

# 第6章 数字信号的载波传输

## 本章教学目的与要求:

- 1、掌握三种基本二进制数字频带调制方式（2ASK、2FSK、2PSK/2DPSK）的调制和解调原理、带宽。
- 2、掌握三种方式的误码率~信噪比公式，会计算。
- 3、了解多进制数字频带调制系统原理和抗噪性，了解改进的数字调制系统（MSK、QAM）。

# 主要外语词汇

幅移键控 *ASK (Amplitude-Shift Keying)*

通断键控 *OOK (On-Off Keying)*

频移键控 *FSK (Frequency-Shift Keying)*

相移键控 *PSK (Phase-Shift Keying)*

差分（相对）相移键控

*DPSK (Differential Phase-Shift Keying)*

正交相移键控

*QPSK (Quadriphase-Shift Keying)*

最小频移键控

*MSK (Minimum Shift Keying)*

正交振幅调制

*QAM (Quadrature-Amplitude Modulation)*

M进制振幅键控

*MASK (M-ary Amplitude Shift Keying)*

# 作业

$P_{196}$

4, 11, 13, 29, 33

# 本章主要内容

6.1 二进制数字振幅键控

6.2 二进制数字频率键控

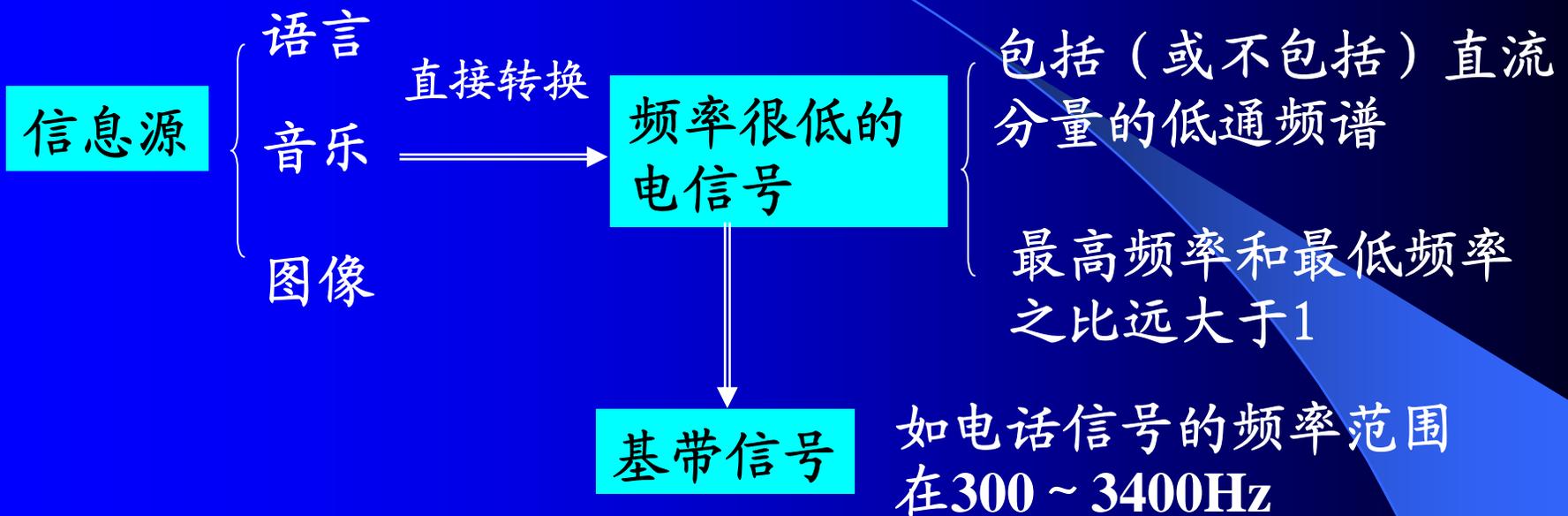
6.3 二进制数字相位键控

6.4 二进制数字调制系统的抗噪声性能

6.5 多进制数字调制系统

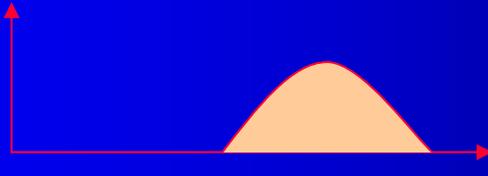
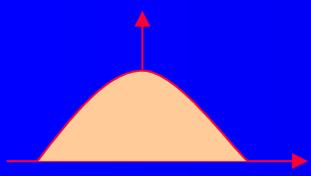
6.6 其他数字调制系统

# 概述：基带信号



- ❖ 基带信号可以直接通过架空明线、电缆等有线信道传输，但不可能在无线信道直接传输。
- ❖ 即使可以在有线信道传输，但一对线路上只能传输一路信号，对信道的利用是很不经济的。

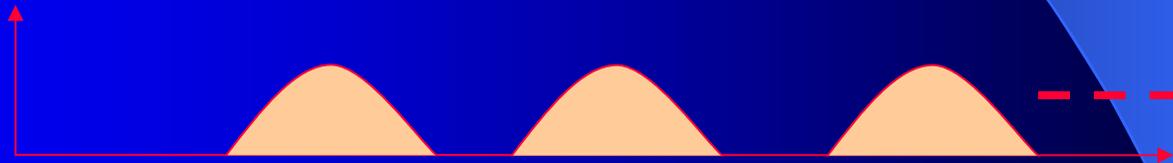
# 概述：调制和解调



调制：发送端把基带信号频谱搬移到给定信道通带内的过程

原始信号

调制器



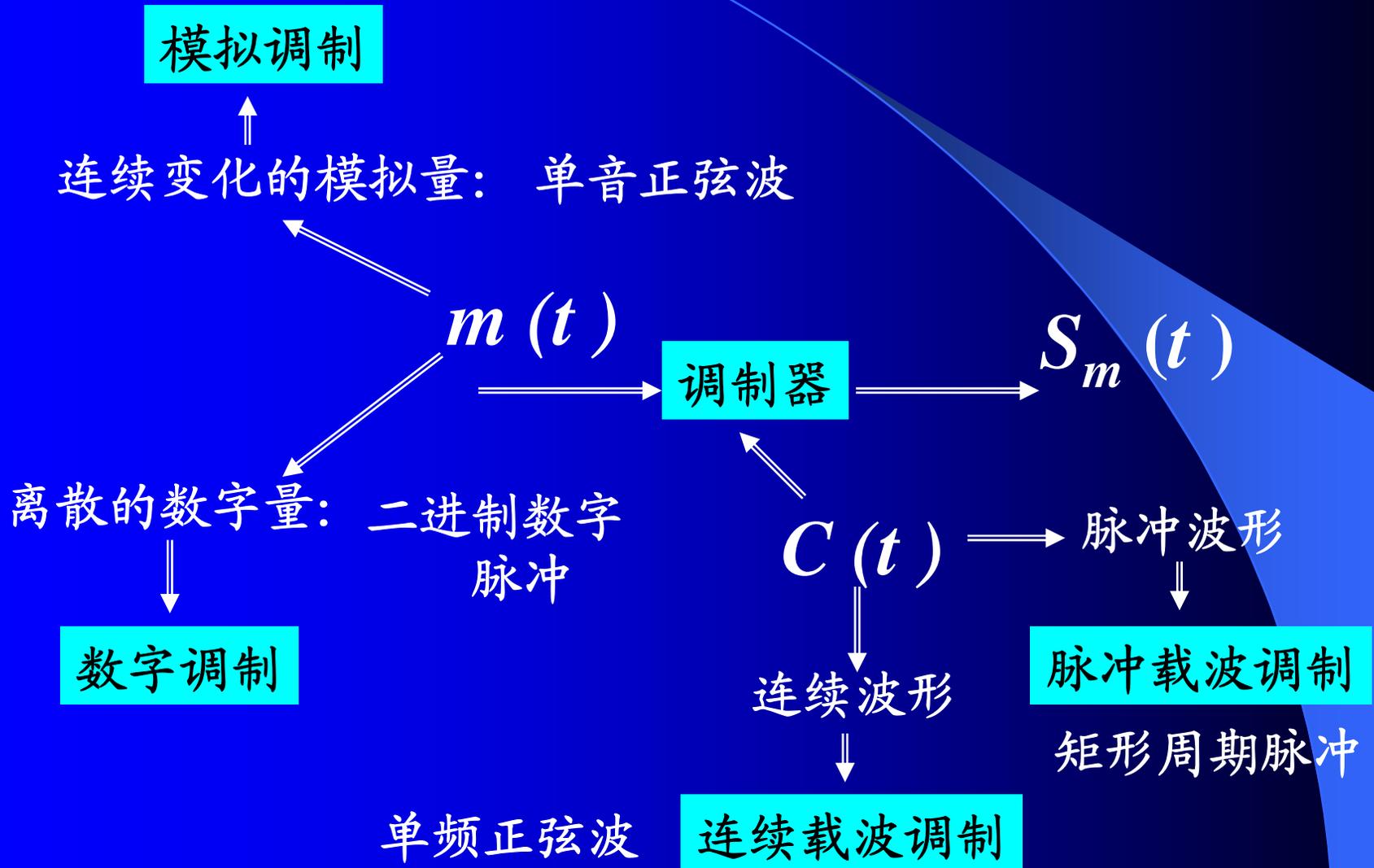
原始信号

解调器



解调：在接收端把已搬到给定信道通带内的频谱还原为基带信号的过程

# 概述：调制的基本特征和分类



# 引言

## 一、什么是数字信号的载波传输？

数字信号的载波传输又称数字频带调制，是将数字基带信号的信息转载到高频载波上去的处理过程。



数字频带调制系统  
(载波数字调制系统)

## 二、为什么要进行频带调制？

1、基带传输损耗大、易误码。

基带传输一般用于局域网，较少用于长途传输。

2、便于利用各种模拟信道资源传输数字信号。

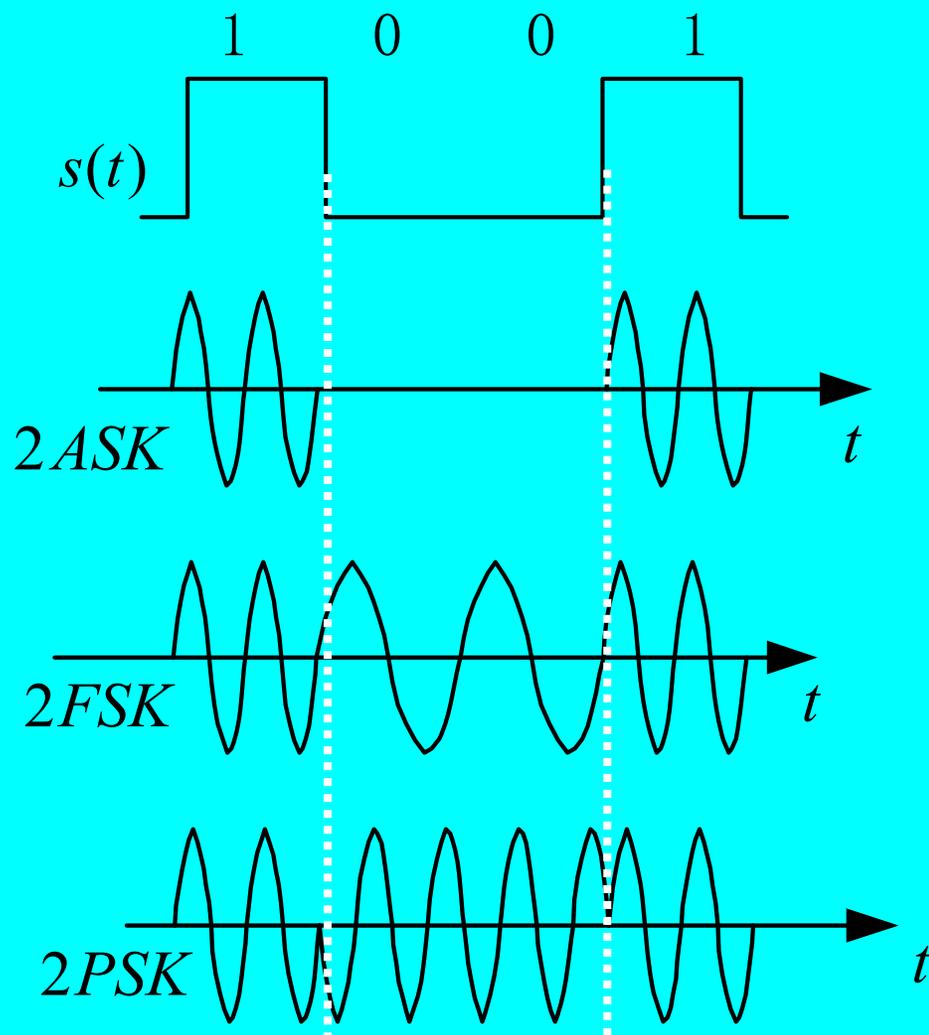
### 三、怎样进行频带调制？

- ❖ 高频载波  $C(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$  为等幅单频余弦电波。
- ❖ 需要让载波携带的数字基带信号信息，为有限个离散值。
- ❖ 可以携带数字基带信号信息的参量有幅度、频率和相位。

因此可设计出三种调制方案：

- 1、让载波幅度  $A$  按数字信号的代码变化——数字调幅；
- 2、让载波频率  $\omega_c$  按数字信号的代码变化——数字调频；
- 3、让载波相位  $\varphi_0$  按数字信号的代码变化——数字调相。

调制信号为二进制数字信号时，这种调制称为二进制数字调制。在二进制数字调制中，载波的幅度、频率或相位只有**两种**变化状态。



## § 6.1 二进制数字振幅键控

数字振幅调制又称幅移键控，记作ASK（Amplitude shift-keying），二进制振幅键控记作2ASK。

### 一、2ASK信号一般原理与调制方法

#### 1、时域表示及波形

2ASK是利用代表数字信息（“0”或“1”）的基带矩形脉冲去键控一个连续的正弦型载波，使载波时断时续地输出。有载波输出时表示发送“1”，无载波输出时表示发送“0”。

# 数字基带信号

$$S(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b) \quad a_n = \begin{cases} 0, & \text{出现概率为 } P \\ 1, & \text{出现概率为 } 1 - P \end{cases}$$

式中 $g(t)$ 是宽度为 $T_b$ 、高度为 $A$ 的矩形脉冲。

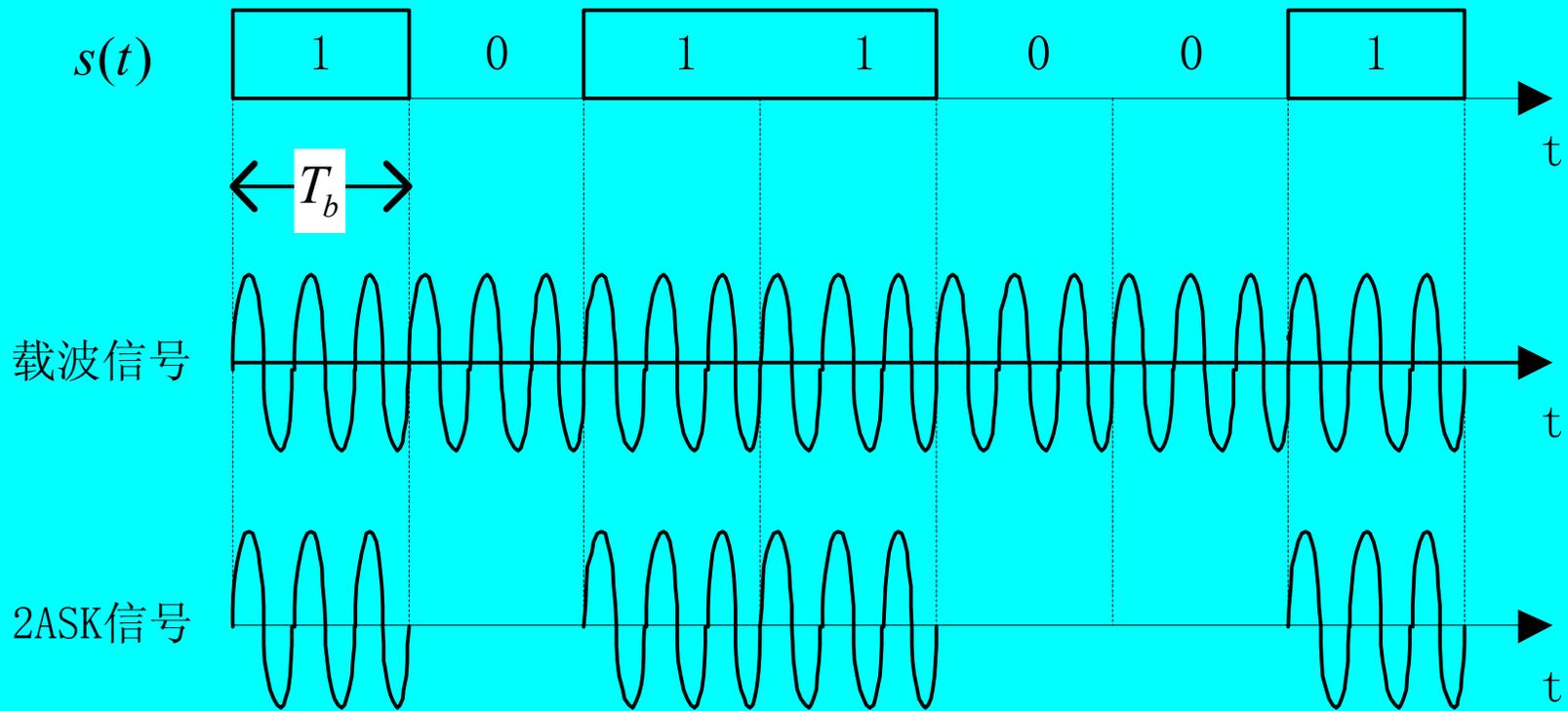
$a_n$ 为数字序列 $\{a_n\}$ 的第 $n$ 个码元。

显然，上式给出的表达是**单极性不归零码**。

载波  $C(t) = \cos(\omega_c t + \varphi_0)$  ， 初始相位  $\varphi_0 = 0$

已调波

$$S_{2ASK}(t) = S(t) \cos \omega_c t \\ = \begin{cases} A \cos \omega_c t & , \text{ 当 } a_n = 1 \\ 0 & , \text{ 当 } a_n = 0 \end{cases}$$



## 二进制振幅键控信号的时间波型

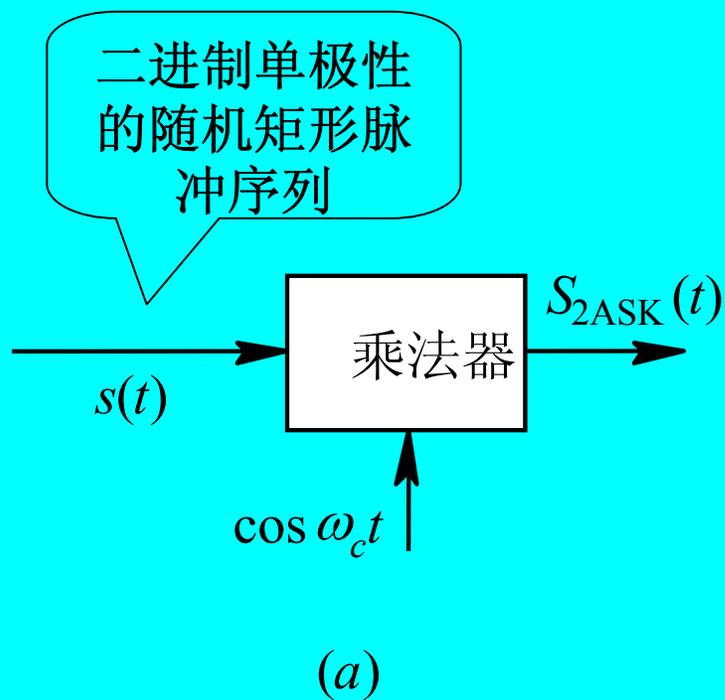
特点：“1”码期间有等幅正弦波输出，相当于开关开通；

“0”码期间无输出，相当于开关切断。

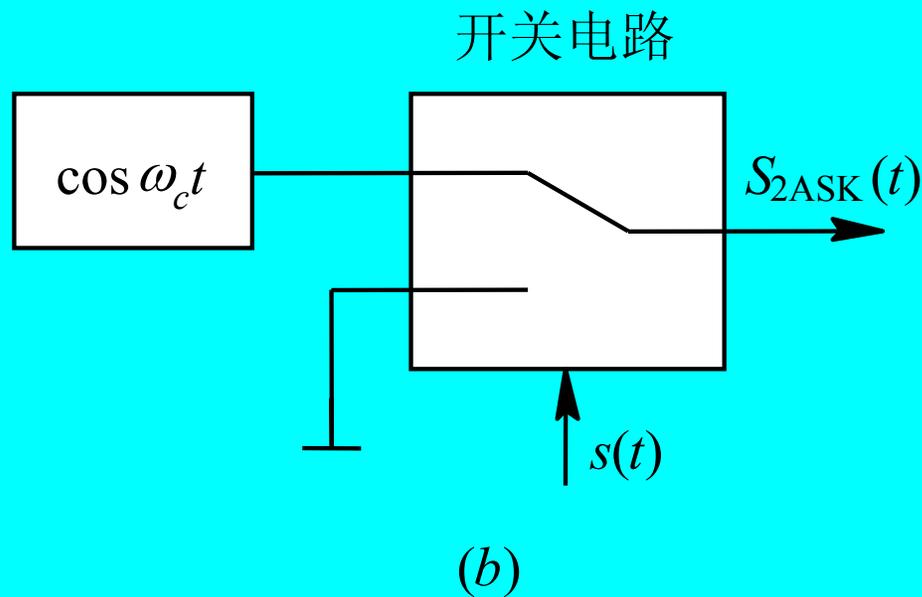
因此，数字调幅又称为开关键控(通断键控)，记作

*OOK(On Off Keying)*。

## 2、调制方法：



模拟法



键控法

## 二、2ASK信号的功率谱和带宽

2ASK是单极性不归零码与载波相乘所得。我们知道，当信号乘以  $\cos \omega_c t$  后，其频谱为线性搬移：

$$S_{2ASK}(t) = S(t) \cos \omega_c t$$

$$S_{2ASK}(\omega) = \frac{1}{2} [S(\omega + \omega_c) + S(\omega - \omega_c)]$$

其功率谱密度为：

$$P_{2ASK}(\omega) = \frac{1}{4} [P_s(\omega + \omega_c) + P_s(\omega - \omega_c)]$$

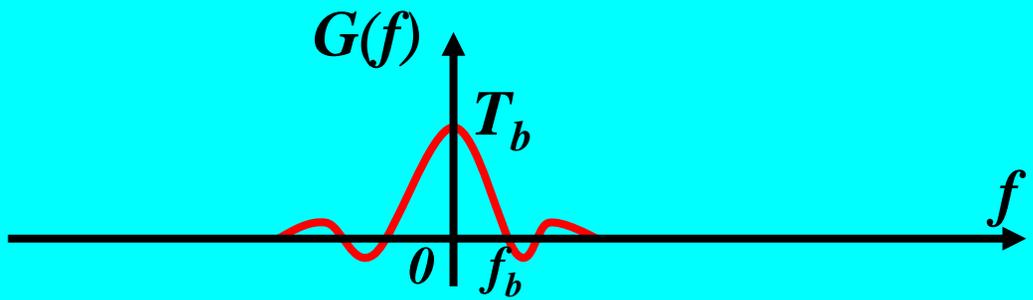
❖ 基带信号（单极性不归零码）功率谱：

$$P_S(f) = \frac{T_b}{4} S_a^2(\pi f T_b) + \frac{1}{4} \delta(f)$$

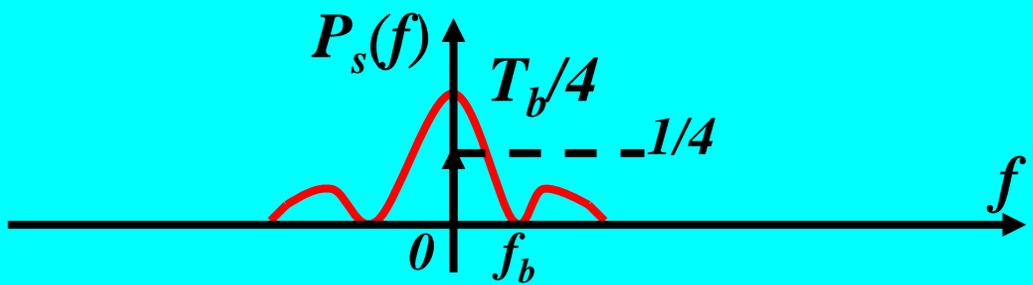
❖ 2ASK信号功率谱：

$$P_{2ASK}(f) = \frac{T_b}{16} \{ S_a^2[\pi(f + f_c)T_b] + S_a^2[\pi(f - f_c)T_b] \} \\ + \frac{1}{16} [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)]$$

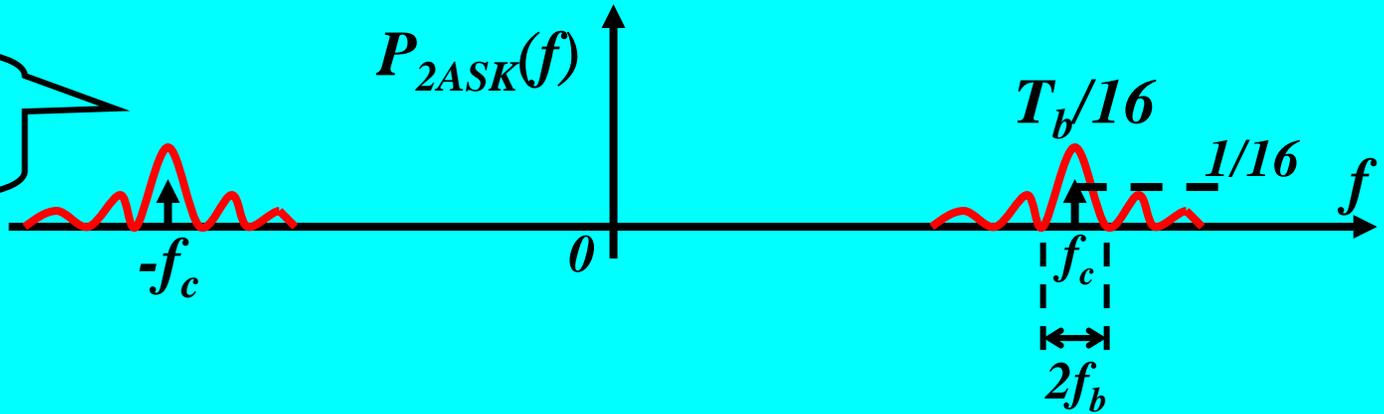
基带信号频谱



基带信号功率谱密度



2ASK信号功率谱密度



结论:

(1) 2ASK信号的功率谱是信号 $s(t)$ 功率谱的线性搬移, 属线性调制;

(2) 2ASK信号的功率谱包含连续和离散两部分;

(3) 2ASK信号的带宽是基带信号带宽的两倍。

❖有效带宽取第一零点处带宽, 基带带宽 $B_m = f_b$ ;

❖2ASK带宽则为  $B_{2ASK} = 2B_m = 2f_b = 2/T_b = 2R_b$

❖2ASK信号频带利用率

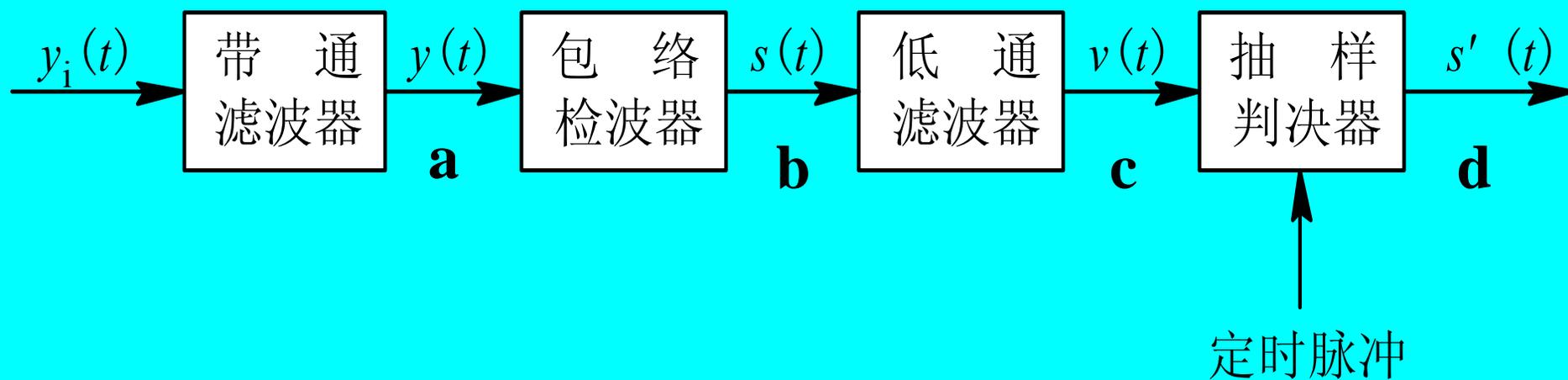
$$\eta = R_b / B_{2ASK} = R_b / 2 R_b = 1/2 \quad (\text{Baud} / \text{Hz})$$

### 三、2ASK信号的解调

与模拟调制系统一样，数字调制系统的解调也有相干和非相干两种方式，把搬移到高频段的频谱再搬回原点。

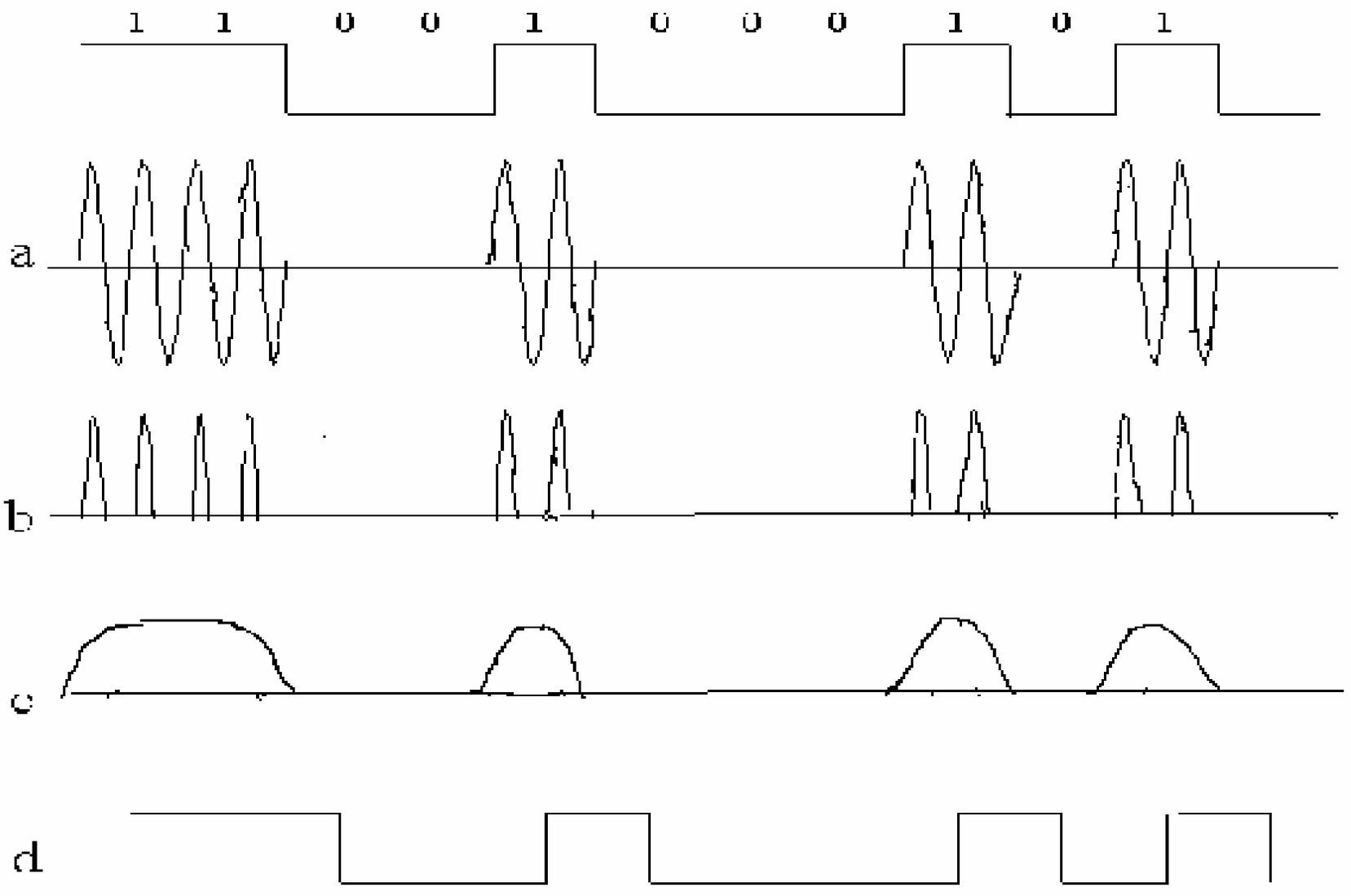
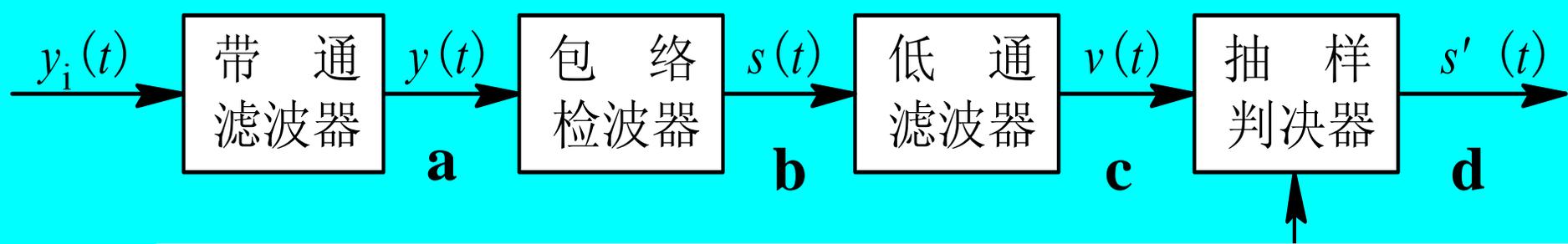
- ❖ 相干解调用于线性调制信号，如ASK和PSK;
- ❖ 非相干解调主要用于FSK，也可用于ASK。

