



# 第六章 数字信号的频带传输

---

信息与通信工程学院

无线信号处理与网络实验室(WSPN)

智能计算与通信研究组 (IC<sup>2</sup> )

彭岳星

[yxpeng@bupt.edu.cn](mailto:yxpeng@bupt.edu.cn)

6119 8066 ext.2



## 6.3 四相移相键控

- 利用多进制数字基带信号去调制载波的振幅、频率或相位
  - 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**
- 特点
  - 在相同的符号速率下, 多进制系统具有更高的信息传输速率
  - 在相同的信息速率下, 多进制系统具有更低的符号传输速率, 有利于减小**ISI**。



## 6.3 四相移相键控

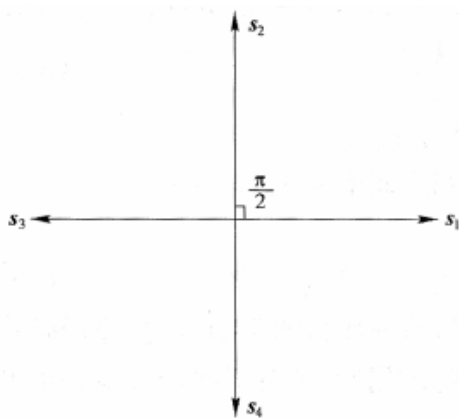
---

- 四相移相键控 QPSK
- 差分四相移相键控 DQPSK
- 偏移四相移相键控 OQPSK
- $\pi/4$ -差分四相移相键控  $\pi/4$ -DQPSK

## 6.3 四相移相键控 QPSK

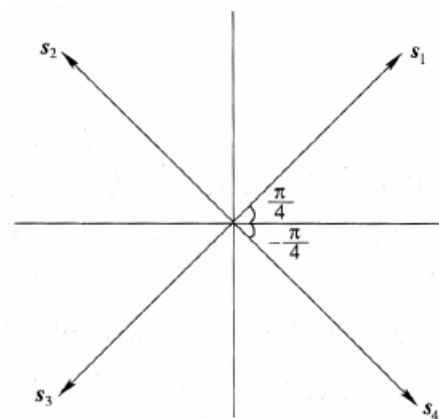
- 定义：用四进制数字基带信号控制正弦载波的相位
  - 正弦波的被调参数是相位
  - 有四个可能相位

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad 0 \leq t < T_s$$



- A方式

$$\theta_i = (i-1) \frac{\pi}{2}$$



- B方式

$$\theta_i = (2i-1) \frac{\pi}{4}$$



## 6.3 QPSK表达式

- $$\begin{aligned} s_i(t) &= A\cos(2\pi f_c t + \theta_i) \\ &= A[\cos\theta_i \cos(2\pi f_c t) - \sin\theta_i \sin(2\pi f_c t)] \\ &= A[I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t)] \end{aligned}$$

$$I(t) = \sqrt{2}\cos\theta_i \sim \text{同相支路}$$

$$Q(t) = \sqrt{2}\sin\theta_i \sim \text{正交支路}$$

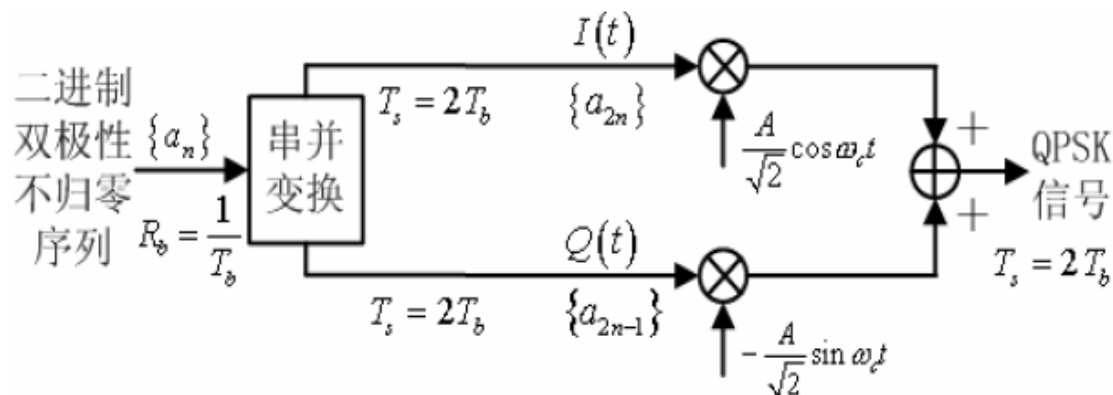
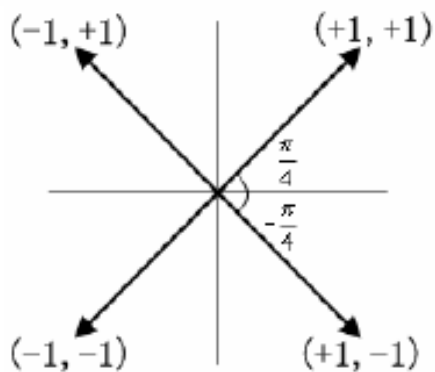
- B方式下,  $I(t), Q(t) \in \{\pm 1\}$ , QPSK是两路正交BPSK的合成

## 6.3 QPSK信号的产生

### ■ 调相法-B方式

### ■ 格雷码

- 相邻符号所对应的码元只差一个比特
- 减少误比特率



$b_{2n}$	$b_{2n-1}$	$a_{2n}$	$a_{2n-1}$	载波相位 $\theta_i$
0	0	+1	+1	$\frac{\pi}{4}$
1	0	-1	+1	$\frac{3\pi}{4}$
1	1	-1	-1	$\frac{5\pi}{4}$
0	1	+1	-1	$\frac{7\pi}{4}$

