

## 第四讲

# 多进制数字调制系统



# 第7章

多进制数字调制就是利用多进制数字基带信号去控制载波的参数，使载波的参数随着基带信号的变化而变化。

多进制数字调制有三种基本方式：

多进制数字振幅调制(MASK)

多进制数字频率调制(MFSK)

多进制数字相位调制(MPSK、MDPSK)



## 7.4多进制数字调制系统

由信息传输速率  $R_b$ 、码元传输速率  $R_B$  和进制数  $M$  之间的关系

$$R_B = \frac{R_b}{\log_2 M}$$

可知，在信息传输速率不变的情况下，通过增加进制数  $M$ ，可以降低码元传输速率，从而减小信号带宽，节约频带资源，提高系统频带利用率。



## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

**MASK**是利用**M**进制数字基带信号去控制载波的幅度，使载波的幅度随着基带信号的变化而变化。由于**M**进制数字基带信号有**M**种不同的取值，则**MASK**信号有**M**种不同的幅度。

以四进制为例(4ASK或QASK)：

传“0”信号（或00）时，发0电平；

传“1”信号（或10）时，发幅度为1的载波；

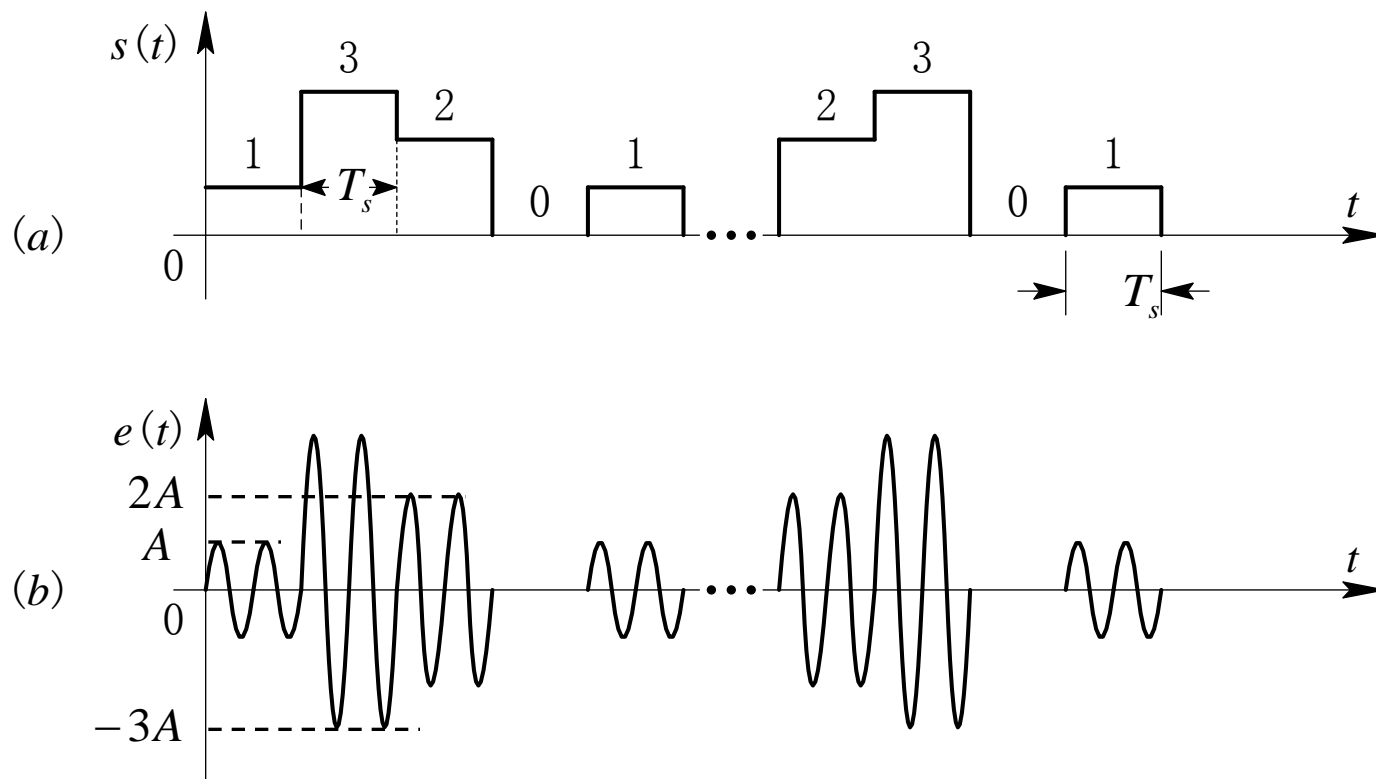
传“2”信号（或11）时，发幅度为2的载波；

传“3”信号（或01）时，发幅度为3的载波。



## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

### 1、MASK信号的时间波形



## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

### 2、MASK信号的时域表达式

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

其中：

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$
$$a_n = \begin{cases} A_1 & \text{概率为 } P_1 \\ A_2 & \text{概率为 } P_2 \\ A_3 & \text{概率为 } P_3 \\ \vdots & \\ A_M & \text{概率为 } P_M \end{cases}, \sum_{i=1}^M P_i = 1$$



## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

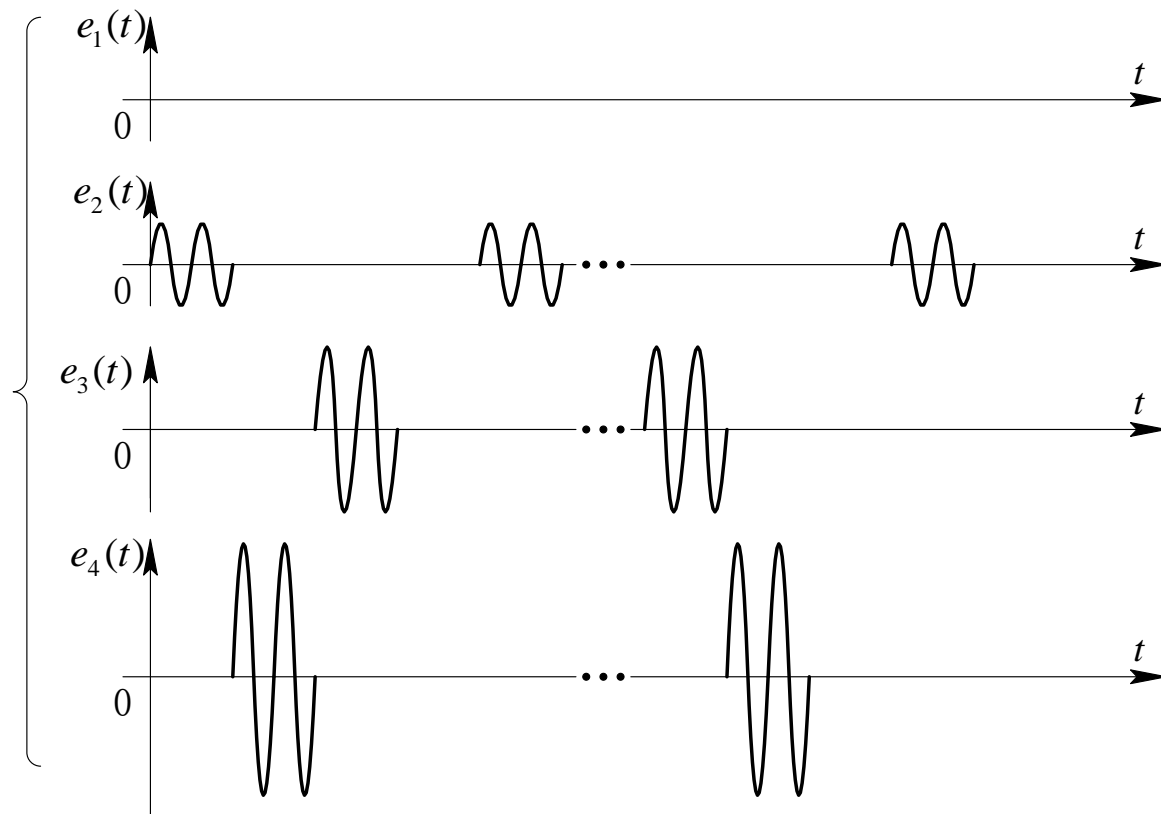
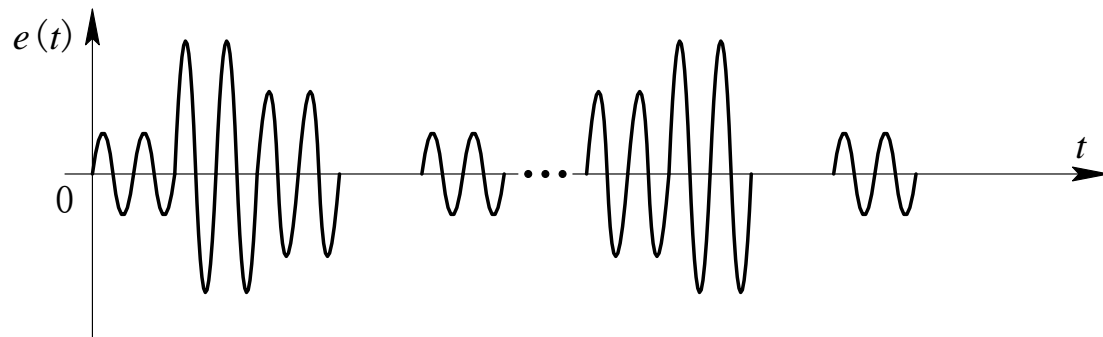
### 3、 MASK信号的频谱

