



第七章

数字带通传输系统



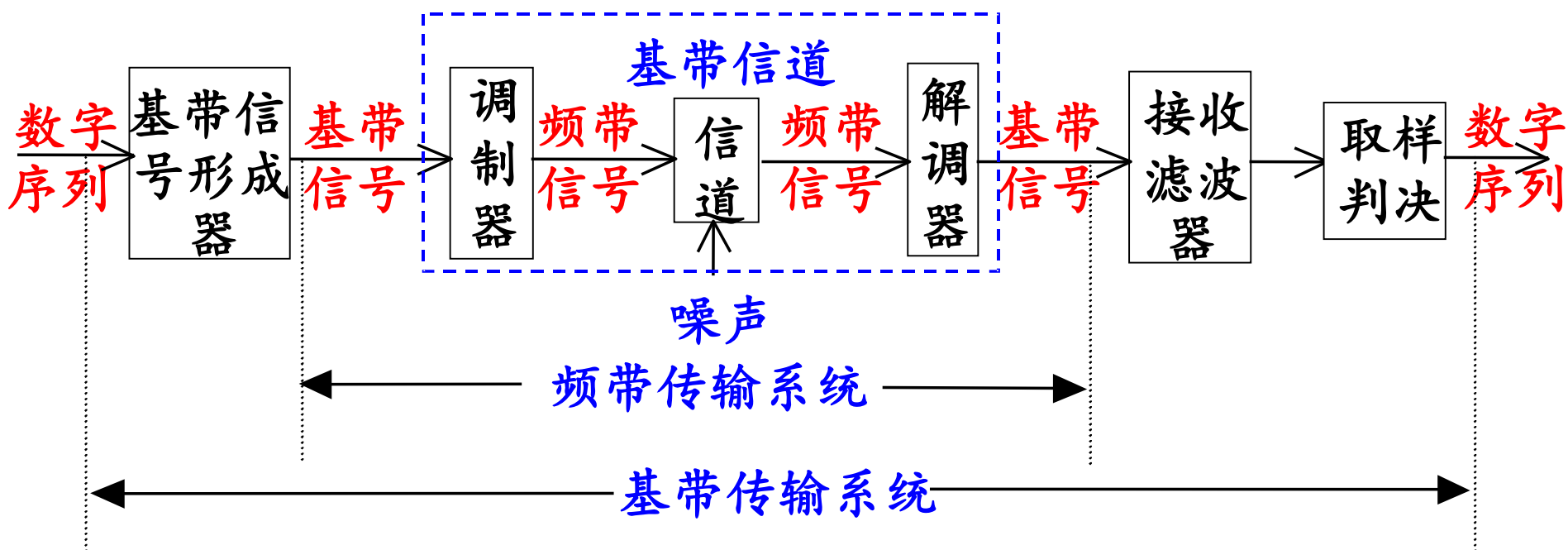
主要内容

- 二进制数字调制/解调原理
- 二进制数字调制系统的抗噪性能
- 多进制数字调制原理及抗噪性能

- 要解决的问题
 - 调制解调方法
 - 抗噪性能分析

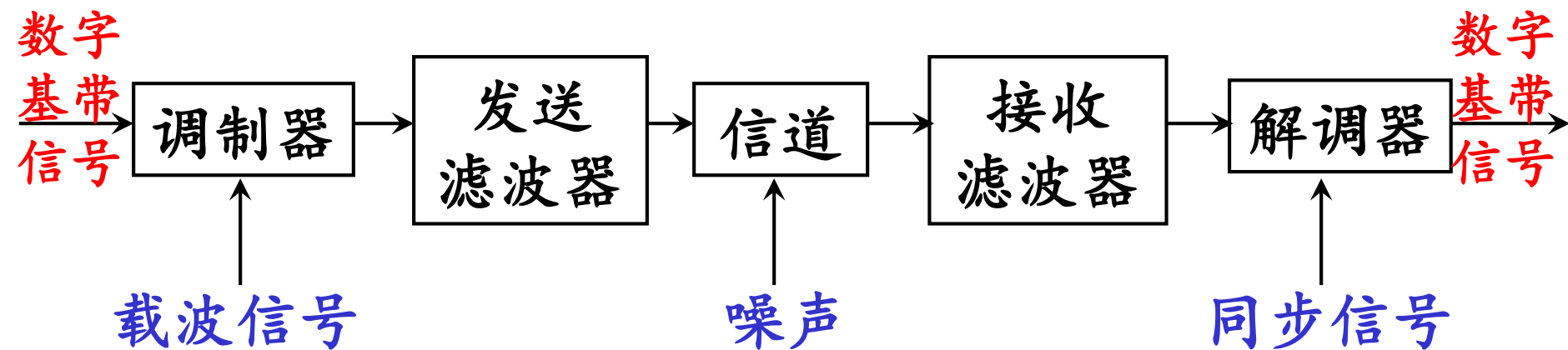
7.1 引言

■ 数字传输系统



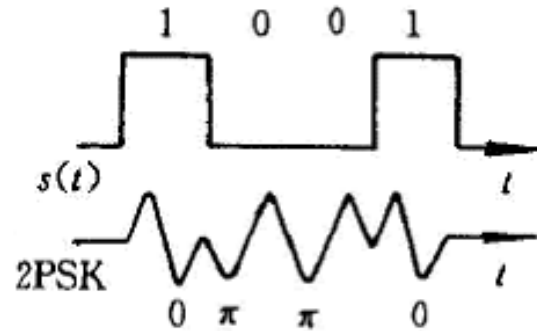
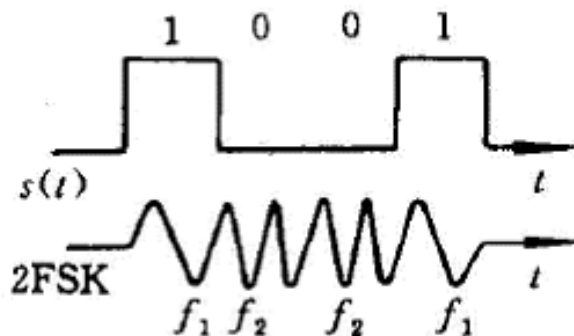
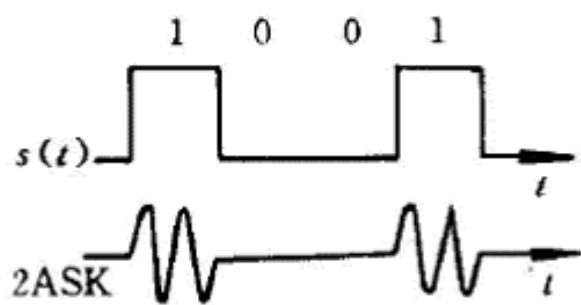


■ 数字调制系统



■ 数字调制

- 数字基带信号调制到正弦载波上，使载波的某个参量（振幅、频率、相位）载有基带信号的信息

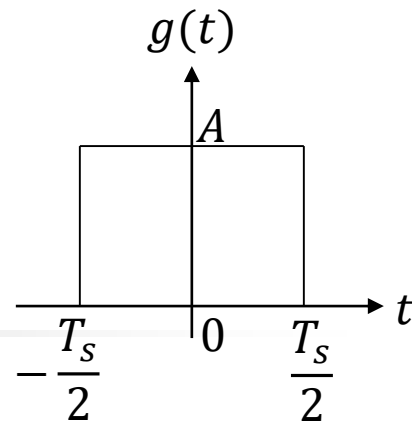




7.2 二进制数字调制原理

- 二进制振幅键控2ASK
(OOK - 通断键控)
- 二进制移频键控2FSK
- 二进制移相键控2PSK
- 二进制差分移相键控2DPSK

二进制振幅键控 (2ASK)



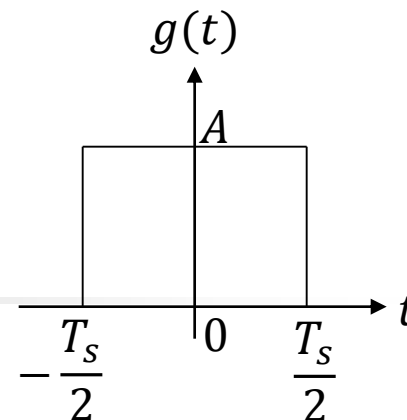
■ 假设

- $\{a_n\}$ 表示一个二元码的随机序列

$$a_n = \begin{cases} 1 & p \\ 0 & 1-p \end{cases}$$

- $g(t)$ 为基带信号波形，是一个持续时间为 T_s 的矩形脉冲，幅度为 A
- 由此构成一个单极性不归零的随机脉冲序列，作为数字基带信号，记作：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$



■ 调制原理

- 2ASK是利用载波振幅的有无表示1和0
- 数字基带信号 $s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$
- 载波 $\cos \omega_c t$
- 2ASK信号:

$$e_o(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

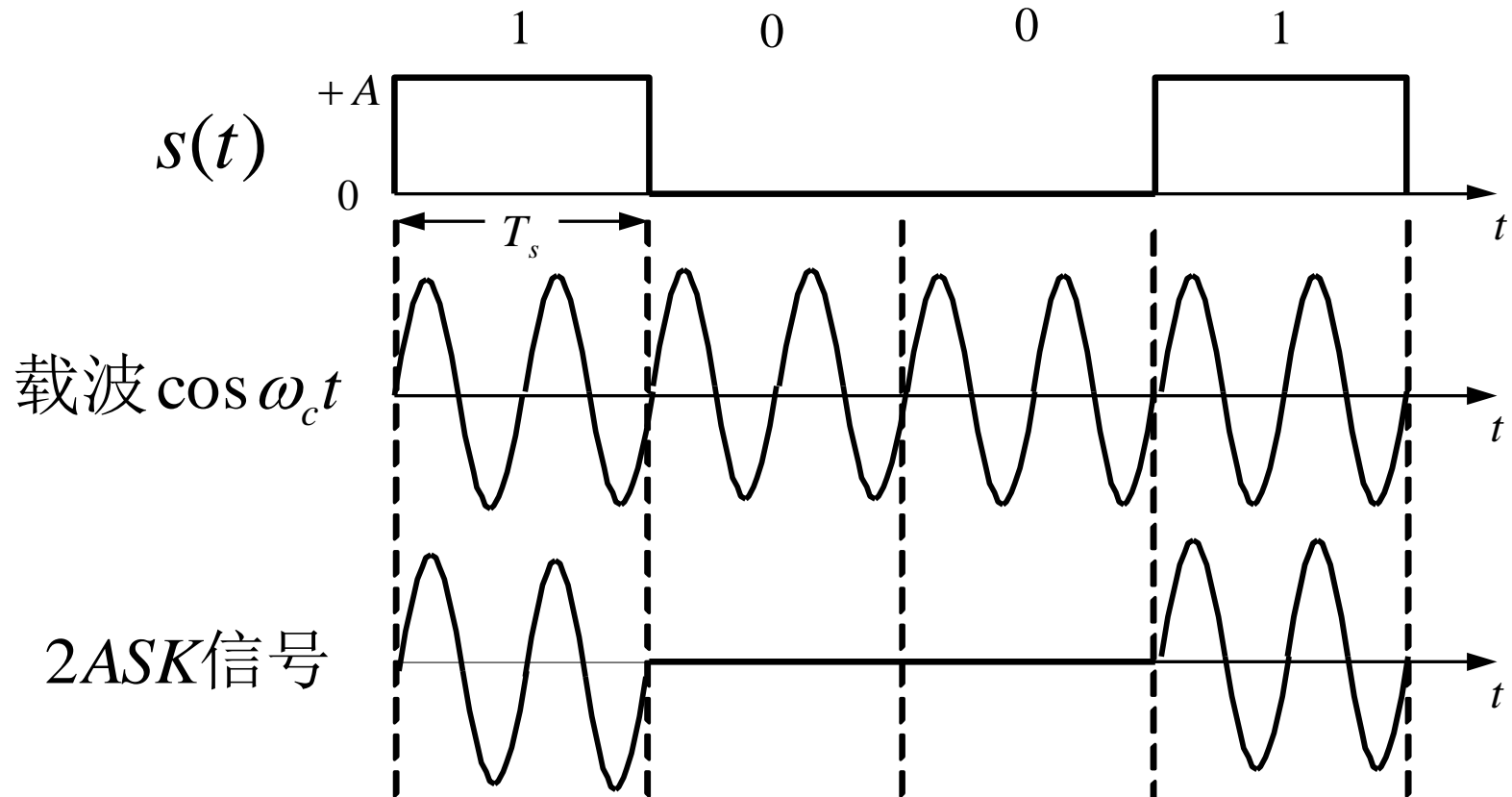
$$= \begin{cases} A \cos \omega_c t & p \text{ ("1") } \\ 0 & 1 - p \text{ ("0") } \end{cases}$$

