

# 通信原理

## 第5章 基本的数字频带传输

# 5. 基本的数字频带传输

## 背景

许多重要的通信信道都是带通型的。

数字频带传输技术 —— 在带通道上传输数字信号的方法。

## 带通调制：

### 模拟通信系统

- 调幅 AM
- 调频 FM
- 调相 PM

### 数字通信系统

- ◆ 幅移键控 ASK
- ◆ 频移键控 FSK
- ◆ 相移键控 PSK

## 调制

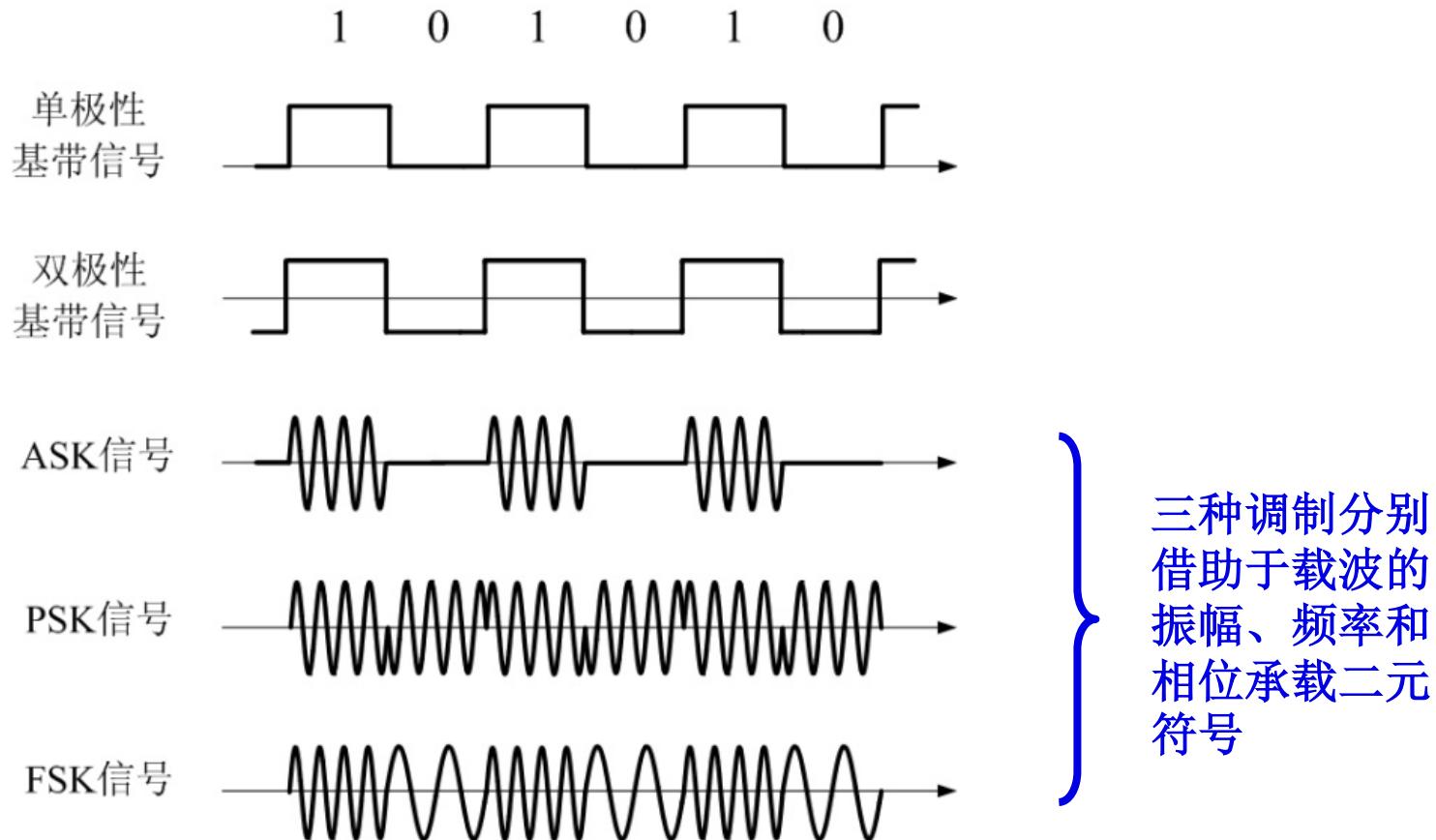
### 基本要点：

1. 基带信号；
2. 载波（幅度、频率相位）



# 5. 基本的数字频带传输

## 二元ASK、FSK与PSK的信号波形



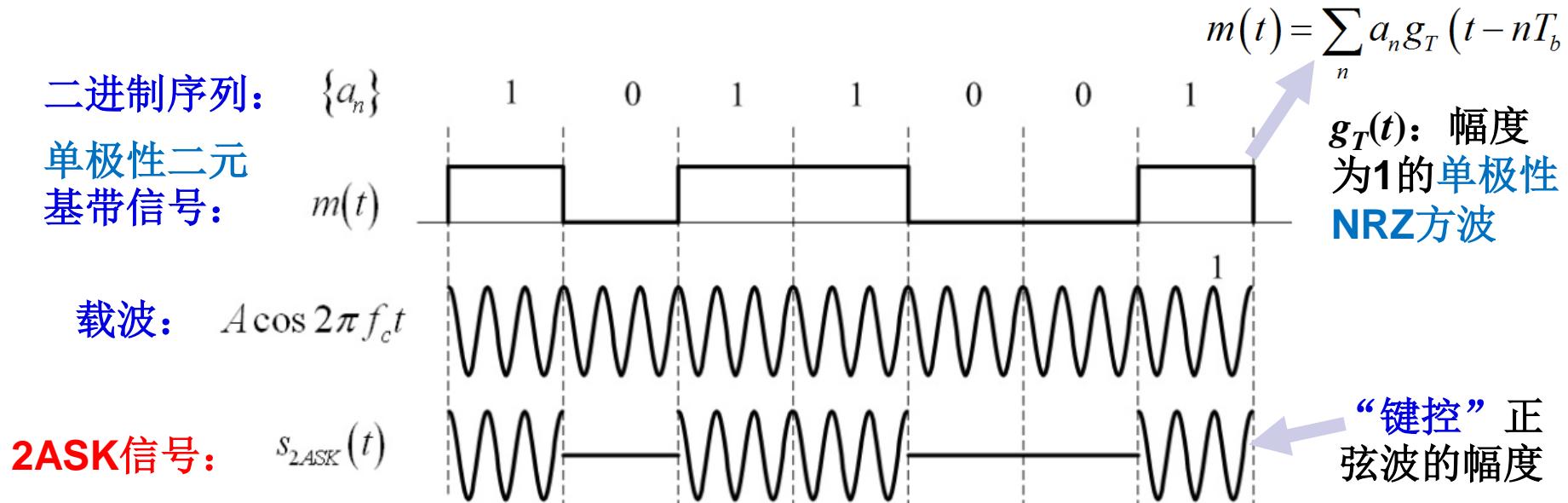
发送端产生ASK、FSK或PSK信号的过程 —— **调制**

接收端由ASK、FSK或PSK恢复出数字符号的过程 —— **解调**

# 5.1 BASK

## 5.1.1 基本原理

- ◆ **BASK或2ASK (二进制幅移键控)**——键控(改变)正弦载波的振幅来传输0或1符号。**BASK或2ASK**
- ◆ 传输信号波形表现为正弦波的有(开启)与无(关闭)；也称为**OOK**
- ◆ 在光纤通信中广泛应用。



# 5.1 BASK

**调制方法：**由单极性二元基带信号与载波相乘得到。

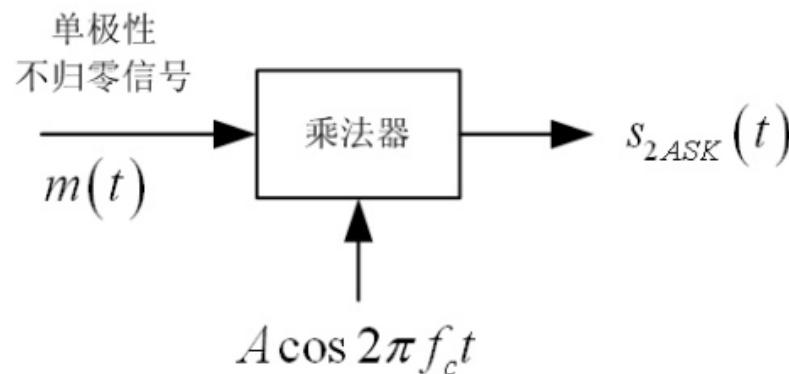
**2ASK信号：**  $s_{2ASK}(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t$

或：

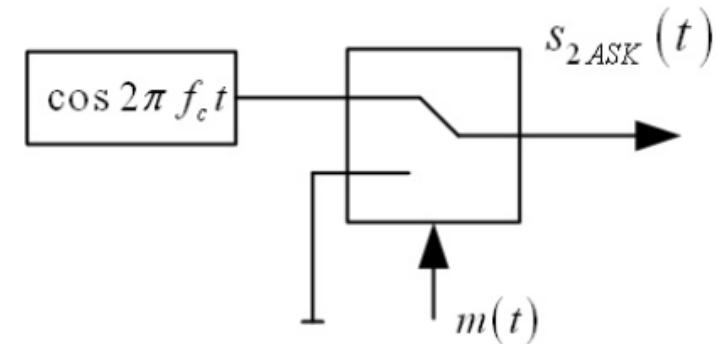
$$s_{2ASK}(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t & \text{"传号"} \\ 0 & \text{"空号"} \end{cases}, \quad (n-1)T_b \leq t \leq nT_b$$

“传号” —— 码元1， “空号” —— 码元0

**调制框图：**



(a) 乘积法



(b) 开关

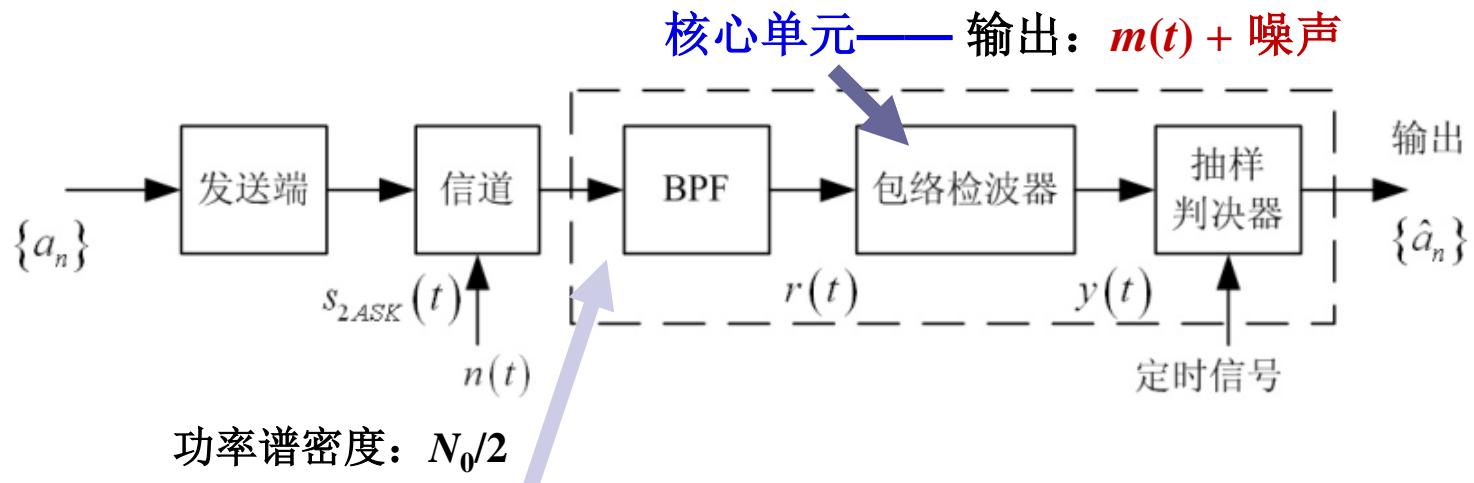
# 5.1 2ASK

解调：**包络检波**——最常用的方法

(根据信号的振幅与数字符号直接对应的特点)

考察： $s_{2ASK}(t) = Am(t) \cos 2\pi f_c t = A_1[1+m_1(t)] \cos 2\pi f_c t$  → 类似于模拟AM信号  
设 $m_1(t)$ 是幅度为1的双极性二元基带信号， $A_1=A/2$ ，则：

接收系统包含三个基本单元：带通滤波器，包络检波器，抽样判决器。



- ◆ 对准信号的频带 (中心频率  $f_c$ )
- ◆ 让信号几乎无失真通过；
- ◆ 尽量抑制带外噪声。 带宽:  $B_{BPF}=2B$

● 判决门限:  $A/2$   
● 判决准则:  $y \begin{cases} > A/2 \\ \leq A/2 \end{cases}$

BPF输出:  $r(t) \approx s_{2ASK}(t) + n(t)$

噪声功率:  $\sigma_n^2 = N_0 B_{BPF}$

# 5.1 2ASK

**性能:**

2ASK系统简单，但抗噪性能不强。

包络检波系统的误码率： (当解调器输入信噪比足够高时)

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-(E_b / N_0) / 2}$$

其中，2ASK的平均比特能量

$$E_b = \left[ \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt + 0 \right] / 2 = A^2 T_b / 4$$

**注意:**

- ◆ 误码率计算公式仅适用于解调器输入信噪比足够大的情况；
- ◆ 包络检波系统存在门限效应：当  $E_b / N_0$  低于一定的门限值后， $P_e$  会迅速恶化，系统无法工作。

# 5.1 2ASK

例5.1 2ASK 系统的传输率为 5Mbps， BPF 输出幅度为  
223.6mV；  $N_0 = 1 \times 10^{-10}$  和  $N_0 = 3 \times 10^{-9}$ 。 基带波形采用最优波形

求：两种情况下包络检波器输出的误码率。

解：

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\gamma/4}$$
$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-(E_b/N_0)/2}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b}{4 N_0} = \frac{A^2}{4 N_0 R_b} = \frac{0.2236^2}{4 N_0 \times 5 \times 10^6} = \frac{2.5 \times 10^{-9}}{N_0}$$

1) 当  $N_0 = 1 \times 10^{-10}$ ，  $\frac{E_b}{N_0} = 25$ ，  $P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{25}{2}} = 1.86 \times 10^{-6}$

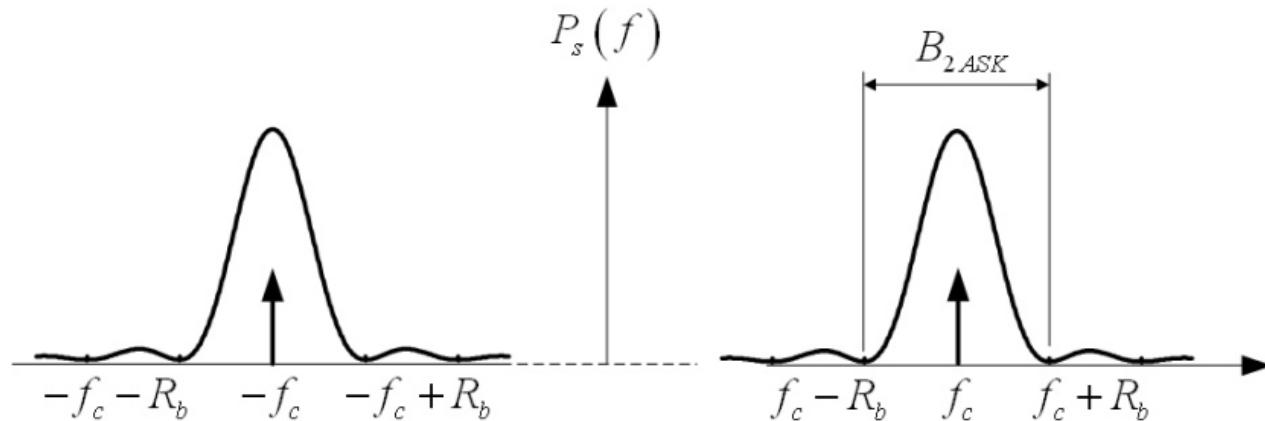
2) 当  $N_0 = 3 \times 10^{-9}$ ，  $E_b / N_0 = 0.83$ ， 由于  $\frac{E_b}{N_0} < 1$ 。由门限效应可知，系统无法正常工作。（不再用公式计算）

# 5.1 2ASK

## 5.1.2 功率谱与带宽

2ASK信号:  $s_{2\text{ASK}}(t) = A_m(t) \cos 2\pi f_c t$

**功率谱:** 相应  $m(t)$  的功率谱平移到  $\pm f_c$   
载波频率处存在冲激。(因为  $m(t)$  为单极性NRZ信号)



**带宽:** 基带信号带宽的2倍:  $B_{2\text{ASK}}=2B$

对于NRZ方波信号:  $B=1/T_b=R_b$ , 所以:  $B_{2\text{ASK}}=2R_b$

理论上, 二元基带信号最小带宽为  $R_b/2$ , 因此2ASK最小带宽为  $R_b$

# 5.1 2ASK

推导：

2ASK信号  $s_{2ASK}(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t$

自相关函数：  $R_s(t+\tau, t) = E[A^2 m(t+\tau) \cos 2\pi f_c(t+\tau) m(t) \cos 2\pi f_c t]$   
 $= \frac{A^2}{2} R_m(t+\tau, t) [\cos 2\pi f_c \tau + \cos(4\pi f_c t + 2\pi f_c \tau)]$

对  $R_s(t+\tau, t)$  时间平均，消除t：

$$\begin{aligned}\overline{R_s(t+\tau, t)} &= \frac{A^2}{2} \overline{R_m(t+\tau, t)} [\cos 2\pi f_c \tau + \overline{\cos(4\pi f_c t + 2\pi f_c \tau)}] \\ &= \frac{A^2}{2} \overline{R_m(\tau)} \cos 2\pi f_c \tau\end{aligned}$$

S<sub>2ASK</sub>(t) 的功率谱：  $P_s(f) = F[\overline{R_s(t+\tau, t)}] = \frac{A^2}{4} [P_m(f - f_c) + P_m(f + f_c)]$

其中：  $P_m(f) = F[\overline{R_m(\tau)}]$  为  $m(t)$  的功率谱  $P_m(f) = \frac{T_b}{4} \sin^2(fT_b) + \frac{1}{4} \delta(f)$

# 5.1 2ASK

## 5.1.3 包络检波的误码性能分析

(1) **发送码元 “1”:**  $s_{2ASK}(t) = A \cos 2\pi f_c t$

$$r(t) \approx s_{2ASK}(t) + n(t)$$

高频信号+窄带高斯白噪声

包络  $y(t)$ ——莱斯分布:  $f(y|1)$

$$f(y|1) = \frac{y}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{y^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{yA}{\sigma_n^2}\right), \quad y \geq 0$$

(2) **发送码元 “0”:**  $s_{2ASK}(t) = 0$

$$r(t) = n(t) \quad \text{单纯的窄带高斯白噪声,}$$

包络  $y(t)$ ——瑞利分布:  $f(y|0)$   $f(y|0) = \frac{y}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad y \geq 0$

其中,  $n(t)$ ——窄带高斯白噪声,  $\sigma_n^2 = N_0 B_{BPF}$

# 5.1 2ASK

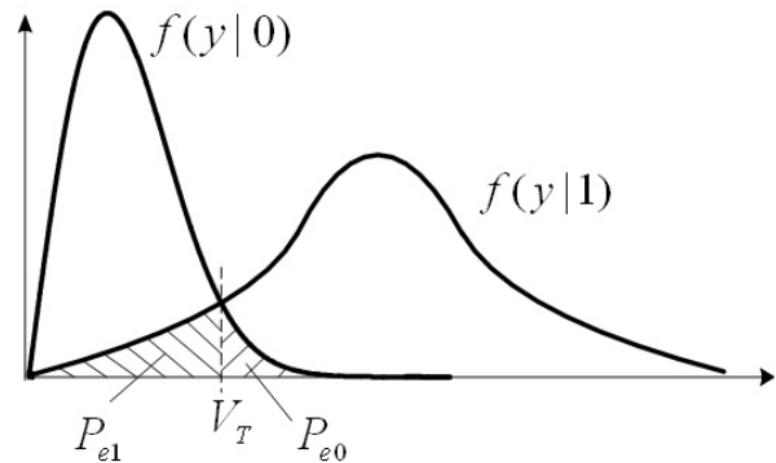
两个条件概率密度函数

误码率：对应图中阴影部分的面积

当信号足够强， $\gamma = A^2 / (2\sigma_n^2) \gg 1$

近似解出： $V_T \approx A/2$

误码率： $P_e = \frac{1}{2}P_{e1} + \frac{1}{2}P_{e0}$



当工作在大信  
噪比的条件下

$$P_{e1} = P(y \leq V_T \mid \text{发 "1"}) = \int_0^{V_T} f(y|1) dy \approx 0$$

$$P_{e0} = P(y > V_T \mid \text{发 "0"}) = \int_{V_T}^{\infty} f(y|0) dy$$

$$= \int_{V_T}^{\infty} \frac{y}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_n^2}\right) dy = \exp\left(-\frac{V_T^2}{2\sigma_n^2}\right) = \exp\left(-\frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right)$$

# 5.1 2ASK

误码率:  $P_e \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{8\sigma_n^2}\right) = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}}$

记:  $\gamma = \frac{A^2}{2\sigma_n^2}$

解调器的输入信噪比（包络）

可将  $\gamma$  折算为  $E_b / N_0$ ,

$$\gamma = \frac{A^2}{2N_0 B_{BPF}} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{2R_b}{B_{BPF}}$$

其中, 2ASK 的平均比特能量

$$E_b = \left[ \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt + 0 \right] / 2 = A^2 T_b / 4$$

说明:

$\gamma$  与 BPF 的带宽密切相关,  $B_{BPF}$  越小,  $P_e$  也越小;

当  $B_{BPF}=R_b$  (最小理论值) :

$$\gamma = 2(E_b / N_0), \quad P_e \approx \frac{1}{2} e^{-(E_b / N_0) / 2}$$

# 5.1 2ASK

例：5.2 考虑矩形NRZ基带信号， $B_{BPF}=2R_b$ ，重新计算例5.1

2ASK 系统的传输率为 5Mbps， BPF 输出幅度为  
223.6mV；  $N_0 = 1 \times 10^{-10}$  和  $N_0 = 3 \times 10^{-9}$ 。

求：两种情况下包络检波器输出的误码率。

解：

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\gamma/4}$$

$$\gamma = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \frac{A^2}{2N_0 B_{BPF}} = \frac{0.2236^2}{4N_0 \times 5 \times 10^6} = \frac{2.5 \times 10^{-9}}{N_0}$$

1) 当  $N_0 = 1 \times 10^{-10}$ ，  $\gamma = 25$ ，  $P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{25}{4}} = 9.65 \times 10^{-4}$

2) 当  $N_0 = 3 \times 10^{-9}$ ，  $\gamma = 0.83$ ，由于  $\gamma < 1$ 。由门限效应可知，系统无法正常工作。(不再用公式计算)

对比例5.1，结果不同的原因在于： **$B_{BPF}$ 选取的值不同！**(前者选用理论最小值)

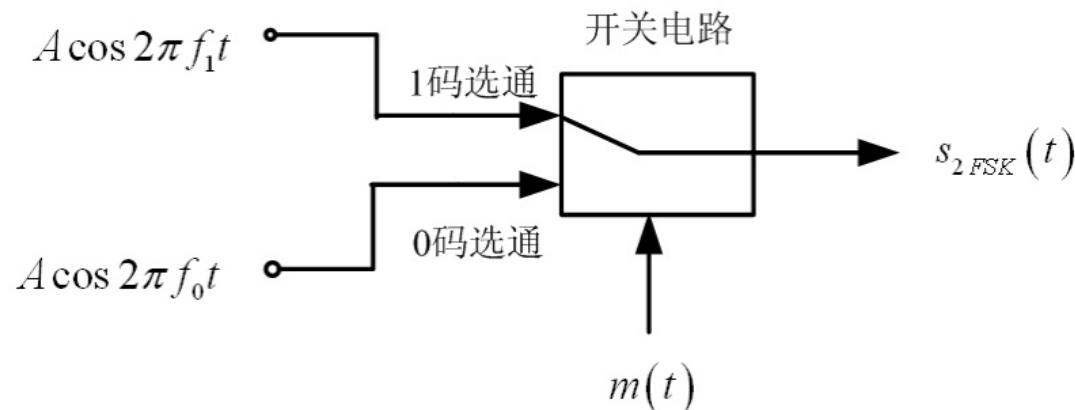
# 5.2 2FSK

## 5.2.1 基本原理

**2FSK 或 BFSK (二进制频移键控)** —— 键控正弦载波的频率来传输二元符号。

### 1. 2FSK 信号及其调制方法

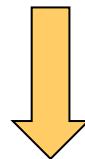
$$s_{2FSK}(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_1 t, & a_n = 1 \\ A \cos 2\pi f_0 t, & a_n = 0 \end{cases} \quad (n-1)T_b \leq t \leq nT_b$$