# 1、非相干解调（包络检波法）



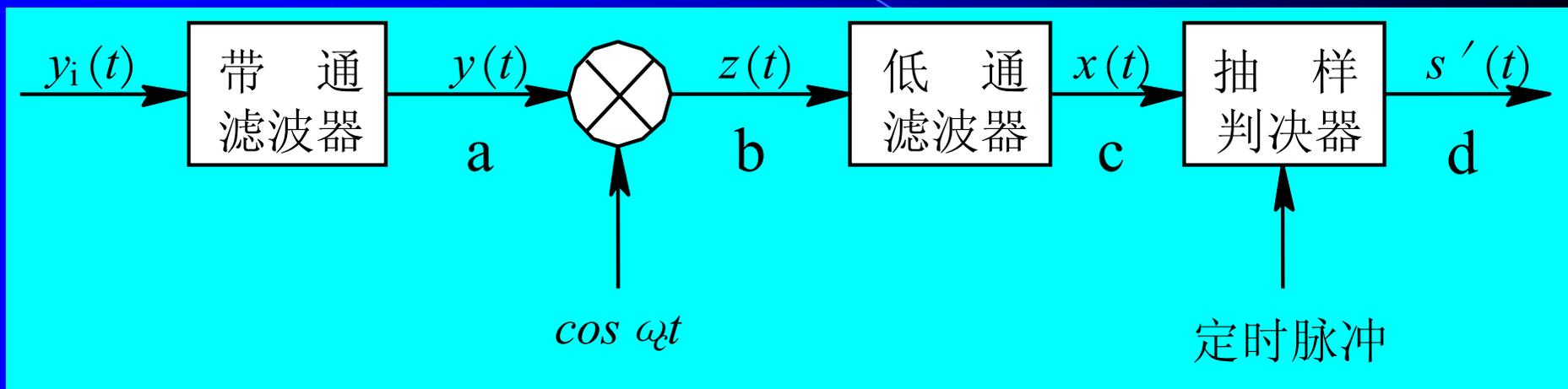
## 2ASK非相干解调流程框图

与模拟解调的不同点仅仅在于多了一个抽样判决。



2ASK  
 非相干解调各步波形

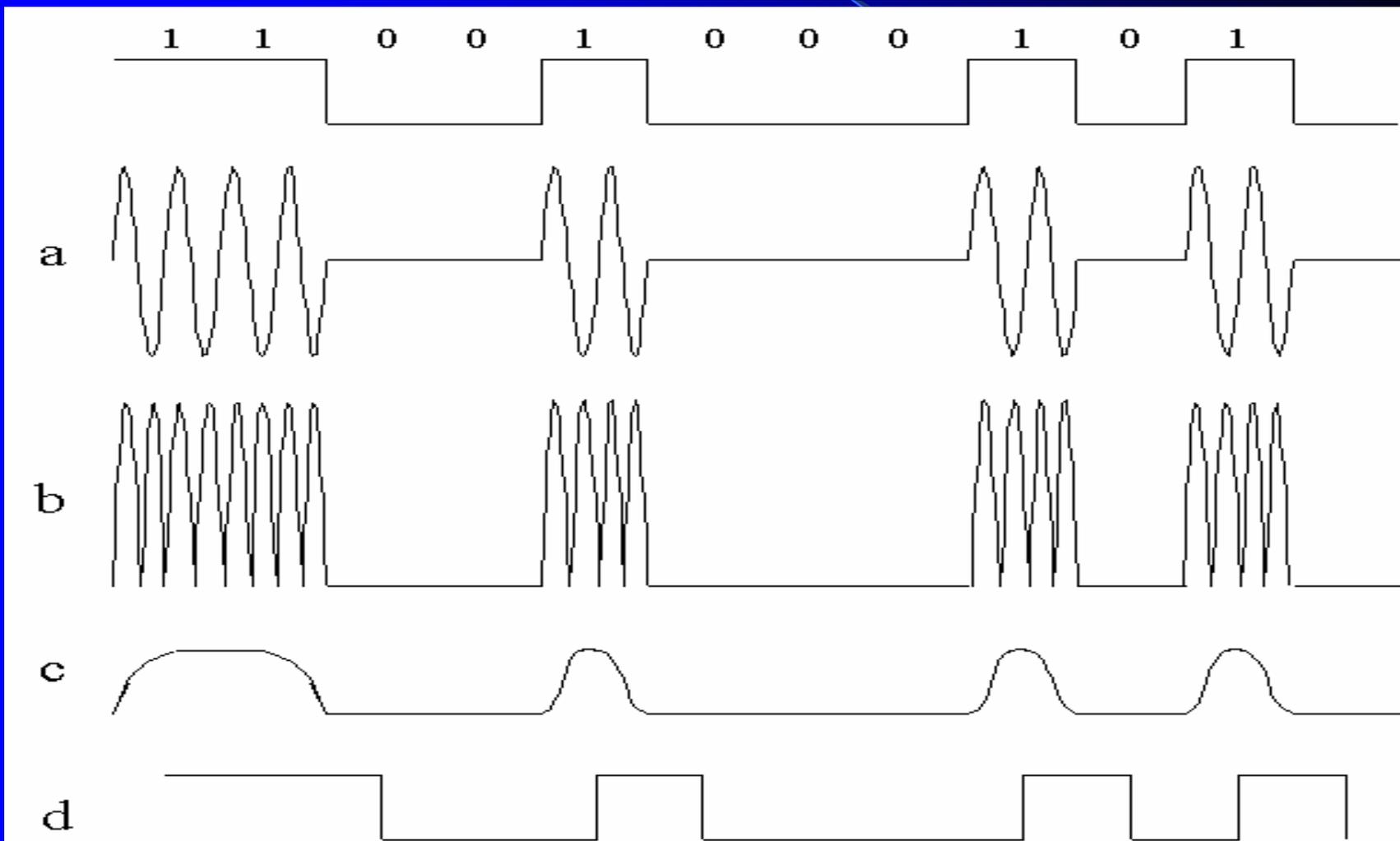
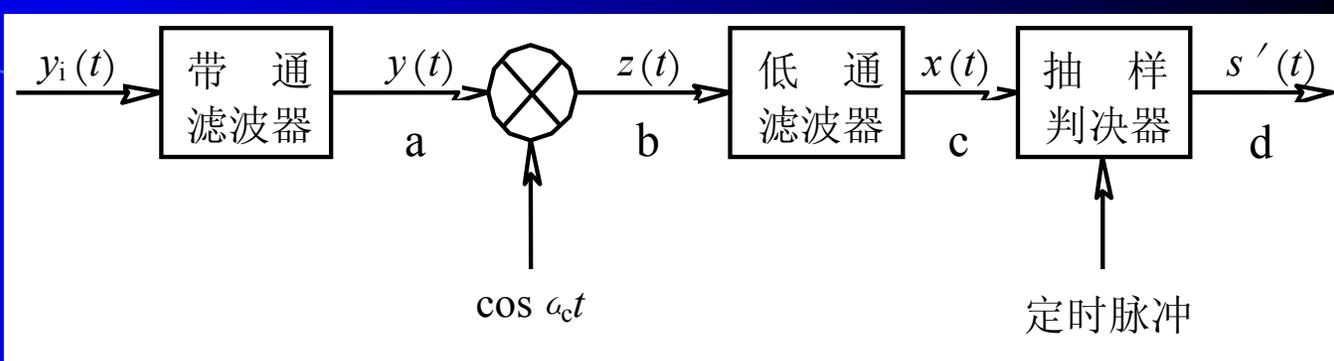
## 2、相干解调（同步检测法）



ASK相干解调流程框图

与模拟解调的不同点仅仅在于多了一个抽样判决。

# 2ASK相干解调各步波形



❖ 相乘器输出为

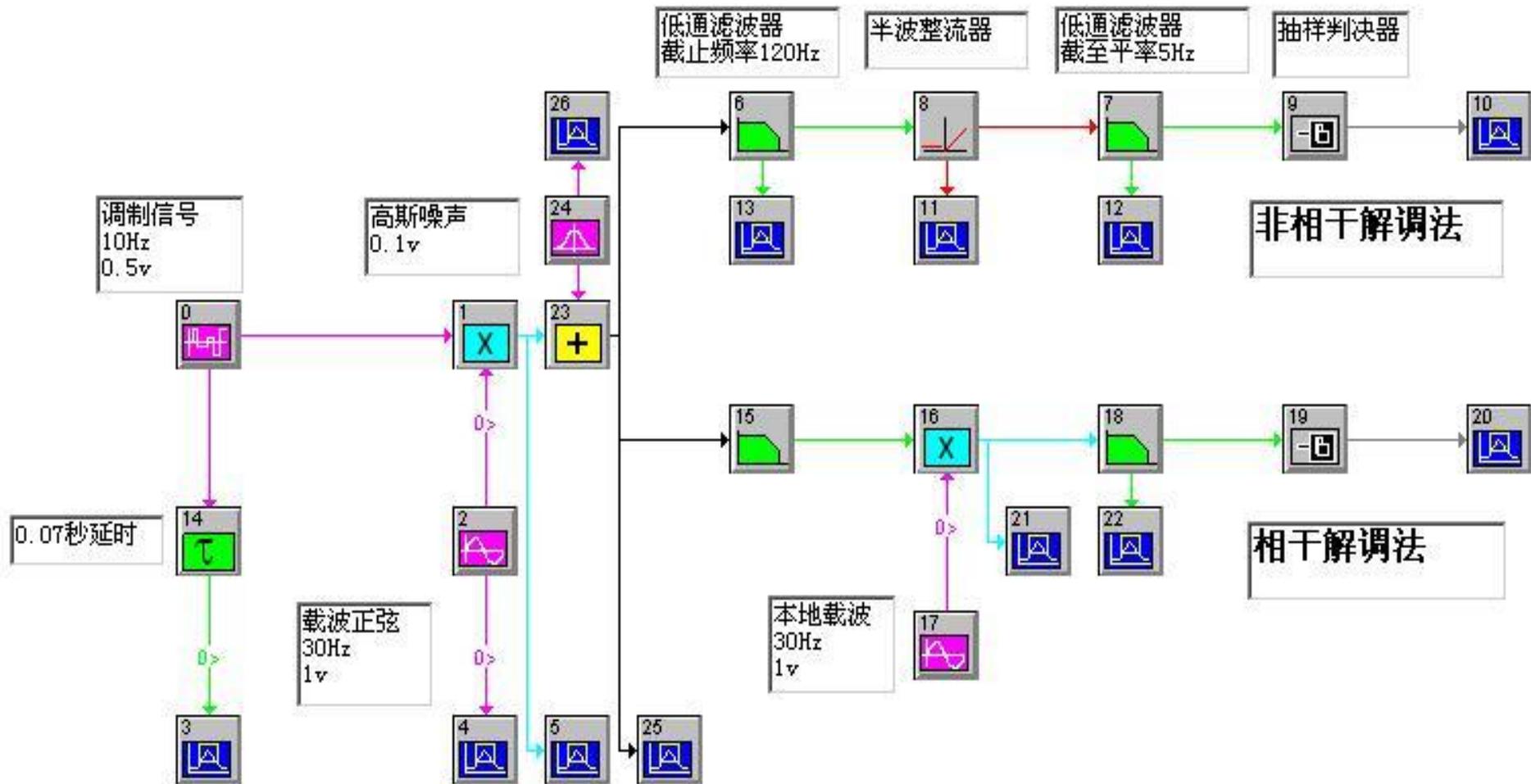
$$\begin{aligned}z(t) &= y(t) \cdot \cos \omega_c t \\ &= S(t) \cdot \cos^2 \omega_c t \\ &= S(t) \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos 2\omega_c t] \\ &= \frac{1}{2} S(t) + \frac{1}{2} S(t) \cos 2\omega_c t\end{aligned}$$

❖ 经LPF，滤除  $2\omega_c$  频率分量， $x(t) = s(t) / 2$ 。

❖ 对  $x(t)$  进行抽样，取得样值  $x$ 。

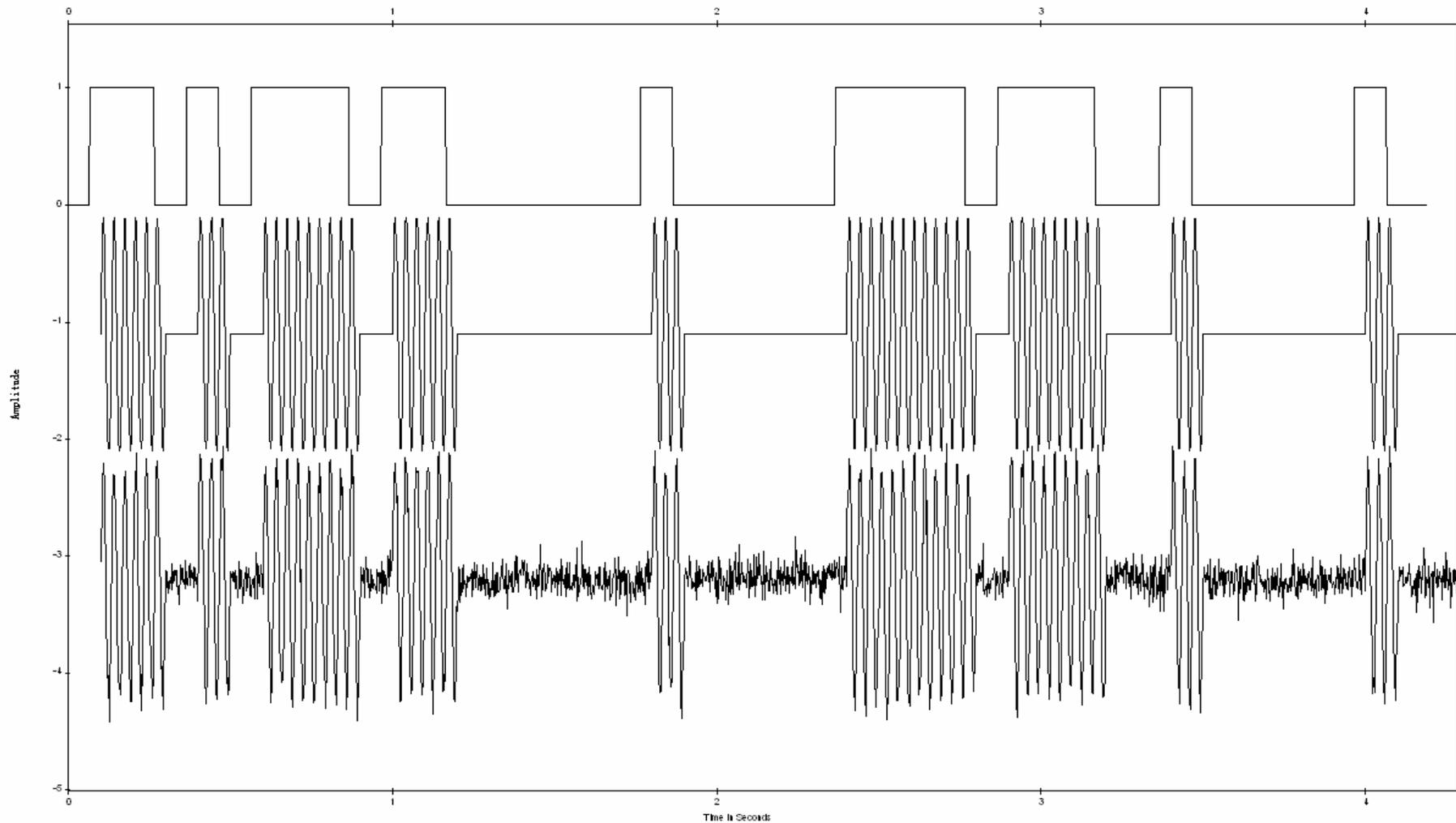
当  $x <$  判决门限，判为“0”码；

当  $x >$  判决门限，判为“1”码。

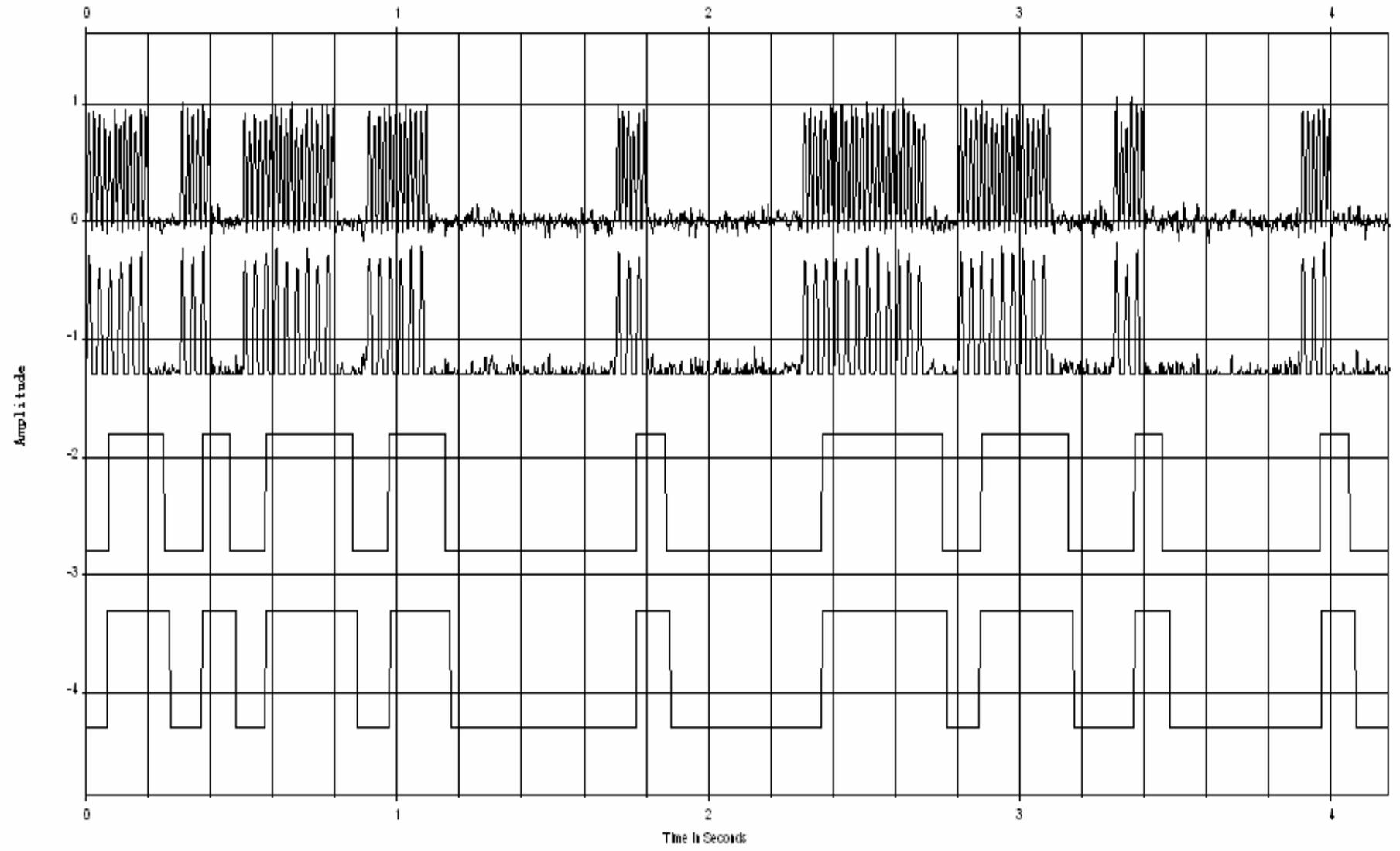


# 用SYSTEMVIEW仿真 2ASK调制解调系统

Overlay w14: Overlay w13: Wave rail Plot of w2, w0: 测试信号 (S), w15: Wave rail Plot of



Overlay w17: Overlay w16: Waveform Plot of w3, w15: Overlay 相干解调法与本地载波相乘信号 (Q2), w14: Waveform Plot of w4, w18: Wavef



**例1** 已知某OOK系统的码元传输速率为  $10^3 B$ ，所用的载波信号为  $A \cos(4\pi \times 10^6 t)$ 。

(1) 设所传送的数字信息为011001，试画出相应的OOK信号波形示意图。

(2) 求OOK信号的第一零点带宽。

**例2** 假设电话信道具有理想的带通特性，频率范围为300 ~ 3400Hz，试问该信道在单向传输2ASK信号时最大的传码率为多少？

注：由数字基带传输系统无码间干扰条件，信道最高传码率为 $R_B=2f_b$ 。

## § 6.2 二进制数字频移键控

数字频率调制又称频移键控，记作FSK（*Frequency shift-keying*），二进制频移键控记作2FSK。

### 一、2FSK信号的一般原理与调制方法

#### 1、时域表示及波形

2FSK系统是利用二进制数字基带信号控制载波频率进行频谱变换的过程。

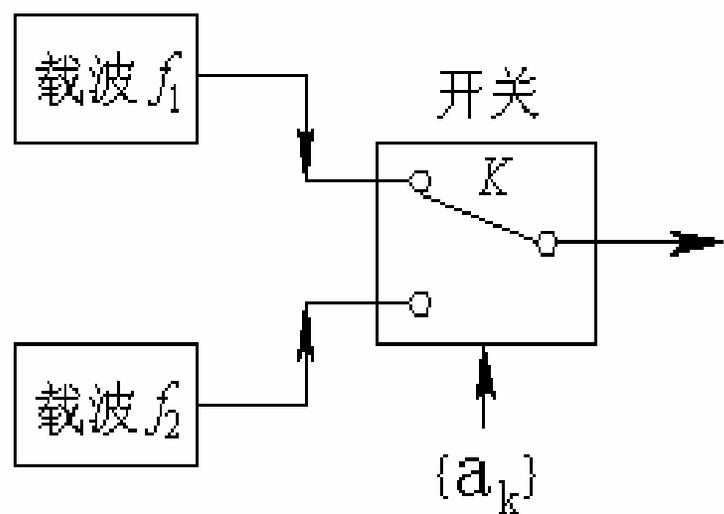
二进制基带信号只有两种代码，所以调频时，载波频率只能被置于两种频率，即：

$$S_{2FSK}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_1 t & \text{当 } a_n = 1 \\ A \cos \omega_2 t & \text{当 } a_n = 0 \end{cases}$$

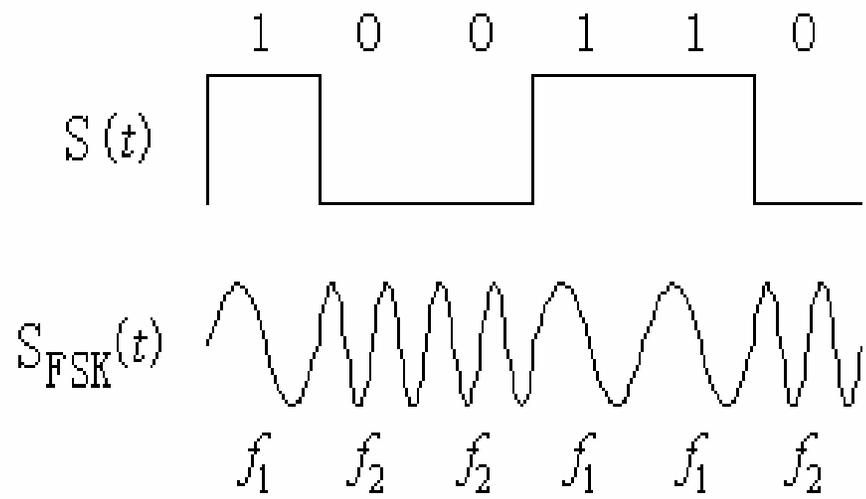
即用频率为 $f_1$ 的载波代表“1”码，用频率为 $f_2$ 的载波代表“0”码，或相反。

它相当于载波在两种不同频率之间进行切换，故称频移键控

(*FSK* —— *Frequency Shift - Keying*)。



(a)



(b)

载波在两种不同频率之间进行切换  
生成2FSK信号的波形

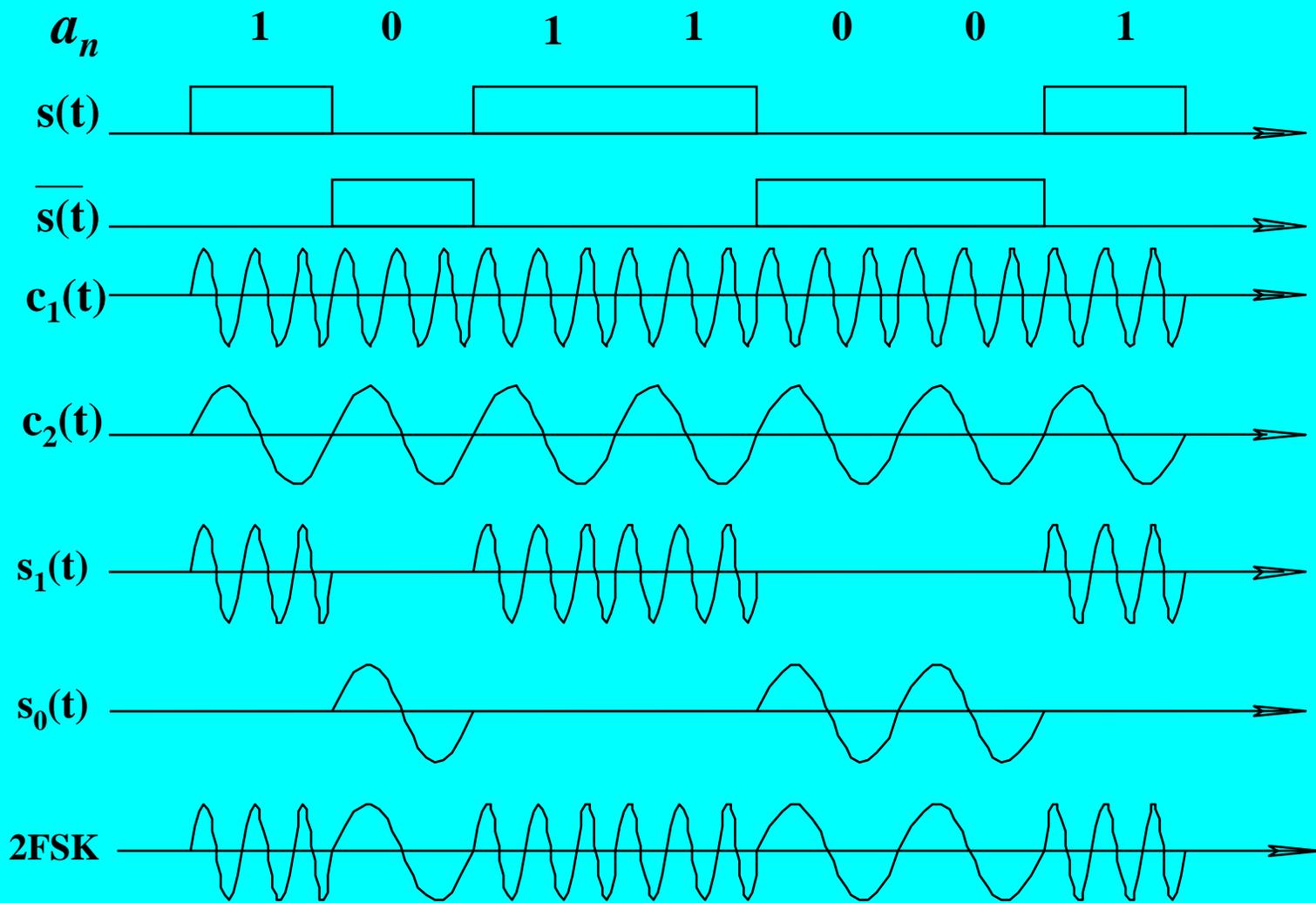
另一方面，2FSK调制信号也可以看作两个2ASK调制信号的叠加：

$$S_{2FSK}(t) = s(t) \cos(\omega_1 t) + \overline{s(t)} \cos(\omega_2 t)$$

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b)$$

$$\overline{s(t)} = \sum_n \overline{a_n} g(t - nT_b)$$

$$a_n = \begin{cases} 0, & \text{概率为 } P \\ 1, & \text{概率为 } (1-P) \end{cases}$$
$$\overline{a_n} = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ 0, & \text{概率为 } (1-P) \end{cases}$$



两个2ASK调制信号合成2FSK信号

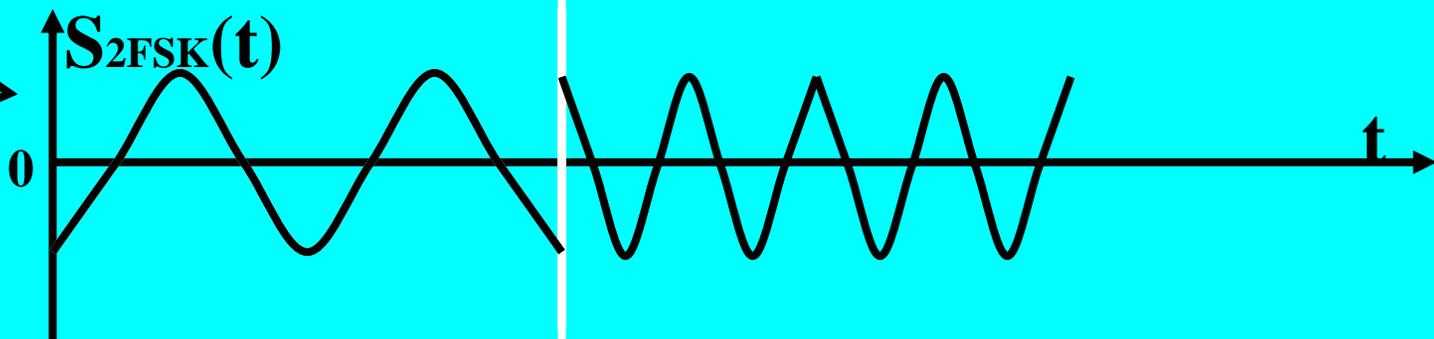
# 相位连续和相位不连续

这种键控切换方式，只要码元间隔时间 $T_b$ 一到，载波立即发生切换，造成 $S_{2FSK}(t)$ 波形不连续，称之为**相位不连续的FSK调制**。相位不连续会引起带宽增大。

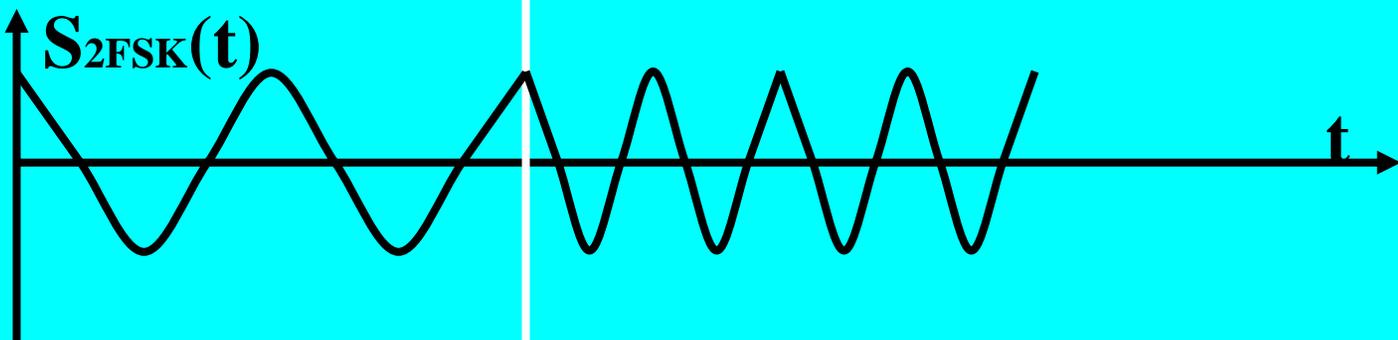
为了波形连续，又发明了**相位连续的FSK调制**。首先，两个不同频率的载波应来自同一振荡源(晶振)，由不同的分频倍程所得；其次，还要恰当选择 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ ，使一个码元时段产生的相移之差为 $2\pi$ 的整数倍，即  $(\omega_1 - \omega_2) T_b = 2n\pi$ 。



相位不连续的2FSK调制

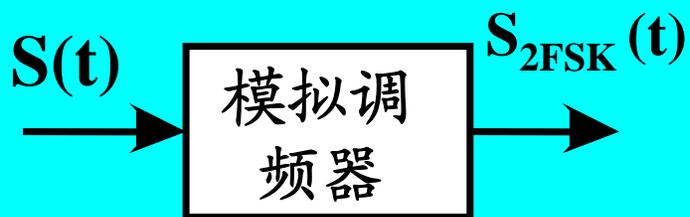


相位连续的2FSK调制

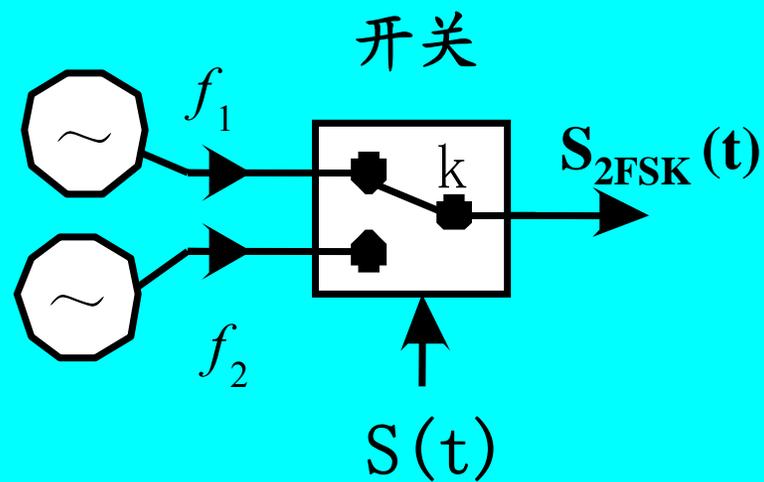


两种2FSK信号波形

## 2、调制方法:



(a) 模拟调频法



(b) 频率键控法

## 二、2FSK信号的功率谱和带宽

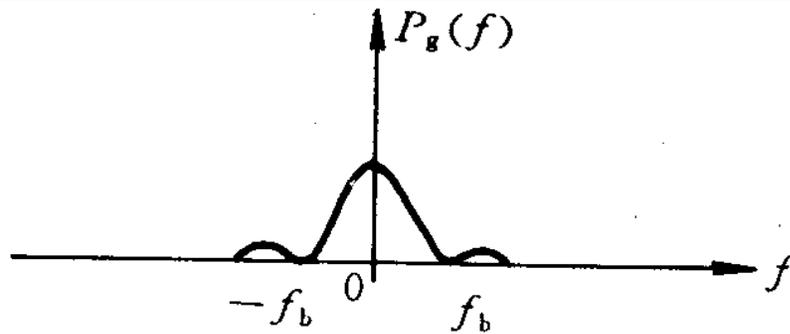
2FSK信号可以看作两个2ASK信号的合成:

$$\text{1码: } S(t) = \begin{cases} A \cos \omega_1 t & (a_n = 1) \\ 0 & (a_n = 0) \end{cases}; \quad \text{0码: } S(t) = \begin{cases} 0 & (a_n = 1) \\ A \cos \omega_2 t & (a_n = 0) \end{cases}$$

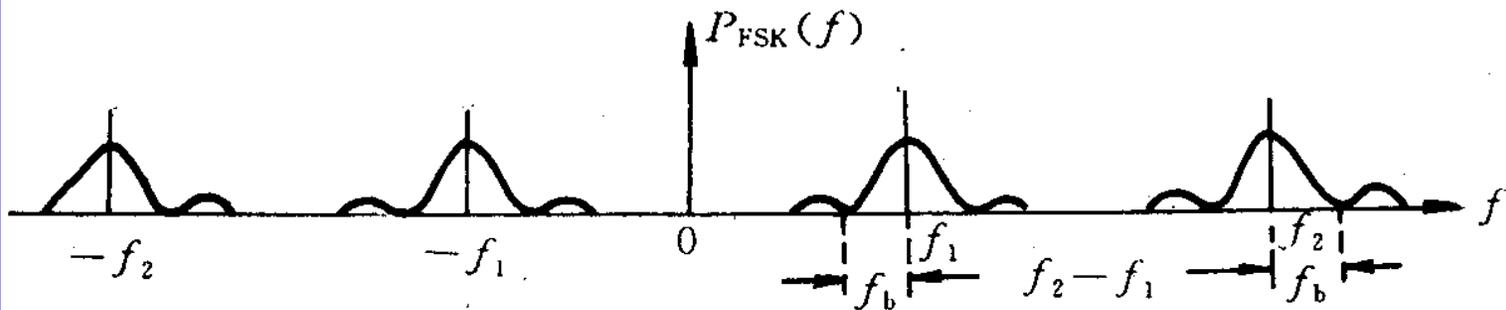
两者恰好互补, 没有重复出现的时段。

因此, 2FSK信号功率谱密度可看作两个2ASK信号功率谱密度的叠加:

$$P_{2FSK}(f) = \frac{T_b}{16} \{ Sa^2[\pi(f + f_1)T_b] + Sa^2[\pi(f - f_1)T_b] \\ + Sa^2[\pi(f + f_2)T_b] + Sa^2[\pi(f - f_2)T_b] \} \\ + \frac{1}{16} [\delta(f + f_1) + \delta(f - f_1) + \delta(f + f_2) + \delta(f - f_2)]$$



