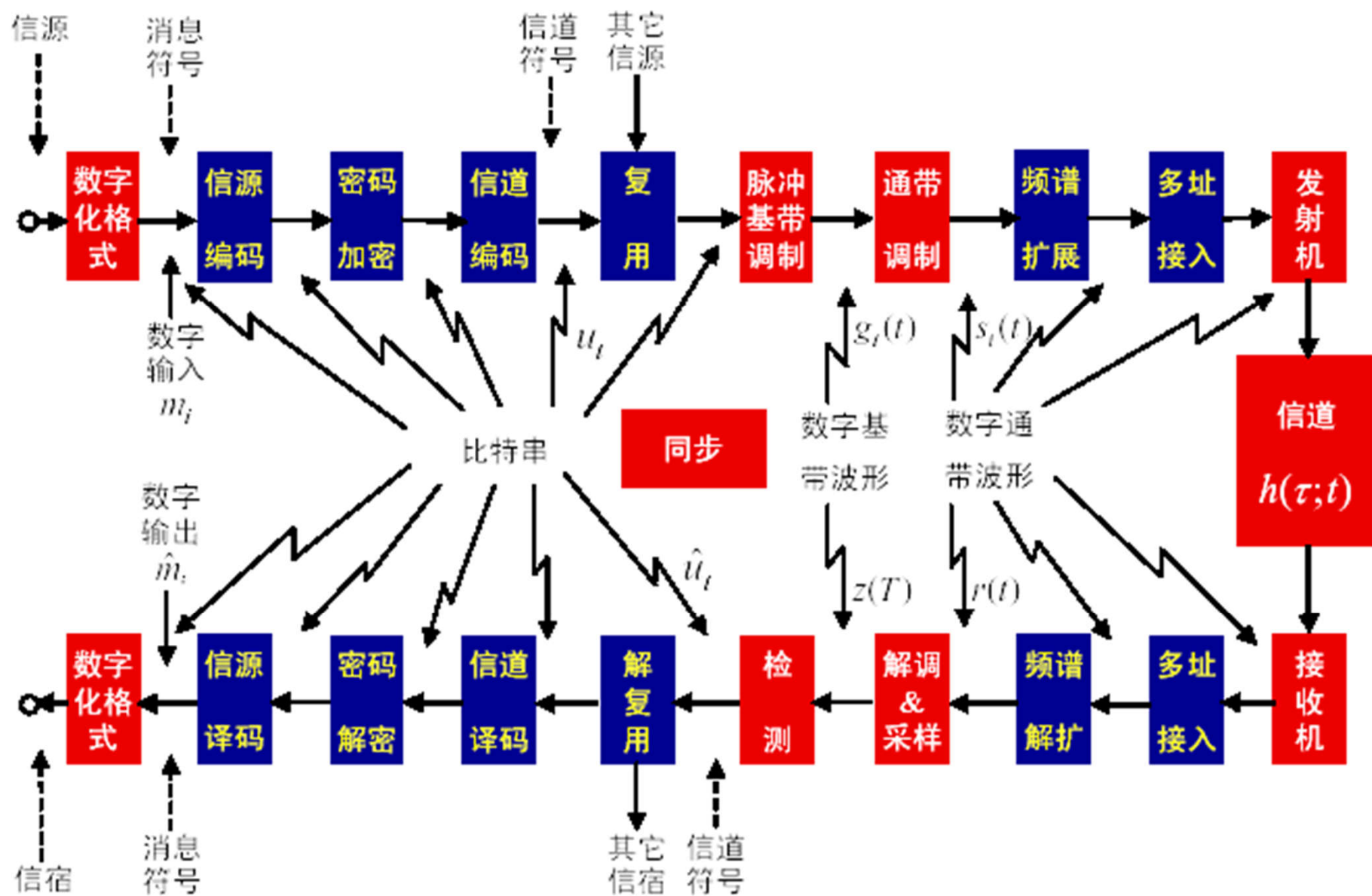


通信原理

主讲：杜青松

湖南大学信息科学与工程学院



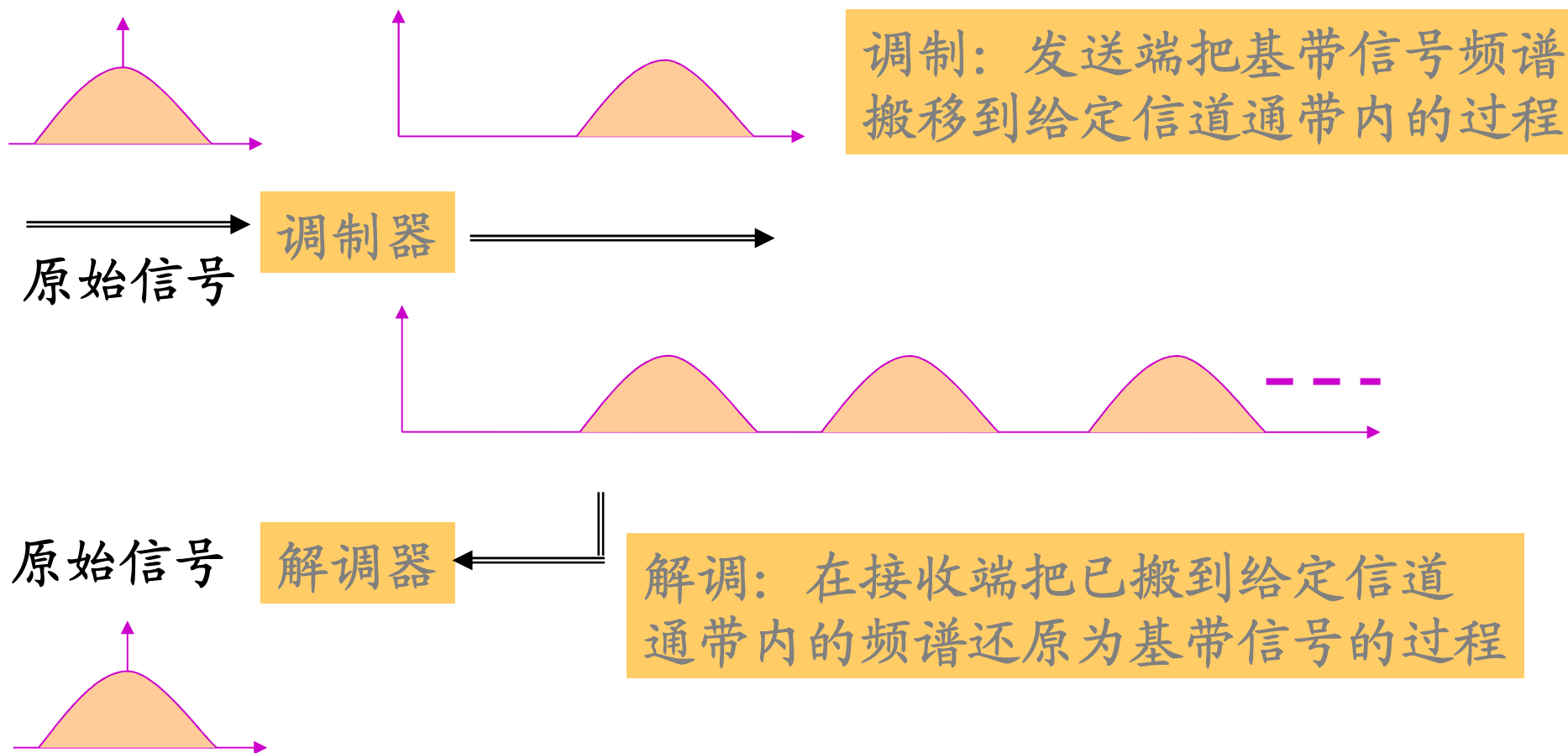
第5章 数字调制解调技术

本章学习应掌握的内容

- 二进制数字调制与解调原理和方法
- 二进制数字调制系统的抗噪声性能
- 二进制数字调制系统的性能比较
- 多进制数字调制与解调原理和方法
- 数字调制信号的信号空间分析（信号星座的概念）
- **QAM**调制技术
- **MSK**和**GMSK**调制技术
- **OFDM**技术

§ 5.1 二进制数字调制与解调技术

调制和解调过程



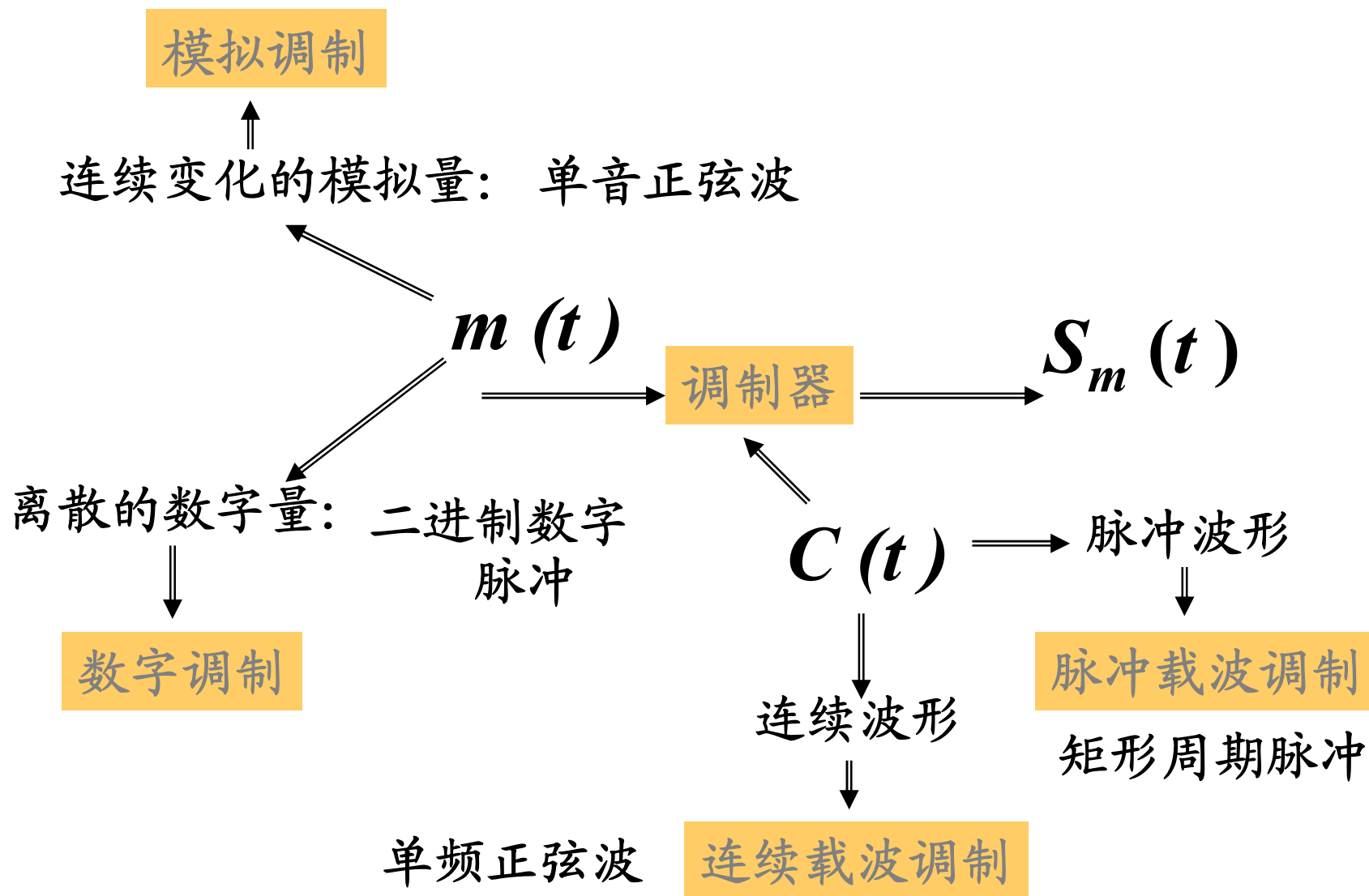
为什么要进行数字载波调制？

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（带通信道）资源传输数字信号。

调制的基本特征和分类



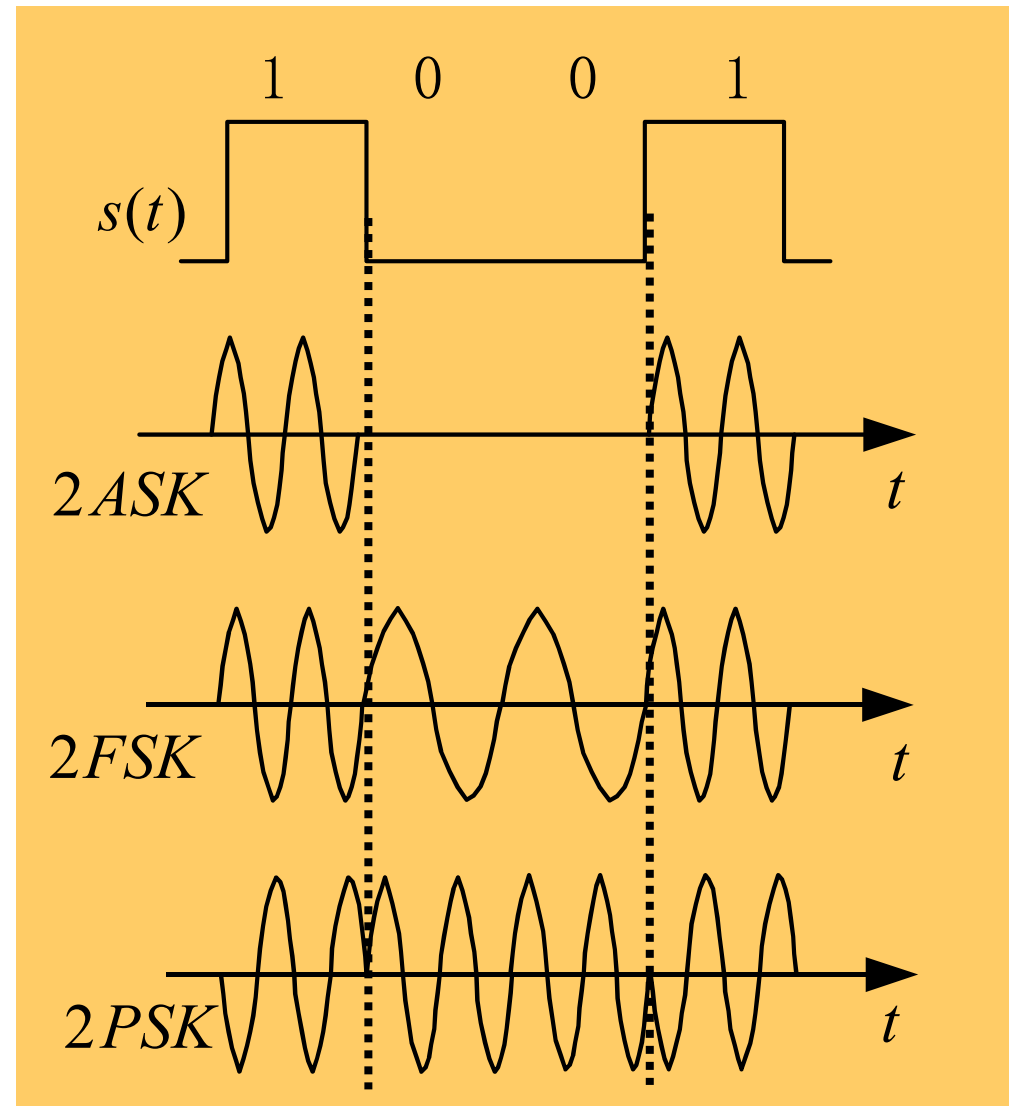
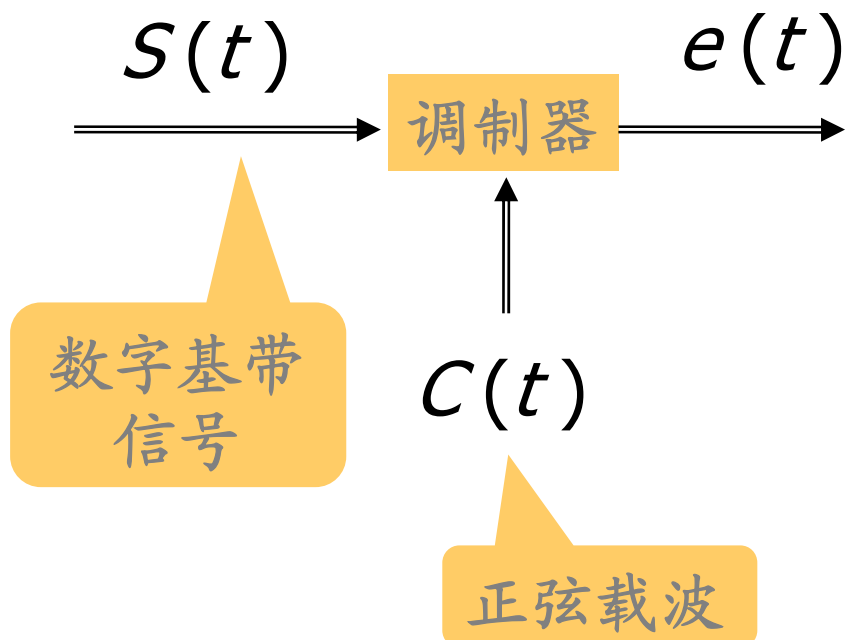
怎样进行数字载波调制？

- ❖ 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 ω_c 按数字信号的代码变化——数字调频；
- 3、让载波相位 φ_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。



5.1.1 二进制振幅键控

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

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的振幅，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

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

式中 $g(t)$ 是宽度为 T_s 、高度为 A 的矩形脉冲。

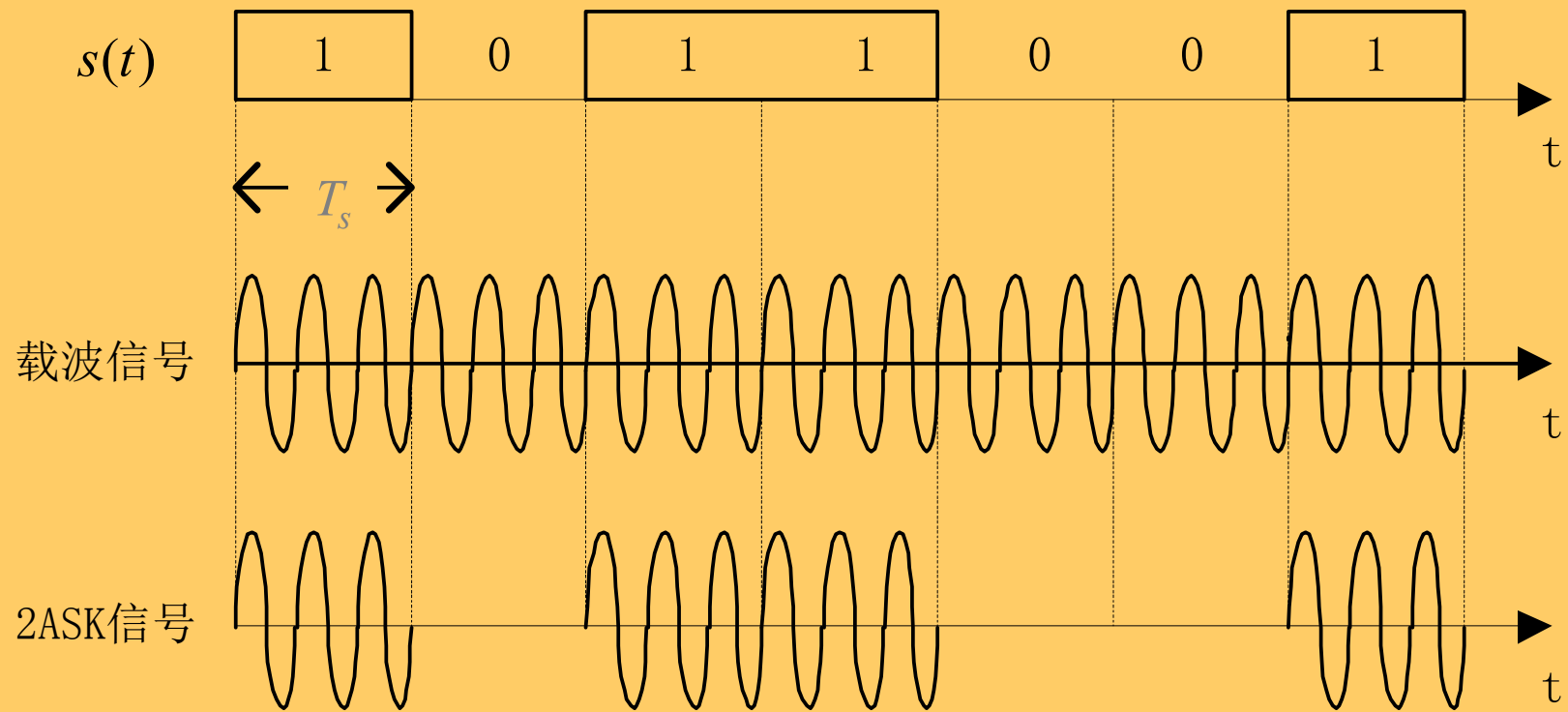
a_n 为数字序列 $\{a_n\}$ 的第 n 个码元的电平值。

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

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



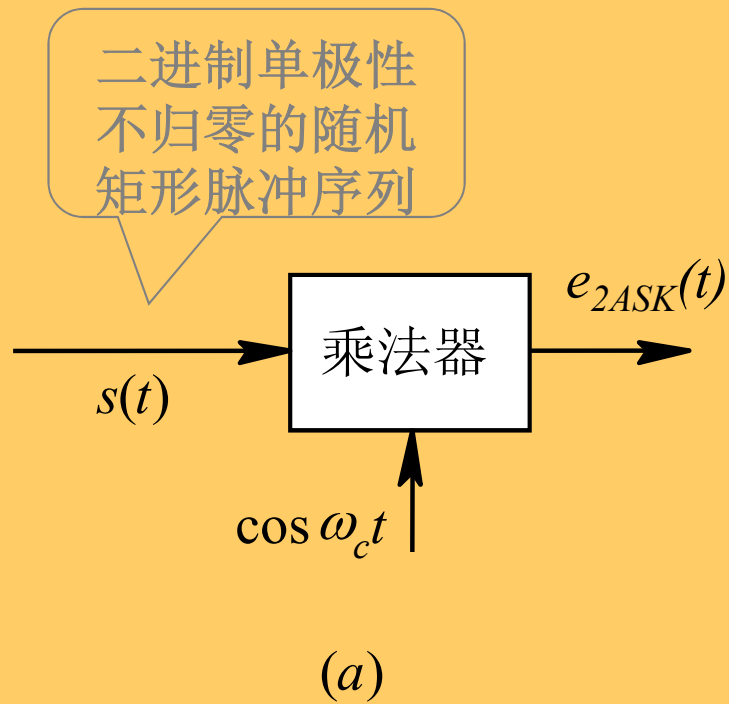
二进制振幅键控信号的时间波形

特点：“1”码期间有等幅正弦波输出，相当于开关开通；

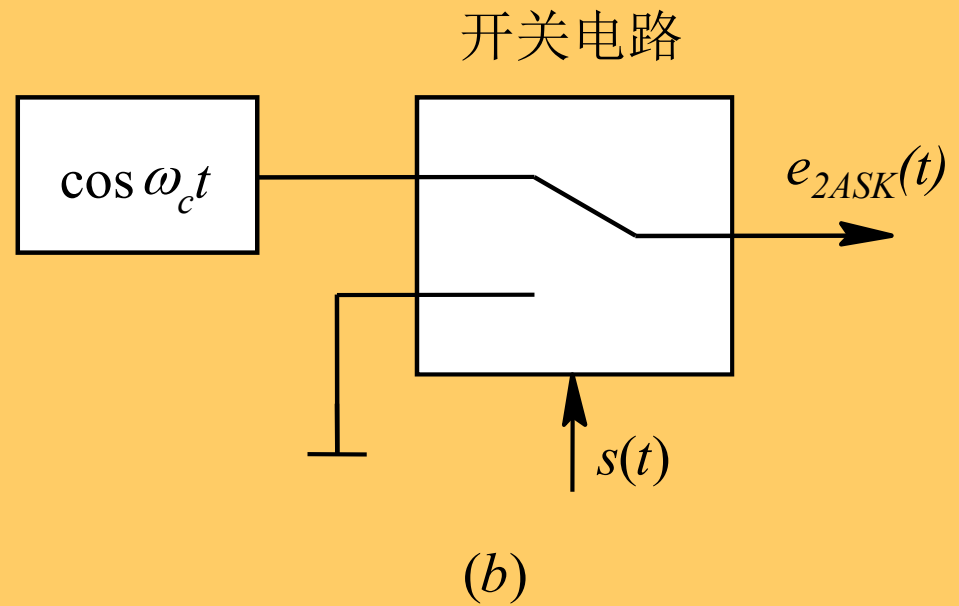
“0”码期间无输出，相当于开关切断。

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:



模拟相乘法



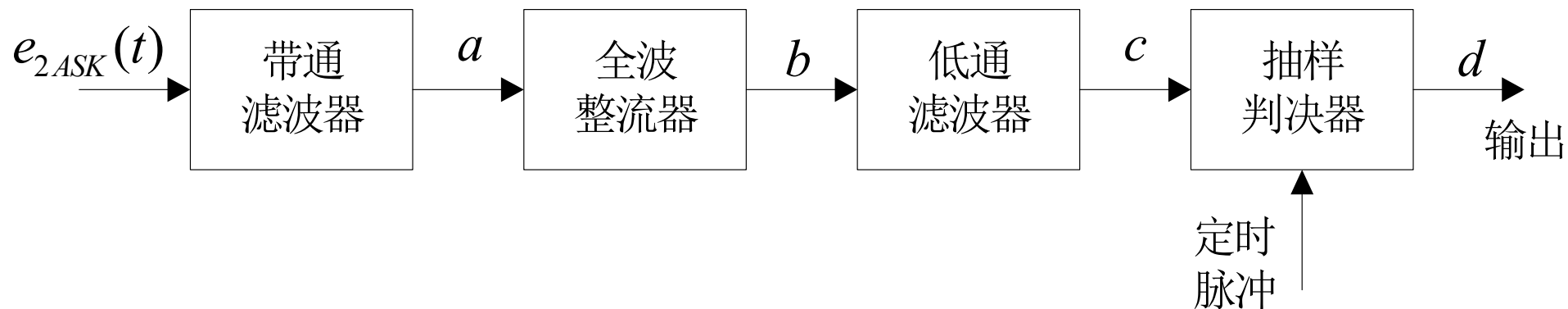
数字键控法

3、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。

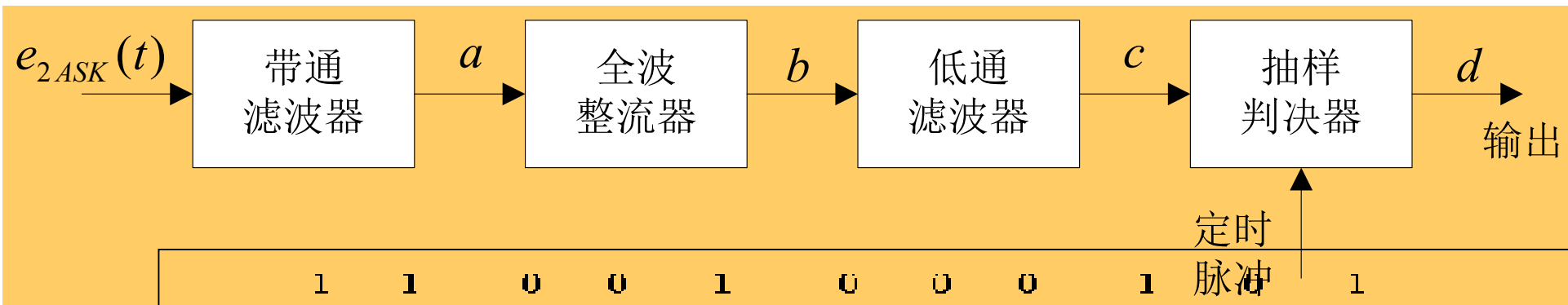
- ❖ 相干解调用于线性调制信号，如ASK和PSK;
- ❖ 非相干解调主要用于FSK，也可用于ASK。

(1) 非相干解调（包络检波法）

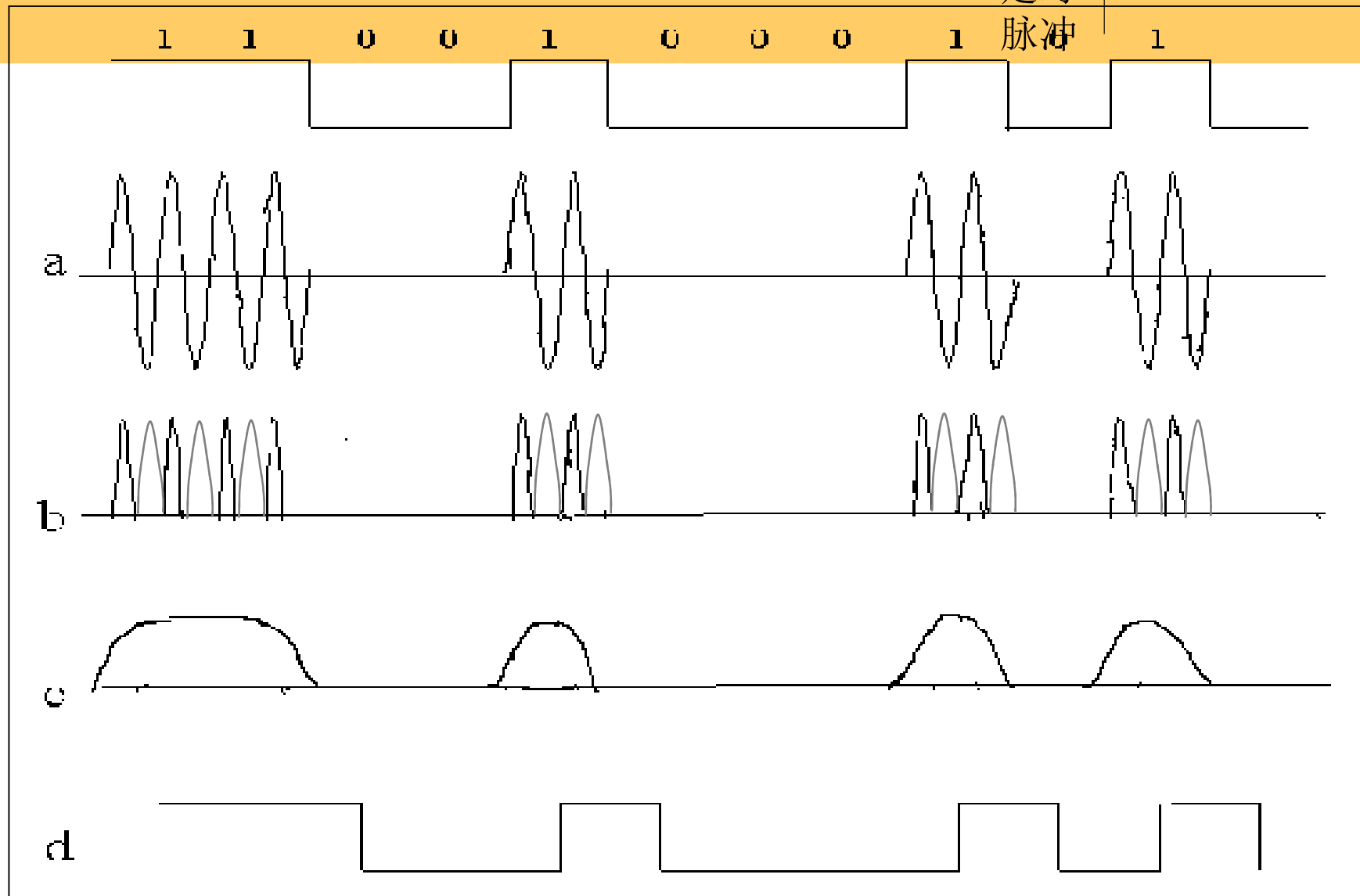


2ASK非相干解调流程框图

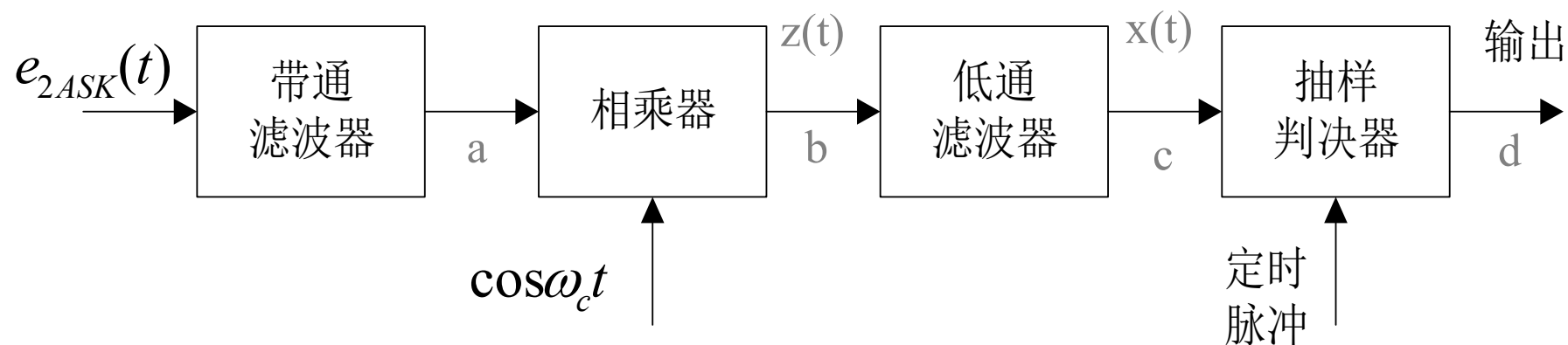
与模拟系统解调的不同点仅仅在于多了一个抽样判决。



2ASK 非相干解调各步波形



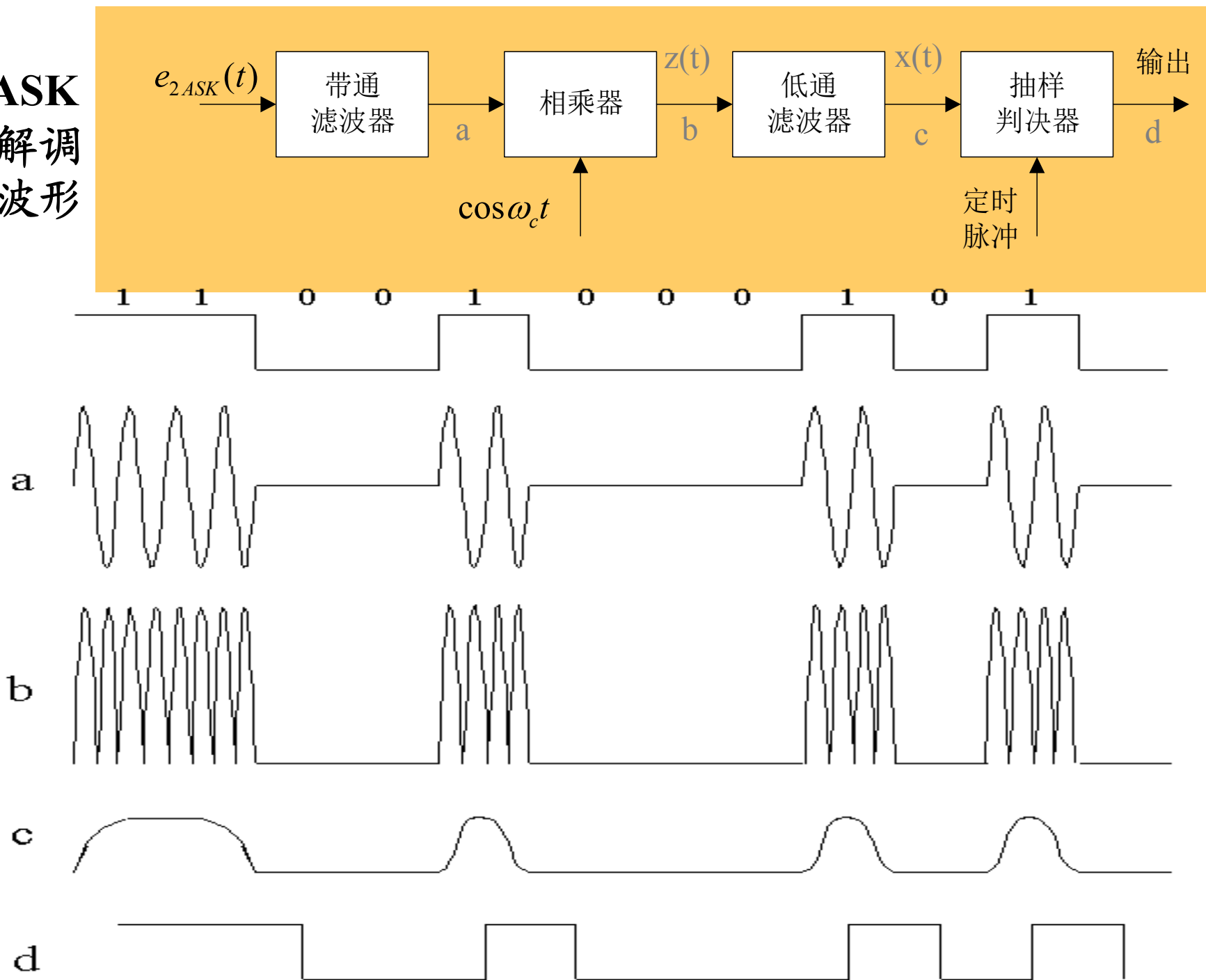
(2) 相干解调（同步检测法）



2ASK相干解调流程框图

与模拟系统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

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

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

❖ 对 $x(t)$ 进行抽样，取得抽样值 x 。

当 $x <$ 判决门限，判为 “0”码；

当 $x >$ 判决门限，判为 “1”码。

4、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：

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

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

其功率谱密度为：

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

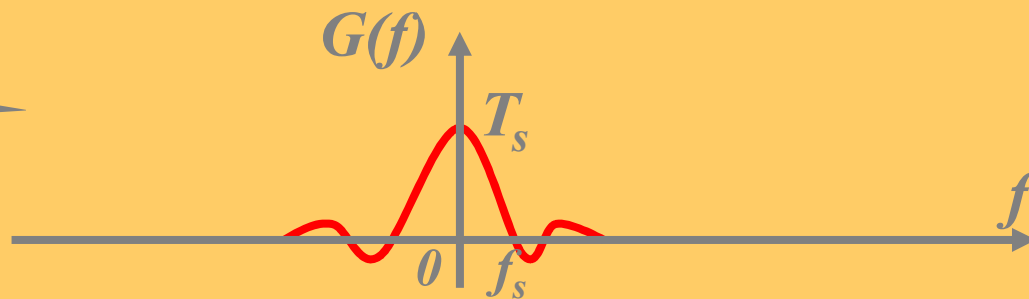
❖ 基带信号（单极性不归零码）功率谱：

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

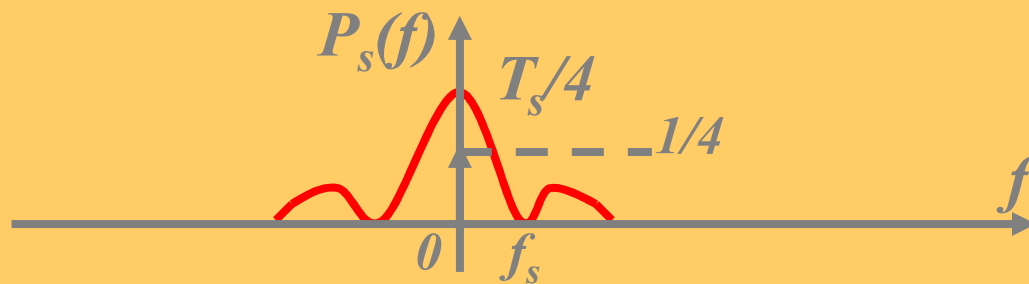
❖ 2ASK信号功率谱：

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

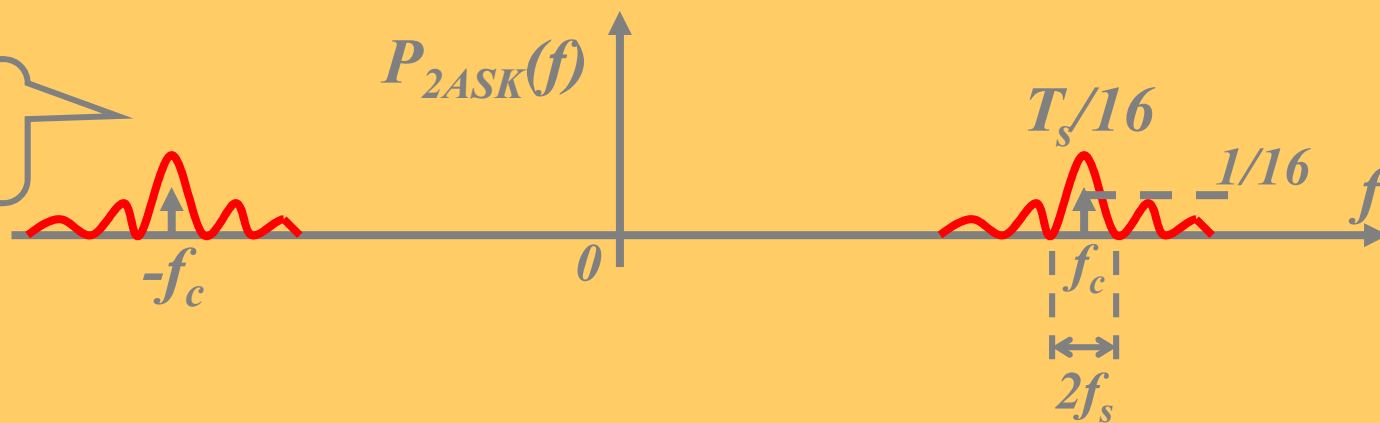
基带信号频谱



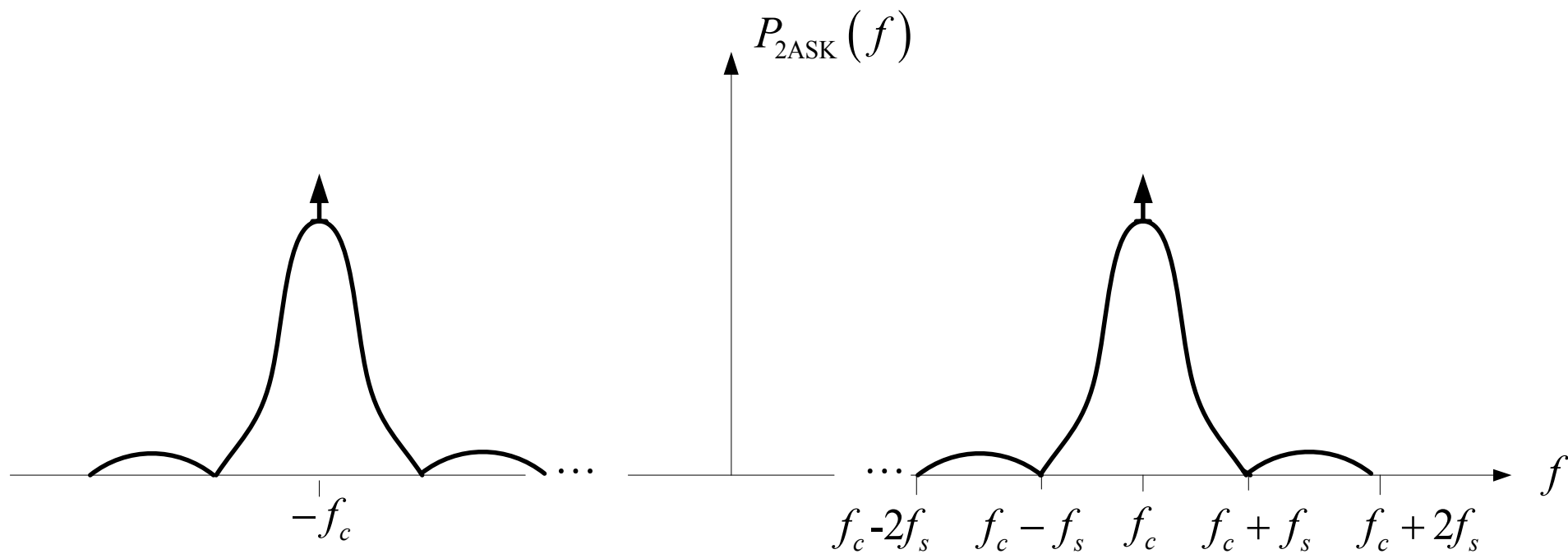
基带信号功率谱密度



2ASK信号功率谱密度



2ASK信号的功率谱密度示意图



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谱和离散谱两部分;

(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 $B_m = f_s = R_B$

❖2ASK带宽则为 $B_{2ASK} = 2B_m = 2f_s = 2/T_s = 2R_B$

❖2ASK信号频带利用率

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

5.1.2 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。

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。

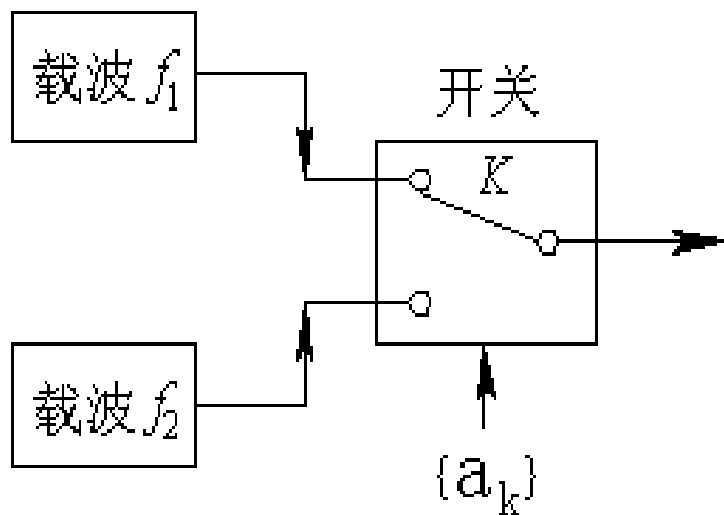
二进制基带信号只有两种代码，所以调频时，载波频率只能被置于两种频率，即：

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

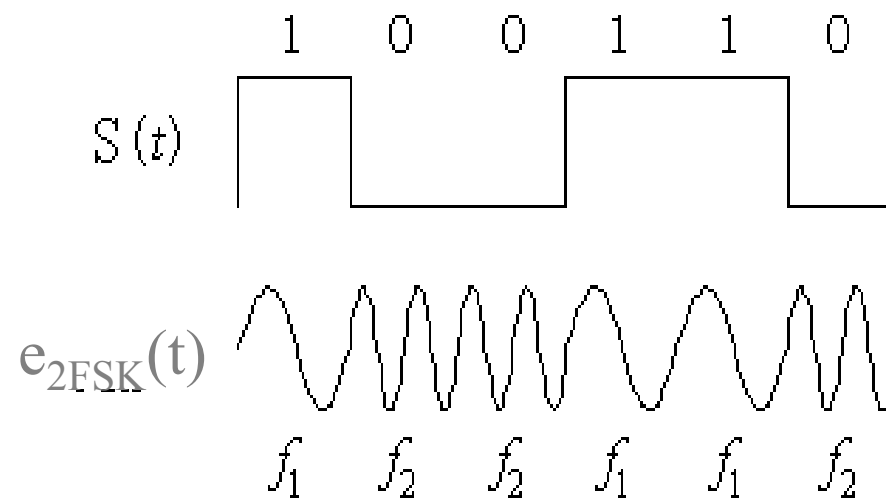
即用频率为 f_1 的载波代表“1”码，用频率为 f_2 的载波代表“0”码，或相反。

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)



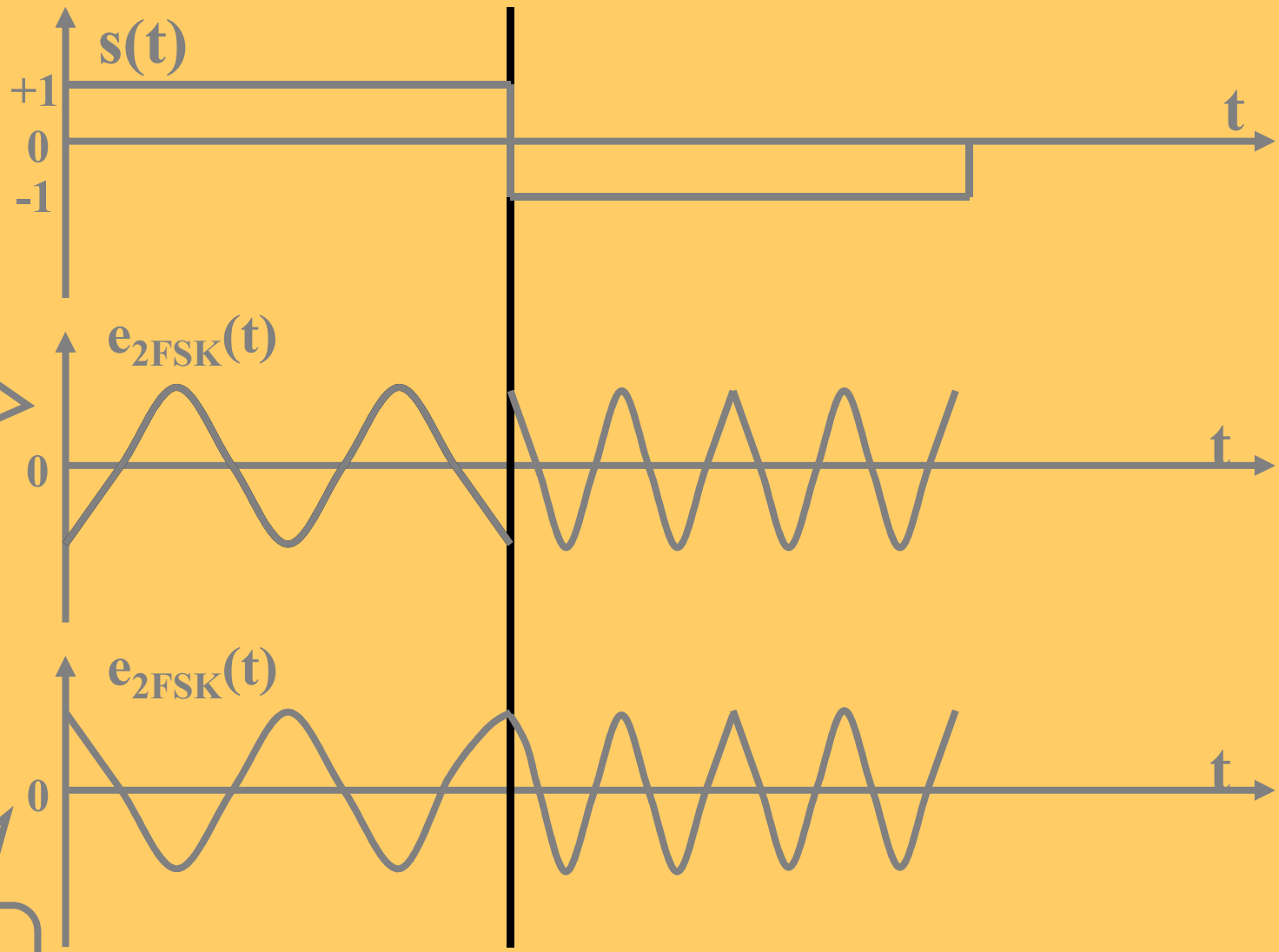
(b)