2FSK 信号的产生原理框图

## 5.2 2FSK

由:  $s_{2FSK}(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_1 t, & a_n = 1 \\ A \cos 2\pi f_0 t, & a_n = 0 \end{cases} \quad (n-1)T_b \leq t \leq nT_b$



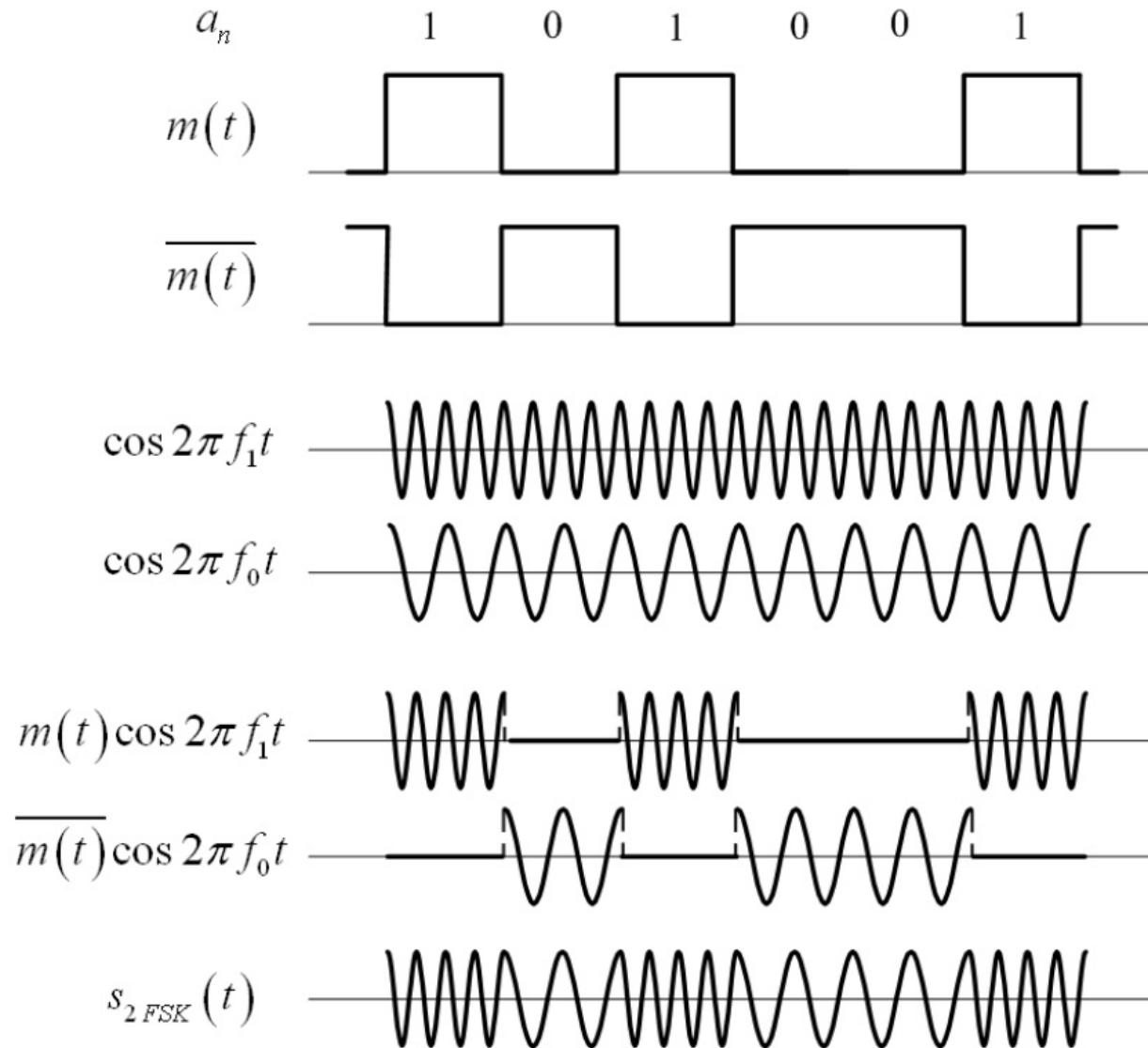
$$s_{2FSK}(t) = Am(t) \cos 2\pi f_1 t + \overline{Am(t)} \cos 2\pi f_0 t$$

其中:  $m(t)$  ——  $\{a_n\}$  的单极性NRZ二元基带信号;

$$\overline{m(t)}$$
 与  $m(t)$  “互补”:  $\overline{m(t)} = 1 - m(t)$

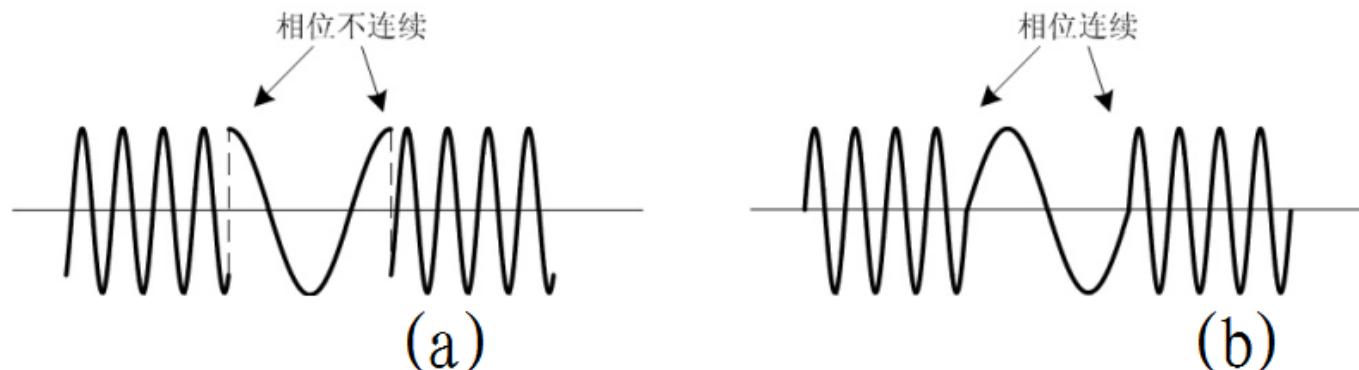
**注意:** 2FSK信号可以看作两路互补的2ASK信号的叠加!

## 5.2 2FSK



## 5.2 2FSK

**问题：**产生的**2FSK**信号有可能“**相位不连续**”——在**1与0**码转换时，两个正弦波的连接处可能出现中断。



相位不连续的信号占据很多的频带，应该尽量避免

**解决措施：**

**方法1：**合理选择  $T_b$ ,  $f_1$  和  $f_0$  的取值，可以保证相位的连续性。

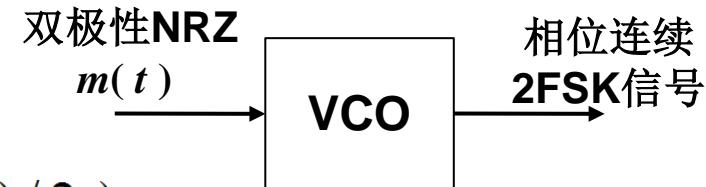
如：桑德 FSK 信号的参数： $f_1 = (k + 1)R_b$  ,  $f_0 = kR_b$

$k$ 为某固定正整数，具有连续性

## 5.2 2FSK

方法2：与模拟FM相似：

使用压控振荡器产生，( $f_c = (f_1 + f_0)/2$ )



$$s_{2FSK}(t) = A \cos \left[ 2\pi f_c t + D_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$$

由于  $m(t)$  通过积分器，该信号的相位是连续过渡的。

### 2FSK信号的解调

两种最常用的方法

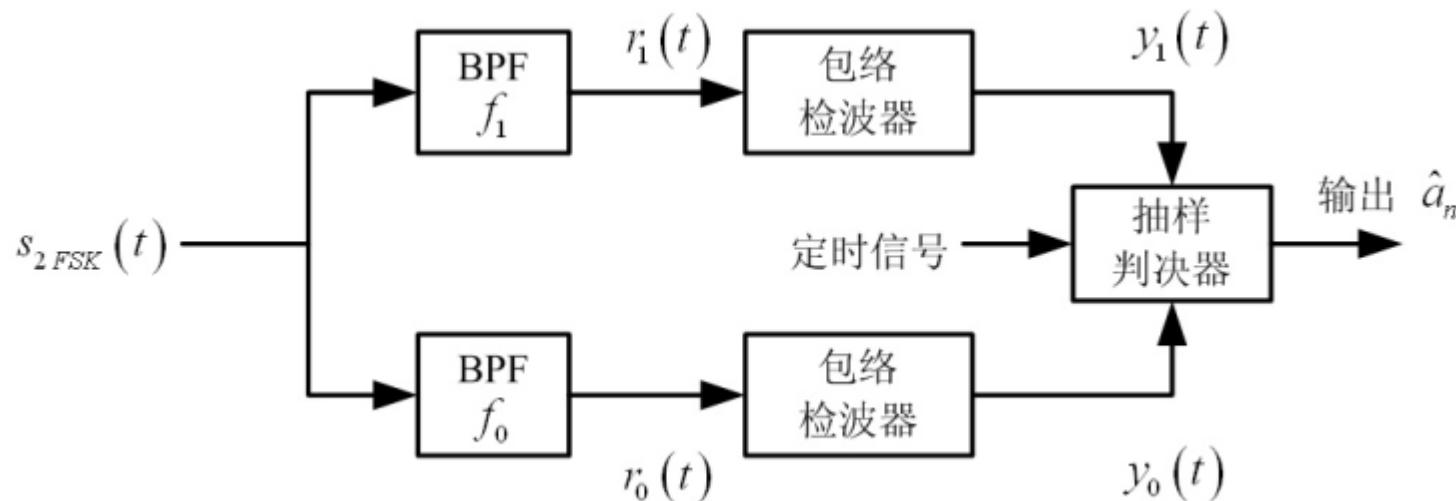
- 包络检波法
- 过零检测法

——都是非相干解调法

## 5.2 2FSK

### 包络检波解调方法

工作在 $f_0$ 和 $f_1$ 上的两个互补2ASK接收系统的组合：



### 注意：

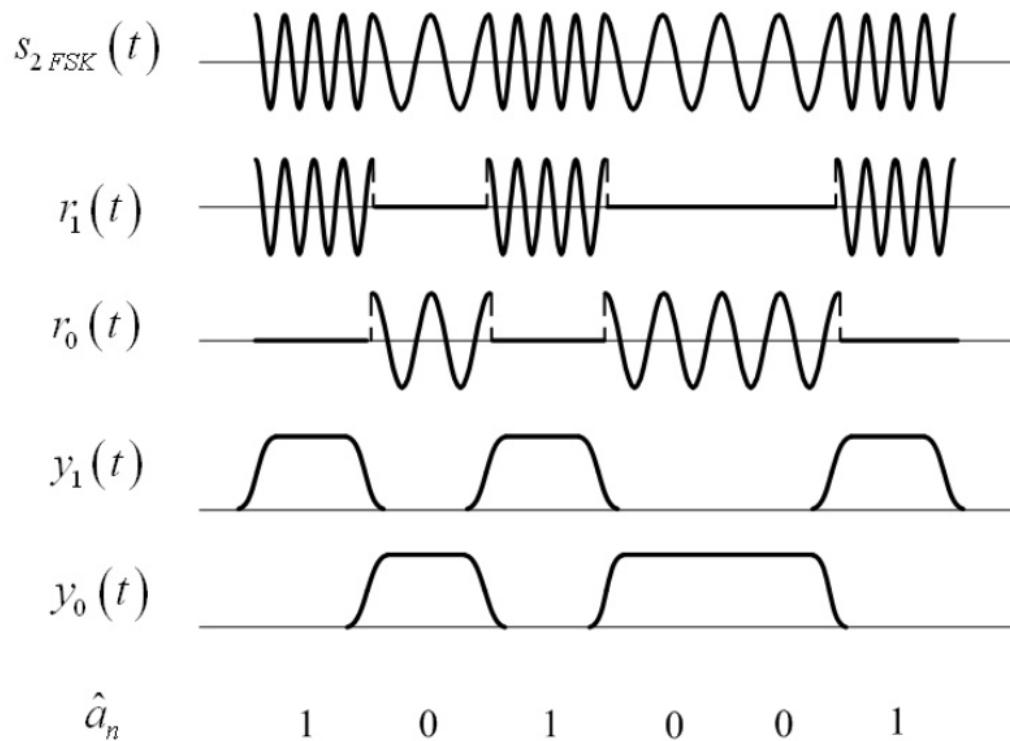
(1) 上支路接收  $A_m(t) \cos 2\pi f_1 t$  部分，

下支路接收  $\overline{A_m(t)} \cos 2\pi f_0 t$  部分；

系统必须满足：  $|f_1 - f_0| \geq R_b$ ；

## 5.2 2FSK

(2) 上下支路包络检波器的输出  $y_1(t)$  和  $y_0(t)$  互补对称



(3) 抽样值为  $y_1$ ,  $y_0$ , 判决准则:

$$y_1 \stackrel{1}{\underset{0}{\gtrless}} y_0, \quad \text{或} \quad (y_1 - y_0) \stackrel{1}{\underset{0}{\gtrless}} 0$$

## 5.2 2FSK

系统的误码率：

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-(E_b / N_0)/2}$$

$$E_b = \frac{A^2 T_b}{2} \quad \text{——2FSK信号的平均比特能量}$$

# 5.2 2FSK

## 5.2.2 功率谱与带宽

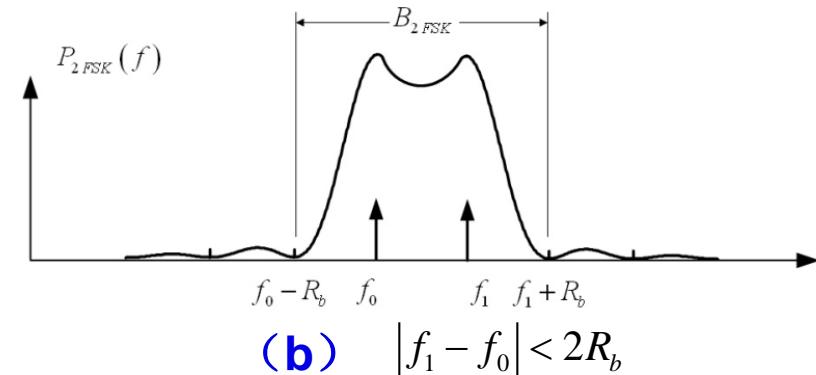
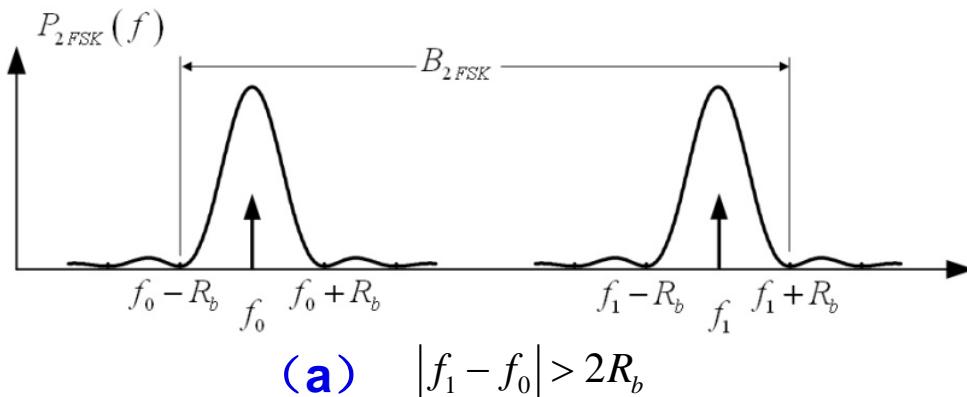
由于：

2FSK信号是两路互补的2ASK信号的叠加



2FSK信号的功率谱是两个2ASK信号功率谱的相加

$$P_{2FSK}(f) = \frac{A^2}{4} [P_m(f + f_1) + P_m(f - f_1) + P_m(f + f_0) + P_m(f - f_0)]$$



## 5.2 2FSK

**2FSK信号带宽的定义:** 两个频率峰值外侧第一个零点之间的距离。

$$B_{2FSK} = |f_1 - f_0| + 2B$$

其中: **B** ——基带信号带宽

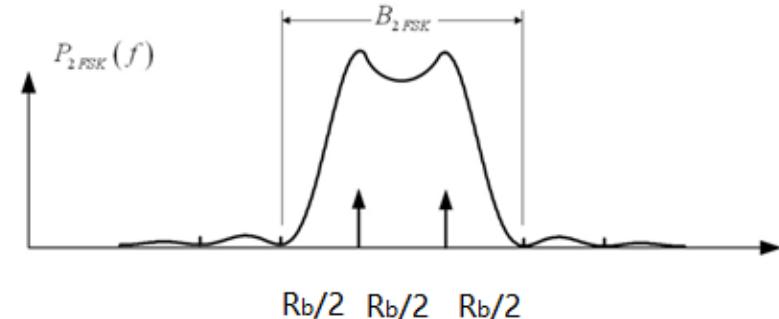
**注意:**

- 要保持两个**2ASK**频谱基本分离, 两个频率之间的距离至少为:  $|f_1 - f_0| \geq B$  ;  
实际上, 取:  $|f_1 - f_0| \geq 2B$

**例:** 对于矩形**NRZ**基带信号:  $B = R_b$  , 所以:  $B_{2FSK} \geq 3R_b$

- $f_1$  和  $f_0$  过于接近时, 功率谱中两个**2ASK**频谱将发生重叠。
- $f_1$  和  $f_0$  越接近, 信号占用的带宽就越少, 但两路信号之间的相互影响也随之增加。
- 考虑到  $f_1$  和  $f_0$  的理论最小间距是  $|f_1 - f_0| = R_b/2$ ,  
基带信号的理论最小带宽为  $R_b/2$ , 因此,  
**2FSK信号的最小带宽**

$$B_{2FSK} = 1.5R_b$$



## 5.2 2FSK

例5.2 Bell 103: 全双工数字通信。每个方向上采用 300 波特的 2FSK。

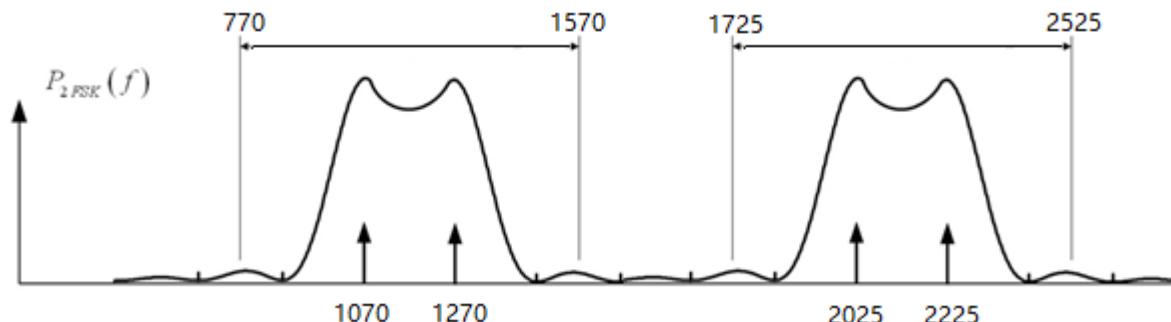
表 5.2.1 Bell 103 型 FSK 调制解调器频率参数

传输方向	传号频率 $f_1$	空号频率 $f_0$
主叫方→应答方	1270Hz	1070Hz
应答方→主叫方	2225Hz	2025Hz

求两路通信的带宽与频带位置。

解：两路均有  $|f_1 - f_0| = 200\text{Hz}$  与  $R_b = 300\text{bps}$ ，

$$B_{2\text{FSK}} = |f_1 - f_0| + 2R_b = 200 + 2 \times 300 = 800 \text{ (Hz)}$$



## 5.2 2FSK

### 5.2.3 包络检波法的误码性能分析

(1) 发送码元 “1”:  $s_{2FSK}(t) = A \cos 2\pi f_1 t$

上、下支路 BPF 的输出是,

$$\begin{cases} r_1(t) = A \cos 2\pi f_1 t + n_1(t) \\ r_0(t) = n_0(t) \end{cases}$$

$n_1(t)$  与  $n_0(t)$ : 零均值、 $\sigma_n^2 = N_0 B_{BPF}$  的窄带高斯白噪声。

$y_1$  与  $y_0$  的概率密度函数  $f(y_1 | 1)$  与  $f(y_0 | 1)$  分别是莱斯与瑞利分布，彼此独立。

## 5.2 2FSK

(2) 发送码元 “0”:  $s_{2FSK}(t) = A \cos 2\pi f_0 t$

$$\begin{cases} r_1(t) = n_1(t) \\ r_0(t) = A \cos 2\pi f_0 t + n_0(t) \end{cases}$$

$y_1$  与  $y_0$  彼此独立,  $f(y_1 | 0)$  与  $f(y_0 | 0)$  分别是瑞利与莱斯分布。

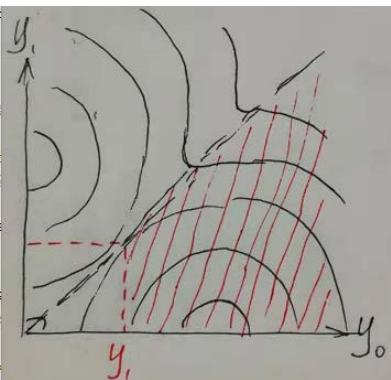
**误码率:**  $P_e = P[\text{码元} = 1]P[err | 1] + P[\text{码元} = 0]P[err | 0]$

$$= \frac{1}{2} P[y_1 < y_0 | 1] + \frac{1}{2} P[y_1 > y_0 | 0]$$

两种情形是对称的,  $P[y_1 < y_0 | 1] = P[y_1 > y_0 | 0]$

$$P_e = P[y_1 < y_0 | 1] = \int_0^{\infty} \int_{y_1}^{\infty} f(y_0, y_1 | 1) dy_0 dy_1$$

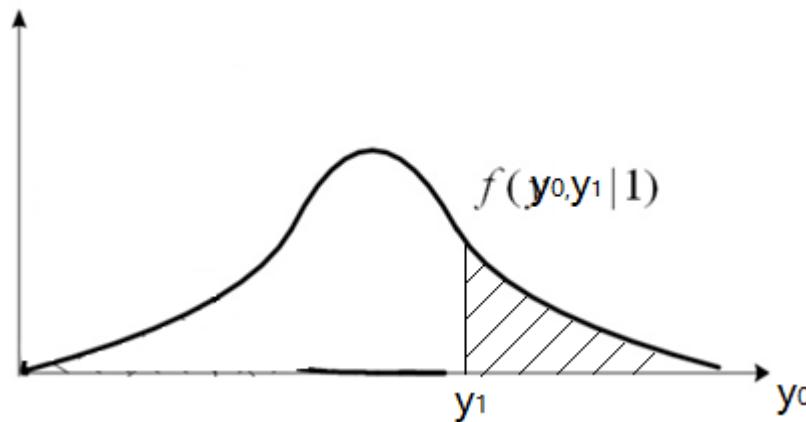
联合概率密度



## 5.2 2FSK

由于  $y_1$  与  $y_0$  是独立的，它们的联合概率等于各自概率密度的乘积，于是：

$$P_e = \int_0^{\infty} f(y_1 | 1) \left[ \int_{y_1}^{\infty} f(y_0 | 1) dy_0 \right] dy_1$$



问题： $y_0$  为何不为负数？

化简后，误码率：

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{4\sigma_n^2}\right) = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2}$$

## 5.2 2FSK

$$\text{可将 } \gamma \text{ 折算为 } E_b / N_0, \quad \gamma = \frac{A^2}{2N_0 B_{BPF}} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{R_b}{B_{BPF}}$$

平均比特能量:

$$E_b = \left[ \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_1 t)^2 dt + \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_0 t)^2 dt \right] / 2 = \frac{A^2 T_b}{2}$$