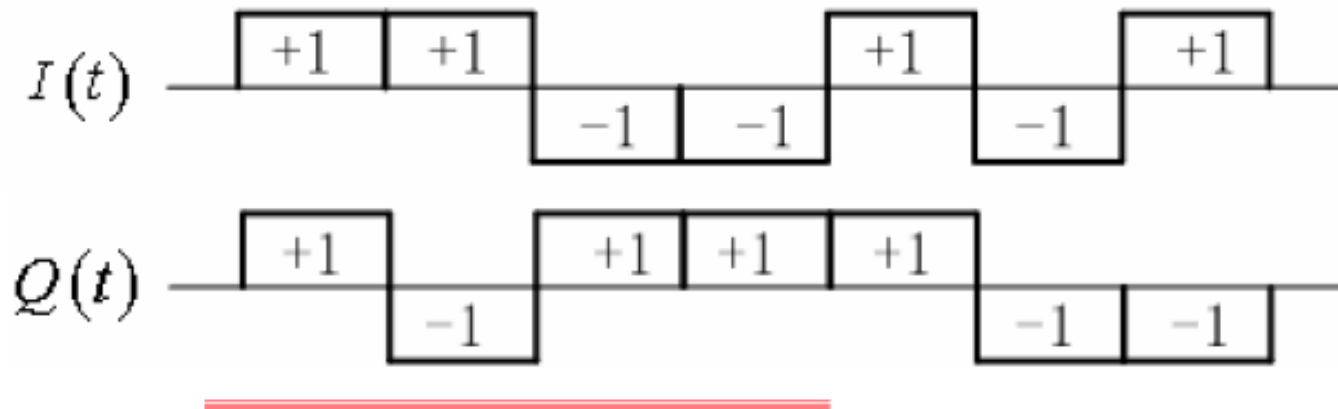
## 6.3 QPSK信号的产生

### ■ 串并变换举例

$\{a_n\}$     +1 +1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1 +1 -1 -1 -1 +1

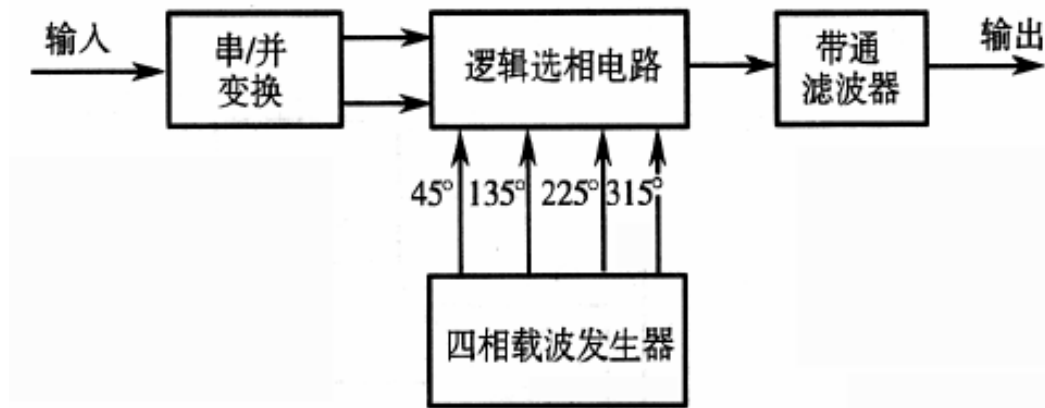
$\{a_{2n-1}\}$     +1    -1    +1    +1    +1    -1    -1

$\{a_{2n}\}$     +1    +1    -1    -1    +1    -1    +1



## 6.3 QPSK信号的产生

- 相位选择法





## 6.3.1 QPSK信号的平均功率谱

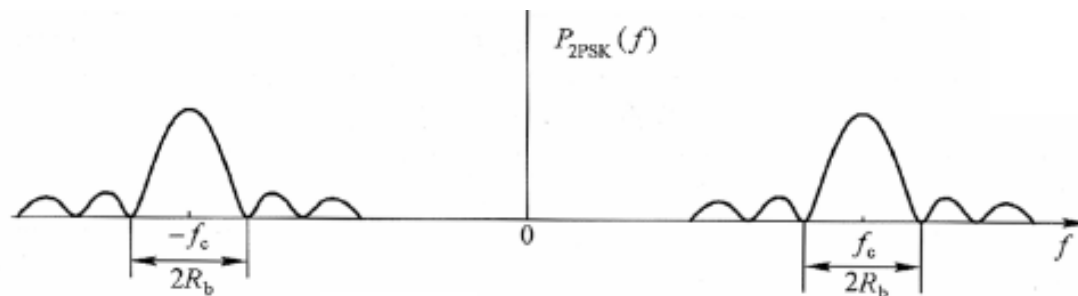
- QPSK的同相/正交支路是BPSK信号
  - I/Q支路的载波正交
  - QPSK信号的平均功率谱是两支路BPSK信号的平均功率谱的线性叠加

$$P_{BPSK}(f) = \frac{A^2 T_b}{4} \{ \text{sinc}^2[(f - f_c)T_b] + \text{sinc}^2[(f + f_c)T_b] \}$$

