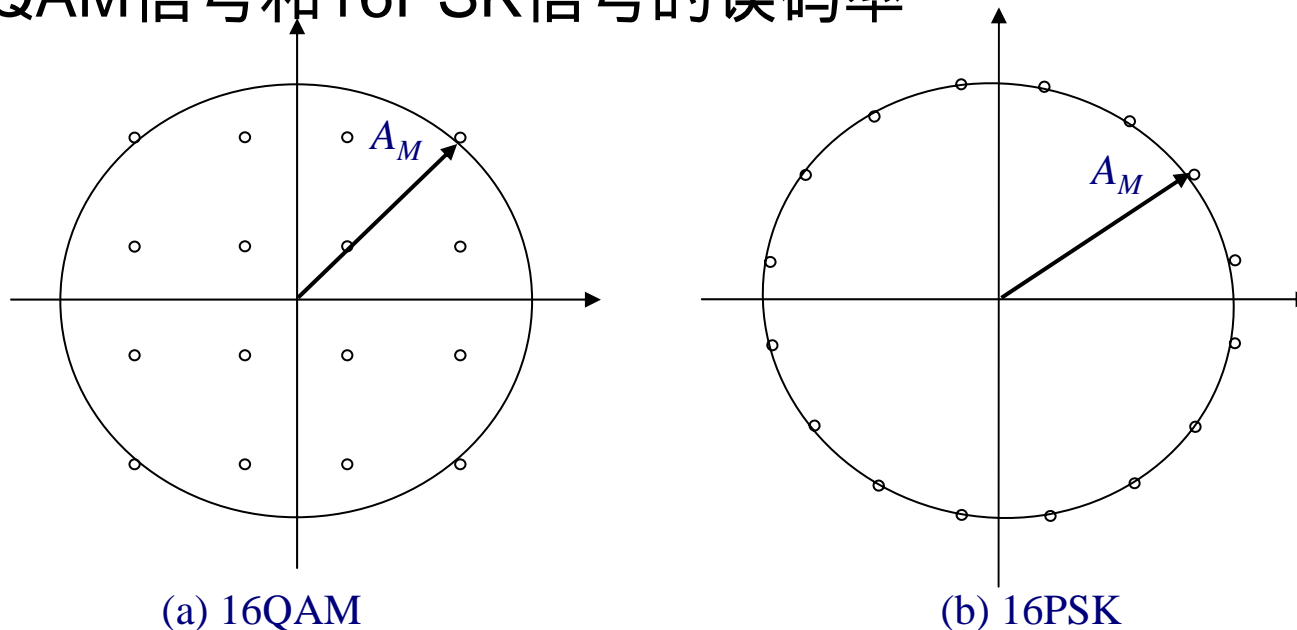


图6.7.21 16QAM和16PSK信号的矢量图

□ 16PSK信号的相邻点距离： $d_1 \approx A_M \left(\frac{\pi}{8} \right) = 0.393 A_M$

■ 16QAM信号的相邻点距离： $d_2 = \frac{\sqrt{2}A_M}{3} = 0.471A_M$

■ 按上两式计算， d_2 超过 d_1 约1.57 dB，但没有考虑两者的平均功率差别。在平

均功率相等条件下，16QAM比16PSK信号的噪声容限大4.12 dB。

6.7.6 多进制数字键控实用系统举例

- 几种调制解调器采用的调制体制的星座图和频谱：
- 一种改进的9600 b/s速率方案

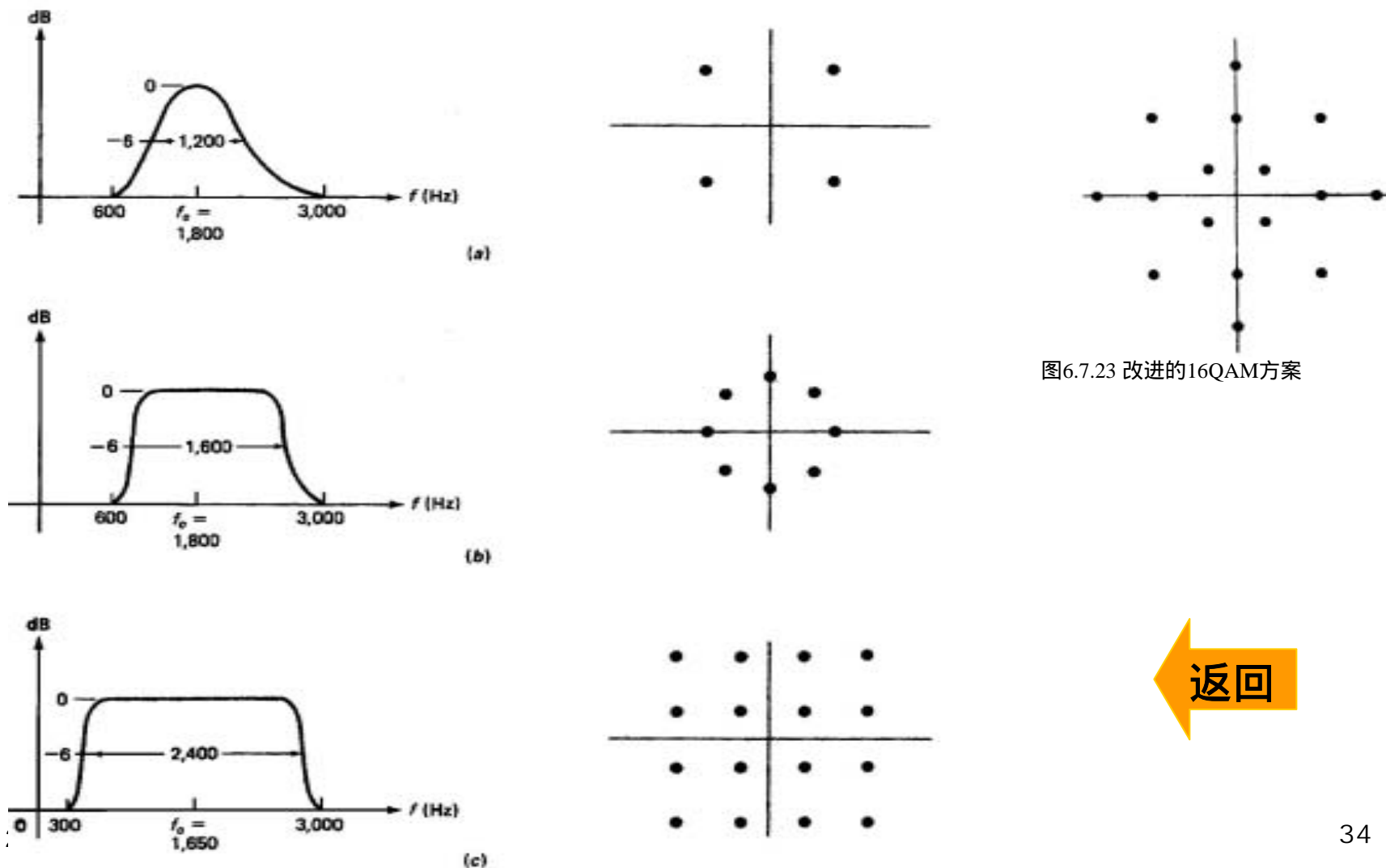


图6.7.23 改进的16QAM方案

返回