如果取  $B_{BPF}$  为理论最小值  $R_b$ , 可得:  $\gamma = E_b / N_0$

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-(E_b / N_0) / 2}$$

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 5.3.1 2PSK

**特点:** **2PSK或BPSK** (二进制相移键控) —— 利用两种相位来传输二元符号。 (相位“0”或“π”，或者:  $\pi/2$ ,  $-\pi/2$ )

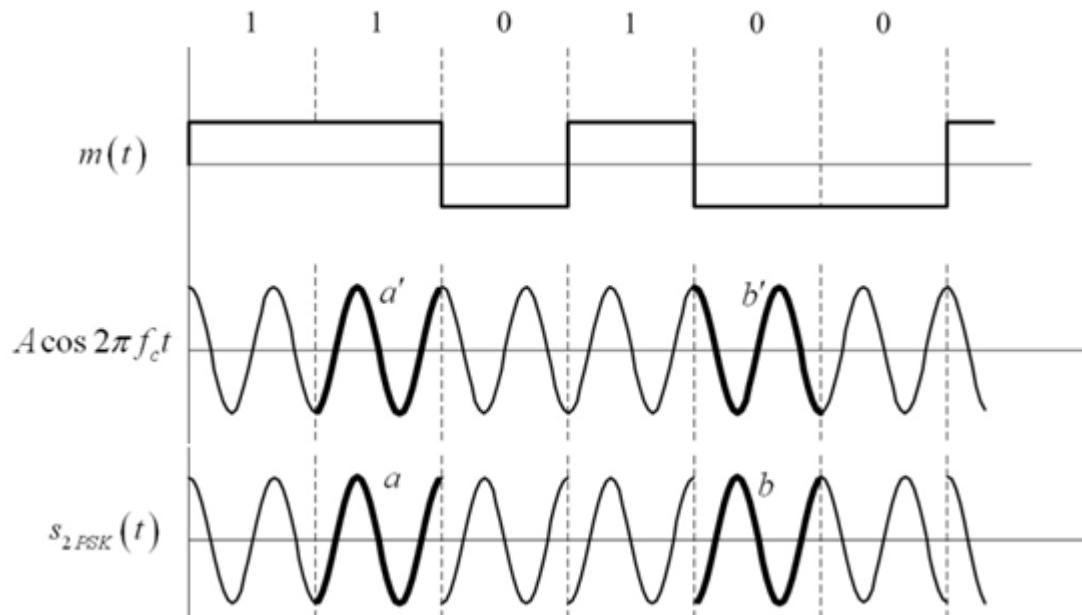
**2PSK信号:**

$$s_{2PSK}(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t & a_n = 1 \\ -A \cos 2\pi f_c t & a_n = 0 \end{cases} \quad (n-1)T_b \leq t \leq nT_b$$



调制信号:  $m(t)$  —— 双极性二元NRZ基带信号

$$s_{2PSK}(t) = Am(t) \cos 2\pi f_c t$$



**注意:** 所谓“同相”与“反相”，  
是相对于当前时隙的载波相位而言的。

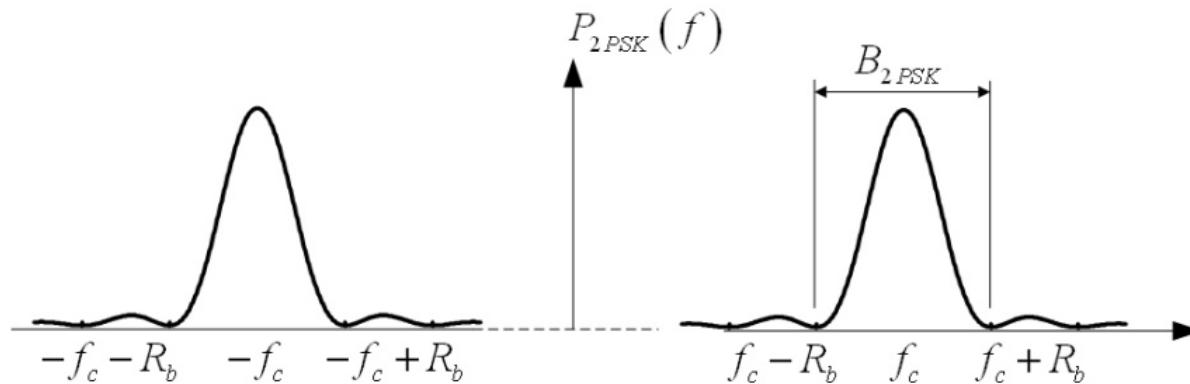
## 5.3 2PSK与2DPSK

$$s_{2PSK}(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t$$

与2ASK的表达式相同，区别在于：  $\begin{cases} \bullet \text{2ASK: } m(t) \text{是单极性信号;} \\ \bullet \text{2PSK: } m(t) \text{是双极性信号。} \end{cases}$

调制方法： 乘积法、选择法

功率谱： 双极性基带信号  $m(t)$  的功率谱平移到  $\pm f_c$



形状与 2ASK 的相同，但没有离散的载波谱线。

$$P_{2PSK}(f) = \frac{A^2 T_b}{4} \left\{ \sin c^2 [(f - f_c)T_b] + \sin c^2 [(f + f_c)T_b] \right\}$$

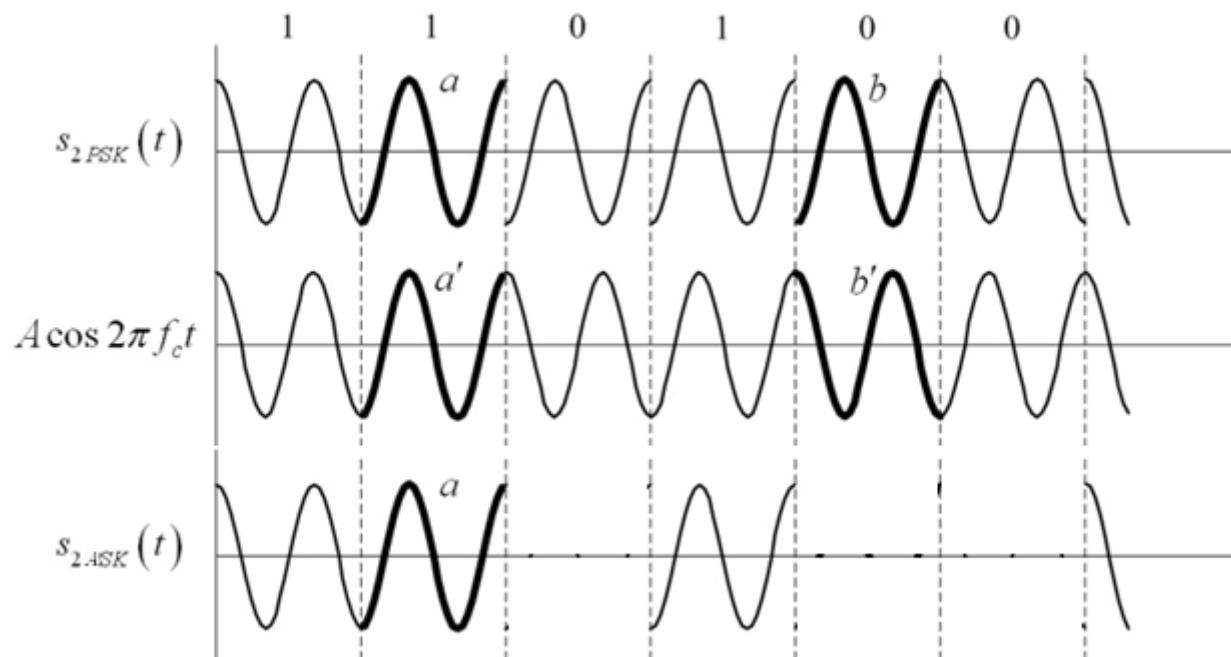
## 5.3 2PSK与2DPSK

带宽:

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

是相应基带PAM信号带宽的2倍!

由波形图可见，如果将2PSK信号与载波相加，那么，在码元0的时隙上，波形会抵消为0。



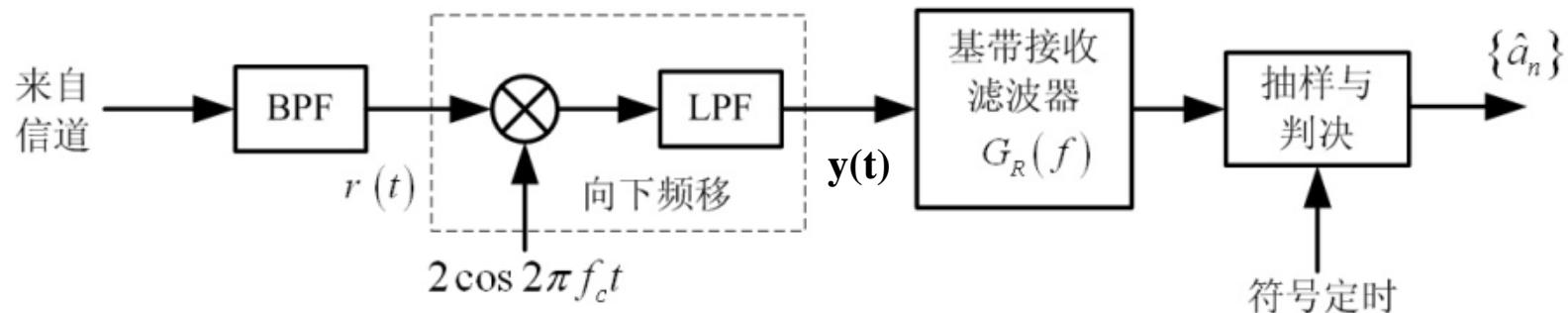
2PSK信号=双极性非归零m(t) \* 载波。

2ASK信号=2PSK信号 + 载波。

# 5.3 2PSK与2DPSK

2PSK 的相干解调

实施频谱向下搬移。



要点：

(1) 前端 BPF:  $B_{BPF} = 2B$ , ( $B$  为基带信号带宽) 对准信号频带。

$$r(t) = s_{2PSK}(t) + n(t)$$

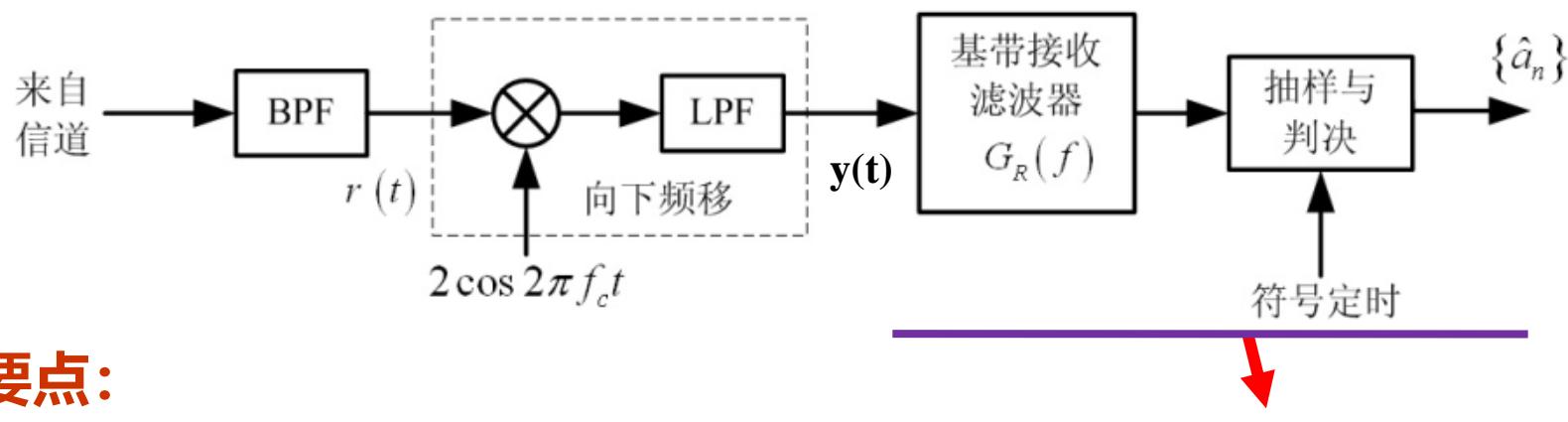
(2) 本地振荡；必须与  $r(t)$  中的载频同频同相；

- 本地振荡是一个关键信号，可以通过载波同步方法获得。
- 依靠准确的载波频率或相位信息进行接收的方法——**相干 (Coherent)** 接收或相干解调。

# 5.3 2PSK与2DPSK

2PSK 的相干解调

实施频谱向下搬移。



要点：

(3) 低通滤波器LPF的输出  $y(t)$

LPF的带宽： $B_{LPF}=B$ ，保证 $m(t)$ 顺利通过，同时又尽量抑制噪声

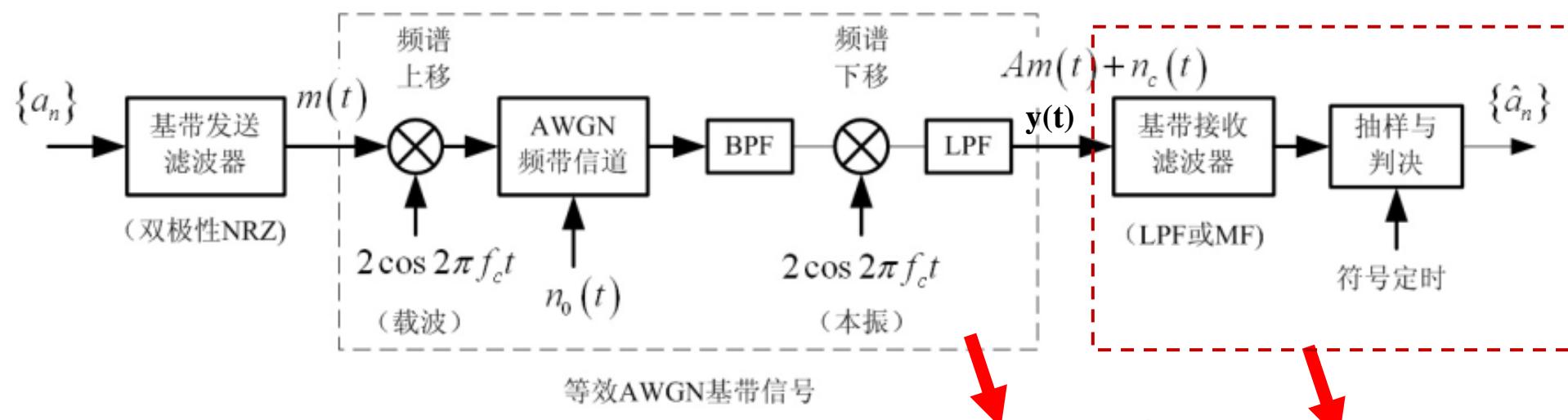
$$\begin{aligned}y(t) &= LPF\{r(t) \cdot 2 \cos 2\pi f_c t\} \\&= LPF\{A m(t) \cos 2\pi f_c t \cdot 2 \cos 2\pi f_c t + n(t) \cdot 2 \cos 2\pi f_c t\} \\&= A m(t) + n_c(t)\end{aligned}$$

等效于基带信号通过AWGN信道的结果。

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 误码性能

2PSK传输系统与等效的AWGN信道：



## 分析

由于：  $y(t) = Am(t) + n_c(t)$

虚线框部分等效为带限的基带AWGN信道

标准的二元基带接收

整个传输系统可以看作一个二元基带传输系统！

## 5.3 2PSK与2DPSK

注意：

- 等效基带信道中，加性高斯白噪声  $n_c(t)$  的功率： $2N_0B$ ；

若记等效基带信道噪声功率谱密度为  $N'_0/2$ ，则： $N'_0 = 2N_0$  是第4章中信道噪声的2倍。

●2PSK平均码元能量： $E_b = \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_C t)^2 dt = \frac{A^2 T_b}{2}$

而双极性基带信号的平均码元能量： $E'_b = A^2 T_b = 2E_b$

误码率：(2PSK最佳接收系统)

采用MF基带接收方法：

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E'_b}{N'_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

结论与双极性2PAM基带传输系统的形式相同！

## 5.3 2PSK与2DPSK

例5.3 假定2PSK系统的传输率为5Mbps，接收带通滤波器的输出信号的幅度为223.6mV，高斯噪声的功率谱密度为 $N_0 = 5 \times 10^{-10}$ 。相干接收的最佳误码率 = ?

解：由于，

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b}{2N_0} = \frac{A^2}{2R_b N_0} = \frac{0.2236^2}{2 \times 5 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-10}} = 10$$

于是，  $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{20}\right) = 3.87 \times 10^{-6}$

**注意：**虽然这里的噪声 $N_0$ 更为严重，但即使 $E_b/N_0$ 低一些，2PSK误码率仍更低。

**2PSK的误码性能明显优于2ASK与2FSK！**

# 5.3 2PSK与2DPSK

LPF

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{2N_0B_{LPF}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

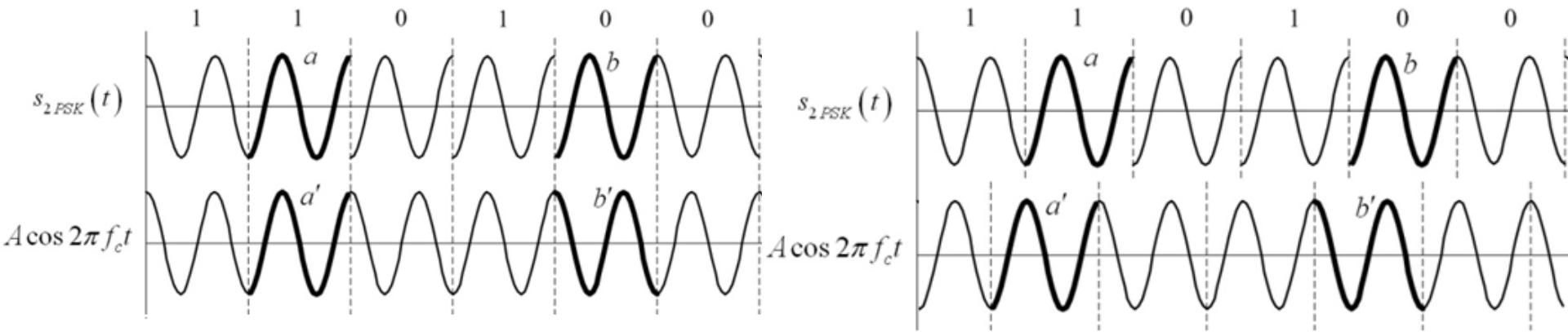
MF

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E'_b}{N'_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

评述：

1. 2PSK的 $P_e$ 与双极性NRZ基带传输系统的相同；
2. 2PSK的抗噪性能比2ASK、2FSK好。
3. 但这种系统需要进行载波同步，其复杂度要高出许多。

## 5.3 2PSK与2DPSK



本地振荡存在着“不确定性反相”的问题，即0与1颠倒的问题！

解决方法：与差分编码相结合  **2DPSK**

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 5.3.2 2DPSK（二进制差分相移键控）

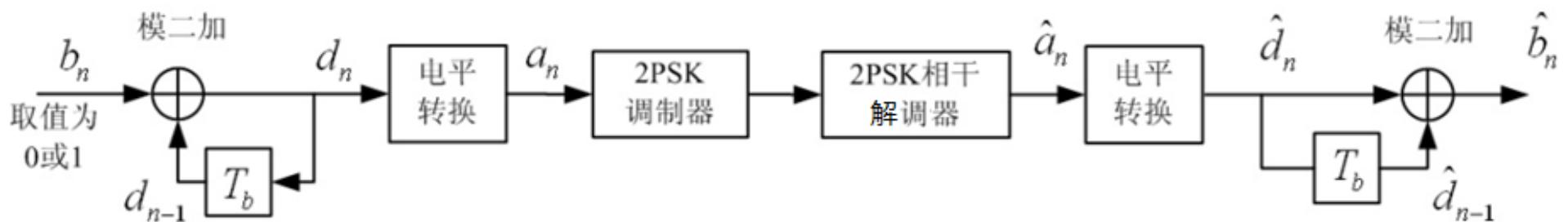
2DPSK = 2PSK + 差分编码



解决不确定  
性反相问题

在2PSK基础上，分别在发送端与接收端增加差分编解码器。

### 1. 基本原理



差分编、解码器的工作原理

$$d_n = b_n \oplus d_{n-1}$$

$$\hat{b}_n = \hat{d}_n \oplus \hat{d}_{n-1}$$

$b_n$  与  $\hat{b}_n$  —— 绝对码，  $d_n$  与  $\hat{d}_n$  —— 相对码

2DPSK 信号其实是传输  $\{d_n\}$  的 2PSK 调制信号

## 5.3 2PSK与2DPSK

**例：**2DPSK信号产生过程中各码元的变换以及与载波相位变化的关系

绝对码  $\{b_n\}$       1    0    0    1    0    0    1    1

$$d_n = b_n \oplus d_{n-1}$$

相对码  $\{d_n\}$       1    0    0    0    1    1    1    0    1

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

相位  $\{\theta_n\}$       0     $\pi$      $\pi$      $\pi$     0    0    0     $\pi$     0

载波相位的变化

$(\theta_n - \theta_{n-1})$        $\pi$     0    0     $-\pi$     0    0     $\pi$      $-\pi$

载波相位与信息比特（绝对码）的关系：“1——相位变化”

“0——相位不变”

2DPSK通过相邻时隙载波相位的变化与否来“携带”信息

## 5.3 2PSK与2DPSK

**例：2DPSK信号的接收过程**

(1) 传输后结果正确，则差分解码的过程为：

2PSK 解调结果  $\{\hat{a}_n\}$  -1 -1 -1 +1 +1 +1 -1 +1

相对码  $\{\hat{d}_n\}$  1 0 0 0 1 1 1 0 1

$\hat{b}_n = \hat{d}_n \oplus \hat{d}_{n-1}$  绝对码  $\{\hat{b}_n\}$  1 0 0 1 0 0 1 1

(2) 传输后结果反相，则差分解码的过程为：

2PSK 解调结果  $\{\hat{a}_n\}$  +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1

相对码  $\{\hat{d}_n\}$  ① 1 1 1 0 0 0 1 0

绝对码  $\{\hat{b}_n\}$  ② 0 0 1 0 0 1 1

初值的选取最  
多影响第一位  
接收结果，而  
不影响后面的

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 2. 相干解调及其误码性能

2DPSK相干解调系统 → 2PSK相干解调器 + 差分解码器

解码器的最后输出:

$$\hat{b}_n = \hat{d}_n \oplus \hat{d}_{n-1}$$

如果传输中发生错误, 差分解码将导致更多的码元错误!