M进制的MASK信号可以看作由时间上互不相容的、相同载频、不同振幅的M个2ASK信号叠加而成，即

$$e_{MASK}(t) = \sum_{i=1}^M e_i(t)$$

因此 $e_{MASK}(t)$ 的功率谱密度是这M个2ASK信号的功率谱密度之和。







## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

### 3、 MASK信号的频谱

**M进制的MASK信号的带宽为：**

$$B_{MASK} = 2R_{BM} = 2\frac{1}{T_s} = 2f_s$$

**其中 $R_{BM}=1/T_s$ 是多进制码元速率。**



## 7.4.1 多进制数字振幅调制系统(MASK)

### 4. MASK系统的抗噪声性能

抑制载波MASK信号相干解调时的误码率为：

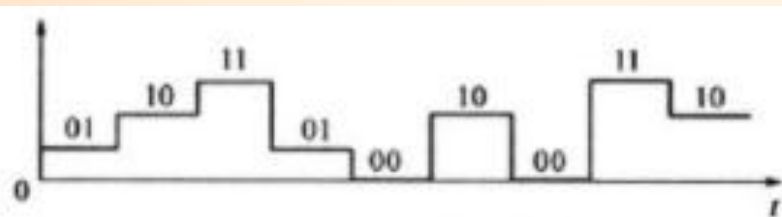
$$P_e = \left(\frac{M-1}{M}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3r}{M^2-1}}\right)$$