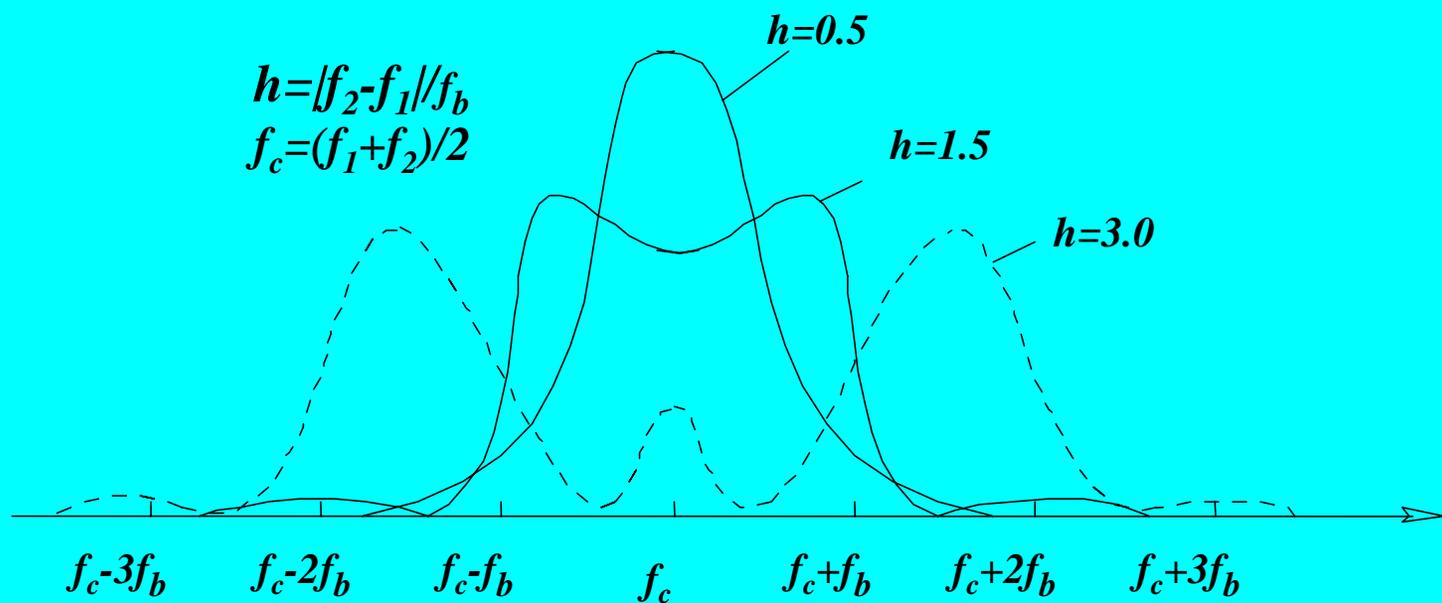
(a) 基带信号功率谱



(b) 2FSK信号功率谱

因此，2FSK信号带宽为  $B=|f_2-f_1|+2f_b$ ，主要取决于两中心频率之差。以  $f_b$ （基带信号带宽）为单位来度量时，可定义  $h=|f_2-f_1|/f_b$  叫调制指数，则  $B=(h+2)f_b$ 。

我们希望2FSK信号占用的频带窄一点，也就是 $h$ 小一点，但是 $h$ 太小了，两个主峰交迭，将来难以解调(无法分开)，下图示出不同的 $h$ 值的交迭状况。实验发现，取 $h = 3 \sim 5$ 是适宜的，这时两主峰之间至少相距一个 $f_b$ ，由此可知， $B_{FSK} = (5 \sim 7) f_b$ 。

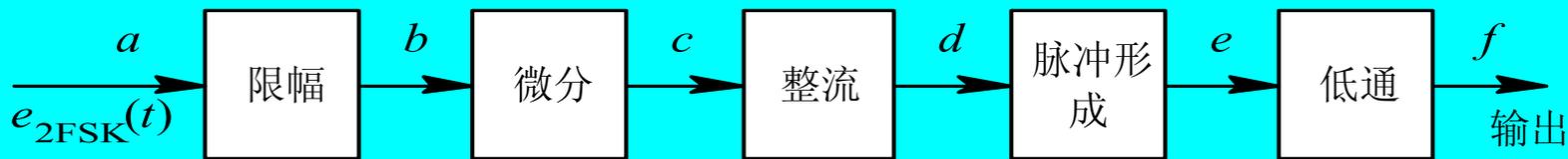


不同 $h$ 值对FSK功率谱的交迭情况

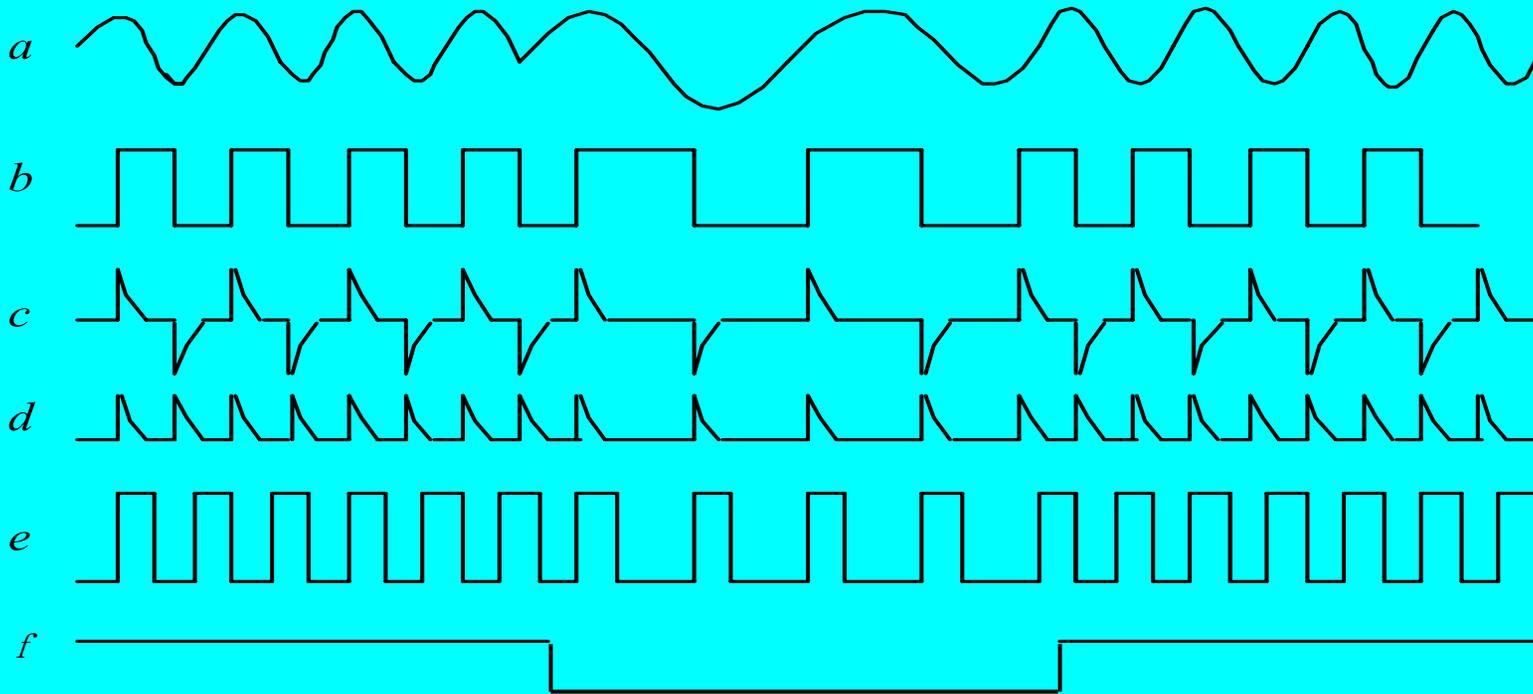
### 三、2FSK信号的解调

#### 1、过零检测法（属非相干解调）：

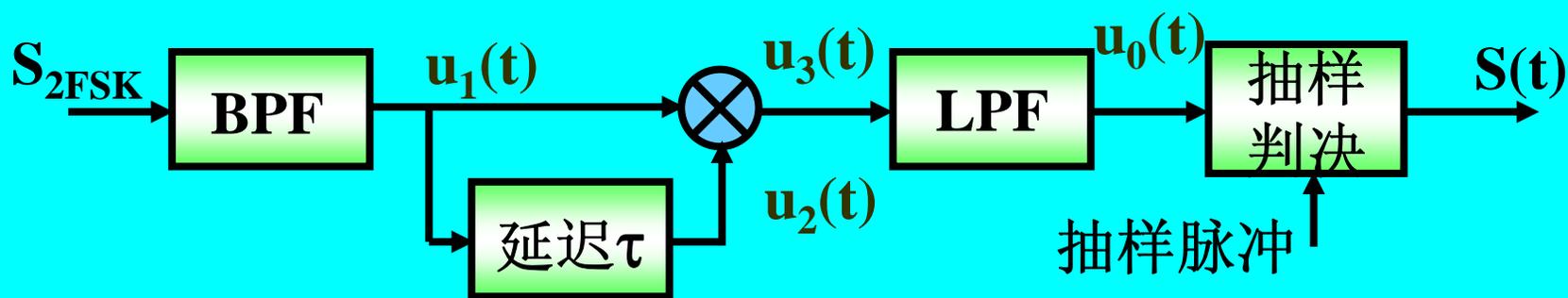
过零检测法原理框图和各点时间波形



(a)



## 2、差分检波法（属相干解调）



设接收的2FSK信号为： $u_1(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega)t$

式中  $a_n=0$  时取“+”号，  $a_n=1$  时取“-”号。

经延时  $\tau$  后变为：

$$u_2(t) = u_1(t - \tau) = A \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)(t - \tau)]$$

二者相乘为：

$$\begin{aligned}u_3(t) &= u_1(t) \cdot u_2(t) = A \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)t] \cdot A \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)(t - \tau)] \\ &= \frac{1}{2} A^2 \{ \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)\tau] + \cos[2(\omega_c \pm \Delta\omega)t - (\omega_c \pm \Delta\omega)\tau] \}\end{aligned}$$

经低通滤波后为： $u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)\tau]$

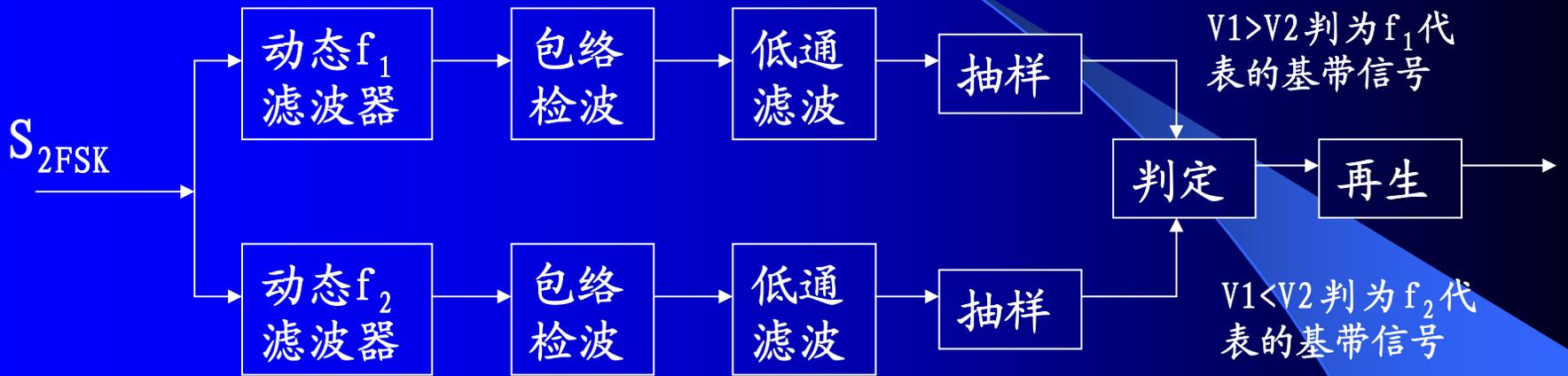
调节延时  $\tau$ ，使  $\omega_c \tau = \frac{\pi}{2}$ ，则  $u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\frac{\pi}{2} \pm \Delta\omega \cdot \tau) = \mp \frac{A^2}{2} \sin(\Delta\omega \cdot \tau)$

在频偏较小时： $\Delta\omega \ll 1$ ， $u_0(t) \approx \mp \frac{A^2}{2} \Delta\omega \tau$

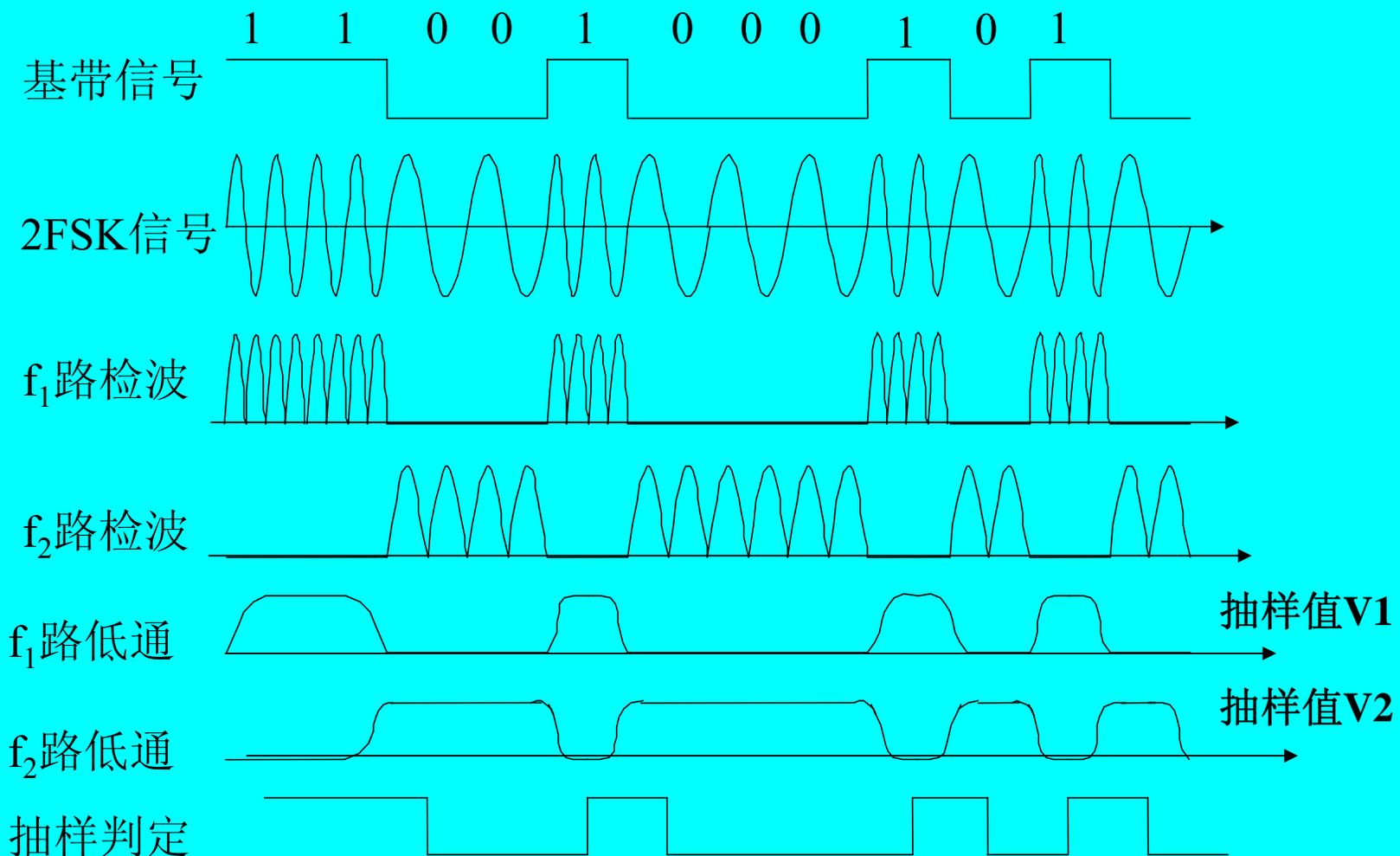
于是，由正负号就可判定：

负值判为“0”；正值判为“1”。

### 3、滤波检测法（属非相干解调）：

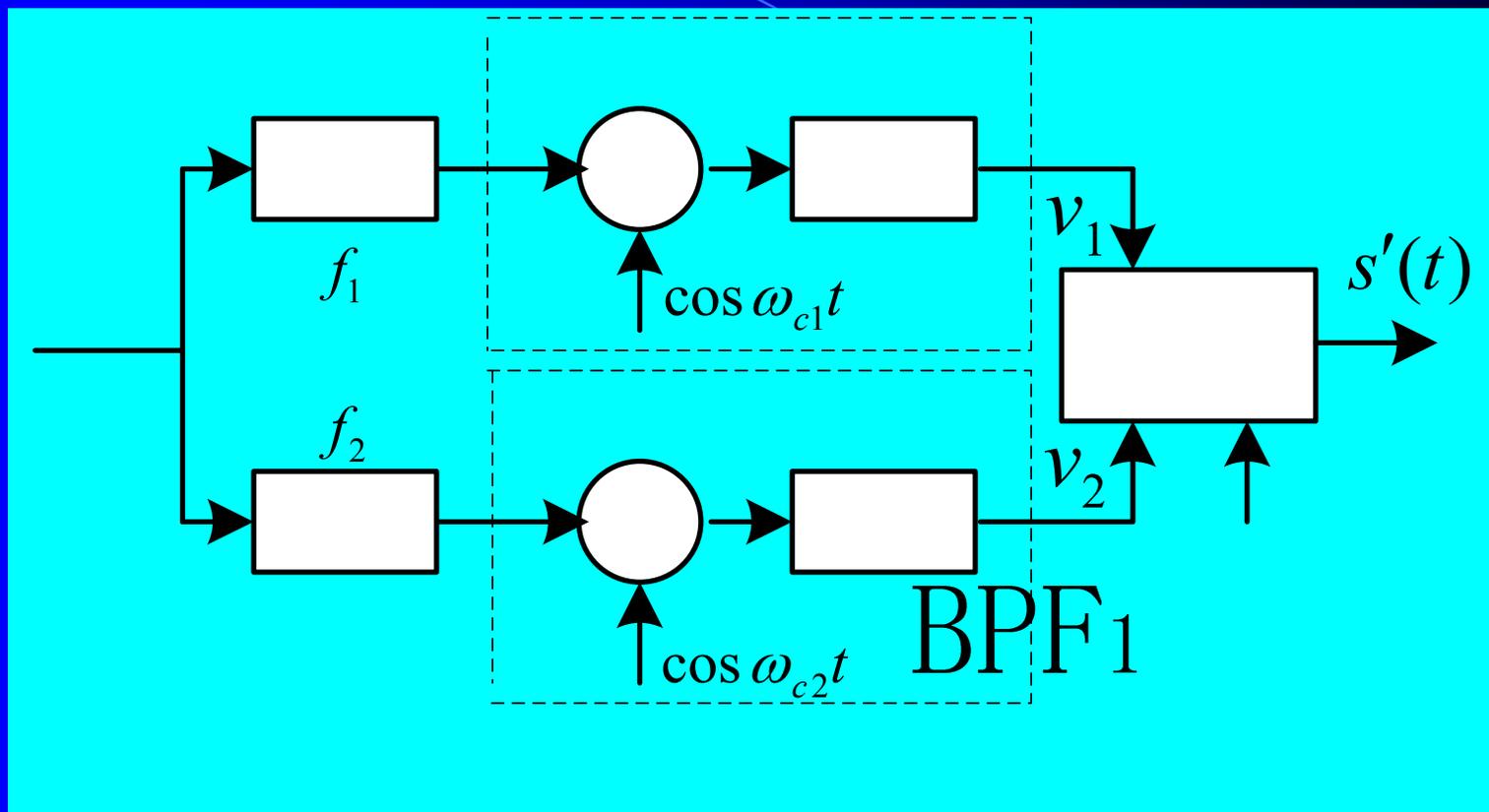


2FSK滤波检测法解调框图



**2FSK滤波检测法解调过程的时间波形**

## 4、相干解调法（同步检波）



2FSK

$\begin{cases} \text{抽样值 } v_1 > v_2, & \text{判为 } f_1 \text{ 代表的数字基带信号} \\ \text{抽样值 } v_1 < v_2, & \text{判为 } f_2 \text{ 代表的数字基带信号} \end{cases}$

# 例

6-12 设某 2FSK 调制系统的码元传输速率为 1000 波特，已调信号的载频为 1000Hz 或 2000Hz。

(1) 若发送数字信息为 011010，试画出相应的 2FSK 信号波形；

(2) 试讨论这时的 2FSK 信号应选择怎样的解调器解调？

(3) 若发送数字信息是等可能的，试画出它的功率谱密度草图。

## § 6.3 二进制数字相移键控

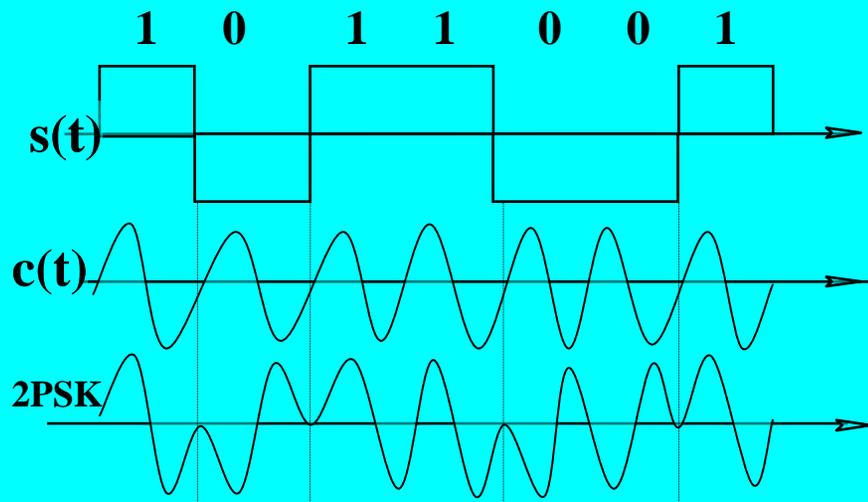
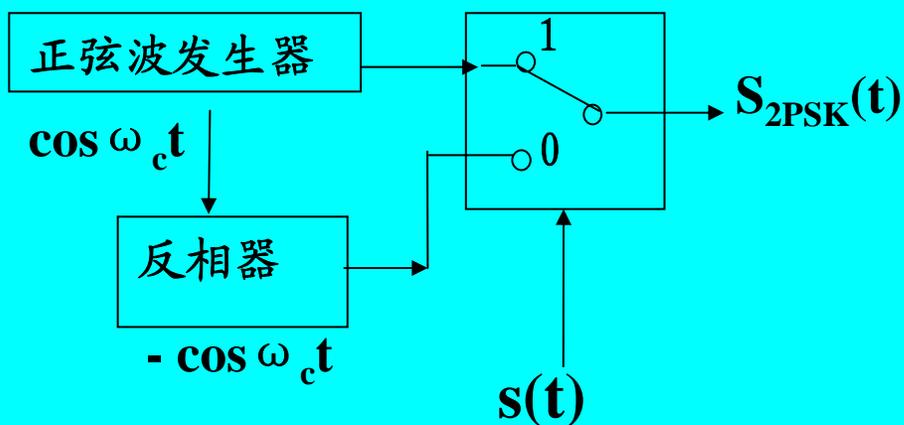
数字相位调制又称相移键控，记作PSK（Phase shift-keying），二进制相移键控记作2PSK。

### 一、2PSK信号一般原理与调制方法

用载波的两相相位（0和 $\pi$ ）去对应基带信号的“0”与“1”两种码元。因此二元数字调相就是让载波在两种相位间切换，故称相移键控。

例如，用初始相位 0 表示“1”码，  
初始相位  $\pi$  表示“0”码。

$$S_{2PSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_c t + 0) = A \cos \omega_c t & \text{当 } a_n = 1 \\ A \cos(\omega_c t + \pi) = -A \cos \omega_c t & \text{当 } a_n = 0 \end{cases}$$

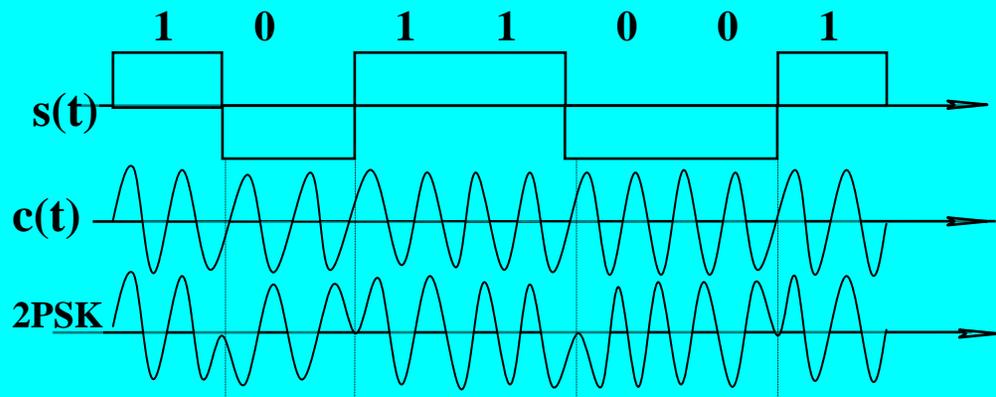
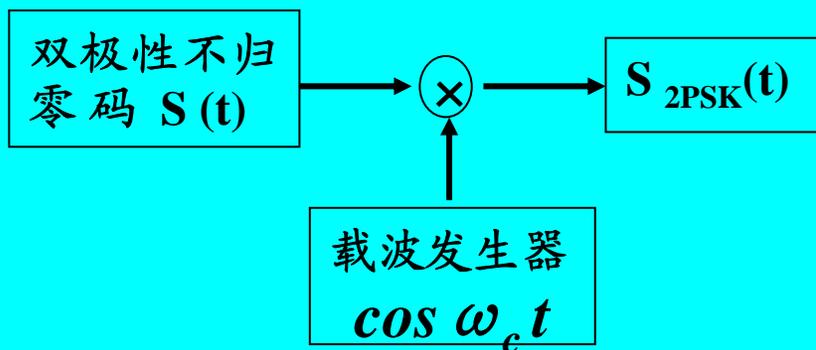


载波在两种不同相位之间进行切换生成2PSK信号(数字键控法)

2PSK还可以看作双极性不归零码基带信号的数字调幅，

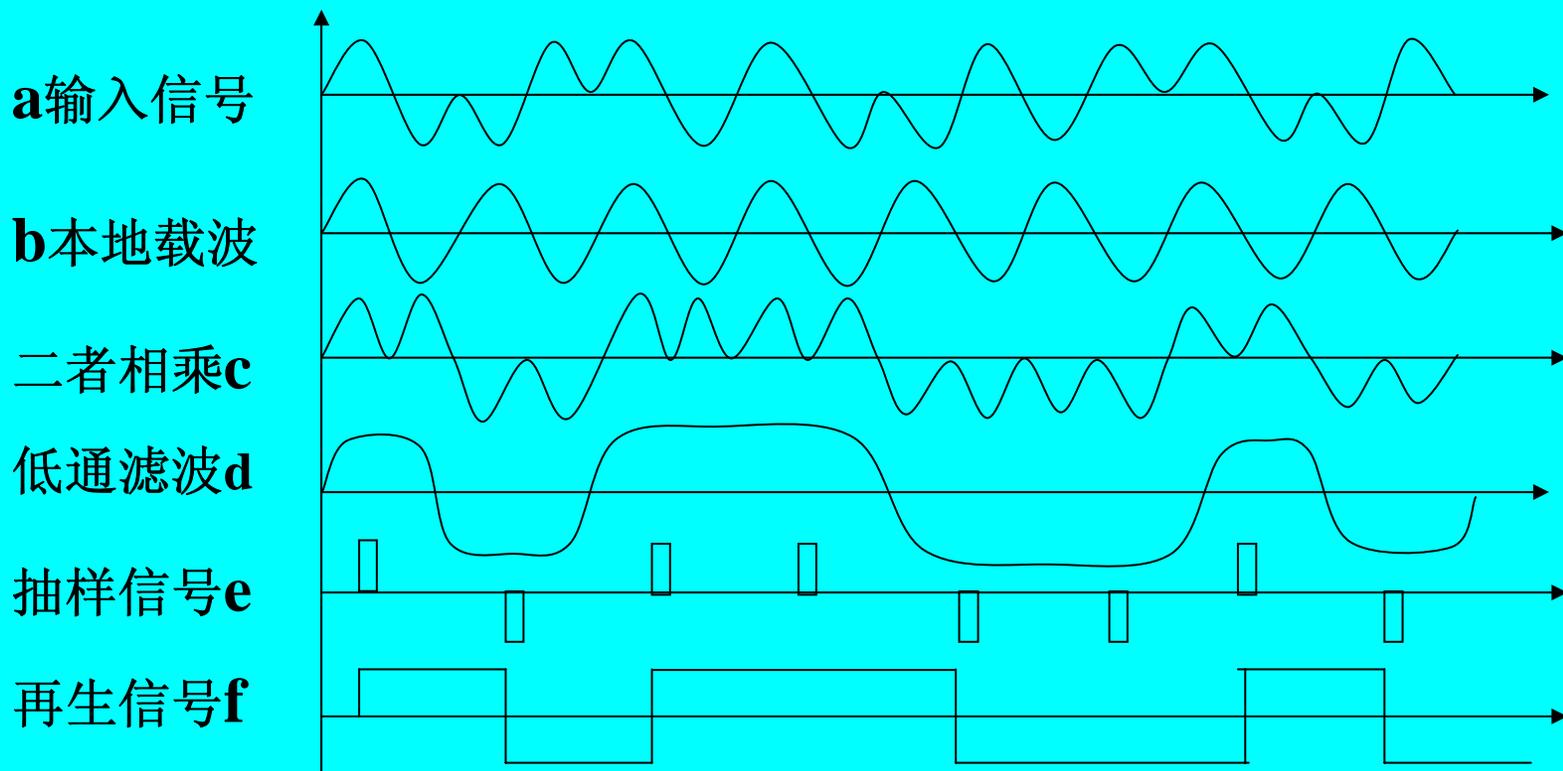
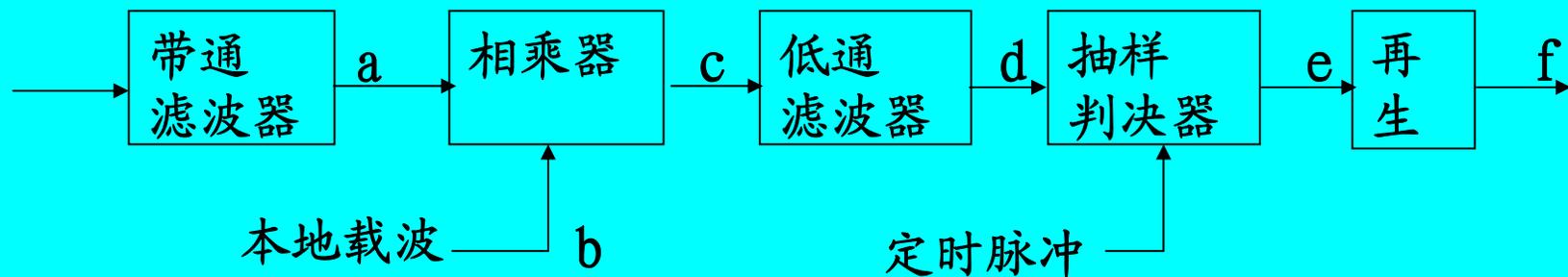
即基带信号  $S(t) = \begin{cases} A & a_n = 1 \\ -A & a_n = 0 \end{cases}$  与载波  $\cos \omega_c t$  的乘积。

$$S_{2PSK}(t) = S(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{当 } a_n = 1 \\ -A \cos \omega_c t & \text{当 } a_n = 0 \end{cases}$$



用双极性不归零基带信号进行调幅生成2PSK信号(模拟调制法)