2PSK 解调结果 $\{\hat{a}_n\}$	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1
相对码 $\{\hat{d}_n\}$	1	0	1	0	1	1	1	0
绝对码 $\{\hat{b}_n\}$	1	1	1	0	0	1	1	1

## 5.3 2PSK与2DPSK

2DPSK的误码率接近2PSK的2倍：

$$P_{ed} \approx 2P_{e-2PSK}$$

$$P_{ed} \approx 2P_{e-2PSK} = \begin{cases} 2Q(\sqrt{E_b/N_0}) & LPF \text{接收} \\ 2Q(\sqrt{2E_b/N_0}) & MF \text{接收} \end{cases}$$

# 5.3 2PSK与2DPSK

说明：

表 5.3.1  $\hat{b}_n$  的误码情况

$$\hat{b}_n = \hat{d}_n \oplus \hat{d}_{n-1}$$

$\hat{d}_{n-1}$	$\hat{d}_n$	$\hat{b}_n = \hat{d}_n \oplus \hat{d}_{n-1}$
正确	正确	正确
错误	正确	错误
正确	错误	错误
错误	错误	正确

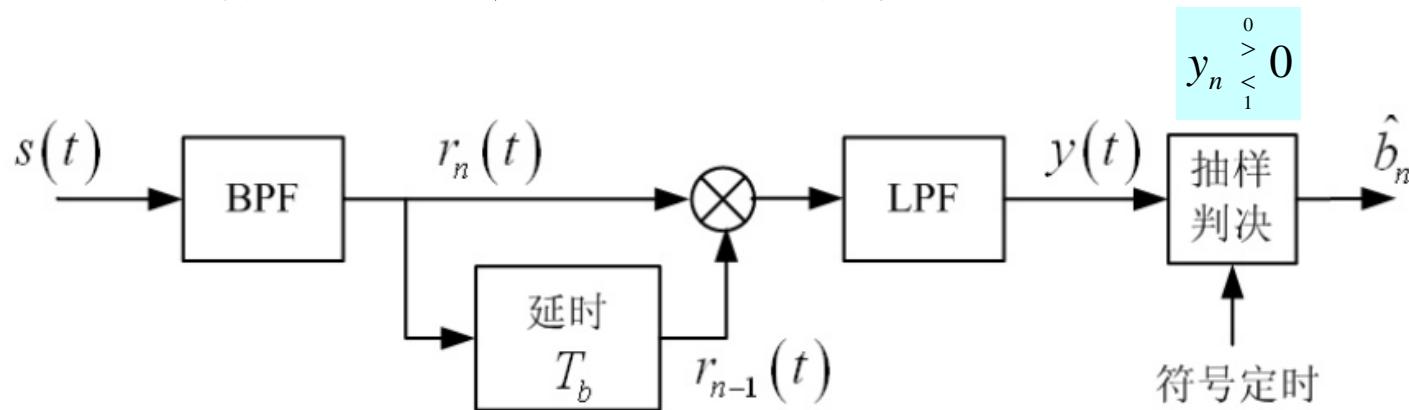
各码元经 2PSK 传输后是否错误是彼此独立的

$$\begin{aligned} P_{ed} &= P[\hat{b}_n \text{ 错误}] \\ &= P[(\hat{d}_{n-1} \text{ 错误}) \cap (\hat{d}_n \text{ 正确})] + P[(\hat{d}_{n-1} \text{ 正确}) \cap (\hat{d}_n \text{ 错误})] \\ &= P_{e-2PSK}(1 - P_{e-2PSK}) + (1 - P_{e-2PSK})P_{e-2PSK} \\ &= 2P_{e-2PSK}(1 - P_{e-2PSK}) \approx 2P_{e-2PSK} \end{aligned}$$

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 3. 差分检测

2DPSK另一种重要的接收方法 ——差分检测



**核心思想:**

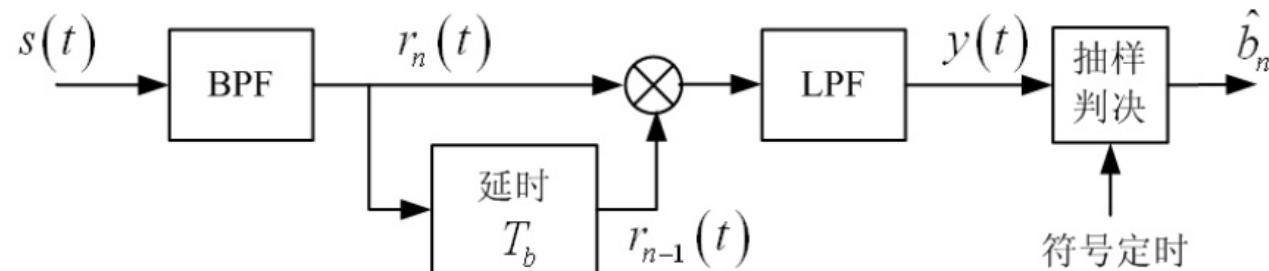
比较两个相邻时隙上信号的相位，计算相位差，从而直接还原出绝对码（信息比特） $\hat{b}_n$

**特点:** 不需要本地振荡信号 ——非相干解调

# 5.3 2PSK与2DPSK

**接收过程:**

(暂不考虑噪声)



接收信号:  $r(t) = A \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = a_n A \cos 2\pi f_c t \quad a_n = \pm 1$

则:  $r_{n-1}(t) \approx a_{n-1} A \cos 2\pi f_c t, \quad r_n(t) \approx a_n A \cos 2\pi f_c t$

$$y(t) = LPF[r_{n-1}(t) \times r_n(t)] \approx \frac{1}{2} a_n a_{n-1} A^2$$

表 5.3.1 差分相干解调的判决准则,

$$y_n \begin{cases} > 0 \\ < 1 \end{cases}$$

信息比特 $b_n$	$a_{n-1}$ 与 $a_n$ 的关系	$y(t)$	判决结果 $\hat{b}_n$
0	两者相同	$A^2/2$	0
1	两者不同	$-A^2/2$	1

编码过程:  
“1变0不变”



## 5.3 2PSK与2DPSK

实际过程中，噪声总是存在的，这种接收系统的误码性能：  
（推导从略）

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_n^2}\right) = \frac{1}{2} e^{-\gamma}$$

其中， $\gamma = A^2 / (2\sigma_n^2) = A^2 / (2N_0 B_{BPF})$

折算为  $E_b / N_0$  时， $\gamma = \frac{A^2}{2N_0 B_{BPF}} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{R_b}{B_{BPF}} = \frac{E_b}{N_0}$

其中： $E_b = \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt = \frac{A^2 T_b}{2}$

$B_{BPF}$  取最小理论值  $R_b$

结论：差分检测的性能不如相干解调。

原因：差分检测中乘法器的两个支路含有噪声，相乘后噪声增大了。

## 5.3 2PSK与2DPSK

例5.6 假定2DPSK系统的传输率为5Mbps，接收带通滤波器的输出信号的幅度为223.6mV，高斯噪声的功率谱密度为 $N_0 = 5 \times 10^{-10}$ 。求相干接收与差分检测的误码率=？

解： 
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b}{2N_0} = \frac{A^2}{2R_b N_0} = \frac{0.2236^2}{2 \times 5 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-10}} = 10$$

相干接收时误码率为：

$$P_b = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = 2Q\left(\sqrt{20}\right) = 7.74 \times 10^{-6}$$

差分检测时误码率为：

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-E_b/N_0} = \frac{1}{2} e^{-10} = 2.3 \times 10^{-5}$$

# 5.3 2PSK与2DPSK

## 5.3.3 载波同步

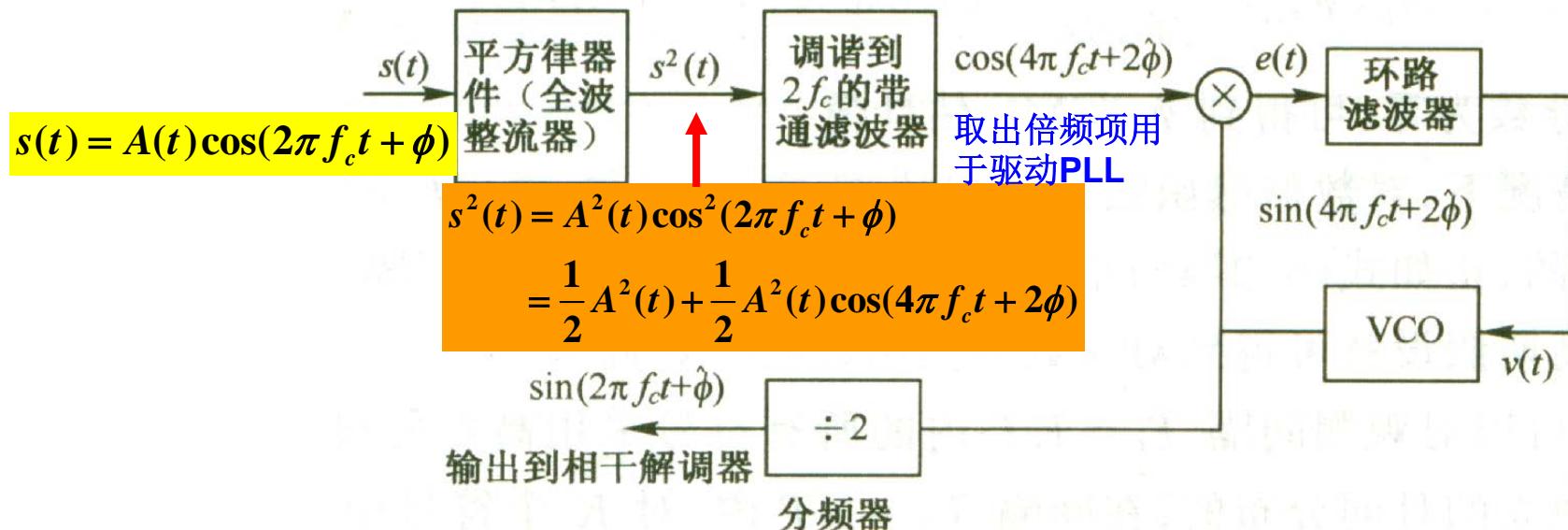
相干解调时，接收端需要提供与传输信号同频同相的本地振荡

——载波同步

两种方法：平方环；科斯塔斯环

### ● 平方环

接收机将接收信号平方，生成一个 $2f_c$ 频率分量，用该分量驱动一个调谐在 $2f_c$ 上的锁相环PLL



## 5.3 2PSK与2DPSK

**相位模糊问题：**二分频器输出的正弦波存在  $0$  与  $\pi$  相位的不确定性，从而造成 2PSK 解调的“不确定性反相”问题。

**其他缺点：**平方环同步器工作在 2 倍载频上，这使电路的实现与调测很困难。

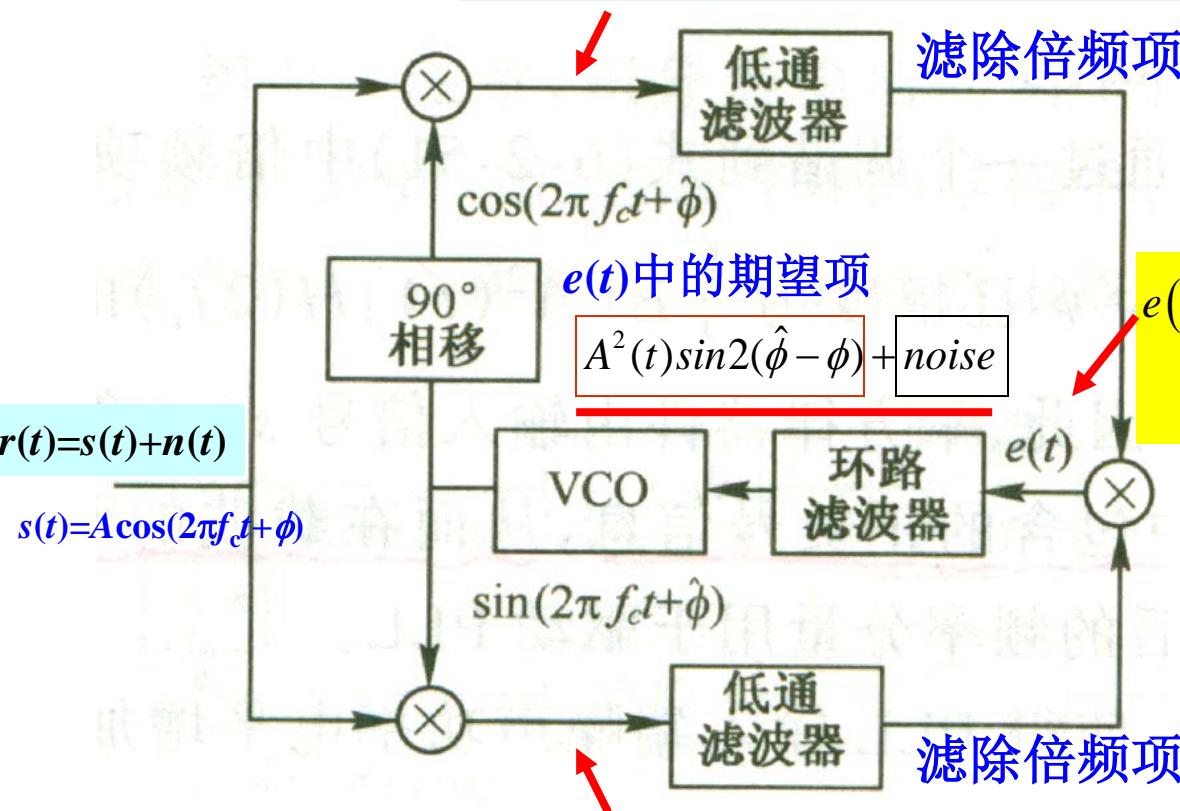
# 5.3 2PSK与2DPSK

## ● 科斯塔斯环

(同相正交环)

$$y_c(t) = [s(t) + n(t)] \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi})$$

$$= \frac{1}{2} [A(t) + n_c(t)] \cos \Delta\phi + \frac{1}{2} n_s(t) \sin \Delta\phi + \text{倍频项}$$



误差信号:

$$e(t) = \frac{1}{8} \left\{ [A(t) + n_c(t)]^2 - n_s^2(t) \right\} \sin(2\Delta\phi) - \frac{1}{4} n_s(t) [A(t) + n_c(t)] \cos(2\Delta\phi)$$

# 5.4 QPSK与DQPSK

**QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 四相移键控 4PSK**

- 是一种多元(4元)数字频带调制方式;
  - 利用4种离散的相位状态传输四元符号序列。
- 兼有两方面的特性:  $\left\{ \begin{array}{l} (1) \text{ 采用了 4 种相位;} \\ (2) \text{ 采用了正交的载波。} \end{array} \right.$

## 5.4.1 QPSK基本原理

**QPSK信号**

$$s_{QPSK}(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (n-1)T_s \leq t \leq nT_s$$

$\theta_n$  —— 取值有四种可能, 以传送的四元符号

常用的4种相位值有两套: **A方式, B方式**

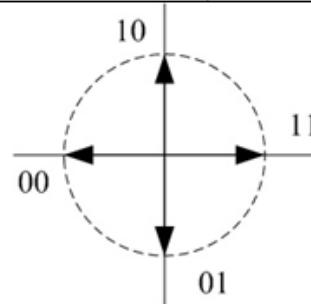
# 5.4 QPSK与DQPSK

QPSK 的两套相位值:

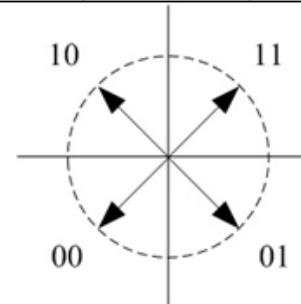
4个相位取值等间距地分布在 $2\pi$ 相位中

四元	比特对 (格雷码)	A 方式		B 方式	
		角度	弧度	角度	弧度
0	00	$180^\circ$	$\pi$	$225^\circ$	$5\pi/4$
1	01	$270^\circ$	$3\pi/2$	$315^\circ$	$7\pi/4$
2	11	$0^\circ$	0	$45^\circ$	$\pi/4$
3	10	$90^\circ$	$\pi/2$	$135^\circ$	$3\pi/4$

相位矢量图:



A方式



B方式

$$\theta_{n-\text{A方式}} = [\pi + (\text{四元符号值}) \times \pi/2] \bmod 2\pi$$

$$\theta_{n-\text{B方式}} = [5\pi/4 + (\text{四元符号值}) \times \pi/2] \bmod 2\pi$$

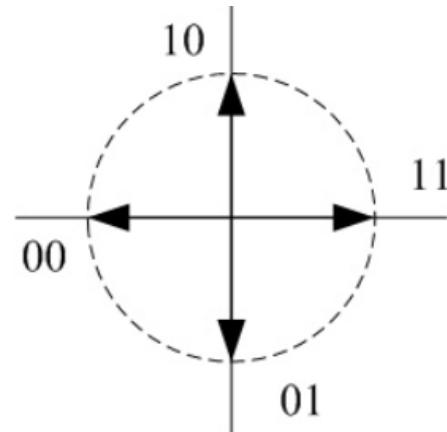
- ◆两种方式本质上是一样的，只是相差了 $\pi/4$ ；
- ◆相位值与比特对的对应规则：格雷编码

## 5.4 QPSK与DQPSK

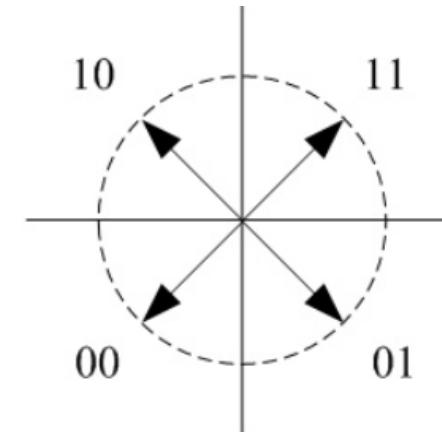
**格雷码好处：**相邻相位对应的符号中只有 1 位不同，相位错误通常只导致有 1 个比特的损失。

表 5.4.1 格雷编码的主要特点

相位 (B 方式)	比特对	不同位
$-\pi/4$	01	左边比特: x1
$\pi/4$	11	
$3\pi/4$	10	右边比特: 1x



A方式



B方式

# 5.4 QPSK与DQPSK

## 2. QPSK 与两路正交 2PSK

由: 
$$\begin{aligned}s_{QPSK}(t) &= A \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \\&= A(\cos \theta_n \cos 2\pi f_c t - \sin \theta_n \sin 2\pi f_c t)\end{aligned}$$

四元符号与( $\cos \theta_n$ , $\sin \theta_n$ )等的对应关系

四元符号	比特对 ( $b_{1n}, b_{0n}$ )	比特对的双极性形式 ( $a_{Qn}, a_{In}$ )	相位 $\theta_n$	矢量坐标 ( $\cos \theta_n, \sin \theta_n$ )
0	00	-1	$-\frac{\pi}{4}$	$-\sqrt{2}/2$
1	01	-1	$\frac{3\pi}{4}$	$+\sqrt{2}/2$
2	11	+1	$\frac{\pi}{4}$	$+\sqrt{2}/2$
3	10	+1	$\frac{7\pi}{4}$	$-\sqrt{2}/2$

采用格雷码时, 比特对 ( $b_{1n}, b_{0n}$ ) 的双极性形式 ( $a_{Qn}, a_{In}$ ) 满足:

$$a_{In} = \sqrt{2} \cos \theta_n$$

$$a_{Qn} = \sqrt{2} \sin \theta_n$$



$$\begin{cases} \cos \theta_n = a_{In} / \sqrt{2} \\ \sin \theta_n = a_{Qn} / \sqrt{2} \end{cases}$$

代入上式

## 5.4 QPSK与DQPSK

因此:

$$\begin{aligned}s_{QPSK}(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} \left[ a_{In} \cos 2\pi f_c t - a_{Qn} \sin 2\pi f_c t \right] \\&= \frac{A}{\sqrt{2}} \left[ s_{I\_PSK}(t) - s_{Q\_PSK}(t) \right]\end{aligned}$$

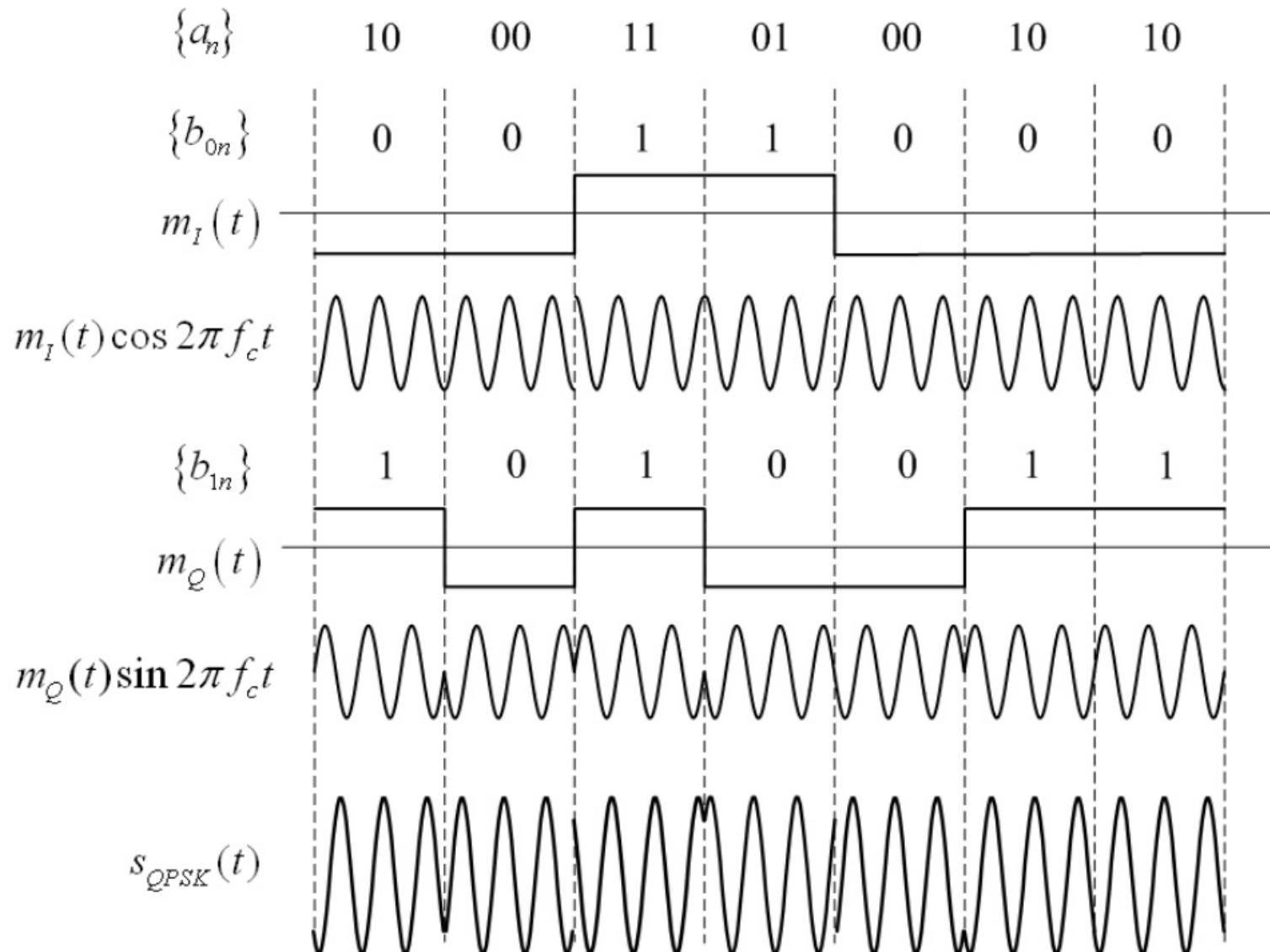
结论:

**QPSK**实质上是一种正交调制，它等于两路正交的**2PSK**叠加。

两路正交**2PSK**:

将四元序比特对 $\{a_n\}$ 排列成高比特位 $\{b_{In}\}$ 和低比特位 $\{b_{Qn}\}$ ，分别生成两路**2PSK**信号。

## 5.4 QPSK与DQPSK



# 5.4 QPSK与DQPSK

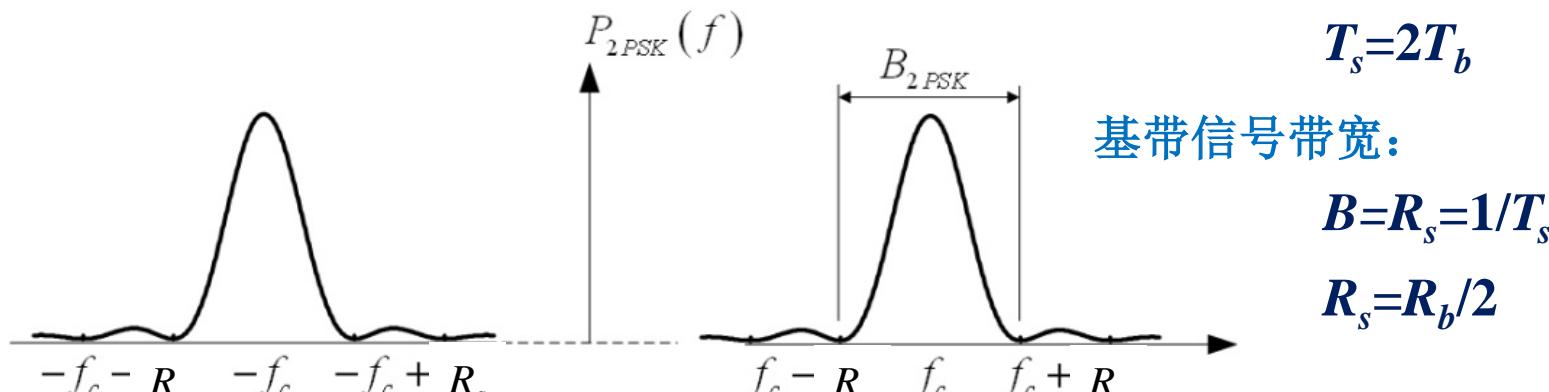
## 3. 功率谱与带宽

- 对于正交信号：
- ◆ 和信号的相关函数是它们相关函数之和；
  - ◆ 和信号的功率谱是它们的功率谱之和。

由于两路正交 $2\text{PSK}$ 信号的功率谱形状和载波位置都相同，所以：

**QPSK信号的功率谱：**与 $2\text{PSK}$ 的功率谱完全一样。

注意：将原来的 $T_b$ 更换为 $T_s$



**QPSK信号的带宽：** 
$$B_{QPSK} = 2B = 2R_s = \frac{1}{2}B_{2\text{PSK}}$$

QPSK 每个时隙传输两比特，频带利用率是  $2\text{PSK}$  的两倍。

## 5.4 QPSK与DQPSK

例：QPSK系统输入的二进制序列 011010011100，求：

- (1) 在格雷编码时系统采用的4元符号序列；
- (2) 载波相位序列（B方式）；
- (3) 同相与正交支路的比特序列；
- (4) 传输率为4800bps时需要的带宽。