- QPSK信号的两个支路的振幅为 $A/\sqrt{2}$ ,  $T_s = 2T_b$

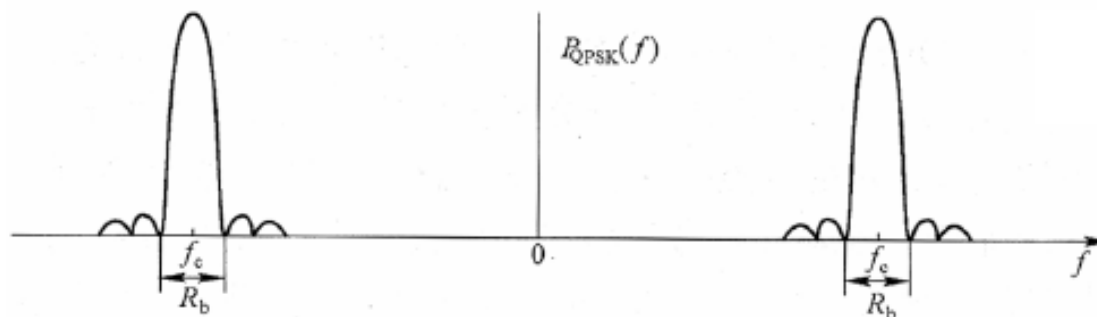
$$\begin{aligned} P_{QPSK}(f) &= \frac{2(A/\sqrt{2})^2 2T_b}{4} \{ \text{sinc}^2[(f - f_c)2T_b] + \text{sinc}^2[(f + f_c)2T_b] \} \\ &= \frac{A^2 T_b}{2} \{ \text{sinc}^2[(f - f_c)T_s] + \text{sinc}^2[(f + f_c)T_s] \} \end{aligned}$$

## 6.3.1 QPSK信号的平均功率谱



$$B_{2PSK} = 2R_s = 2R_b$$

2PSK 双边功率谱密度



$$B_{QPSK} = 2R_s = R_b$$

降低符号速率，所需带宽缩小了，主瓣宽度是**2PSK**的一半

## 6.3.1 QPSK信号的解调及其性能

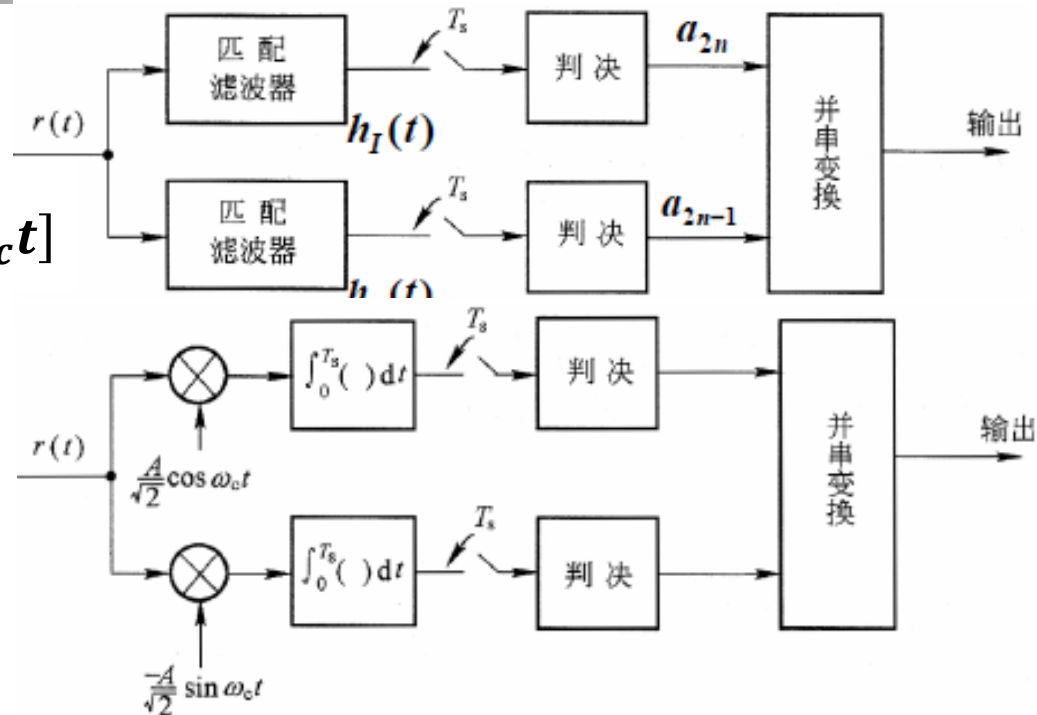
### ■ 匹配滤波器解调（宽带+AWGN）

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t]$$

$$= S_I(t) + S_Q(t), 0 \leq t < T_s$$

$$\begin{cases} s_I(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} I(t) \cos \omega_c t \\ s_Q(t) = -\frac{A}{\sqrt{2}} Q(t) \sin \omega_c t \end{cases}$$

$$\begin{cases} h_I(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos \omega_c (T_s - t) \\ h_Q(t) = -\frac{A}{\sqrt{2}} \sin \omega_c (T_s - t) \end{cases}$$



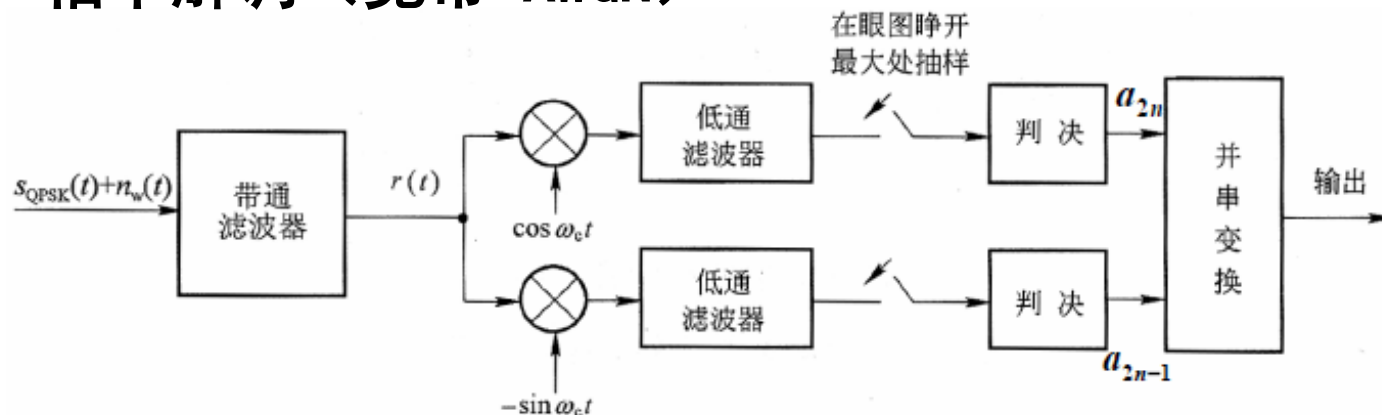
$$y_I = \pm E_b + n_o \sim N(\pm E_b, N_0 E_b / 2)$$

$$E_b = \frac{A^2 T_b}{2} = \frac{A^2 T_s}{4}$$

$$p_I = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{2N_0}}\right) = p_b$$