## 二、2PSK信号的解调（相干解调）



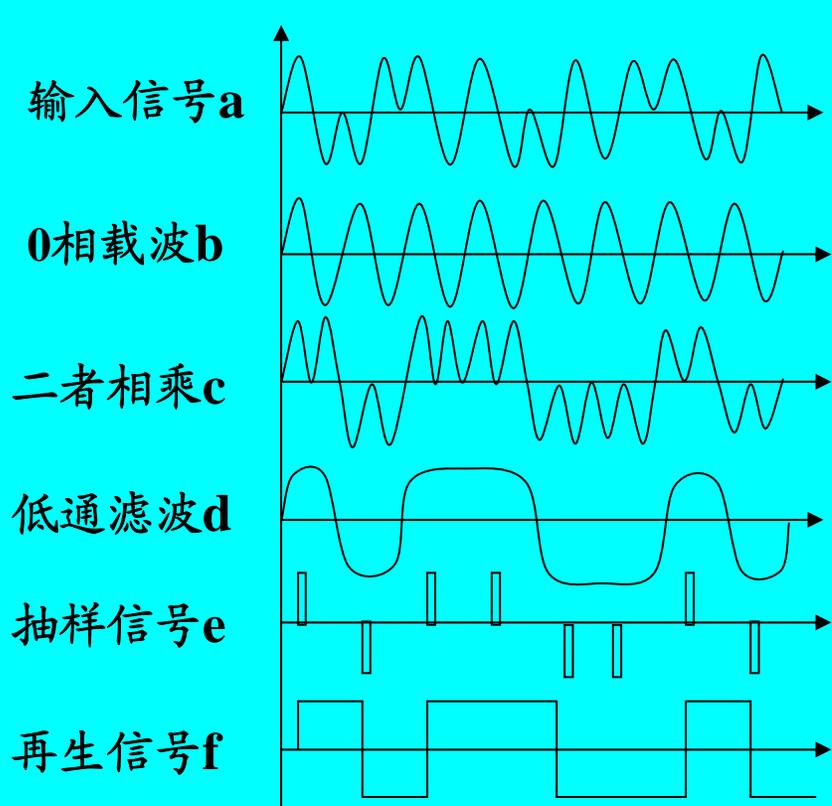
2PSK相干解调原理图和各点时间波形

相干解调需要一个与发送端同频同相的本地载波，此载波应由收端的载波提取电路提取。

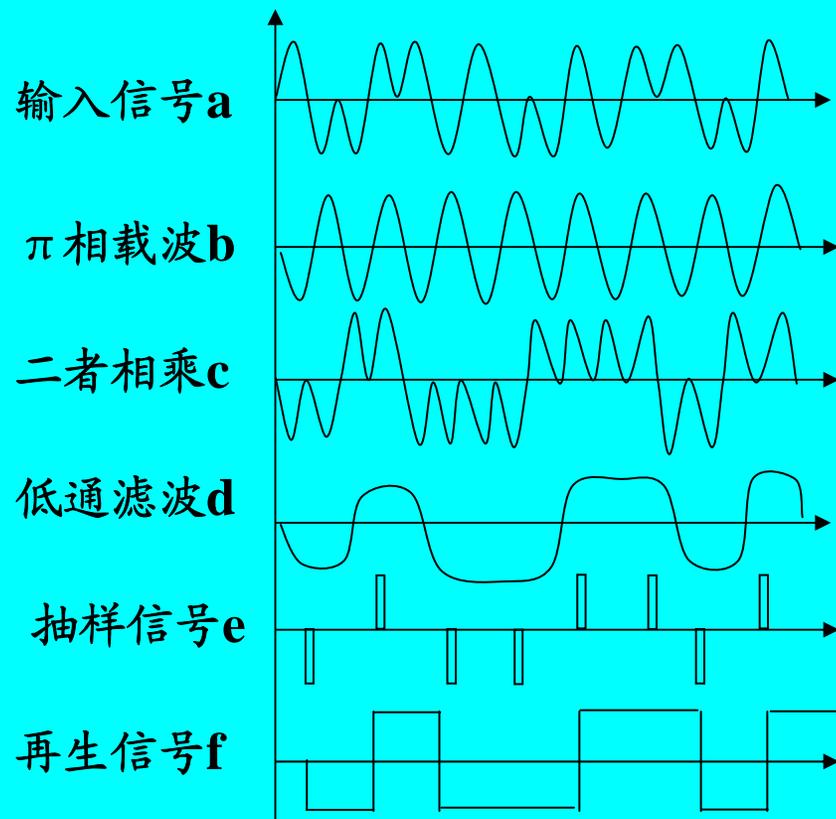
这里出现一个问题：接收到的2PSK信号中含有两种载波相位，本地载波究竟与哪个同步？这从接收到的2PSK信号中是无法决定的。并且若载波提取不完善，会存在相位偏差。

这样，若载波同步错了，那么解调后所有的“1”码都变成了“0”码，所有的“0”码都变成了“1”码，极性完全相反，形成“1”和“0”的倒置，这个问题称“ $0 \sim \pi$ 模糊”（反向工作）。这是2PSK信号采用相干解调必须解决的问题。

本地载波的 $0\sim\pi$ 模糊，造成判定结果完全相反：



左图：用0相载波解调



右图：用 $\pi$ 相载波解调

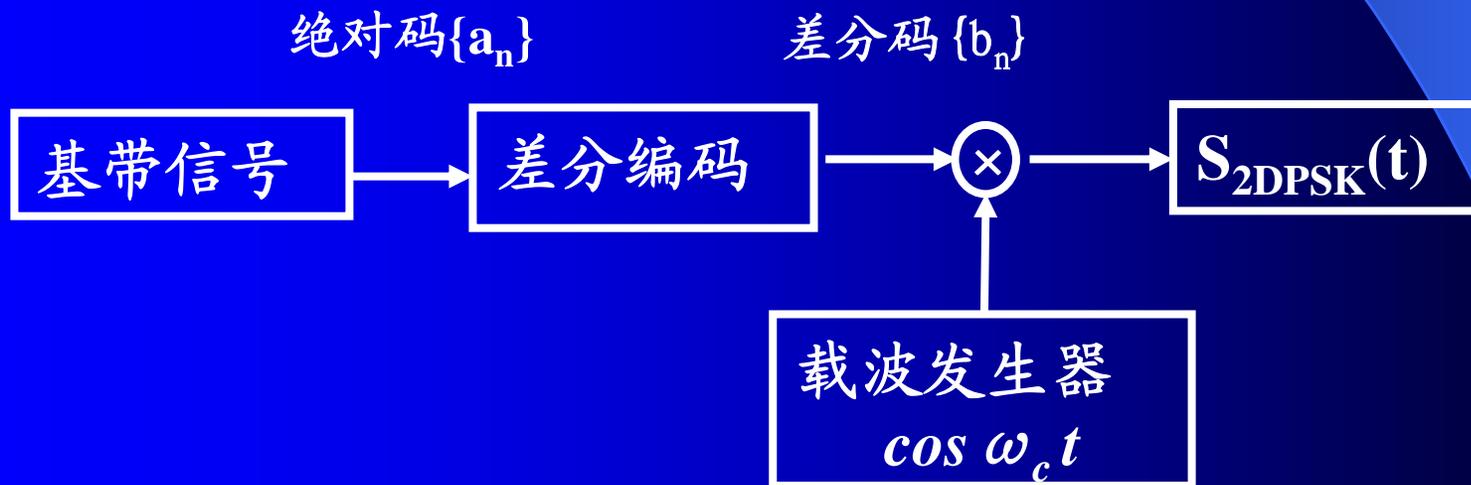
用0相载波解调与用 $\pi$ 相载波解调的比较

### 三、二元差分相移键控

#### 2DPSK ( Differential Phase-Shift Keying )

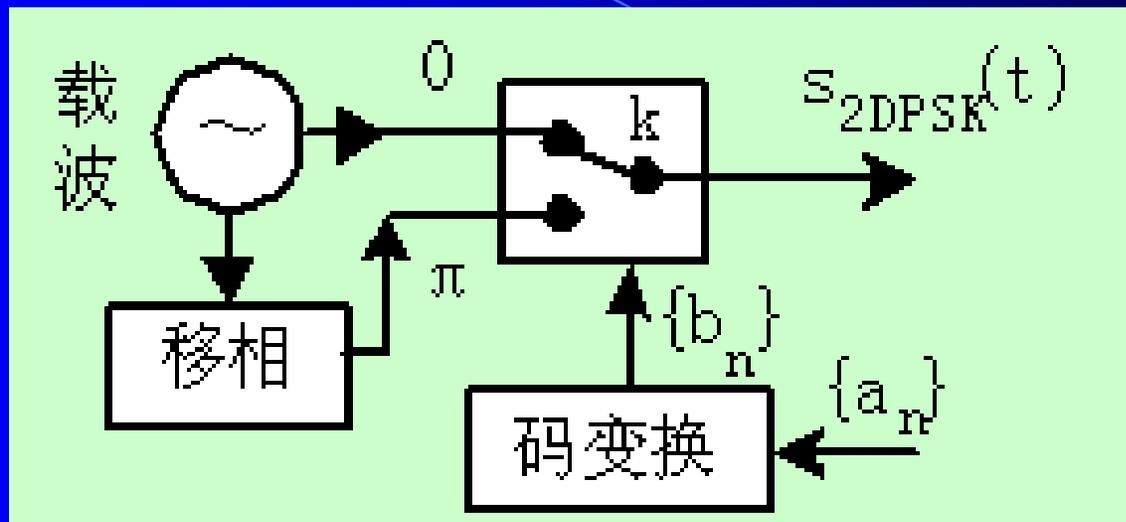
##### 1、2DPSK调制:

为了解决“0~ $\pi$ 模糊”问题，在进行数字调相之前先进行差分编码，再对差分码进行二元数字调相，称为二元差分调相。



2DPSK调制（模拟法）流程框图

## 2DPSK调制（键控法）流程图

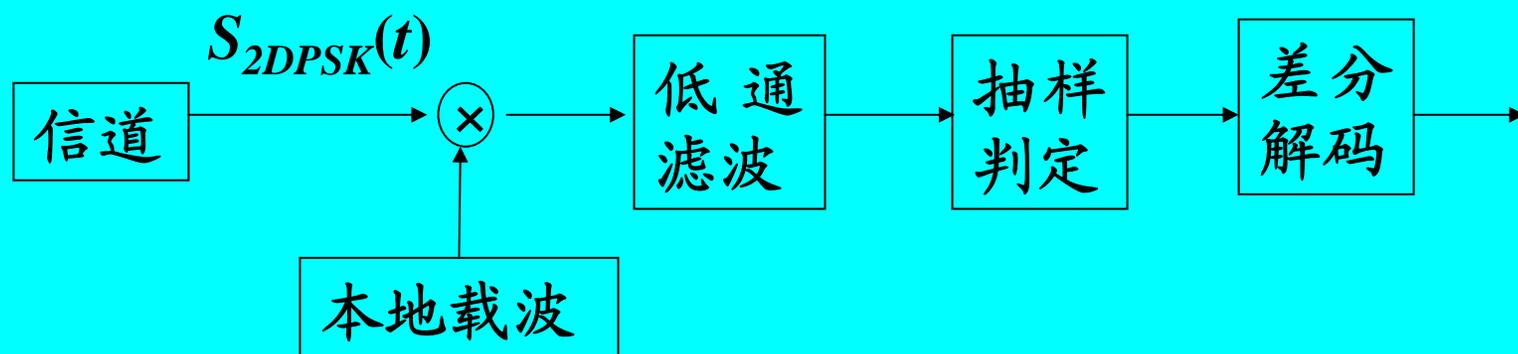


2DPSK不会存在“ $0 \sim \pi$ 模糊”问题，这是由于即使本地载波倒相，那么前后码元都倒相，但它们的相位差并没有变，而2DPSK正是由前后码元的相对相移表示数字信号的。

## 2、2DPSK解调:

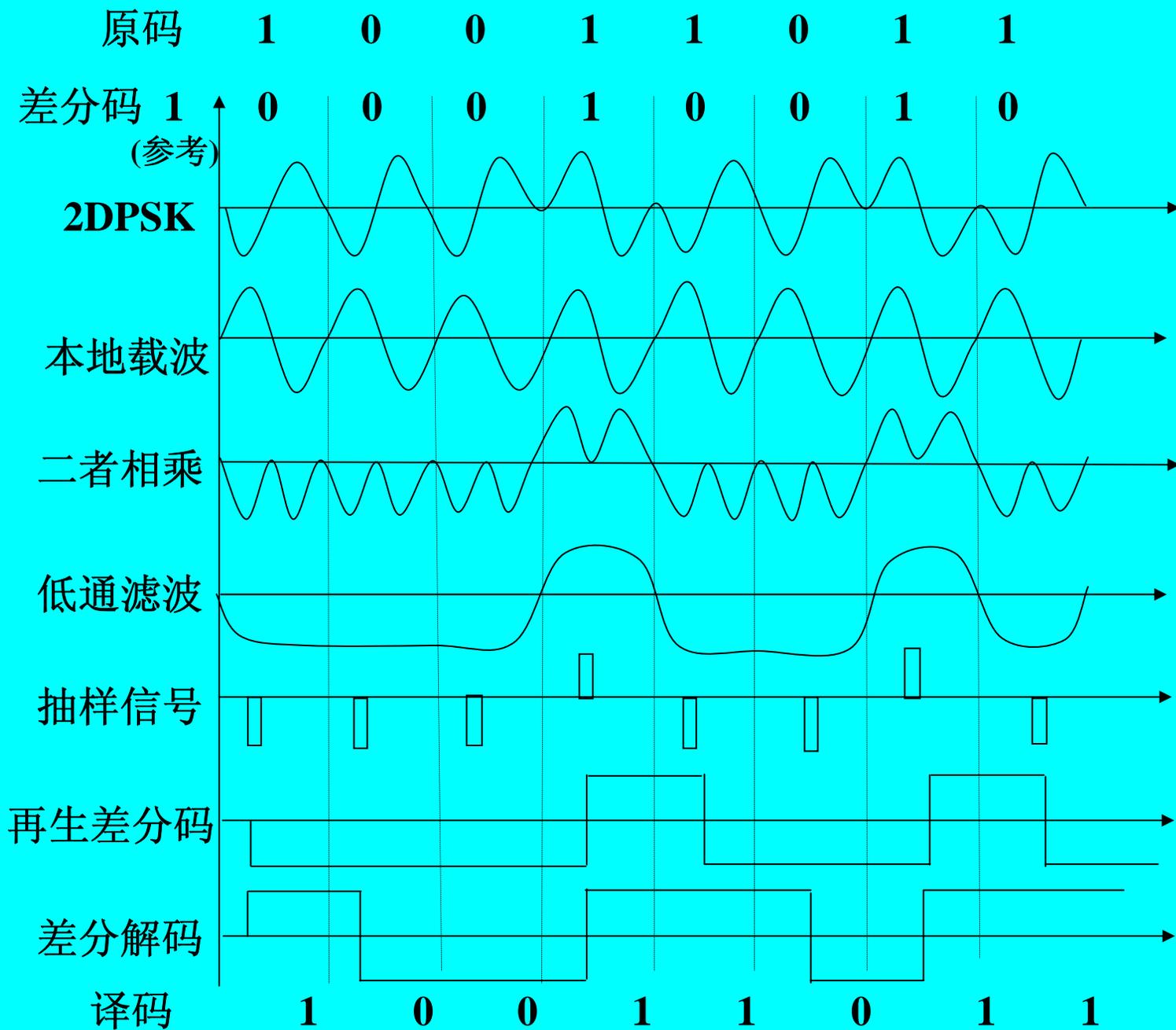
### ① 2DPSK绝对相干解调（极性比较码变换法）:

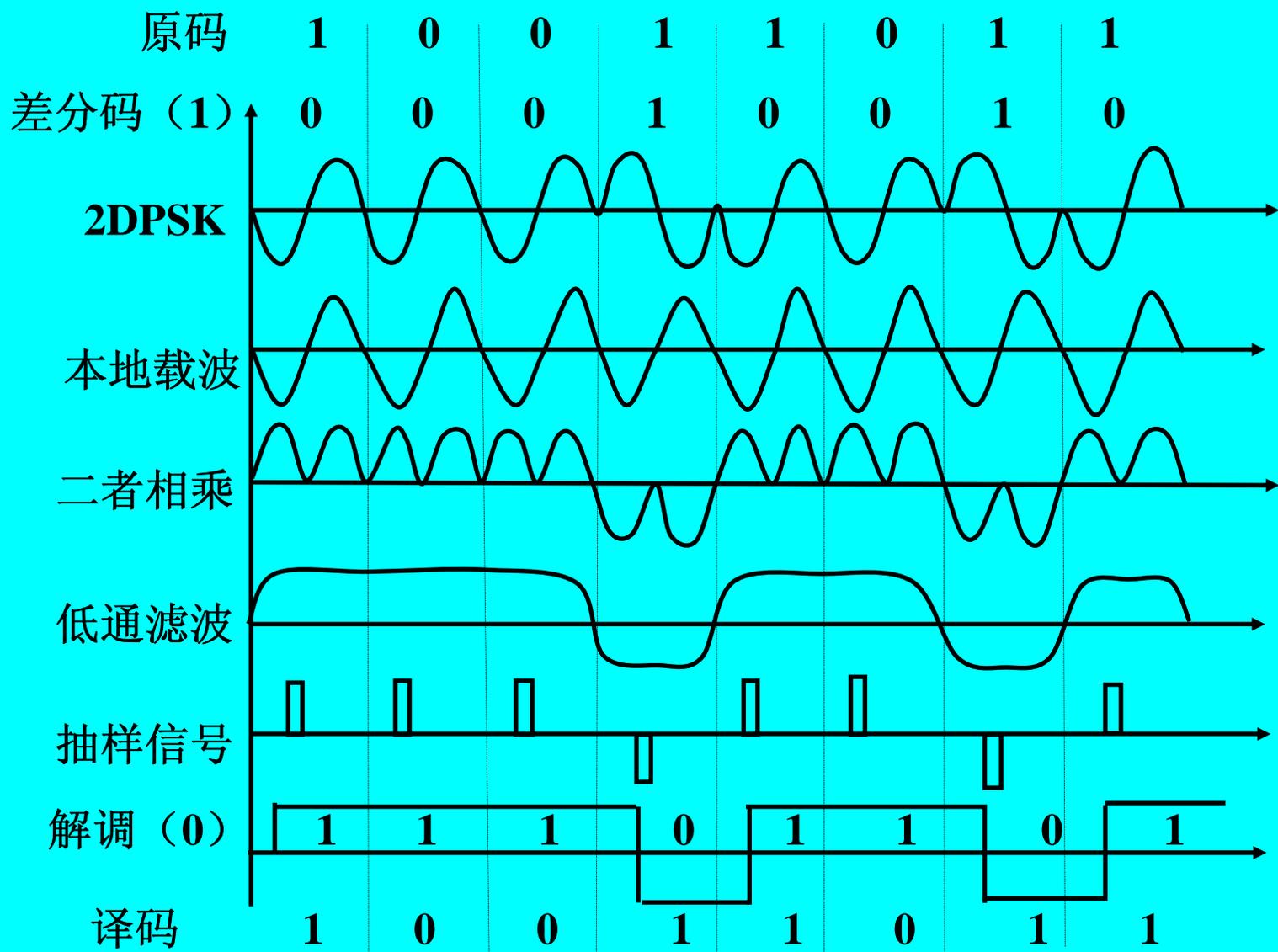
由于差分码是靠相邻码元的变化与否来决定“1”码和“0”码的，不论0相位还是 $\pi$ 相位，相邻码元的变化关系是一样的。所以，接收端无论用0相载波还是 $\pi$ 相载波解调，尽管得到的差分码不同，但经差分逆变换后，二者得到的结论完全相同。



2DPSK绝对相干解调流程框图

# 2DPSK 绝对相 干解调 波形

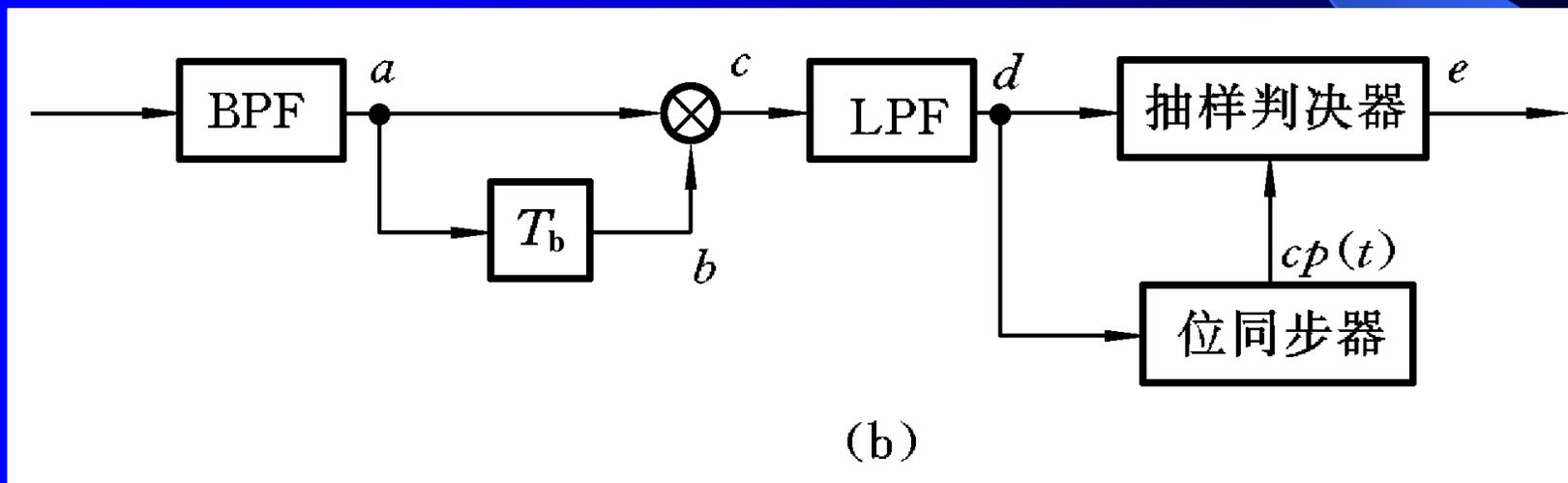




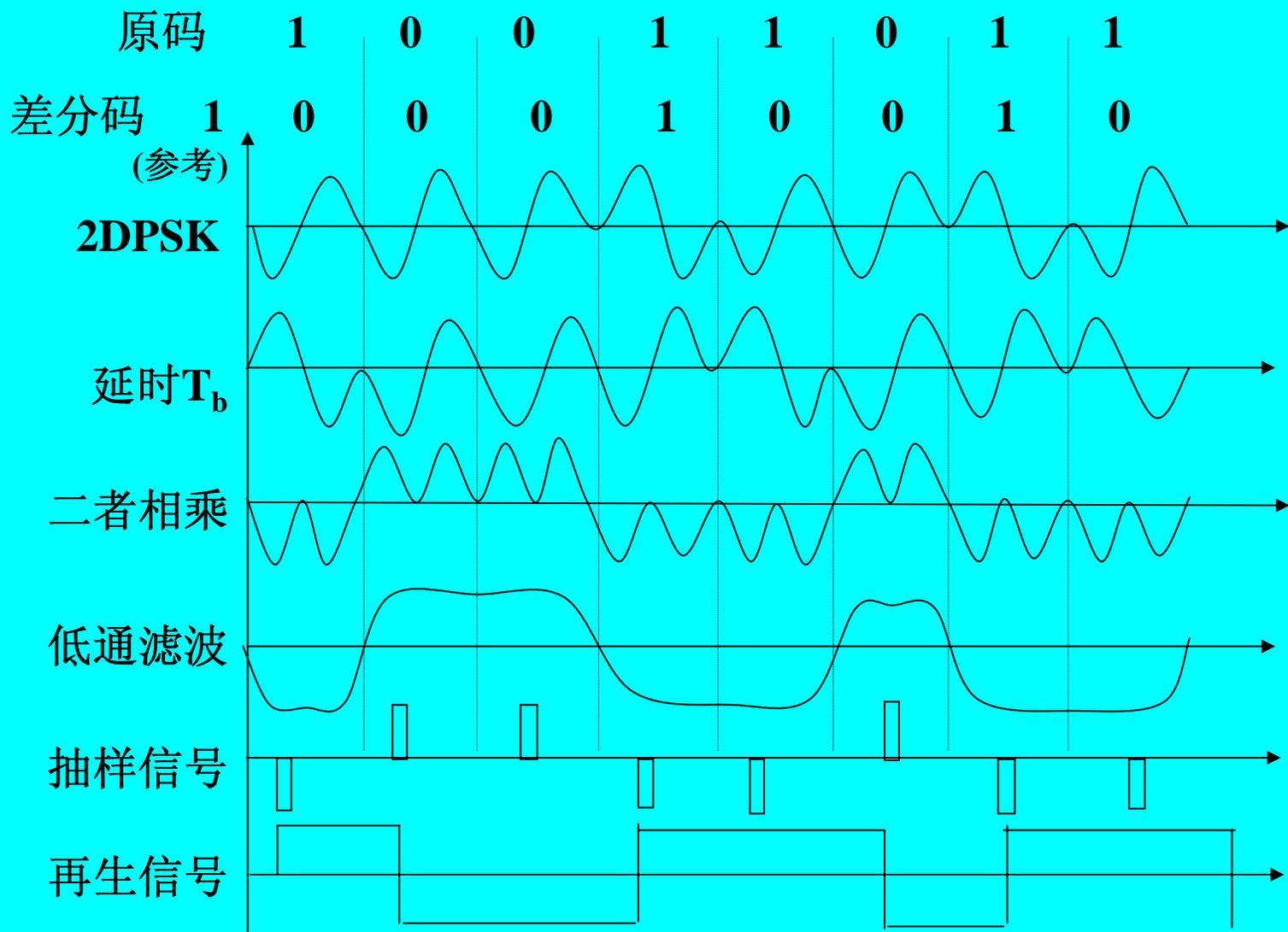
当本地载波反相后，解调结果完全相反，但译码仍正确。

## ② 2DPSK相对相干解调（差分相干解调）：

既然2DPSK靠相邻码元的变化来决定“1”码和“0”码，那么用相邻波形直接相乘就能得到变化与否的信息了，完全可以省去产生本地载波的复杂环节，于是设计出下图所示的相对相干解调方式：



2DPSK相对相干解调流程框图  
(相位比较法)



2DPSK相对相干解调波形

设前一码元  $S_1(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_1)$

后一码元  $S_2(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_2)$

两者相乘，得

$$S_1(t) \cdot S_2(t) = A^2 [\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos(2\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_2)] / 2$$

通过LPF，得  $v(t) = A^2 [\cos(\varphi_1 - \varphi_2)] / 2 = A^2 [\cos(\Delta\varphi)] / 2$

判定：  $\Delta\varphi = 0$ ，  $v(t) = A^2 / 2$ （抽样值  $> 0$ ），表明前后码元相同，判定为“0”码；

$\Delta\varphi = \pi$ ，  $v(t) = -A^2 / 2$ （抽样值  $< 0$ ），表明前后码元不同，判定为“1”码；

## 四、2PSK信号和2DPSK信号的功率谱和带宽

从2PSK信号和2DPSK信号的波形来说，都可等效为双极性不归零基带信号的幅度调制，表达式相同， $S_{2PSK}(t) = S(t) \cos \omega_c t$ 。不同在于2DPSK信号中的S(t)为由2PSK信号的基带信号变换而来的差分码数字信号。

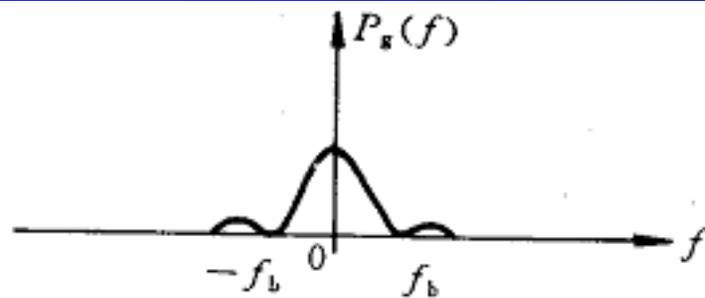
所以，2PSK信号与2DPSK信号功率谱密度相同。

双极性不归零码的功率谱  
为：

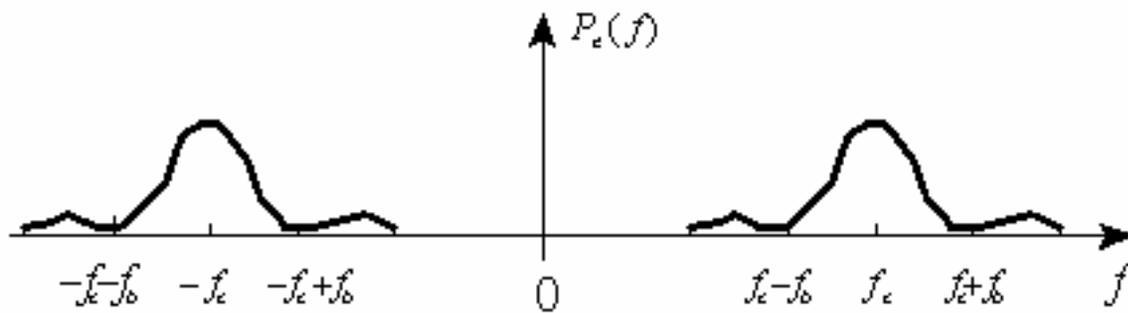
$$P_S(f) = T_b S_a^2 (\pi f T_b)$$

乘以余弦调制后功率谱密度为：

$$\begin{aligned} P_{2PSK}(f) &= \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)] \\ &= \frac{T_b}{4} \{S_a^2[\pi(f + f_c)T_b] + S_a^2[\pi(f - f_c)T_b]\} \end{aligned}$$



(a) 基带信号功率谱



(b) 2PSK信号功率谱

除了没有冲激项之外，功率谱与  $P_{2ASK}(f)$  完全相同。因此2PSK信号和2DPSK信号的带宽仍然是基带带宽的两倍： $B_{2PSK} = B_{2DPSK} = B_{2ASK} = 2f_b = 2/T_b = 2R_b$

# 例1

6-19 假设在某 2DPSK 系统中，载波频率为 2400 Hz，码元速率为 1200 波特，已知相对码序列为 1100010111。

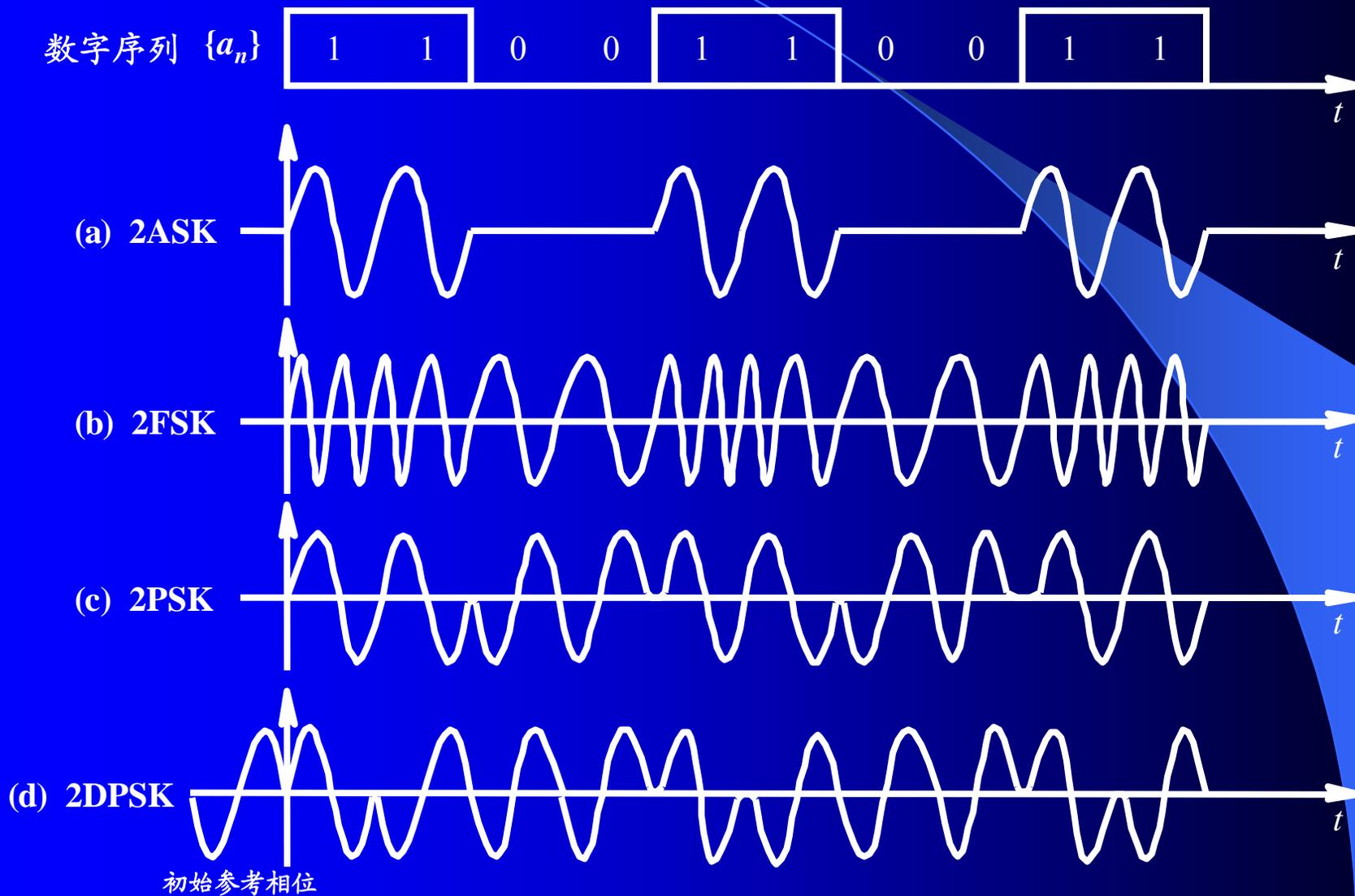
(1) 试画出 2DPSK 信号波形；

(2) 若采用差分相干解调法接收该信号时，试画出解调系统的各点波形；

(3) 若发送信息符号 0 和 1 的概率分别为 0.6 和 0.4，试求 2DPSK 信号的功率谱密度。

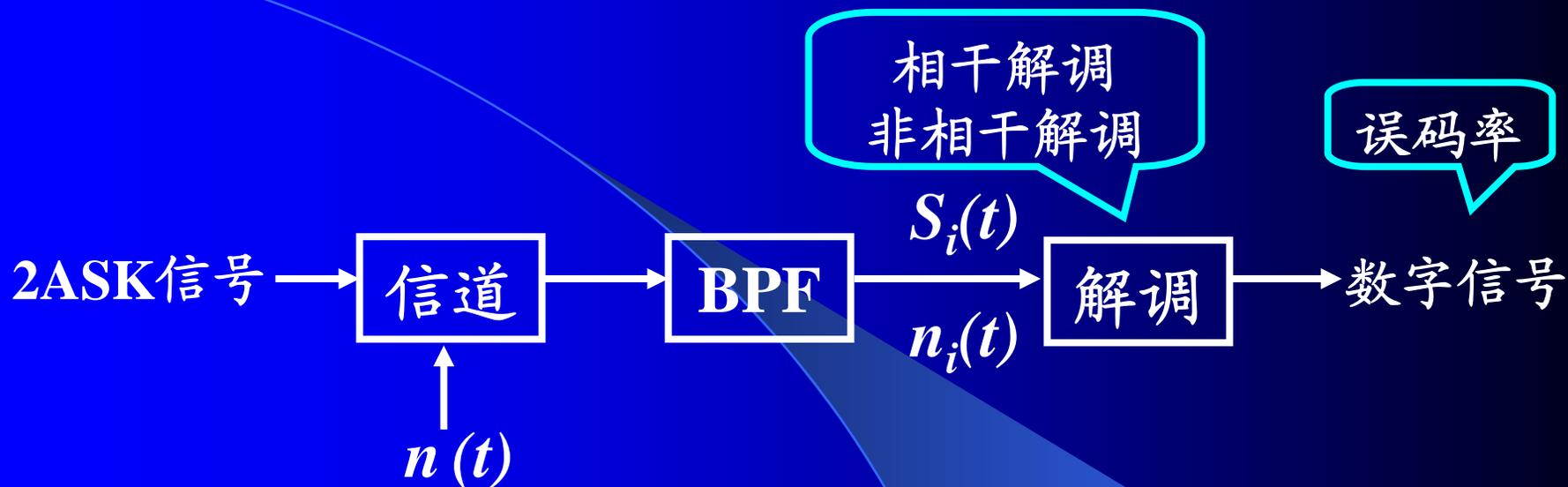
# 例2

## 二进制数字频带调制信号波形示意图



## § 6.4 二进制数字调制系统的抗噪声性能

### 一、2ASK系统的抗噪声性能:



接收端收到的2ASK信号为

$$S_i(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & , \text{发送“1”时} \\ 0 & , \text{发送“0”时} \end{cases}$$