载波在两种不同频率之间进行切换
生成2FSK信号的波形

相位连续和相位不连续的FSK

这种键控切换方式，只要码元间隔时间 T_s 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。

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 ω_1 和 ω_2 ，使一个码元时段产生的相移之差为 2π 的整数倍，即 $(\omega_1 - \omega_2) T_s = 2n\pi$ 。



相位不连续的2FSK调制

相位连续的2FSK调制

两种2FSK信号波形

另一方面， $2FSK$ 调制信号也可以看作两个
 $2ASK$ 调制信号的叠加：

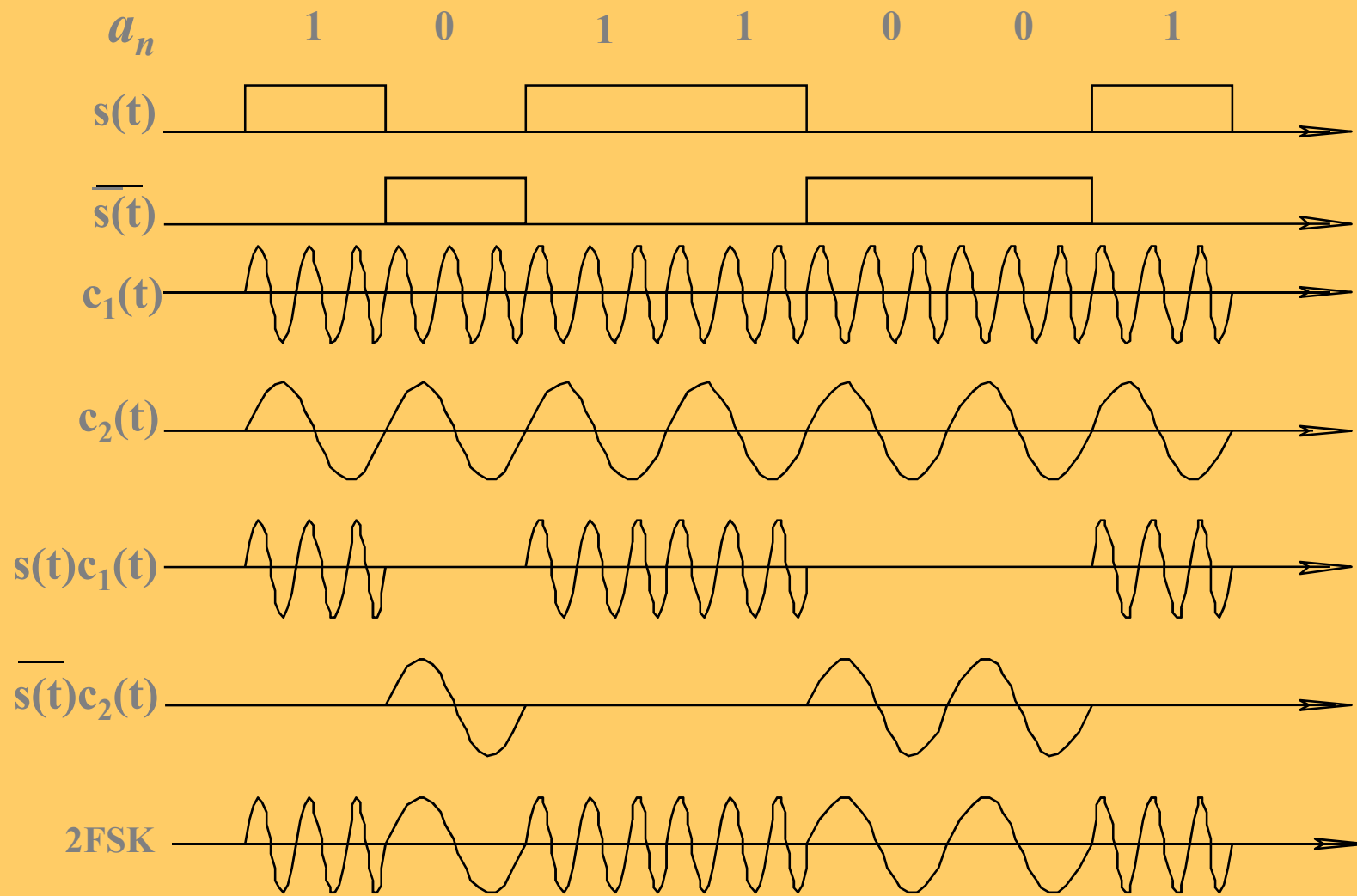
$$e_{2FSK}(t) = s(t) \cos(\omega_1 t) + \overline{s(t)} \cos(\omega_2 t)$$

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

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

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

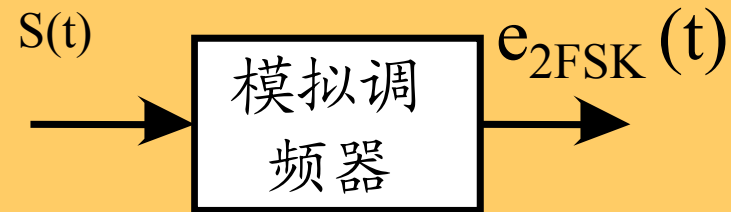
$$\overline{a_n} = \begin{cases} 0, & \text{概率为 } P \\ 1, & \text{概率为 } (1-P) \end{cases}$$



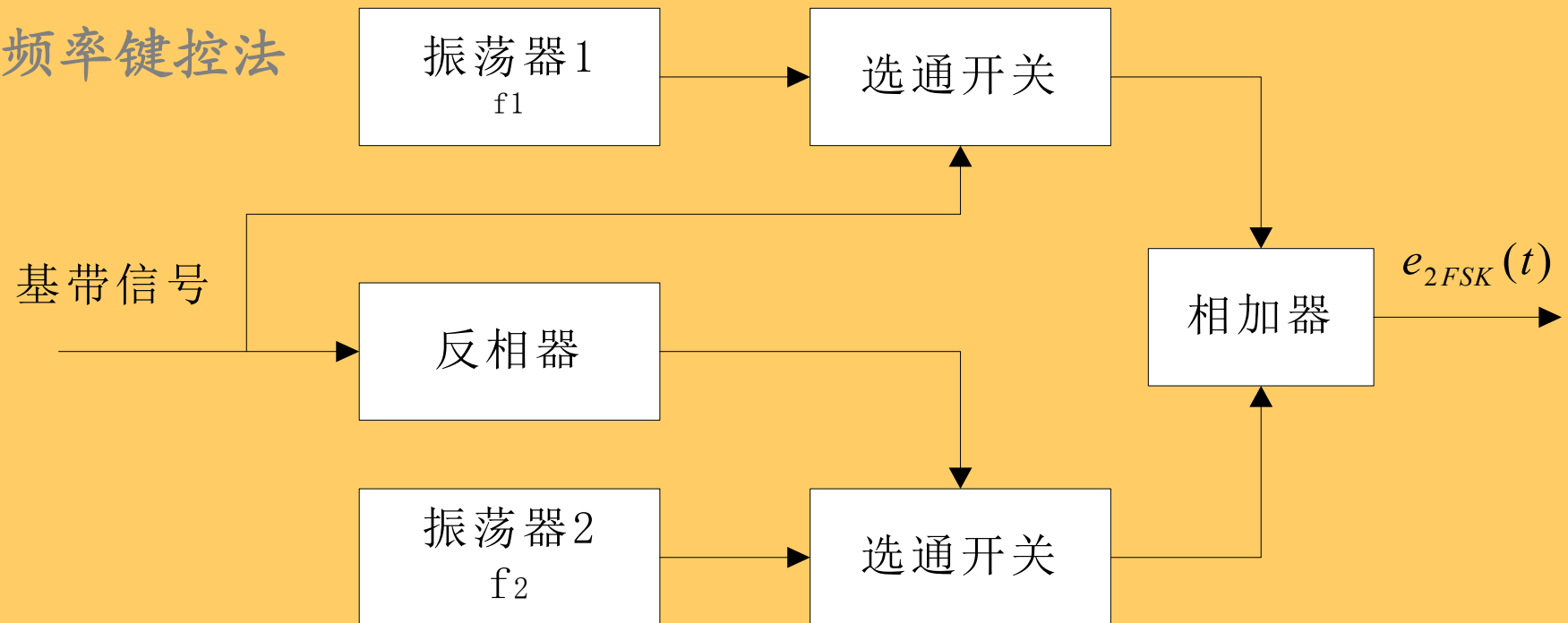
两个2ASK调制信号合成2FSK信号

2、调制方法:

(a) 模拟调频法



(b) 频率键控法



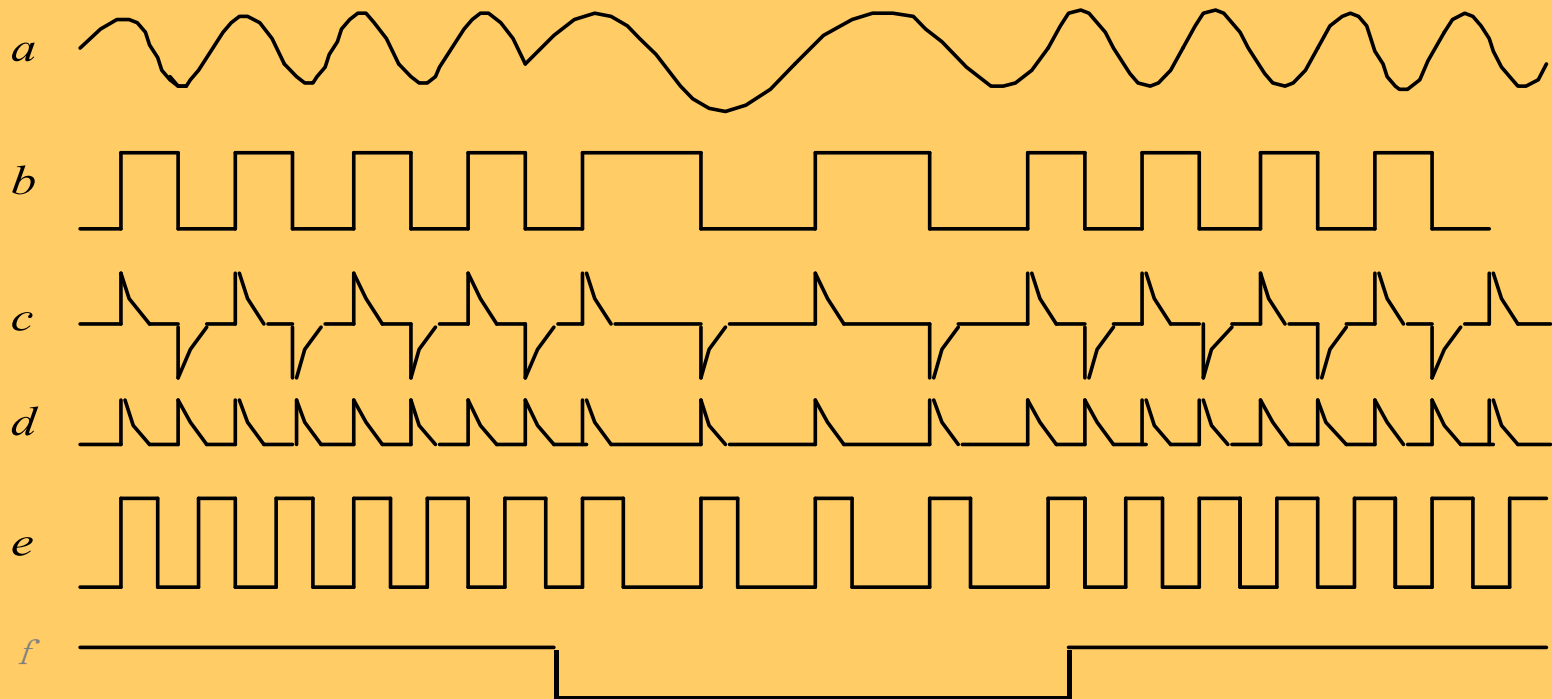
3、2FSK信号的解调

(1) 过零检测法（属非相干解调）：

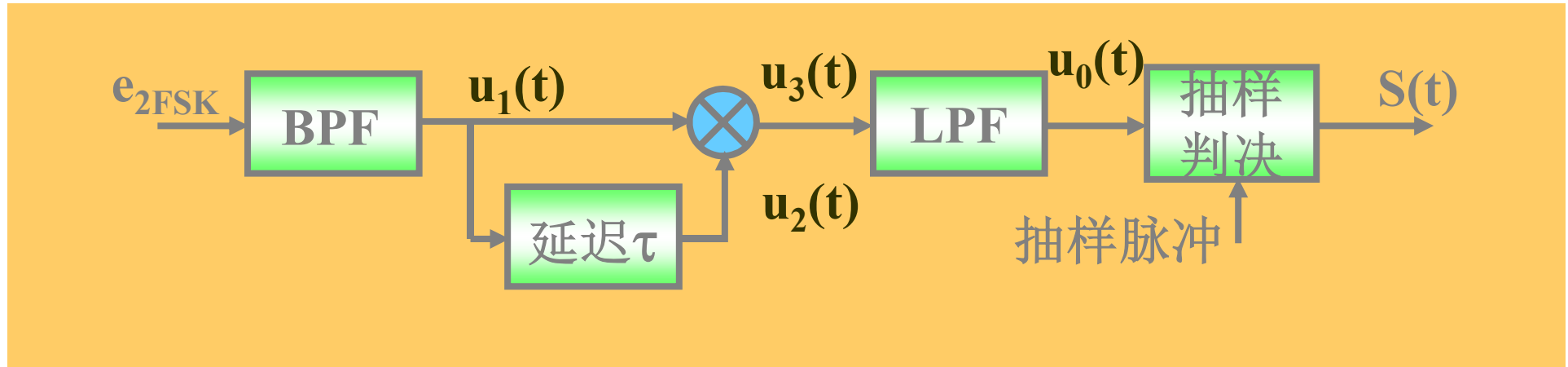
过零检测法原理框图和各点时间波形



(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 τ 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： $u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos[(\omega_c \pm \Delta\omega)\tau]$

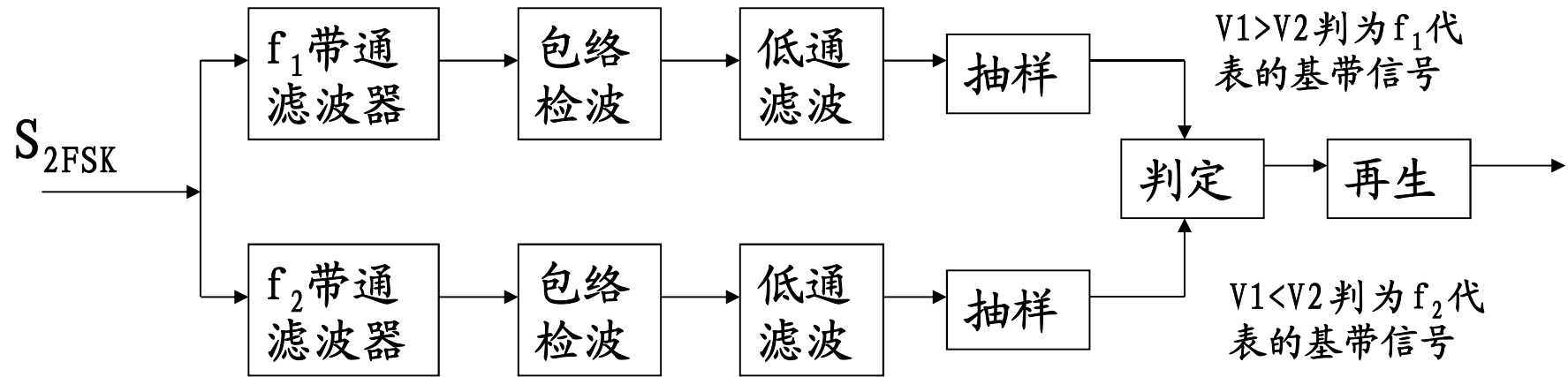
调节延时 τ ，使 $\omega_c \tau = \frac{\pi}{2}$ ，则 $u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\frac{\pi}{2} \pm \Delta\omega \cdot \tau) = \mp \frac{A^2}{2} \sin(\Delta\omega \cdot \tau)$

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

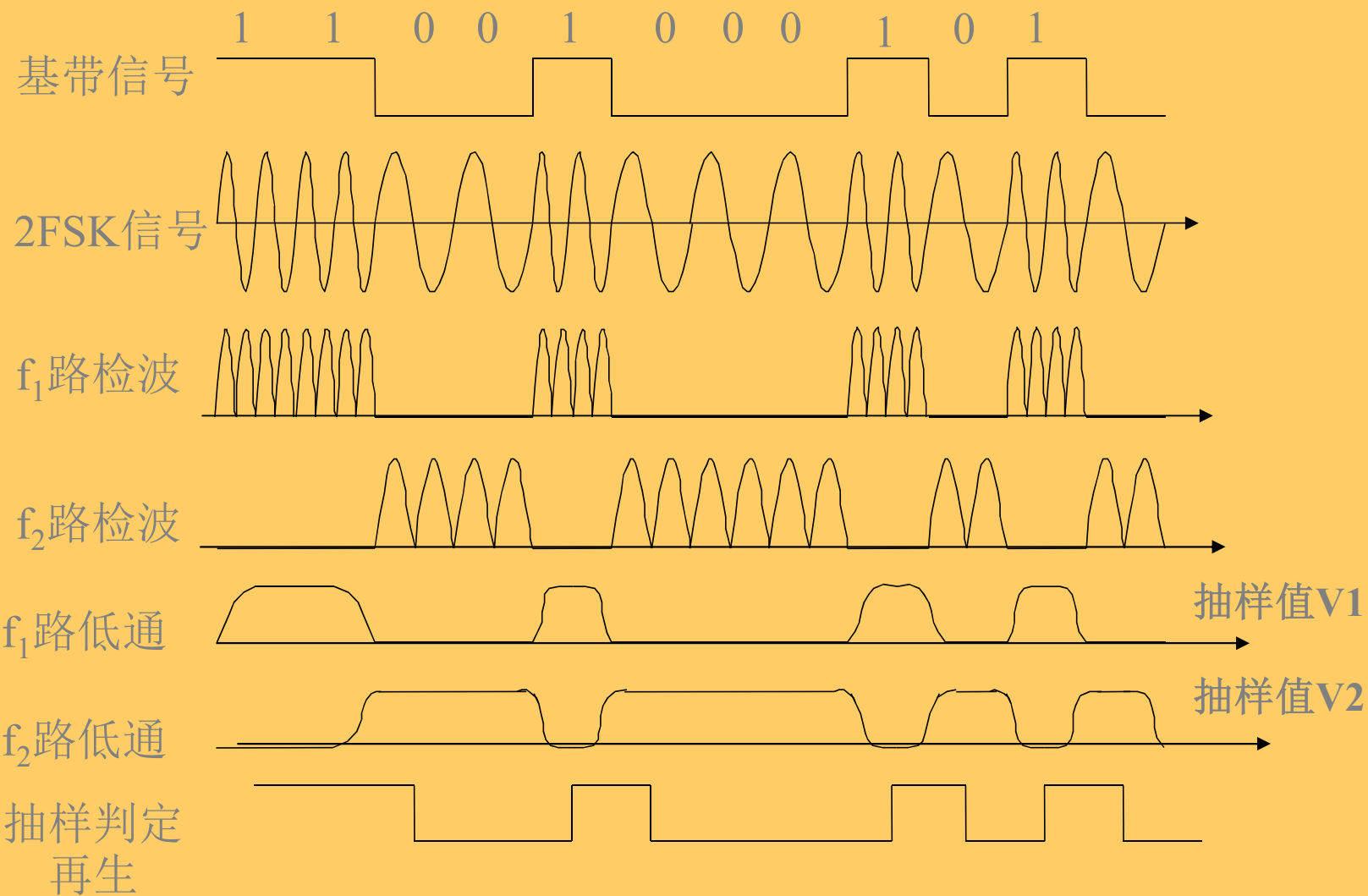
于是，由正负号就可判定：

负值判为“0”；正值判为“1”