$r$ 为接收机输入端的信噪比。

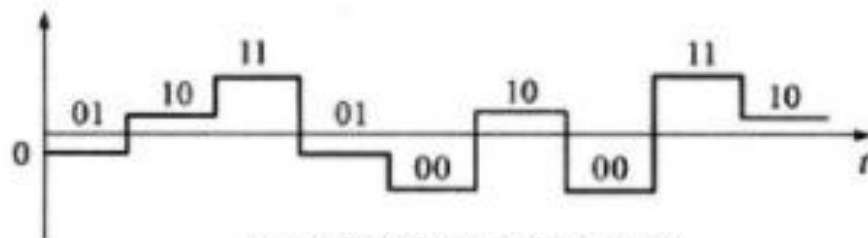


◆抑制载波2ASK信号为2PSK信号

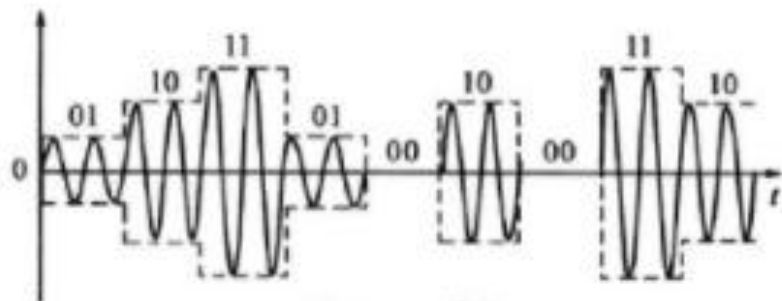
◆抑制载波MASK信号为ASK与PSK结合的调制信号



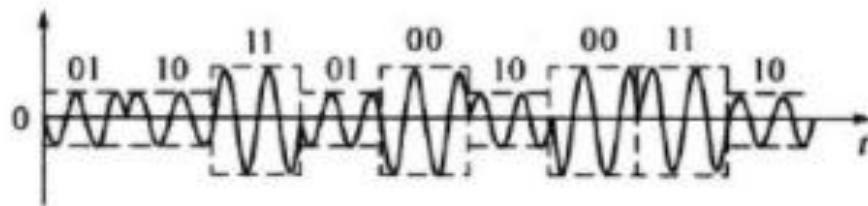
(a) 基带多电平单极性不归零



(c) 基带多电平双极性不归零

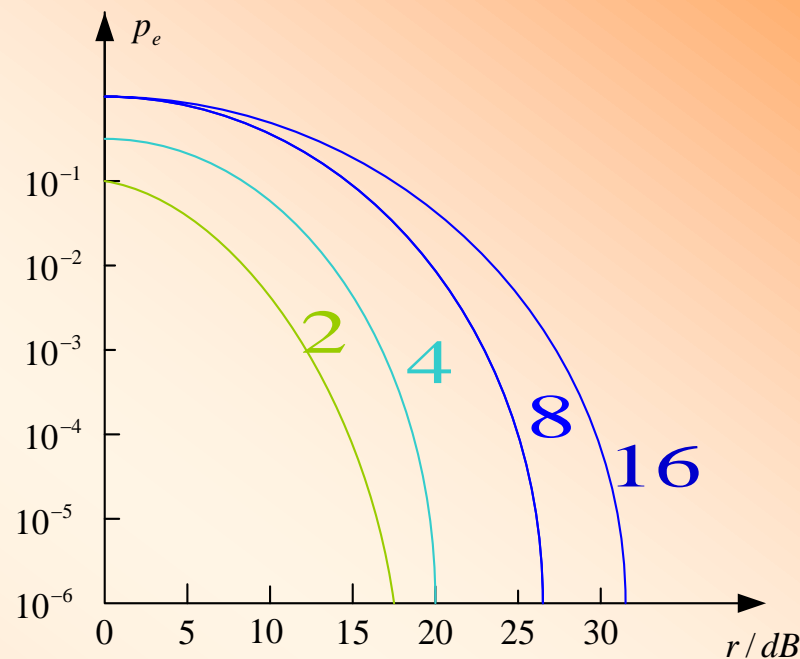


(b) MASK 信号



(d) 抑制载波 MASK 信号





由此图可以看出，为了得到相同的误码率  $P_e$ ，所需的信噪比随  $M$  增加而增大。

多电平调制尽管提高了频带利用率，但抗噪声性能却下降了，尤其抗衰落的能力不强，因而它一般只适宜在恒参信道中采用。



## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

**MFSK**是利用**M**进制数字基带信号去控制载波的频率，使载波的频率随着数字基带信号的变化而变化。由于**M**进制数字基带信号有**M**种不同的取值，则**MFSK**信号有**M**种不同的频率。



## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

在一个码元周期之内，MFSK信号可以写成：

$$e_{MFSK}(t) = A \cos(\omega_i t + \theta_0)$$

$$i = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T_s$$

以4FSK为例：

传“0”信号(或00)时，发送频率为 $f_1$ 的载波；

传“1”信号(或10)时，发送频率为 $f_2$ 的载波；

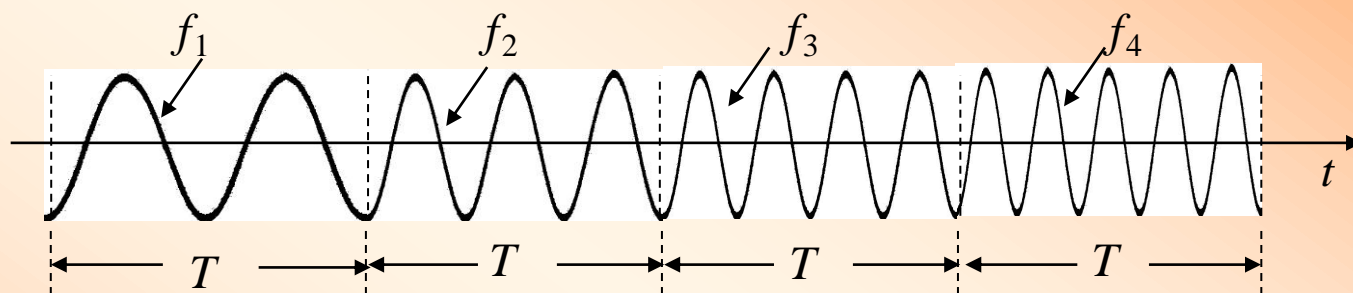
传“2”信号(或11)时，发送频率为 $f_3$ 的载波；

传“3”信号(或01)时，发送频率为 $f_4$ 的载波。



## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

- 4FSK信号波形举例



(a) 4FSK信号波形

$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
00	01	10	11

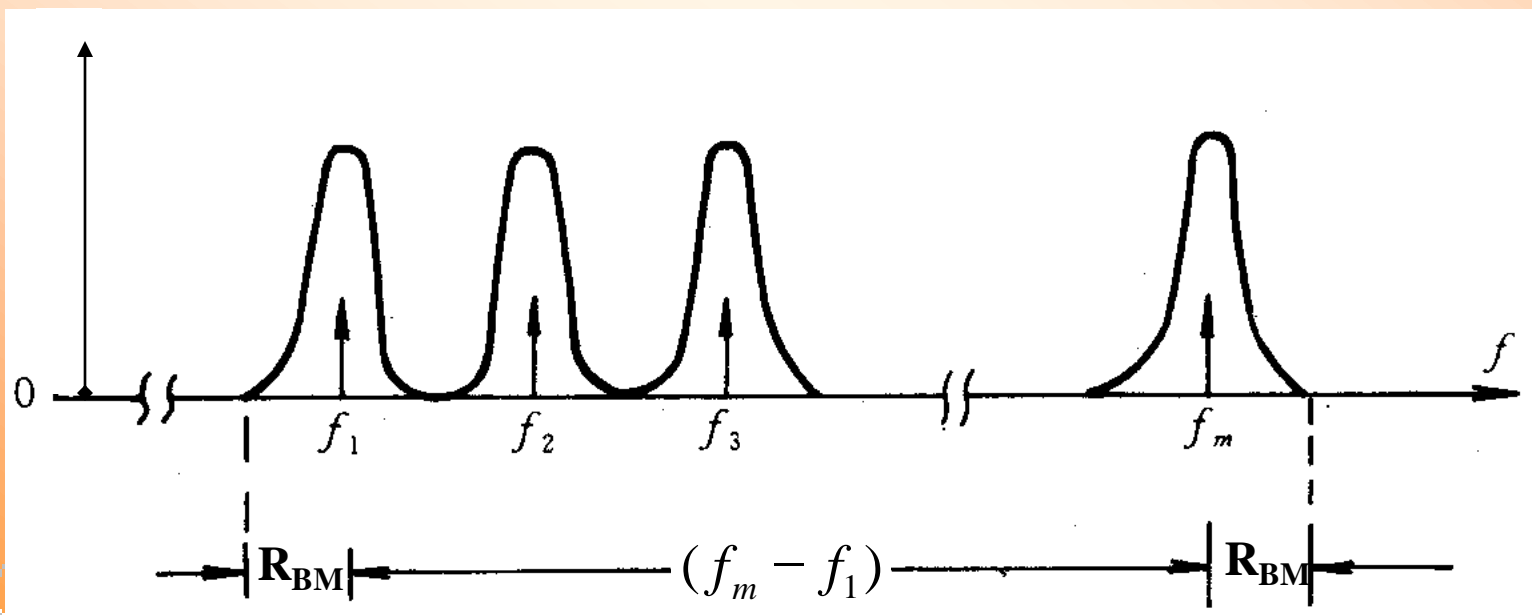
(b) 4FSK信号的取值



## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

MFSK信号可以看作由M个振幅相同、载频不同、时间上互不相容的2ASK信号叠加的结果。

MFSK信号的功率谱:





## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

设MFSK信号码元的宽度为  $T_s$ ，即传输速率  $R_{BM}=1/ T_s$  (Baud)，则MFSK信号的带宽为：

$$B_{MFSK} = f_m - f_1 + 2R_{BM}$$

$f_m$ 、 $f_1$ 为最高、最低选用频率。



## 7.4.2 多进制数字移频键控(MFSK)

MFSK信号非相干解调时的误码率:

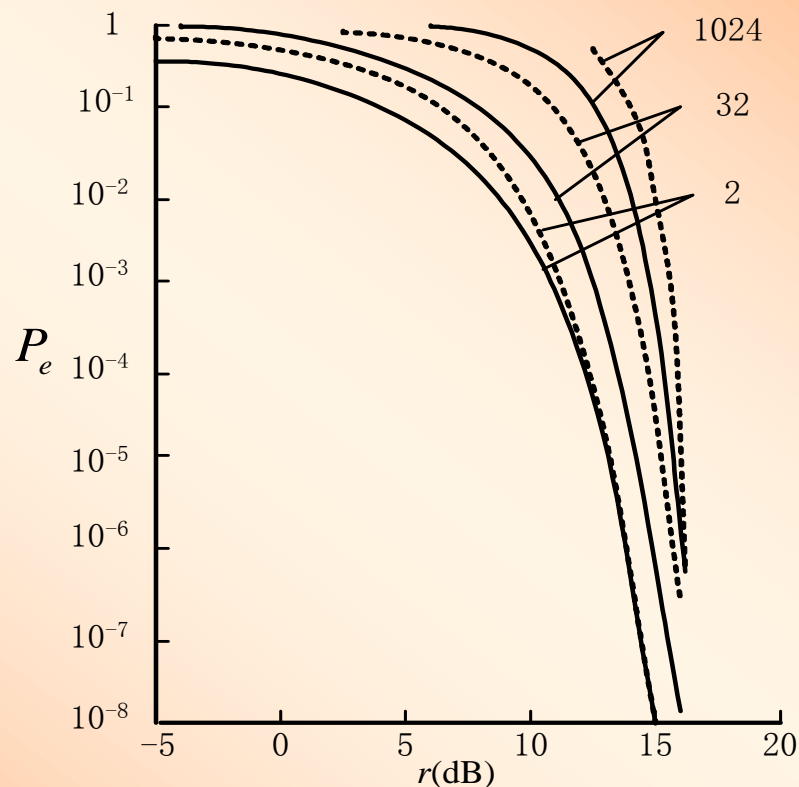
$$P_e \approx \left( \frac{M-1}{2} \right) e^{-\frac{r}{2}}$$

$r$ 为信噪比

相干解调时的误码率:

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

信噪比 $r$ 越大, 则误码率越小;  
在信噪比一定的情况下,  $M$ 越大,  
则误码率也越大。



## 7.4.3 多进制数字相位调制系统

### 1. 多进制数字相位调制 (MPSK) 信号的表示形式

多进制数字相位调制(MPSK)又称多相调制,它是利用多进制数字基带信号去控制载波的相位,使载波的相位随着多进制数字基带信号的变化而变化。



# 1. 多进制数字相位调制 (MPSK) 信号的表示形式

- 基本原理

一个MPSK信号码元可以表示为

$$s_k(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_k) \quad k = 1, 2, \dots, M$$

式中,  $A$  — 常数,

$\theta_k$  — 一组间隔均匀的受调制相位  
它可以写为

$$\theta_k = \frac{2\pi}{M}(k-1), \quad k = 1, 2, \dots, M$$

通常 $M$ 取2的某次幂:

$$M = 2^n, \quad n = \text{正整数}$$



在下图中示出当 $n=3$ 时， $\theta_k$ 取值的一例。

$$\theta_k = \frac{2\pi}{M}(k-1), \quad k=1,2,\dots,M$$

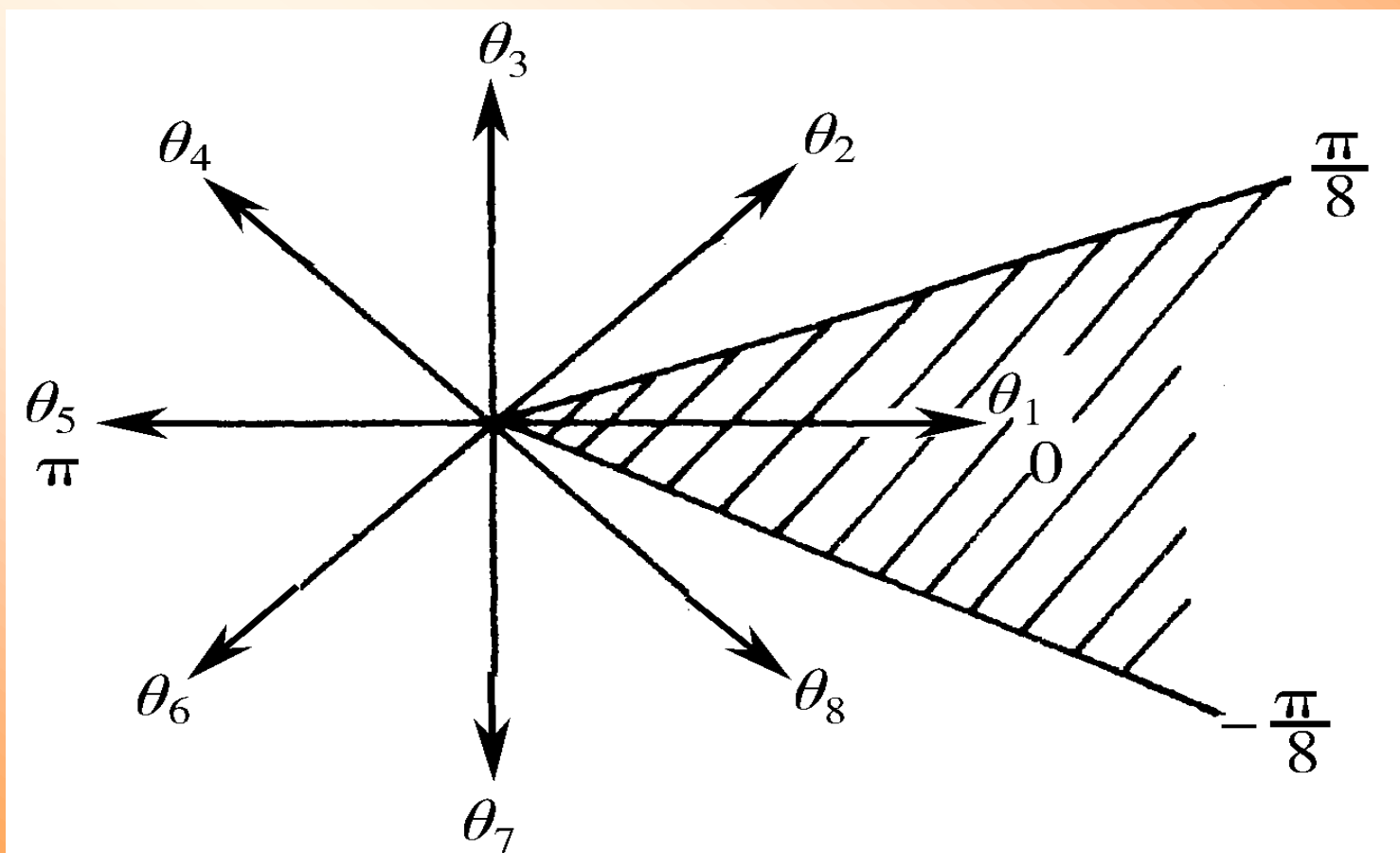


图7-34 8PSK信号相位



可以将MPSK信号码元表示式展开写成

$$\begin{aligned}s_k(t) &= \cos(\omega_0 t + \theta_k) \\ &= a_k \cos \omega_0 t - b_k \sin \omega_0 t\end{aligned}$$

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

上式表明，MPSK信号码元 $s_k(t)$ 可以看作是由正弦和余弦两个正交分量合成的信号，并且 $a_k^2 + b_k^2 = 1$ 。因此，其带宽和MASK信号的带宽相同。

多进制数字调相信号（MPSK）可以看成对两个正交载波进行多电平调制所得信号（MASK）之和。所以，多相调制信号的带宽与调制码元宽度相同的MASK信号的带宽是相等的。



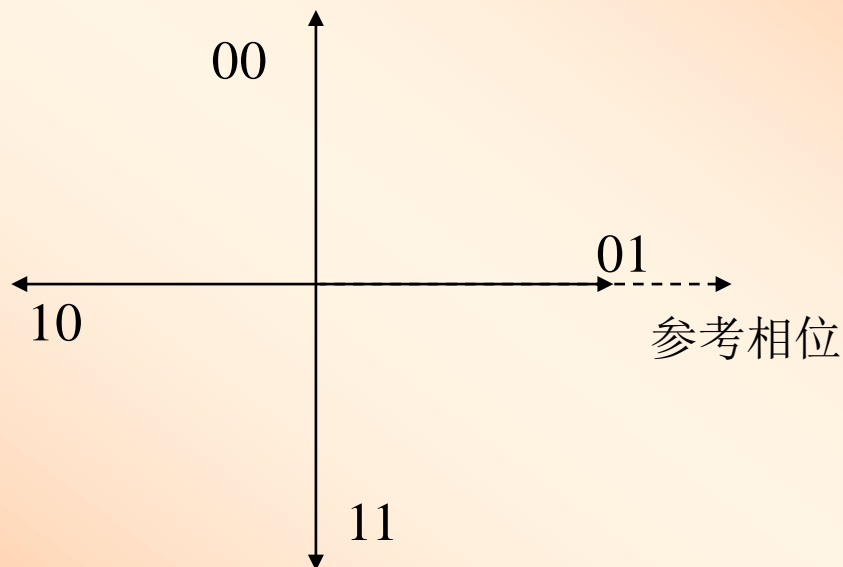
- 格雷(Gray)码

- 4PSK信号每个码元含有2比特的信息，现用 $ab$ 代表这两个比特。
  - 两个比特有4种组合，即00、01、10和11。它们和相位 $\theta_k$ 之间的关系通常都按格雷码的规律安排，如下表所示。
- QPSK信号的编码

$a$	$b$	$\theta_k$
0	0	$90^\circ$
0	1	$0^\circ$
1	1	$270^\circ$
1	0	$180^\circ$



## – QPSK信号矢量图



$a$	$b$	$\theta_k$
0	0	$90^\circ$
0	1	$0^\circ$
1	1	$270^\circ$
1	0	$180^\circ$

图7-35 QPSK信号的矢量图

- 格雷码的好处在于相邻相位所代表的两个比特只有一位不同。由于因相位误差造成错判至相邻相位上的概率最大，故这样编码使之仅造成一个比特误码的概率最大。





- 多位格雷码的编码方法：  
格雷码又称反射码

表7.4.2 格雷码编码规则

序号	格雷码	二进制
0	0 0 0 0	0000
1	0 0 0 1	0001
2	0 0 1 1	0010
3	0 0 1 0	0011
4	0 1 1 0	0100
5	0 1 1 1	0101
6	0 1 0 1	0110
7	0 1 0 0	0111
8	1 1 0 0	1000
9	1 1 0 1	1001
10	1 1 1 1	1010
11	1 1 1 0	1011
12	1 0 1 0	1100
13	1 0 1 1	1101
14	1 0 0 1	1110
15	1 0 0 0	1111



### 3. QPSK信号的产生与解调

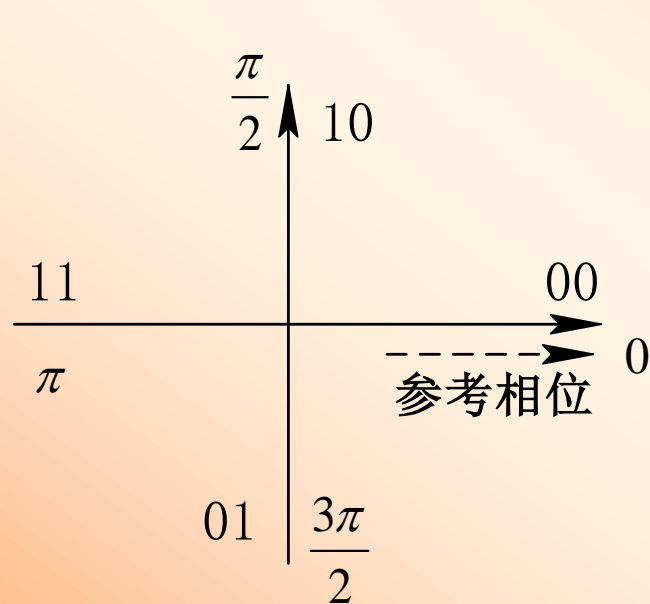
四进制绝对移相键控利用载波的四种不同相位来表示数字信息。由于每一种载波相位代表两个比特信息，因此每个四进制码元可以用两个二进制码元的组合来表示。两个二进制码元中的前一比特用 $a$ 表示，后一比特用 $b$ 表示，则双比特 $ab$ 与载波相位的关系如表所示。

双比特码元		载波相位( $\varphi_n$ )	
a	b	A方式	B方式
0	0	$0^\circ$	$225^\circ$
1	0	$90^\circ$	$315^\circ$
1	1	$180^\circ$	$45^\circ$
0	1	$270^\circ$	$135^\circ$