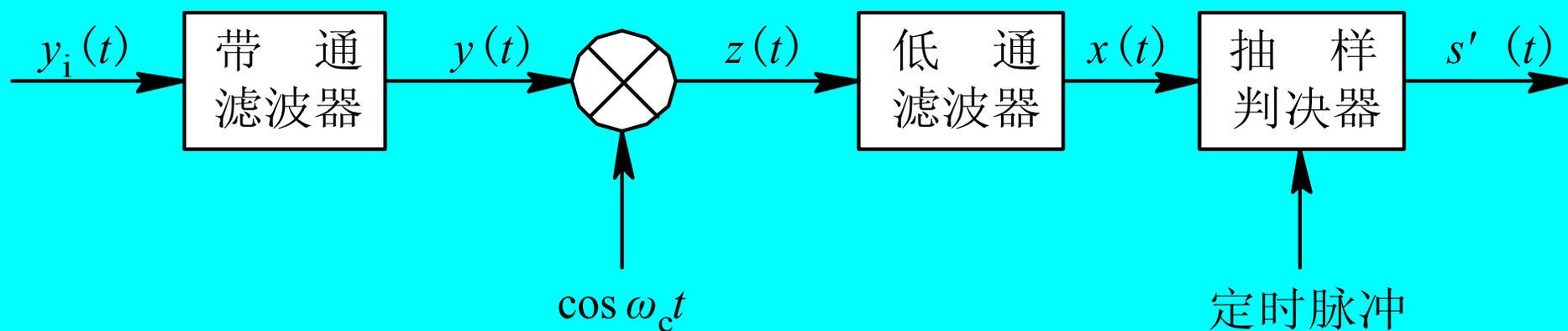
信道噪声为高斯白噪声，经BPF后形成窄带高斯白噪

$$\begin{aligned}n_i(t) &= A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \\ &= A(t) \cos \varphi(t) \cos \omega_c t - A(t) \sin \varphi(t) \sin \omega_c t \\ &= n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t\end{aligned}$$

BPF输出是2ASK信号和窄带高斯白噪声的叠加，  
在一个码元周期 $T_b$ 内：

$$\begin{aligned}y(t) &= S_i(t) + n_i(t) \\ &= \begin{cases} [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{发“1”时} \\ n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{发“0”时} \end{cases}\end{aligned}$$

# 1、相干解调时2ASK系统误码率



$y(t)$ 与相干载波 $\cos \omega_c t$ 相乘后的波形 $z(t)$ 为

$$z(t) = y(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} [A + n_c(t)] \cos^2 \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t, & \text{发送“1”符号} \\ n_c(t) \cos^2 \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t, & \text{发送“0”符号} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \{ [A + n_c(t)] + [A + n_c(t)] \cos 2\omega_c t - n_s(t) \sin 2\omega_c t \} / 2, & \text{发送“1”符号} \\ [n_c(t) + n_c(t) \cos 2\omega_c t - n_s(t) \sin 2\omega_c t] / 2, & \text{发送“0”符号} \end{cases}$$

$z(t)$ 经LPF后, 在抽样判决器  
输入端得到:

$$x(t) = \begin{cases} A + n_c(t), & \text{发“1”} \\ n_c(t), & \text{发“0”} \end{cases}$$

$x(t)$ 值的一维  
概率密度为:

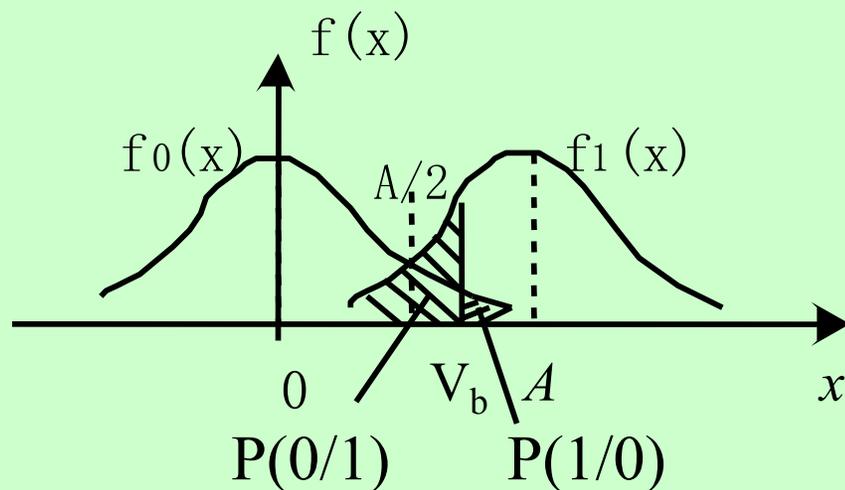
$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right], \text{发“1”}$$

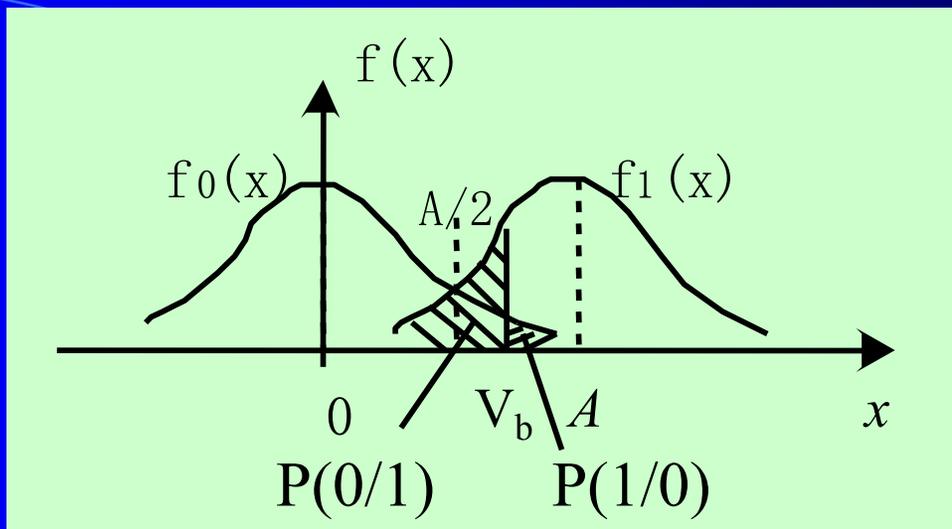
$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right), \text{发“0”}$$

设 $V_b$ 为判决门限电平值  
(阈值电平), 判决规则为:

$x > V_b$ , 判为“1”码

$x < V_b$ , 判为“0”码





$P[x < V_b | 1] = P(0 | 1)$  表示发出“1”码而错判为“0”码的概率。

$P[x > V_b | 0] = P(1 | 0)$  表示发出“0”码而错判为“1”码的概率。

总误码率为

$$P_e = P(1) \cdot P(0 | 1) + P(0) \cdot P(1 | 0)$$

$$= [P(0 | 1) + P(1 | 0)] / 2$$

(信源等概)

由概率密度分布图不难看出，最佳判决门限为：

$V_b^* = A/2$ ，此时误码率（阴影面积）最小。

此时， $P(0/1) = P(1/0)$ ，则

$$\begin{aligned} P_e &= P(1|0) = P(x > V_b | 0) \\ &= \int_0^{+\infty} f_0(x) dx - \int_0^{V_b} f_0(x) dx \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_0^{V_b} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right] dx \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{V_b/\sqrt{2}\sigma_n} e^{-u^2} du \quad \left(u^2 = \frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right) \end{aligned}$$

误差函数

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

补误差函数

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2} du$$

则误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_b}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_b}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

信噪比为

$$(V_b = A/2)$$

$$\gamma = \frac{S}{N} = \frac{\frac{1}{2}A^2}{\sigma_n^2} = \frac{2V_b^2}{\sigma_n^2}$$

则

$$\left(\frac{V_b}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)^2 = \frac{V_b^2}{2\sigma_n^2} = \frac{\gamma}{4}$$

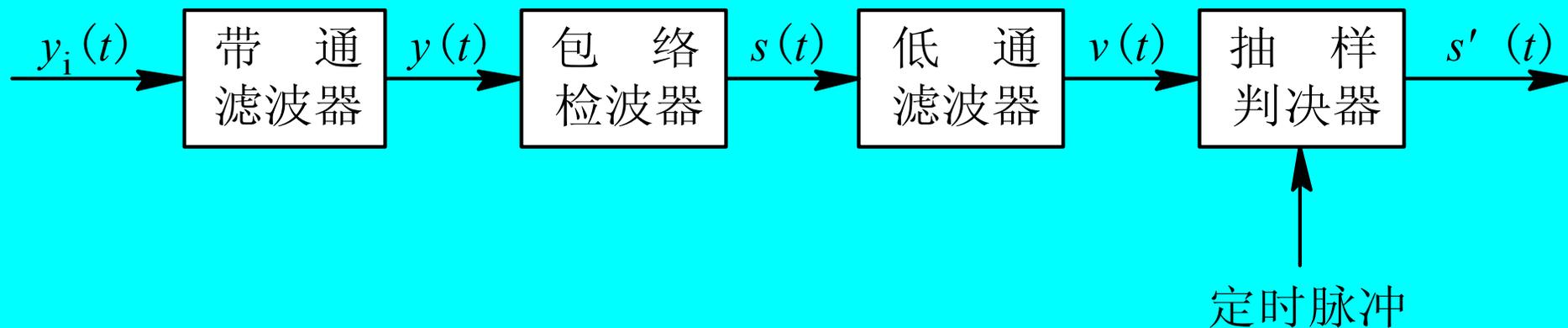
❖ 2ASK系统相干解调时误码率:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right)$$

❖ 当信噪比远大于1时, 上式近似为:

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{4}}$$

## 2、非相干解调（包络检波）时2ASK系统误码率



BPF输出是2ASK信号和窄带高斯白噪声的叠加，  
在一个码元周期 $T_b$ 内：

$$\begin{aligned} y(t) &= S_i(t) + n_i(t) \\ &= \begin{cases} [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{发“1”时} \\ n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{发“0”时} \end{cases} \end{aligned}$$

经包络检波器检测，输出包络信号：

$$v(t) = \begin{cases} \sqrt{[A + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}, & \text{发“1”} \\ \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}, & \text{发“0”} \end{cases}$$

发“1”时，包络是窄带高斯噪声加正弦波的包络，一维概率密度函数服从（广义瑞利分布）莱斯分布：

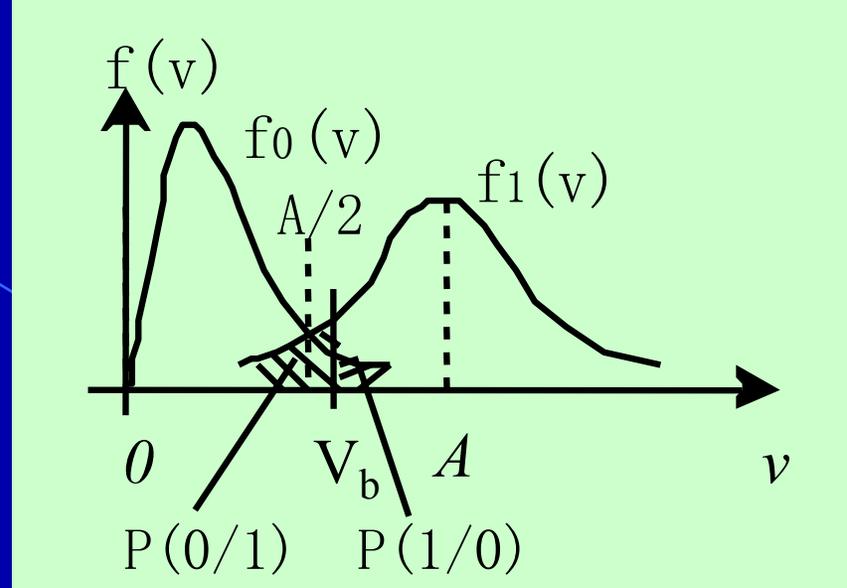
$$f_1(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{Av}{\sigma_n^2}\right) e^{-(v^2 + A^2)/2\sigma_n^2}$$

$I_0(x)$ 为零阶修正贝赛尔函数。

发“0”时，包络是窄带高斯噪声的包络，一维概率密度函数服从瑞利分布：

$$f_0(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} e^{-v^2/2\sigma_n^2}$$

设  $V_b$  为判决门限电平值  
(阈值电平), 判决规则为:  
 $v > V_b$ , 判为“1”码  
 $v < V_b$ , 判为“0”码



总误码率为

$$P_e = P(1) \cdot P(0/1) + P(0) \cdot P(1/0)$$
$$= [P(0/1) + P(1/0)] / 2 \quad (\text{信源等概})$$

由概率密度分布图不难看出, 最佳判决门限  $V_b^*$  应取在两曲线交点的横坐标处, 才能使误码率 (阴影面积) 最小。

此时有  $f_1(V_b^*) = f_0(V_b^*)$

可得

$$\frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \ln I_0\left(\frac{AV_b^*}{\sigma_n^2}\right)$$

发“1”时，当信噪比  $\gamma = (A^2/2\sigma_n^2) \gg 1$  的大信噪比

情况下，有

$$\frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \frac{AV_b^*}{\sigma_n^2}$$

最佳判决门限为： $V_b^* = A/2$

误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^{V_b} f_1(v) dv + \frac{1}{2} \int_{V_b}^{+\infty} f_0(v) dv$$

❖ 前项为

$$\frac{1}{2} \int_0^{V_b} f_1(v) dv = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{A - V_b}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

❖ 后项为

$$\frac{1}{2} \int_{V_b}^{+\infty} f_0(v) dv = \frac{1}{2} \int_{V_b}^{+\infty} \frac{v}{\sigma_n^2} \exp\left(\frac{-v^2}{2\sigma_n^2}\right) dv = \frac{1}{2} \exp\left(\frac{-V_b^2}{2\sigma_n^2}\right)$$

信噪比为

$$\gamma = \frac{S}{N} = \frac{A^2/2}{\sigma_n^2} = \frac{2V_b^2}{\sigma_n^2}$$

( $V_b = A/2$ )

则

$$\frac{\sqrt{\gamma}}{2} = \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} = \frac{A - V_b}{\sqrt{2}\sigma_n}$$

$$\frac{-V_b^2}{2\sigma_n^2} = -\frac{\gamma}{4}$$

❖ 前项为

$$\frac{1}{2} \int_0^{V_b} f_1(v) dv = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right)$$

❖ 后项为

$$\frac{1}{2} \int_{V_b}^{+\infty} f_0(v) dv = \frac{1}{2} e^{-r/4}$$

❖ 2ASK系统非相干解调时误码率

$$p_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{\sqrt{\gamma}}{2} \right] + \frac{1}{2} e^{-r/4}$$

❖ 当信噪比远大于1时，上式近似为：

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

# 例

6-6 若采用OOK方式传送二进制数字信息，已知码元传输速率  $R = 2 \times 10^6 \text{B}$ ，接收端解调器输入信号的振幅  $a = 40 \mu\text{V}$ ，信道加性噪声为高斯白噪声，且其单边功率谱密度  $n_0 = 6 \times 10^{-18} \text{W/Hz}$ ，试求：

- (1) 非相干接收时，系统的误比特率；
- (2) 相干接收时，系统的误比特率。

## 二、二进制数字调制系统比较

二进制数字调制系统的误码率公式一览表

| 调制方式 | 解调方式  | 误码率  | 大信噪比时近似式   | 判决门限 | 带宽                   |
|------|-------|--|--|------|----------------------|
| 2ASK | 相干解调  | $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right)$                        | $P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{r}{4}}$  | A/2  | $2f_b$               |
|      | 非相干解调 | $P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right] + \frac{1}{2} e^{-r/4}$ | $P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$                 |      |                      |
| 2FSK | 相干解调  | $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{\gamma}{2}}$                                     | $P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{r}{2}}$ | 无    | $ f_2 - f_1  + 2f_b$ |
|      | 非相干解调 | $P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$   |  |      |                      |

| 调制方式         | 解调方式           | 误码率   | 大信噪比时近似式  | 判决门限     | 带宽     |
|--------------|----------------|---|---|----------|--------|
| <b>2PSK</b>  | 相干解调           | $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$  | $P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\gamma}$ | <b>0</b> | $2f_b$ |
| <b>2DPSK</b> | 绝对相干解调 (极性比较法) | $P_e = (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})) \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$ | $P_e \approx \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$      | <b>0</b> | $2f_b$ |
|              | 相对相干解调 (相位比较法) | $P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma}$   |   |          |        |

## ❖ 传输带宽和频带利用率

$$B_{2DPSK} = B_{2PSK} = B_{2ASK} = 2f_b$$

$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2f_b = (2 + h)f_b$$

## ❖ 频带利用率:

$$\eta_{2DPSK} = \eta_{2PSK} = \eta_{2ASK} = \frac{1}{2} B/Hz$$

$$\eta_{2FSK} = \frac{f_b}{2f_b + |f_1 - f_2|} B/Hz$$

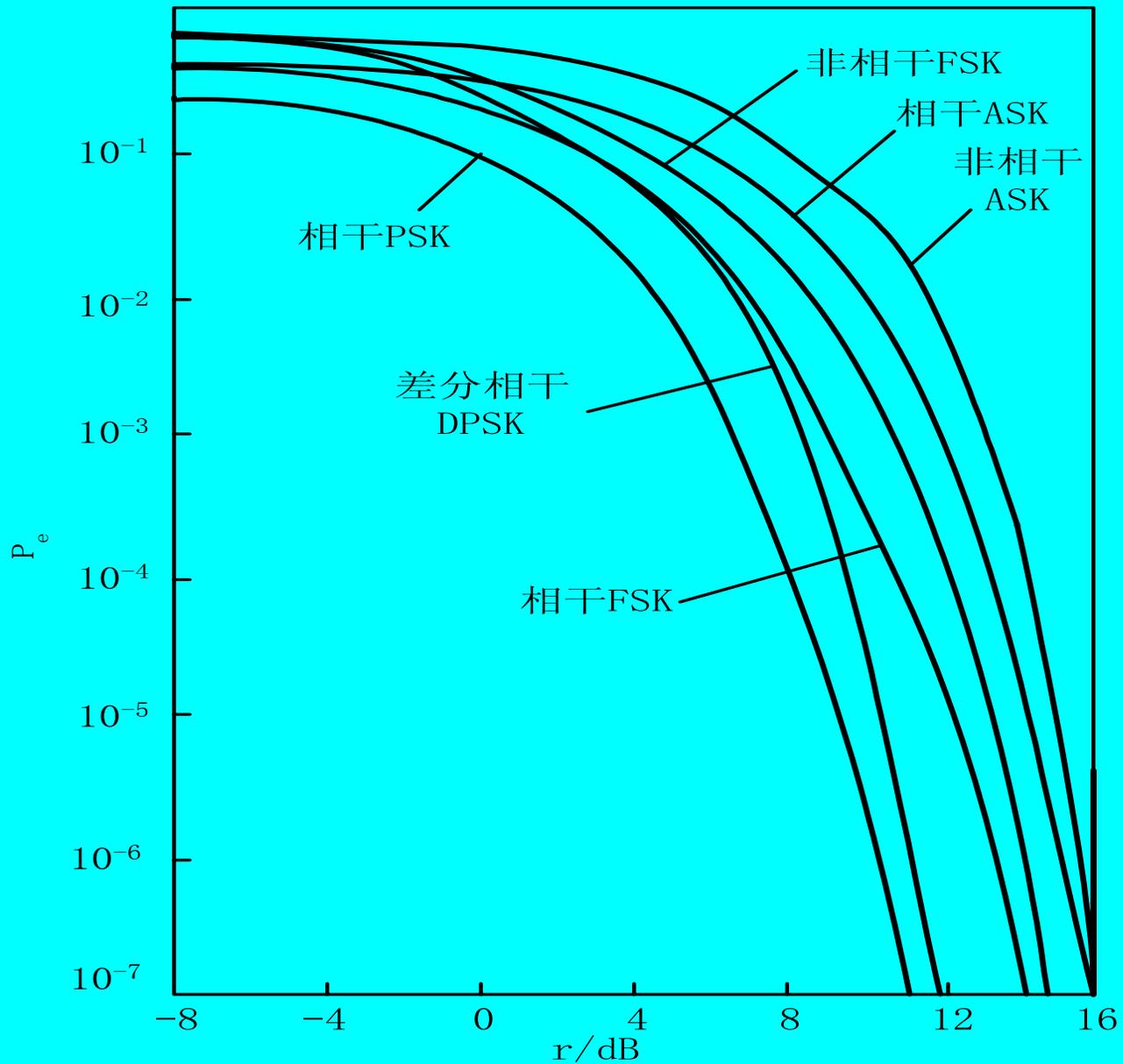
## ❖ 误码率和信号功率

1、信噪比增大，误码率降低；

2、对于同一调制方式不同检测方法，相干检测的抗噪声性能优于非相干检测。

3、在相同误码率条件下，相干检测时，对信噪比的要求是：2PSK比2FSK小3dB，2FSK比2ASK小3dB；非相干检测时，对信噪比的要求是：2DPSK比2FSK小3dB，2FSK比2ASK小3dB。

$$\gamma_{2ASK} : \gamma_{2FSK} : \gamma_{2PSK} = 4 : 2 : 1$$



误码率 $P_e$ 与信噪比 $r$ 的关系曲线

## ❖ 信道特性对调制系统的影响

信道特性变化的灵敏度对最佳判决门限有一定的影响。

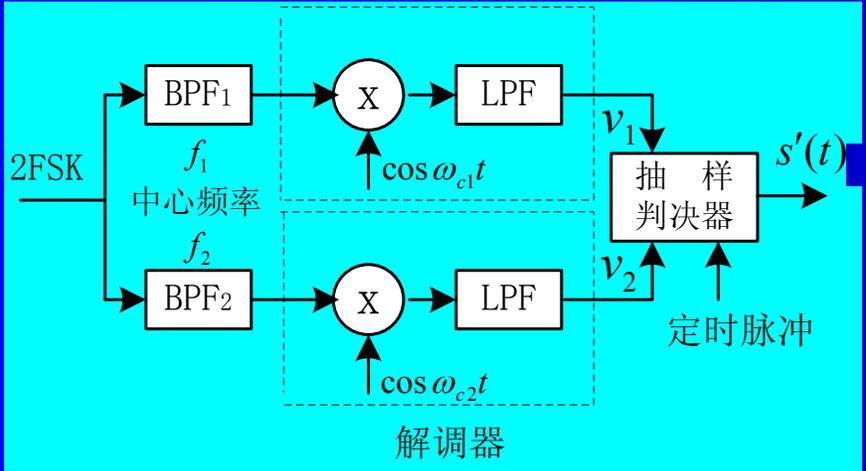
2ASK系统最差。2FSK系统和2PSK系统较好。

## ❖ 设备复杂性与成本

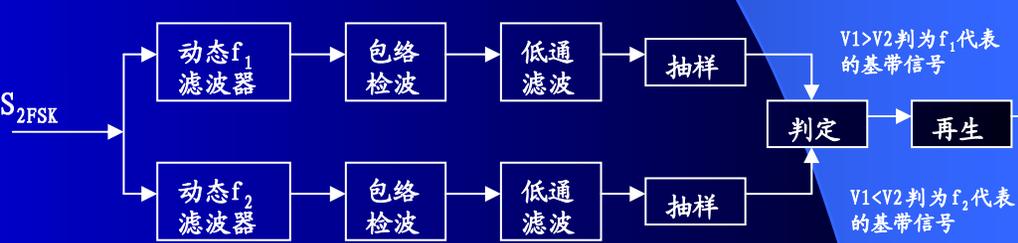
在高速数据传输中，相干2PSK及2DPSK用得较多，而在中、低速数据传输中，特别是在衰落信道中，相干2FSK用得较为普遍。

**例1** 若某2FSK系统的码元传输速率为300B，数字信息为“1”时的频率 $f_1$ 为980Hz，数字信息为“0”时的频率 $f_2$ 为1580Hz。在有效带宽为2400Hz的传输信道上传送，传输信道输出端的信噪比为6dB。

- 试求：
- (1) 2FSK系统的频带利用率；
  - (2) 相干接收时，系统的误码率；
  - (3) 非相干接收时，系统的误码率。



2FSK相干解调法



2FSK非相干解调  
(滤波检测法) 框图

## 例2

在PSTN中，信道在600 ~ 3000Hz频带内传输2DPSK信号。若接收机输入信号幅度为0.1V，接收输入信噪比为9dB。

- 试求：
- (1) 2DPSK信号的传码率；
  - (2) 求接收机输入端高斯噪声双边功率谱密度。
  - (3) 差分相干解调时，系统的误码率。
  - (4) 若保持误码率不变，改为2ASK传输，接收端采用包络解调，其它参量不变，求接收端输入信号幅度。

## § 6.5 多进制数字调制系统

用二进制序列“0”和“1”分别对应载波的两种状态（如2ASK的两种幅度、2FSK的两种频率、2PSK的两种相位），这样的调制叫**二元调制**。

为了提高传信率，比如用四进制数去对应载波的四种状态，就可进行四元调制，一位四进制码相当于二位二进制码，传信率就会加倍。同理，还可以设计出更多进制的数字调制系统。

与二进制数字调制系统相比，多进制数字调制系统具有以下几个特点：

❖ 在码元速率(传码率)相同条件下，可以提高信息速率(传信率)，从而提高系统的有效性。当码元速率相同时，M进制数字传输系统的信息速率是二进制的  $\log_2 M$  倍。

$$(R_b = R_B \cdot \log_2 M)$$

❖ 在信息速率相同条件下，可降低码元速率，此时M进制码元宽度是二进制的  $\log_2 M$  倍，这样增加了每个码元的能量，减小了码间串扰的影响，从而提高了传输的可靠性。

❖ 在接收机输入信噪比相同条件下，多进制数字传输系统的误码率比相应的二进制系统要高。

❖ 与二进制比较，增加了发射功率和实现上的复杂性。

用多进制的数字基带信号调制载波，就可以得到多进制数字调制信号。

通常，取多进制数 $M$ 为2的幂次（ $M = 2^n$ ）。当携带信息的参数分别为载波的幅度、频率或相位时，数字调制信号为 $M$ 进制幅度键控（*MASK: M-ary Amplitude Shift Keying*）、 $M$ 进制频移键控（*MFSK*）或 $M$ 进制相移键控（*MPSK*）。

# 一、M进制幅移键控 (MASK)

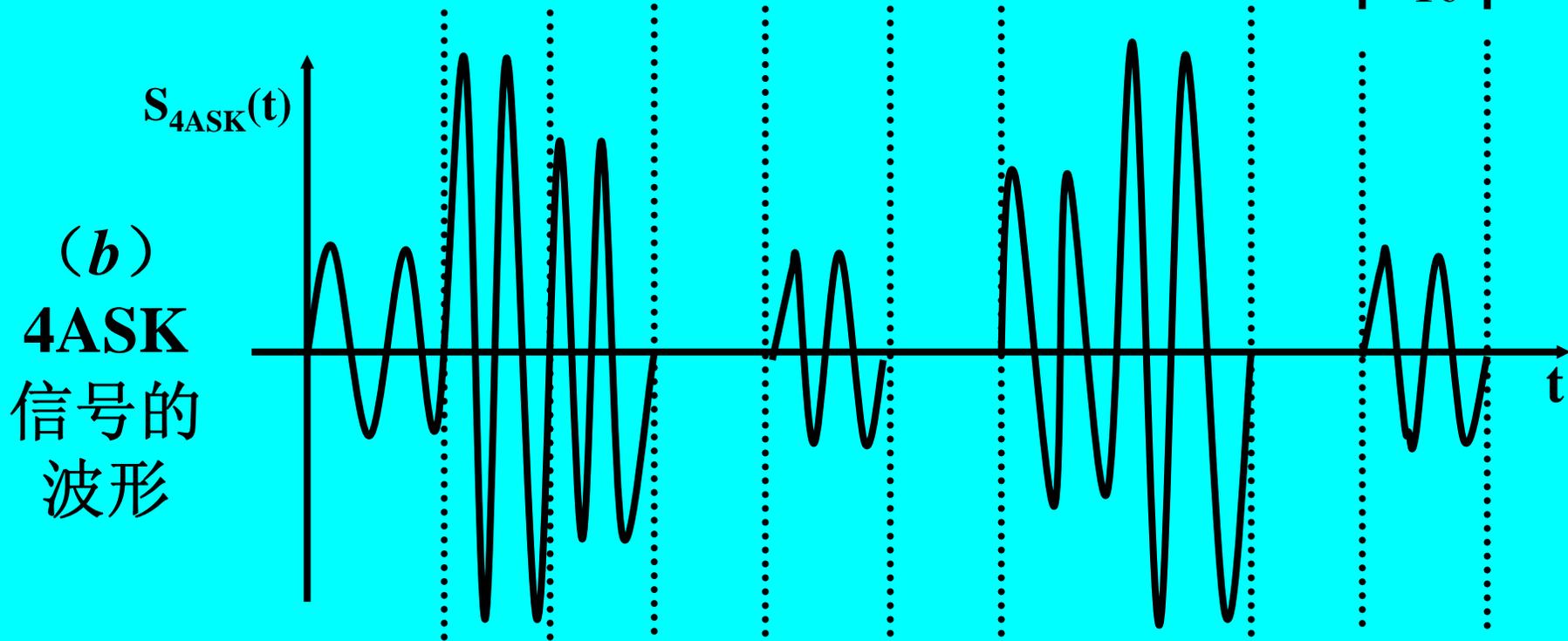
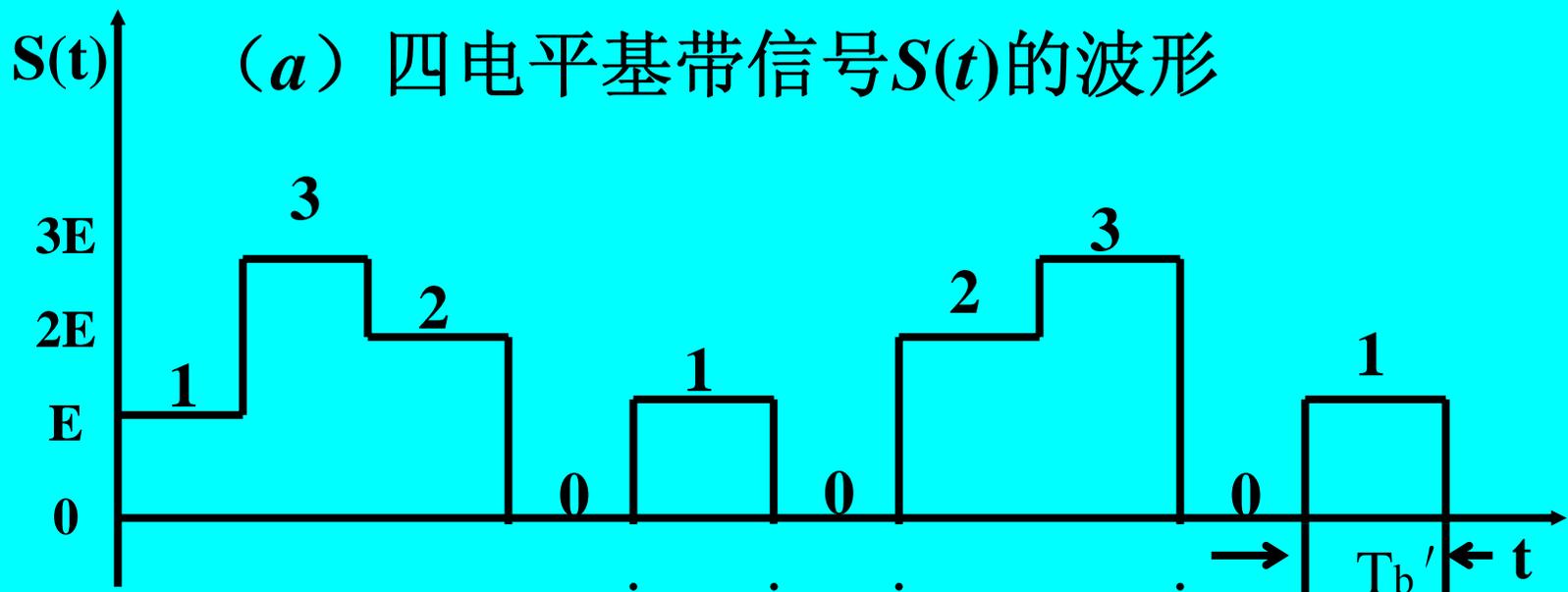
❖ 用载波幅度的M个量化电平来对应M进制数字码元，叫M元数字调幅。

❖ MASK信号相当于M电平的基带信号对载波进行双边带调幅。  
 $S_{MASK}(t) = S(t) \cdot \cos \omega_c t$

❖ MASK信号的带宽是基带信号带宽的两倍。  
 $B_{MASK} = 2f_b$ ，其中 $f_b = 1/T_b$ 是多进制码元速率。

❖ MASK同样可以采用相干或非相干解调，相干解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3\gamma}{M^2-1}}$$



❖  $S_{\text{MASK}}(t)$ 可看成 $M-1$ 个时间不重合，振幅不同的2ASK信号的叠加。

❖ MASK的解调方法同样可以采用相干或非相干解调，不同在于抽样判定时需要 $M-1$ 个判决门限电平（阈值）来区分 $M$ 个不同的量化电平。

❖ 为保持与2ASK相同的分辨能力，每个电平台阶就应取与二元电平同样的大小，则总的信号幅度就会大大增加，消耗能量就会大增。

❖ 如果保持信号幅度不变，则每个量化台阶距离就会变小，则量化误差必然大大增加。

❖ 可见提高传信率是以提供更大能量或牺牲可靠性为代价换来的。

## 二、M进制频移键控 (MFSK)

❖ 选择M个不同的载波频率去对应M进制数字信号，叫M元数字调频。

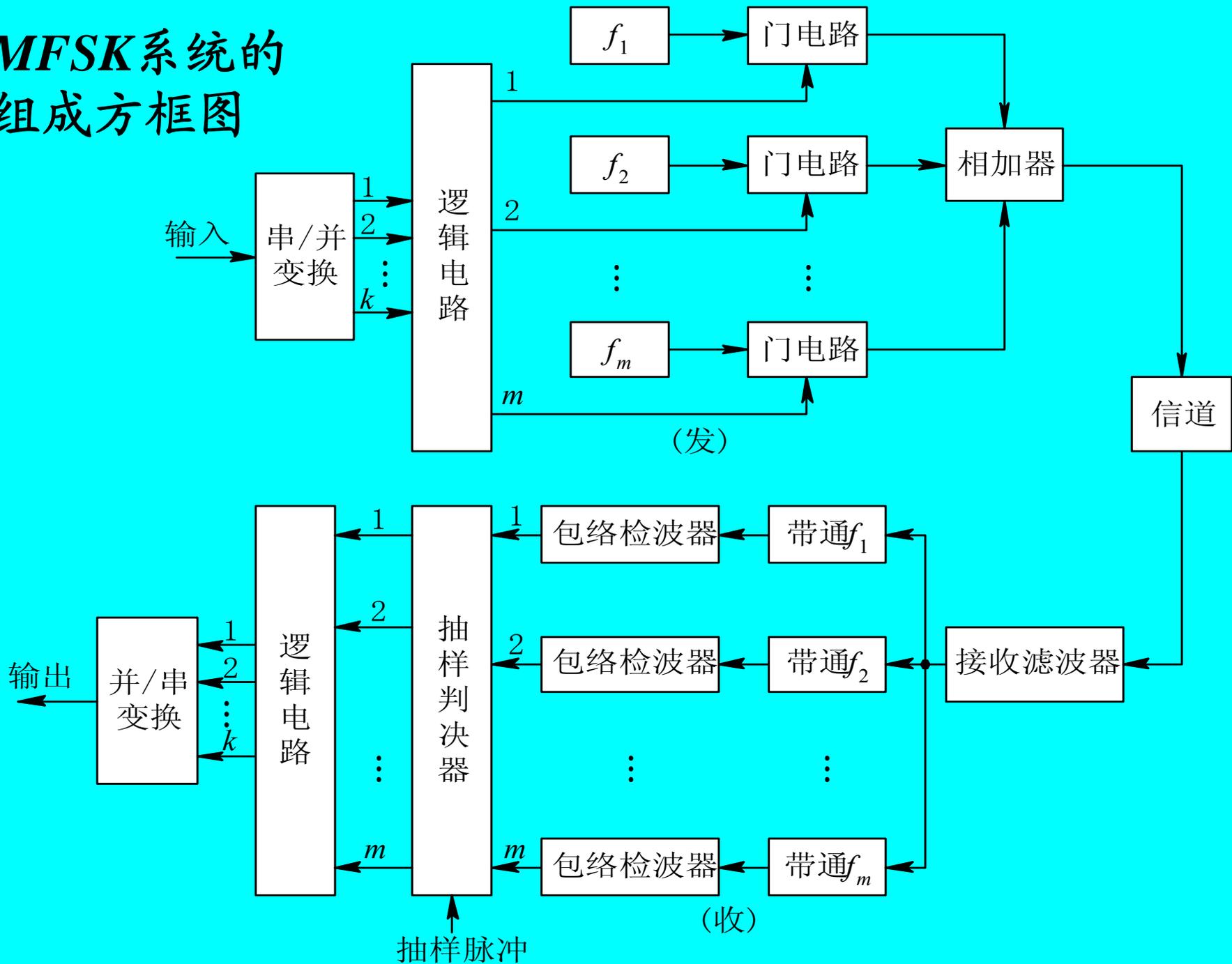
❖ MFSK同样可以采用相干或非相干解调，相干解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}}$$