(3) 包络检波法（属非相干解调）：

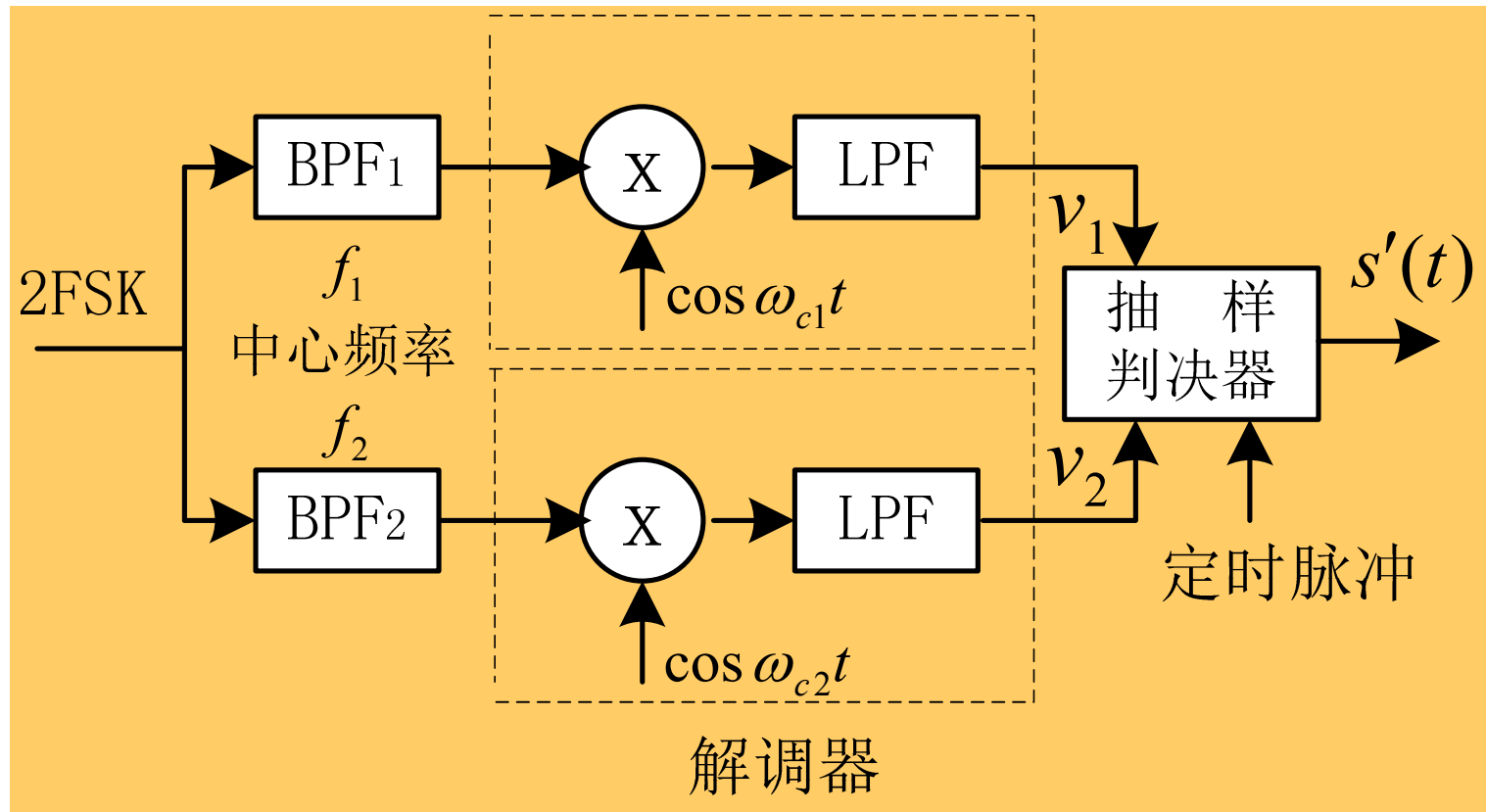


2FSK包络检波法解调框图



2FSK包络检波法解调过程的时间波形

(4) 相干解调法（同步检波）



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

4、2FSK信号的功率谱和带宽

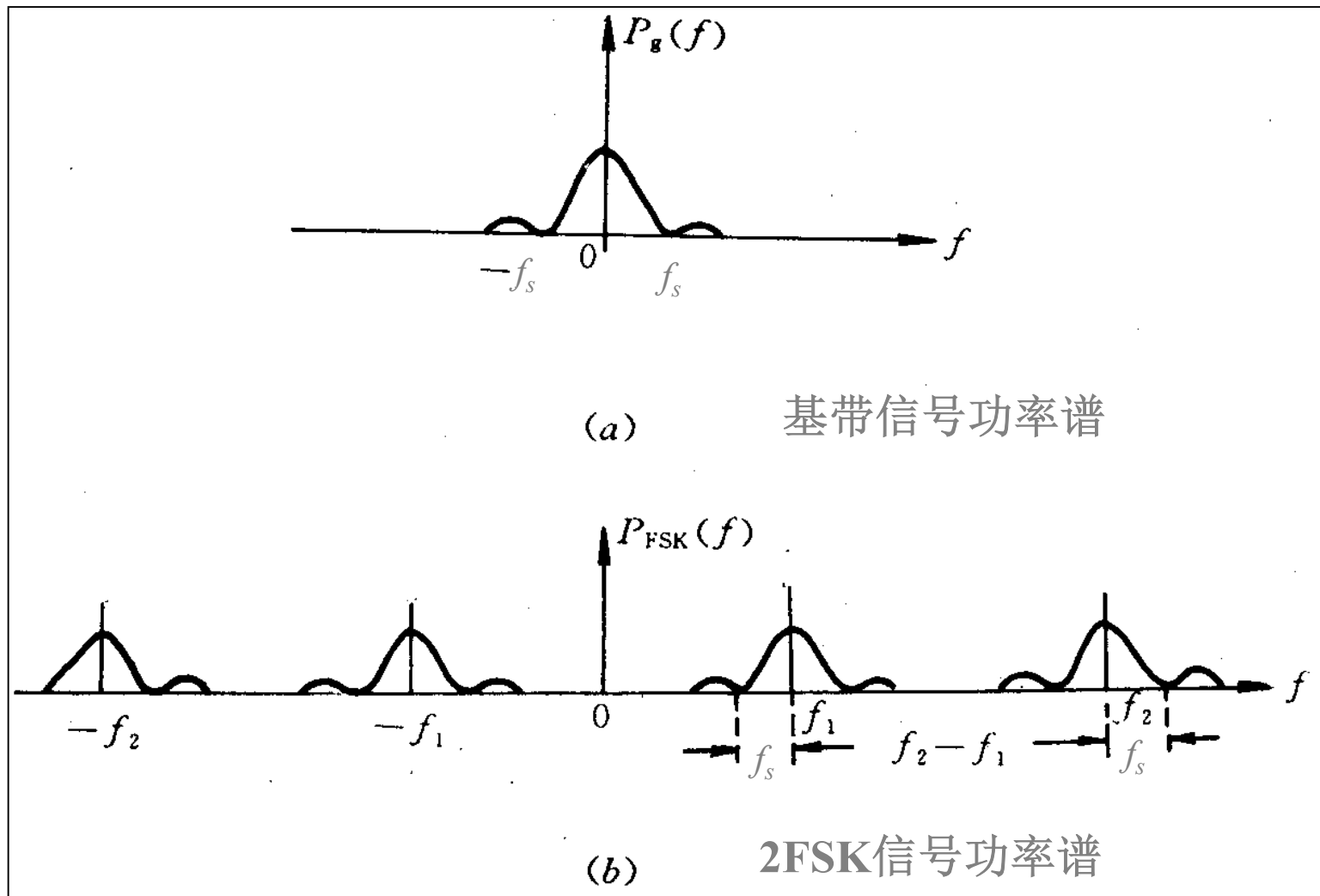
2FSK信号可以看作两个2ASK信号的合成：

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

两者恰好互补，没有重复出现的时段。

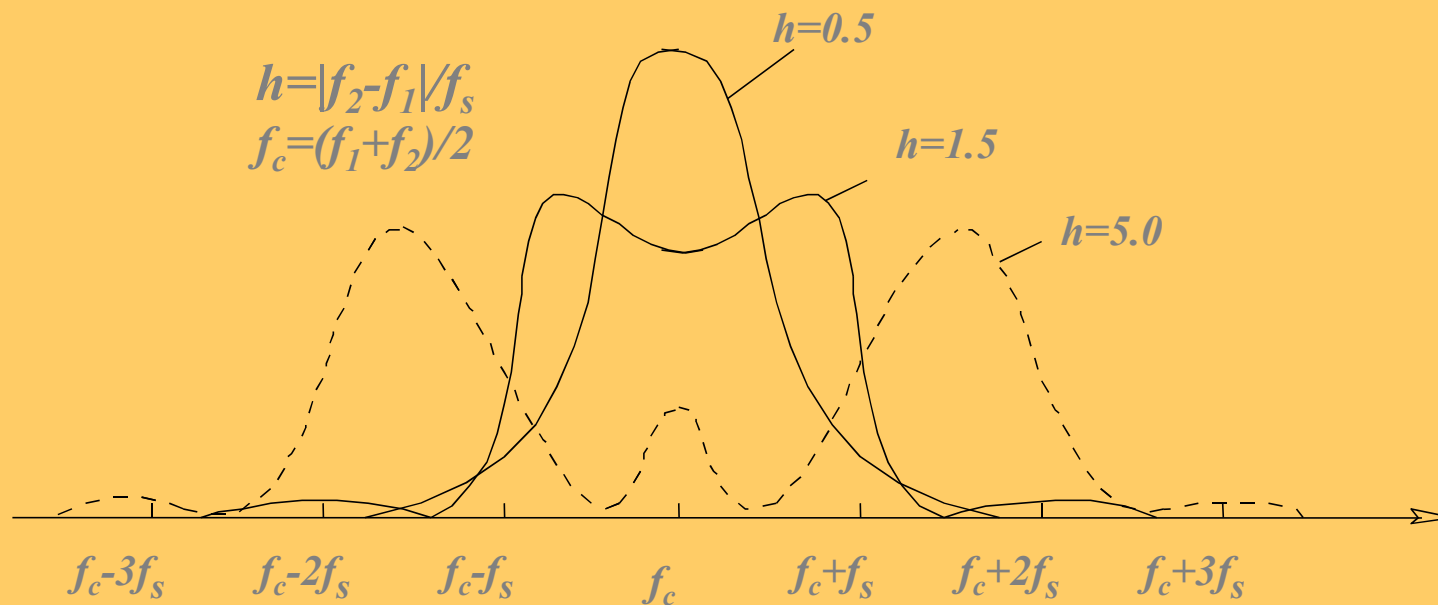
因此，2FSK信号功率谱密度可看作两个2ASK信号功率谱密度的叠加（信源等概）：

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



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

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3个 f_s ，由此可知， $B_{FSK} = (5 \sim 7)f_s$ 。



不同 h 值对FSK功率谱的交迭情况

5.1.3 二进制数字相移键控

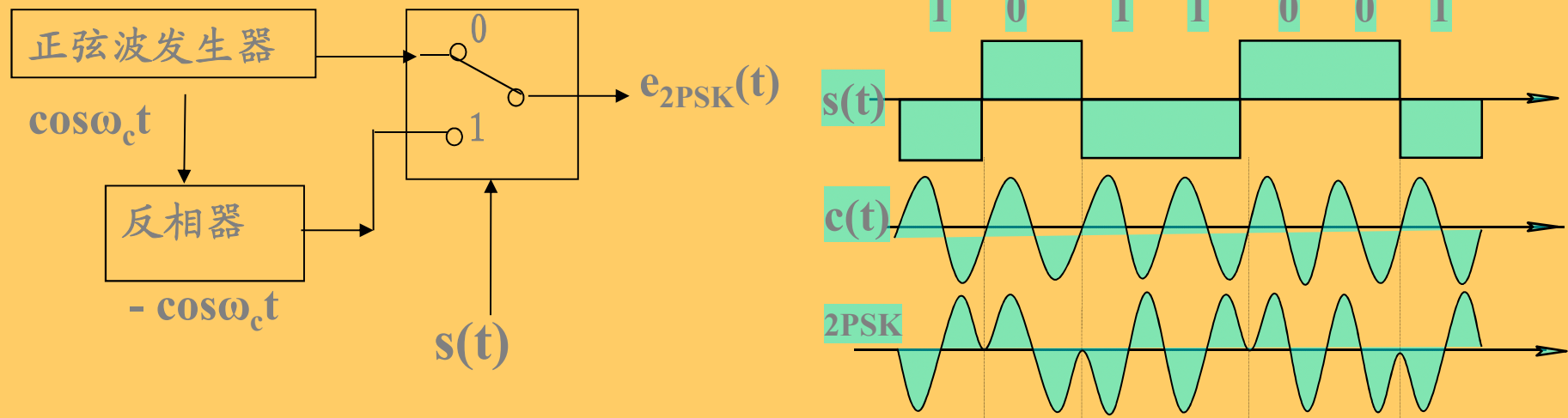
数字相位调制又称相移键控，记作PSK（Phase shift keying），二进制相移键控记作2PSK。

1、2PSK信号一般原理与调制方法

用载波的两相相位（0和 π ）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 “0” 码，
初始相位 π 表示 “1” 码。

$$e_{2PSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_c t + 0) = A \cos \omega_c t & \text{当发送 “0” 码} \\ A \cos(\omega_c t + \pi) = -A \cos \omega_c t & \text{当发送 “1” 码} \end{cases}$$

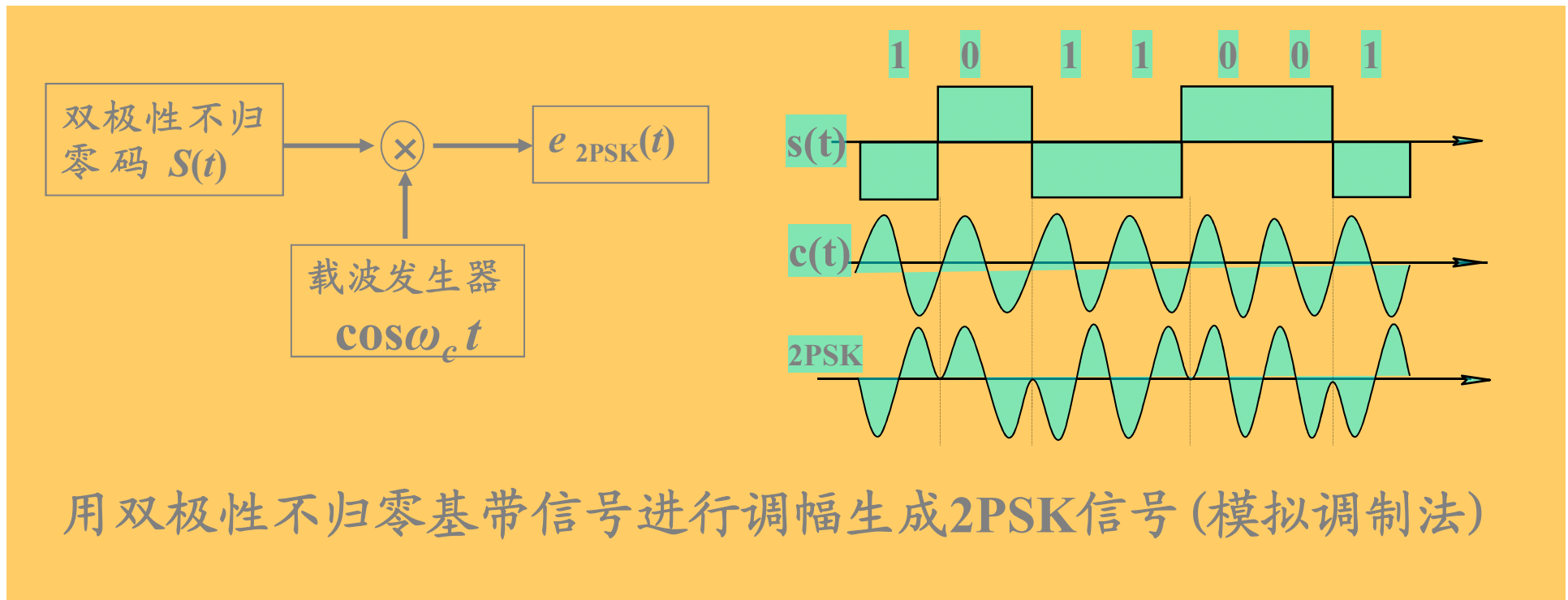


载波在两种不同相位之间进行切换生成2PSK信号(数字键控法)

2PSK还可以看作双极性不归零码基带信号的数字调幅，

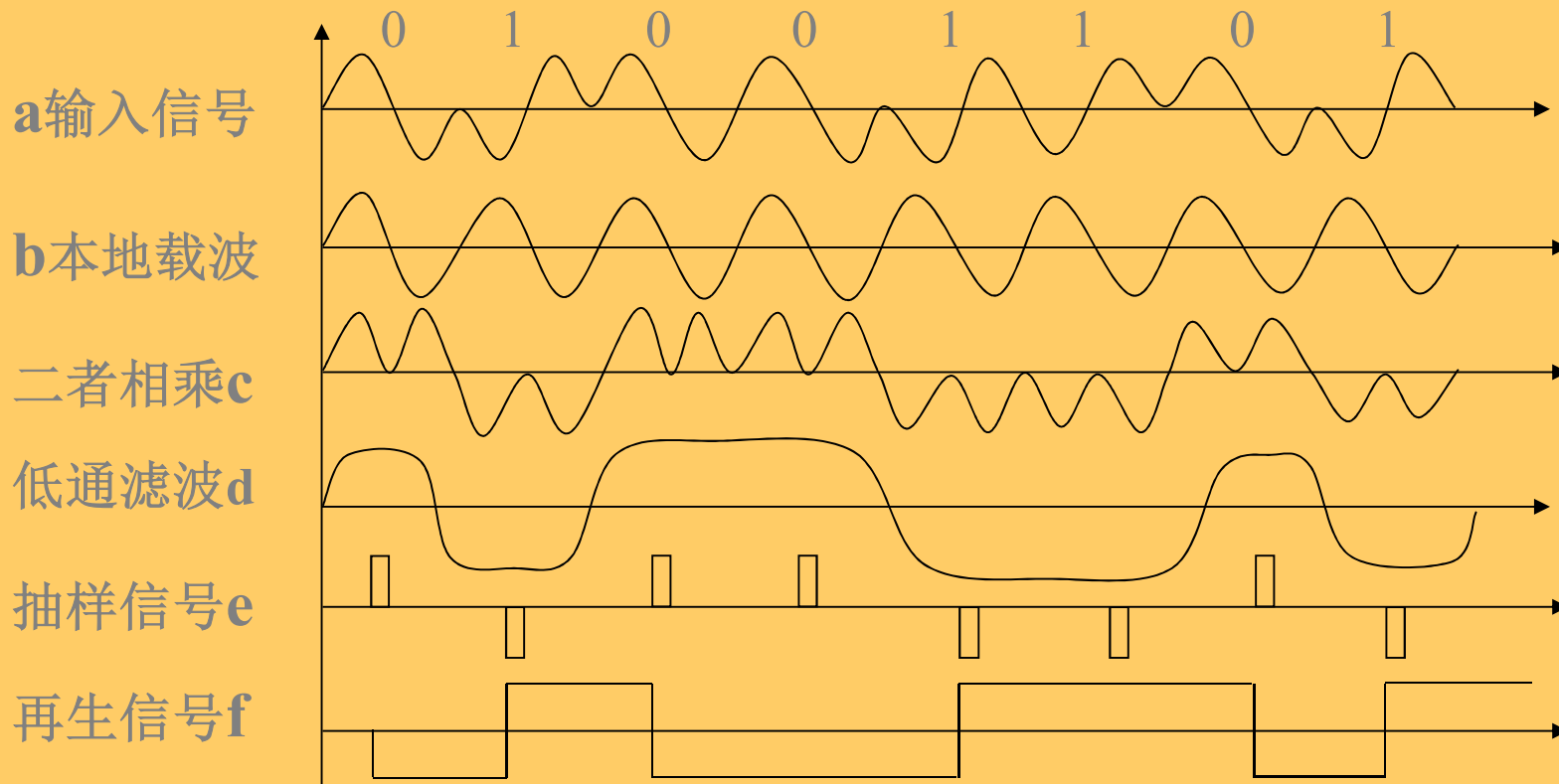
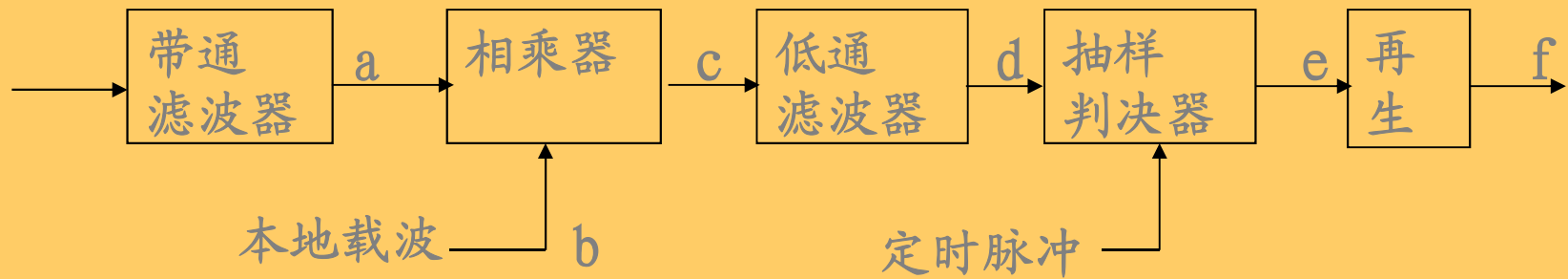
即基带信号 $S(t) = \begin{cases} A & \text{当 } a_n = 1 \\ -A & \text{当 } a_n = -1 \end{cases}$ 与载波 $\cos\omega_c t$ 的乘积。

$$e_{2PSK}(t) = S(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{当发送“0”码} \\ -A \cos \omega_c t & \text{当发送“1”码} \end{cases}$$



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)

2、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

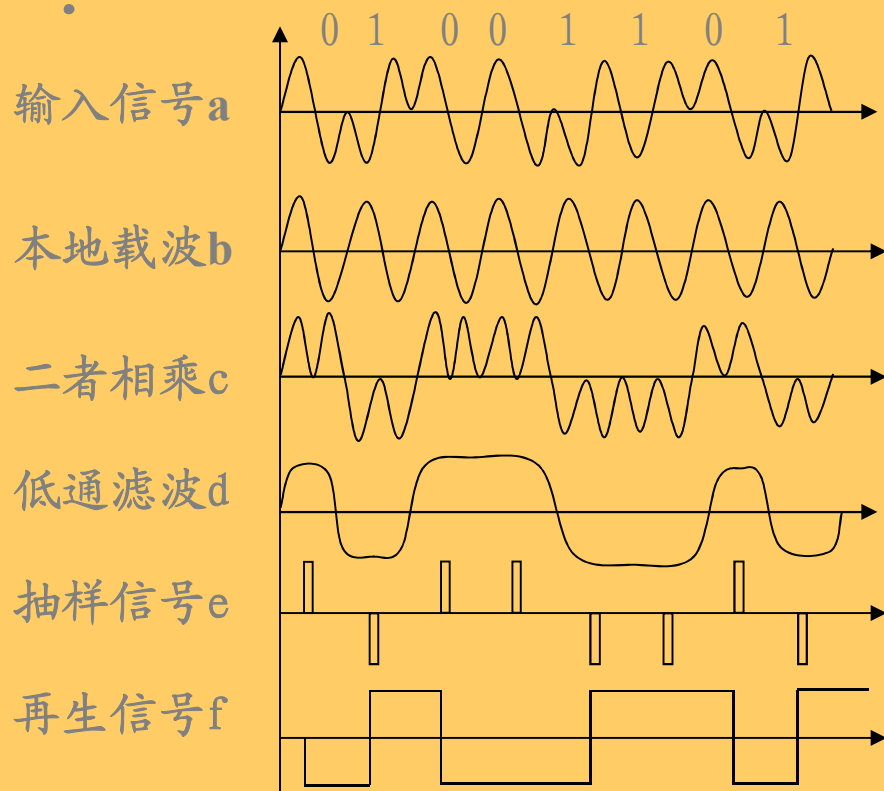
相干解调需要一个与发送端同频同相的本地载波，此载波应由收端的载波提取电路提取。

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。

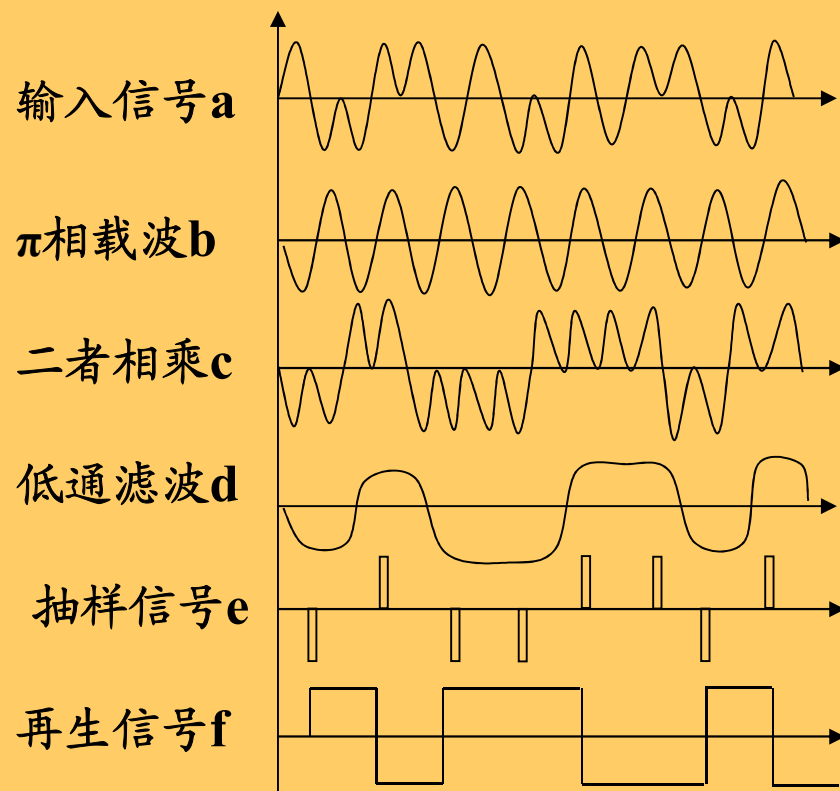
这样，若载波同步错了，那么解调后所有的“1”码都变成了“0”码，所有的“0”码都变成了“1”码，极性完全相反，形成“1”和“0”的倒置，这个问题称“倒 π ”（ $0 \sim \pi$ 模糊/反相工作）。这是2PSK信号采用相干解调必须解决的问题。

本地载波的“倒 π ”现象，造成判定结果完全相反

：



左图：用0相载波解调



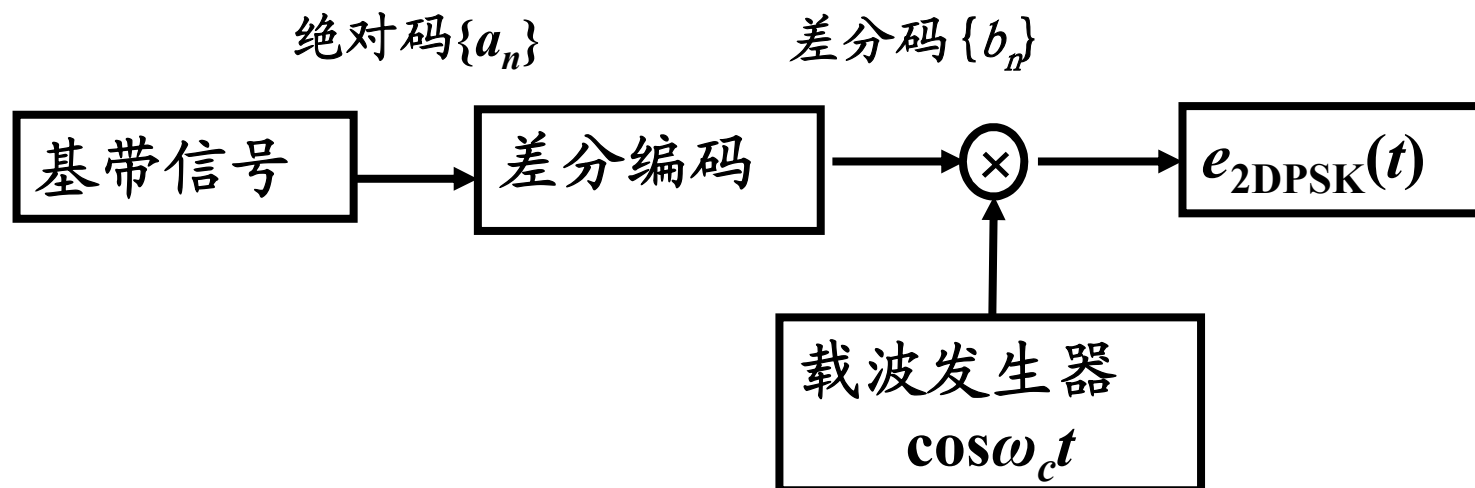
右图：用 π 相载波解调

用0相载波解调与用 π 相载波解调的比较

5.1.4 二进制差分相移键控

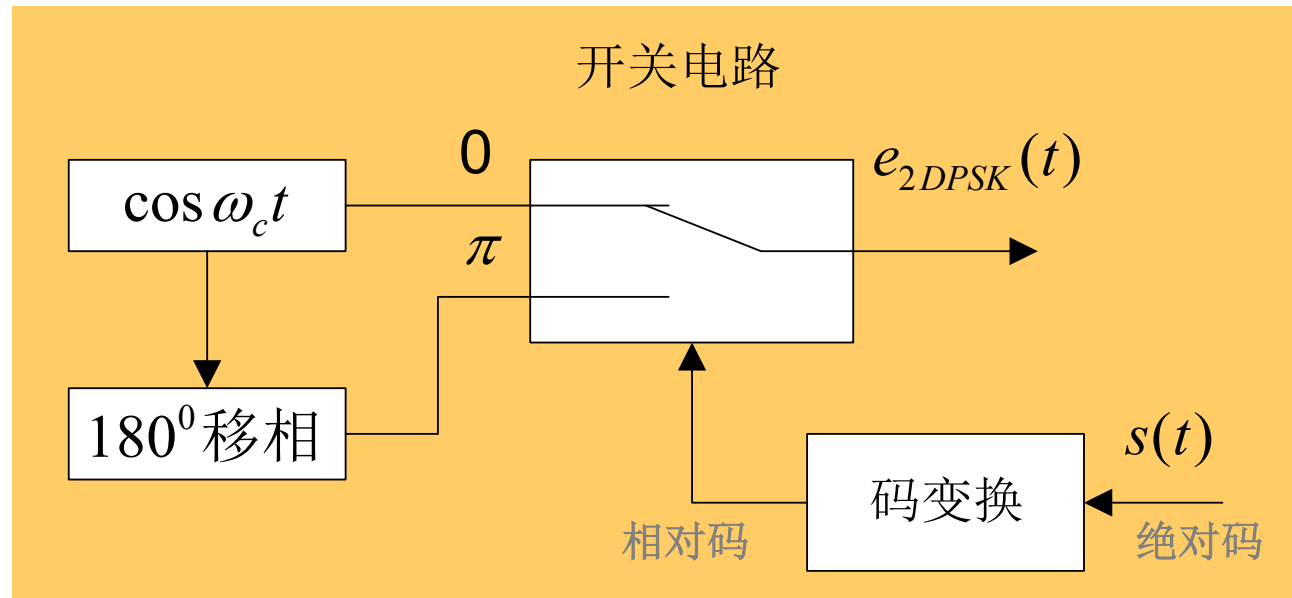
1、2DPSK调制:

为了解决“倒 π ”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）流程框图



2DPSK解决了“倒 π ”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。

- **2DPSK**是利用前后相邻码元的载波相对相位变化传递数字信息，所以又称相对相移键控。
- 假设 $\Delta\varphi$ 为当前码元与前一码元的载波相位差，定义数字信息与 $\Delta\varphi$ 之间的关系为

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0, & \text{表示数字信息“0”} \\ \pi, & \text{表示数字信息“1”} \end{cases}$$

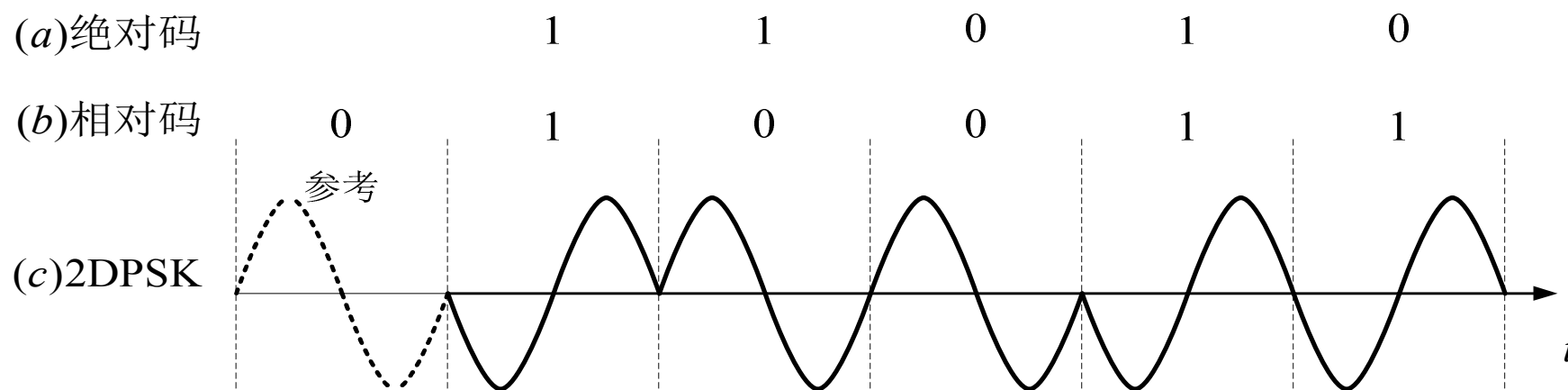
- 于是可以将一组二进制数字信息与其对应的**2DPSK**信号的载波相位关系示例如下：

二进制数字信息： 1 1 0 1 0 0 1 1 0

2DPSK信号相位： (0) π 0 0 π π π 0 π π

或 (π) 0 π π 0 0 0 π 0 0

相应的2DPSK信号的波形如下：

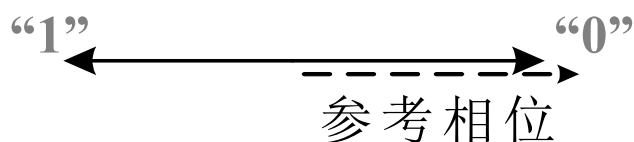


- 上图中使用的是传号差分码，即载波的相位遇到原数字信息“1”变化，遇到“0”则不变。
- 由此例可知，对于相同的基带信号，由于初始相位不同，2DPSK信号的相位可以不同。即2DPSK信号的相位并不直接代表基带信号，而前后码元的相对相位才决定信息符号。

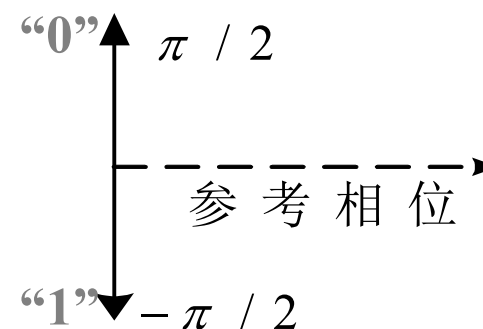
- 数字信息与 $\Delta\varphi$ 之间的关系也可定义为

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0, & \text{表示数字信息“1”} \\ \pi, & \text{表示数字信息“0”} \end{cases}$$

- 2DPSK信号的矢量图



(a) A方式



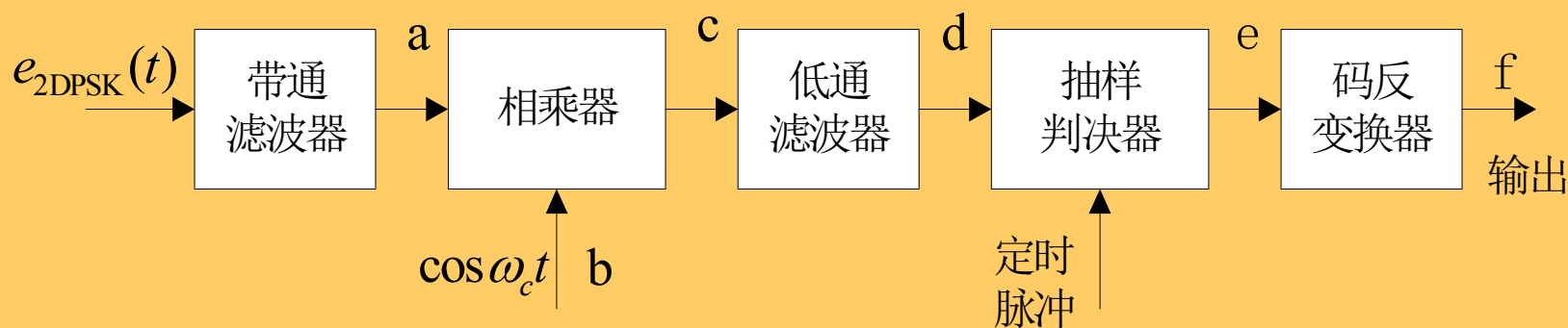
(b) B方式

- 在B方式中，当前码元的相位相对于前一码元的相位改变 $\pm\pi/2$ 。因此，在相邻码元之间必定有相位突跳。在接收端检测此相位突跳就能确定每个码元的起止时刻。

2、 2DPSK解调:

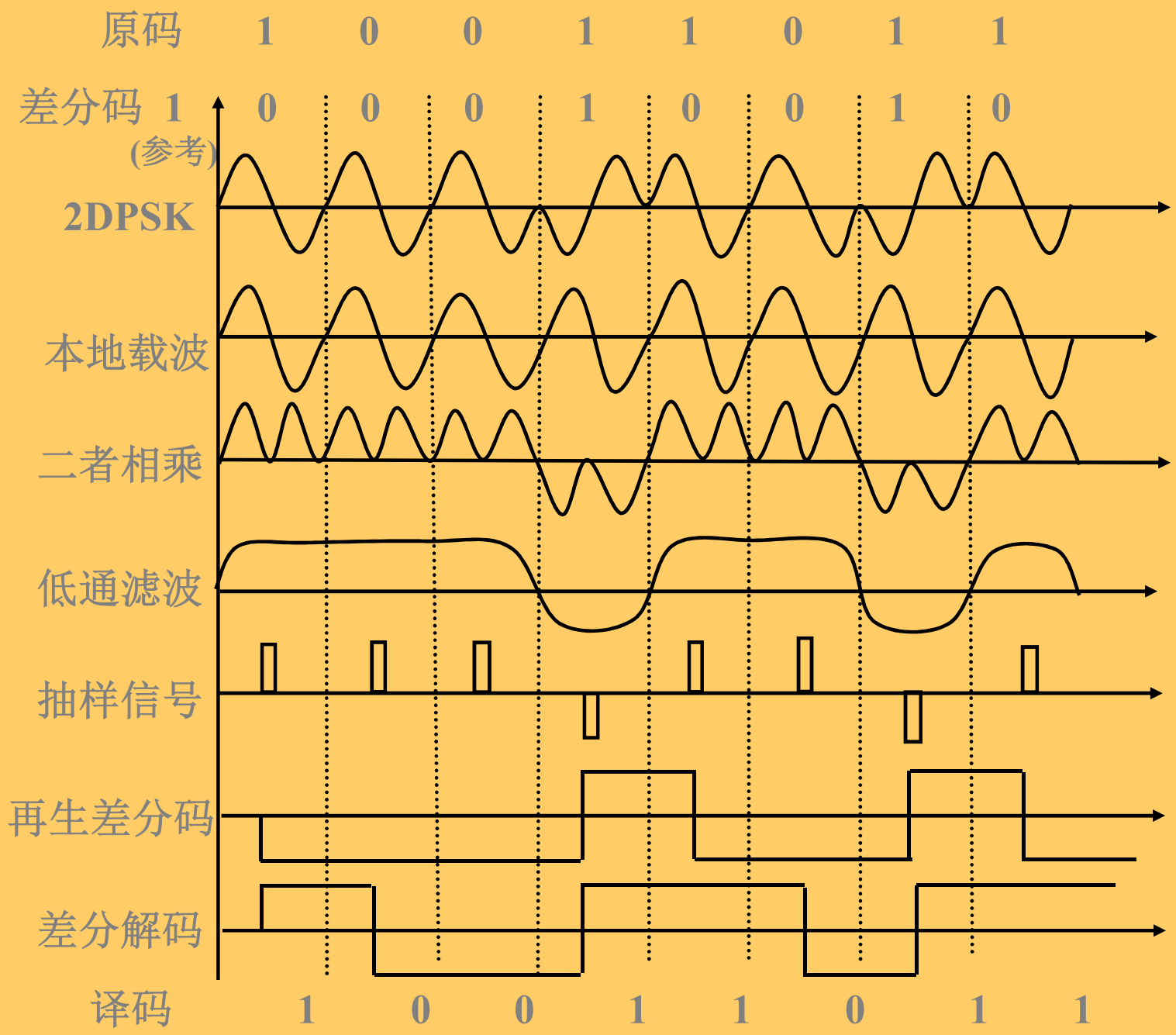
① 2DPSK(绝对)相干解调（极性比较码变换法）:

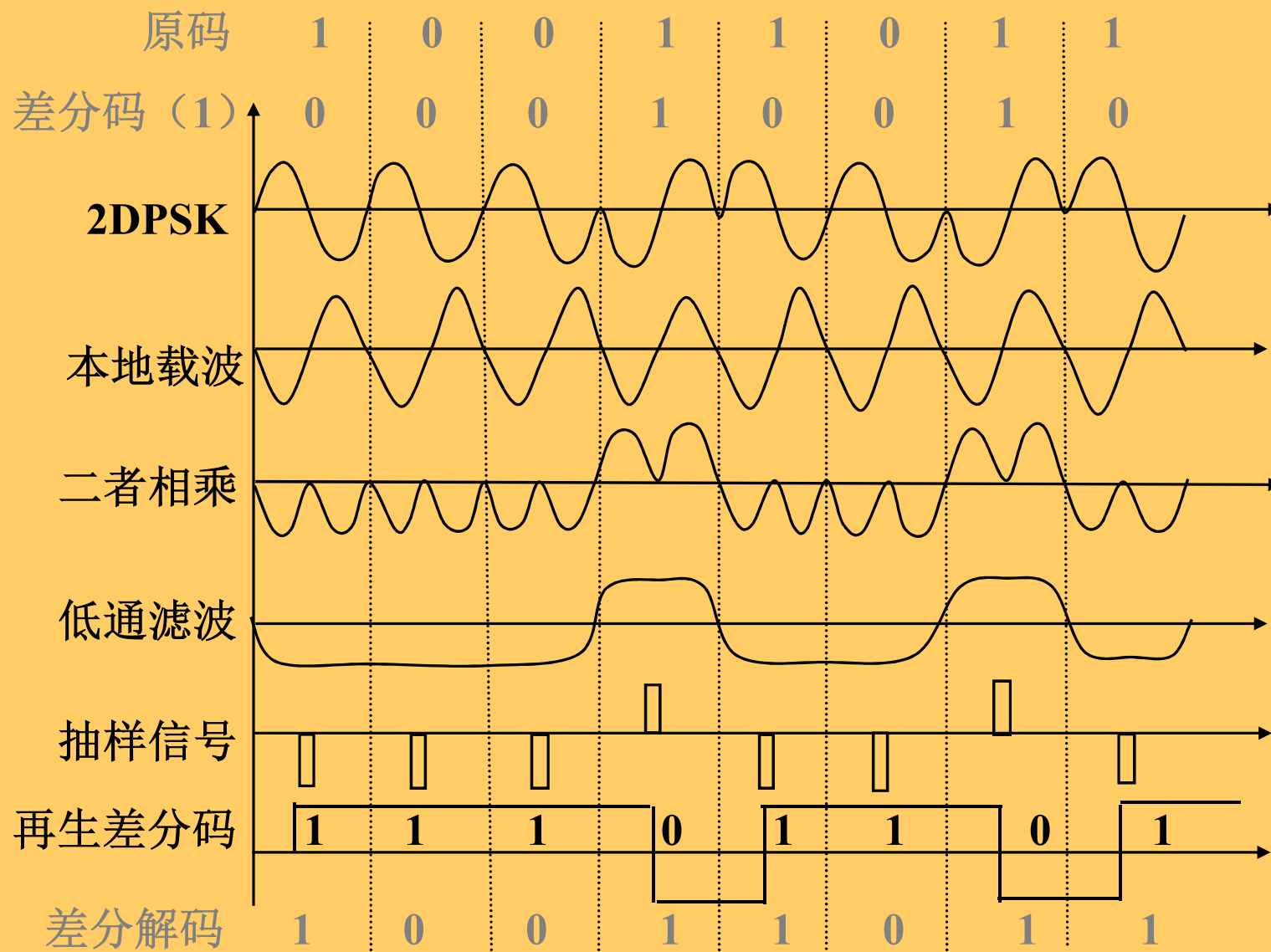
由于差分码是靠相邻码元的变化与否来决定“1”码和“0”码的，不论0相位还是 π 相位，相邻码元的变化关系是一样的。所以，接收端无论用0相载波还是 π 相载波解调，尽管得到的差分码不同，但经差分逆变换后，二者得到的结果完全相同。



2DPSK相干解调流程框图

2DPSK 相干解调 波形

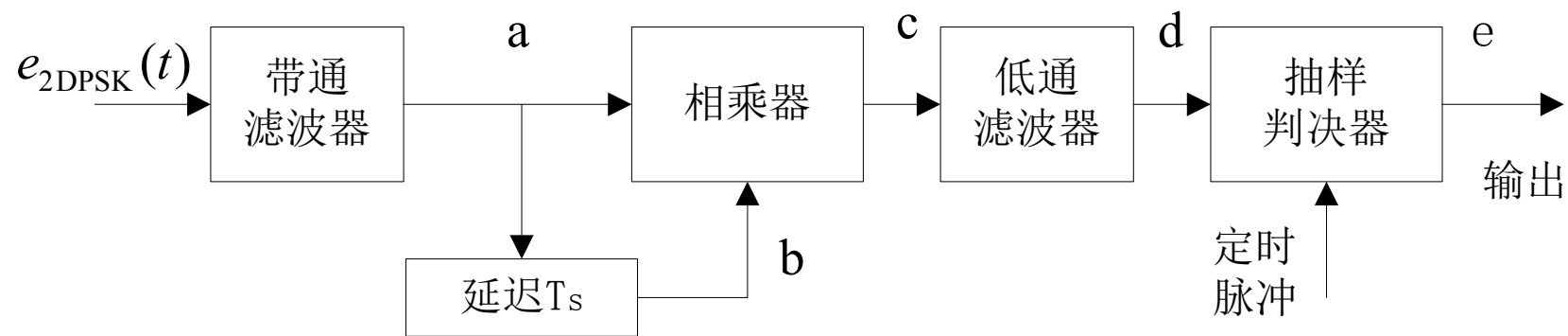




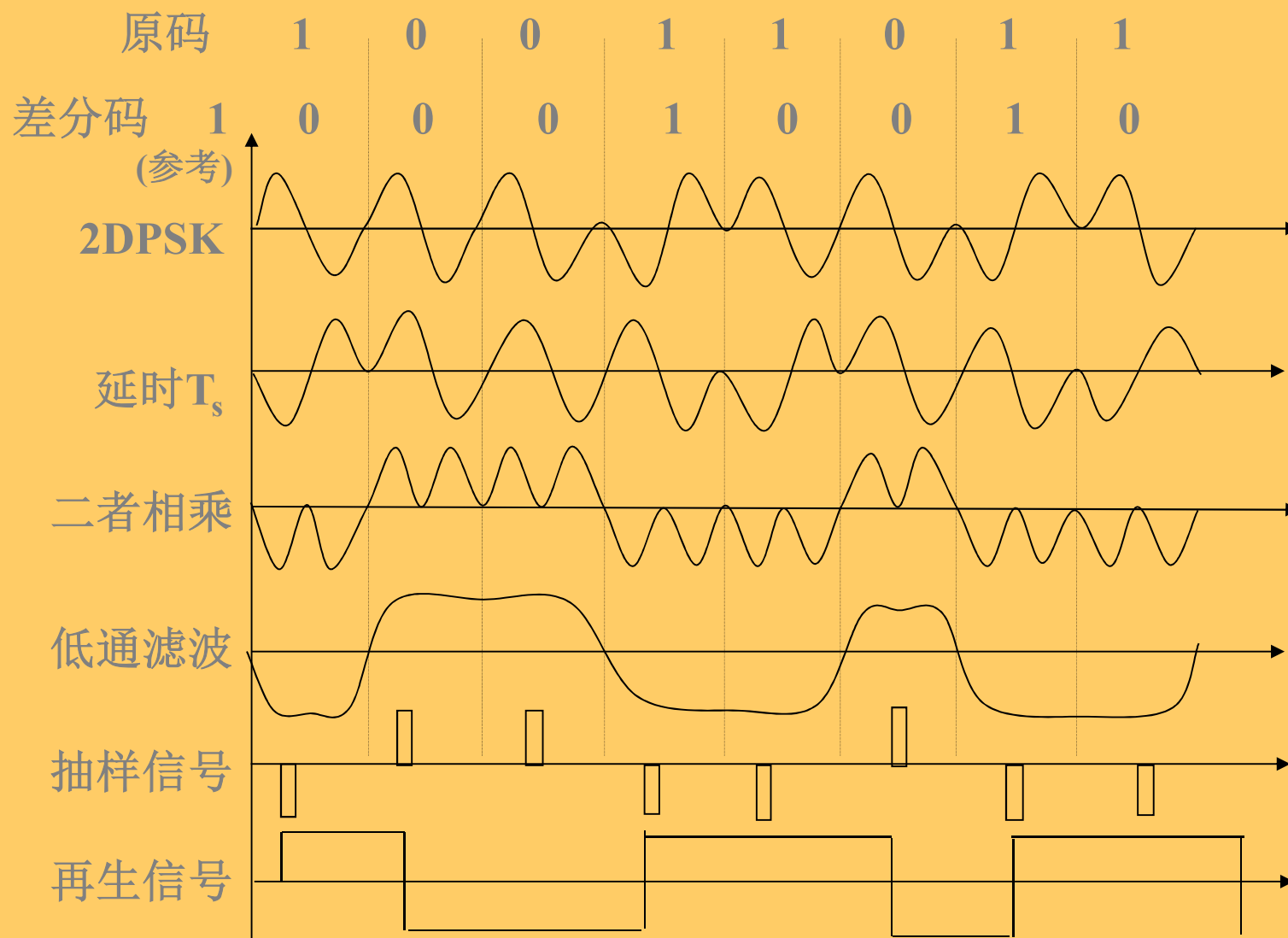
当本地载波反相后，解调结果完全相反，但译码仍正确。

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差分相干解调流程框图
(相位比较法)



2DPSK差分相干解调波形

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；

3、 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， $e_{2PSK}(t)=s(t)\cos\omega_c t$ 。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。

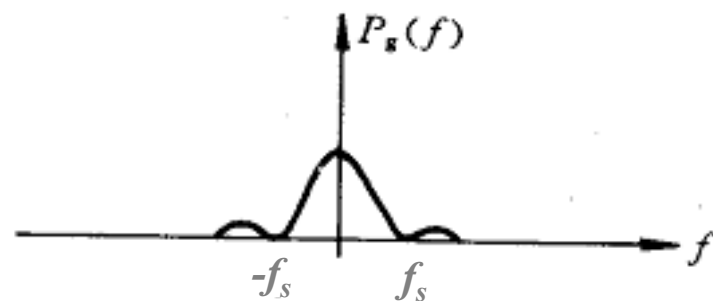
所以，2PSK信号与2DPSK信号功率谱密度相同。

双极性不归零码的功率谱为：

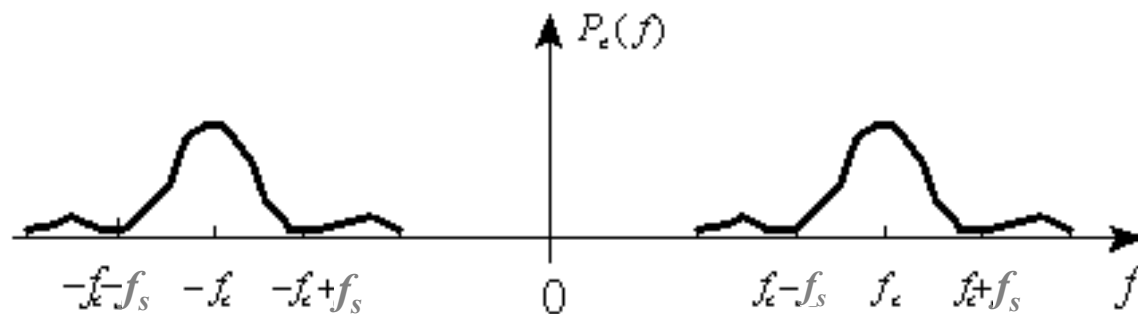
$$P_s(f) = T_s S_a^2(\pi f T_s)$$

乘以余弦调制后功率谱密度为：

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



(a) 基带信号功率谱

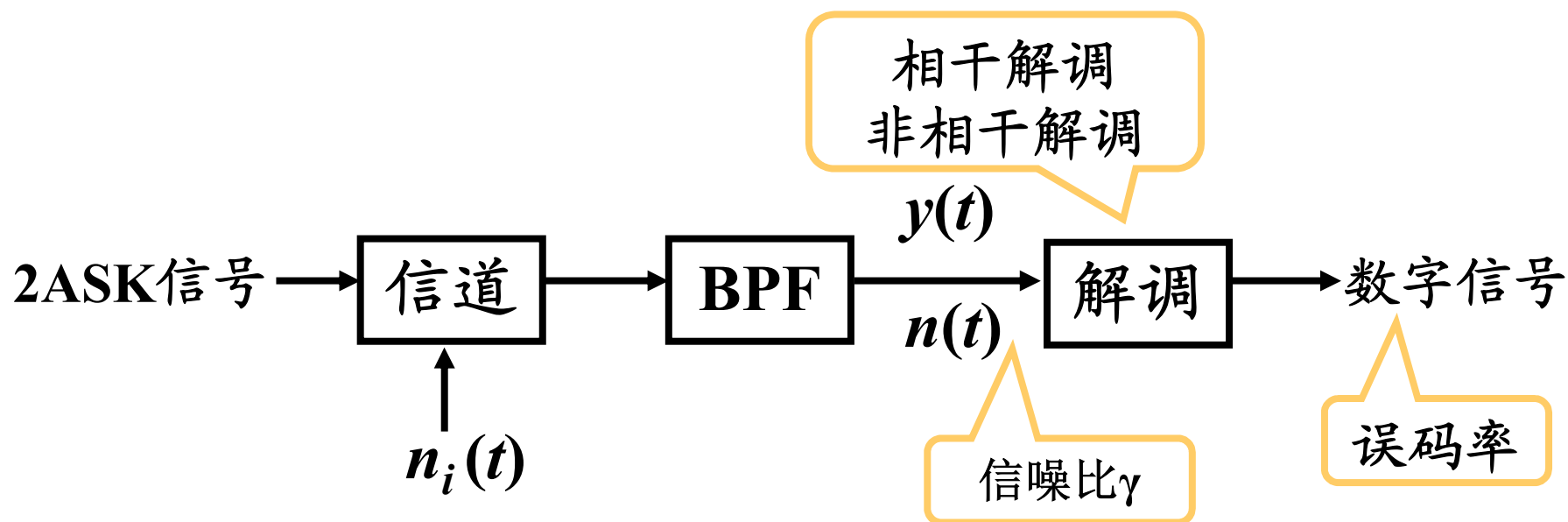


(b) 2PSK信号功率谱

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：
 $B_{2PSK} = B_{2DPSK} = B_{2ASK} = 2f_s = 2/T_s = 2R_B$