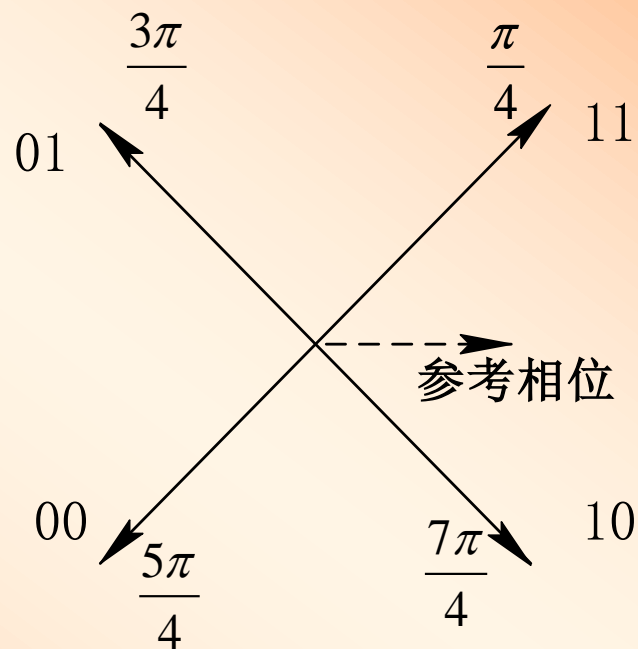


## 7.4.3 多进制数字相位调制系统 (MPSK)

### 四进制数字相位调制信号矢量图



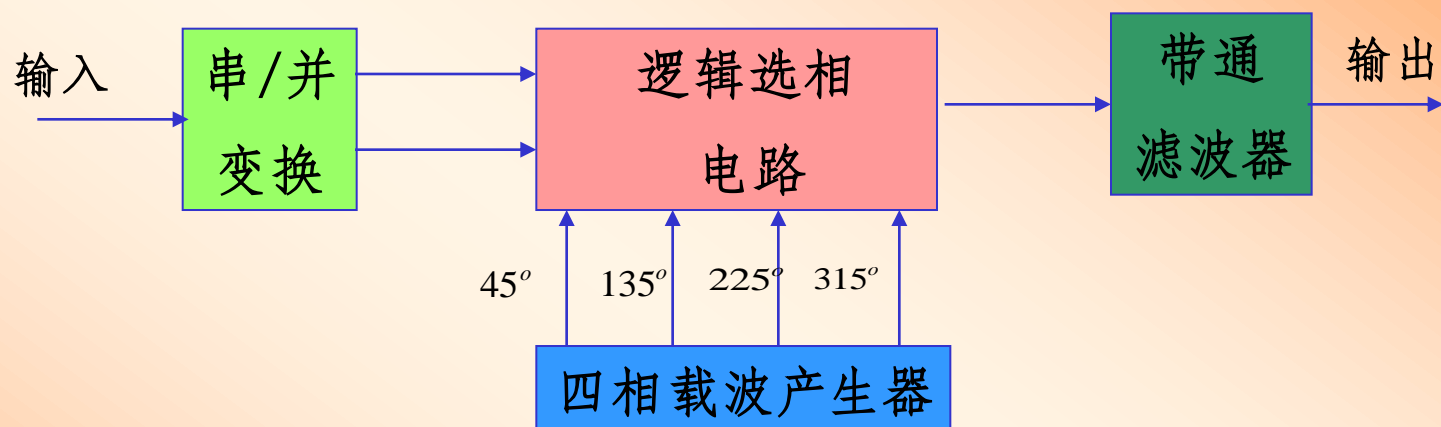
**A方式 ( $\pi/2$ 体系)**



**B方式 ( $\pi/4$ 体系)**



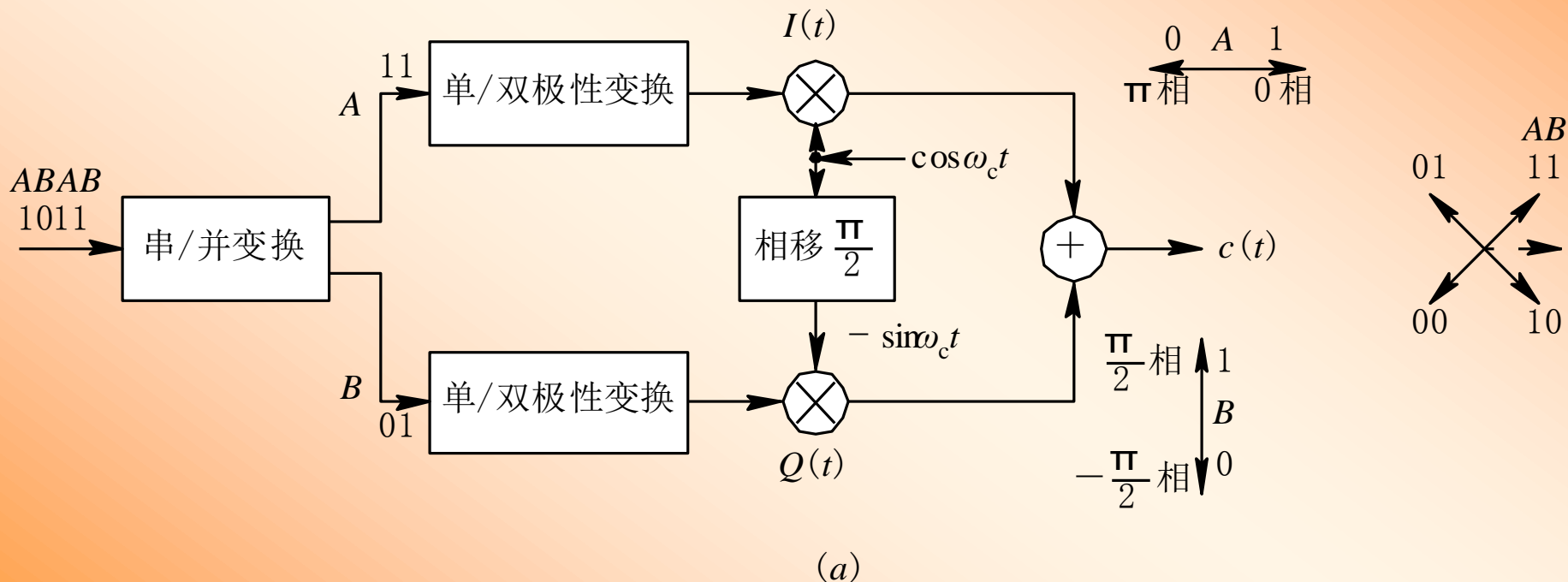
相位选择法产生4PSK信号，其原理图如图所示。



图中，四相载波产生器输出4PSK信号所需的四种不同相位的载波。输入二进制数据流经串/并变换器输出双比特码元，逻辑选相电路根据输入的双比特码元，每个时间间隔 $T_s$ 选择其中一种相位的载波作为输出，然后经带通滤波器滤除高频分量。



正交调制器原理图如图所示，它可以看成由两个载波正交的2PSK调制器构成。



直接调相法产生4PSK信号方框图



4PSK信号的解调可以采用与2PSK信号类似的解调方法进行解调，解调原理图如图所示。

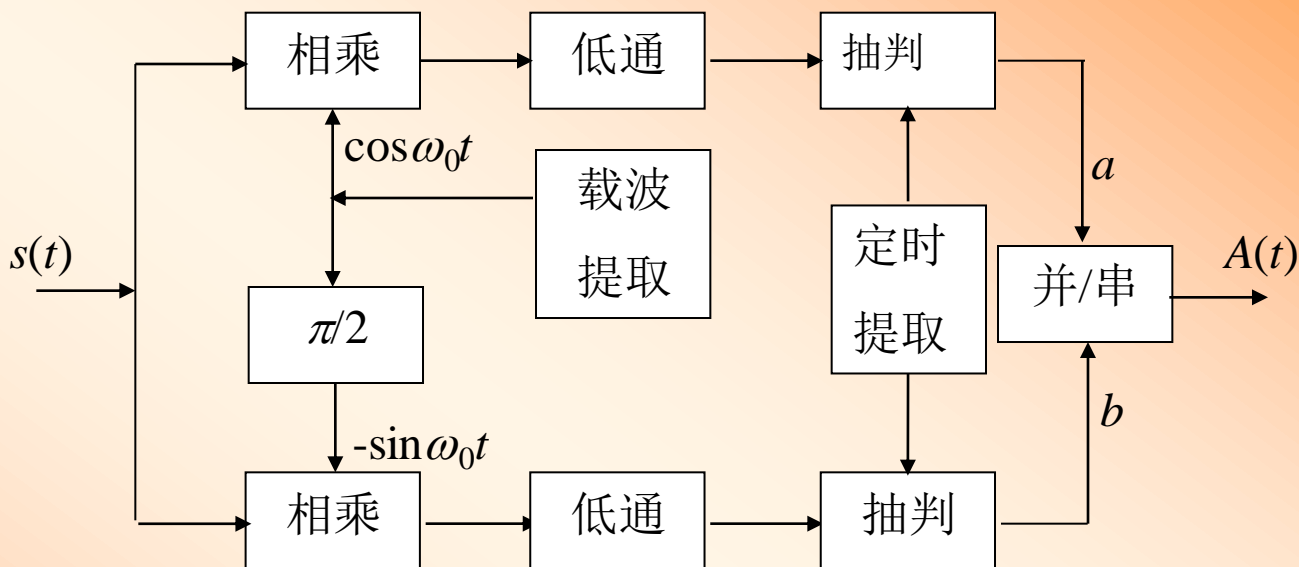


图7-41 QPSK信号解调原理方框图

相干解调原理：

$$A \cos(\omega_c t + \varphi_n) \cos \omega_c t = \frac{A}{2} \cos \varphi_n + \frac{A}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi_n)$$

$$A \cos(\omega_c t + \varphi_n) [-\sin \omega_c t] = \frac{A}{2} \sin \varphi_n - \frac{A}{2} \sin(2\omega_c t + \varphi_n)$$