解：(1) 四元符号序列：01 10 10 01 11 00，

格雷编码比特对序列：01 11 11 01 10 00；

格雷编码时系统采用的4元符号序列：122130

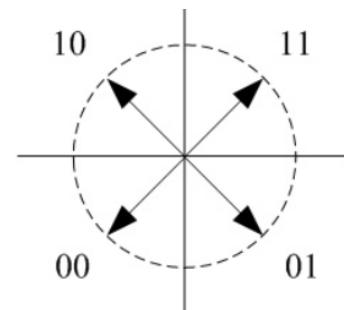
(2) 载波相位： $\frac{7\pi}{4}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$ ；

(3) 同相支路  $\{b_{0n}\}$ ：1 1 1 1 0 0；

正交支路  $\{b_{1n}\}$ ：0 1 1 0 1 0；

(4)  $R_s = R_b / 2 = 2400$  baud,  $B_{QPSK} = 2R_s = 4800$  Hz

四元	比特对 (格雷码)
0	00
1	01
2	11
3	10



# 5.4 QPSK与DQPSK

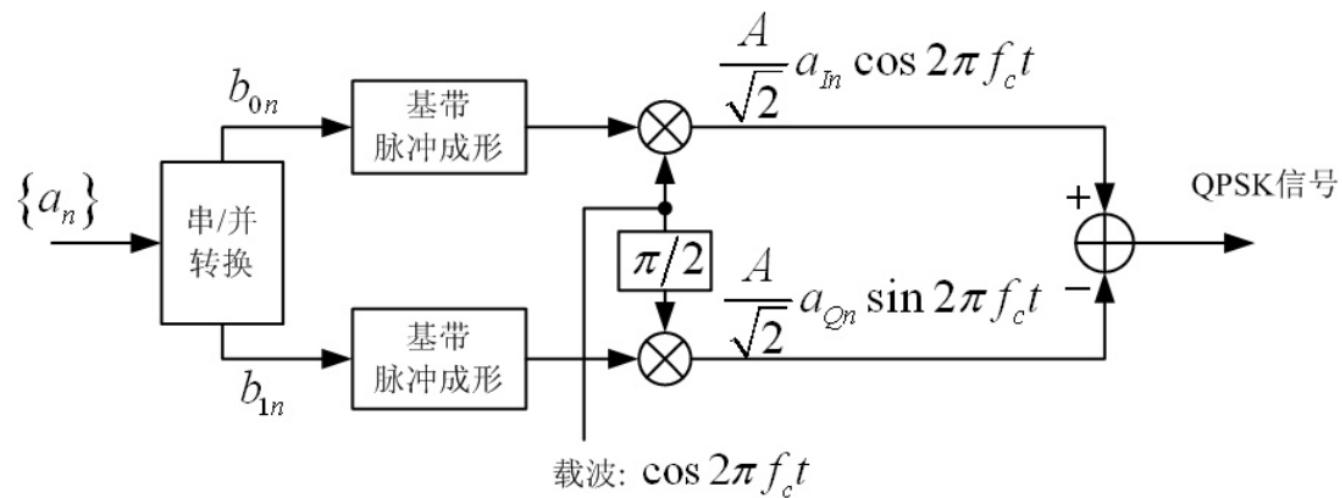
## 5.4.2 QPSK 的调制解调方法及误比特性能

### 1. 调制解调方法

$$s_{QPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [a_{In} \cos 2\pi f_c t - a_{Qn} \sin 2\pi f_c t]$$

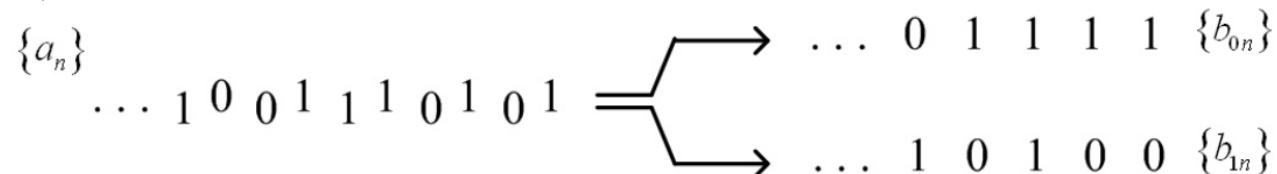
**基本思想：** 基于“**QPSK等效于两路正交的2PSK之和**”

调制器：



要点：

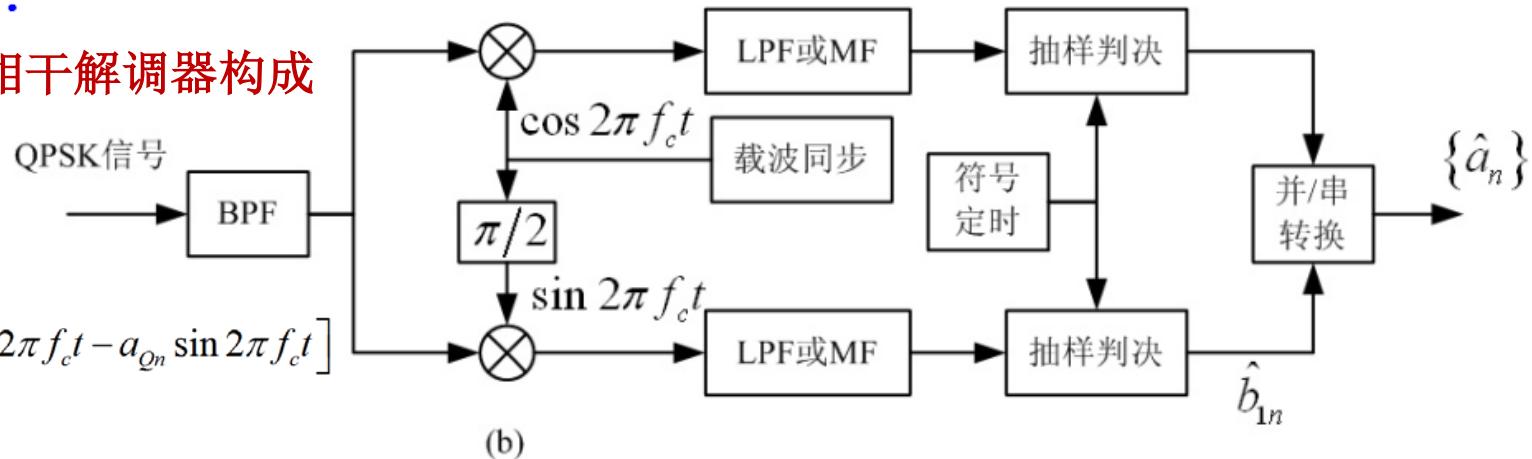
**串并变换：** 将信息序列拆分为两个二元序列，在一个  $T_s$  上同时发送 2 个比特。



# 5.4 QPSK与DQPSK

解调器：

由上下支路的相干解调器构成



- 解调器中的上下支路分别是同相与正交支路

- ◆同相支路中，只有  $\frac{A}{\sqrt{2}} a_{In} \cos 2\pi f_c t$  分量起作用；

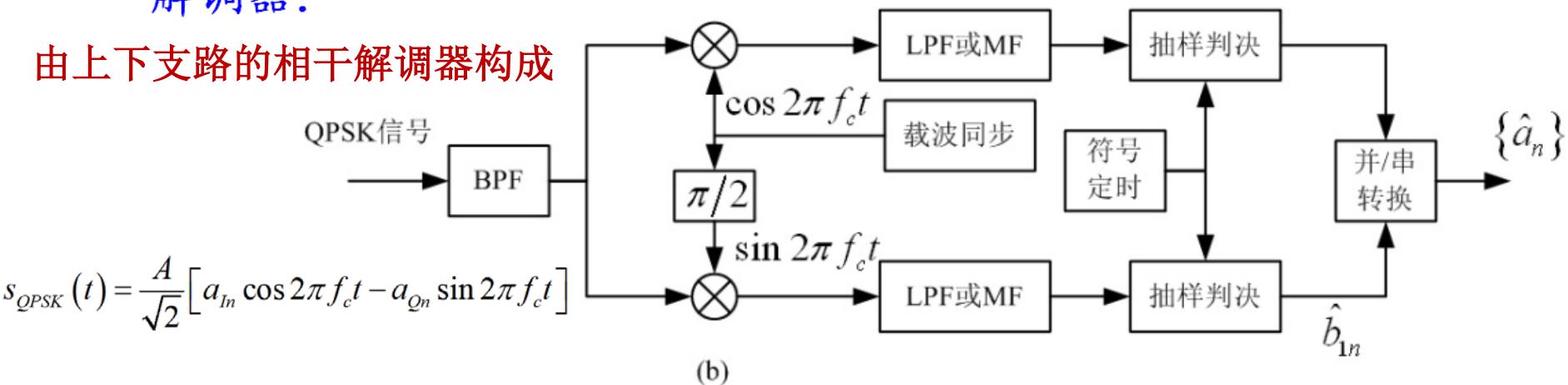
- ◆正交支路中，只有  $\frac{A}{\sqrt{2}} a_{Qn} \sin 2\pi f_c t$  分量起作用；

- 同相与正交支路是彼此独立工作的

## 5.4 QPSK与DQPSK

解调器：

由上下支路的相干解调器构成



例如，在上支路的相乘器之后，

$$s(t) \cos 2\pi f_c t = \frac{A}{\sqrt{2}} a_{In} \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t$$

$$-\frac{A}{\sqrt{2}} a_{Qn} \sin 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t$$

后一项是 $f_c$ 的二次频率项，将被LPF完全滤出。

# 5.4 QPSK与DQPSK

## 2. 误比特性能

QPSK 的每个四元符号所包含的两个比特都独立、并行地按 2PSK 传输，各比特的传输误比特率均为  $P_{b\_2PSK}$  (相干2PSK的误比特率)。所以，

**QPSK的误比特率：**

$$P_b = P_{b\_2PSK}$$

**结论： QPSK系统与2PSK系统具有完全相同的误比特性能！**

## 3. 载波同步

为了**相干解调**，接收端需要提供与**传输信号同频同相**的本地振荡；

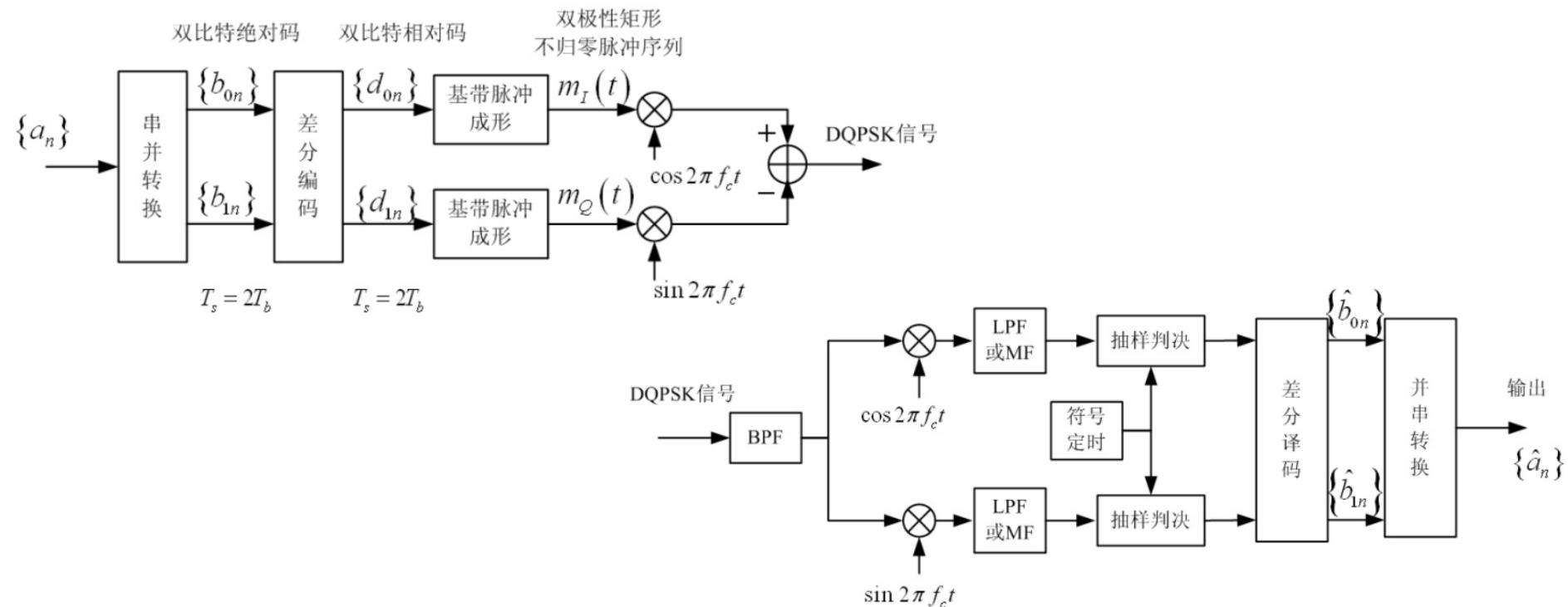
**QPSK载波同步单元：**平方环、科斯塔斯环.....

# 5.4 QPSK与DQPSK

## 5.4.3 DQPSK

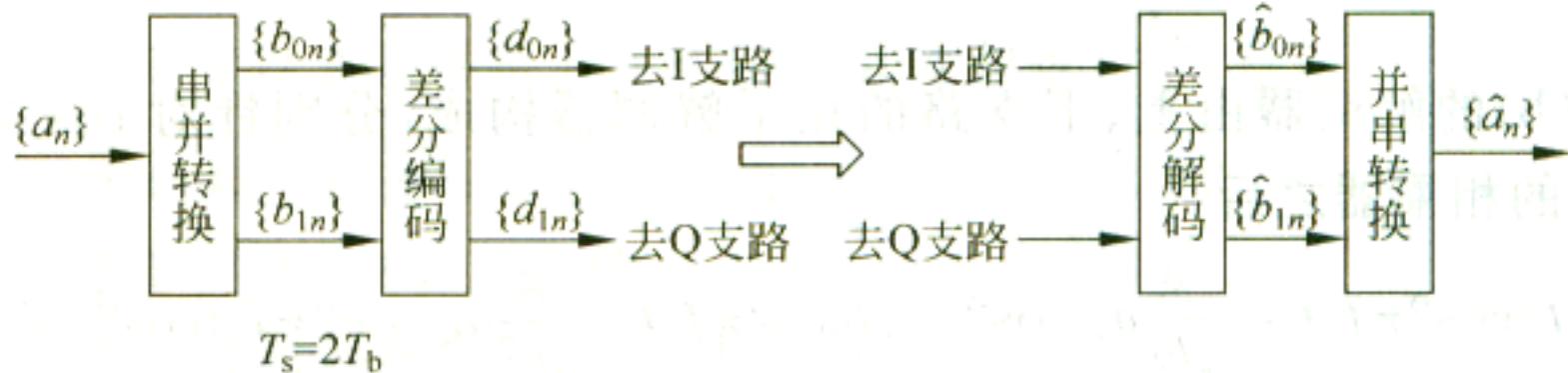
QPSK 信号的相干解调器也会出现“不确定性反相”现象，(四重相位模糊)同样，解决这一问题的主要方法是使用 **DQPSK** (差分四相移键控)。

**DQPSK：**在QPSK基础上增加差分编、解码单元



# 5.4 QPSK与DQPSK

## DQPSK系统的差分编解码单元



$$D_n = D_{n-1} + B_n \quad (\text{模4})$$

$$\hat{B}_n = \hat{D}_n - \hat{D}_{n-1} \quad (\text{模4})$$

**B<sub>n</sub>, D<sub>n</sub>:** 比特对对应的4元符号

显见，原符号**B**是新符号**D**的变化量，用相位值传送**D**就相当于用相位差传送**B**

DQPSK本质上是利用两个相邻时隙的4种相位变化（0, π/2, π, 3π/2）来承载四元符号（0, 1, 2, 3）

# 5.4 QPSK与DQPSK

从相位差来看： DQPSK系统的映射规则：

比 特 对 $(b_{1n}, b_{0n})$	四 元 符 号 $B_n$	相 位 差 $\Delta\theta = \theta_n - \theta_{n-1}$
00	0	0
01	1	$-3\pi/2$ 或 $+\pi/2$
11	2	$-\pi$ 或 $+\pi$
10	3	$-\pi/2$ 或 $+3\pi/2$

例： DQPSK系统输入的二进制序列 011010011100， 求：

- (1) 相应的载波相位差；
- (2) 相应的绝对载波相位（初始相位为 $\pi/4$ ）；

输入序列表示成“比特对”序列： 01 10 10 01 11 00

对应的载波相位差：  $\pi/2$   $-\pi/2$   $-\pi/2$   $\pi/2$   $\pi$  0 

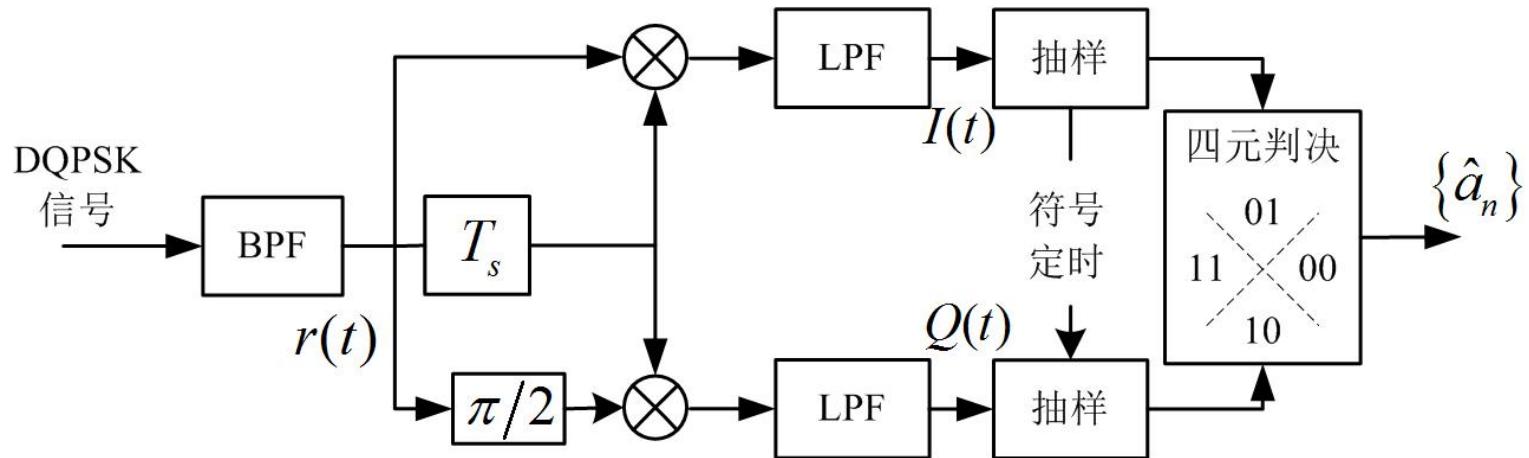
相应的绝对载波相位：  $3\pi/4$   $\pi/4$   $7\pi/4$   $\pi/4$   $5\pi/4$   $5\pi/4$

$$\theta_n = \theta_{n-1} + \Delta\theta_n$$

# 5.4 QPSK与DQPSK

## DQPSK差分检测

类似于2DPSK，DQPSK也可用非相干差分检测方法来接收



$$\phi_n = \arctan(Q_n / I_n) \text{ 对应于载波相位差}$$

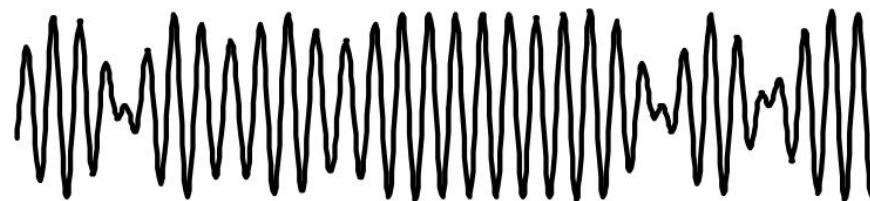
判断出  
→

当前时隙传输的符号

# 5.4 QPSK与DQPSK

## 5.4.4 OQPSK与 $\pi/4$ DQPSK

**背景：** QPSK采用相位调制，理论上，其波形的包络是恒定的；但由于波形在时隙边界处具有间断  $\rightarrow$  带宽增加！为了限制带宽，常采用无ISI的基带成形脉冲  $\rightarrow$  QPSK信号不再保持恒定的包络！



而在实际应用中，青睐于恒包络信号，优点：可以采用非线性放大，放大器效率高、易于实现。

为了降低QPSK信号的包络起伏程度  $\rightarrow$  QPSK的改进  
解决措施  $\rightarrow$  OQPSK,  $\pi/4$ DQPSK  
改进的思路：减小相位跳变！

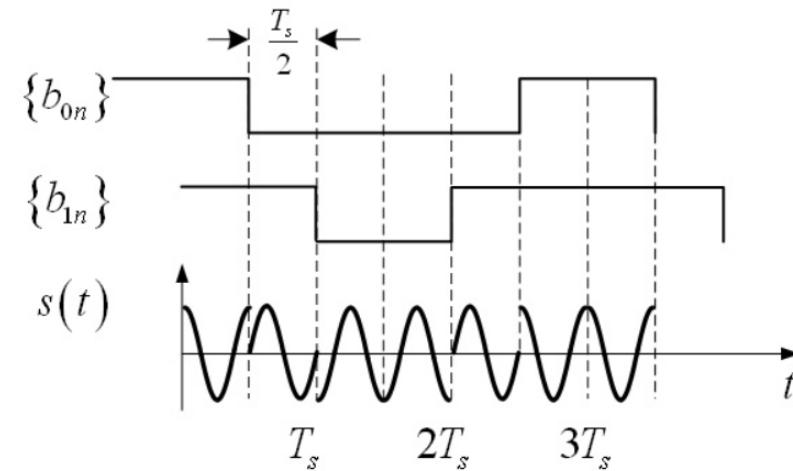
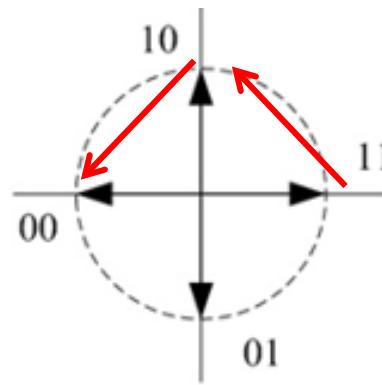
# 5.4 QPSK与DQPSK

## 1. OQPSK (偏移正交相移键控 Offset QPSK)

分析：

- QPSK信号带外旁瓣高的原因——相位最大跳变为 $\pm\pi$
- 减小相位跳变的有效方法：使两个正交支路的2PSK信号相互错开 $T_s/2$ 的时间，使相位改变不同时发生。

合成信号的相位变化减小为 $\pm\pi/2$



OQPSK调制解调框图：在QPSK正交支路加上相应的延迟环节即可

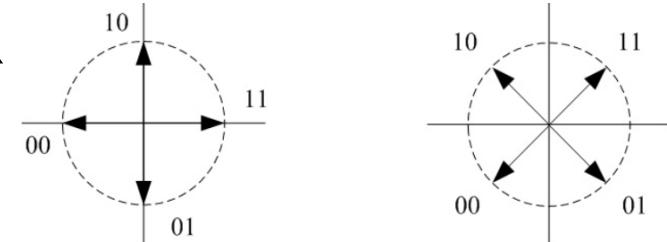
OQPSK抗噪声性能：与QPSK相同

# 5.4 QPSK与DQPSK

## $\pi/4$ DQPSK

- 特点：**
- 调制方式交替地使用两套矢量图（相差 $\pi/4$ ）产生波形；  
(当前时隙信号相位位于**a**图，下一时隙的相位必定位于**b**图，相对于上次点的相位变化为 $\pm\pi/4$  或  $\pm3\pi/4$ )
  - 选取规则由下表决定：