§ 5.2 二进制数字载波系统的 抗噪声性能

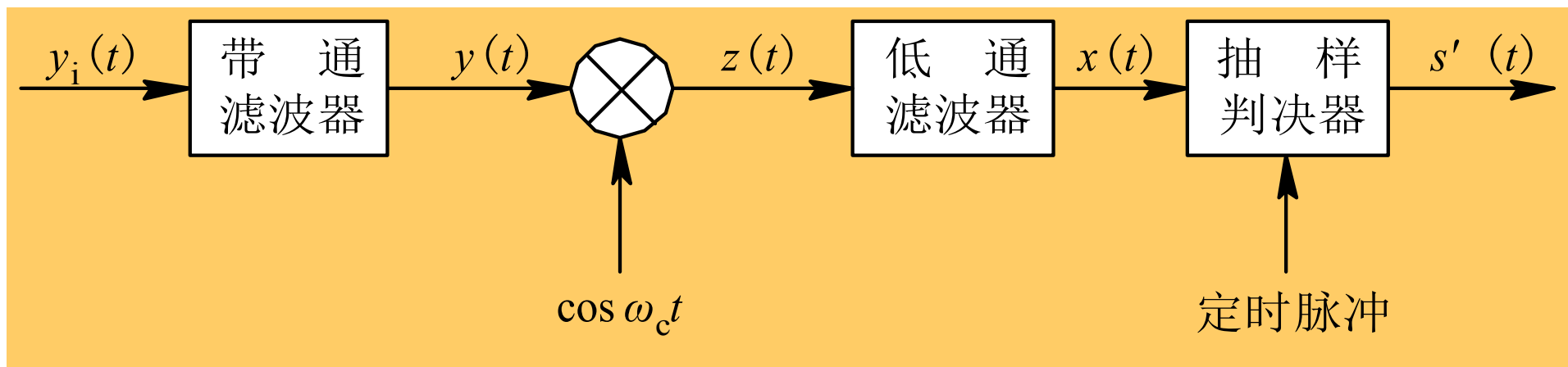
5.2.1 2ASK系统的抗噪声性能



接收端收到的2ASK信号为

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

1、相干解调时2ASK系统误码率



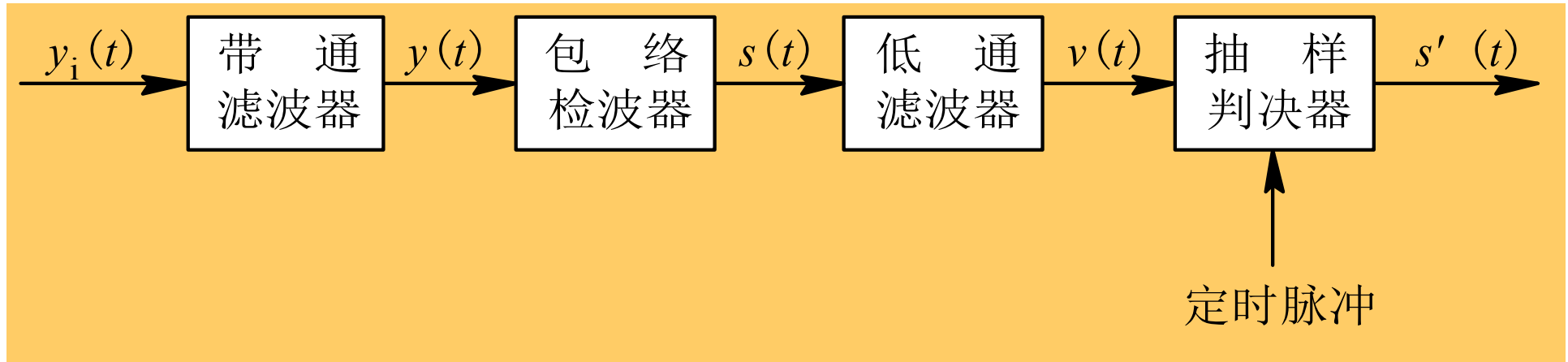
❖ 2ASK系统相干解调时误码率:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{4}} \right)$$

❖ 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



❖ 2ASK系统非相干解调时误码率

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

❖ 当信噪比远大于1时，上式近似为： $P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$

❖ 将包络检波法（即非相干解调）和同步检测法（即相干解调）的误码率公式相比较可以看出：在相同的信噪比条件下，同步检测法的抗噪声性能优于包络检波法，但在大信噪比时，两者性能相差不大。然而，包络检波法不需要相干载波，因而设备比较简单。另外，包络检波法存在门限效应，同步检测法无门限效应。

5.2.2 2FSK系统的抗噪声性能

➤ 采用同步检测时2FSK系统的总误码率为

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

➤ 在大信噪比条件下，上式可以近似表示为

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

➤采用包络检波时2FSK系统的总误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$$

➤结论：将上式与2FSK同步检波时系统的误码率公式比较可见，在大信噪比条件下，2FSK信号包络检波时的系统性能与同步检测时的性能相差不大，但同步检测法的设备却复杂得多。因此，在满足信噪比要求的场合，多采用包络检波法。

5.2.3 2PSK和2DPSK系统的抗噪声性能

➤ 2PSK信号相干解调时系统的总误码率为

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

➤ 在大信噪比条件下，上式可以近似表示为

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

➤ 2DPSK信号相干解调时系统的总误码率为

$$\begin{aligned} P_e' &= 2(1-P_e)P_e < P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) > \\ &= \frac{1}{2} [1 - (\operatorname{erf} \sqrt{\gamma})^2] \\ &= (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma}) \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \end{aligned}$$

➤ 在大信噪比条件下，上式可以近似表示为

$$P_e' = 2P_e = \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

➤ 2DPSK信号差分相干解调时系统的总误码率为

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

§ 5.3 二进制数字调制系统的性能比较

5.5.1 二进制数字调制系统的性能比较

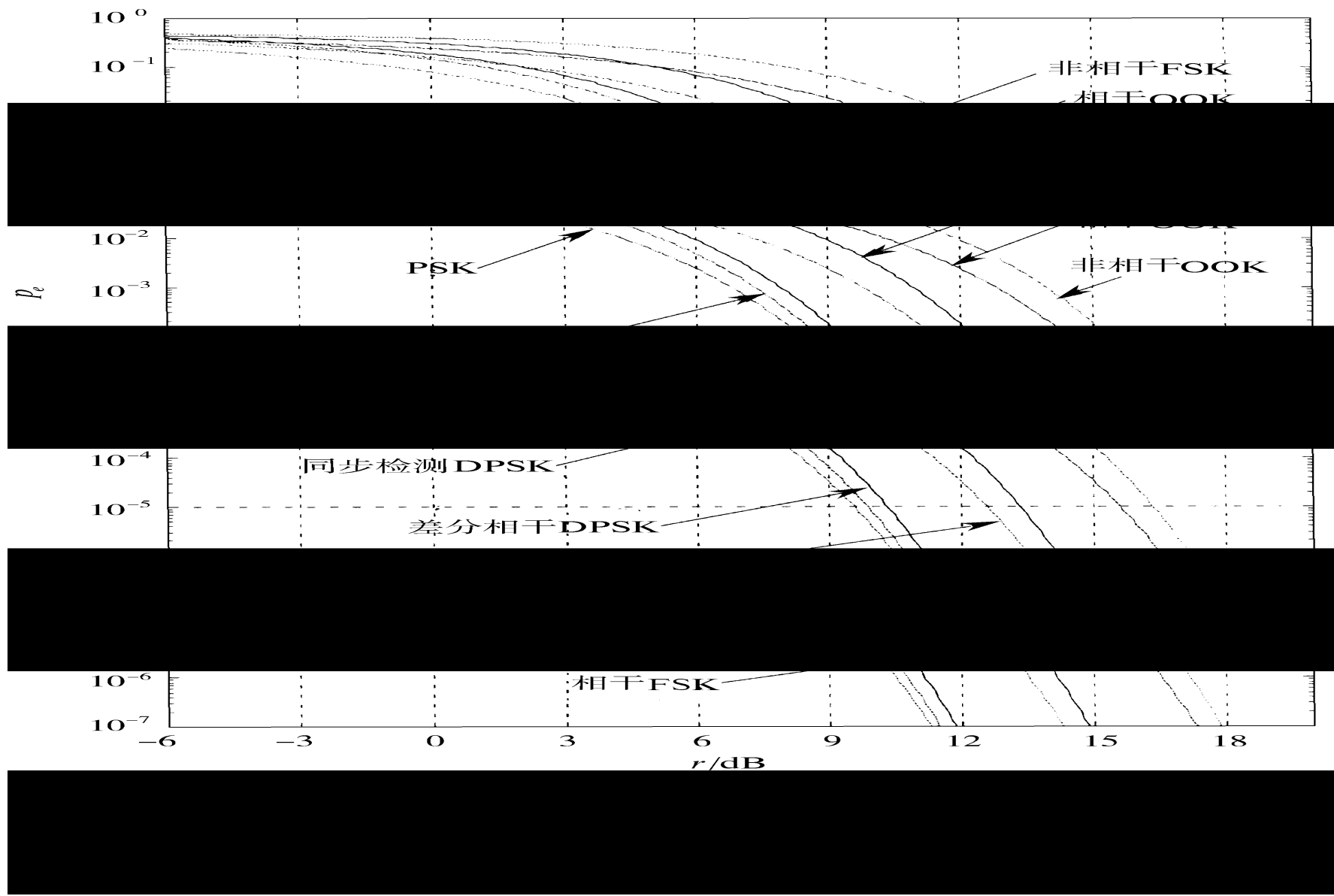
二进制数字调制系统的误码率公式一览表

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	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{4}}\right)$	$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{4}}$	a/2	2f _s
	非相干解调	$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{\gamma}{4}}\right] + \frac{1}{2} e^{-\gamma/4}$	$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}}$		
2FSK	相干解调	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{\gamma}{2}}$	$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{2}}$	无	f ₂ -f ₁ +2f _s
	非相干解调	$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}}$			

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
2PSK	相干解调	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$	$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\gamma}$	0	$2f_s$
2DPSK	绝对相干解调 (极性比较法)	$P_e = \frac{1}{2} [1 - (\operatorname{erf} \sqrt{\gamma})^2]$ $= (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma}) \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$	$P_e \approx \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$	0	$2f_s$
	差分相干解调 (相位比较法)	$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma}$			

❖ 误码率和信噪比

- 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；** $\gamma_{2ASK} : \gamma_{2FSK} : \gamma_{2PSK} = 4 : 2 : 1$
- 非相干检测时，对信噪比的要求是：**2DPSK比2FSK小3dB，2FSK比2ASK小3dB。**



误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线

❖ 传输带宽

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

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

❖ 频带利用率:

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

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

❖ 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，非相干**2FSK**用得较为普遍。

§ 5.4 多进制数字调制技术

5.5.1 多进制数字调制的概念和特点

◆ 多进制数字调制的概念

用多进制数字基带信号去调制载波的振幅、频率和相位，称为多进制数字调制。

根据调制的参数不同可分为多进制数字振幅调制MASK、多进制数字频率调制MFSK以及多进制数字相位调制MPSK三种基本方式。

◆ 多进制数字调制系统的特点

与二进制数字调制系统相比，多进制数字调制系统具有如下特点：

➤ 在相同的码元传输速率下，多进制数字调制系统的信息传输速率高于二进制数字调制系统，因此提高了信道带宽利用率。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。

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

- ▶ 在相同的信息传输速率下，多进制数字调制系统的码元传输速率低于二进制数字调制系统，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。因此多进制数字调制系统的抗噪声性能低于二进制数字调制系统。
- ▶ 与二进制传输系统相比较，增加了发射功率和实现上的复杂性。

5.5.2 多进制数字振幅键控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元振幅键控--MASK。

多进制数字振幅调制MASK（多电平调制）是一种高效率的传输方式（在单位频带内有高的信息传输速率）。

MASK具有以下特点：

- 具有比二进制系统有高得多的信息传输速率；
- 在相同的码元传输速率下，多电平调制信号的带宽与二电平的相同。

➤ 二进制基带系统最高的信道频带利用率为 $2\text{bit/s}\cdot\text{Hz}$; 而多电平系统最高的信道频带利用率将可超过 $2\text{bit/s}\cdot\text{Hz}$ 。

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

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

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

◆ MASK信号的时域表达式

M进制幅移键控信号中，载波幅度有M种，而在每一码元间隔 T_s 内发送一种幅度的载波信号，MASK的时域表达式为

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

式中

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{概率为 } P_1 \\ 1 & \text{概率为 } P_2 \\ 2 & \text{概率为 } P_3 \\ \vdots & \\ M-1 & \text{概率为 } P_M \end{cases} \quad \text{且有 } P_1 + P_2 + \cdots + P_M = 1$$

◆ MASK调制信号示意图

➤ 多电平单极性不归零信号

→ MASK信号

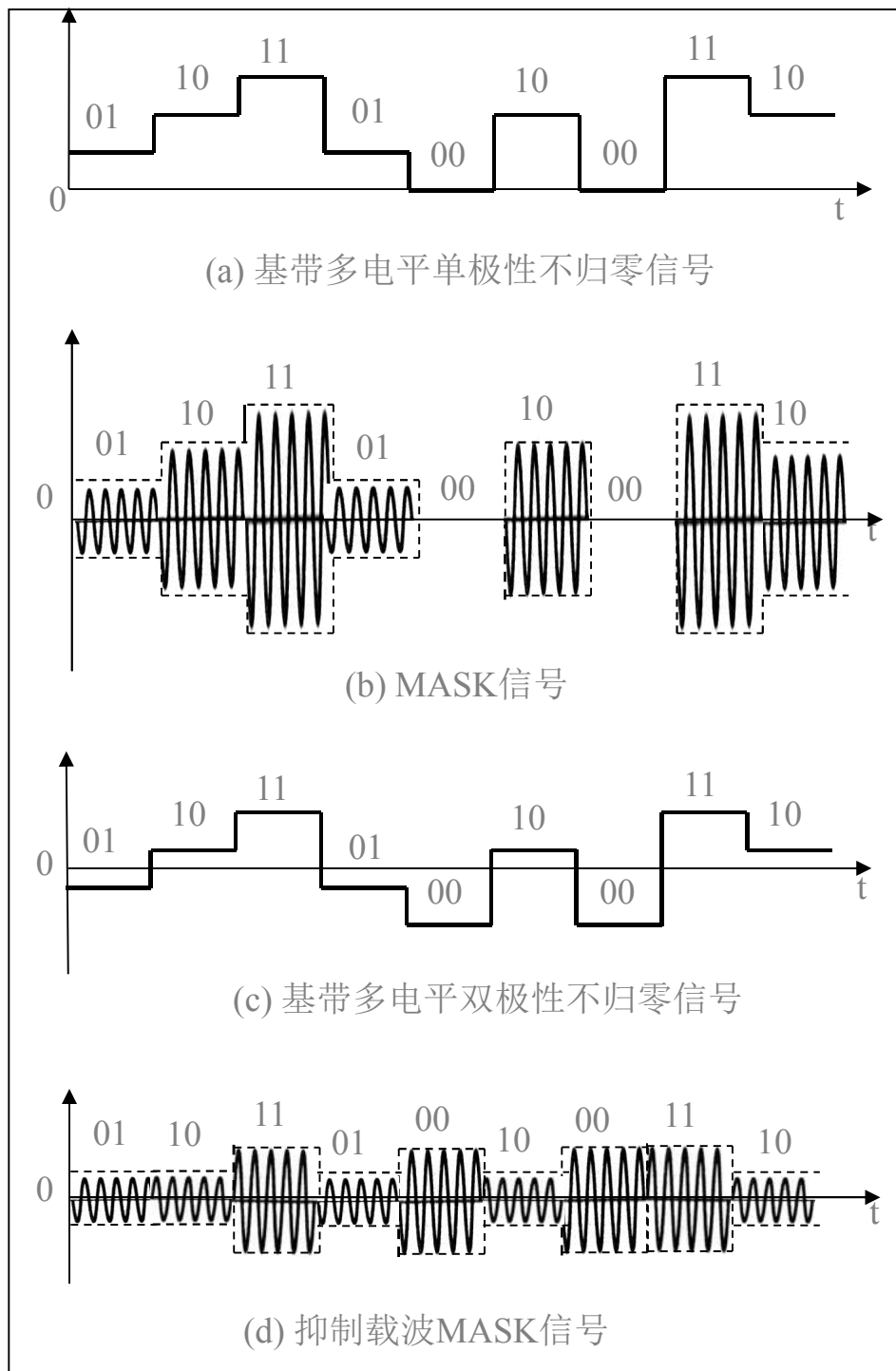
(图a → 图b)

➤ 多电平双极性不归零信号

→ 抑制载波MASK信号

(图c → 图d)

图示为4ASK信号，每码元含2比特。



➤ **MASK信号带宽**

MASK信号可以看成
是多个2ASK信号的叠加。

∴两者带宽相同。

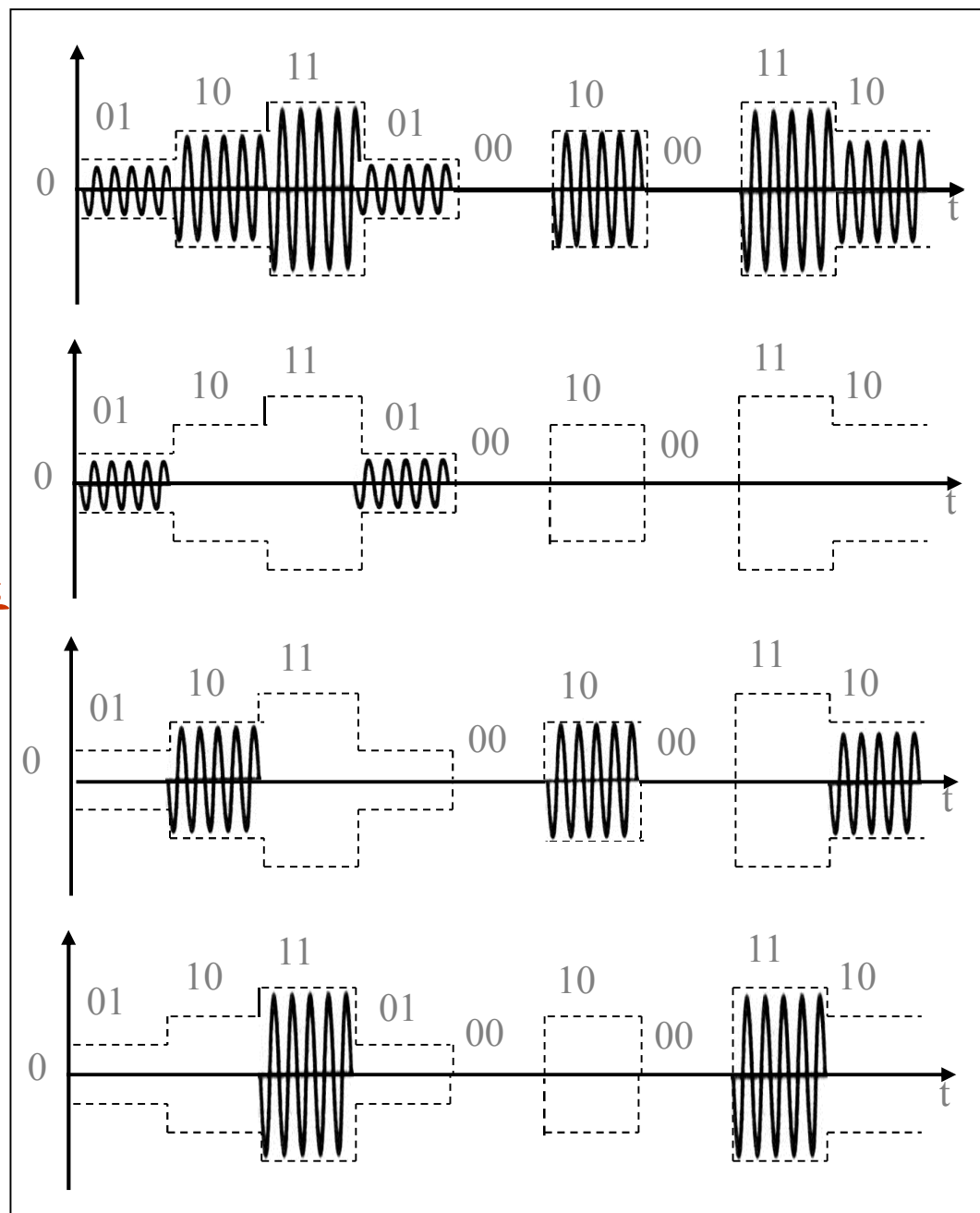
➤ **MASK信号的频带利用率
超过奈奎斯特准则：**

基带信号 - $2 \text{ b/s}\cdot\text{Hz}$

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

➤ **MASK信号缺点：**

受信道衰落影响大。

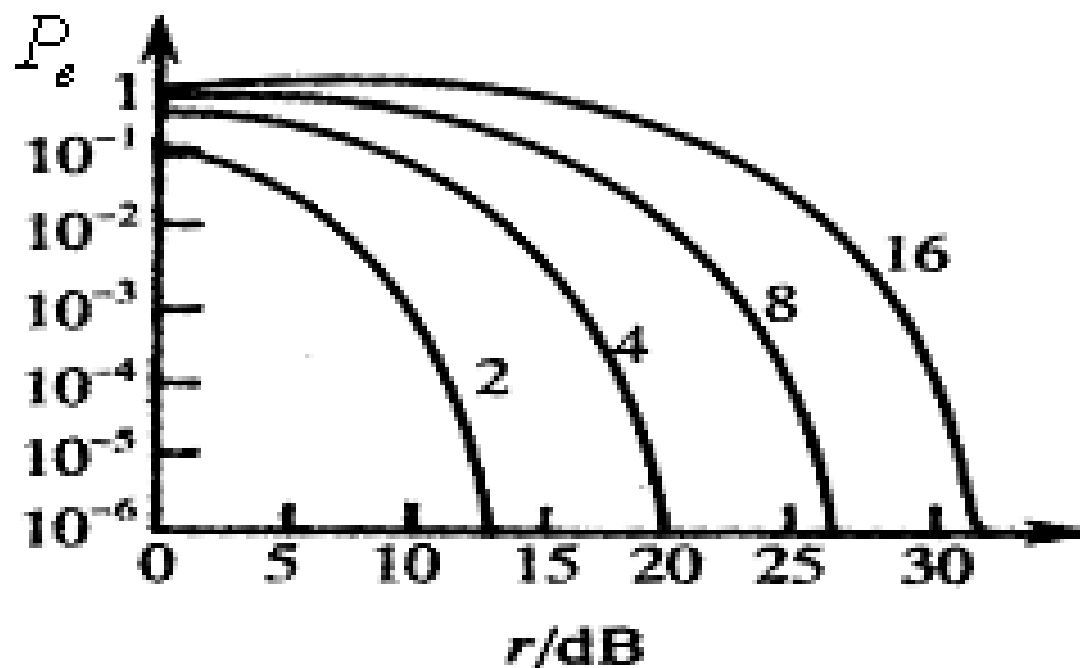


◆ MASK调制传输系统的抗噪声性能

MASK系统抗噪声性能的分析方法与2ASK类似。当采用相干解调和最佳判断门限电平时，系统总的误码率为：

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

式中， M 为进制数或幅度数； r 为信号平均功率与噪声功率之比。下图示出了 $M=2、4、8、16$ 时系统相干解调的误码率与信噪比之间的关系曲线。



MASK系统的性能曲线图

由图可见，为得到相同的误码率，M进制数越大，需要的有效信噪比就越高，其抗噪声性能也越差。

- ❖ 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。

5.5.3 多进制频移键控MFSK

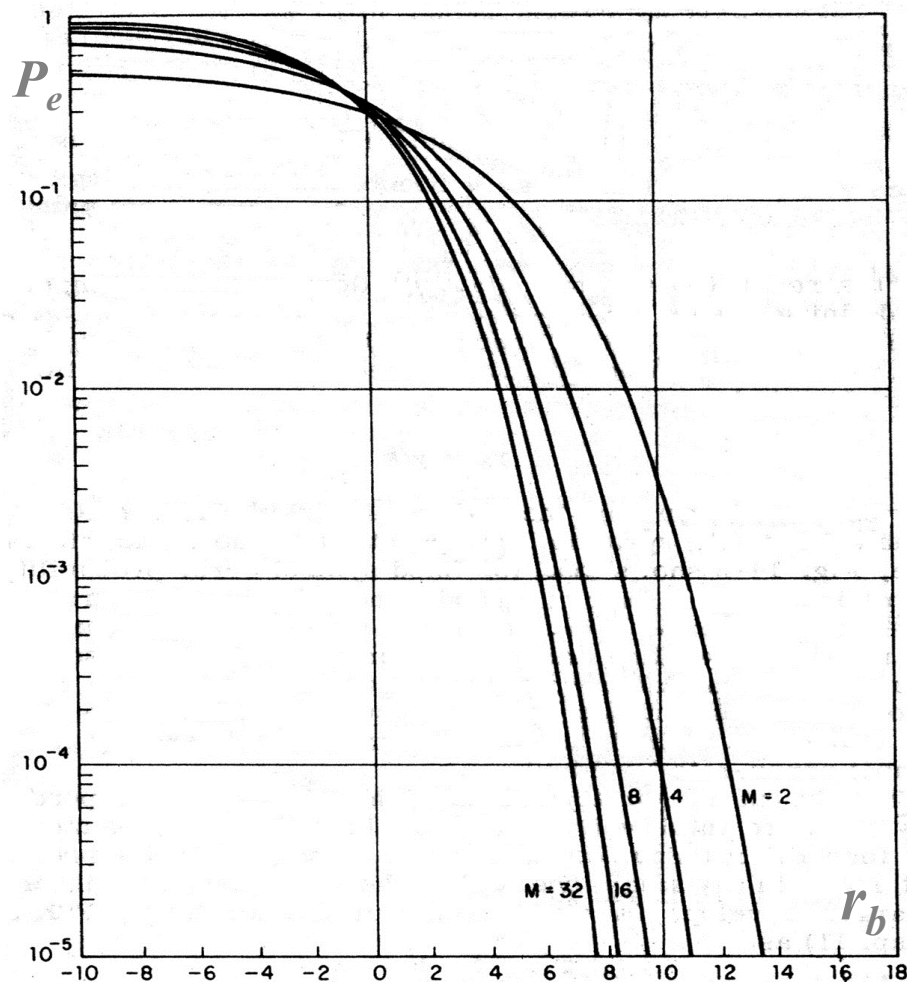
❖ 选择M个不同的载波频率去对应M进制数字信号，叫M元数字调频。

❖ 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

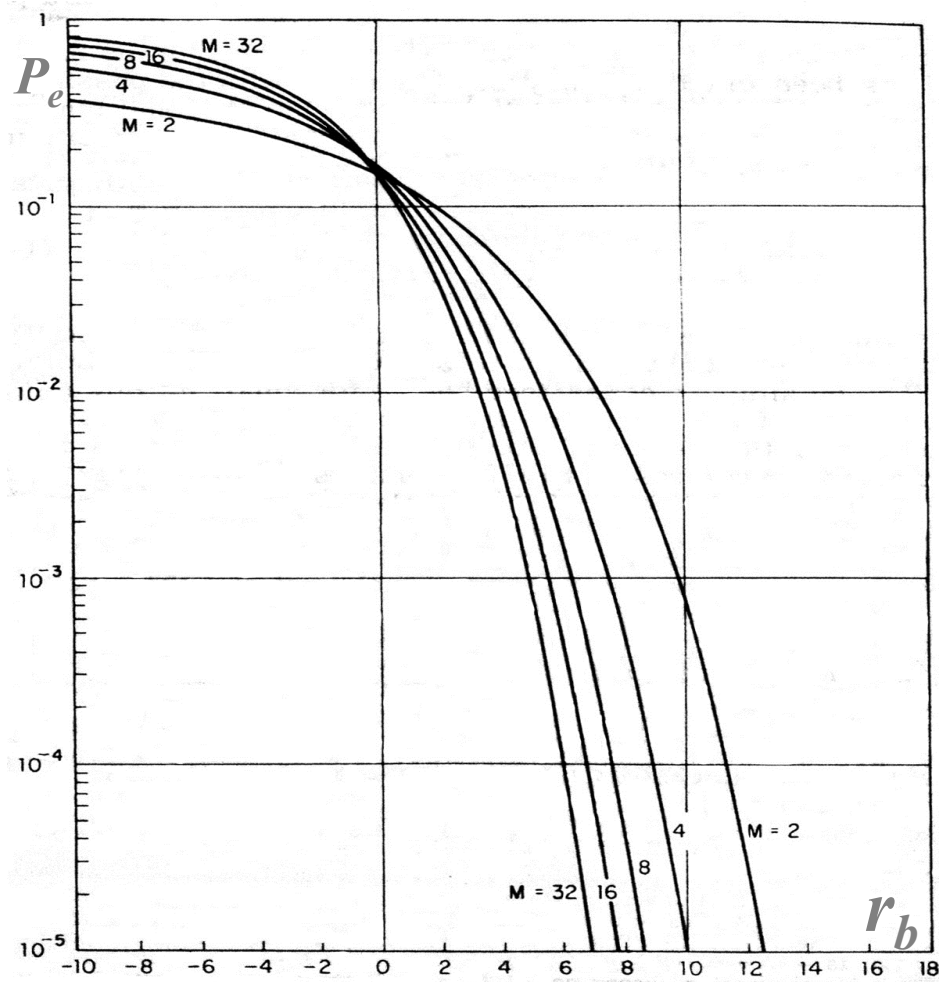
$$P_e \leq (M-1) \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma}$$