判决原则：

输入相位 $\varphi_n$	$\cos \varphi_n$ 的极性	$\sin \varphi_n$ 的极性	判决器输出 A    B	
$\pi/4$	+	+	1	1
$3 \pi/4$	-	+	0	1
$5 \pi/4$	-	-	0	0
$7 \pi/4$	+	-	1	0



### 7.4.3 多进制数字相位调制系统(MPSK)

在2PSK信号相干解调过程中会产生 $180^\circ$ 相位模糊。同样，对4PSK信号相干解调也会产生相位模糊问题，并且四个相位模糊。因此，在实际中更实用的是四相相对移相调制，即4DPSK方式。





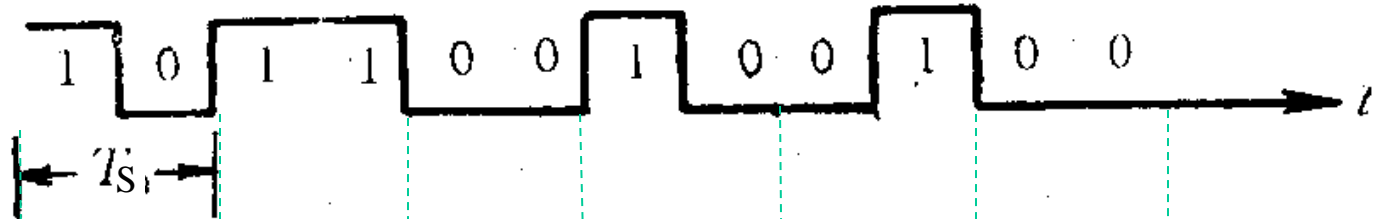
## 4. 4DPSK信号的产生与解调

4DPSK信号是利用前后码元之间的相对相位变化来表示数字信息。若以前一双比特码元相位作为参考,  $\Delta\varphi_n$  为当前双比特码元与前一双比特码元初相差, 则信息编码与载波相位变化关系如下表所示

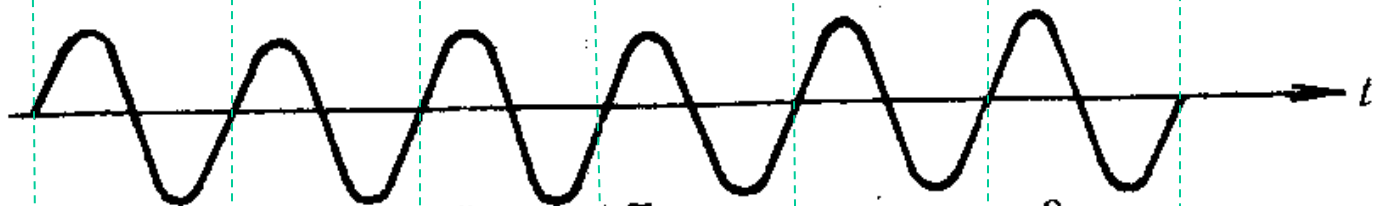
$a$	$b$	$\Delta\theta_k$	
		A方式	B方式
0	0	90°	135°
0	1	0°	45°
1	1	270°	315°
1	0	180°	225°



双比特码



参考载波  
已知



4PSK

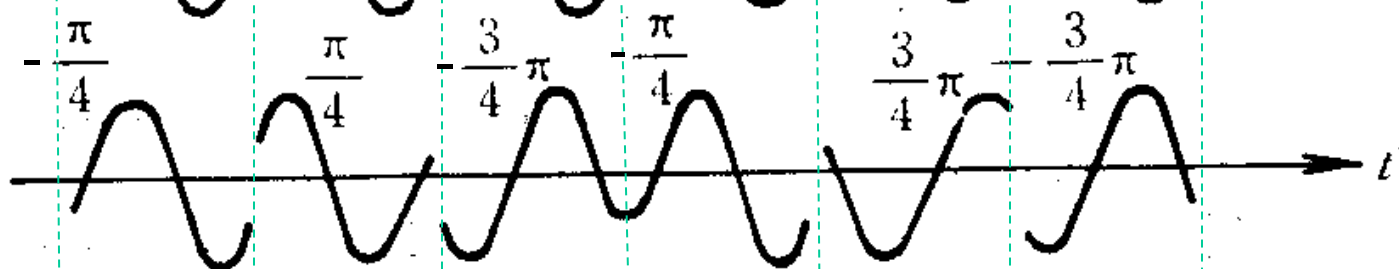
00— $5\pi/4$

01— $3\pi/4$

10— $7\pi/4$

11— $\pi/4$

( $\frac{\pi}{4}$  体系)



4PSK

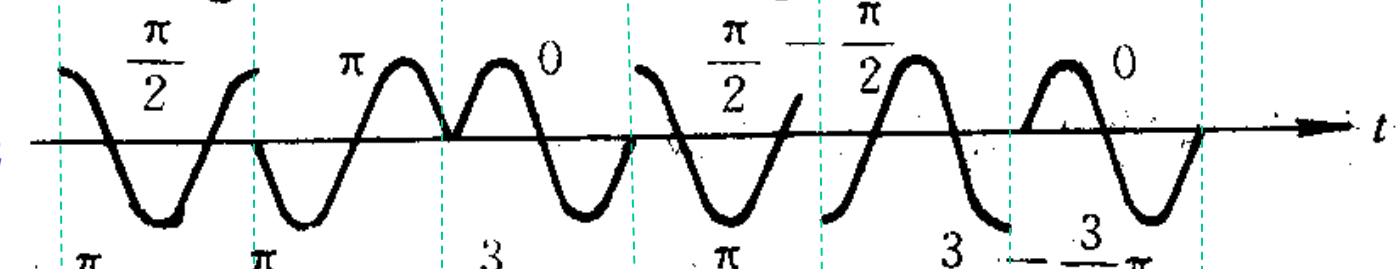
00—0

01— $-\pi/2$

10— $\pi/2$

11— $\pi$

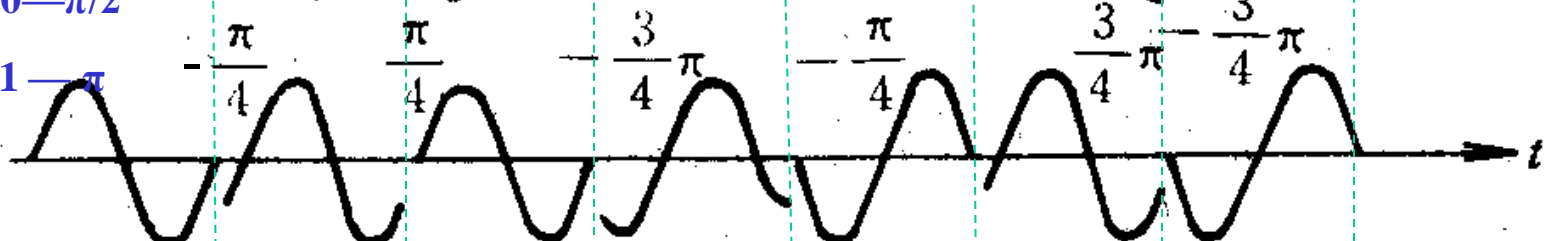
( $\frac{\pi}{2}$  体系)



4DPSK

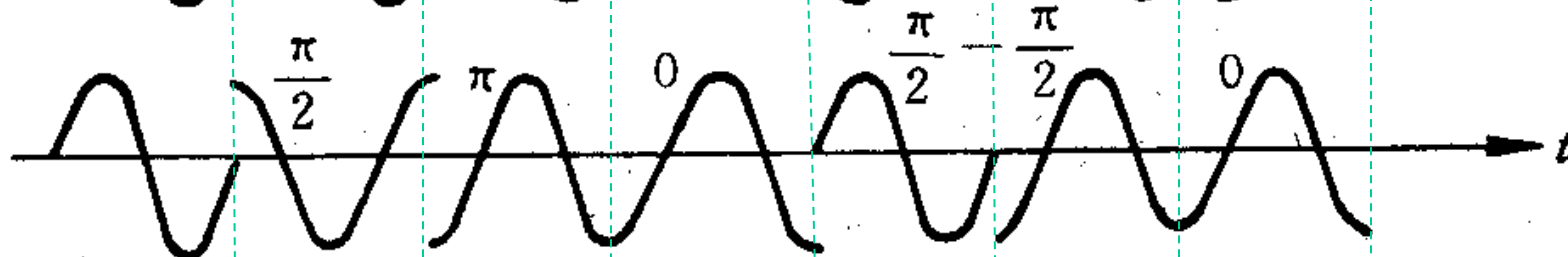
11— $\pi$

( $\frac{\pi}{4}$  体系)