四元符号值	比特对	相位差
0	00	$\pi/4$
1	01	$3\pi/4$
2	11	$-3\pi/4$
3	10	$-\pi/4$



- 信号的最大相位变化为  $\pm3\pi/4$ ;
- 调制时符号实际上对应于相邻时隙的相位差
- 调制解调框图与**DQPSK**基本一样; ——本质上是差分编码
- 相关解调时抗噪声性能也与**DQPSK**完全一样。

## 5.4 QPSK与DQPSK

**应用：** $\pi/4$  DQPSK +  $\alpha=0.35$  平方根升余弦滤波器，应用于北美第二代数字蜂窝移动通信IS-136中。

**例：** $\pi/4$  DQPSK系统输入的二进制序列 011010011100，求：

- (1) 相应的载波相位差；
- (2) 相应的绝对载波相位（初始相位为 $\pi/4$ ）

**解：**

输入序列表示成“比特对”序列： 01 10 10 01 11 00

对应的载波相位差：  $\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, \frac{\pi}{4}$  ; 

相应的绝对载波相位：  
 $\theta_n = \theta_{n-1} + \Delta\theta_n$        $\pi, \frac{3\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{4}$ 。

比特对	相位差
00	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
11	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$

# 5.5 基本频带调制的讨论

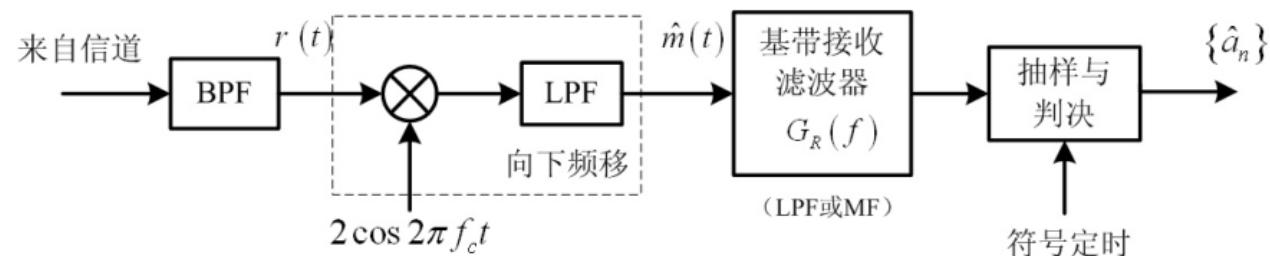
## 5.5.1 ASK与FSK相干解调

### (1) 2ASK (与2PSK比较)

**相同之处:**

●信号表达式:  $s(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t$

●相干解调框图: (频谱向下搬移, 是频带信号的通用解调方法)



**不同之处:**  $m(t)$ 是单极性信号, 判决门限:  $A/2$

**误码分析:** 可以通过等效的二元基带传输系统求得

相干MF接收时:  $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E'_b}{N'_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$

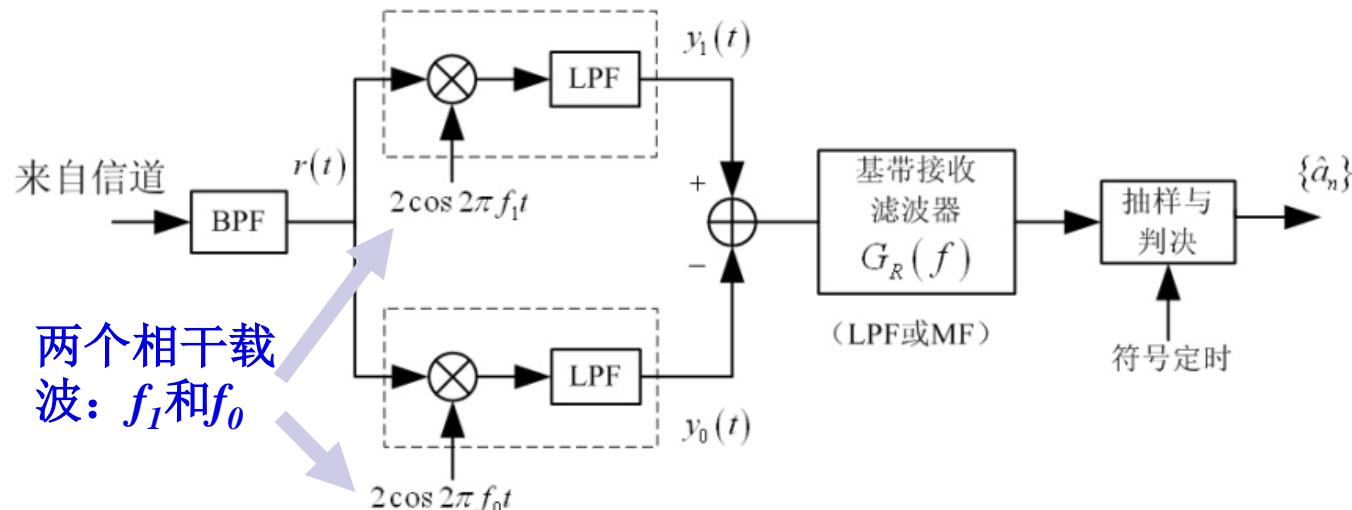
$E_b$  : 2ASK信号平均码元能量  
 $E'_b$  : 等效基带信号平均能量

其中:  $N'_0 = 2N_0$      $E_b = \frac{1}{2} \left[ \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_c t)^2 dt + 0 \right] = \frac{A^2 T_b}{4} = \frac{1}{2} E'_b \rightarrow E'_b = 2E_b$

# 5.5 基本频带调制的讨论

## (2) 2FSK

- 2FSK相干解调由两个2ASK“互补”支路合并而成：



- 互补支路合并后形成的基带信号是双极性，因此，判决门限为0
- 可以证明：2FSK相干解调的误码性能与2ASK相同：

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E'_b}{N'_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

其中：

$$E_b = \frac{1}{2} \left[ \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_0 t)^2 dt + \int_0^{T_b} (A \cos 2\pi f_1 t)^2 dt \right] = \frac{A^2 T_b}{2}$$

# 5.5 基本频带调制的讨论

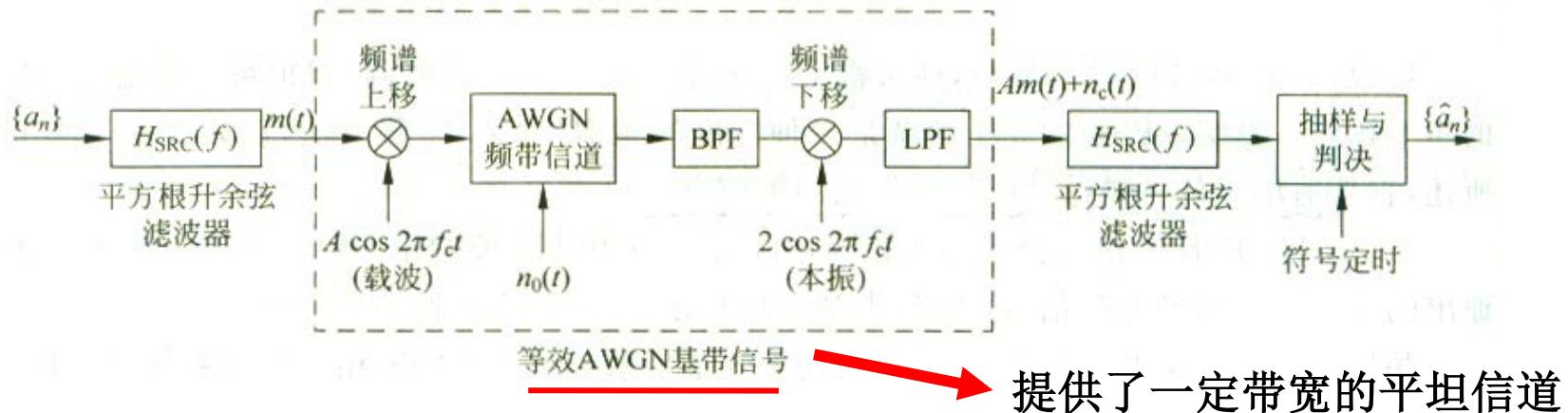
## 5.5.2 无ISI传输

回顾：

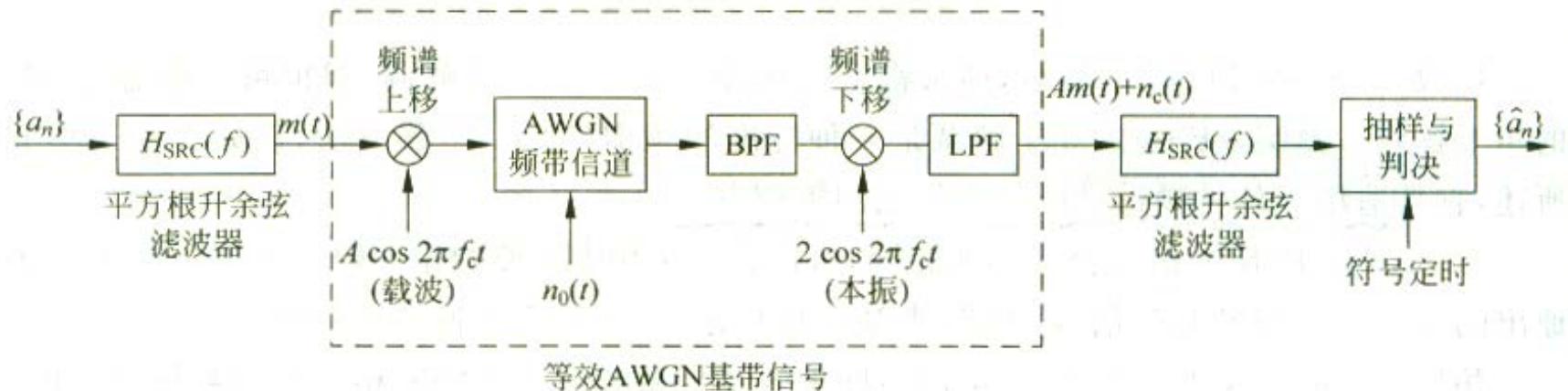
- 频带传输系统 等效于 码元序列 $\{a_n\}$ 经过等效基带传输
- 频带信道、BPF、LPF等单元总是带宽有限的，所形成的等效基带信道也是带限的。

为了实现可靠传输，频带传输系统中应该进行无ISI设计！

如：2PSK系统： 可按第4章方法设计传输系统



# 5.5 基本频带调制的讨论



**要点:**

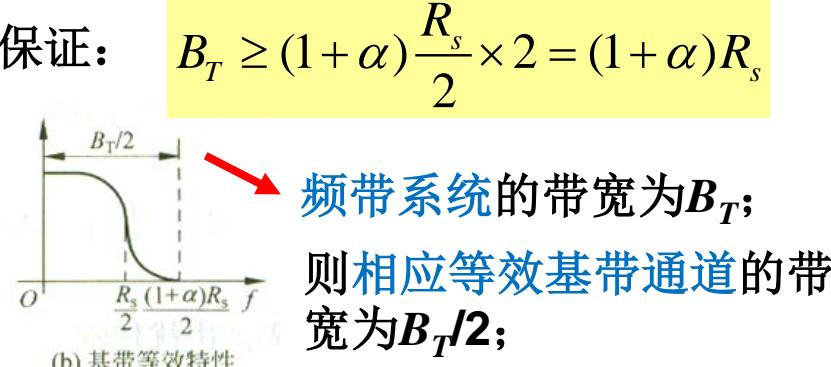
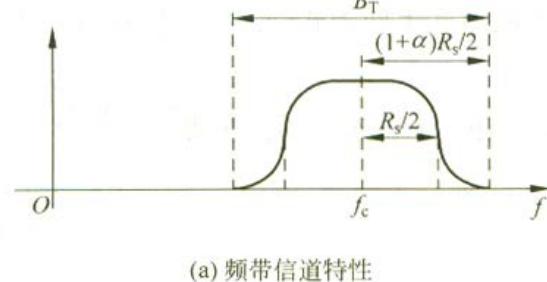
- 基带发送与接收滤波器采用**平方根升余弦滤波器**

幅频特性:  $|H_{SRC}(f)| = \sqrt{H_{RC}(f)}$

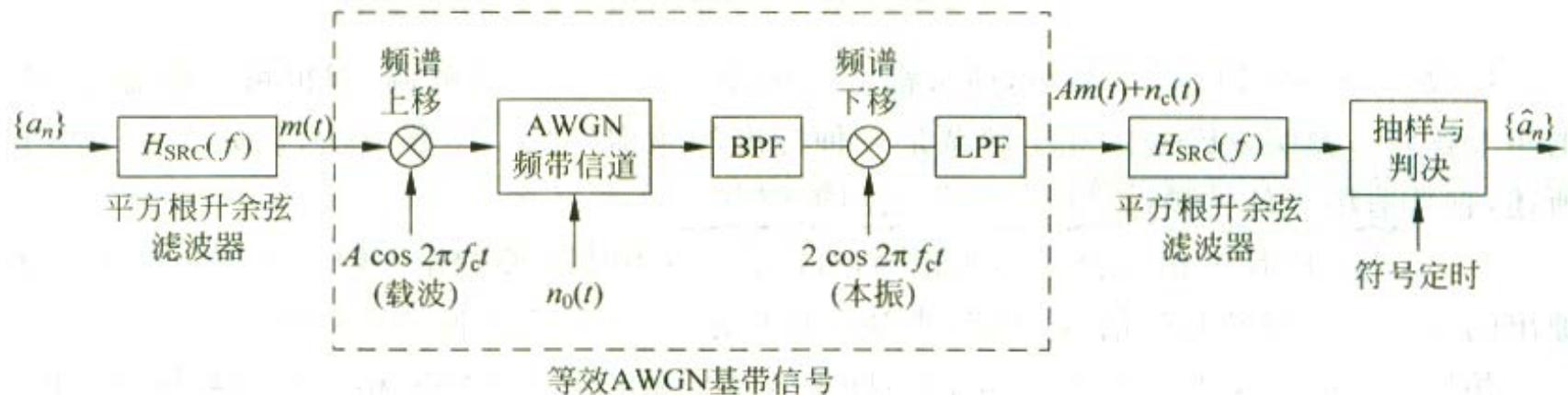
相位特性: 采用线性函数, 只考虑一定的时延 $\tau$

- 使  $H_{RC}(f)$  的 **6dB带宽为  $R_s/2$** , 并保证:  $B_T \geq (1+\alpha) \frac{R_s}{2} \times 2 = (1+\alpha)R_s$

传输系统总的频带  
和基带频率特性:



# 5.5 基本频带调制的讨论



**要点:**

3. 系统的最大码元传输速率:  $R_s = \frac{B_T}{1+\alpha}$  (Baud)

频带利用率:  $\eta = \frac{R_s}{B_T} = \frac{1}{1+\alpha}$  (Baud/Hz)

例: 二元系统:  $\eta = \frac{1}{1+\alpha}$  (bps/Hz)

QPSK系统:  $\eta = \frac{2}{1+\alpha}$  (bps/Hz)

# 5.5 基本频带调制的讨论

例：电话线频带为：300~3300Hz，码率：2400 Baud.

- 求：
1. 载频；
  2. 升余弦滤波器的滚降系数；
  3. QPSK调制时，频带利用率。

解：

1. 载频：选择频带中央  $f_c = \frac{300 + 3300}{2} = 1800\text{Hz}$

2. 升余弦滚降系数：

$$B_T \geq (1 + \alpha)R_s \rightarrow \alpha_{\max} = \frac{B_T}{R_s} - 1 = \frac{3300 - 300}{2400} - 1 = 0.25$$

所以， $\alpha$ 的选取范围：  $0 \leq \alpha \leq 0.25$

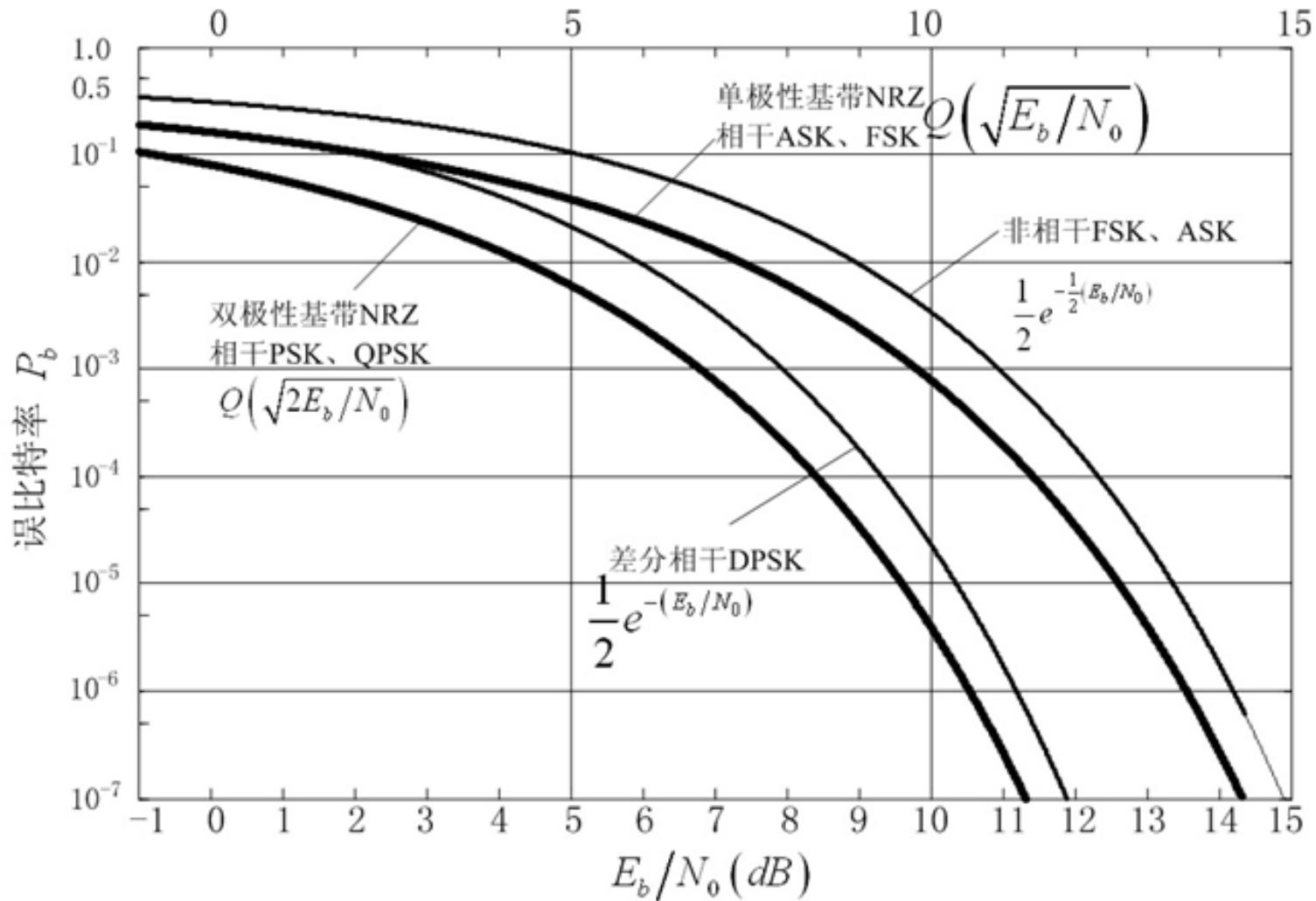
3. QPSK频带利用率：  $\eta = \frac{R_s \log_2 M}{B_T} = \frac{2400 \times 2}{3000} = 1.6 \text{ (bps/Hz)}$

# 5.5 基本频带调制的讨论

## 5.5.3 系统差错概率比较

方式	频带调制制式	误比特率 $P_b$	备注
非相干	2ASK	$\frac{1}{2}e^{-\gamma/4} = \frac{1}{2}e^{-(E_b/N_0)/2}$	两者相同
	2FSK	$\frac{1}{2}e^{-\gamma/2} = \frac{1}{2}e^{-(E_b/N_0)/2}$	
相干	2DPSK	$\frac{1}{2}e^{-\gamma} = \frac{1}{2}e^{-(E_b/N_0)}$	好 3dB
	2PSK QPSK	$Q(\sqrt{2E_b/N_0})$	两者相同
相干	2DPSK	$2Q(\sqrt{2E_b/N_0})$	$2P_{b\_2PSK}$
	2ASK	$Q(\sqrt{E_b/N_0})$	比 2PSK 差 3dB
	2FSK		

## 5.5 基本频带调制的讨论



各条曲线都呈抛物线下降形状，靠左下方的曲线性能优良！

# 5.5 基本频带调制的讨论

从图中可以看到：

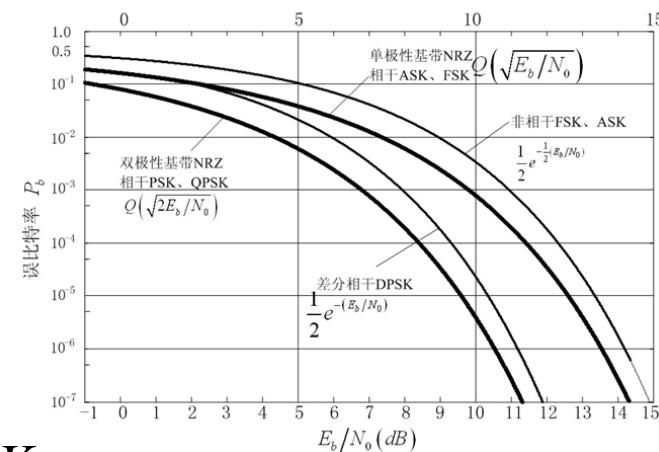
- (1) 误比性能排序：

好3dB  
 $QPSK / PSK >$  相干FSK(或ASK)

好1dB  
 $>$  非相干FSK(或ASK)

好1dB  
 $QPSK / PSK >$  差分检测DQPSK/DPSK

- (2) PSK 与 QPSK 性能优秀、复杂度最高的；  
QPSK 频带最少。
- (3) DPSK 接近 PSK (仅 $<1dB$ )，但没有“不确定性反相”问题。
- (4) FSK 性能一般，非相干接收实用；  
它占用频带多，但比其他传输方式更“顽强”。
- (5) 非相干 ASK (或 OOK) 适用于质量好的信道，设备很简单。



## 5.5 基本频带调制的讨论

例5.10 假定 2FSK 信号通过某窄带 AWGN 信道后采用非相干解调的误码率为  $10^{-5}$ 。问：(1) 相干解调的误码率？(2) 改用 2ASK 信号，相干与非相干解调的  $P_b$  是？(3) 改用 2ASK 信号后，如何保持  $P_b$  不变？

解：(1) 由  $P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b / N_0}{2}} = 10^{-5}$ ，于是，

$$\frac{E_b}{N_0} = -2 \ln(2 \times 10^{-5}) = 21.64 = 13.35 \text{ dB}$$

相干解调误码率，

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{21.64}\right) = 1.64 \times 10^{-6}$$

## 5.5 基本频带调制的讨论

例5.10 假定 2FSK 信号通过某窄带 AWGN 信道后采用非相干解调的误码率为  $10^{-5}$ 。问：(1) 相干解调的误码率？(2) 改用 2ASK 信号，相干与非相干解调的  $P_b$  是？(3) 改用 2ASK 信号后，如何保持  $P_b$  不变？

(2) 2ASK 信号的带宽比 2FSK 的窄，可以通过该信道。但同样幅度下， $\underline{E_{b\_2FSK}} = 2\underline{E_{b\_2ASK}}$ ，因此，2ASK 比 2FSK 差 3dB。2ASK 相干与相非干解调的误码率，

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{21.64/2}{2}} = 2.2 \times 10^{-3}$$

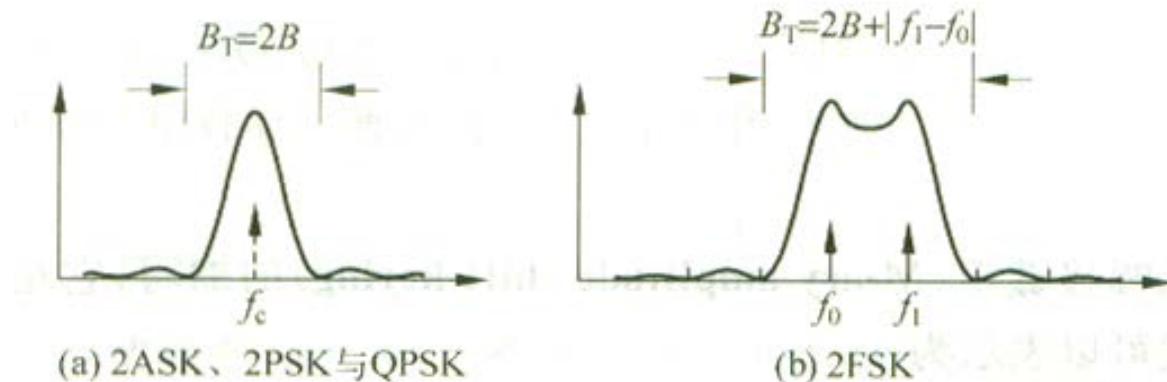
$$\text{与 } P_b = Q\left(\sqrt{21.64/2}\right) = 5.02 \times 10^{-4}$$