## 6.3.1 QPSK信号的解调及其性能

### ■ 相干解调（宽带+AWGN）



$$s_{QPSK}(t) = A \cos \theta_i \cos \omega_c t + A \sin \theta_i \sin \omega_c t$$

$$r(t) = \pm \frac{A}{\sqrt{2}} \cos \omega_c t \pm \frac{A}{\sqrt{2}} \sin \omega_c t + n_{NB}(t)$$

$$y_I(t) = \pm \frac{A}{\sqrt{2}} + n_c(t)$$

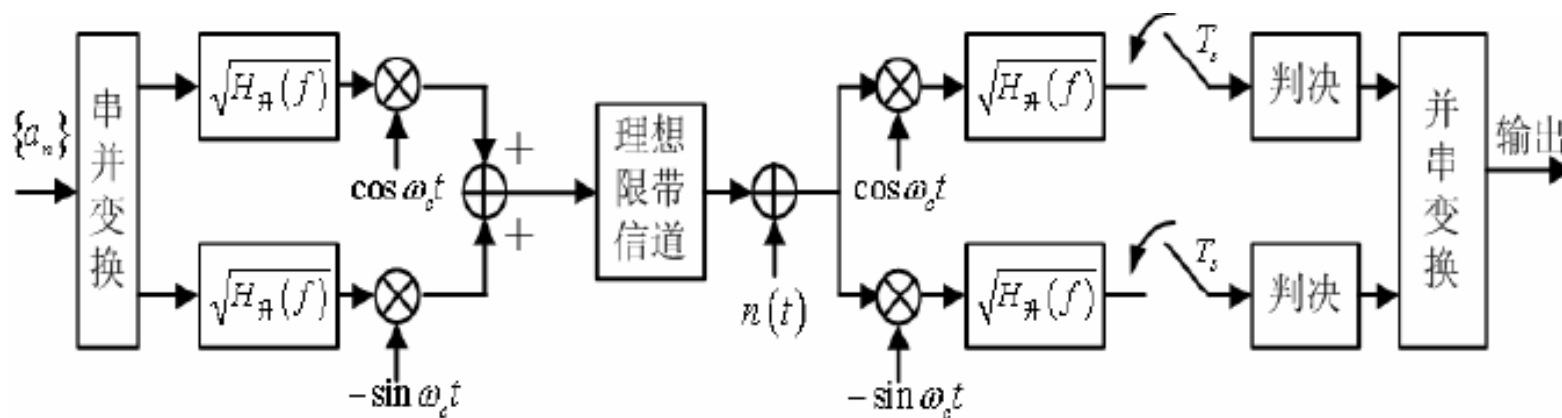
$$y_I = \pm \frac{A}{\sqrt{2}} + n_c \sim N\left(\pm \frac{A}{\sqrt{2}}, N_0 B\right)$$

$$p_{b, MF} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{2N_0}}\right)$$

$$p_{b, LPF} = Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{2N_0 B}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{BT_s}}\right)$$