$$0 \leq t \leq T_s$$

2ASK码元速率 = 基带信号码元速率

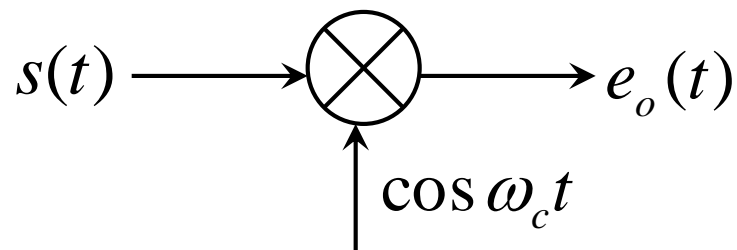
画图时可假设载波初始相位为0相

■ 波形 (设 $T_s = 2T_c$)

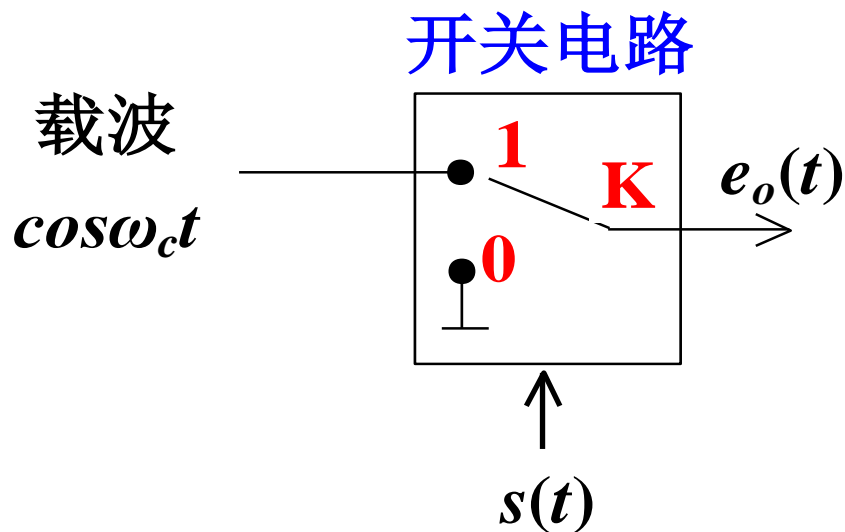


■ 2ASK信号产生

■ 模拟调制法



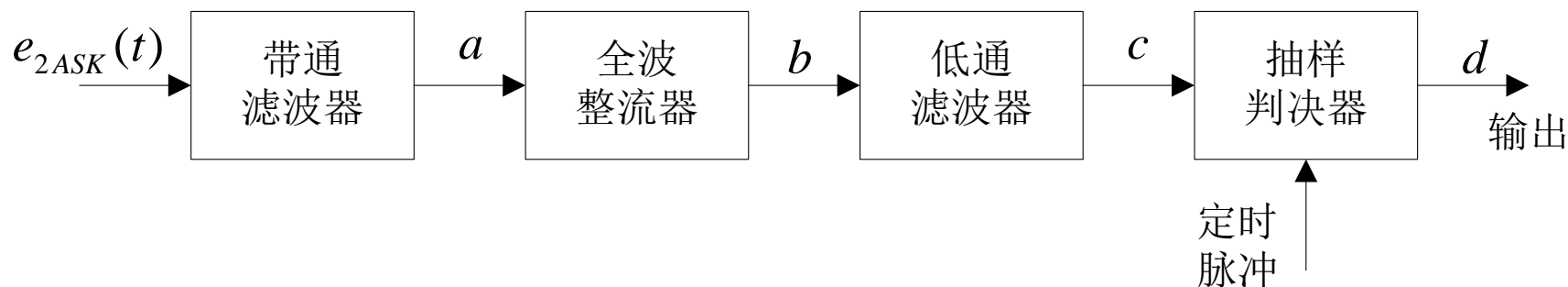
■ 数字键控法



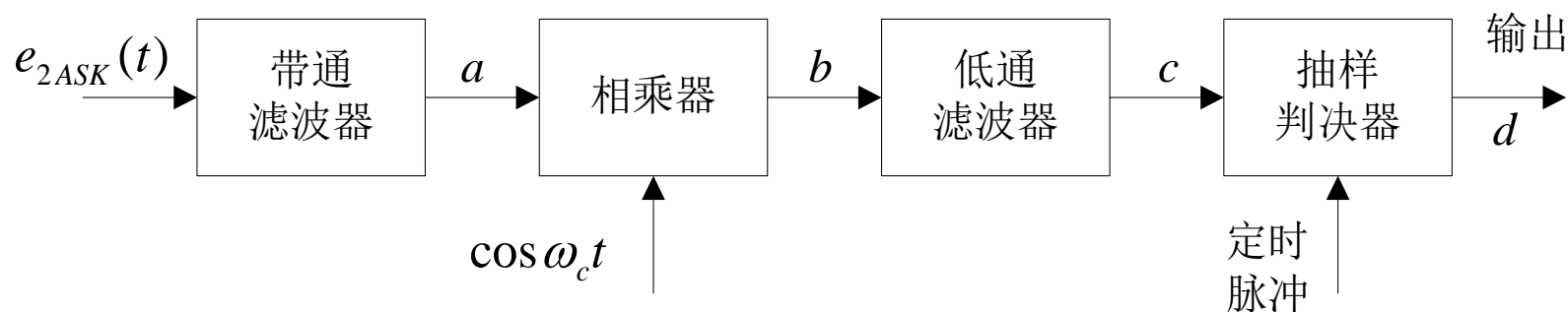
2ASK也称OOK,
即通断键控

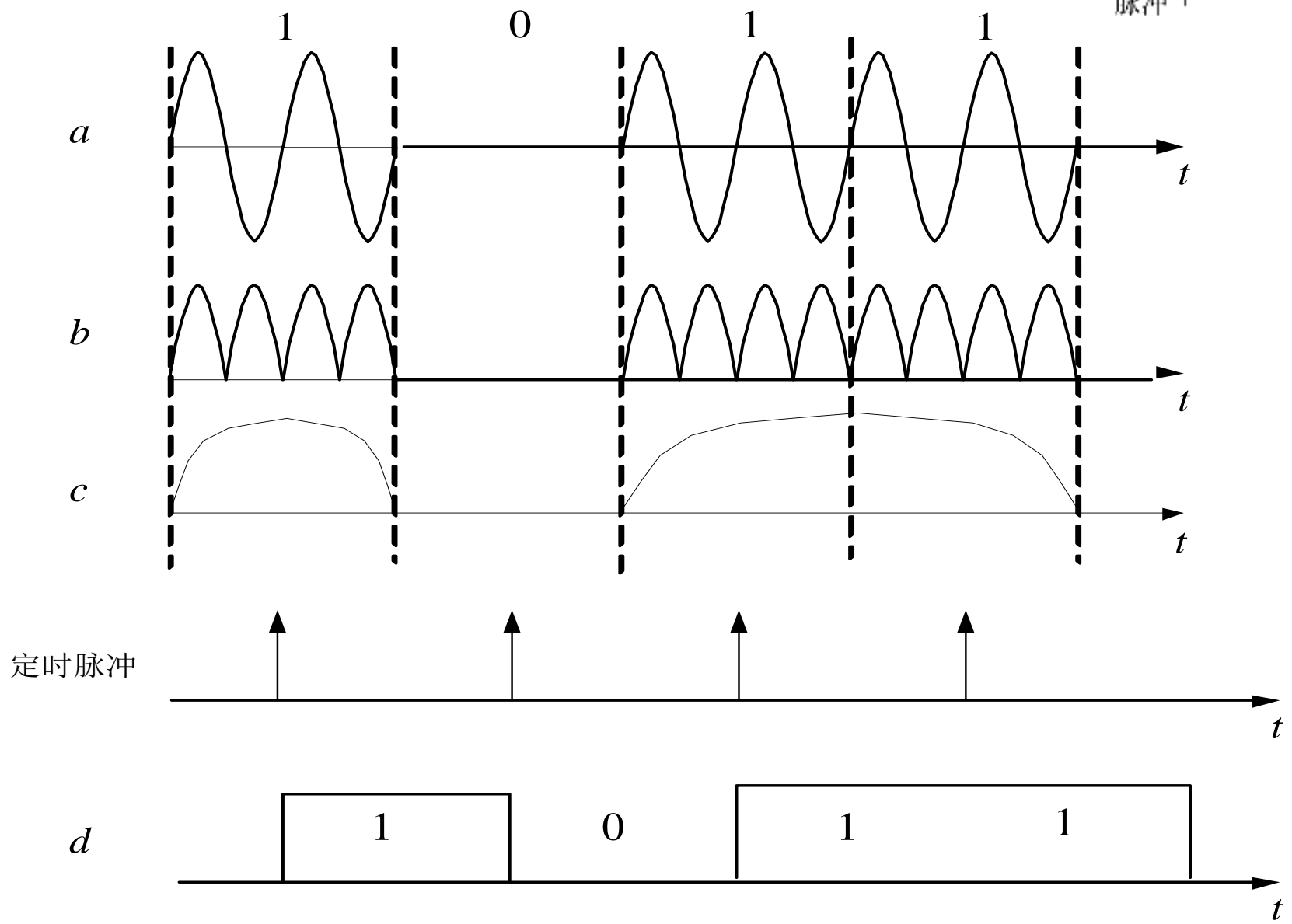
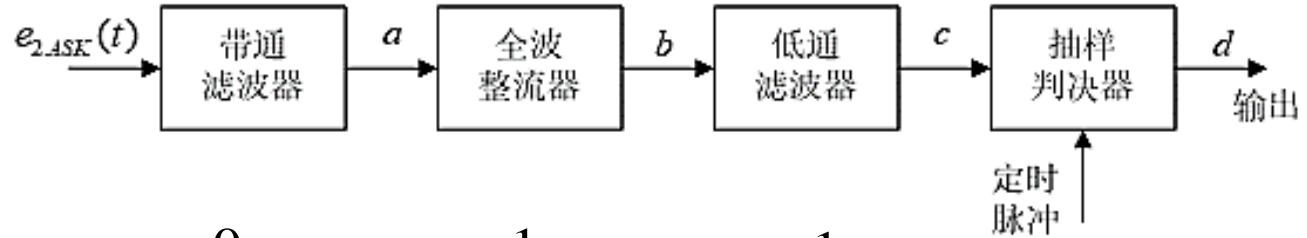
■ 2ASK解调