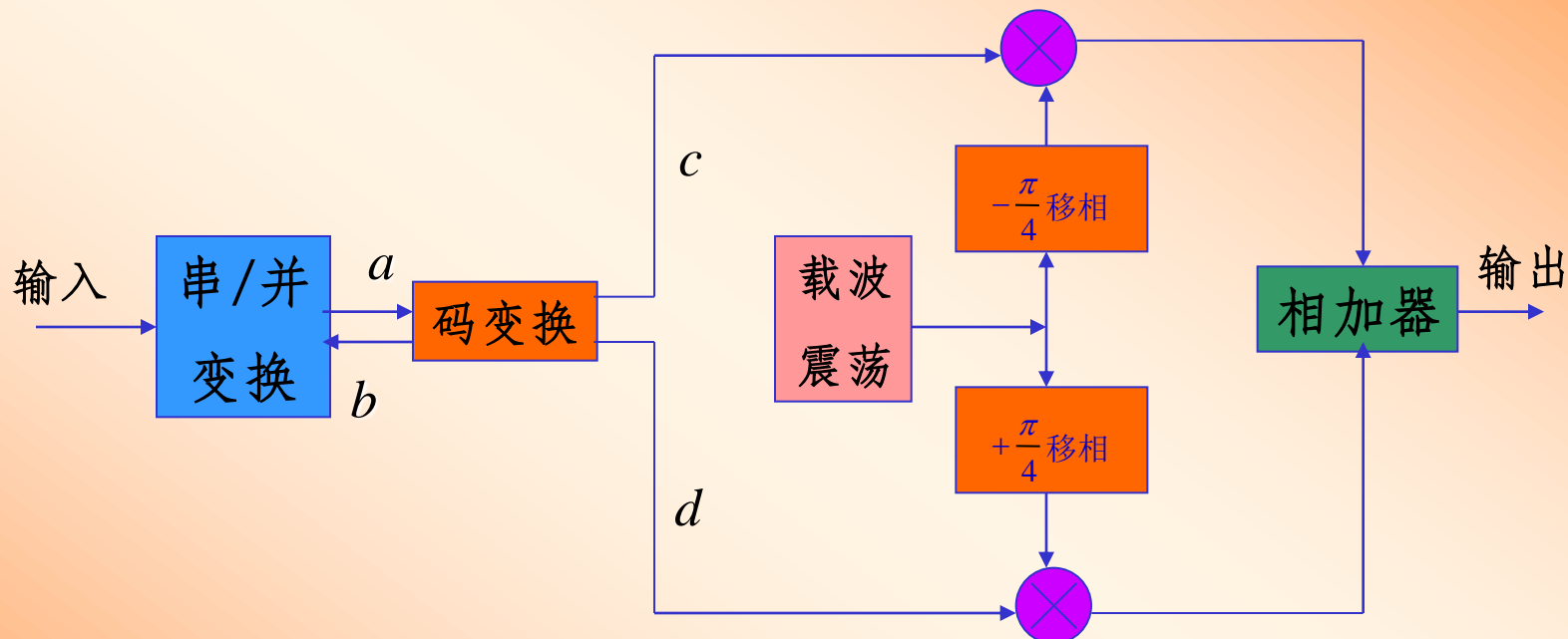


4DPSK

( $\frac{\pi}{2}$  体系)