(3) 将幅度提高 0.707 倍可保持同样的误码率。

# 5.5 基本频带调制的讨论

## 5.5.4 功率谱与带宽的讨论

功率谱有2种基本形式：



注意到下面几个特征：

### 1. 单频点与多频点形式：

**2ASK, 2PSK, QPSK** —— 使用单个载波，功率谱集中在**一个频点处**。

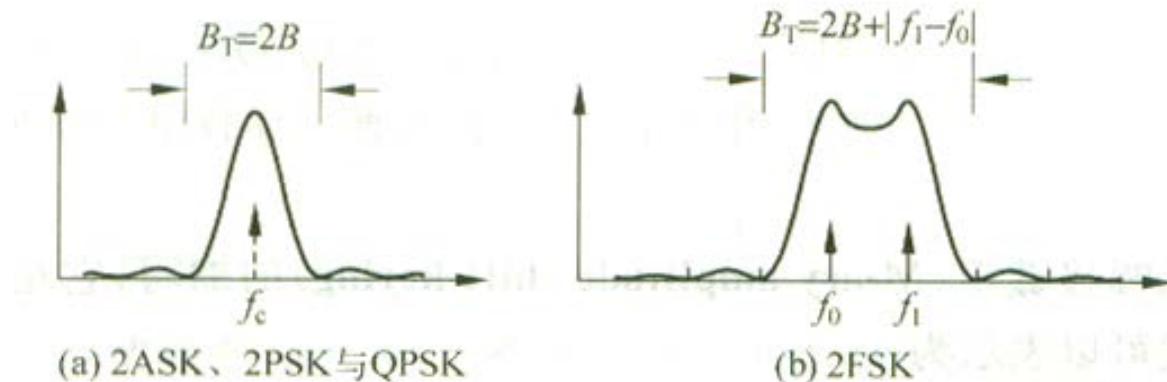
**2FSK** —— 利用**两个载波**，功率谱由**多个频点处的PSD合成**

### 2. 同相与正交通道：

**QPSK, OQPSK,  $\pi/4$  DQPSK** —— 在同一频带上，借助载波相位的正交性，可以**并行地传输两路信号**。速率加倍而无需增加带宽

# 5.5 基本频带调制的讨论

功率谱有2种基本形式：



注意到下面几个特征：

### 3. 有无离散载波谱线：

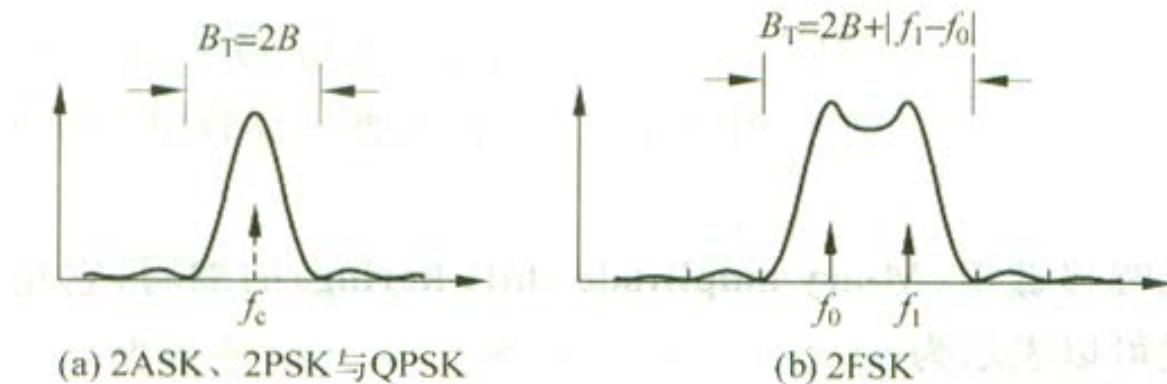
**2PSK, QPSK** —— 在 $f_c$ 处没有离散载波谱线，是“抑制载波”的传输方式；

**2ASK, 2FSK** —— 具有离散载波谱线。

离散谱线消耗了一部分能量在相应载波上；  
但这有利于接收机方便地实现载波同步。

# 5.5 基本频带调制的讨论

功率谱有2种基本形式：



带宽的比较：

表 5.5.2 各种信号的理论最小带宽与最高频带利用率

调 制 制 式	带 宽 公 式	理 论 最 小 带 宽 (Hz)	最 高 频 带 利 用 率 (bit/s/Hz)
2ASK	$2B$	$R_b$	1
2PSK	$2B$	$R_b$	1
QPSK 等	$2B$	$R_b/2$ (即 $R_s$ )	2
2FSK( $ f_1 - f_0 $ 取 $0.5R_b$ )	$ f_1 - f_0  + 2B$	$1.5R_b$	$2/3$

结论： ● QPSK 及类似的信号具有最高的频带利用率；  
● 2FSK 具有最差的频带利用率

# 5.6 多元数字频带调制

- 为了尽可能多地传输信息，数字通信系统运用多元调制技术；
- 在每个时隙上借助多元符号，一次传输多个比特；
- 二元数字频带调制的直接推广：**MASK, MFSK, MPSK, QAM**

# 5.6 多元数字频带调制

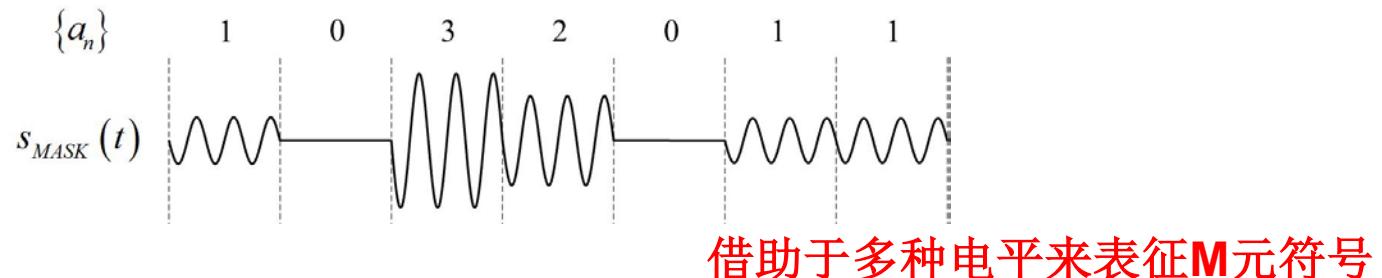
**5.6.1 MASK (多元幅移键控)** ——利用正弦载波的振幅传输 M 元符号，是 2ASK 的推广。

**MASK信号表达式**

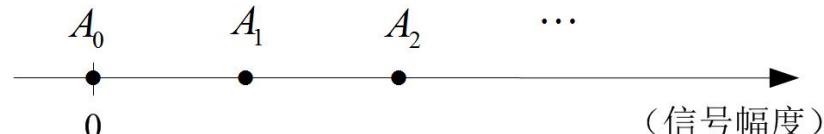
$$s_{MASK}(t) = Am(t)\cos 2\pi f_c t = A \sum_n a_n g_T(T - nT_s) \cos 2\pi f_c t$$

$$m(t) = \sum_n a_n g_T(T - nT_s) \quad \text{——多电平基带信号}$$

**信号波形**



**信号星座图**



每个点代表一种电平的信号，  
对应于符号的一种取值

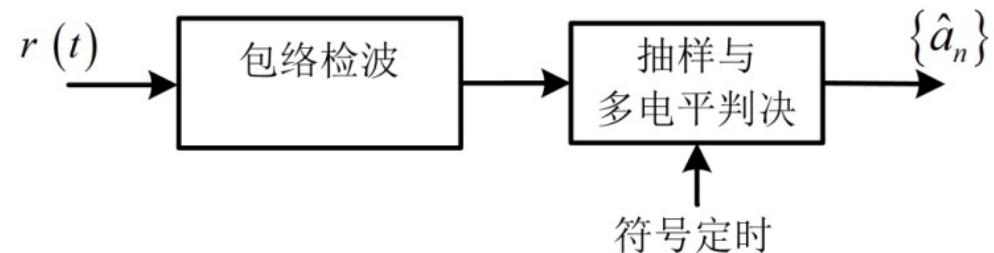
**特点：**比 2ASK 的频带利用率高。但它们的抗噪性能更差，  
包络起伏大，综合性能不好。

# 5.6 多元数字频带调制

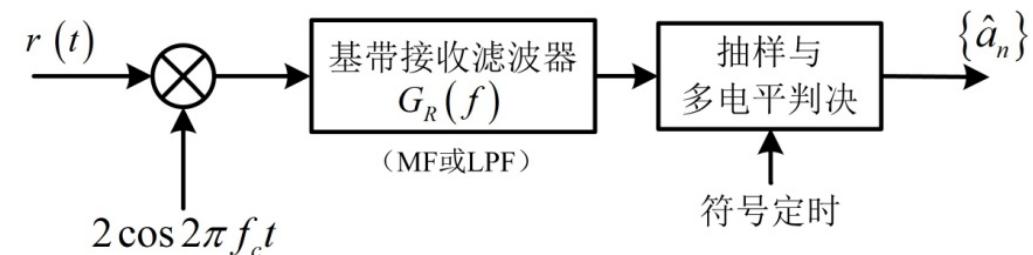
## MASK信号的调制和解调

可以采用非相干解调，亦可以采用相干解调。

非相干解调：  
(适用于单极性基带信号)



相干解调：  
(适用于双极性基带信号)



# 5.6 多元数字频带调制

**5.6.2 MFSK (多元频移键控)** ——利用正弦载波的频率传输  $M$  元符号，是 2FSK 的推广。

**MFSK 信号表示**

$$s_{MFSK}(t) = Ag_T(t)\cos(2\pi f_n t) \quad (n-1)T_s \leq t \leq nT_s$$

**$f_n$ : 第  $n$  时隙上的频率，有  $M$  种取值：**  $f_n = f_c + \frac{(2i - M + 1)}{2} \Delta f$

**$M$  个频率：**  $f_c \pm \frac{\Delta f}{2}, f_c \pm 3 \times \frac{\Delta f}{2}, \dots, f_c \pm (M-1) \times \frac{\Delta f}{2}$ ,

**要求：** ◆为了减小信号带宽，这些频率应尽量靠近；

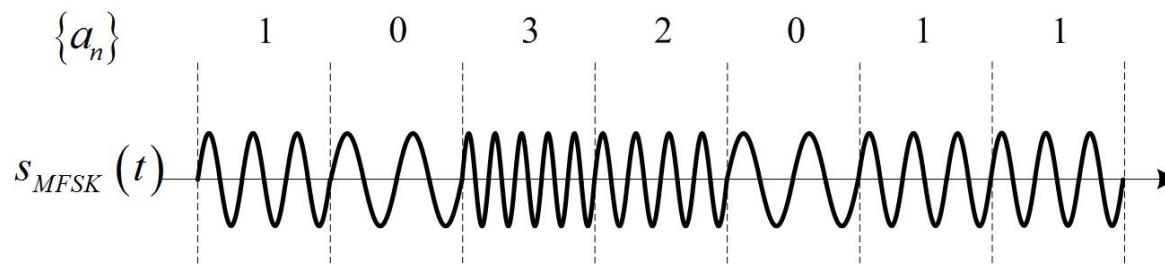
◆各频率之间两两正交： $\int_0^{T_s} \cos 2\pi f_i t \cos 2\pi f_j t dt = 0$

**可以证明：** 各频率正交的条件是频率间隔为  $R_s/2$  的整数倍。

因此，最小频率间隔为： $\Delta f = R_s / 2$

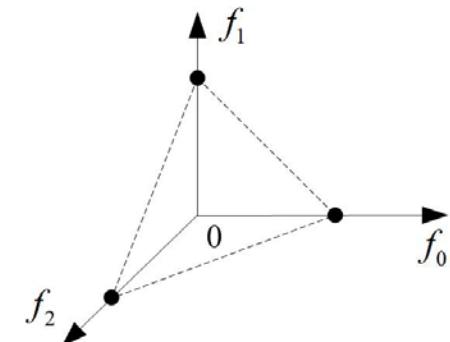
# 5.6 多元数字频带调制

## MFSK信号波形



## 信号星座图（以M=3为例）

M个频率相互正交， MFSK的星座图是M维的！



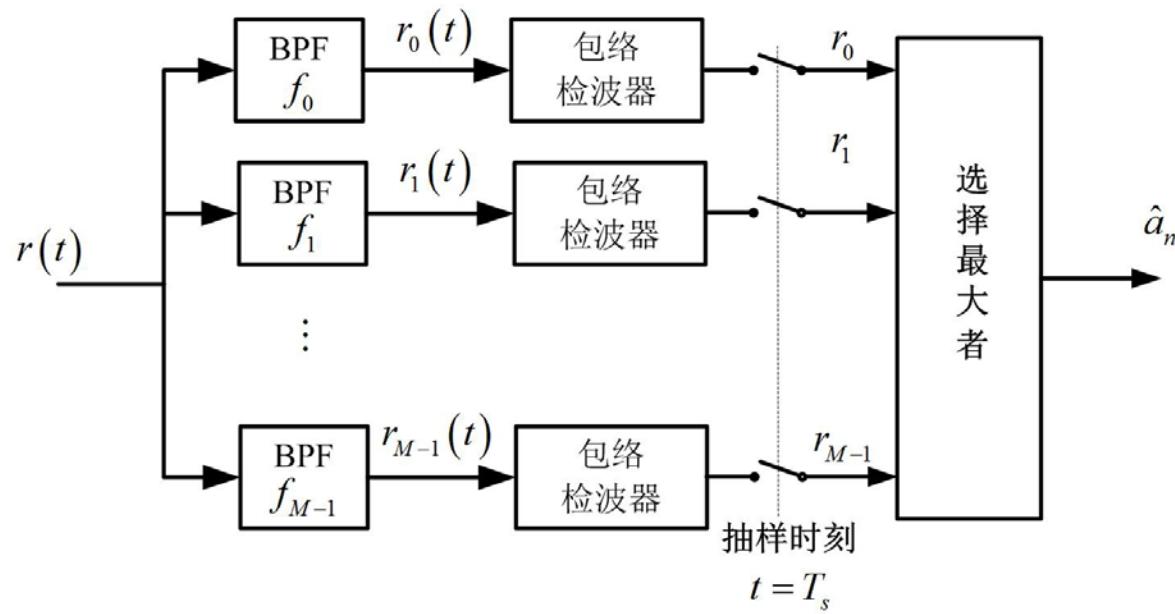
**MFSK特点：** 具有恒定的包络，它的频带利用率低而抗噪性能好；  
是 M 元正交调制的典型代表。

# 5.6 多元数字频带调制

## MFSK信号的解调

多路包络检波法 —— 是一种非相干解调方法

由 M 路 2ASK 接收支路组成：



MFSK也可以采用相干解调。

(将各支路更换为相干接收电路，分别采用不同的本地振荡)

# 5.6 多元数字频带调制

**5.6.3 MPSK (多元相移键控)** ——利用正弦载波的相位传输 M 元符号，是 2PSK 与 4PSK 的推广。

**MPSK 信号表示**

$$s_{MPSK}(t) = A g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (n-1)T_s \leq t \leq nT_s$$

$\theta_n = 2\pi i / M$ ，而  $i$  是 M 元符号  $a_n$  的取值。 $i=0, 1, \dots, M-1$

$g_T(t)$  —— 发送脉冲

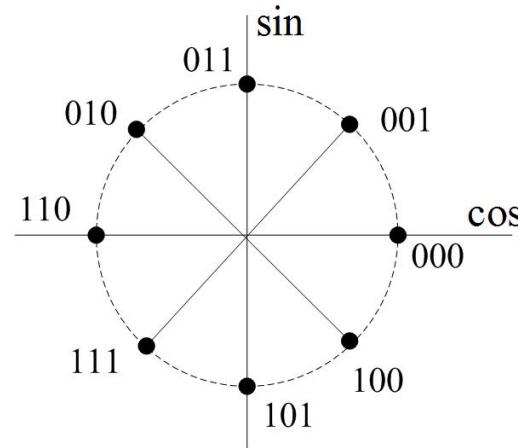
$$\begin{aligned} \text{展开: } s_{MPSK}(t) &= A g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \\ &= A g_T(t) [\cos \theta_n \cos 2\pi f_c t - \sin \theta_n \sin 2\pi f_c t] \\ &= A g_T(t) [a_{cn} \cos 2\pi f_c t - a_{sn} \sin 2\pi f_c t] \end{aligned}$$

**MPSK 信号与 QPSK 类似，是两路正交调制信号的合成。**

**特点：**频带利用率高，具有恒定的包络。因而，放大器的效率容易做得很髙。

# 5.6 多元数字频带调制

MPSK信号星座图  
(以M=8为例)



每点代表一个特定相位的信号

MPSK的信号星座图等间距地分布在一个圆周上！

星座映射关系：采用格雷编码规则

调制与解调方法

与QPSK相同，采用正交调制和正交解调

与QPSK类似，MPSK系统常常结合差分编码来应用。

# 5.6 多元数字频带调制

**5.6.4 QAM 或 MQAM (正交幅度调制)** ——利用两路正交载波的多种幅度组合来携带信息符号。

**QAM信号表达式**

$$s_{\text{QAM}}(t) = Aa_{cn}g_T(t)\cos 2\pi f_c t - Aa_{sn}\sin 2\pi f_c t$$

$g_T(t)$  —— 发送脉冲

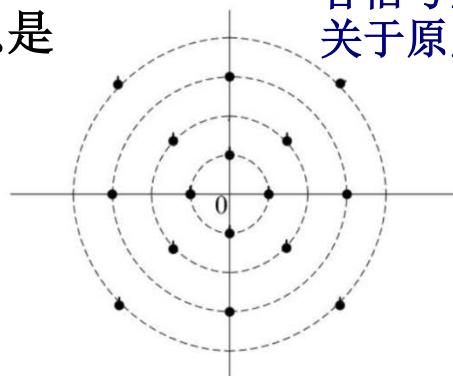
**QAM信号星座图:** (M个信号点)

$(a_{cn}, a_{sn})$  —— 当前时隙的符号取值

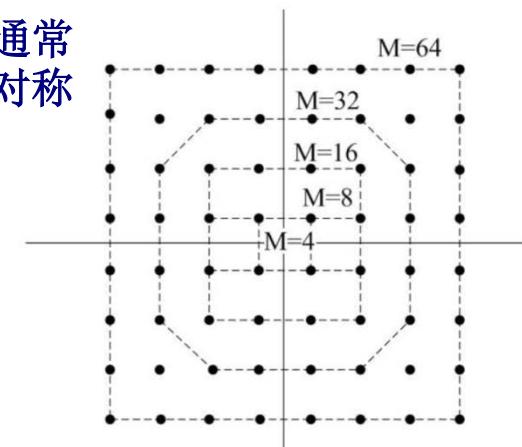
充分利用整个二维平面安排信号点，通过幅度和相位的不同组合来联合携带信息

**QAM是一种组合的幅度/相位混合调制**

星座图可以是圆周形，也可以是矩形或其它形式。例：



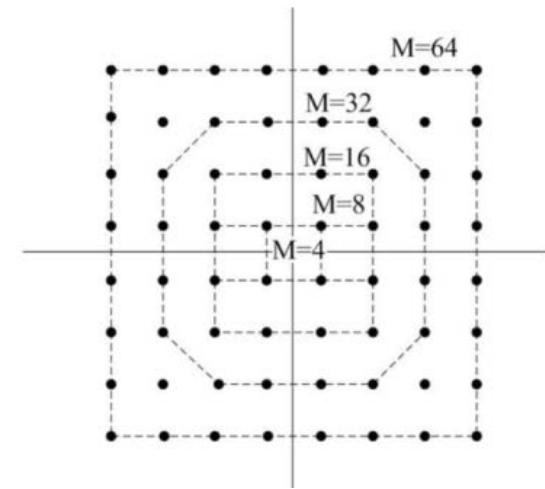
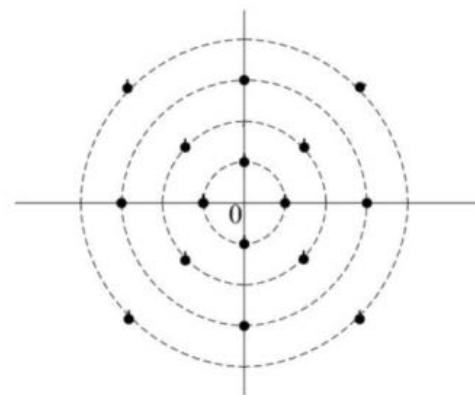
(a) 圆形 ( $M=4, 8, 16$ )



(b) 矩形 ( $M=4, 8, 16, 32, 64$ )

# 5.6 多元数字频带调制

QAM 星座安排的基本考虑：给定平均信号能量  $E_{av}$ ，使信号点的 最小距离  $d_{min}$  最大，从而使系统的误码性能最佳；或者，给定  $d_{min}$ ，使  $E_{av}$  最小，即消耗最少的能量。



## 误码分析

影响系统  $P_e$  的关键因素：星座图中最邻近信号点之间的距离

信号点距离越大， $P_e$  越低！

**QAM** → 在给定范围内均匀配置信号点，使彼此之间距离最远

与**MPSK**相比，虽然失去了恒定幅度的优点，但通过有效地配置信号点，可以具有更好的误码性能。

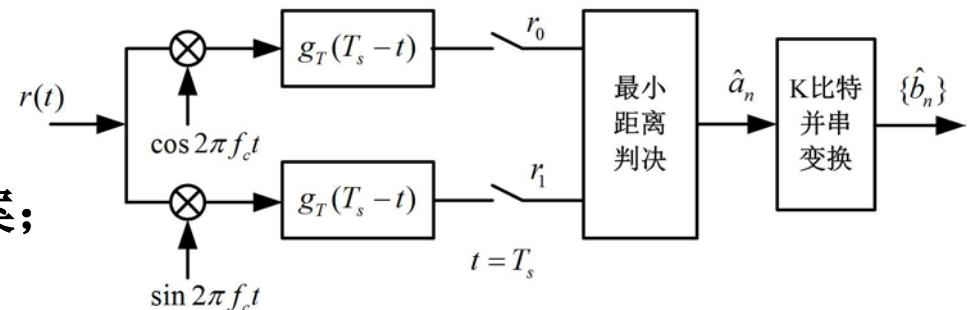
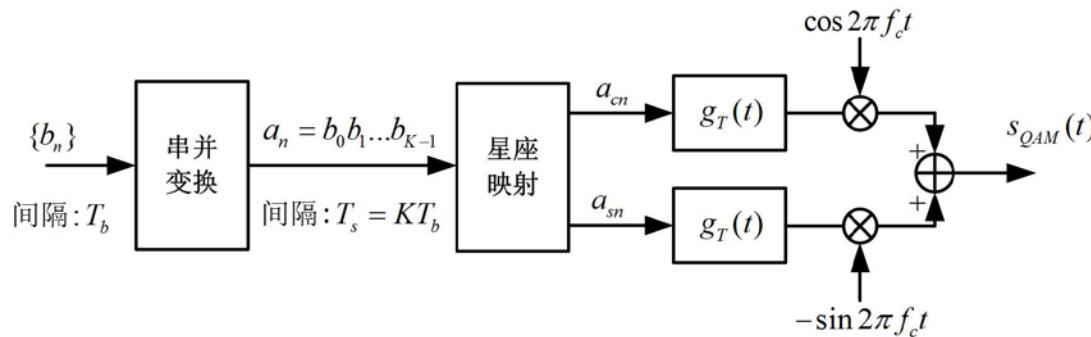
# 5.6 多元数字频带调制

QAM的调制解调

$$s_{\text{QAM}}(t) = Aa_{cn}g_T(t)\cos 2\pi f_c t - Aa_{sn}\sin 2\pi f_c t$$

与QPSK相似，采用正交调制与解调

(考虑M为2的整数幂， $k=\log_2 M$ )