## 6.3.1 QPSK信号的解调及其性能

### ■ 理想带限系统（最佳接收）



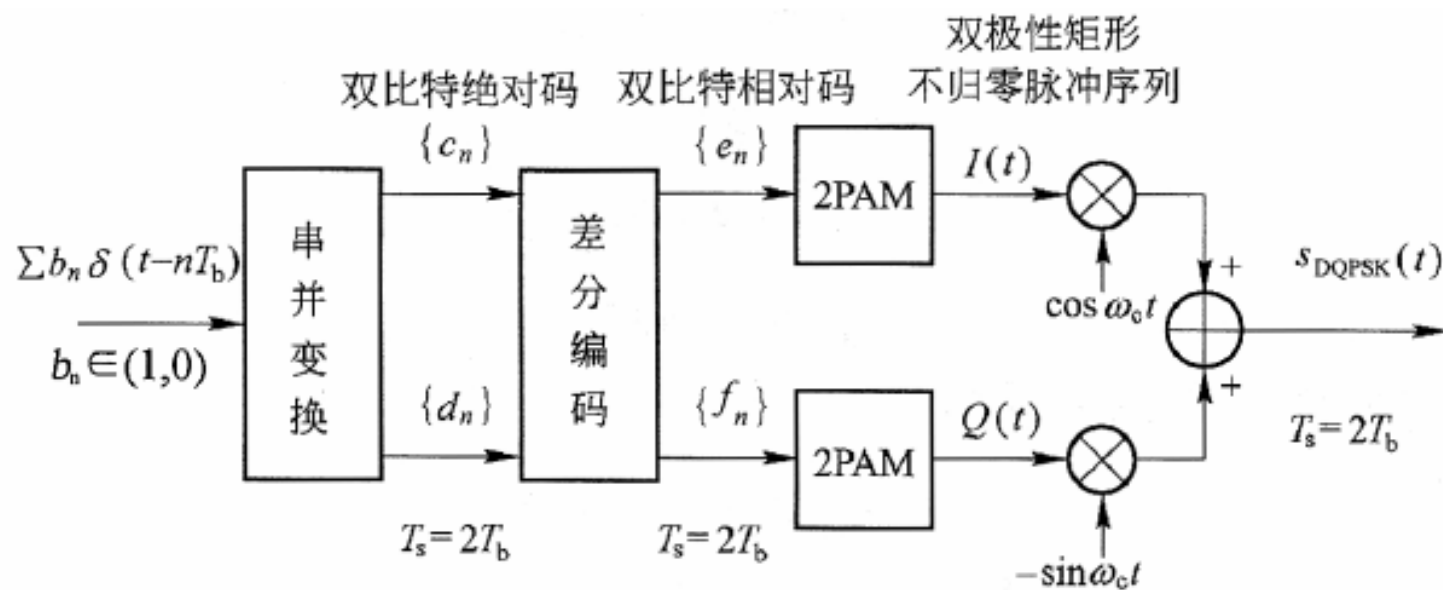
### ■ 误比特率（发射的比特独立等概时）

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

结论：在 $R_b$ 、 $P_T$ 、 $N_0$ 相同的条件下，QPSK与BPSK具有相同的误比特率，但QPSK的功率谱主瓣带宽比BPSK窄一半

## 6.3.2 DQPSK

- **QPSK**，恢复载波也存在相位模糊问题（四重相位模糊：**0**、 **$\pi/2$** 、 **$\pi$** 、 **$3\pi/2$** ），用**DQPSK**可以解决
- 利用前后码元之间的相对相位变化来表示数字信息