■ 非相干解调（包络检波）

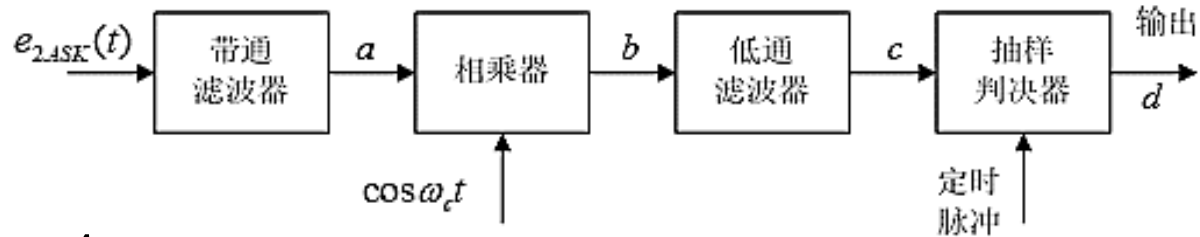


■ 相干解调（同步检测）

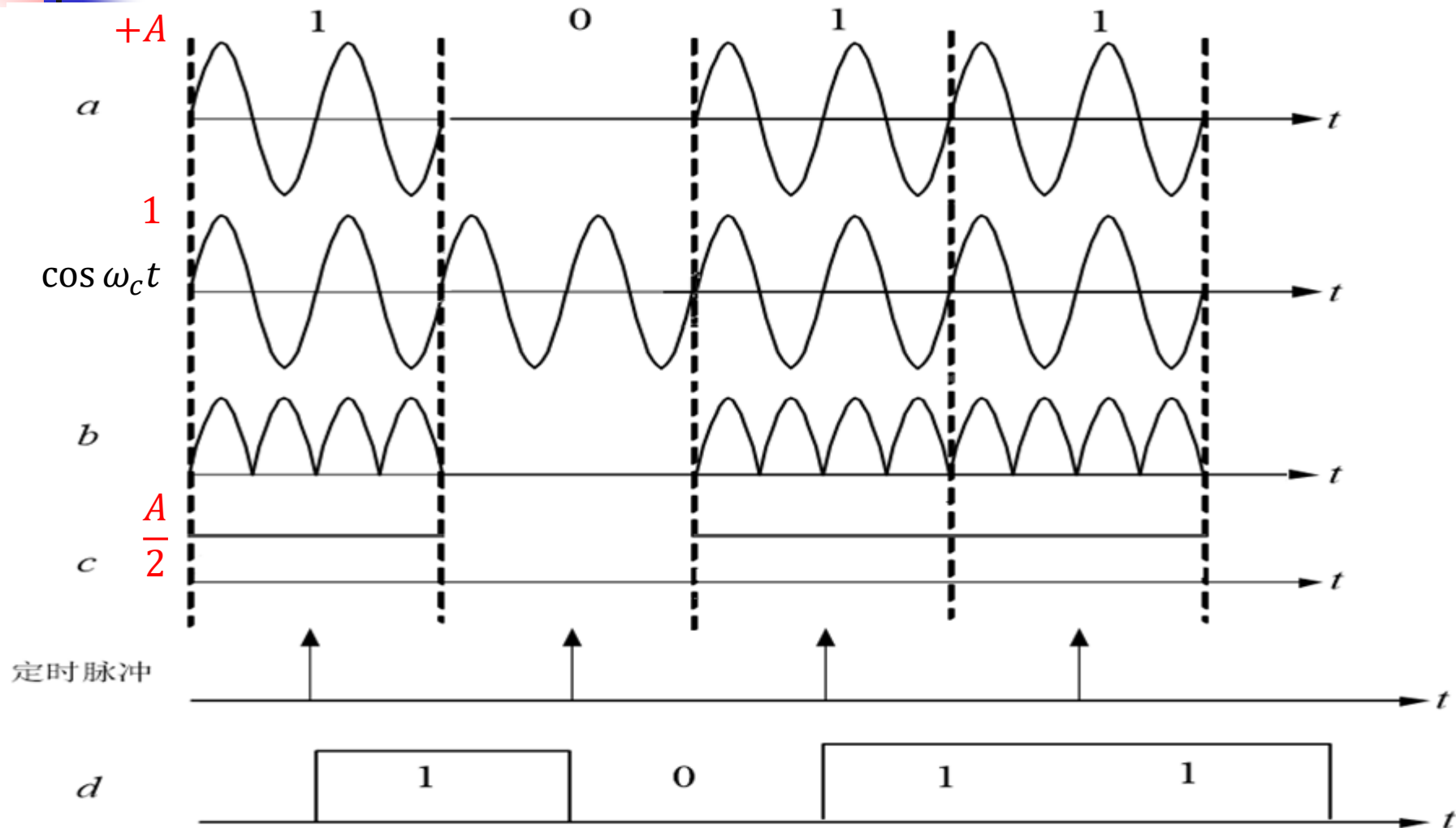


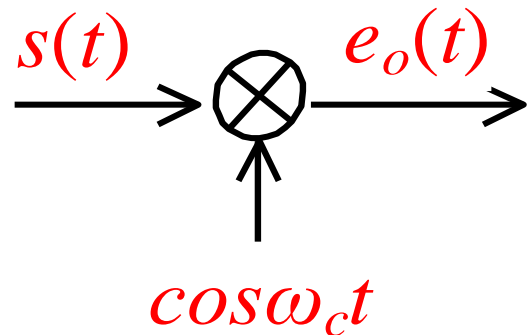


$$e_o(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases}$$



$$A \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t = \frac{A}{2} (1 + \cos 2\omega_c t)$$





■ 2ASK信号功率谱

- $e_o(t) = s(t) \cos \omega_c t$

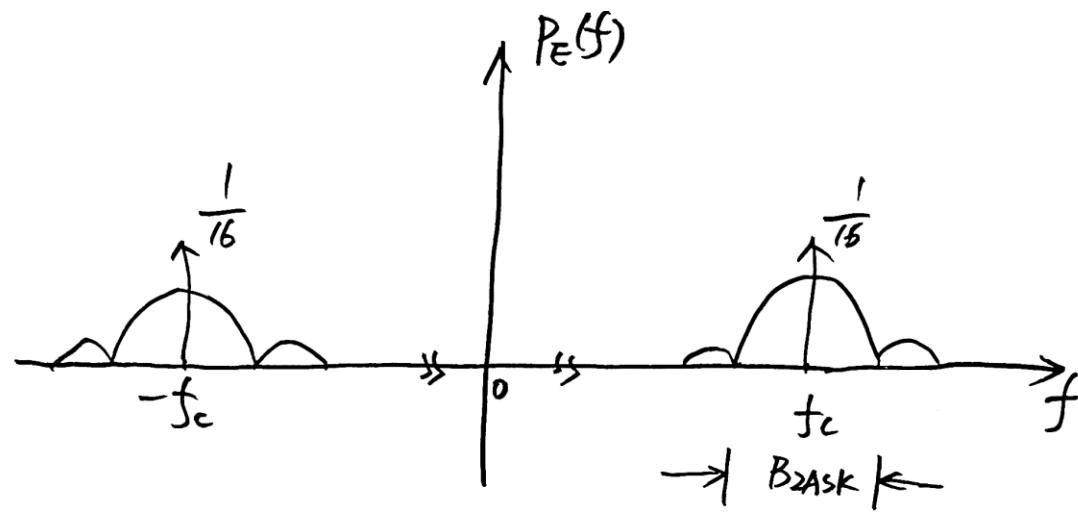
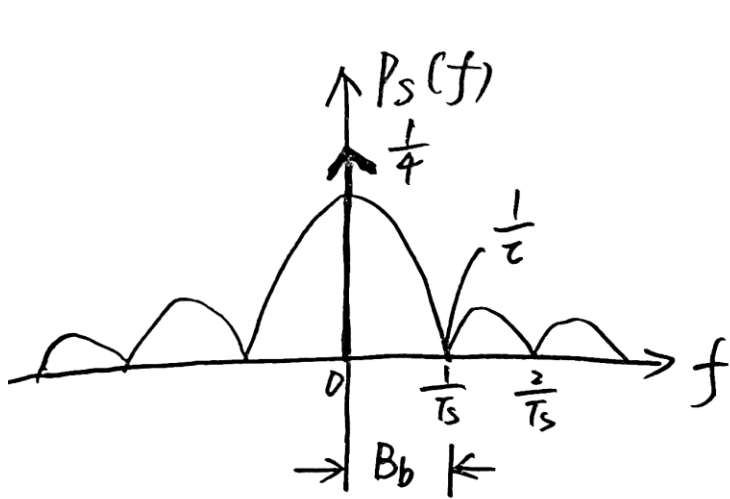
$$P_E(f) = \frac{1}{4} [P_S(f + f_c) + P_S(f - f_c)]$$

- 当基带信号 $s(t)$ 为 **单极性不归零** 码序列，0、1 等概时， $s(t)$ 的功率谱

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

- $e_o(t)$ 的功率谱

$$P_E(f) = \frac{T_s}{16} \{ S a^2 [\pi(f + f_c) T_s] + S a^2 [\pi(f - f_c) T_s] \} + \frac{1}{16} [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)]$$



$$\eta_{2ASK} = \frac{R_B}{B_{2ASK}} \quad \text{取决于基带信号波形, } R_B = \frac{1}{T_S} \text{ 与基带信号相同.}$$

基带波形: 单极不归零. $B_{2ASK} = 2B_b = 2 \times \frac{1}{T_S} = 2 \times \frac{1}{T_S}$, $\eta_{2ASK} = \frac{1}{2}$

单占空单极归零, $B_{2ASK} = 2B_b = 2 \cdot \frac{1}{2T_S} = 2 \cdot \frac{1}{2T_S}$, $\eta_{2ASK} = \frac{1}{4}$

理想抽样, $B_{2ASK} = 2B_b = 2 \cdot \frac{1}{2T_S} = \frac{1}{T_S}$, $\eta_{2ASK} = 1$

($\alpha=1$) 升余弦, $B_{2ASK} = 2B_b = 2 \cdot \frac{1}{T_S} = \frac{2}{T_S}$, $\eta_{2ASK} = \frac{1}{2}$