❖ 非相干解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{M-1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}}$$

# MFSK系统的组成方框图



❖ 上图是多进制数字频率调制系统的组成方框图。发送端首先通过串并变换把串行的码流 $k$ 个一组，变成 $k$ 路并行，再通过逻辑电路选通 $m=2^k$ 中的一路。发送端采用键控选频的方式，在一个码元期间 $T_b$ 内只有 $m$ 个频率中的一个被选通输出。

❖ 接收端采用非相干解调方式，输入的MFSK信号通过 $m$ 个中心频率分别为 $f_1, f_2, \dots, f_M$ 的带通滤波器，分离出发送的 $M$ 个频率。再通过包络检波器、抽样判决器和逻辑电路，从而恢复出二进制信息。

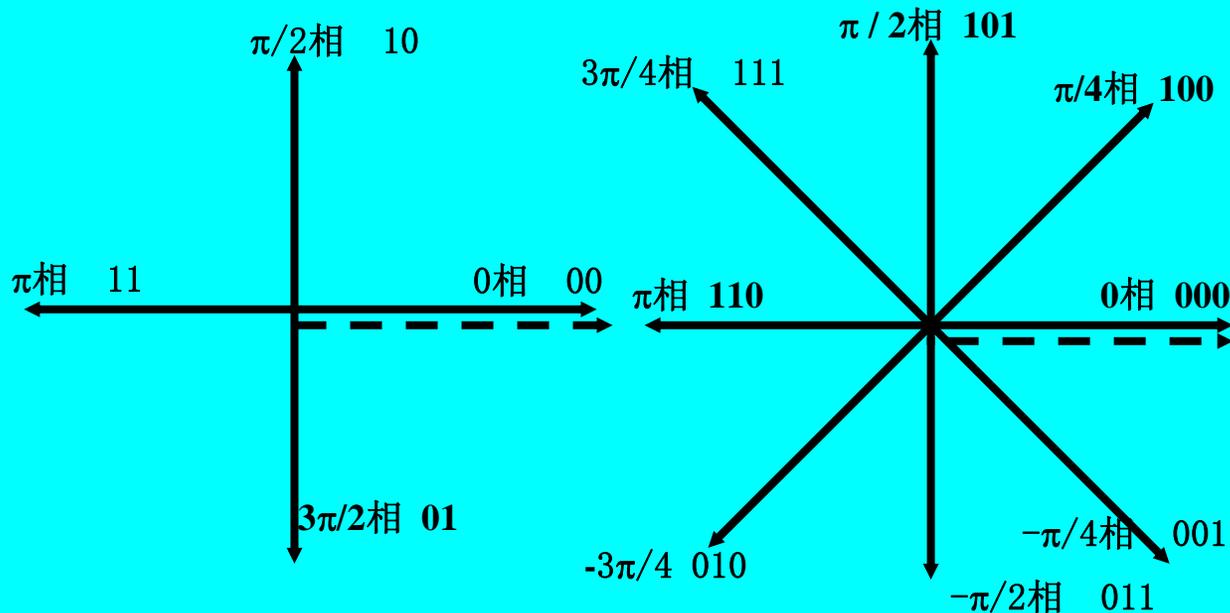
❖ 多进制数字频率调制信号的带宽近似为

$B_{MFSK} = |f_M - f_1| + 2f_b$ 。可见，MFSK信号具有较宽的频带，因而它的信道频带利用率不高。多进制数字频率调制一般在调制速率不高的场合应用。

### 三、M进制相移键控 (MPSK)

- ❖ 用载波的M个相位来对应M进制数字码元，构成M进制数字调相。
- ❖ 同理，它提高了传信率，也有效的节省了频带，所付出的代价是减小了相位之间的差别（2PSK相差180度，而4PSK相差90度，MPSK只有 $360^\circ/M$ ），抗干扰能力减弱。
- ❖ 下面以四相制为例介绍MPSK原理。

形式一  
 $\pi/2$ 体系

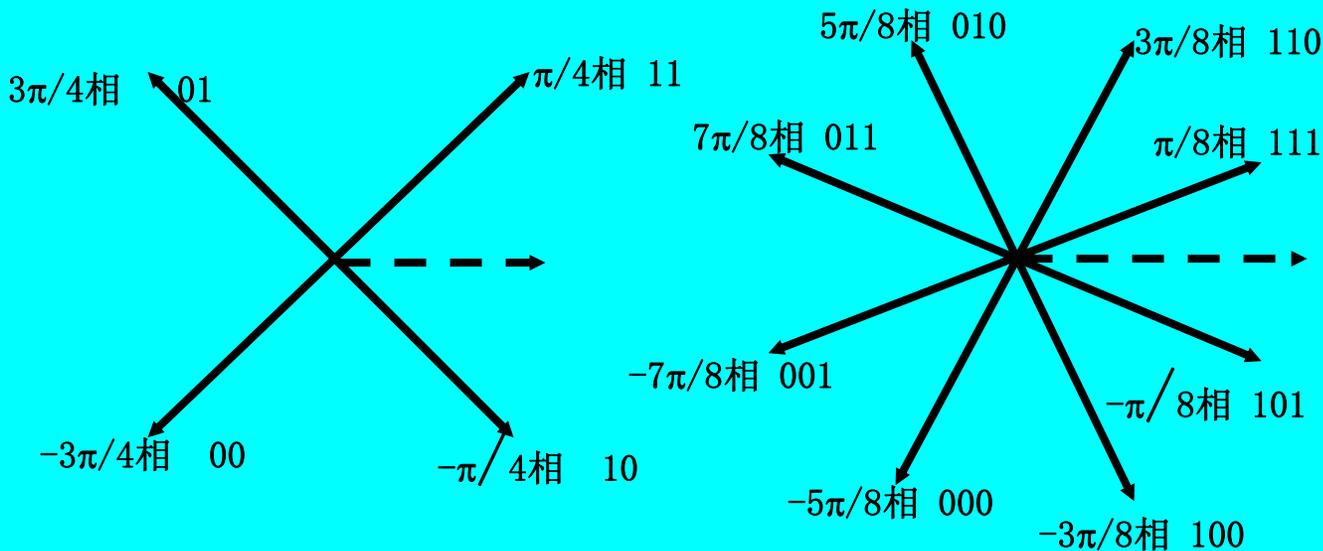
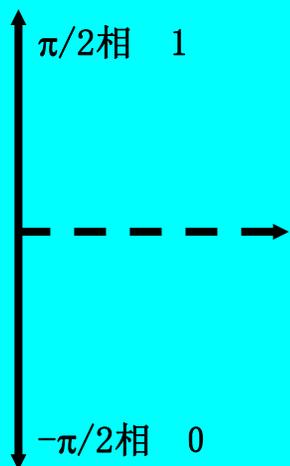


形式二  
 $\pi/4$ 体系

(2相)

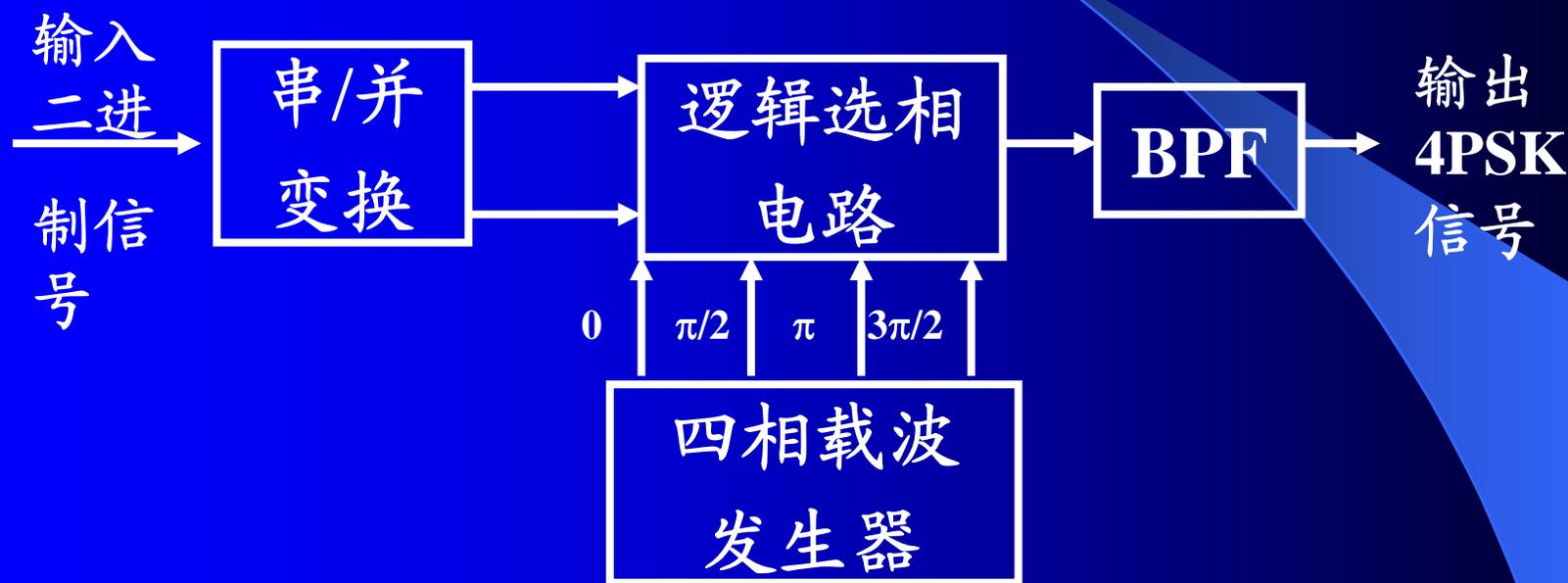
(4相)

(8相)



❖调相有两种方法：**相位选择合成法和正交调相法。**

1、相位选择合成法：直接用数字信号选择所需相位的载波以产生四相制信号。



载波发生器产生4种相位的载波，输入的数字信息经串/并变换成为双比特码，经逻辑选择电路，每次选择其中一种作为输出，然后经过带通滤波器滤除高频分量。这是一种全数字化的方法，适合于载波频率较高的场合。

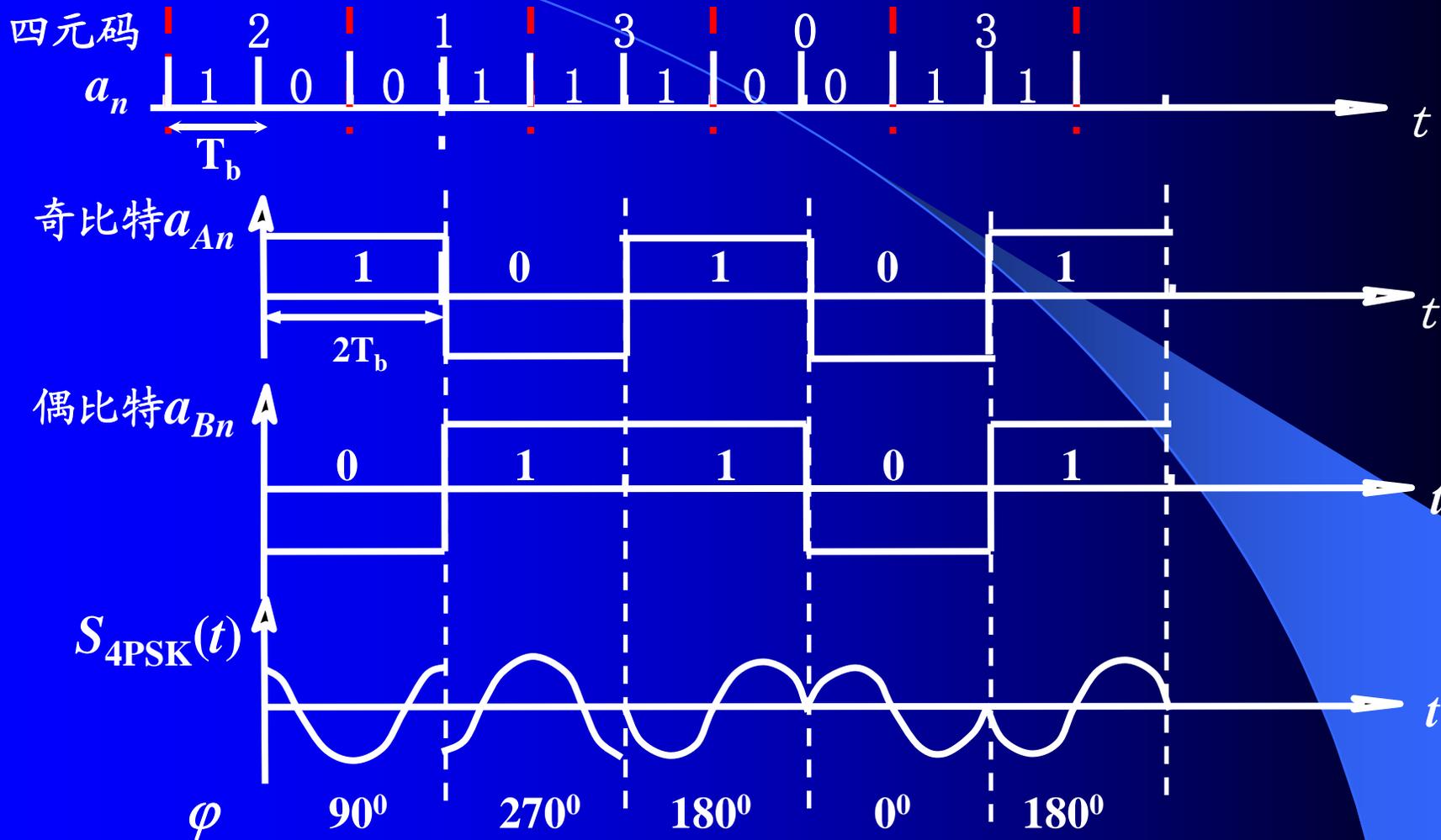
四进制码，实际是用2位二进制码表示的。常采用的做法是将二进制码流两两分组，进行串/并变换，变为两路并行传输，叫“双比特码”。分别记作A路和B路。

$$(a_A a_B) \rightarrow \begin{pmatrix} a_A \\ a_B \end{pmatrix}$$

$$\text{如 } (a_n) = (10 \ 01 \ 11 \ 00 \ 11) \rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

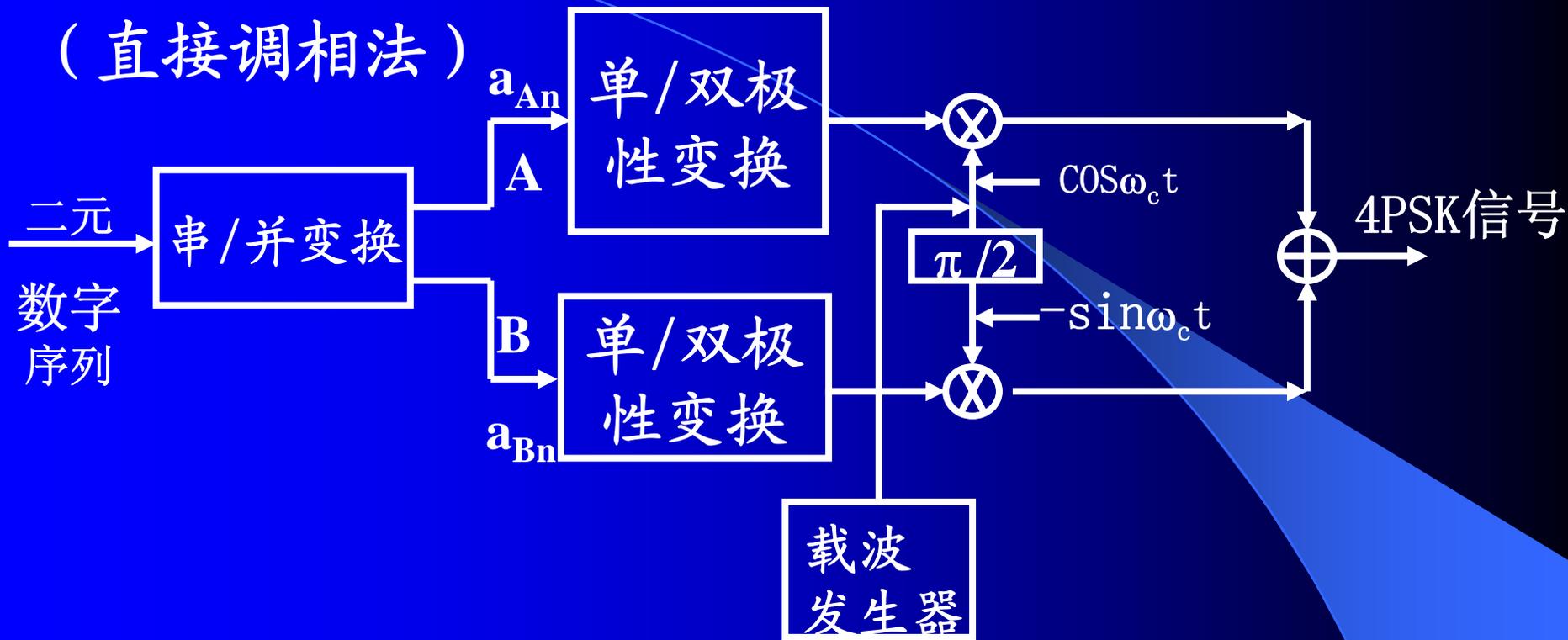
- 为了两路在时间轴对齐，让A路延时一个节拍。
- 每对双比特码用一种载波相位表示，比如：

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \rightarrow 0^\circ, \quad \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \rightarrow 90^\circ, \quad \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow 180^\circ, \quad \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow 270^\circ$$



串并变换后两路波形的时间关系

## 2、正交调相法： (直接调相法)



4PSK正交调制器方框图如图所示。输入的串行二进制码经串/并变换，分为两路速率减半的序列，通过单/双极性变换器分别产生双极性二电平信号 $a_{An}(t)$ 和 $a_{Bn}(t)$ ，然后分别对同相载波 $\cos \omega_c t$ 和正交载波 $(-\sin \omega_c t)$ 进行调制，相加后即得到了4PSK信号。

## MPSK信号可表示为

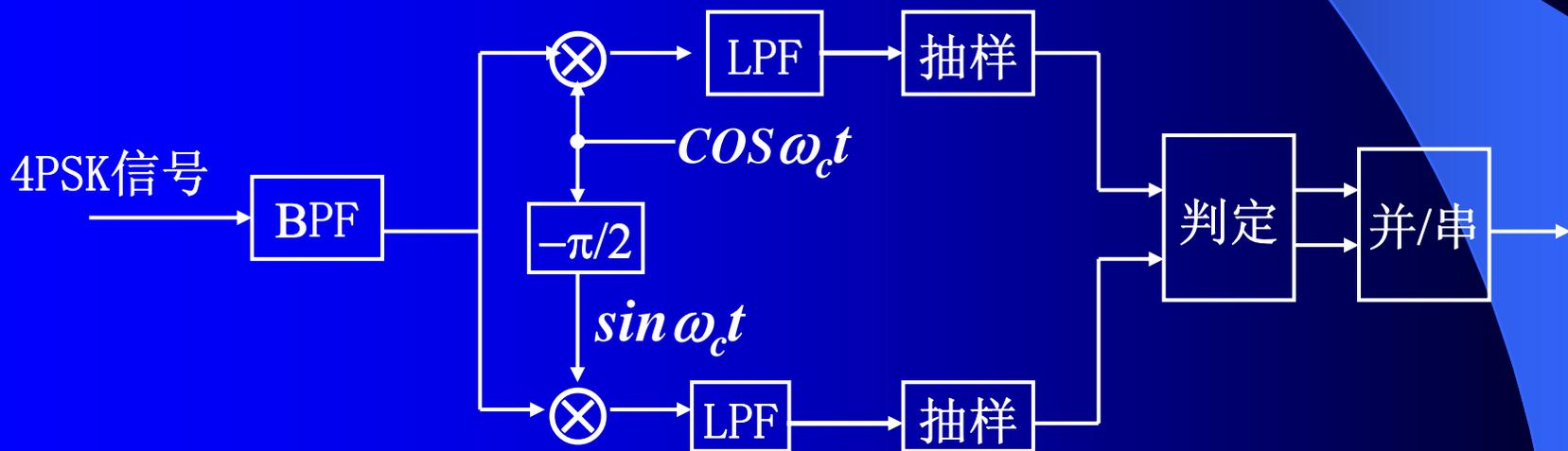
$$\begin{aligned} S_{MPSK}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_b) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_k) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_b) \cdot [\cos(\varphi_k) \cos(\omega_c t) - \sin(\varphi_k) \sin(\omega_c t)] \end{aligned}$$

设 $M=4$ （四进制）， $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ 。

| 双比特码元    |          | 载波相位 ( $\varphi_k$ ) |             |
|----------|----------|----------------------|-------------|
| $a_{An}$ | $a_{Bn}$ | $\pi/2$ 体系           | $\pi/4$ 体系  |
| 0        | 0        | $0^\circ$            | $225^\circ$ |
| 1        | 0        | $90^\circ$           | $315^\circ$ |
| 1        | 1        | $180^\circ$          | $45^\circ$  |
| 0        | 1        | $270^\circ$          | $135^\circ$ |

### 3、4PSK的解调:

采用相干解调，用本地载波去相乘，自然把四个相位区分开来了。



$$S_{4PSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_k)$$

$$S_{4PSK}(t) \cdot \cos \omega_c t = \frac{A}{2} [\cos \varphi_k + \cos(2\omega_c t + \varphi_k)]$$

$$S_{4PSK}(t) \cdot \sin \omega_c t = \frac{A}{2} [\sin \varphi_k - \sin(2\omega_c t + \varphi_k)]$$

通过LPF后，上下两路分别为  $\cos \varphi_k$  和  $\sin \varphi_k$ 。于是可根据两抽样值的正负判定相位，也可根据极性正负决定双比特码的值。

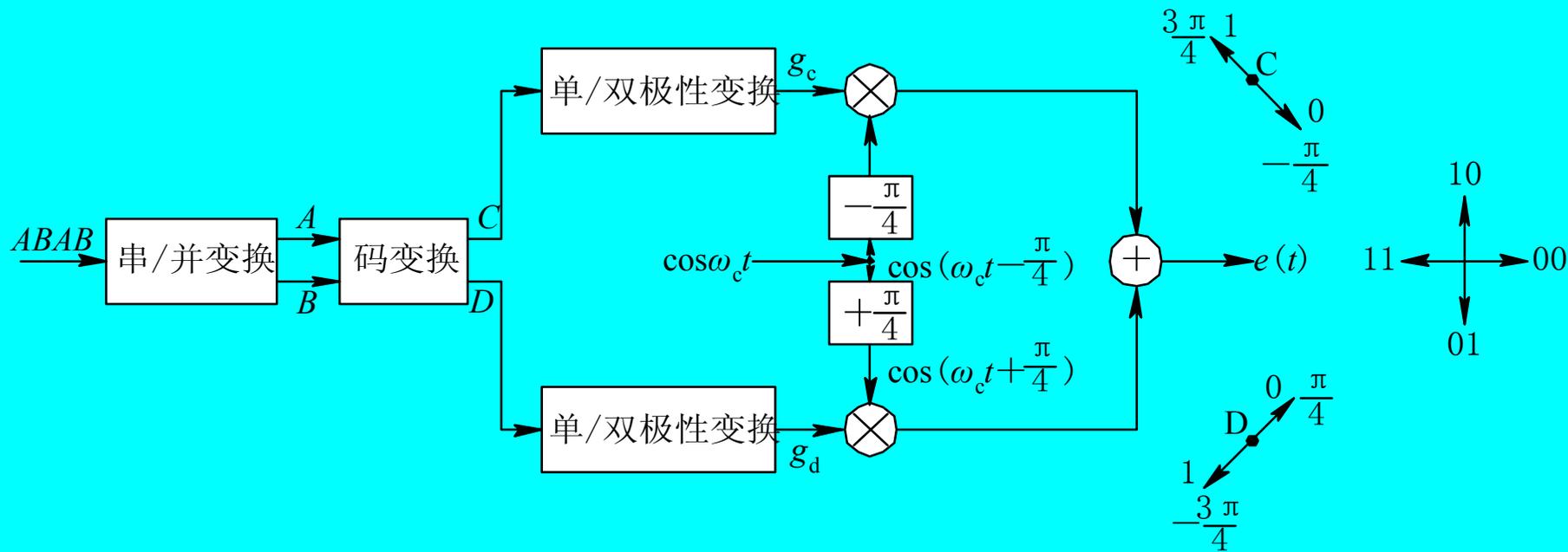
| $\varphi_k$ | $\cos \varphi_k$ | $\sin \varphi_k$ | $a_{An}$ | $a_{Bn}$ |
|-------------|------------------|------------------|----------|----------|
| $225^\circ$ | -                | -                | 0        | 0        |
| $135^\circ$ | -                | +                | 0        | 1        |
| $315^\circ$ | +                | -                | 1        | 0        |
| $45^\circ$  | +                | +                | 1        | 1        |

判决法则：“+”判为“1”

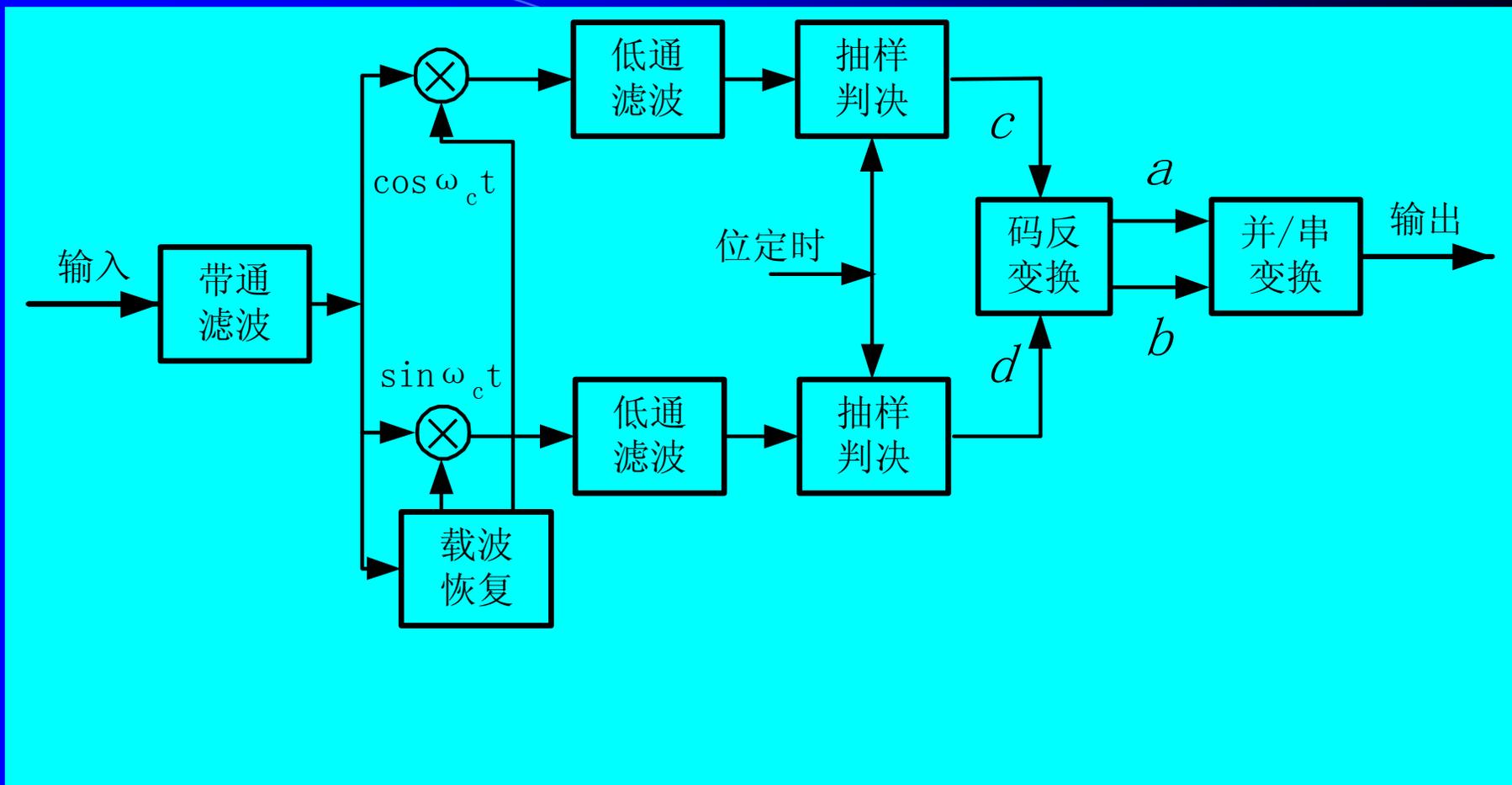
“-”判为“0”

## 四、多元差分调相:

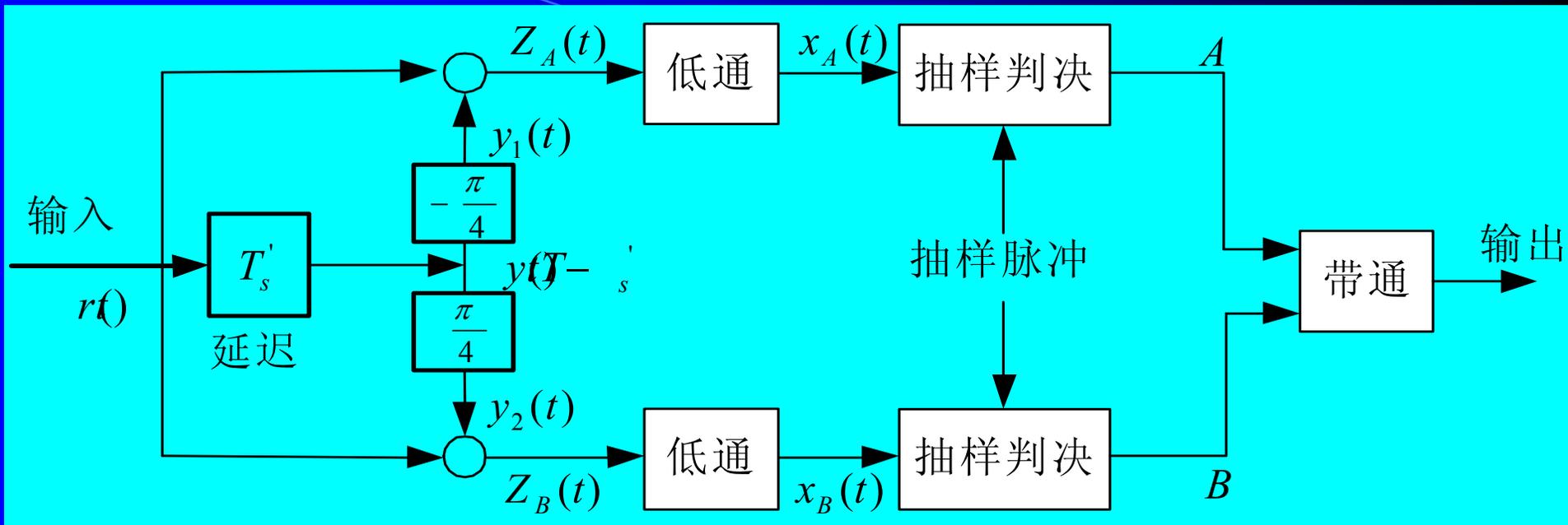
- ❖ 与二元调相2PSK存在“ $0\sim\pi$ 模糊”相似，四元调相4PSK也存在“四相模糊”问题。
- ❖ 所谓“四相模糊”指4PSK存在四种相位，我们的本地载波与哪一个同相位呢？不同的参考相位，将会使判定结果完全不同(有四种结果)。
- ❖ 为此，同二元差分调相一样，也采用四元差分调相4DPSK来解决这个问题。



4DPSK信号 (  $\pi/2$ 体系 ) 产生原理图



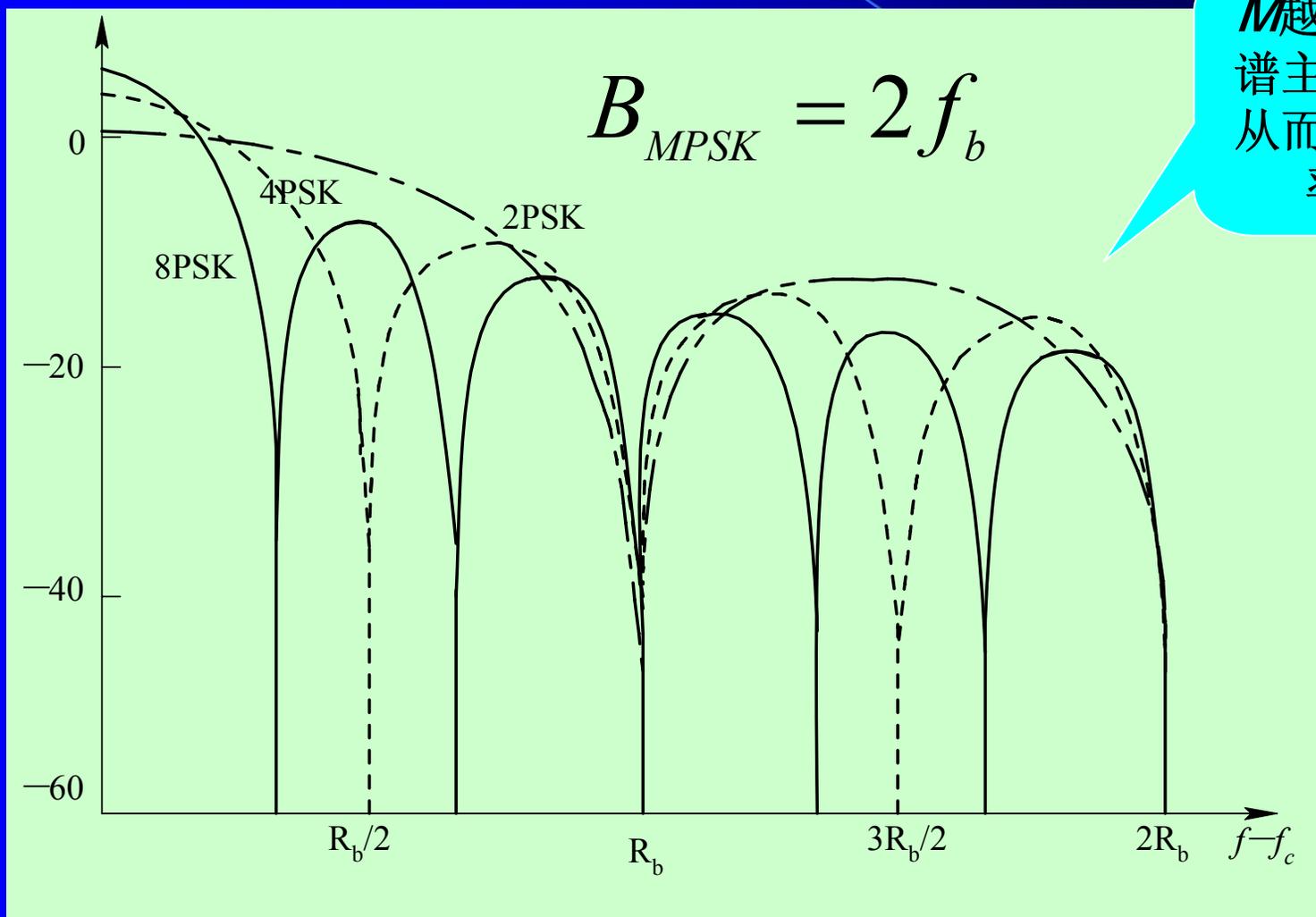
4DPSK信号相干解调 (极性比较法)  
加码反变换器原理图 ( $\pi/4$ 体系)