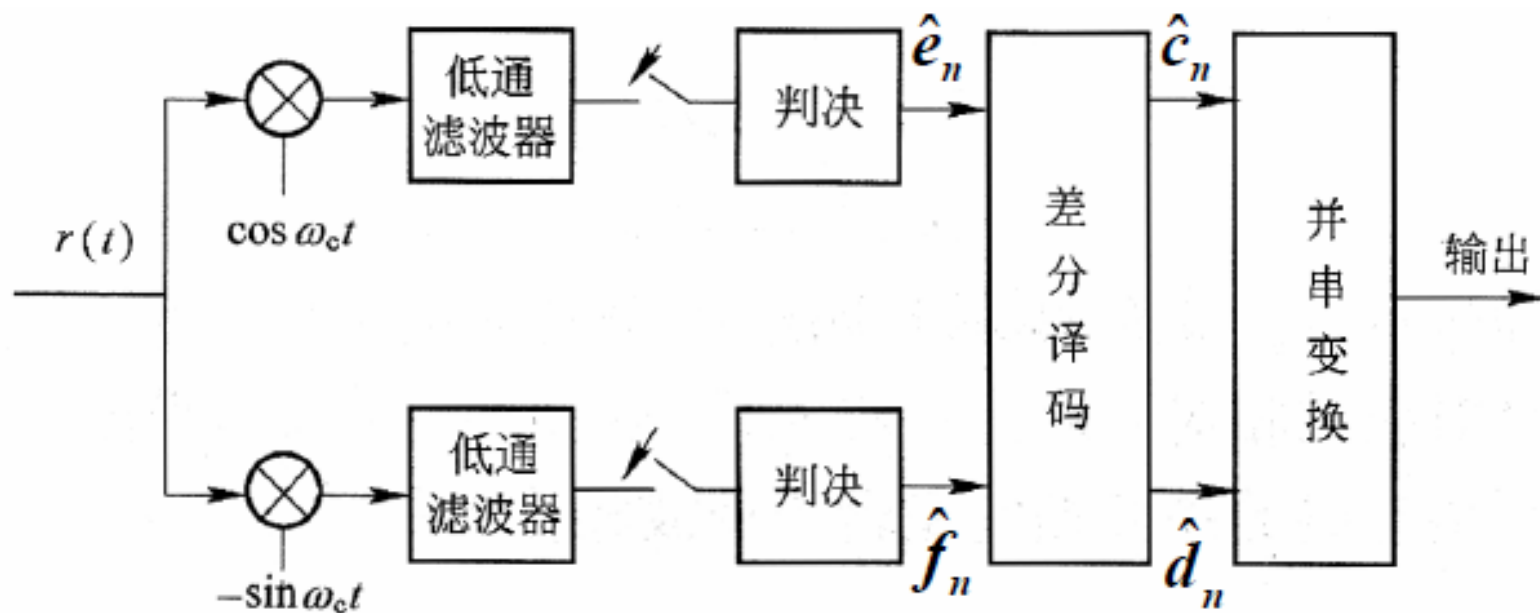
$$I(t) = \sum_n a_{I_n} g_T(t - nT_s)$$

$$Q(t) = \sum_n a_{Q_n} g_T(t - nT_s)$$

$$a_{I_n}, a_{Q_n} \in \{+1, -1\}, \quad T_s = 2T_b$$

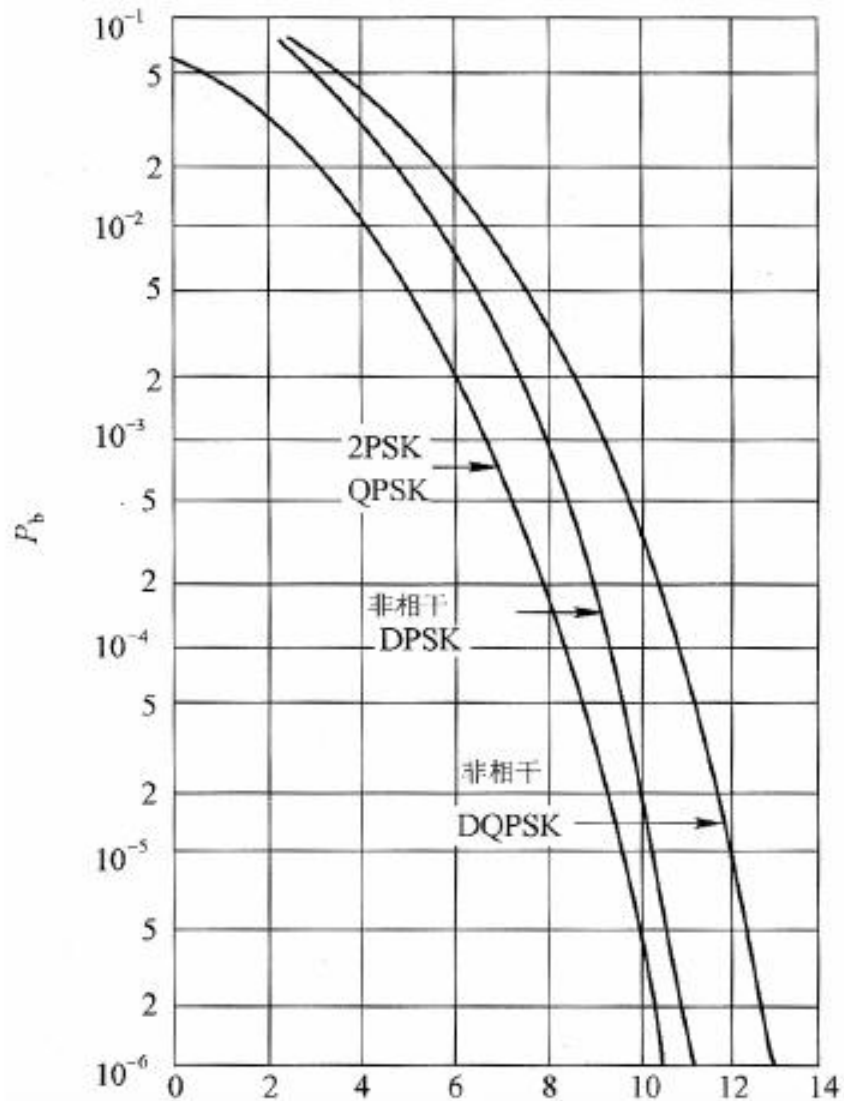
- 当相对相位变化以等概出现时，相对调相信号的功率谱密度与绝对调相信号相同

## 6.3.1 DQPSK的相干解调



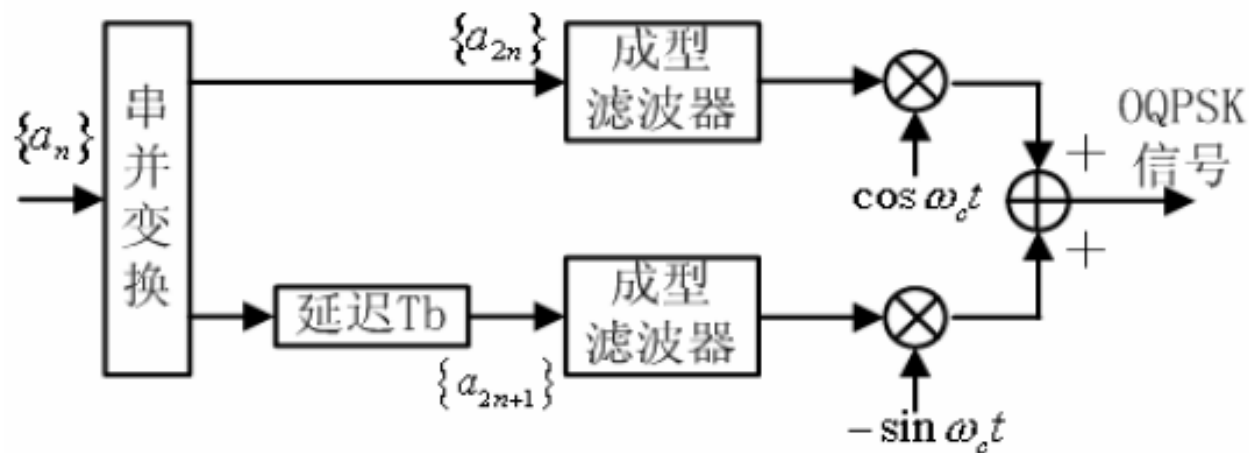
## 6.3.1 DQPSK的解调

- 平均误比特率





### 6.3.3 OQPSK信号的产生

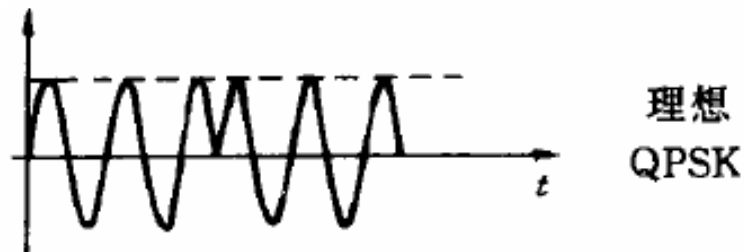


- 与**QPSK**的不同点:

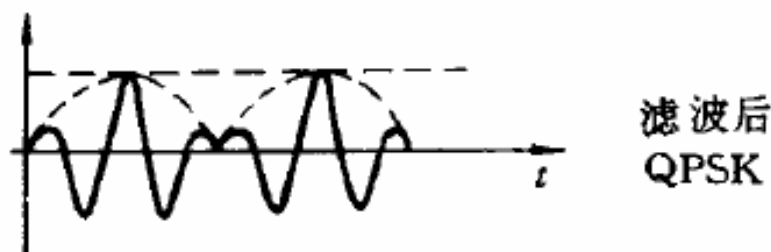
同相支路和正交支路的码元在时间上不再是对齐的，而是**偏移**了一个比特间隔，即 **$T_b$**