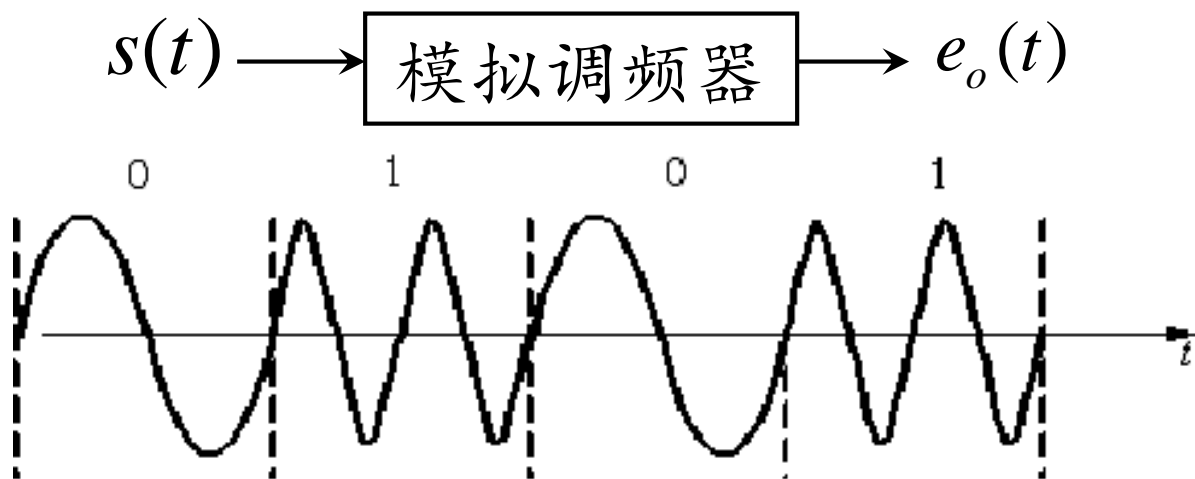


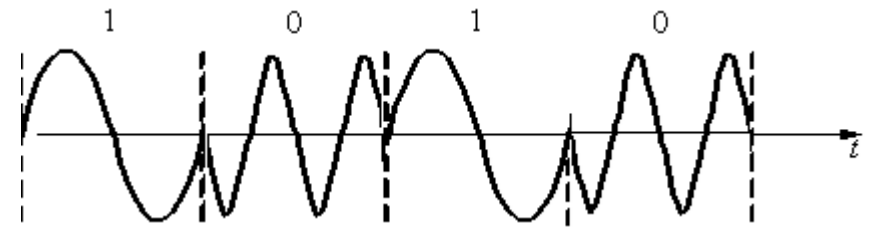
■ 结论

- 2ASK功率谱做线性搬移，形成双边带谱
- 2ASK信号带宽为基带信号带宽的2倍
 $s(t)$ 取谱零点带宽为 $B_b=1/\tau$ ， $B_{2ASK}=2B_b$
- 有较大载频分量，调制效率低
- 2ASK码元速率 = 基带信号码元速率
- 频带利用率取决于基带信号波形

二进制移频键控 (2FSK)

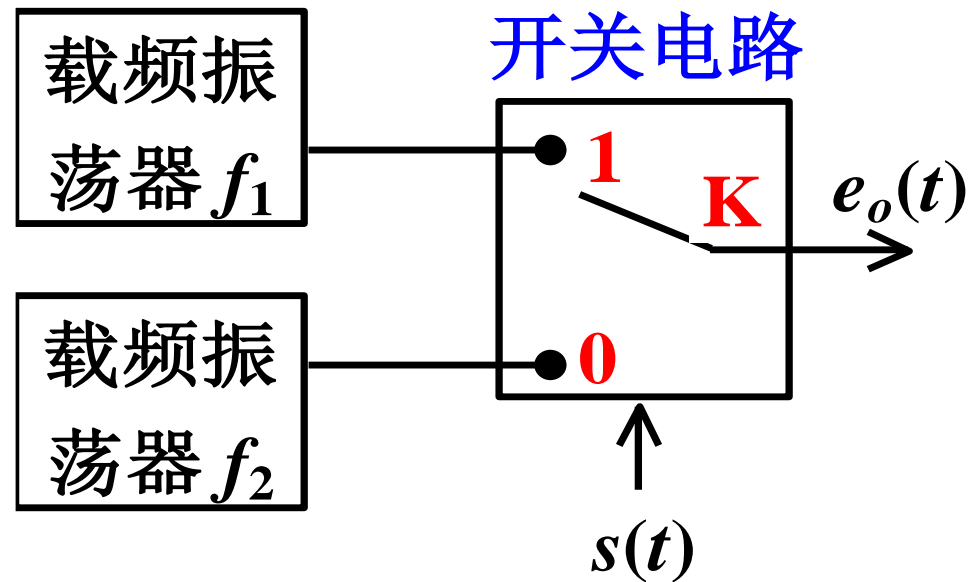
- 利用载波的不同频率表示0和1
- 2FSK信号产生
 - 基带信号 $s(t)$ 为单极性不归零码序列
 - 模拟调频法



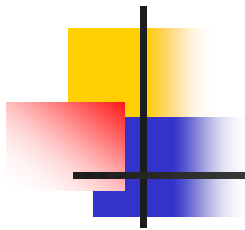


■ 键控法

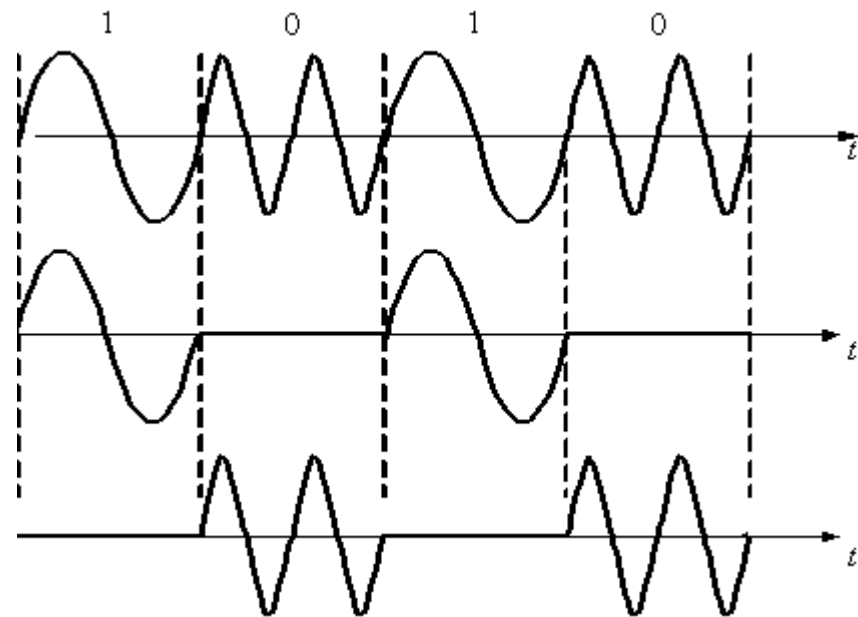
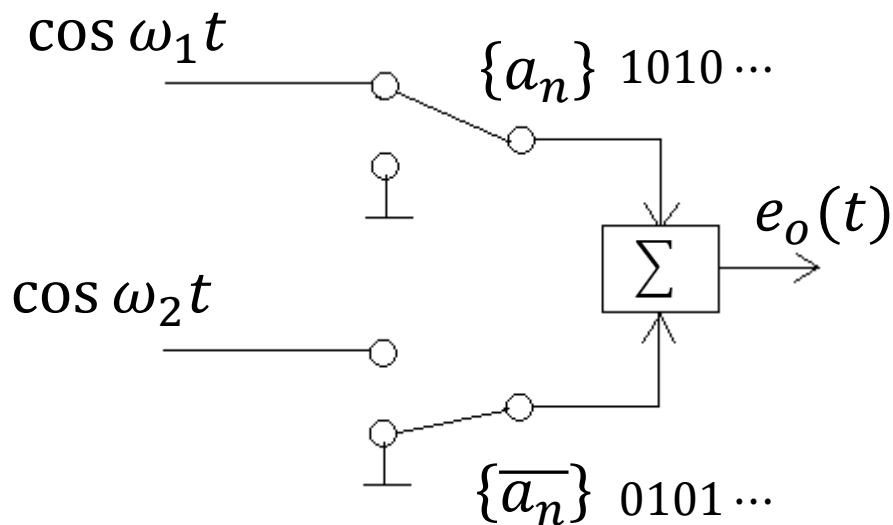
$$e_o(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) & \text{发送 "1"} \\ A \cos(\omega_2 t + \varphi_2) & \text{发送 "0"} \end{cases}$$



■ 2FSK信号的相位在相邻码元之间不一定连续



- 2FSK信号可以看作是两个2ASK信号的叠加





■ 功率谱

- 2FSK信号可以看作是两个2ASK信号的叠加
- 设载波初始相位均为0，载频分别为 f_1 和 f_2

$$e_o(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s) \cos \omega_1 t + \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \cos \omega_2 t$$

$$a_n = \begin{cases} 1 & p \\ 0 & 1-p \end{cases}$$

$$\bar{a}_n = \begin{cases} 0 & p \\ 1 & 1-p \end{cases} \quad \bar{a}_n \text{ 是 } a_n \text{ 的反码}$$



■ 2FSK信号功率谱

$$P_E(f) = \frac{1}{4}[P_{S1}(f + f_1) + P_{S1}(f - f_1)] + \frac{1}{4}[P_{S2}(f + f_2) + P_{S2}(f - f_2)]$$

■ 基带信号为0、1等概单极性不归零码时

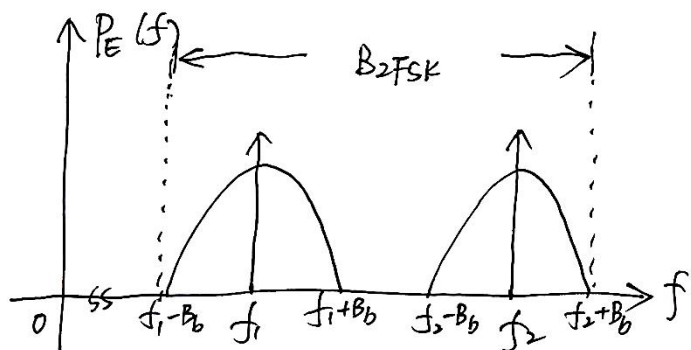
$$\begin{aligned} P_E(f) = & \frac{T_s}{16} \left\{ Sa^2[\pi(f + f_1)T_s] + Sa^2[\pi(f - f_1)T_s] \right. \\ & \left. + Sa^2[\pi(f + f_2)T_s] + Sa^2[\pi(f - f_2)T_s] \right\} \\ & + \frac{1}{16} [\delta(f + f_1) + \delta(f - f_1) + \delta(f + f_2) + \delta(f - f_2)] \end{aligned}$$



■ 结论

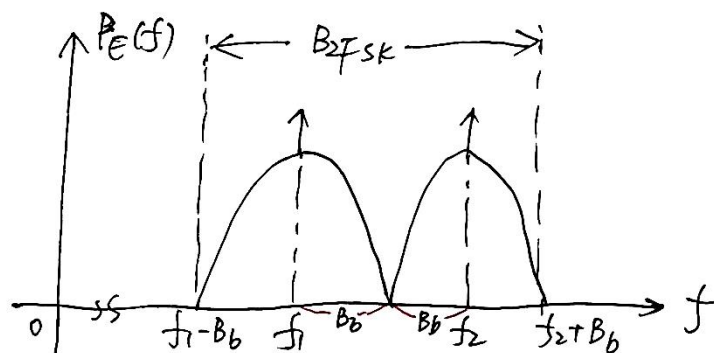
- 2FSK信号的功率谱由连续谱和离散谱组成，连续谱由两个中心位于 f_1 和 f_2 处的双边谱叠加，离散谱位于两个载频 f_1 和 f_2 处
- 连续谱的形状随着两个载频之差的大小而变：
当 $|f_2 - f_1| \geq 2B_b$ ，连续谱无交叠
当 $|f_2 - f_1| < 2B_b$ ，连续谱有交叠
- 2FSK信号带宽： $B_{2\text{FSK}} = |f_2 - f_1| + 2B_b$