## 4DPSK信号差分正交解调 (相位比较法) ( $\pi/4$ 体系)

# 4PSK信号的功率谱密度

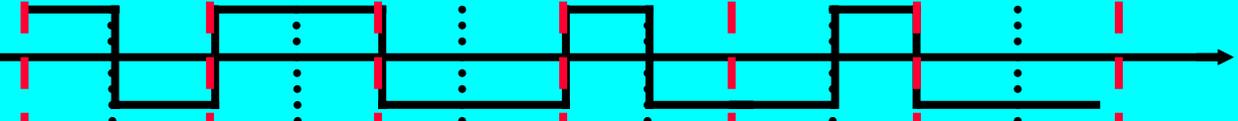
下图给出了信息速率相同的信号单边功率谱



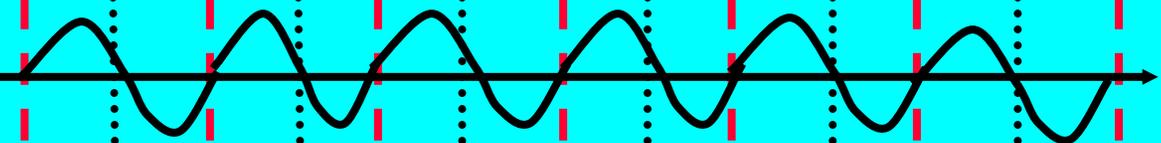
$M$ 越大，功率谱主瓣越窄，从而频带利用率越高

1 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0

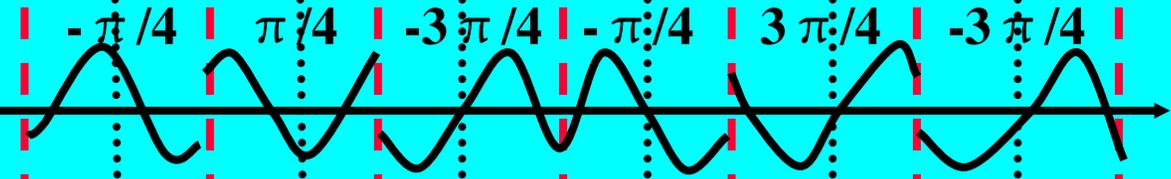
双比特码



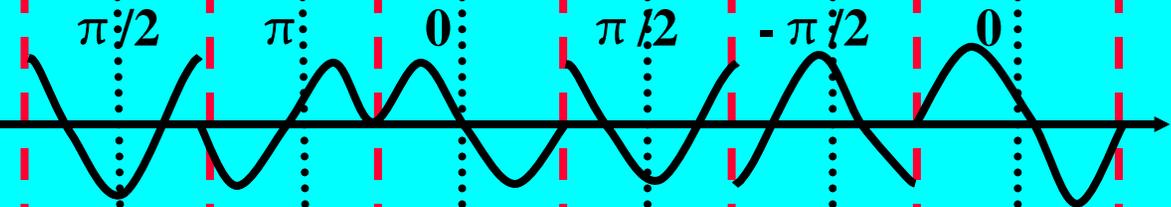
参考载波



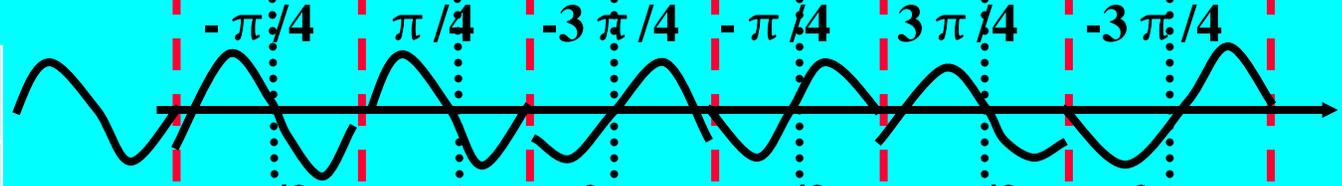
4PSK  
 $\pi/4$ 体系



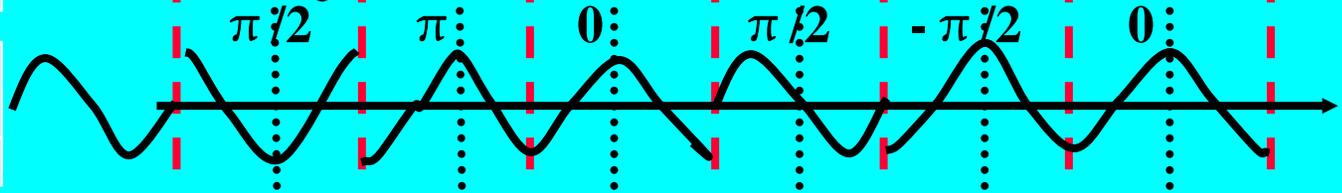
4PSK  
 $\pi/2$ 体系



4DPSK  
 $\pi/4$ 体系



4DPSK  
 $\pi/2$ 体系



四相制信号波形图

## § 6.6 其他数字调制方式

### 一、多元正交幅度调制

(MQAM: *Quadrature-Amplitude Modulation*)

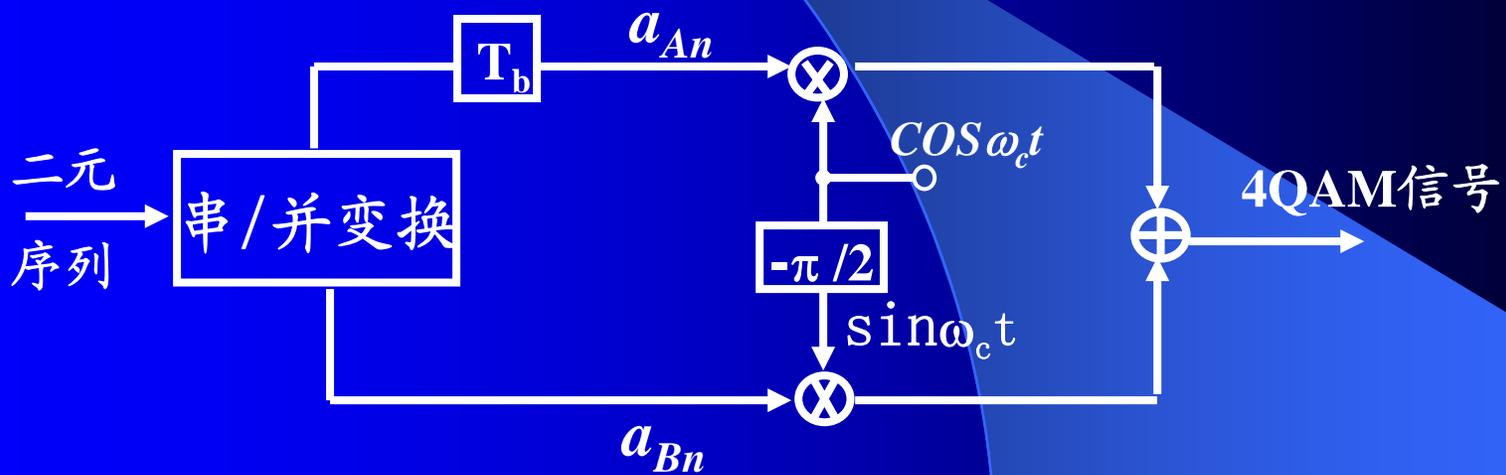
#### 1、正交调相原理:

❖ 理论上早已证明，信道中同时传输相同频率的两个正交信号(如正弦和余弦)是不会发生的混淆的，它们占用一个信号的带宽传输。

❖ 因此，人们常用一对正交载波去调制两个信号叠加后传输。

$$e_o(t) = m_I(t) \cos \omega_c t + m_Q(t) \sin \omega_c t$$

- ❖ 更常见的做法是把一个信号经串/并变换后，分别用正弦载波和余弦载波去各调一路然后合并。
- ❖ 正如在四元调相中所作过的那样，那里是对双极性不归零码去调制。如果改用单极性不归零码，则成为四元正交调幅（4QAM）。
- ❖ QAM是利用正交载波对两路信号分别进行双边带调制形成的。



$$S_{4QAM}(t) = A(a_{An} \cos \omega_c t + a_{Bn} \sin \omega_c t)$$

当  $a_{An}=1$ ,  $a_{Bn}=1$  时:

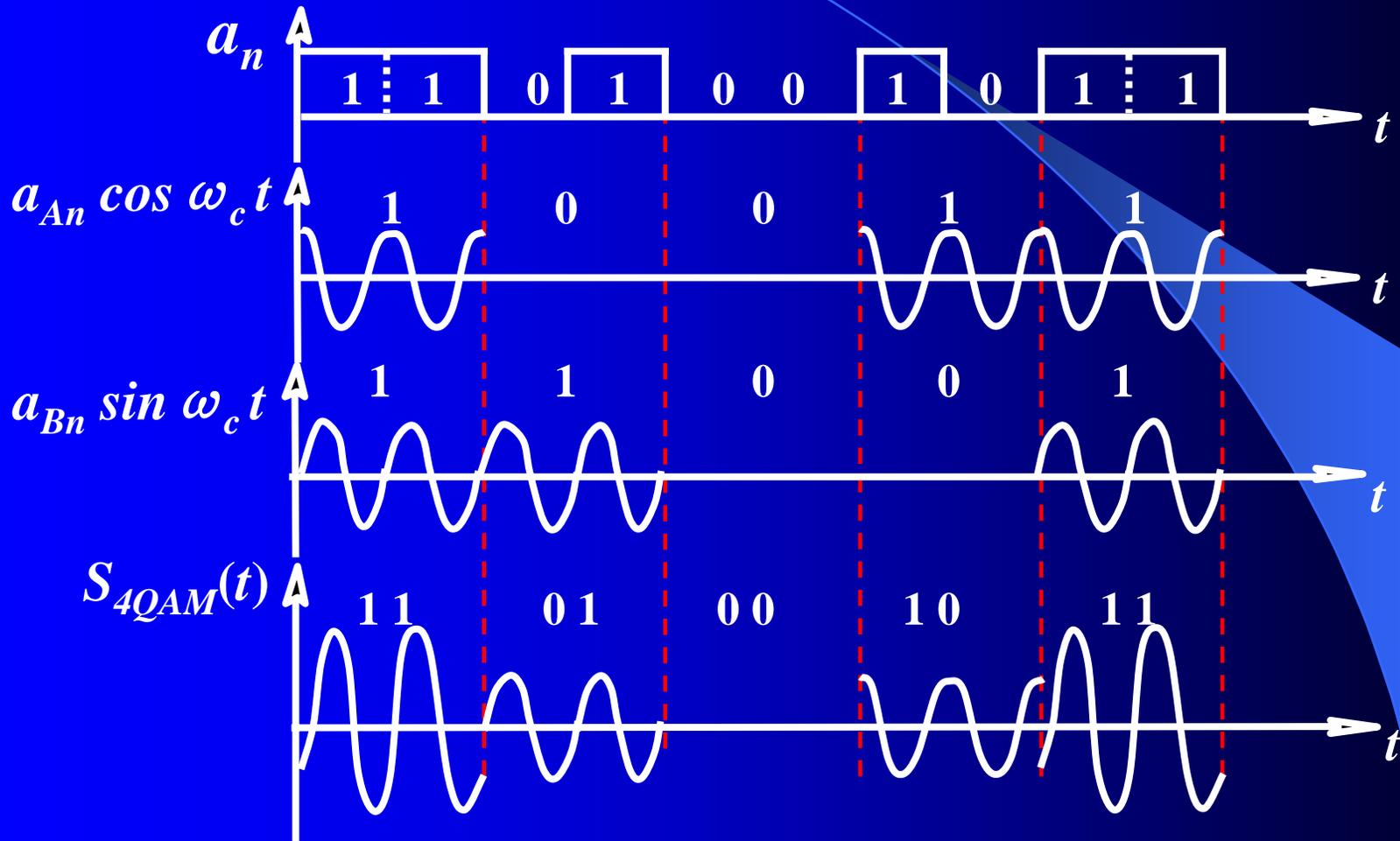
$$\begin{aligned} S_{11}(t) &= A(\cos \omega_c t + \sin \omega_c t) \\ &= \sqrt{2} A \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \omega_c t + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \omega_c t \right) \\ &= \sqrt{2} A (\cos 45^\circ \cos \omega_c t + \sin 45^\circ \sin \omega_c t) \\ &= \sqrt{2} A \cos(\omega_c t - 45^\circ) \end{aligned}$$

当  $a_{An}=1$ ,  $a_{Bn}=0$  时:  $S_{10}(t) = A \cos \omega_c t$ ;

当  $a_{An}=0$ ,  $a_{Bn}=1$  时:  $S_{01}(t) = A \sin \omega_c t$ ;

当  $a_{An}=0$ ,  $a_{Bn}=0$  时:  $S_{00}(t) = 0$ ;

以  $(a_n) = (11 \ 01 \ 00 \ 10 \ 11) \rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$  为例:



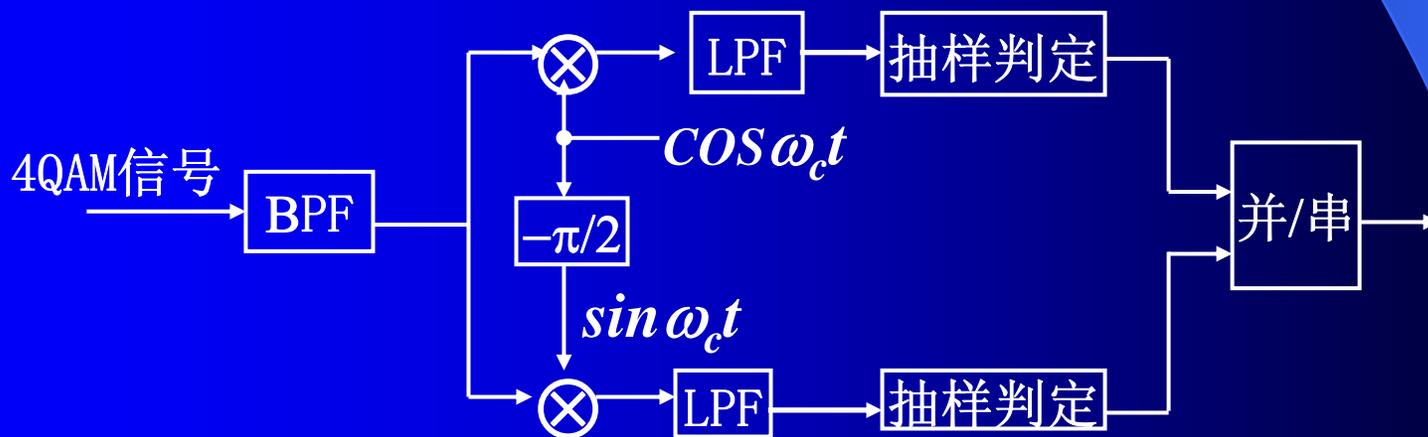
采用相干解调，A、B两路分别用本地载波 $\cos(\omega_c t)$ 和 $\sin(\omega_c t)$ 去相乘：

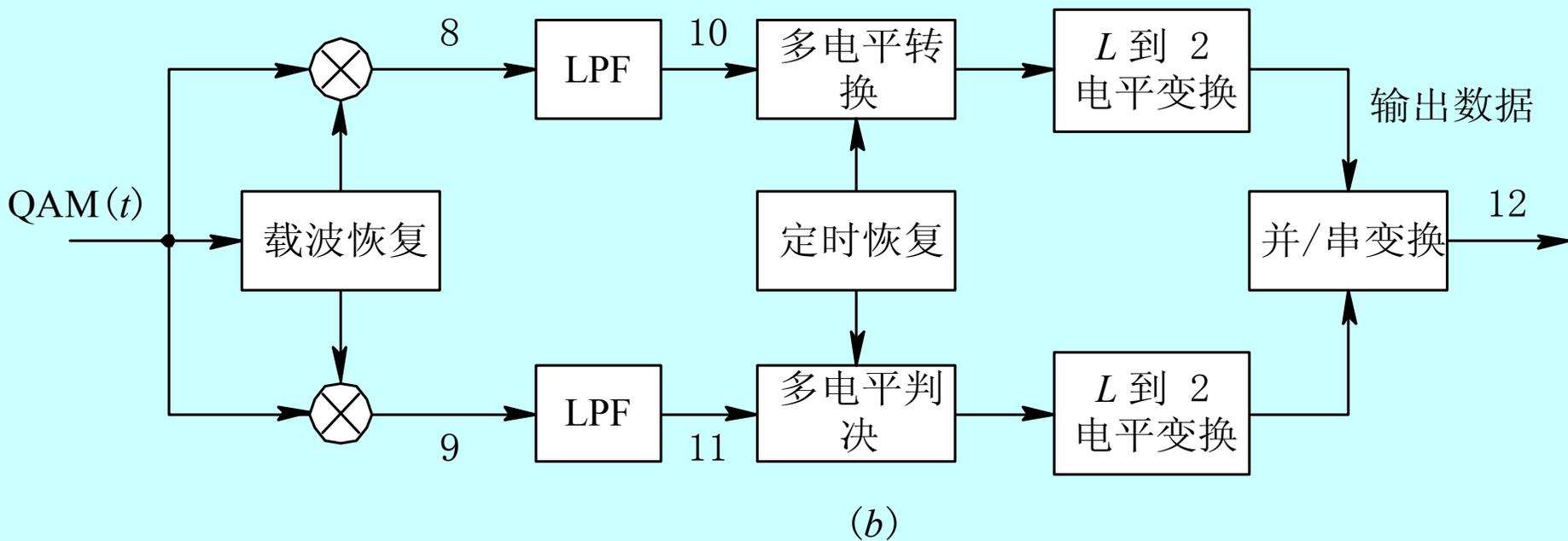
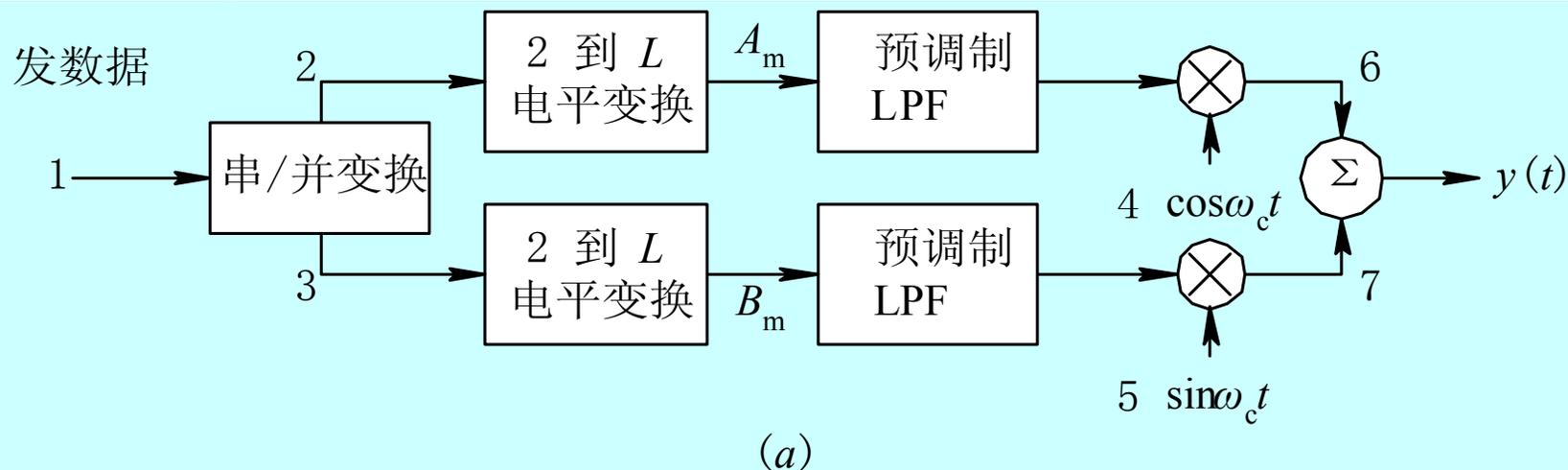
$$S_{4QAM}(t) = A(a_{An} \cos \omega_c t + a_{Bn} \sin \omega_c t)$$

$$A\text{路: } S_{4QAM}(t) \cos \omega_c t = \frac{A}{2} [a_{An} (1 + \cos 2\omega_c t) + a_{Bn} \sin 2\omega_c t]$$

$$B\text{路: } S_{4QAM}(t) \sin \omega_c t = \frac{A}{2} [a_{An} \sin 2\omega_c t + a_{Bn} (1 - \cos 2\omega_c t)]$$

$$\text{低通滤波后, } A\text{路: } \frac{A}{2} a_{An}; \quad B\text{路: } \frac{A}{2} a_{Bn};$$

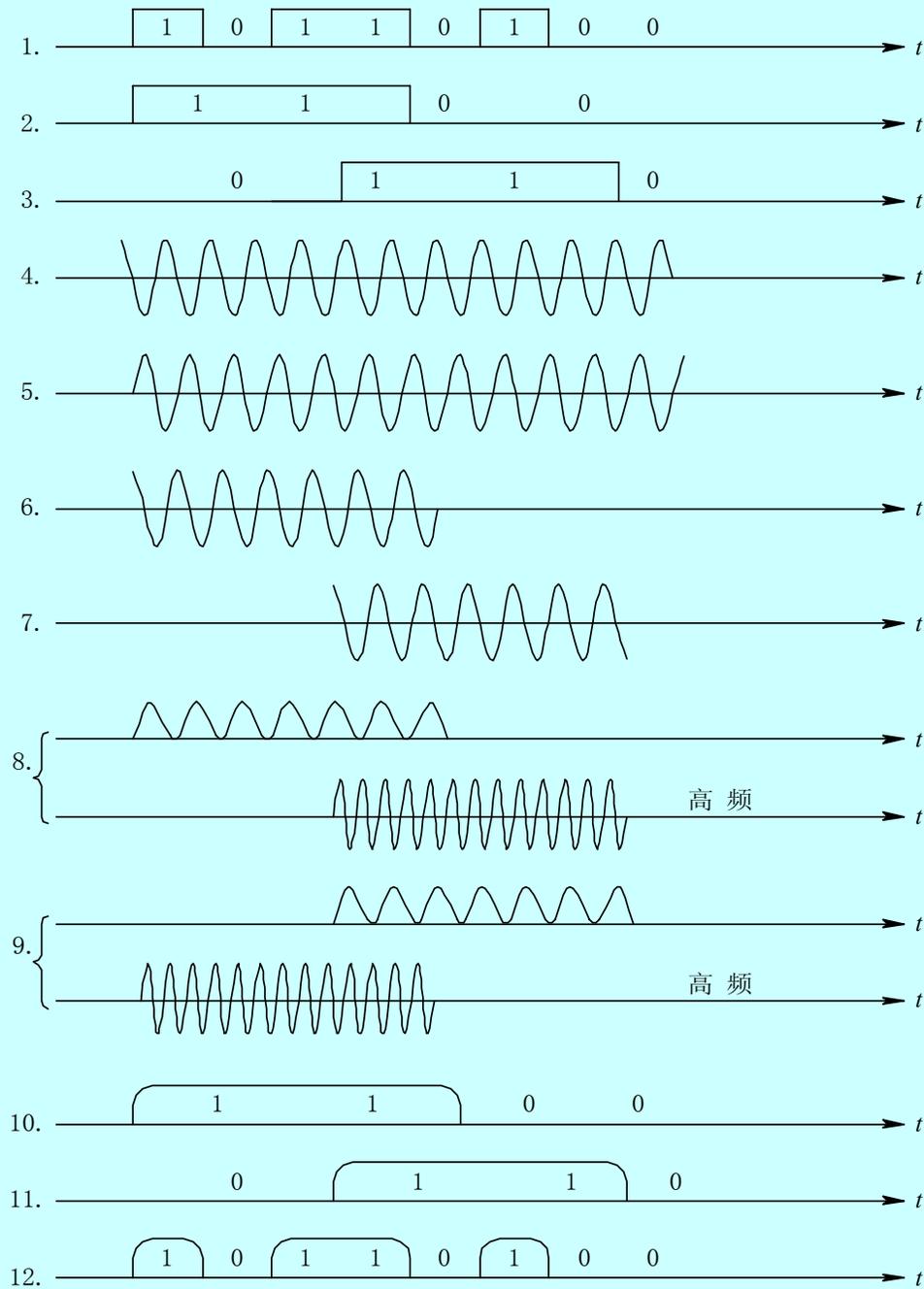




## 调制解调原理方框图

(a) QAM调制框图； (b)QAM解调框图

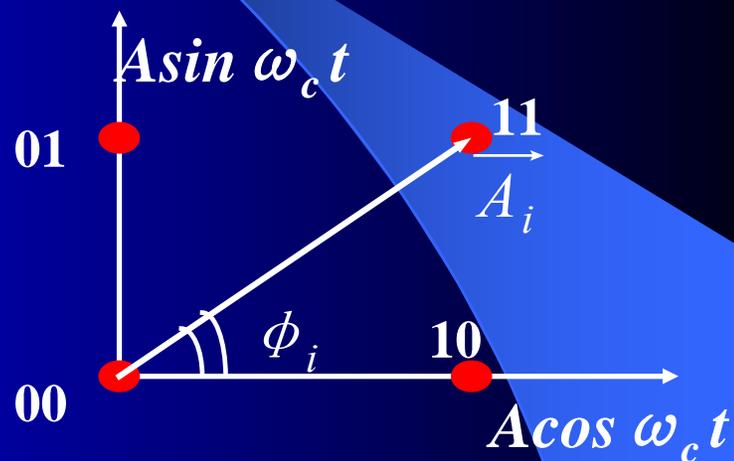
# 4QAM调制解调过程各点波形



只要使用正交调制，必然引入多种相位，调相是不可避免的，正交调幅必然是幅相联合键控。

4QAM的4种组态中包含了3种幅度和3种相位：

|    |             |            |           |    |
|----|-------------|------------|-----------|----|
| 组态 | 11          | 01         | 10        | 00 |
| 幅度 | $\sqrt{2}A$ | $A$        | $A$       | 0  |
| 相位 | $45^\circ$  | $90^\circ$ | $0^\circ$ | 无  |



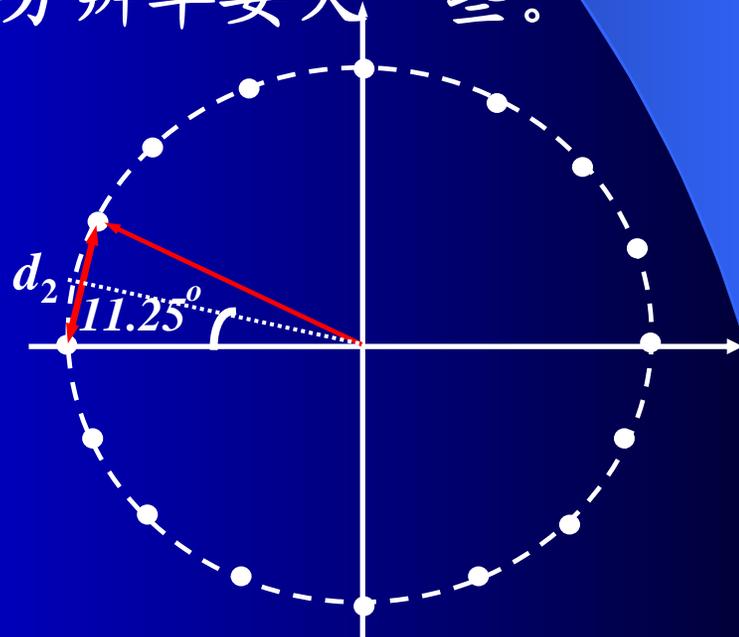
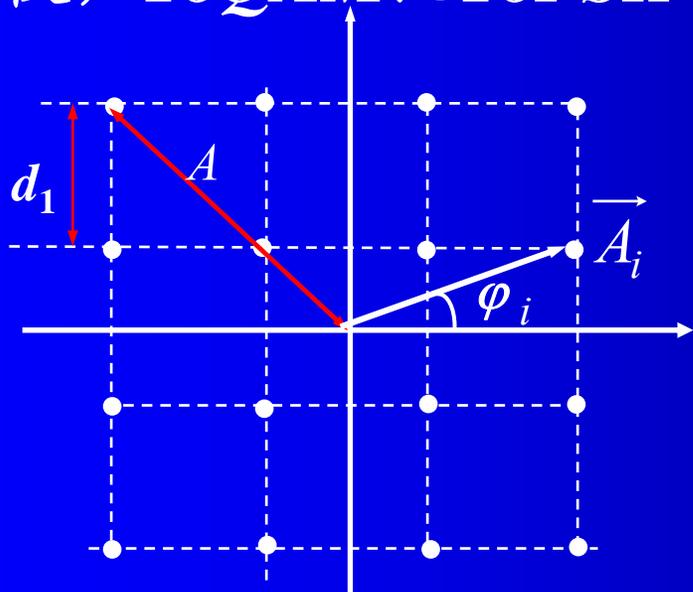
把4个组态用矢量表示在相量图上，矢量端点的分布图称为“星座图”。

## 2、16QAM调制:

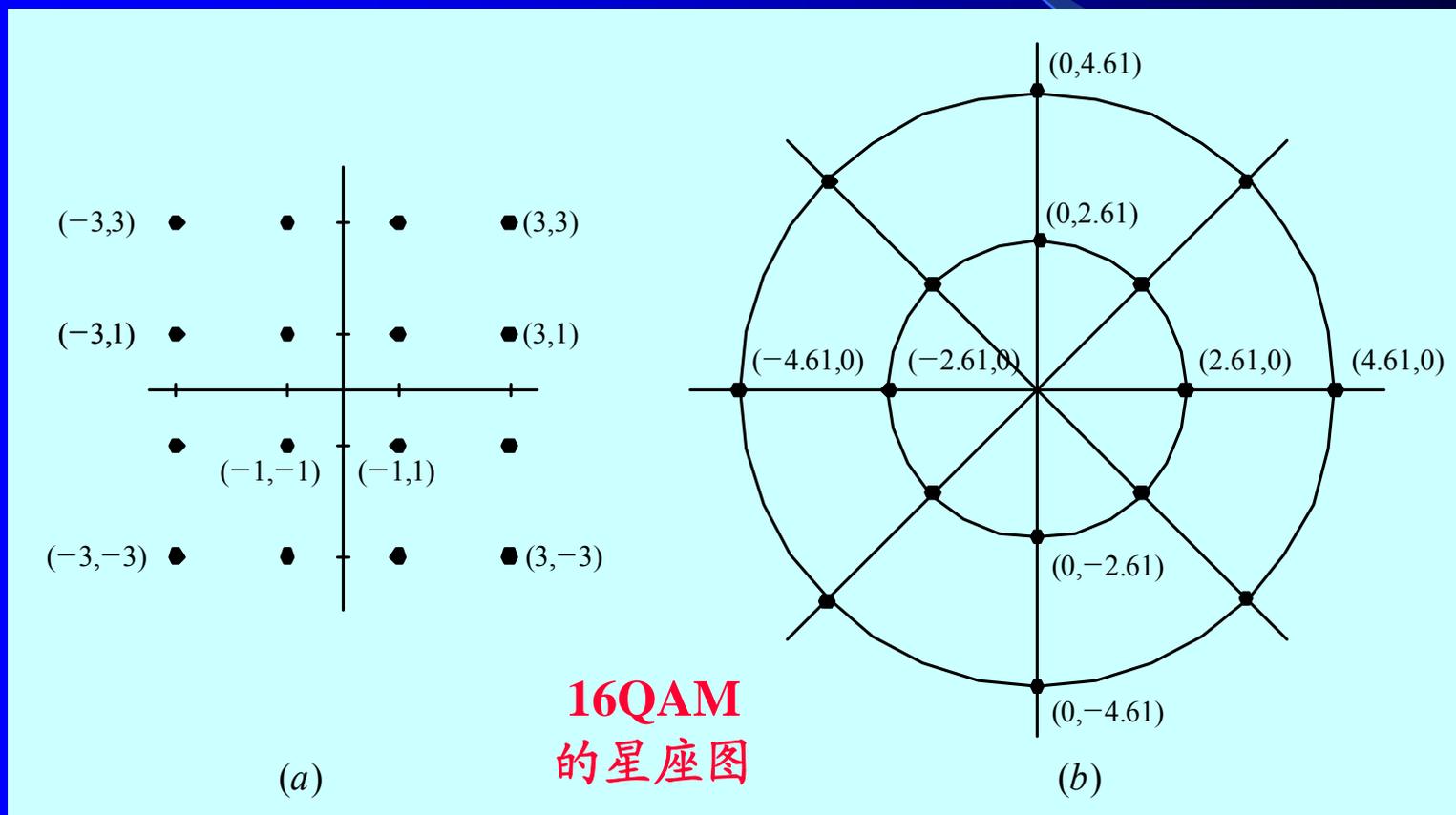
16元正交调幅存在16种幅、相联调组态。典型的信号星座图如下图所示。

设信号组态矢量的最大模长为 $A$ ，不难求出16QAM星点之间的最小距离： $d_1 = \sqrt{2}A/3 = 0.47A$ 。

与16PSK的最小星点距离 $d_1 = 2A \sin 11.25^\circ = 0.39A$ 比较，16QAM比16PSK的分辨率要大一些。



- ❖ 信号矢量端点的分布图称为星座图。通常，可以用星座图来描述QAM信号的信号空间分布状态。
- ❖ 对于M=16的16QAM来说，有多种分布形式的信号星座图。两种具有代表意义的信号星座图如图所示。