### 6.3.3 OQPSK\*

- 限带的**QPSK**信号的包络起伏



包络恒定，有最大的 $E_b$ ，有最小的误比特率

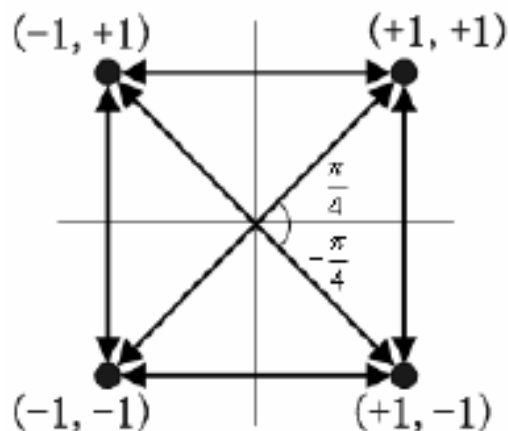


信道带宽往往是受限的

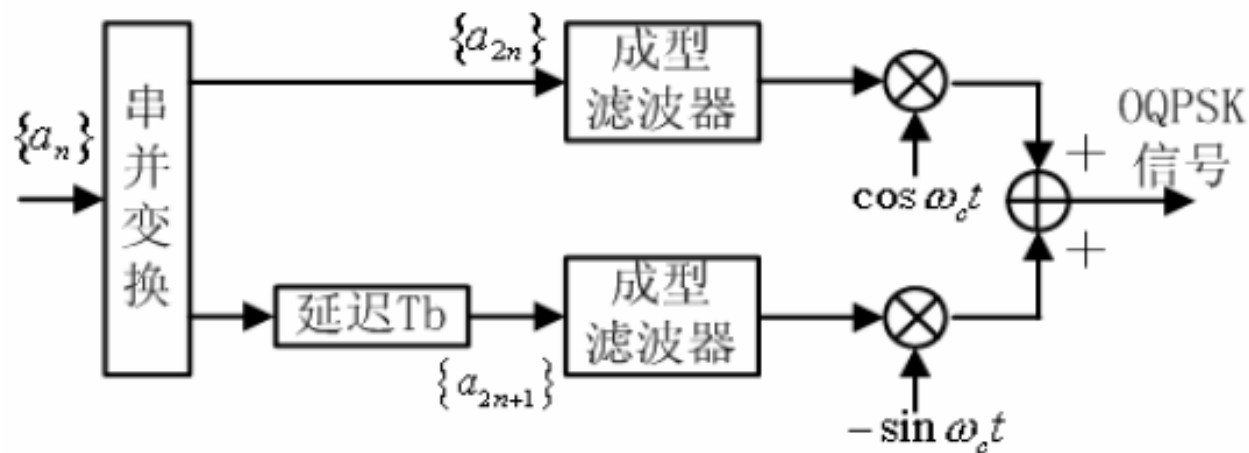
同相支路和正交支路会倒相，在边界处两支路信号包络为**0**，  
所以两支路叠加后的**QPSK**信号的包络也为**0**

### 6.3.3 OQPSK\*

- 限带的**QPSK**信号的包络起伏
- 与包络恒定的**QPSK**信号相比，限带**QPSK**信号的包络起伏大，使得 **$E_b$** 减小，误比特率增大。
- 如果有改进的**QPSK**调制方法，能在限带的情况下减小信号包络的起伏，则能增大 **$E_b$** ，减小误比特率。
- 解决办法：**OQPSK**调制



### 6.3.3 OQPSK信号的产生



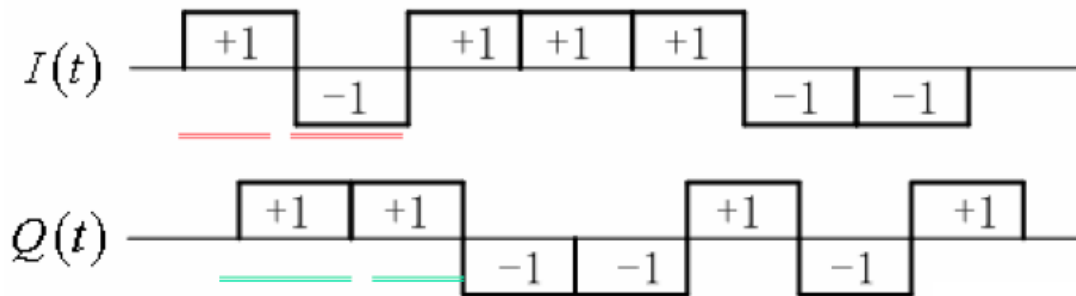
- 与**QPSK**的不同点:

同相支路和正交支路的码元在时间上不再是对齐的，而是**偏移**了一个比特间隔，即 **$T_b$**

## 6.3.3 OQPSK信号的产生

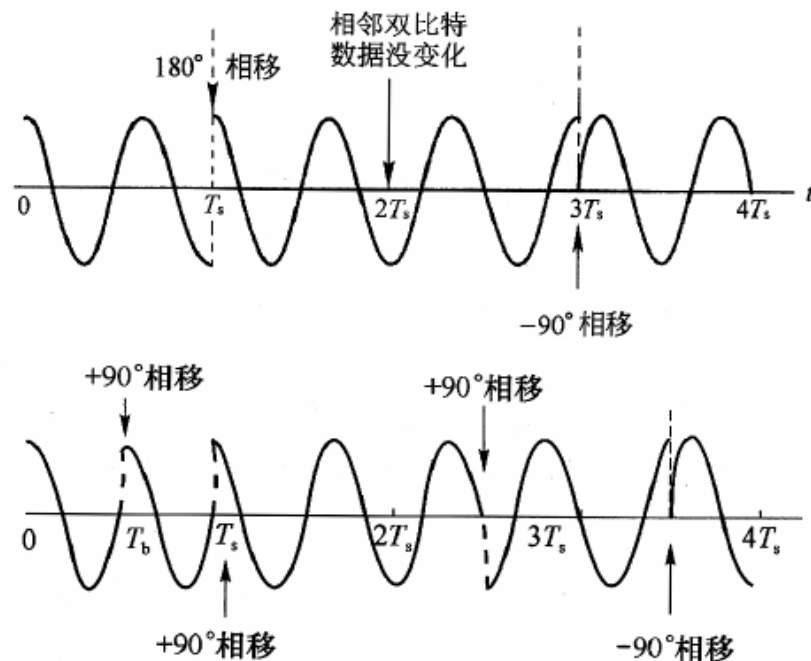
### ■ OQPSK中经串并变换后的两支路波形

$\{a_n\}$     +1 +1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1 +1 -1 -1 -1 +1