① $|f_2 - f_1| > 2B_b$



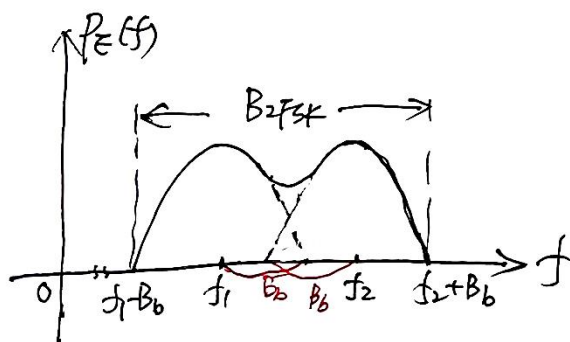
$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2B_b$$

② $|f_2 - f_1| = 2B_b$



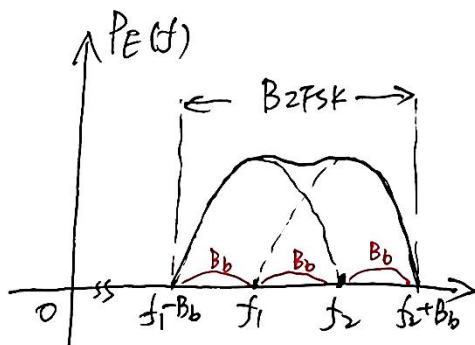
$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2B_b = 4B_b$$

③ $B_b < |f_2 - f_1| < 2B_b$



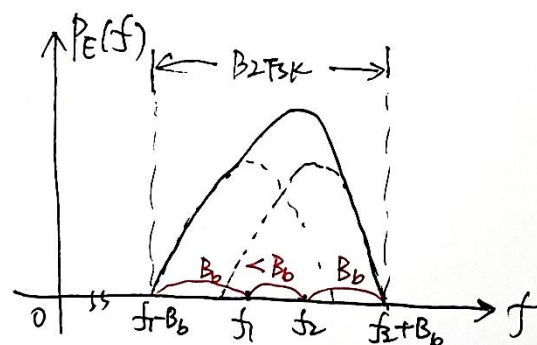
$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2B_b$$

④ $|f_2 - f_1| = B_b$



$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2B_b = 3B_b$$

⑤ $|f_2 - f_1| < B_b$



$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2B_b$$

最小频率间隔 $|f_2 - f_1| = \frac{1}{2T_s} = \frac{1}{2}B_b$



■ 2FSK解调

- 相干解调法

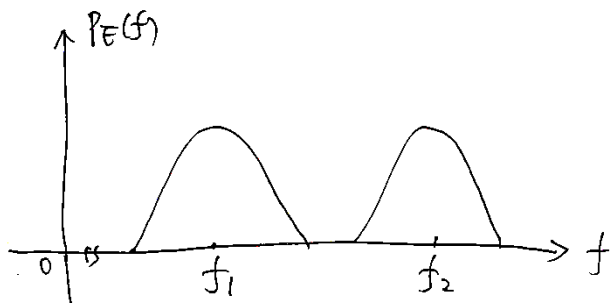
- 非相干解调法

- 包络检波法

- 过零检测法

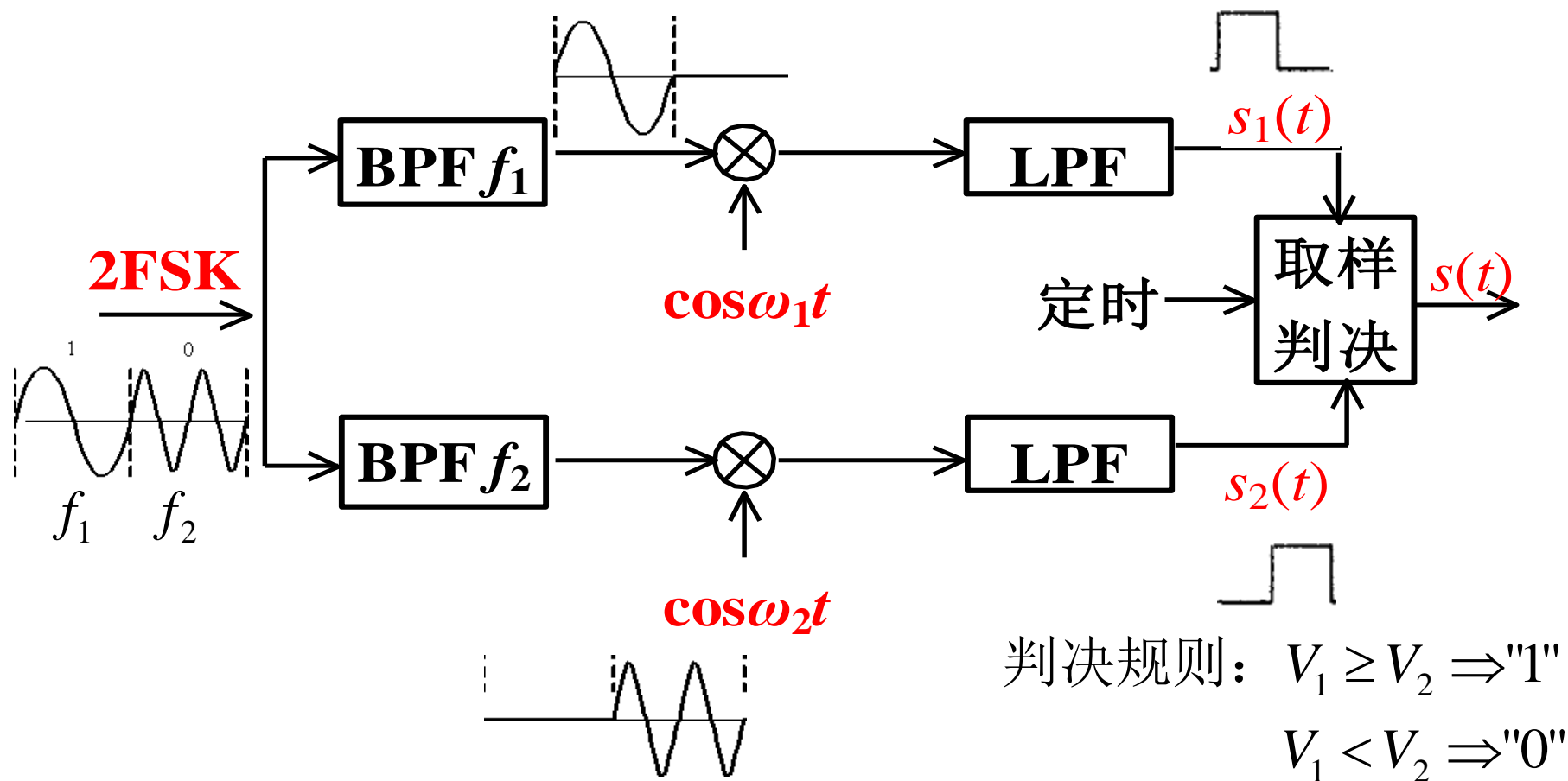
- *差分检测法

- *模拟鉴频法



抽样判决时不设置门限值，
比较两路信号抽样值大小

■ 相干解调

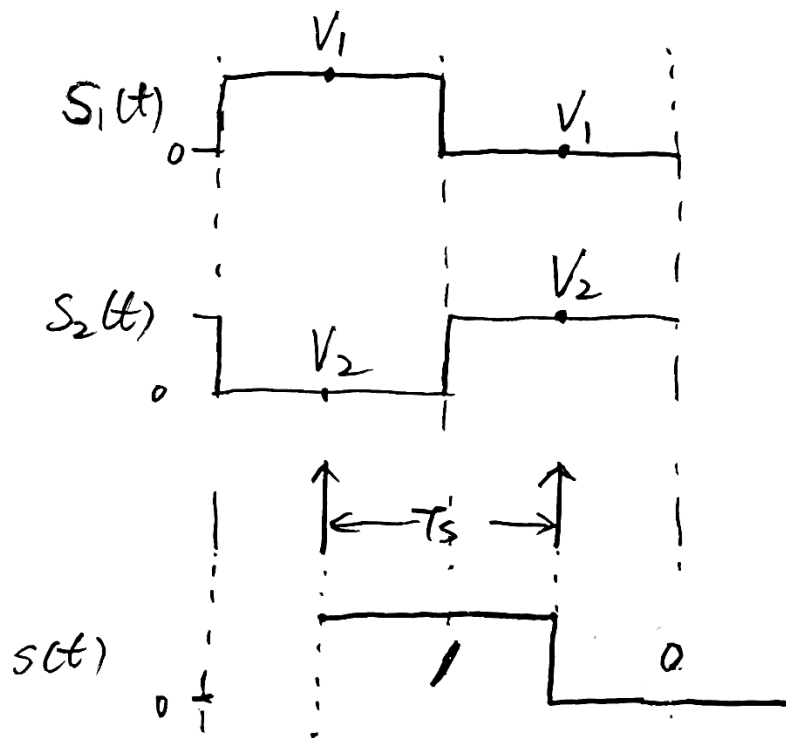


在一个码元周期内, $\begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases}$ 上路为ASK

(X): $A \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t = A \cos^2 \omega_c t = \frac{A}{2} (1 + \cos 2\omega_c t)$

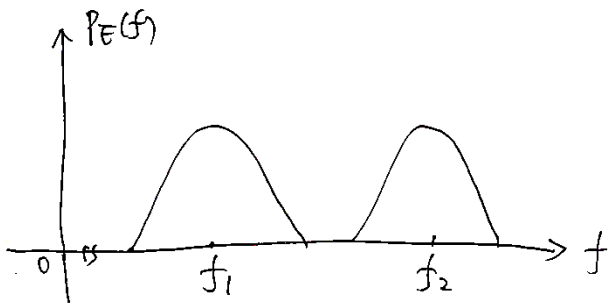
LPF: $\frac{A}{2}$

判决时上下支路波形交替:



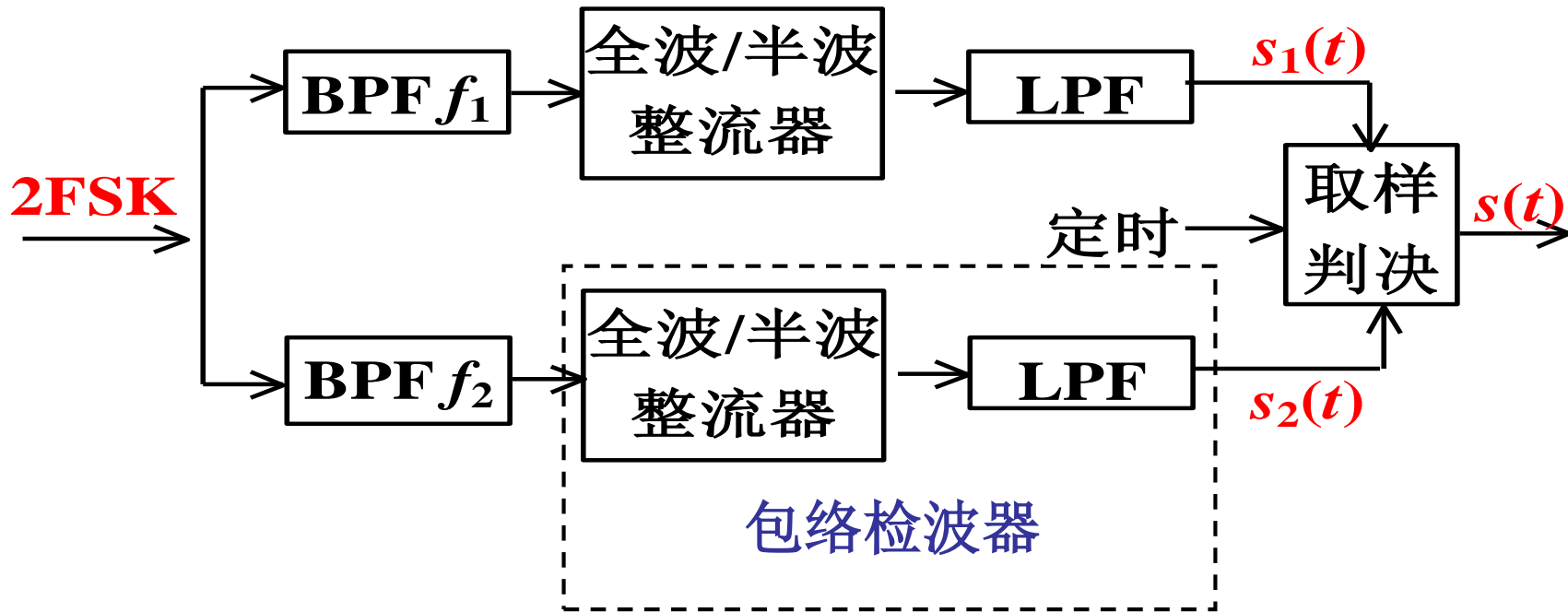
判决规则:

$$\begin{cases} V_1 \geq V_2 \rightarrow \text{"1"} \\ V_1 < V_2 \rightarrow \text{"0"} \end{cases}$$



抽样判决时不设置门限值，
比较两路信号抽样值大小

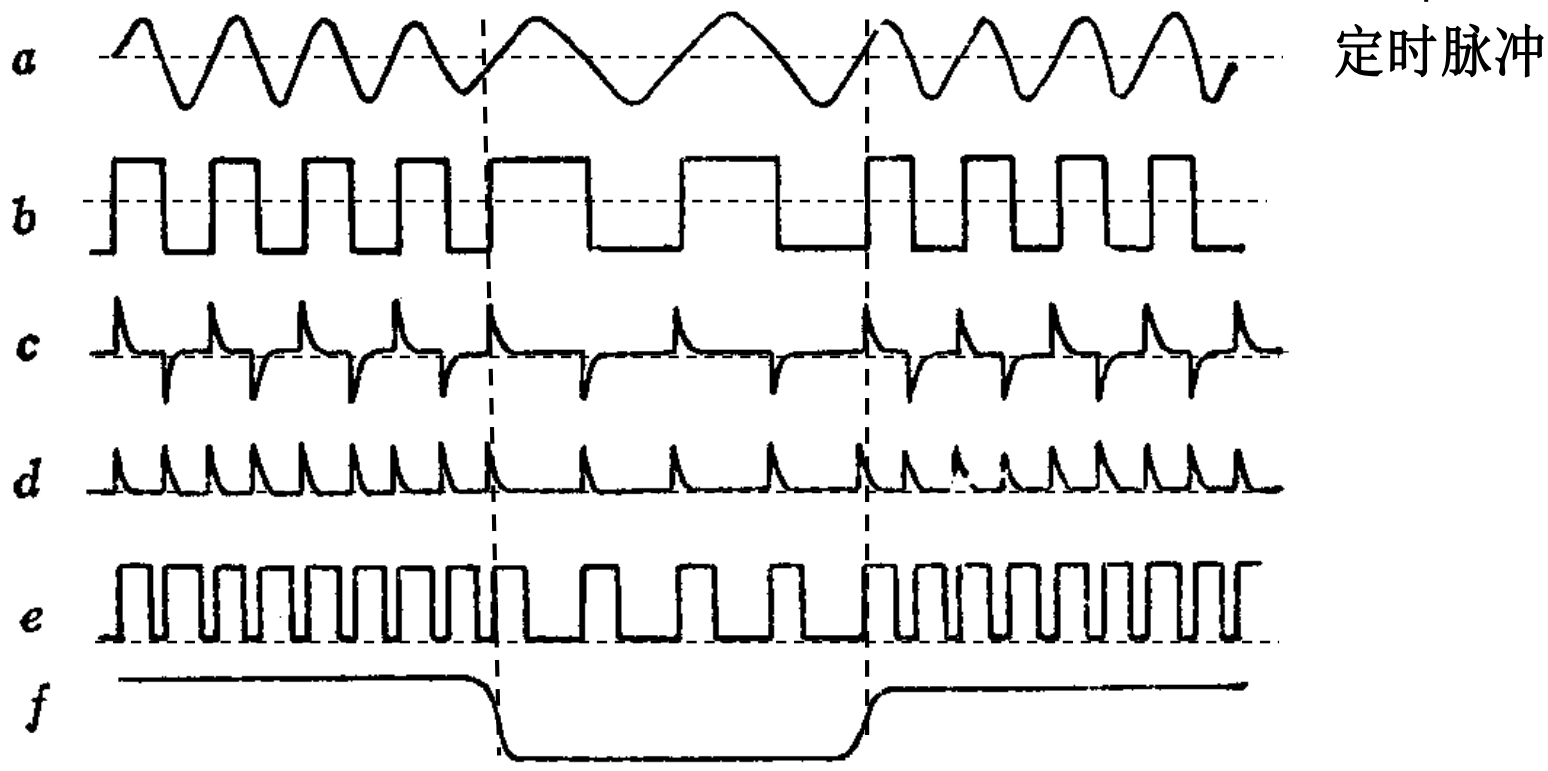
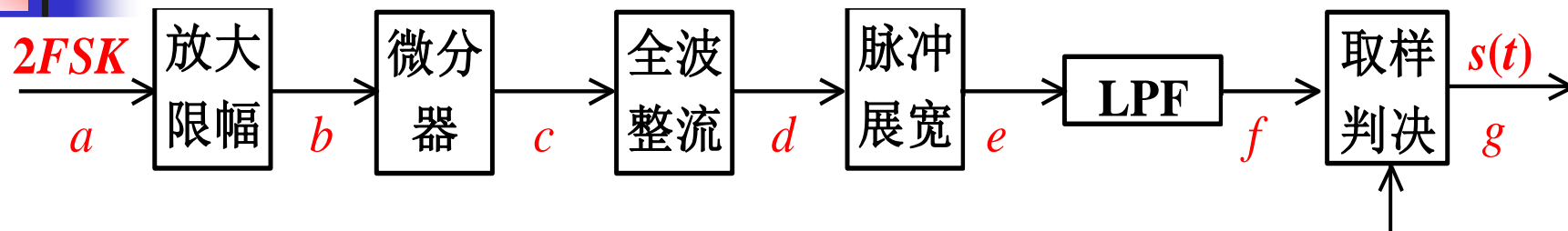
■ 包络检波



判决规则: $V_1 \geq V_2 \Rightarrow "1"$

$V_1 < V_2 \Rightarrow "0"$

■ 过零检测



$$\cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

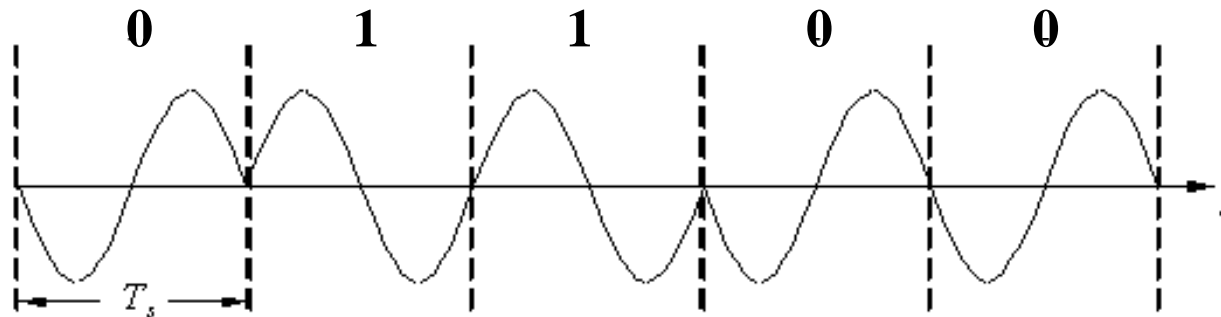
二进制移相键控 (2PSK)

- 利用载波的不同相位表示0和1，2PSK也称
绝对移相键控

■ 调制原理

- φ_n 表示第 n 个码元的绝对相位

$$\varphi_n = \begin{cases} 0 & \text{发送“1”} \\ \pi & \text{发送“0”} \end{cases}$$





* 每个码元周期必须包含整数个载波周期，
即：每个码元的起始相位与其结束相位相同

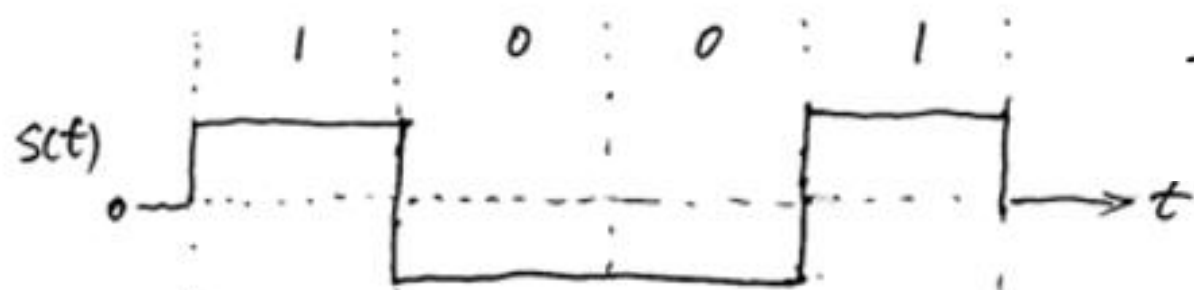
- 设基带信号 $s(t)$ 为双极性不归零码序列

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$
$$a_n = \begin{cases} +A & p, \text{ 发 "1"} \\ -A & 1-p, \text{ 发 "0"} \end{cases}$$