(a) 方型16QAM星座 (标准型16QAM) ; (b) 星型16QAM星座

❖ 星型16QAM信号平均功率是方型16QAM信号平均功率的1.4倍。

❖ 另外，两者的星座结构也有重要的差别。

➤ 一是星型16QAM只有两个振幅值，而方型16QAM有三种振幅值；

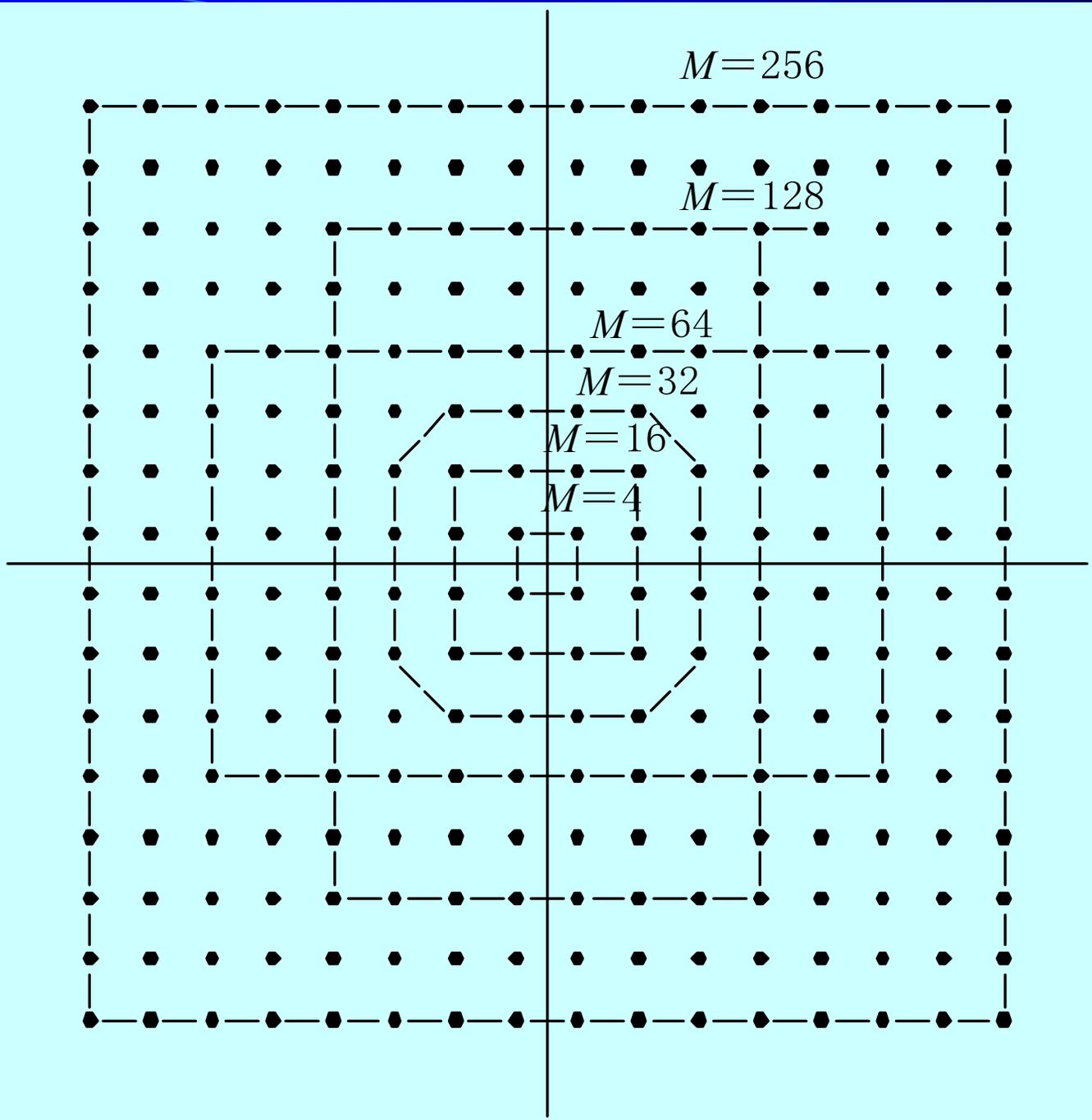
➤ 二是星型16QAM只有8种相位值，而方型16QAM有12种相位值。

❖ 这两点使得在衰落信道中，星型16QAM比方型16QAM更具有吸引力。

❖  $M=4, 16, 32, \dots, 256$ 时，MQAM信号的星座图如图所示。其中， $M=4, 16, 64, 256$ 时星座图为矩形，而 $M=32, 128$ 时星座图为十字形。

❖ 前者 $M$ 为2的偶次方，即每个符号携带偶数个比特信息；

❖ 后者 $M$ 为2的奇次方，即每个符号携带奇数个比特信息。



**MQAM**  
信号的  
星座图

## 二、最小频移键控(MSK)

❖ 数字频率调制和数字相位调制，由于已调信号包络恒定，因此有利于在非线性特性的信道中传输。由于一般移频键控信号相位不连续、频偏较大等原因，使其频谱利用率较低。

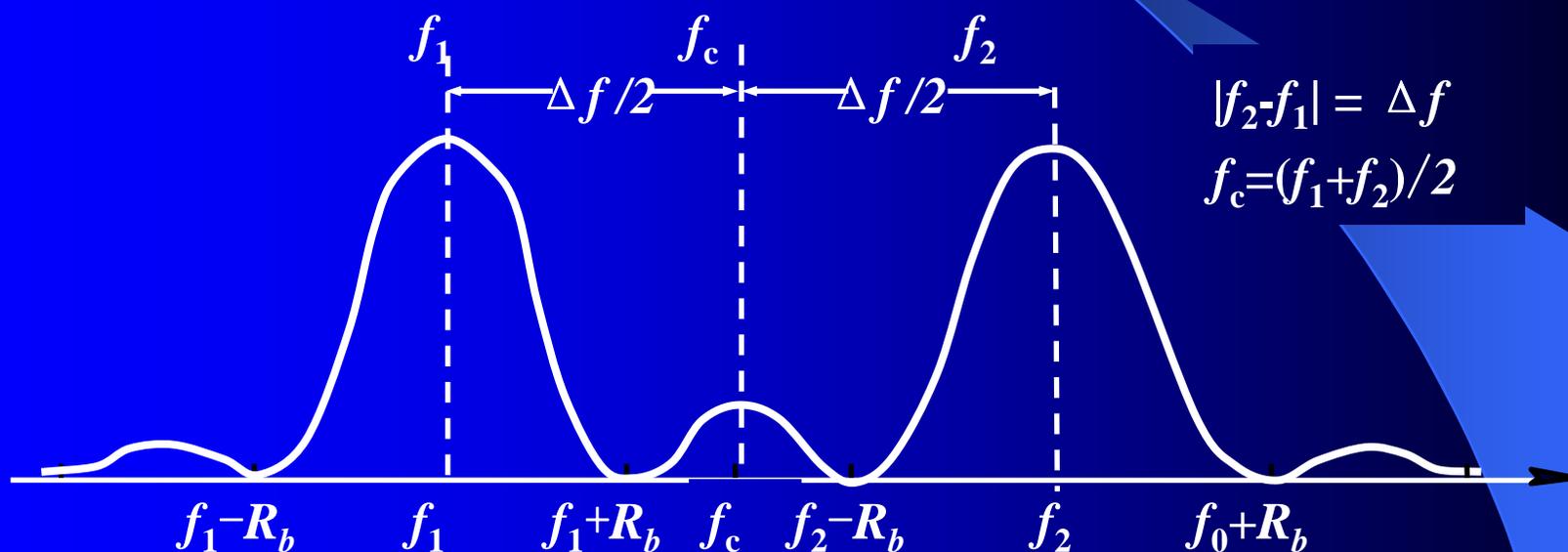
❖ 本节将讨论的MSK (*Minimum Frequency Shift Keying*) 是二进制连续相位FSK的一种特殊形式。

❖ MSK称为最小移频键控，有时也称为快速移频键控(FFSK)。

❖ 所谓“最小”是指这种调制方式能以最小的调制指数(0.5)获得正交信号；而“快速”是指在给定同样的频带内，MSK能比2PSK的数据传输速率更高，且在带外的频谱分量要比2PSK衰减的快。

# 1、怎样使FSK具有最小的带宽？

由功率谱知2FSK的带宽为： $|f_2-f_1|+2R_b=\Delta f+2R_b$ ；要减少2FSK的带宽，就要减小两个载频之间的距离。



然而当两个载频之间距离小于 $2R_b$ 后，会造成两频谱主峰的交迭而使两种码元混淆。如果能让两种码元的频谱“交而不混”，就能进一步减小两个载频之间的距离。

从时域  
看:

$$S_{2FSK}(t) = \begin{cases} S_1(t) = A \cos(\omega_C + \Delta\omega)t & a_k = 1 \\ S_2(t) = A \cos(\omega_C - \Delta\omega)t & a_k = 0 \end{cases}$$

只要适当选取  $\omega_C$  和  $\Delta\omega$  值, 让  $S_1(t)$  与  $S_2(t)$  正交, 就能使二载频相距很近而不发生混杂。

正交条件为  $f_c = n(R_b/4)$  和  $\Delta f = m(R_b/2)$ ;

在正交条件下尽量让  $\Delta f$  小, 取  $m=1$ , 就有:  $\Delta f = R_b/2$

$$\text{由 } |f_2 - f_1| = \Delta f \quad f_c = (f_1 + f_2)/2$$

$$\text{于是: } f_2 = f_c + \Delta f/2 = f_c + R_b/4 = (n+1)R_b/4;$$

$$f_1 = f_c - \Delta f/2 = f_c - R_b/4 = (n-1)R_b/4; \quad B = 1.5 R_b;$$

例如  $R_b = 1000$  波特时,  $\Delta f = 500\text{Hz}$ ,  $B = 1500\text{Hz}$ ;

若取  $n=10$ , 则  $f_c = 2500\text{Hz}$ ,  $f_2 = 2750\text{Hz}$ ,  $f_1 = 2250\text{Hz}$ ;

## 2、怎样使2FSK波形连续？

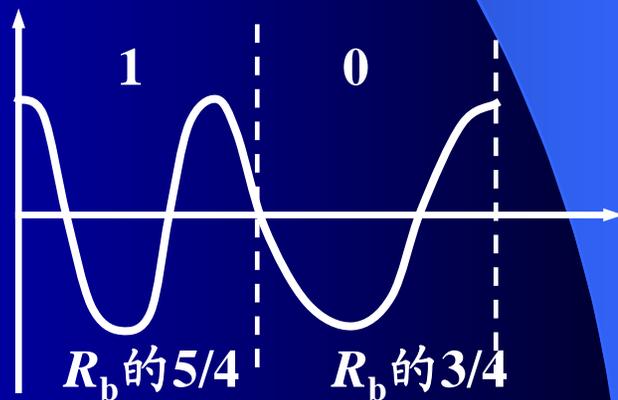
首先，载频 $f_1$ 和 $f_2$ 必须取自同一个振荡源，选用它不同的分频。其次， $f_1$ 和 $f_2$ 的数值还应当合理选用。

可以证明，只要 $f_1$ 和 $f_2$ 的数值满足正交条件：

$$f_0 = n(R_b/4) \text{ 和 } \Delta f = m(R_b/4)$$

就能使波形连续。

结论是每经过一个“0”码，余弦波形少1/4周期；每经过一个“1”码，余弦波形多1/4周期；从而使波形正好衔接。



### 3、MSK信号一般原理

在一个码元时间 $T_b$ 内，MSK信号可表示为

$$S_{MSK}(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

其中  $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$  ,  $k=0, 1, \dots$

$$\varphi(t) = \frac{\pi a_k}{2T_b} t + \varphi(0)$$

式中， $\varphi(t)$ 称为**附加相位函数**； $\omega_c$ 为载波角频率； $T_b$ 为码元宽度； $a_k$ 为第 $k$ 个输入码元，取值为 $\pm 1$ ； $\varphi(0)$ 为第 $k$ 个码元的相位常数，在时间 $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$ 中保持不变，其作用是保证在 $t=kT_b$ 时刻信号相位连续。

瞬时角频率为

$$\omega(t) = \omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + \frac{\pi a_k}{2T_b}$$

则MSK信号的两个频率分别为

❖  $a_k = +1$  (传号频率)

$$f_2 = f_c + \frac{f_b}{4}$$

❖  $a_k = -1$  (空号频率)

$$f_1 = f_c - \frac{f_b}{4}$$

❖ 中心频率 (常称此为载频)

$$f_c = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) = n \cdot \frac{f_b}{4}$$

❖ 最小频差为

$$\Delta f = f_2 - f_1 = f_b / 2$$

❖ 调制指数

$$h = (f_2 - f_1) / f_b = 0.5$$

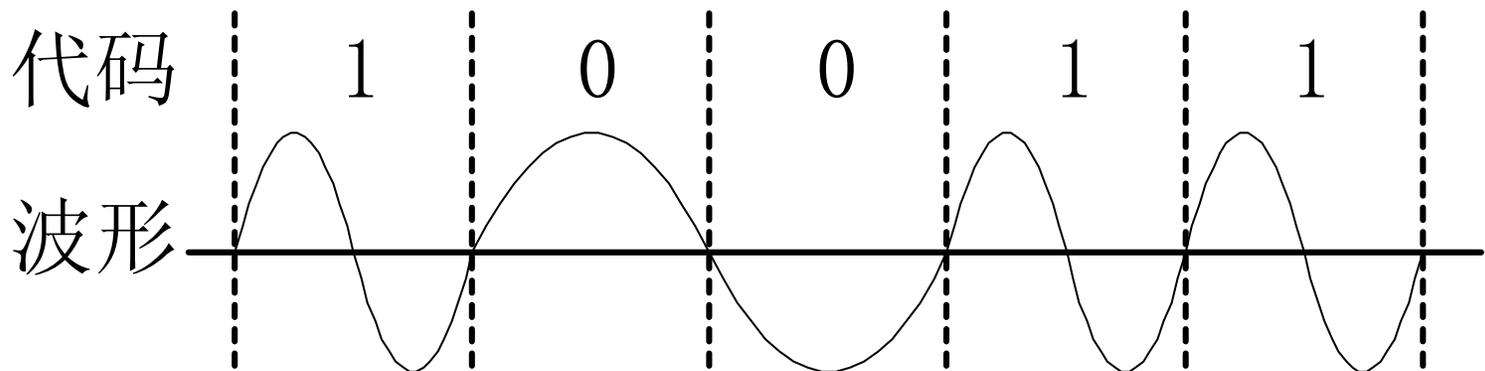
## ❖ MSK信号波形举例

$$f_c = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) = n \cdot \frac{f_b}{4}$$

$$f_1 = f_c - \frac{f_b}{4}$$

$$f_2 = f_c + \frac{f_b}{4}$$

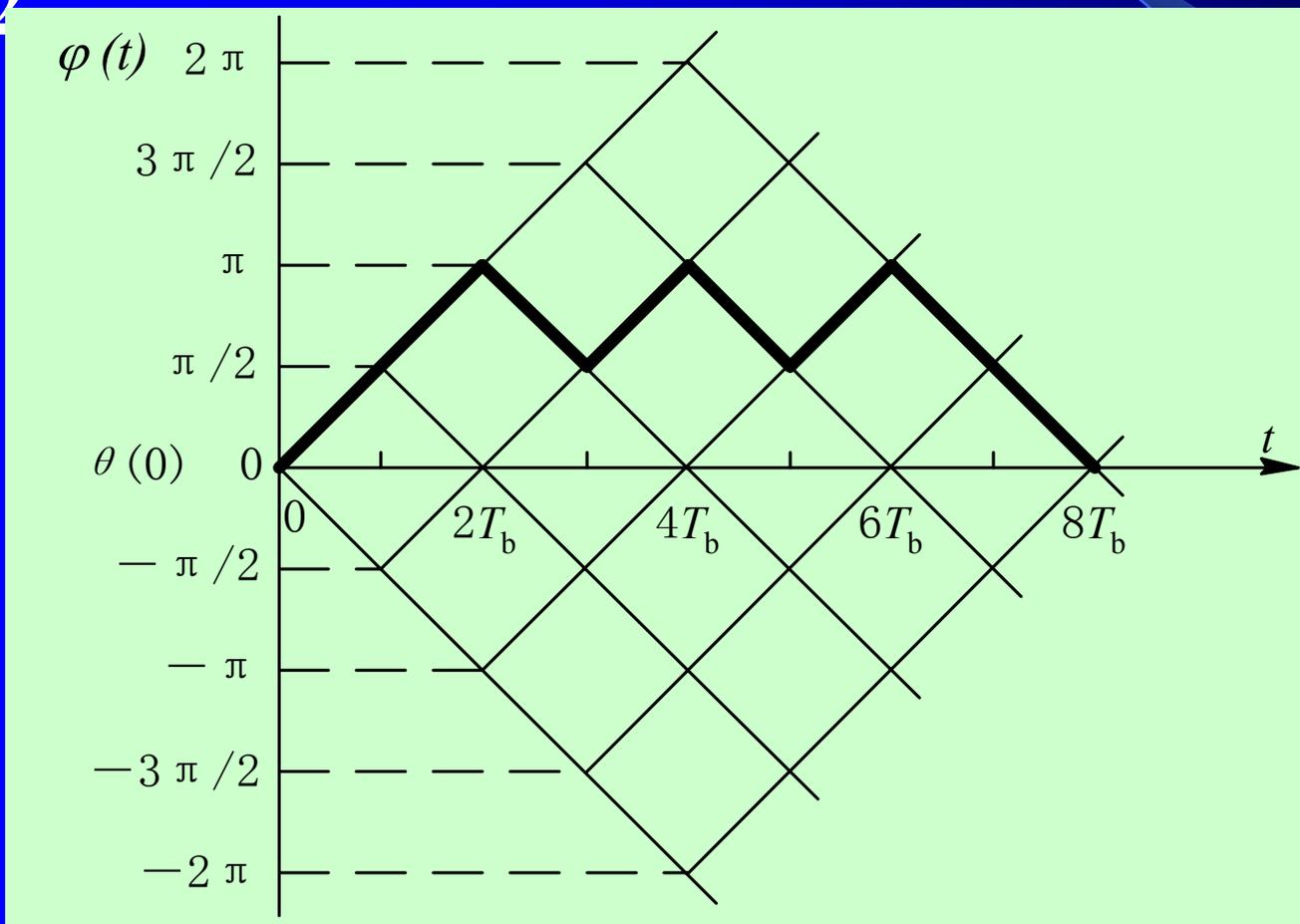
$$f_c = \frac{3}{4} f_b \quad f_2 = f_b \quad f_1 = \frac{1}{2} f_b$$



# 附加相位函数

$$\varphi(t) = \frac{\pi a_k}{2T_b} t + \varphi(0)$$

❖  $a_k = +1$ ,  $\varphi(t)$  增大  $\pi/2$ ;  $a_k = -1$ ,  $\varphi(t)$  减小  $\pi/2$



MSK  
的相  
位网  
格图

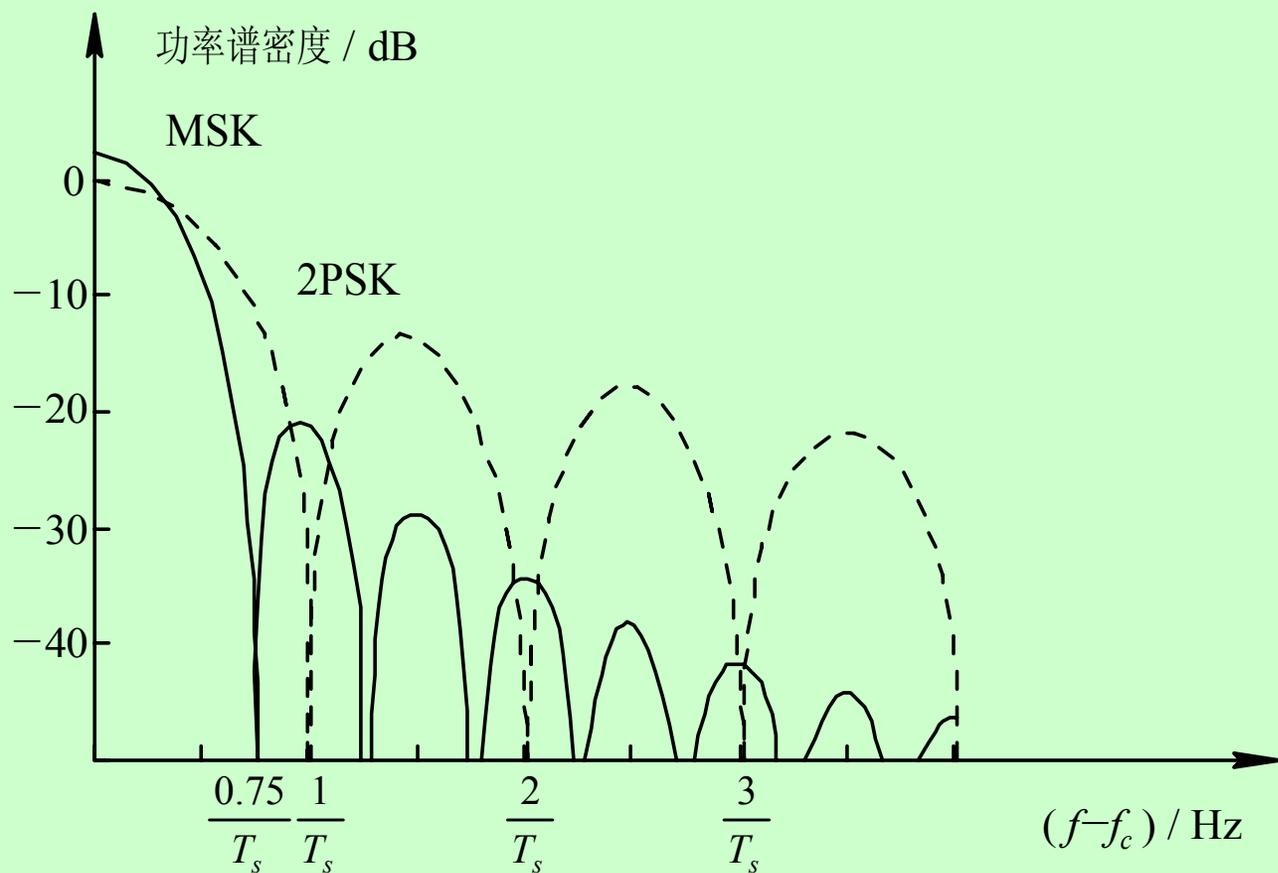
❖ 从以上分析总结得出，MSK信号具有以下特点：

(1) MSK信号是恒定包络信号；

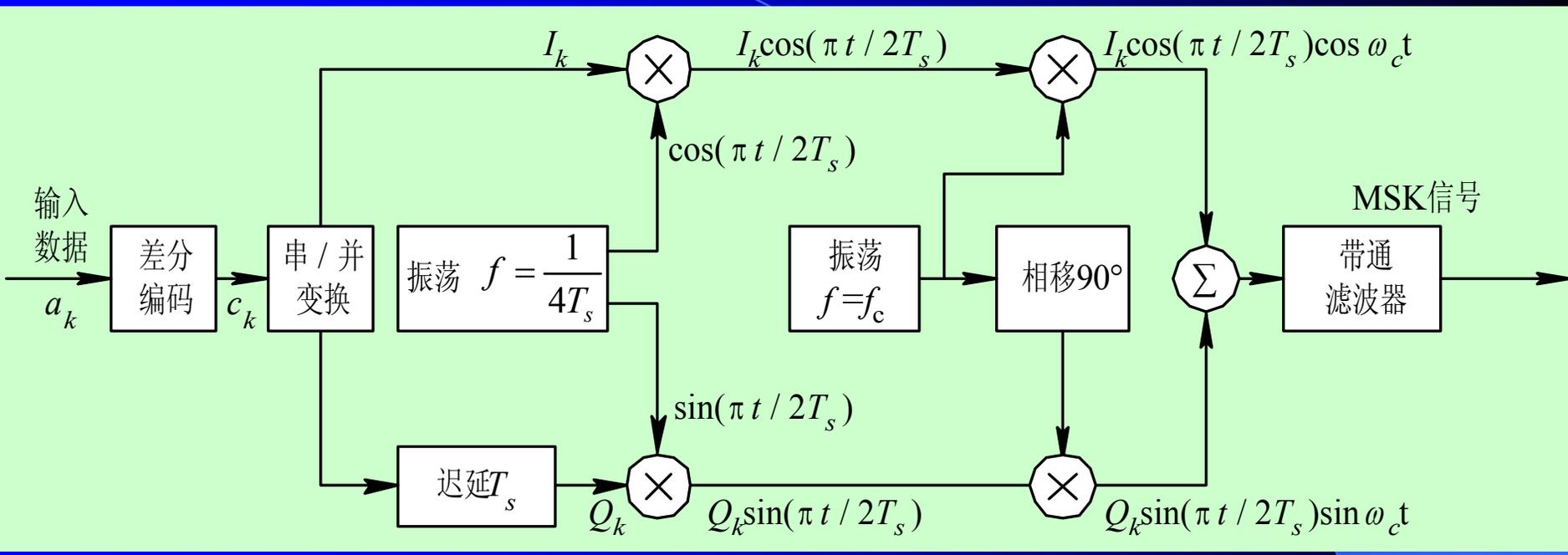
(2) MSK信号的相位是分段线性变化的，同时在码元转换时刻相位仍是连续的。以载波相位为基准的信号相位在一个码元期间内线性地变化  $\pm \pi/2$  ；

(3) 在一个码元期间内，信号应包括四分之一载波周期的整数倍，信号的频率偏移等于  $f_b/4$ ，相应的调制指数  $h=0.5$ ，带宽为  $1.5 f_b$ 。

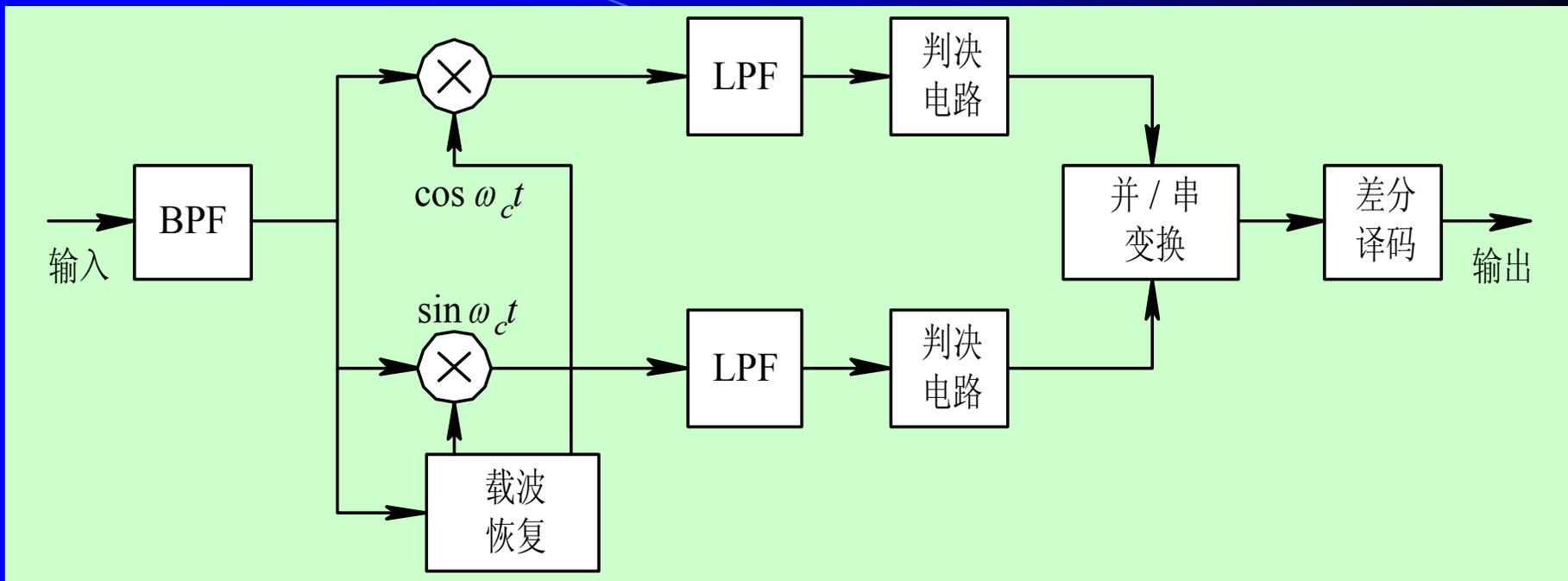
# MSK 信号的归一化 功率谱



❖由图可以看出，与2PSK相比，MSK信号的功率谱更加紧凑，其第一个零点出现在 $0.75/T_b$ 处，而2PSK的第一个零点出现在 $1/T_b$ 处。这表明，MSK信号功率谱的主瓣所占的频带宽度比2PSK信号的窄；当 $(f-f_c) \rightarrow \infty$ 时，MSK的功率谱以 $(f-f_c)^{-4}$ 的速率衰减，它要比2PSK的衰减速率快得多，因此对邻道的干扰也较小。



MSK信号调制器原理图



MSK信号相干解调器原理图

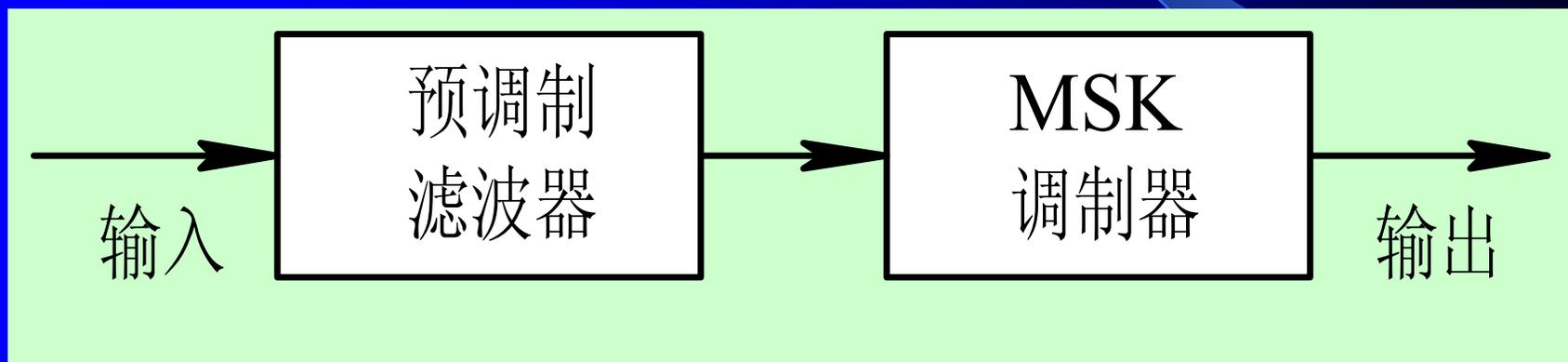
# 高斯最小移频键控(GMSK)

- ❖ 由上一节分析可知，MSK调制方式的突出优点是已调信号具有恒定包络，且功率谱在主瓣以外衰减较快。
- ❖ 但是，在移动通信中，对信号带外辐射功率的限制十分严格，一般要求必须衰减70dB以上。从MSK信号的功率谱可以看出，MSK信号仍不能满足这样的要求。
- ❖ 高斯最小移频键控(GMSK)就是针对上述要求提出来的。GMSK调制方式能满足移动通信环境下对邻道干扰的严格要求，它以其良好的性能而被泛欧数字蜂窝移动通信系统(GSM)所采用。

- ❖ MSK调制是调制指数为0.5的二进制调频，基带信号为矩形波形。为了压缩MSK信号的功率谱，可在MSK调制前加入预调制滤波器，对矩形波形进行滤波，得到一种新型的基带波形，使其本身和尽可能高阶的导数都连续，从而得到较好的频谱特性。
- ❖ 为了有效地抑制MSK信号的带外功率辐射，预调制滤波器应具有以下特性：
  - (1) 带宽窄并且具有陡峭的截止特性；
  - (2) 脉冲响应的过冲较小；
  - (3) 滤波器输出脉冲响应曲线下的面积对应于 $\pi/2$ 的相移。
- ❖ 其中条件(1)是为了抑制高频分量；条件(2)是为了防止过大的瞬时频偏；条件(3)是为了使调制指数为0.5。
- ❖ 一种满足上述特性的预调制滤波器是高斯低通滤波

# *GMSK(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying)*

## 调制原理图



# 正弦载波数字调制——小结

- ❖ 正弦载波数字调制是提高数字信息传输有效性和可靠性的重要手段;
- ❖ 在AWGN（加性高斯白噪声）信道条件下，2PSK的误码性能最优，其次是2DPSK、2FSK和2ASK;
- ❖ 从实现调制系统的复杂性看，基于非相干解调的2FSK和2ASK系统的复杂性较低，2PSK或2DPSK系统的实现成本要高一些；从对频谱的利用效率看，2PSK、2DPSK、2ASK系统比2FSK要高。

- ❖ 数字调制系统的基本作用是将数字信息序列映射为合适的信号波形，以便发射到（无线）信道中去。
- ❖ 数字调制系统对频谱资源的利用程度和抗噪声能力是我们考察数字调制方式的重要指标。
- ❖ 因此，本章在详细说明基本调制方式的原理后，还介绍了一些比基本调制系统抗噪声性能和/或频谱利用率更高的调制方式，主要包括：多进制的调制（MASK、MFSK、MPSK等）、QAM、MSK和GMSK等。

- ❖ AWGN信道条件下，且频带利用率相同，进制数大于四时，QAM比MPSK的抗噪声性能优，功率利用率高；
- ❖ MSK和GMSK等调制方式与普通的ASK、FSK、PSK或DPSK和QAM调制方式相比，已调信号对邻道的干扰小，有效提高了频谱资源的使用效率。

- ❖ 数字调制理论与技术发展迅速，人们探索性能更佳的新调制方式的工作从未停止过，目前研究热点和比较流行的调制方式有：
- ❖ TCM（格状编码调制）：在普通56kbps调制解调器中得到应用）
- ❖ OFDM（正交频分复用调制）：在ADSL（非对称数字用户环）系统和短波调制解调器中得到广泛应用）
- ❖ CDMA（码分多址）：在移动通信系统中得到应用）
- ❖ CCK（补码键控调制）：在无线局域网（WLAN）中广泛使用）



谢 谢 大 家

## 复习题

- 1) 数字载波调制与连续波模拟调制有什么异同?
- 2) 比较2ASK调制与AM调制特点。
- 3) 2ASK性能分析的思路是什么?
- 4) 根据2ASK概念给出MASK调制的概念
- 5) 比较2FSK调制与FM调制特点。
- 6) 2FSK性能分析的思路是什么?
- 7) 相位模糊是怎么回事?
- 8) 2PSK与2DPSK信号异同点。
- 9) 2PSK与2DPSK系统性能异同点。
- 10) 2ASK、2FSK、2PSK三种解调性能比较。
- 11) 二进制与多进制的优缺点比较。
- 12) MASK、MFSK、MPSK与MDPSK信号异同点。
- 13) 试比较2ASK系统、2FSK系统、2PSK系统、及2DPSK系统的抗噪声性能。
- 14) 能否用非相干方法解调2PSK信号和2DPSK信号? 为什么?
- 15) 什么是绝对相移? 什么是相对相移? 它们有何区别?