任何一个时刻只有一位比特有不同

从Gray编码角度考虑，相位变化最多是90度，不会出现180度的相变



### 6.3.3 OQPSK信号的产生

- **OQPSK**信号表达式

$$s_{OQPSK}(t) = A \left[ I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \right]$$

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{2n} g_T(t - 2nT_b)$$

$$Q(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{2n+1} g_T \left[ t - (2n+1)T_b \right]$$

- 注意:

若冲激响应 $\mathbf{g_T(t)}$ 是矩形脉冲, 持续时间为  $\mathbf{T_s=2T_b}$

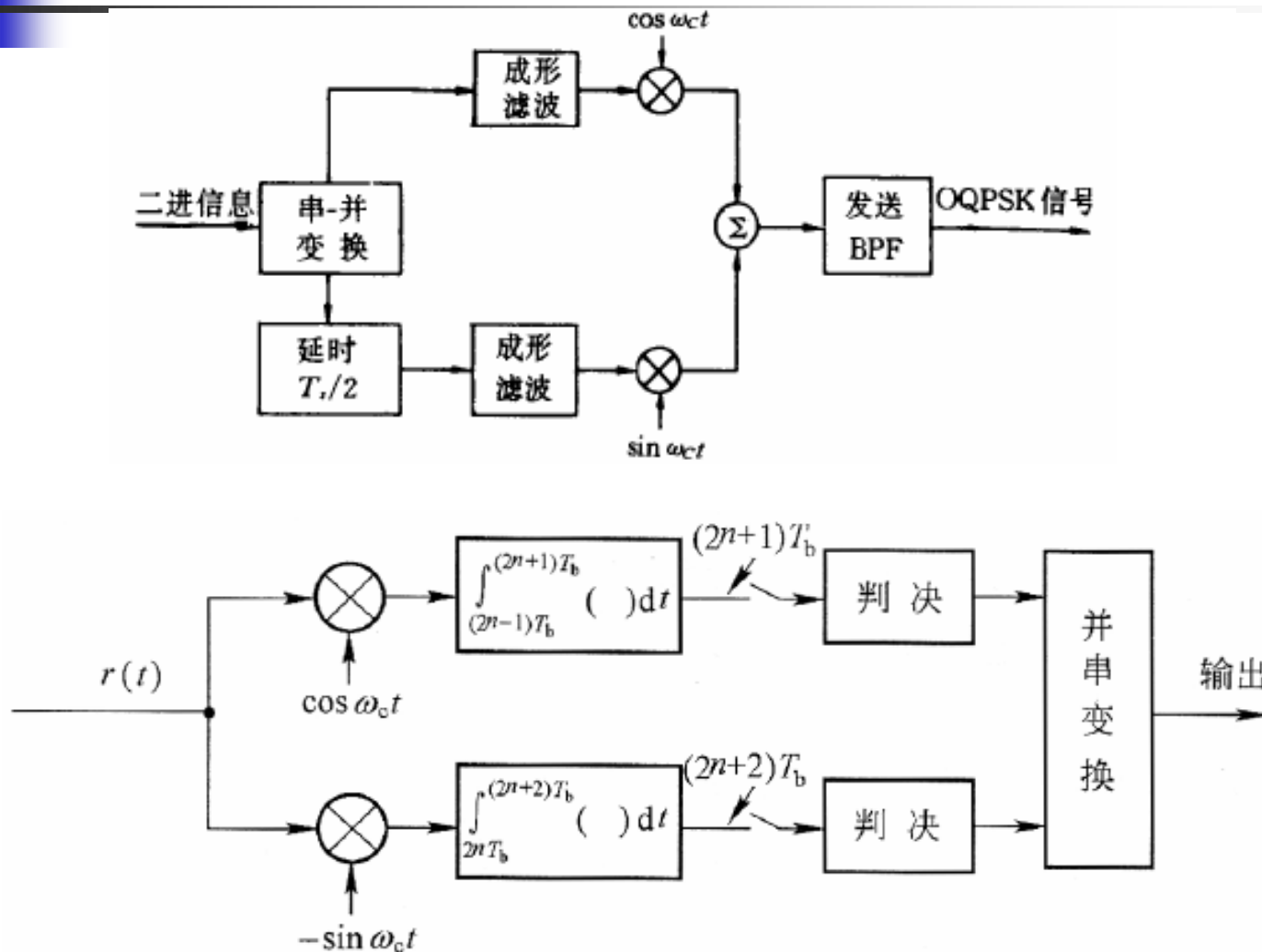


### 6.3.3 OQPSK信号的平均功率谱

---

- **OQPSK**信号可看成是同相支路和正交支路两路**2PSK**信号的叠加
- 两条支路是正交的，所以**OQPSK**信号的平均功率谱是两路**2PSK**信号平均功率谱的和
- 延时不会改变**2PSK**信号的功率谱，所以**OQPSK**信号的平均功率谱与**QPSK**的平均功率谱相同
- 误比特率与**QPSK**的相同

### 6.3.3 OQPSK信号的解调



$$P_{b-OQPSK} = P_{b-QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$