- 载波 $\cos\omega_c t$ ，设初始相位为0

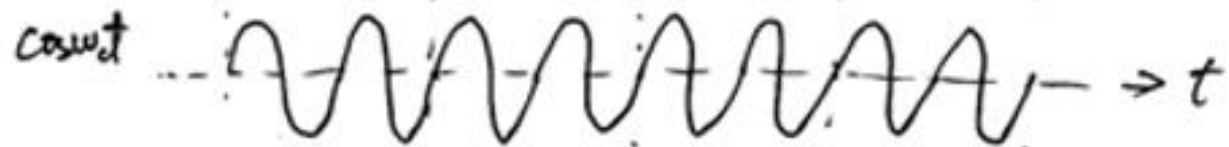
- 2PSK信号 $e_o(t) = s(t) \cos \omega_c t$

$$= \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{发 "1"} \\ A \cos(\omega_c t + \pi) & \text{发 "0"} \end{cases}$$
$$= -A \cos \omega_c t$$



2PSK

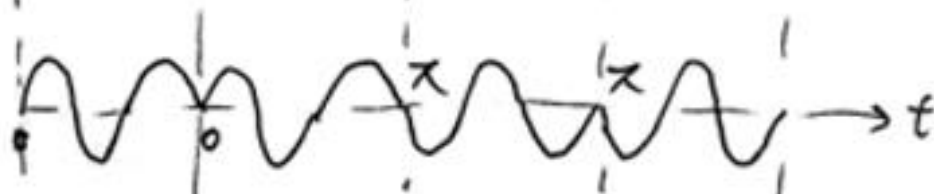
$\begin{cases} 0 \rightarrow "1" \\ \pi \rightarrow "0" \end{cases}$



$$T_s = nT_c \quad (T_s = 2T_c)$$

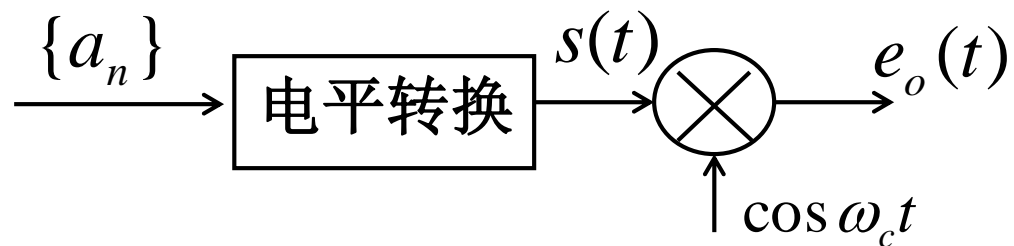


$$T_s \neq nT_c \quad (T_s = 1.5T_c)$$

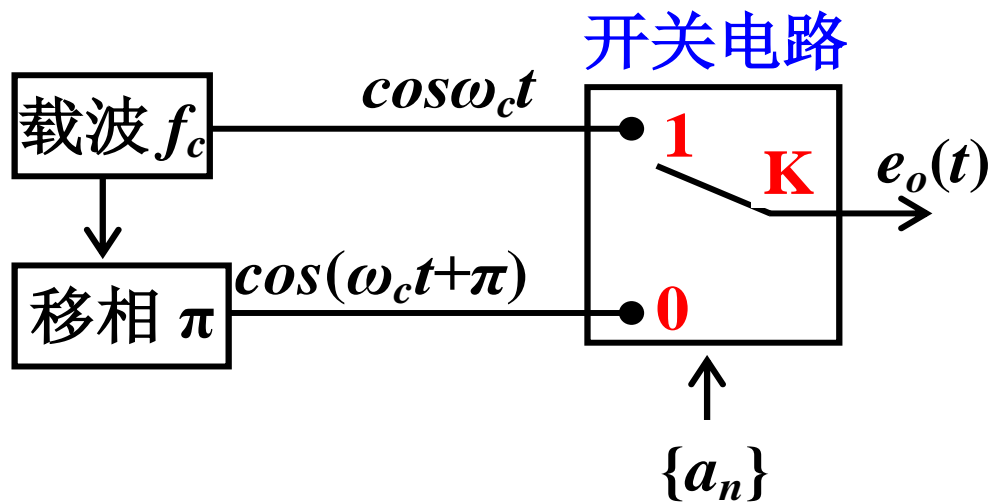


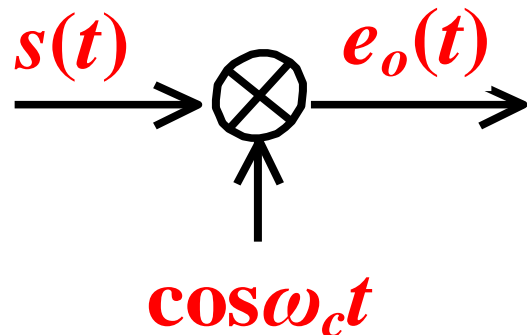
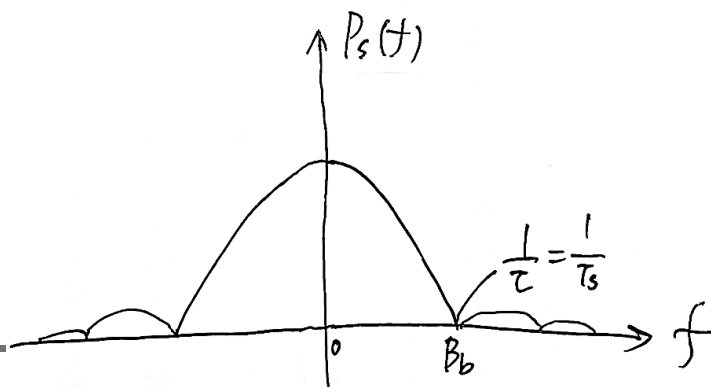
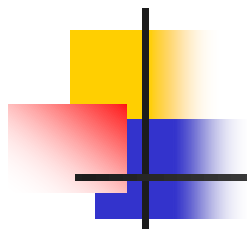
■ 2PSK信号产生

■ 模拟调制法



■ 键控法





■ 功率谱

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

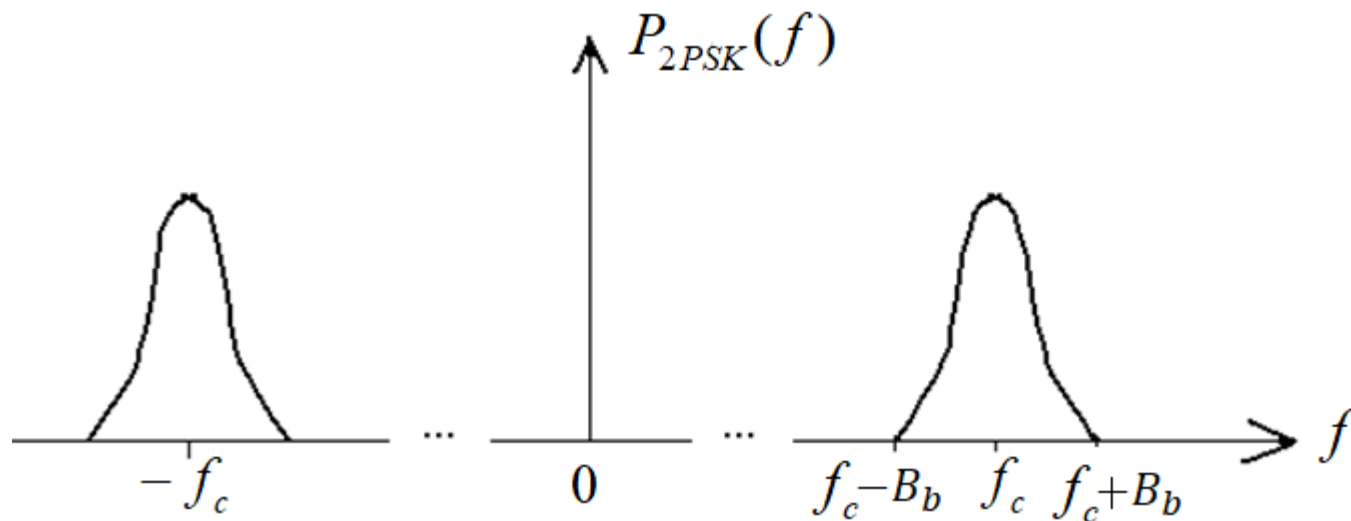
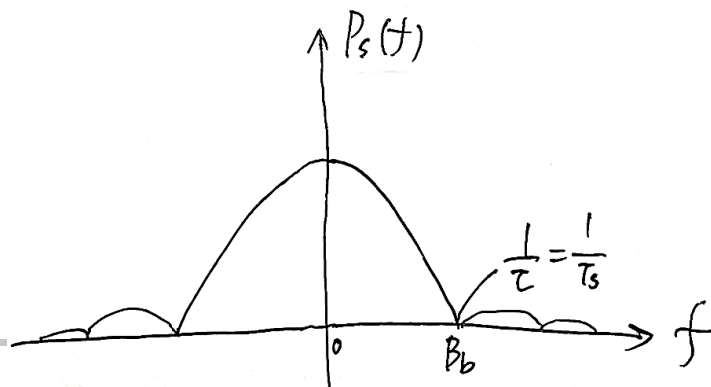
- $s(t)$ 为双极性不归零矩形脉冲序列，0、1等概时， $s(t)$ 的功率谱 $P_s(f) = T_s S_a^2(\pi f T_s)$
- 2PSK 的功率谱

$$P_E(f) = \frac{T_s}{4} \{ S a^2 [\pi(f + f_c) T_s] + S a^2 [\pi(f - f_c) T_s] \}$$



■ 结论

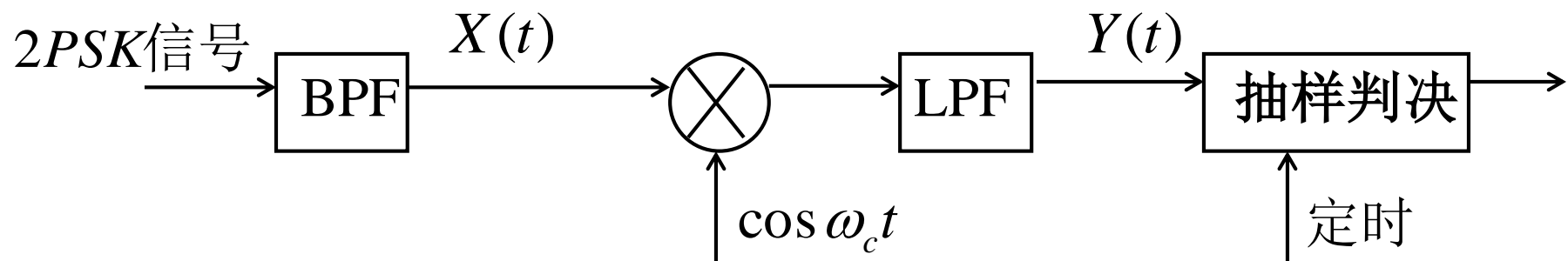
- 2PSK可看作是双极性不归零的基带信号进行双边带抑制载波调制
- 带宽为基带信号的2倍，即： $B_{2PSK} = 2B_b$



$$e_o(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{"1"} \\ -A \cos \omega_c t & \text{"0"} \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} A \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t &= \frac{A}{2} (1 + \cos 2\omega_c t) \Rightarrow \pm \frac{A}{2} \\ -A \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t &= -\frac{A}{2} (1 + \cos 2\omega_c t) \end{aligned}$$