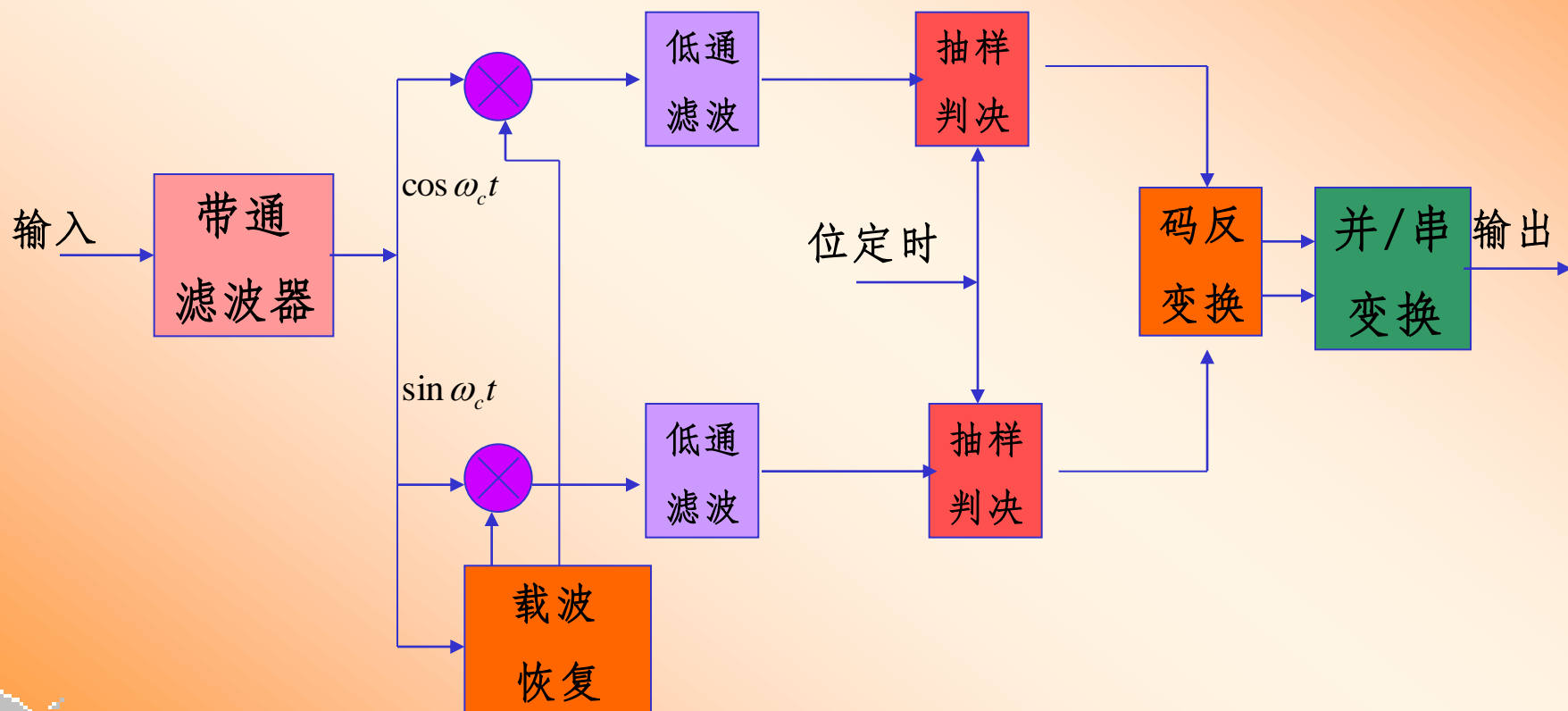
4DPSK信号产生原理图如图所示。



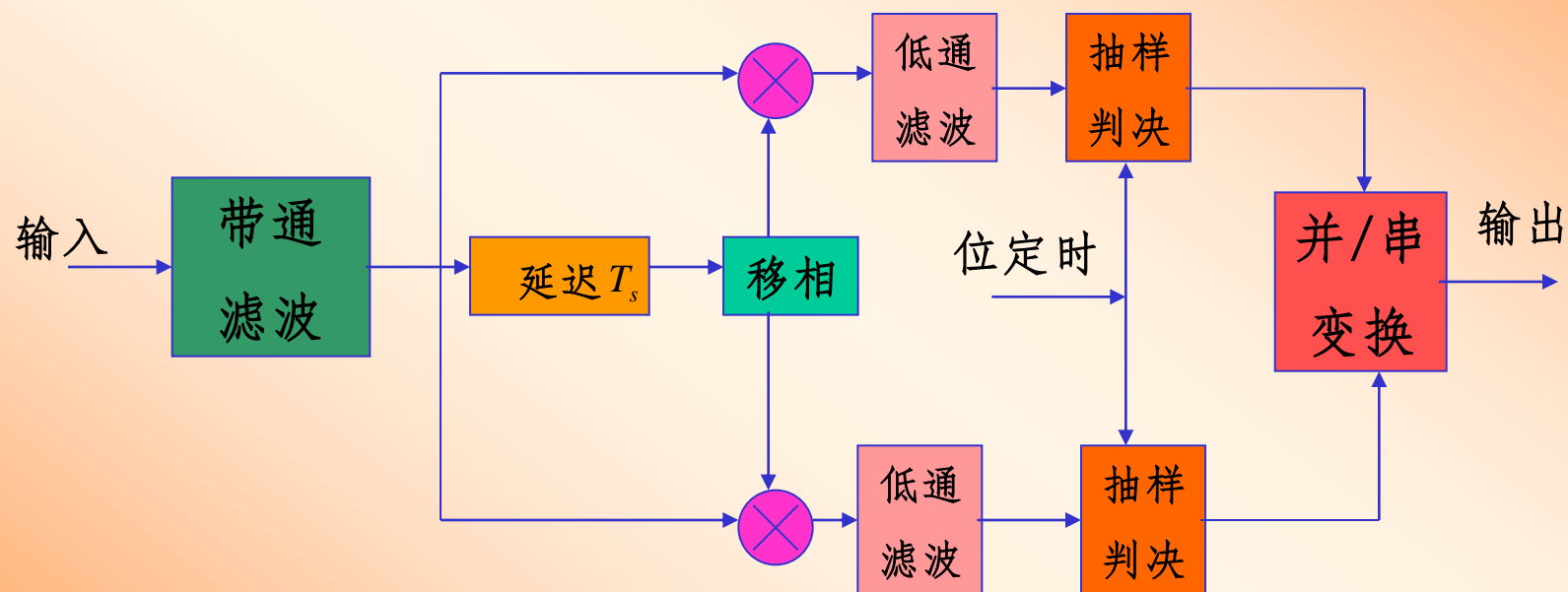
图中，串/并变换器将输入的二进制序列分为速率减半的两个并行序列  $a$  和  $b$ ，再通过差分编码器将其编为四进制差分码，然后用绝对调相的调制方式实现4DPSK信号。



4DPSK信号的解调可以采用相干解调加码反变换器方式(极性比较法),也可以采用差分相干解调方式(相位比较法)。  
4DPSK信号相干解调加码反变换器方式原理图如图所示。



4DPSK信号差分相干解调方式原理图如图所示。



## 4. 4PSK及4DPSK系统的误码率性能

对4PSK信号，采用相干解调器，系统总的误码率 $P_e$ 为

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

4DPSK方式的误码率为

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

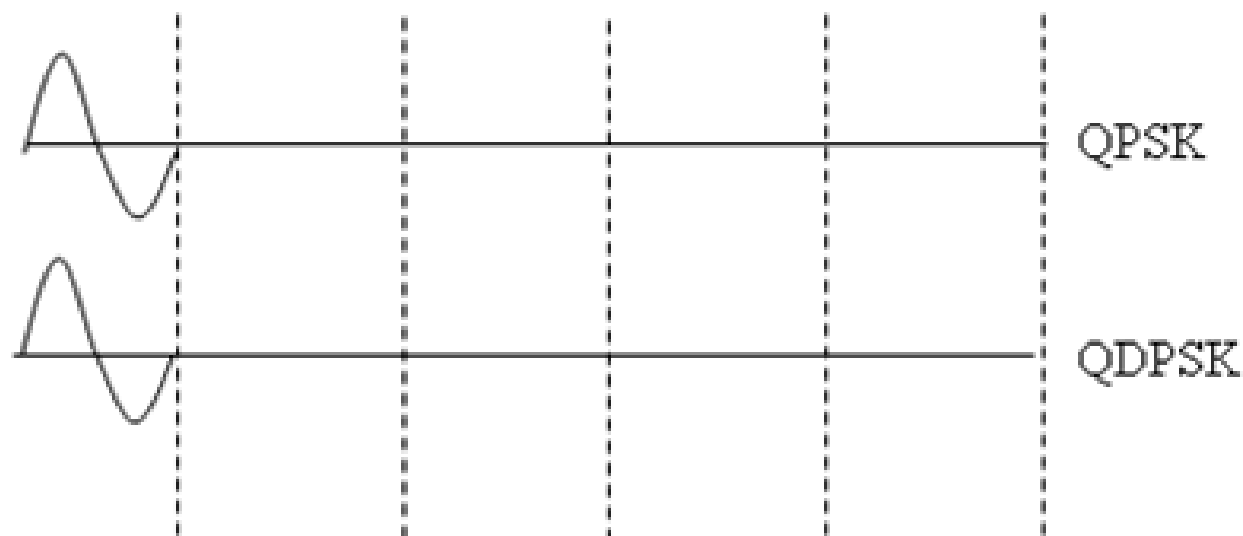
式中  $r$  为信噪比。



7、（6分）发送的二进制信息为 **01001011**，并假设在一个码元周期内只出现一个载波。按照下列编码规则，结合参考载波，画出 **QPSK** 和 **QDPSK** 信号波形。

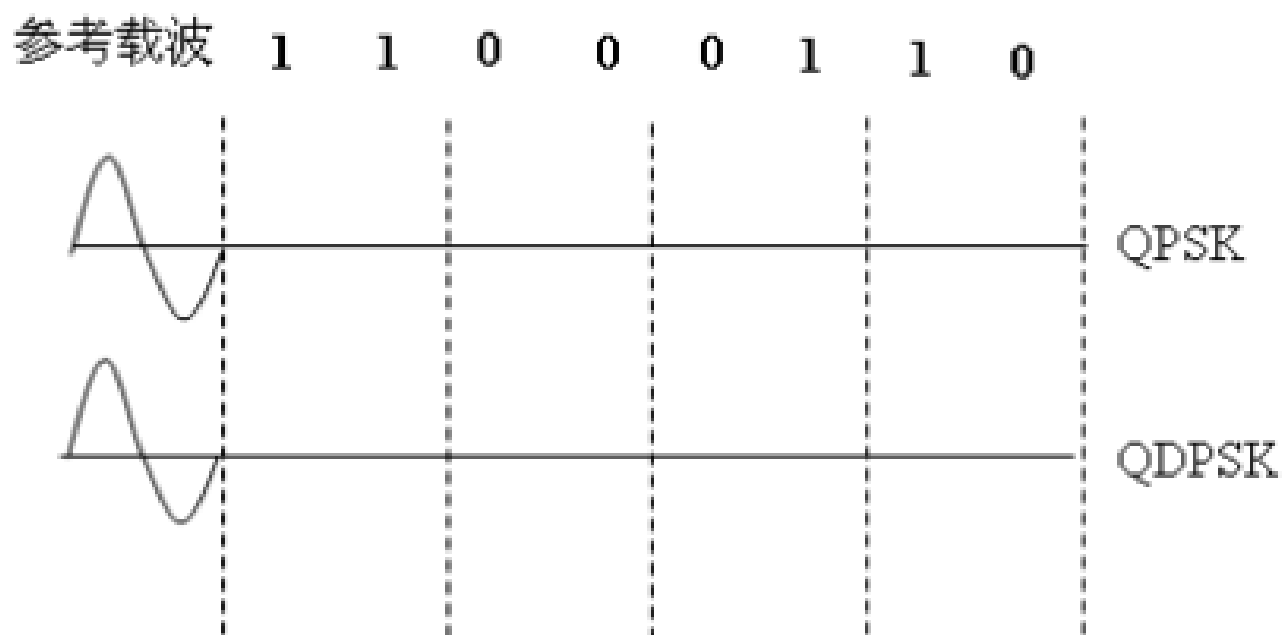
参考载波    0    1    0    0    1    0    1    1

a	b	$\theta_k/\Delta\theta_k$
0	1	0
0	0	$\pi/2$
1	0	$\pi$
1	1	$3\pi/2$



7、(6 分) 发送的二进制信息为 **11000110**，并假设在一个码元周期内只出现一个载波。按照下列编码规则，结合参考载波，画出 **QPSK** 和 **QDPSK** 信号波形。

a	b	$\theta_k/\Delta\theta_k$
0	1	$\pi/4$
0	0	$3\pi/4$
1	0	$5\pi/4$
1	1	$7\pi/4$





2. (10 分) 设载频为 1800Hz，码元速率为 1800B，发送数字信息为 011010。

(1) 若相位偏移  $\Delta\varphi=0^\circ$  代表“0”， $\Delta\varphi=180^\circ$  代表“1”，试在下图中画出这时的 2DPSK 信号波形；

(2) 若  $\Delta\varphi=270^\circ$  代表“0”， $\Delta\varphi=90^\circ$  代表“1”，2DPSK 信号波形又如何，试画出。