❖ 非相干解调时系统的误码率为

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



(a) 非相干解调

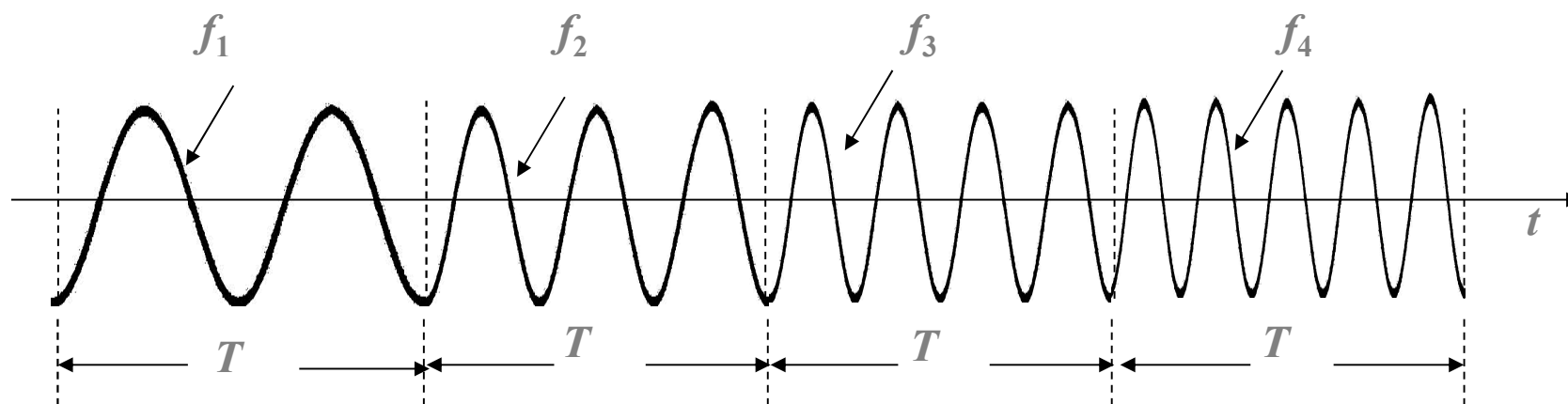


(b) 相干解调

比较相干和非相干解调的误码率：由曲线图可见，当 $k > 7$ 时，两者的区别可以忽略。这时相干和非相干解调误码率的上界都可以用下式表示：

$$P_e \leq \frac{M-1}{2} e^{-A^2/4\sigma_n^2} = \frac{M-1}{2} e^{-\gamma^2/2}$$

◆ 4FSK信号波形举例



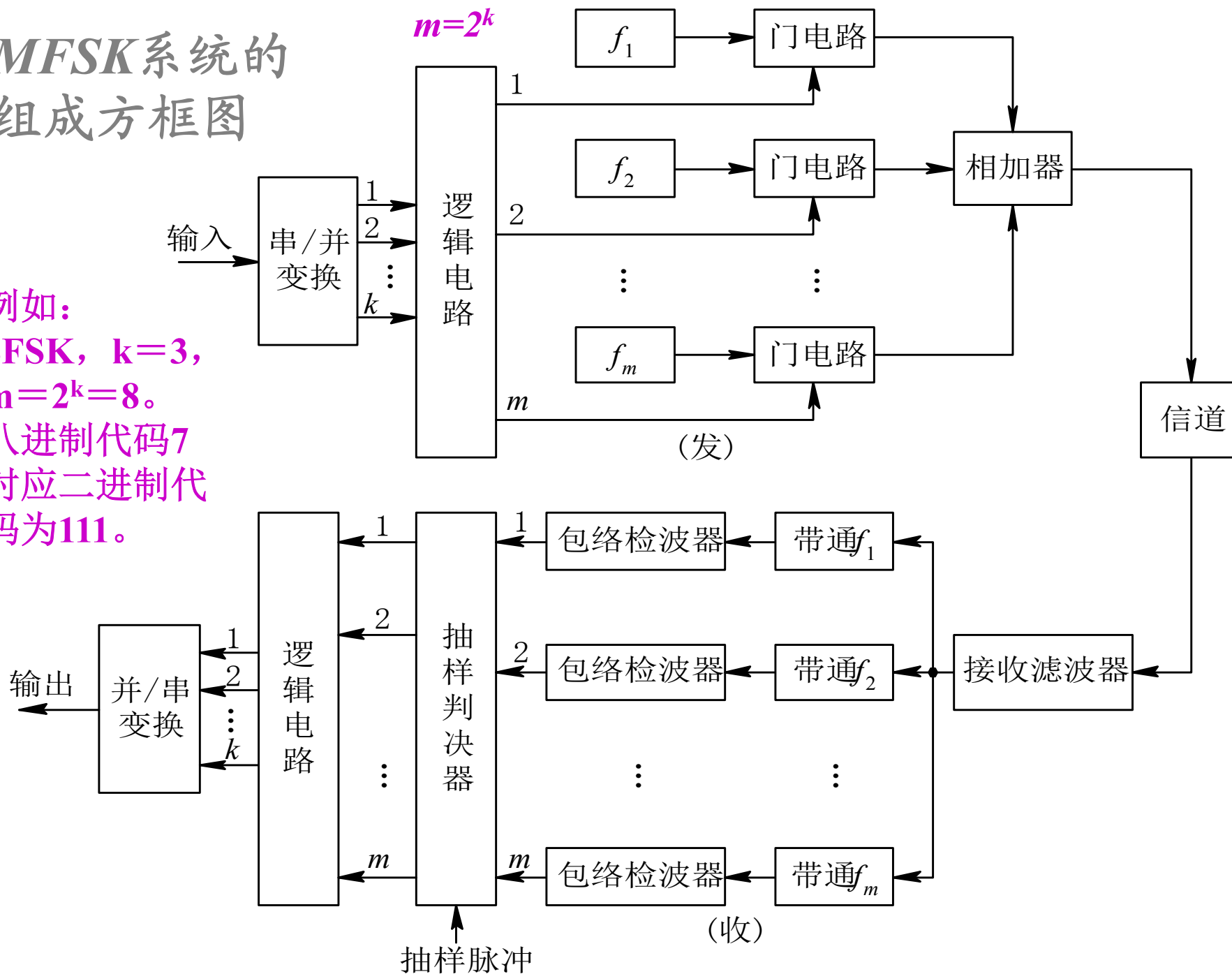
(a) 4FSK信号波形

f_1	f_2	f_3	f_4
00	01	10	11

(b) 4FSK信号的取值

MFSK系统的组成方框图

例如：
 8FSK, $k=3$,
 $m=2^k=8$ 。
 八进制代码7
 对应二进制代
 码为111。



❖ 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_s 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。

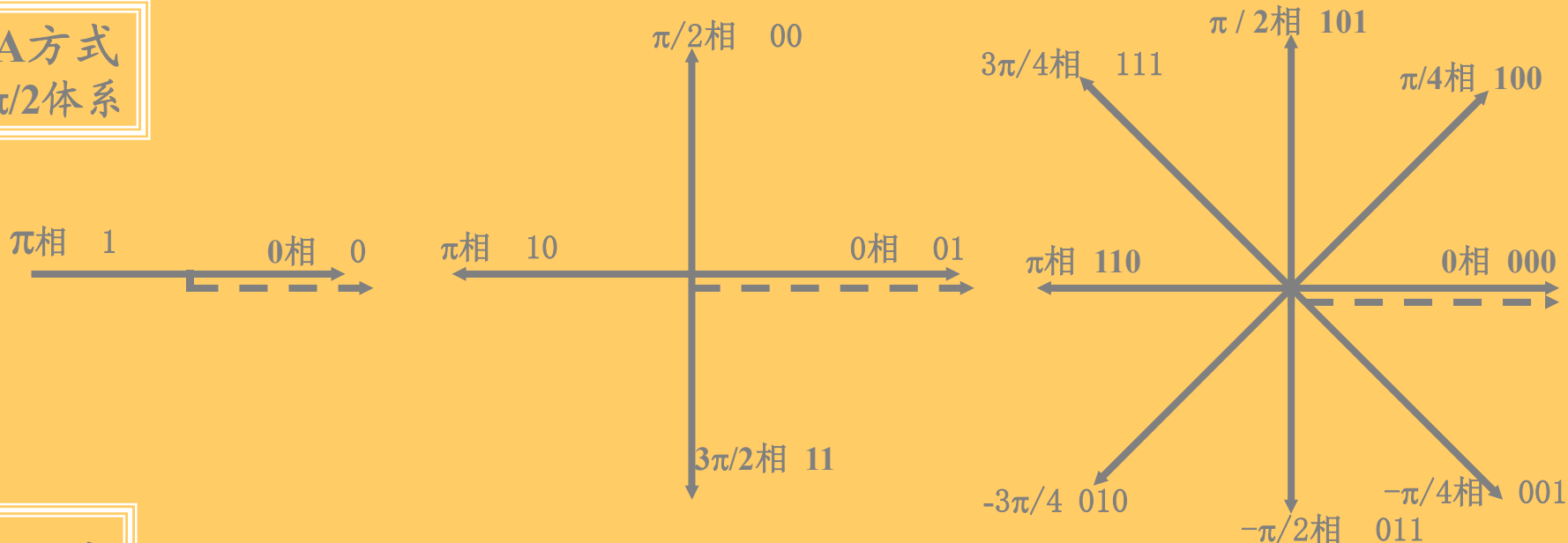
❖ 多进制数字频率调制信号的带宽近似为

$B_{MFSK} = |f_M - f_1| + 2f_s$ 。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。

5.5.4 多进制相移键控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。
- ❖ 4PSK常称为正交相移键控(QPSK-Quadrature Phase Shift Keying)

A方式
 $\pi/2$ 体系

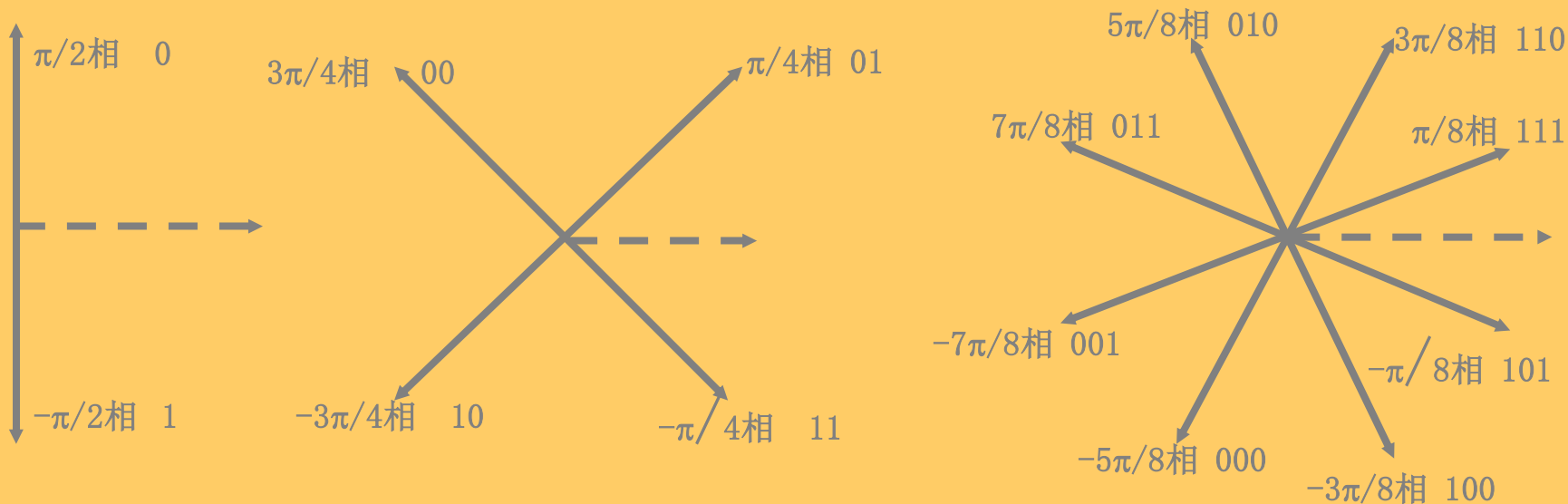


B方式
 $\pi/4$ 体系

(2相)

(4相)

(8相)



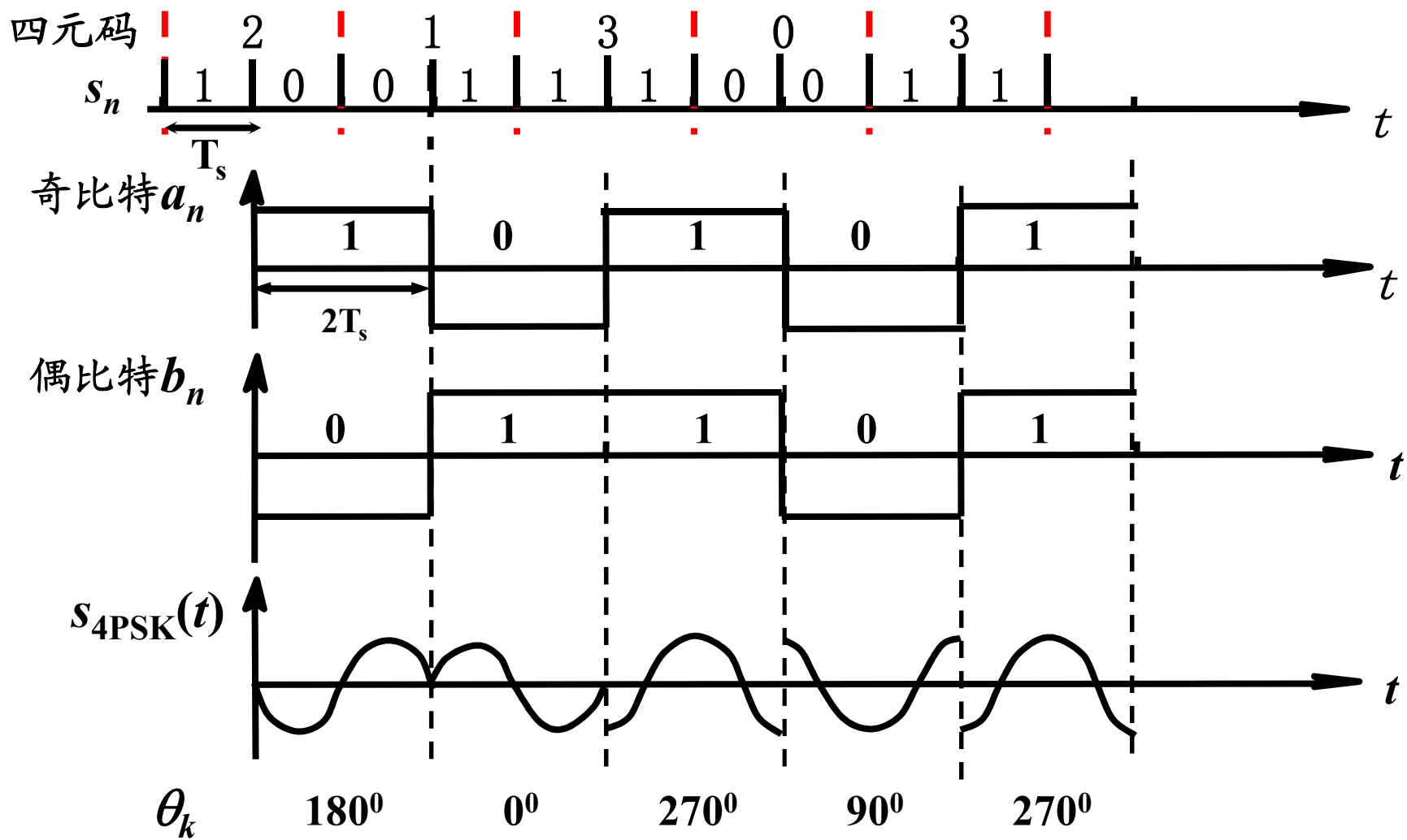
四进制码，实际是用2位二进制码表示的。常采用的做法是将二进制码流两两分组，进行串/并变换，变为两路并行传输，每个码元的持续时间是输入码元的2倍，叫“双比特码”。分别记作A路和B路。

$$(a\ b) \rightarrow \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix}$$

$$\text{如 } (s_n) = (\underline{10}\ \underline{01}\ \underline{11}\ \underline{00}\ \underline{11}) \rightarrow \begin{pmatrix} \underline{10101} \\ \underline{01101} \end{pmatrix}$$

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

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

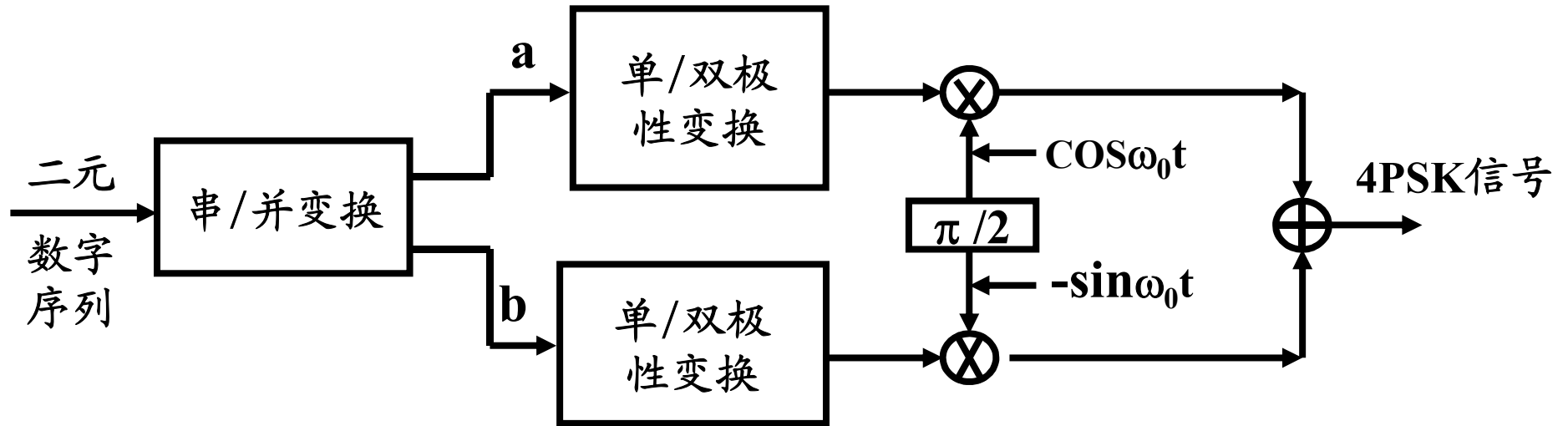


串并变换后两路波形的时间关系

a	b	θ_k	a	b	θ_k
0	0	90°	1	1	270°
0	1	0°	1	0	180°

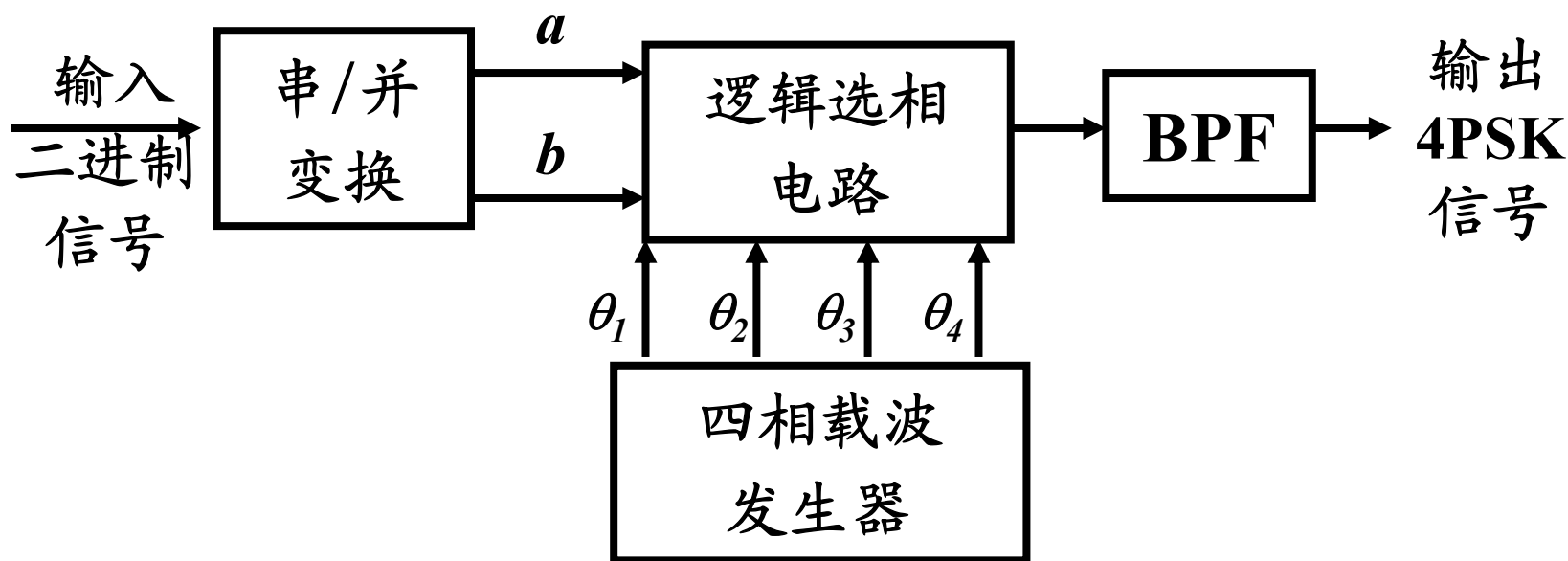
1、调相有两种方法：正交调相法和相位选择合成法。

(1) 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 $a_n(t)$ 和 $b_n(t)$ ，然后分别对同相载波 $\cos\omega_0 t$ 和正交载波 $(-\sin\omega_0 t)$ 进行调制，相加后即得到了4PSK信号。

(2) 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。

MPSK信号可表示为

$$\begin{aligned} S_{MPSK}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_k) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT_s) \cdot [\cos(\theta_k) \cos(\omega_0 t) - \sin(\theta_k) \sin(\omega_0 t)] \end{aligned}$$