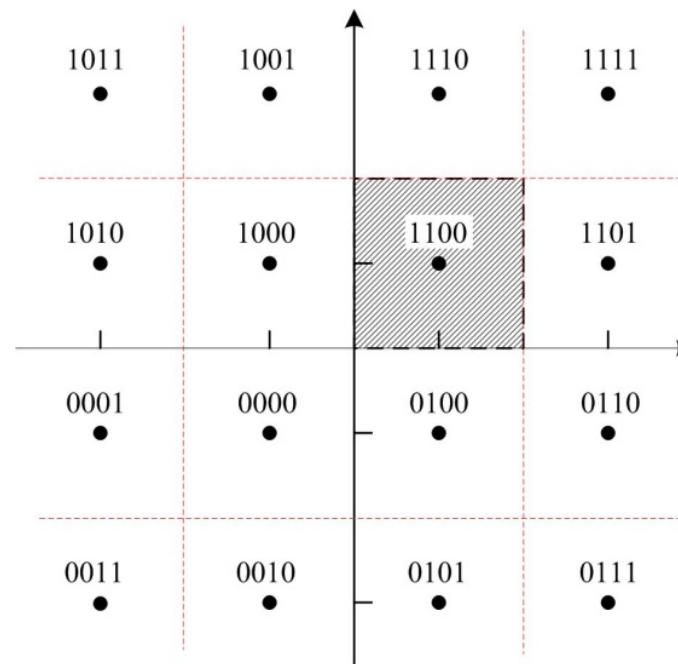


接收系统采用匹配滤波器方案；

判决规则：  $\hat{a}_n =$  与  $(r_0, r_1)$  最邻近的  $(a_{cn}, a_{sn})$  点所对应的  $a_n$

# 5.6 多元数字频带调制

例： 16QAM的星座图与最小距离判决规则示意图



若信号落入阴影区，则判决为该区域中心点对应的符号1100

注意：格雷编码减轻了由误码所造成的比特损失！

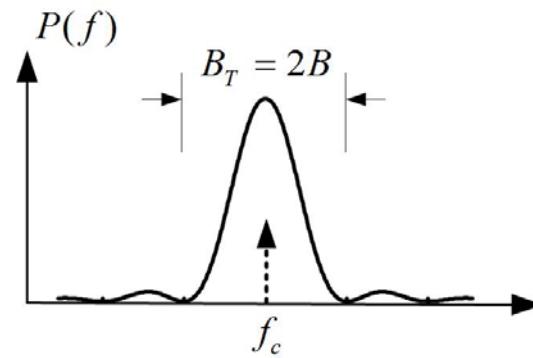
# 5.6 多元数字频带调制

## 5.6.5 信号功率谱与带宽

### 1. MASK, MPSK, QAM

**MASK:** 基带信号与载波的乘积

**MPSK, QAM:** 两个同频正交支路的合成



**MASK,MPSK,QAM带宽:**  $B_T = 2B$

功率谱：  
相应基带信号的  
功率谱平移到 $\pm f_c$ ,  
它们形态大致相同

**B:** 基带信号 $m(t)$ 的带宽；

**R\_s:** 数据速率

则基带信号带宽最小值为：  $B=R_s/2$

传输信号最小带宽：  $B_{T-\min} = R_s$

◆  $m(t)$ 采用矩形NRZ脉冲：  $B=R_s$

$$B_{T-NRZ} = 2R_s$$

◆ 系统采用升余弦滚降特性：  $B=(1+\alpha)R_s/2$

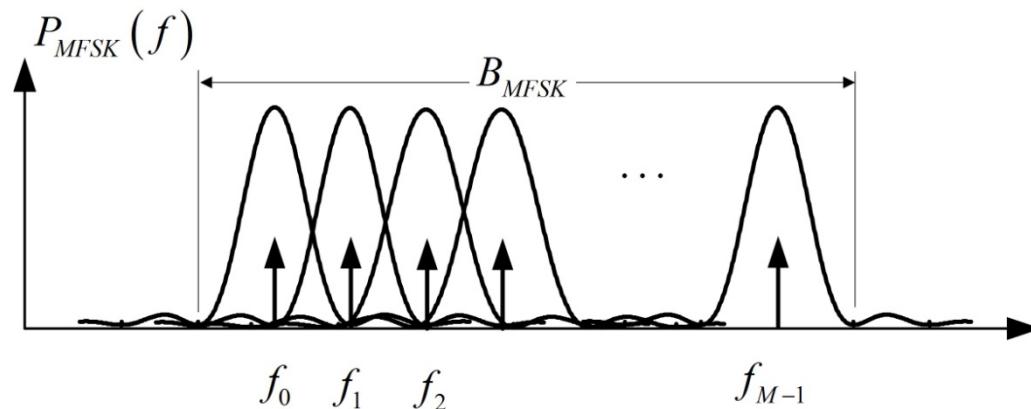
$$B_{T-RC} = (1 + \alpha)R_s$$

# 5.6 多元数字频带调制

## 2. MFSK

MFSK  $\rightarrow$  M路非重叠2ASK信号之和

功率谱:



带宽:

$$\begin{aligned}B_{T-MFSK} &= |f_{M-1} - f_0| + 2B \\&= (M-1)\Delta f + 2B\end{aligned}$$

考虑到:  $\Delta f$ 与 $B$ 的理论最小值都为:  $R_s/2$

MFSK理论最小带宽:

$$B_{T-MFSK-min} = (M+1) \frac{R_s}{2}$$

# 5.6 多元数字频带调制

注意：

- QAM, MPSK, MASK 带宽不随M变化！

频带利用率

$$\eta_{QAM/MPSK/MASK} = \frac{R_s \log_2 M}{B_T} \leq \log_2 M \quad (bps/Hz)$$

- MFSK带宽随着M的变化而变化（与M的变化近似成正比）

频带利用率

$$\eta_{MFSK} = \frac{R_s \log_2 M}{B_{T-MFSK}} \leq \frac{2 \log_2 M}{M + 1} \quad (bps/Hz)$$

特点：

- ◆ QAM, MPSK, MASK可以通过加大M提高频带利用率；
- ◆ MFSK加大M时，反而会降低频带利用率

# 5.6 多元数字频带调制

## 5.6.6 误码性能与比较

**例：**  $M=16$ , 各种频带调制方式典型的  
误码率曲线  $P_e \sim E_b/N_0$

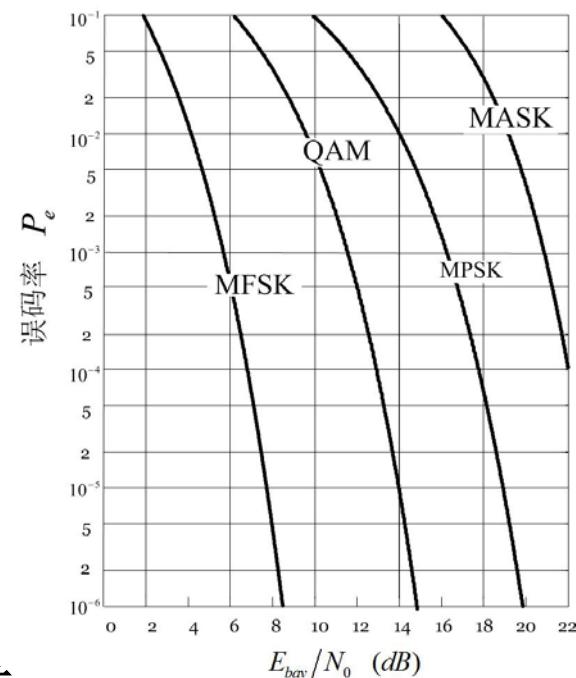
$E_b$ : 相应信号的平均比特能量

注意到：

◆多元信号中，每个符号包含  $k = \log_2 M$  个比特；

◆MASK, MPSK, QAM采用格雷编码， $P_b \approx P_e / k$

◆MFSK无法利用格雷码这种特性  $P_b \approx P_e / 2$  (当M较大时)



# 5.6 多元数字频带调制

比较：

1. QAM, MPSK, MASK 误码性能优劣顺序：

**QAM —— MPSK —— MASK**

性能： 最好  最差

随着M的增大，性能的差距会更大！

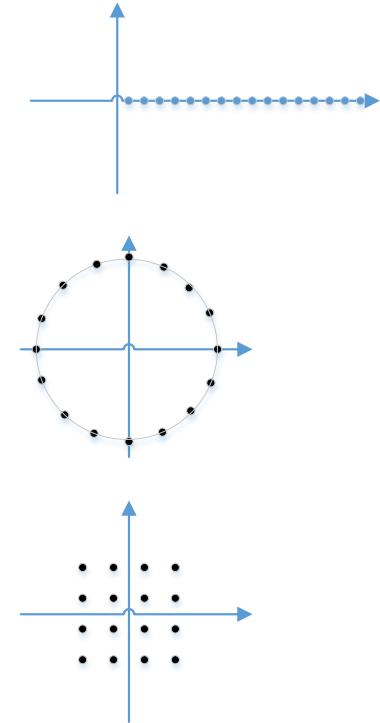
实际应用：

- M较高时，首选**QAM**；
- M中等时（**M=8,16**），也可选**MPSK**；（利用其**包络恒定**优点）
- 只有在少数情况下才使用**MASK**。

2. QAM, MPSK, MASK 误码性能随M增加而下降，但频带利用率提高；  
MFSK 误码性能随M增加而上升，但频带利用率下降；

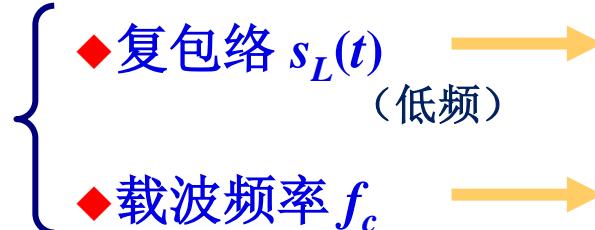
结论：

- ◆ **QAM, MPSK** 适用于频带资源受限，信号功率充分的情况；
- ◆ **MFSK** 适用于频带资源丰富，信号功率受限的情况；



# 5.7 复包络与等效基带系统

## 5.7.1 已调信号的复包络

**带通信号的两个要素**  **决定功率谱的几何形状**

◆ 复包络  $s_L(t)$  (低频)  **决定功率谱的几何形状**

◆ 载波频率  $f_c$   **决定频带的中心位置**

**复包络:** 
$$s_L(t) = s_c(t) + js_s(t) = a_s(t)e^{j\theta_s(t)}$$

**解析信号:** 
$$s_Z(t) = s_L(t)e^{j2\pi f_c t}$$

**带通信号:** 
$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}[s_Z(t)] \\ &= a_s(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_s(t)] \\ &= s_c(t) \cos 2\pi f_c t - s_s(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

# 5.7 复包络与等效基带系统

考察各种数字频带调制的已调信号：

$$s_{2ASK}(t) = Am(t) \cos 2\pi f_c t$$

$m(t), m_I(t), m_Q(t)$ 为适当的基带信号

$$\begin{aligned} s_{PSK}(t) &= A \cos[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} m(t)] \\ &= Am_I(t) \cos 2\pi f_c t - Am_Q(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

$$s_{QAM}(t) = Am_I(t) \cos 2\pi f_c t - Am_Q(t) \sin 2\pi f_c t$$

$$s_{2FSK}(t) = A \cos[2\pi f_c t + D_f \int m(t) dt]$$

频带调制的过程  形成某种特定的带通信号。

带通信号 — 对应于不同的复包络和载频 载频由某个信道的频带位置决定

所以： 频带调制方式的核心——不同的  $s_L(t)$  表达形式。

# 5.7 复包络与等效基带系统

## 各种调制信号的复包络

表 5.7.1 基本频带调制信号的复包络与有关分量信号

	$s_L(t)$	$s_c(t)$	$s_s(t)$	$a_s(t)$	$\theta_s(t)$
ASK	$Am(t)$	$Am(t)$	0	$Am(t)$	0
PSK	$Ae^{j\frac{2\pi}{M}m(t)}$	$Am_1(t)$	$Am_Q(t)$	$A$	$\frac{2\pi}{M}m(t)$
QAM	$A[m_1(t) + jm_Q(t)]$	$Am_Q(t)$	$Am_Q(t)$	$A\sqrt{m_1^2(t) + m_Q^2(t)}$	$\arctan \frac{m_Q(t)}{m_1(t)}$
FSK	$Ae^{jD_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau}$	$A \cos \left[ D_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$	$A \sin \left[ D_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$	$A$	$D_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$

例：

$$s_{2ASK}(t) = Am(t) \cos 2\pi f_c t$$

带通信号标准式：

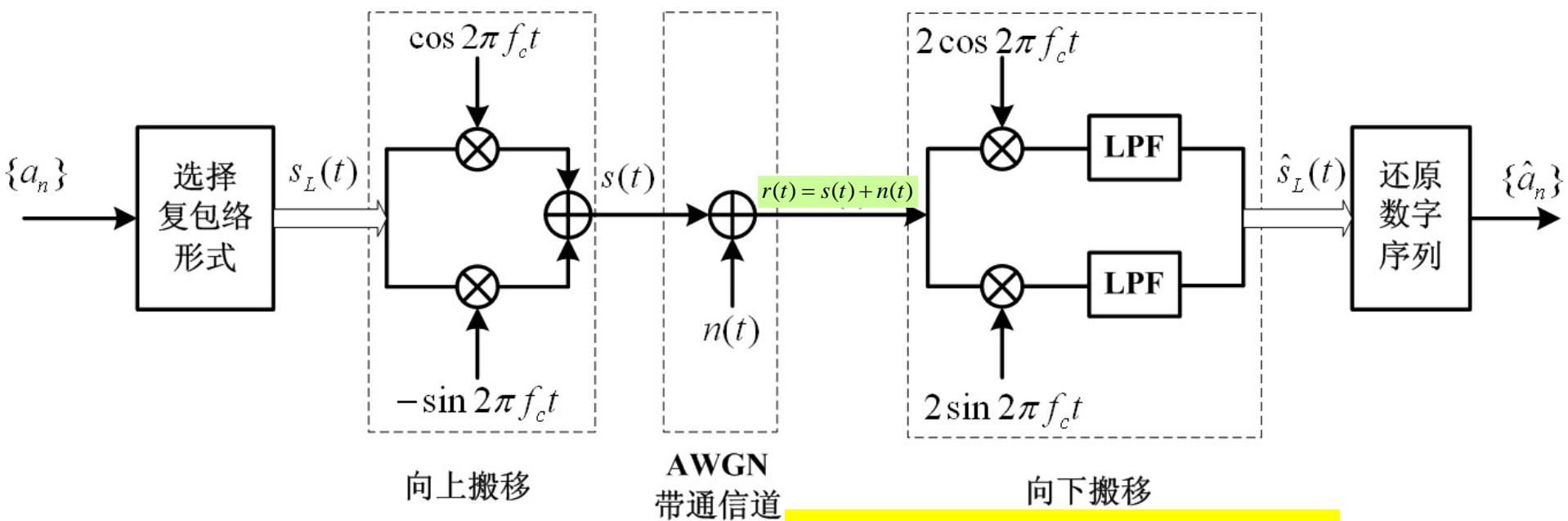
$$\begin{aligned}s_{PSK}(t) &= A \cos [2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}m(t)] \\&= Am_I(t) \cos 2\pi f_c t - Am_Q(t) \sin 2\pi f_c t\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}s(t) &= \operatorname{Re}[s_L(t)e^{j2\pi f_c t}] \\&= s_c(t) \cos 2\pi f_c t - s_s(t) \sin 2\pi f_c t \\&= a_s(t) \cos [2\pi f_c t + \theta_s(t)]\end{aligned}$$

# 5.7 复包络与等效基带系统

## 复包络信号及其频带传输过程 通用形式

按照频谱搬移理论，数字频带传输过程：



$$s(t) = s_c(t) \cos 2\pi f_c t - s_s(t) \sin 2\pi f_c t$$

$$n(t) = n_c(t) \cos 2\pi f_c t - n_s(t) \sin 2\pi f_c t$$

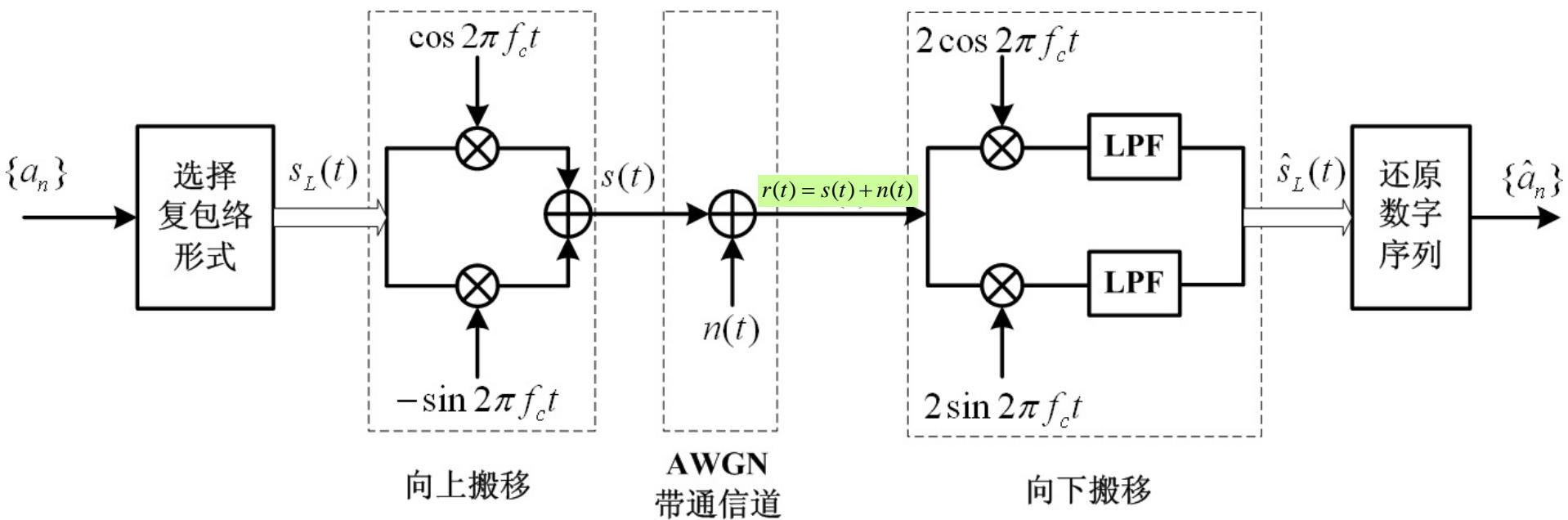
接收信号：  $r(t) = s(t) + n(t) = [s_c(t) + n_c(t)] \cos 2\pi f_c t - [s_s(t) + n_s(t)] \sin 2\pi f_c t$

接收信号的复包络：  $r_L(t) = [s_c(t) + n_c(t)] + j[s_s(t) + n_s(t)] = s_L(t) + n_L(t)$

# 5.7 复包络与等效基带系统

## 复包络信号及其频带传输过程 通用形式

按照频谱搬移理论，数字频带传输过程：



结论：

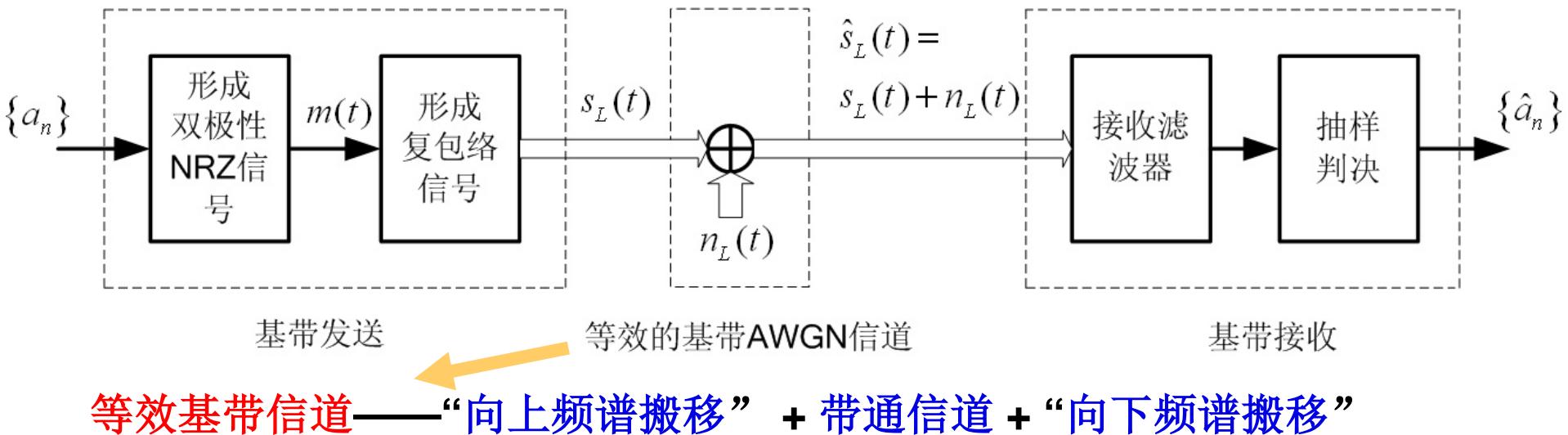
传输  $s(t)$  的过程实质上就是传输  $s_L(t)$  的过程！

这个过程可以简化为一个等效基带传输系统

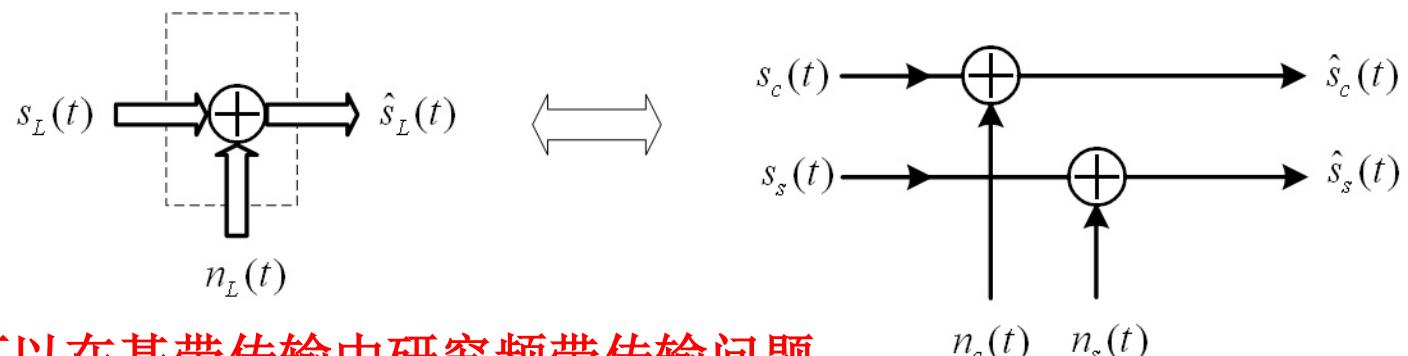
——频带传输系统的等效基带形式

# 5.7 复包络与等效基带系统

## 5.7.2 等效基带传输系统



如果  $s_L(t), n_L(t)$  取复值（如 QAM, QPSK），它们相当于成对的实信号：



通过等效，可以在基带传输中研究频带传输问题

# 5.7 复包络与等效基带系统

更一般的情况：

如果频带信道特性表示为线性时不变系统  $h(t)$ ，则

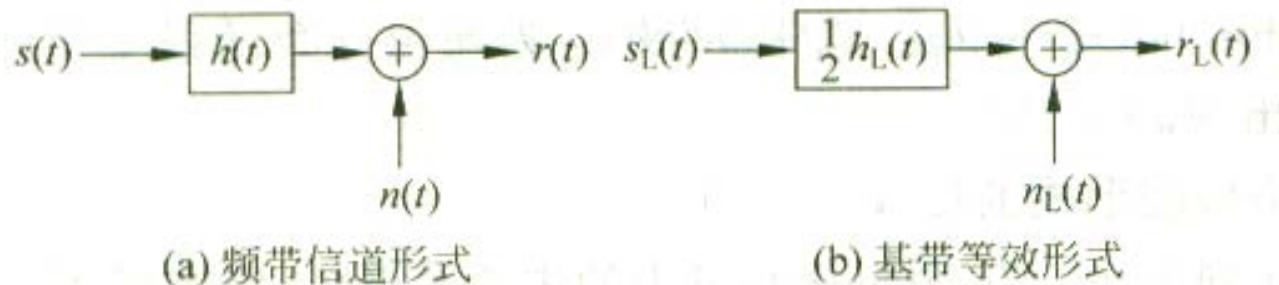
$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$$

显然， $h(t)$ 是一个带通系统，相应的  $r(t)$  的复包络信号为：

(由2.5节知识得到)

$$r_L(t) = s_L(t) * \left[ \frac{1}{2} h_L(t) \right] + n_L(t)$$

频带信道的基带等效形式：



## ■ 习题

□ 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.9, 5.13, 5.22