式中， θ_k 为受调制的相位，其值决定于基带码元的取值。

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

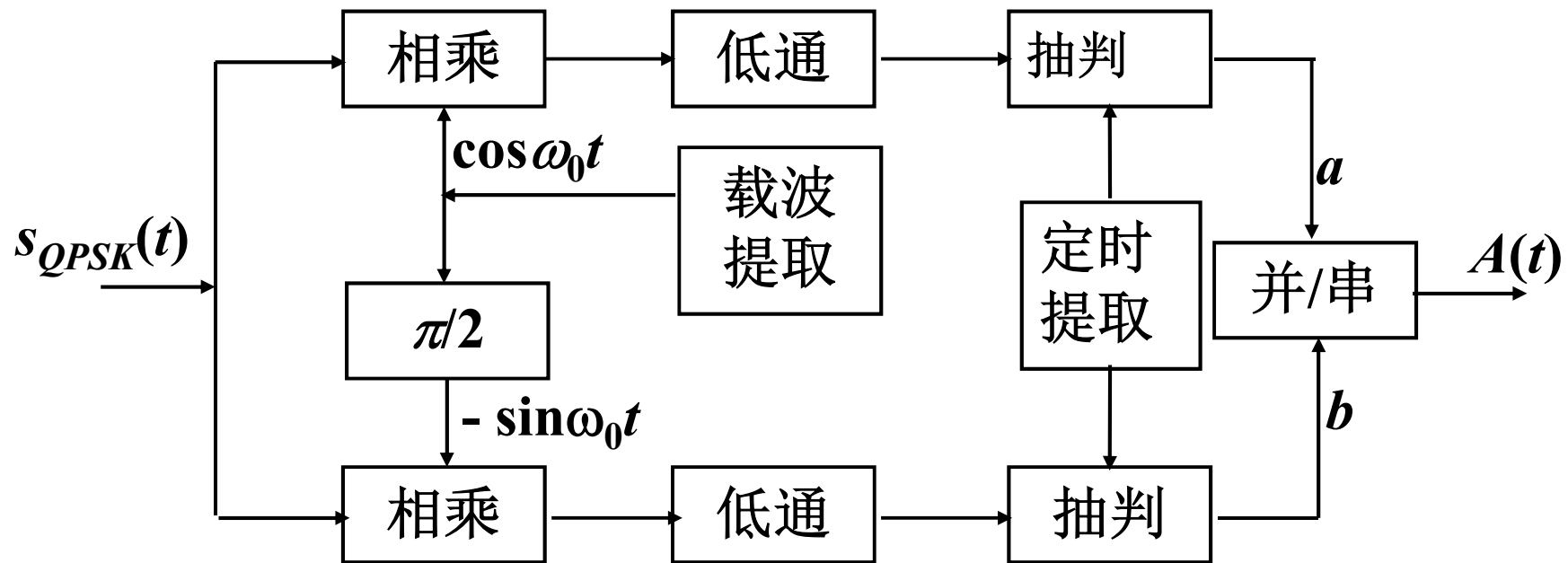
设 $M=4$ （四进制），则有

双比特码元		载波相位 (θ_k)	
a	b	A方式	B方式
0	0	90°	135°
0	1	0°	45°
1	1	270°	315°
1	0	180°	225°

2、QPSK的解调:

由于QPSK信号可看成是两个正交的2PSK信号的合成, 因此可采用与2PSK系统类似的解调方法进行解调。即用两个正交的相干载波分别对两路2PSK信号进行相干解调, 再经并/串变换器将解调后的并行数据恢复成串行数据。

如下图所示。



QPSK信号解调原理方框图

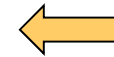
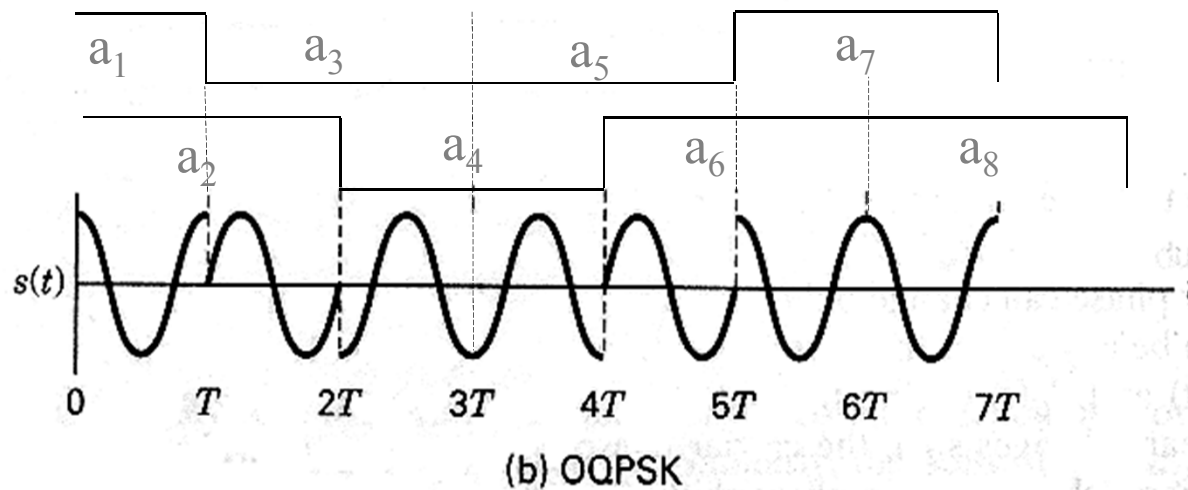
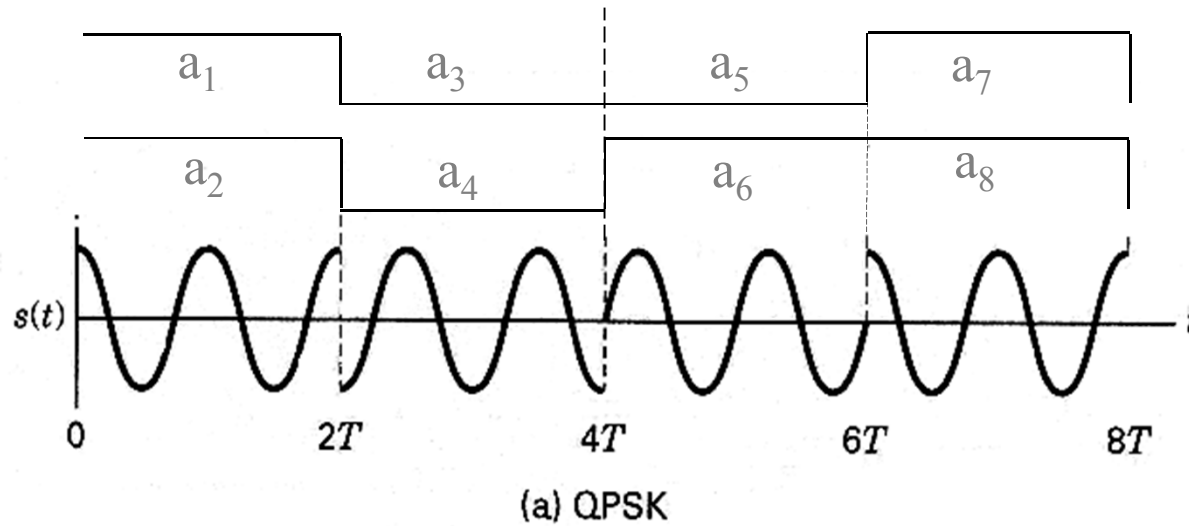
3、偏置QPSK

(OQPSK-Offset QPSK偏置正交相移键控)

➤ QPSK体制的缺点：它的相邻码元最大相位差达到 180° ，这在频带受限的系统中会引起信号包络的很大起伏。

➤ 偏置QPSK的改进：为了减小此相位突变，将两个正交分量的两个比特 a 和 b 在时间上错开半个码元，使之不可能同时改变。这样安排后相邻码元相位差的最大值仅为 90° ，从而减小了信号振幅的起伏。

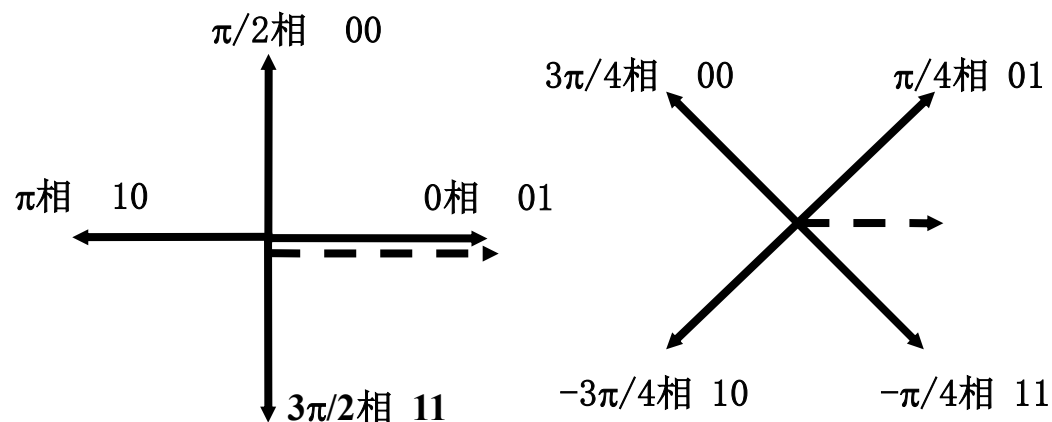
➤ OQPSK信号的波形与QPSK信号波形的比较



5.5.5 多进制差分相移键控 (MDPSK)

- ❖ 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 (QDPSK) 来解决这个问题。

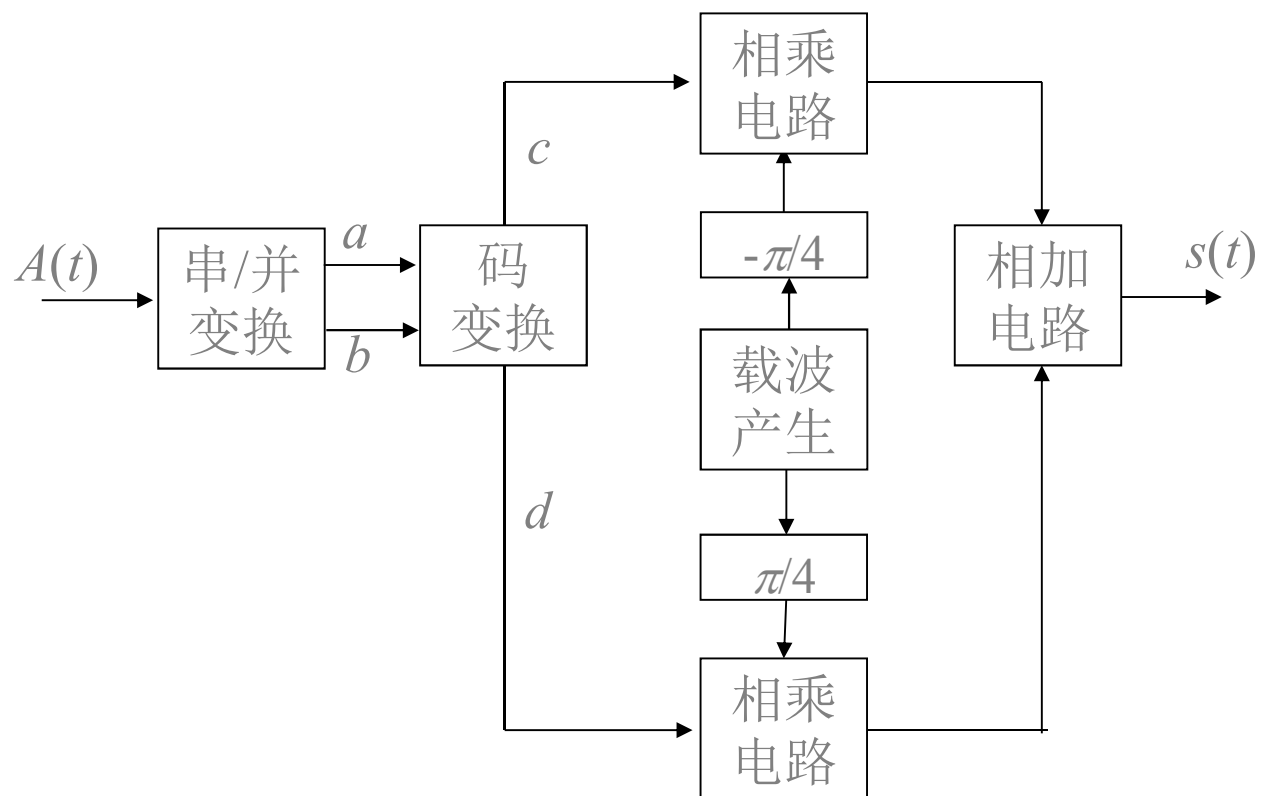
a	b	$\Delta\theta_k$	
		A方式	B方式
0	0	90°	135°
0	1	0°	45°
1	1	270°	315°
1	0	180°	225°



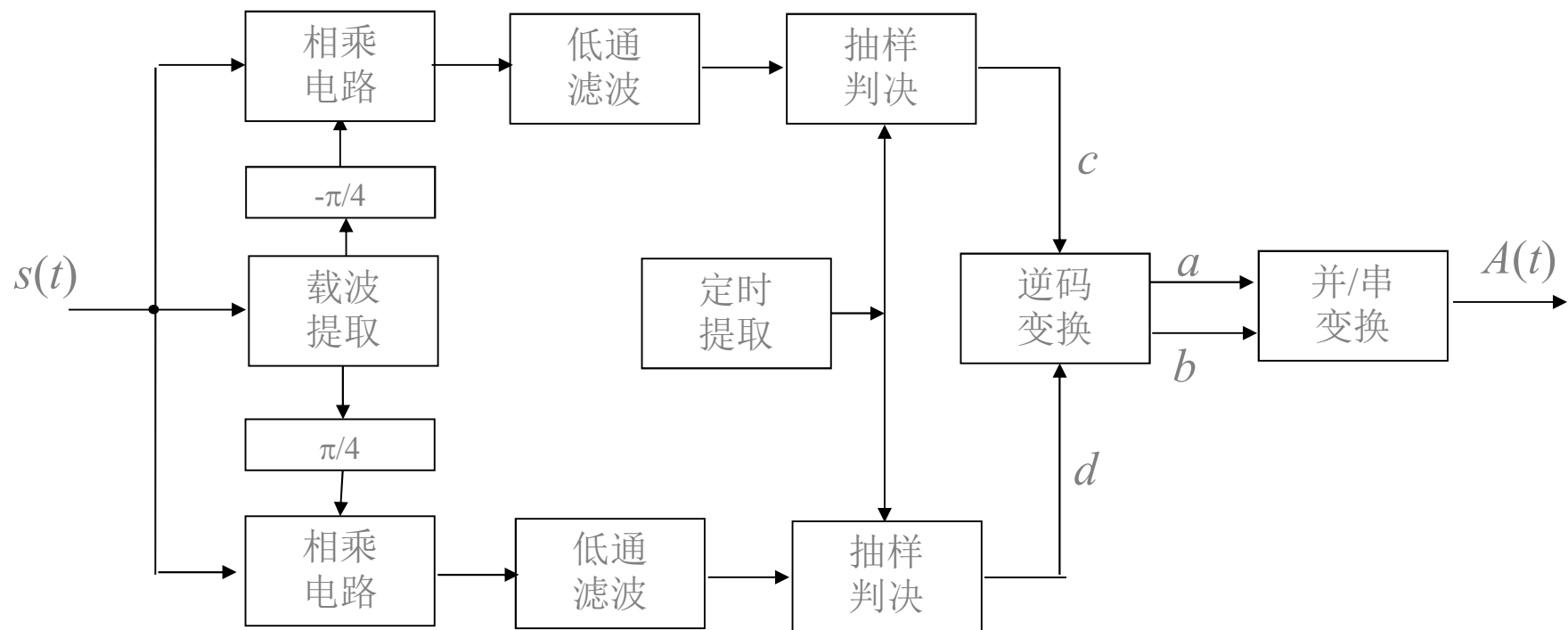
➤ QDPSK信号编码方式如上表所示。表中 $\Delta\theta_k$ 是相邻码元的相位差。

➤ 这里有A和B两种方式。

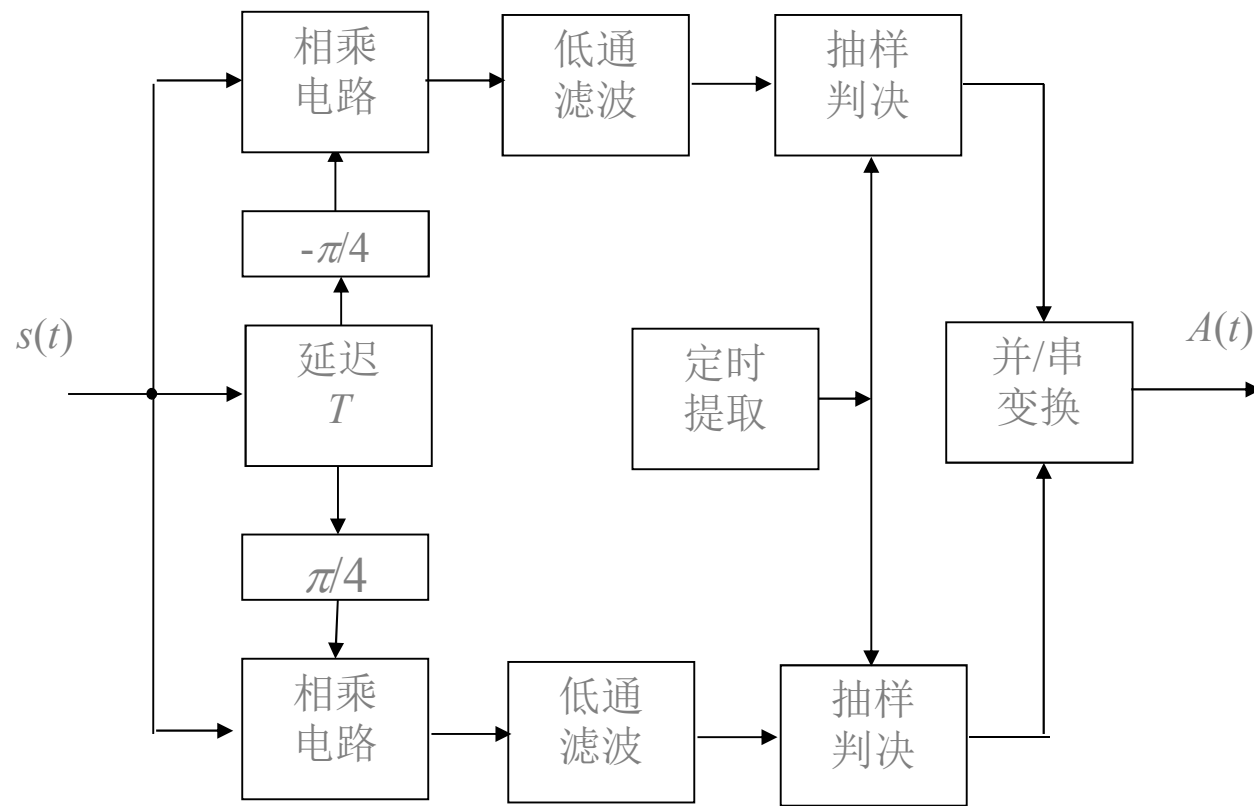
➤ B方式QDPSK有时又称为 $\pi/4$ QDPSK。



QDPSK信号（A方式）产生原理图



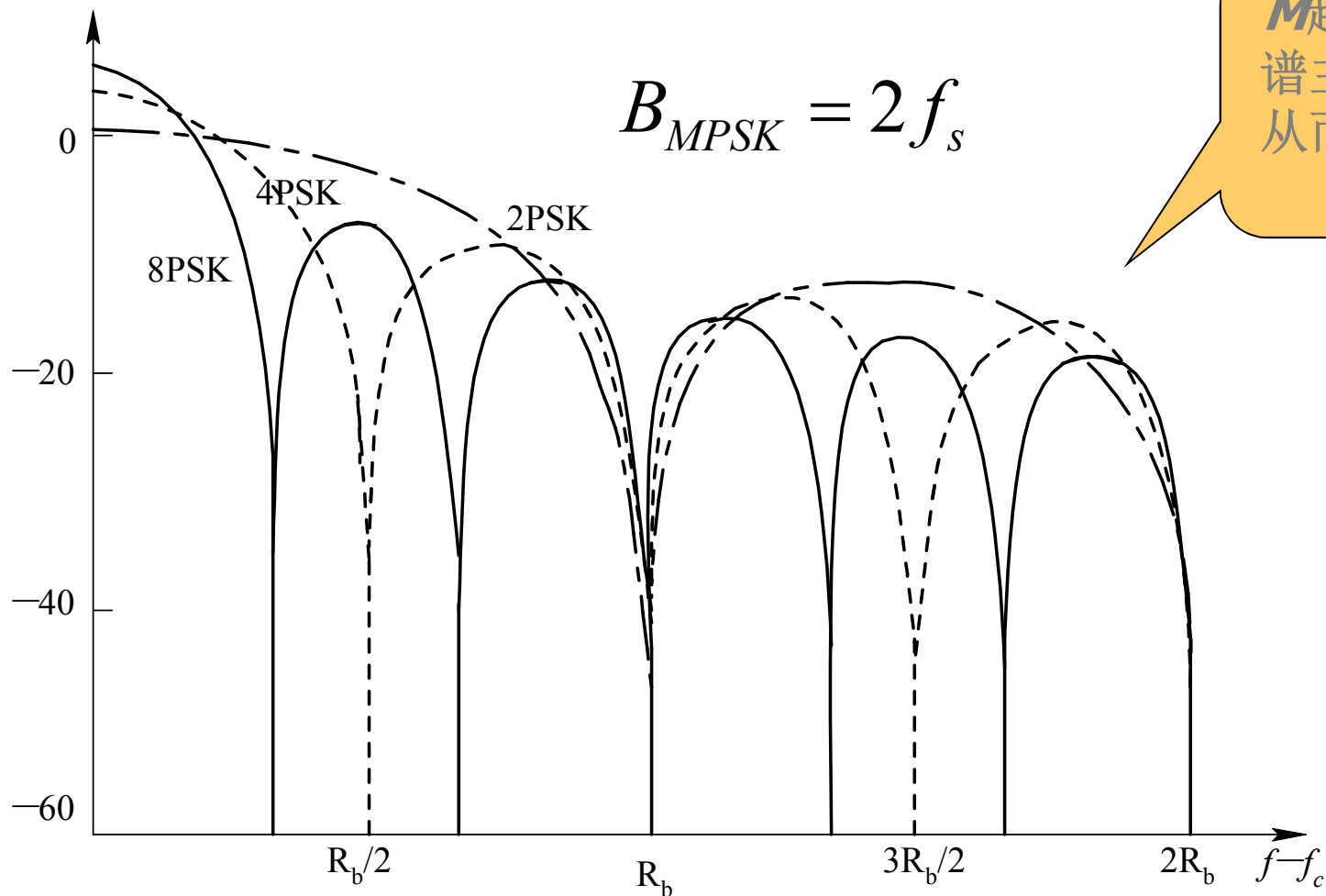
QDPSK信号相干解调 (极性比较法)
加码反变换器原理图 (A方式)



**QDPSK信号差分正交解调 (相位比较法)
(A方式)**

◆ 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

◆ 多进制相移键控系统的抗噪声性能

对于多进制绝对调相MPSK，当信噪比足够大时，误码率可近似为：

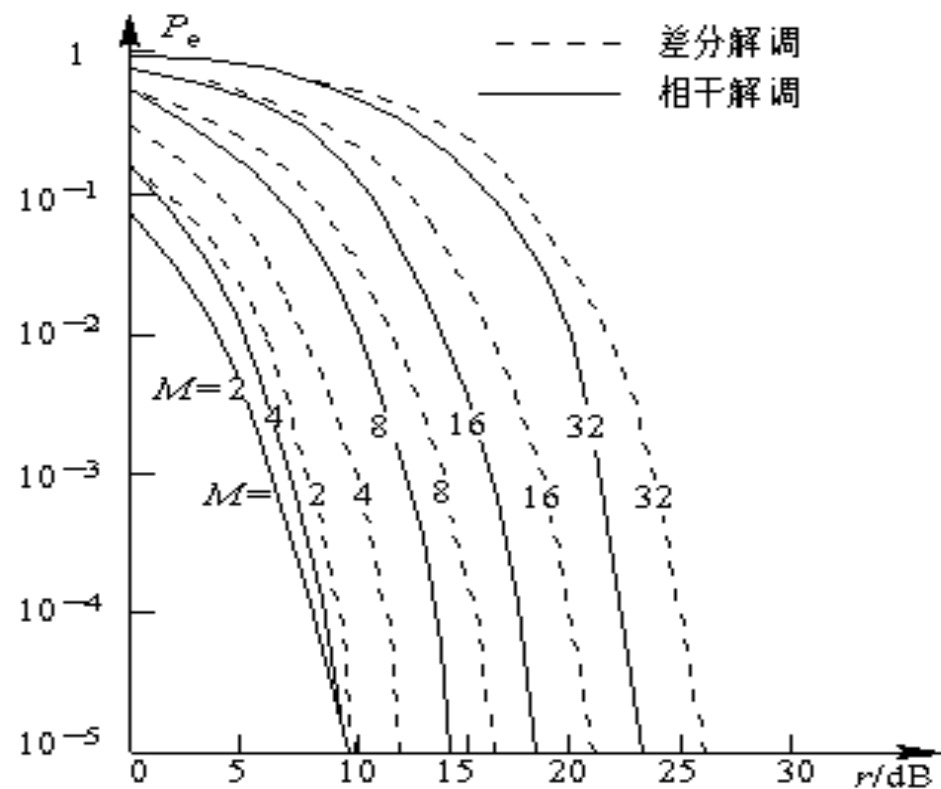
$$P_e = e^{-r \sin^2(\pi/M)}$$

对于多进制绝对调相MPSK，当信噪比足够大时，误码率可近似为：

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

比较两式可知，在相同误码率下，将有下列式成立：

$$\frac{r_{\text{差分}}}{r_{\text{相干}}} = \frac{\sin^2(\pi/M)}{2\sin^2(\pi/2M)}$$



在M值很大时，差分相移键控比相干解调的绝对相移键控约损失3dB的功率；当M=4时，约损失2.3dB的功率。