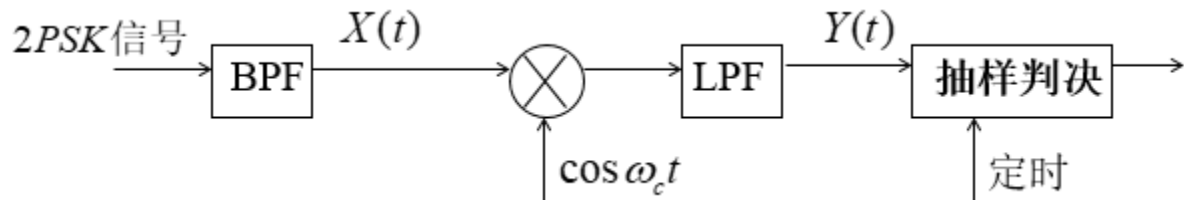
■ 2PSK解调

■ 相干解调法

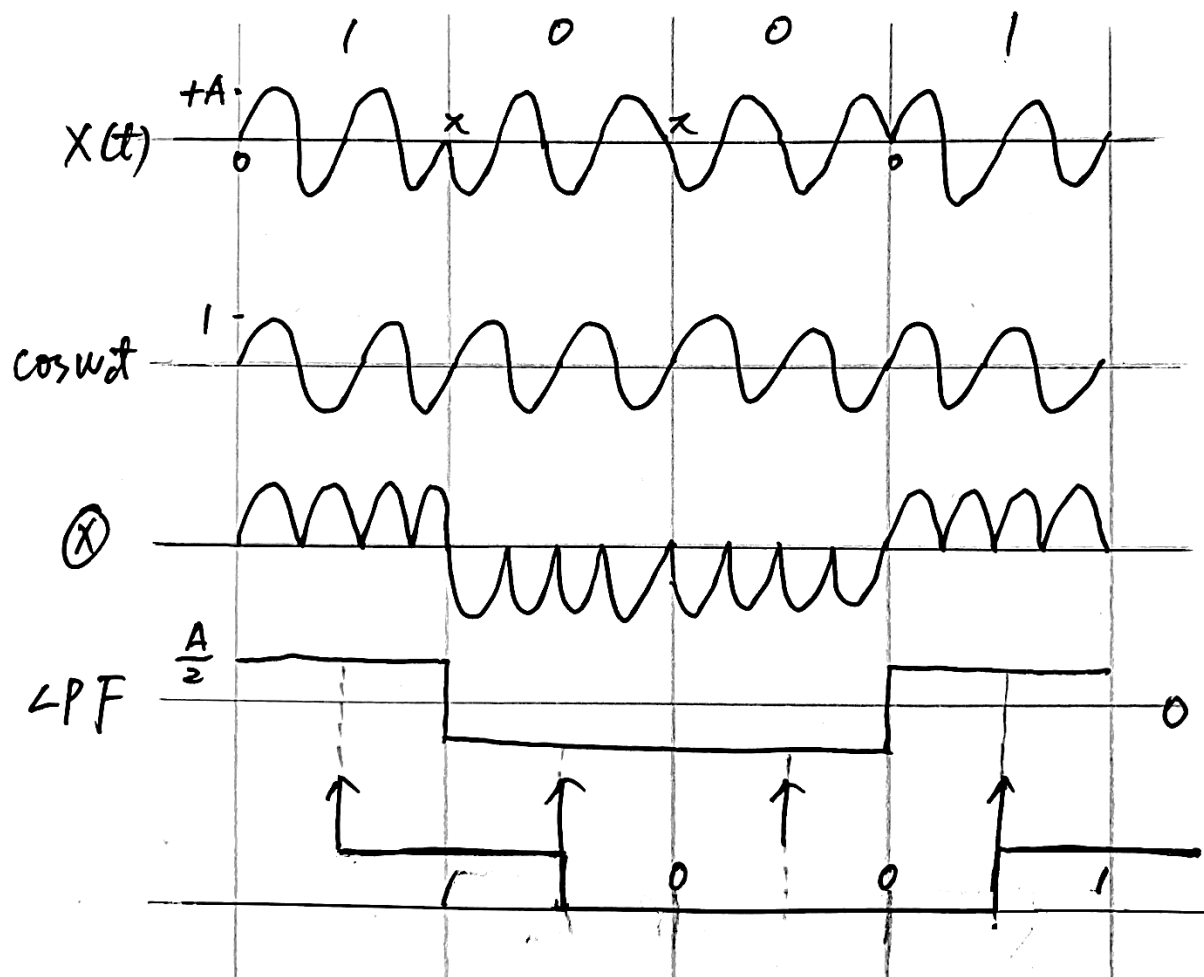


判决门限为0

■ 存在相位模糊问题



2PSK 解调 $\varphi_n = \begin{cases} 0 & \text{"1"} \\ \pi & \text{"0"} \end{cases}$



$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1}$$

二进制差分移相键控 (2DPSK)

- 利用前后码元相位的相对变化表示0和1，与载波的初始相位无关，也称**相对移相键控**

■ 调制原理

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \text{发送“0”，同相} \\ \pi & \text{发送“1”，倒相} \end{cases}$$

- 用前后码元的相位差表示0和1，以前一码元的末相位作为参考相位

绝对码 $\{a_n\}$

相对码 $\{b_n\}$

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \text{"1"} \\ \pi & \text{"0"} \end{cases}$$

传号差分码

$\cos \omega_c t$

2DPSK

$$\Delta \varphi = \begin{cases} 0 & \text{"0"} \\ \pi & \text{"1"} \end{cases}$$

$-\cos \omega_c t$

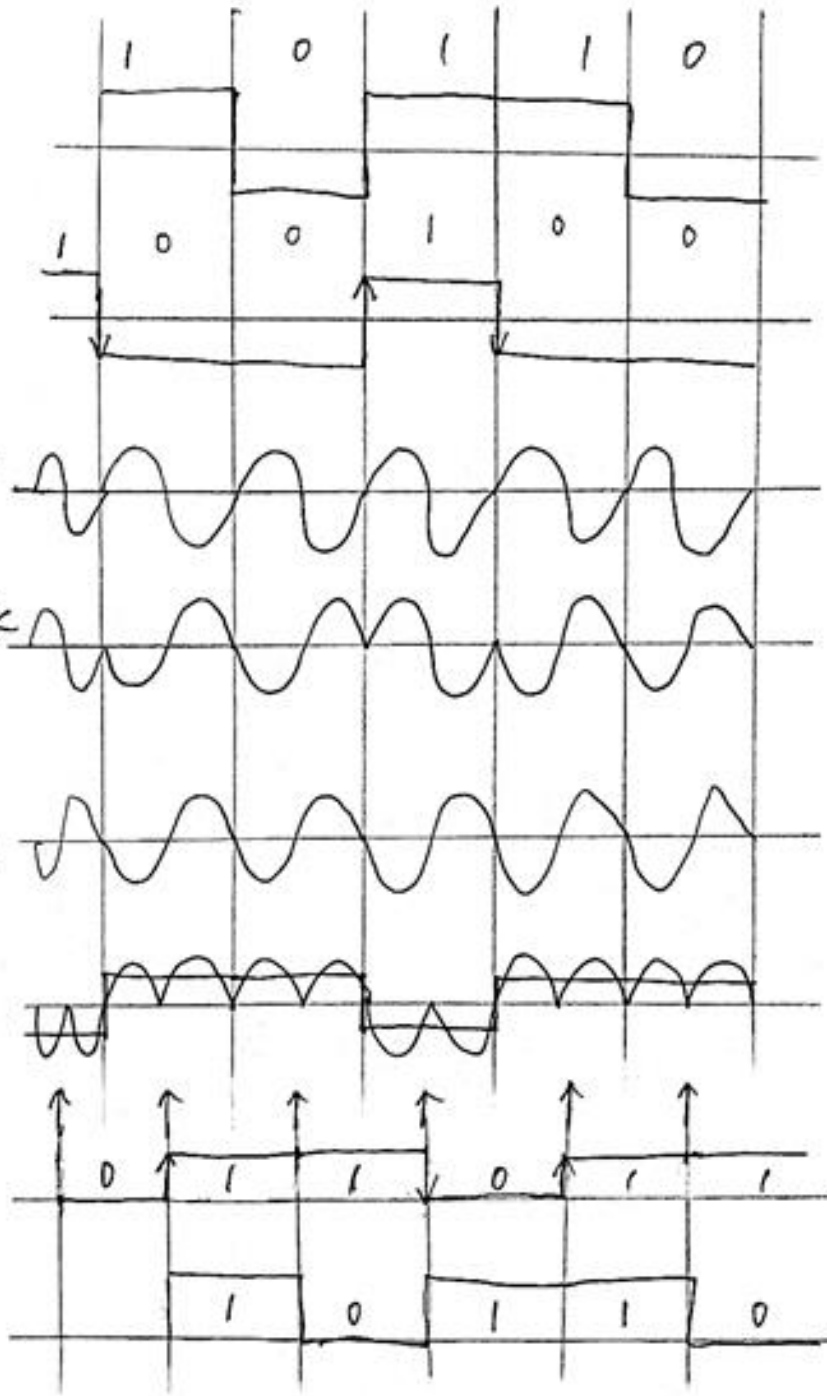
载波相位倒相

\otimes , LPF

判决门限0

$\{b'_n\}$

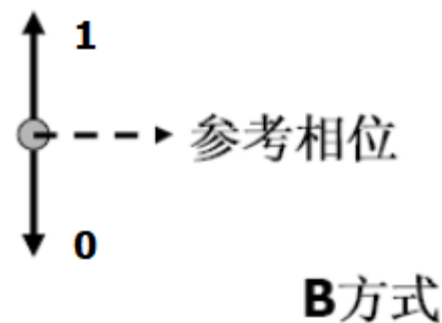
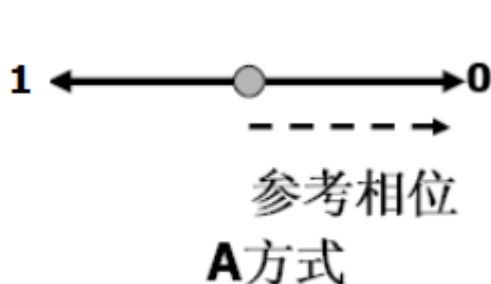
$\{a_n\}$



参考相位：对于2PSK指载波相位；

对于2DPSK指前一码元相位

■ 2DPSK信号矢量图



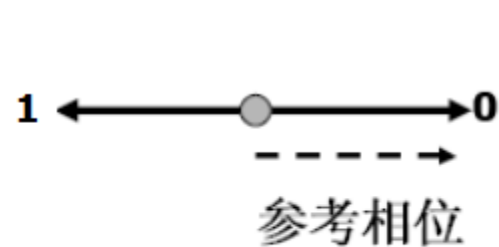
■ 设参考相位（前一码元）均为0

A方式：

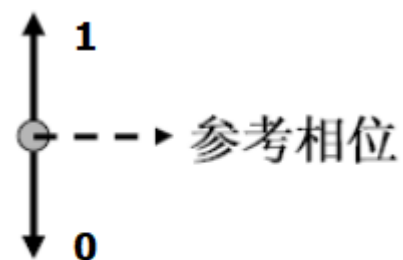
$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \text{发“0” 同相} \\ \pi & \text{发“1” 倒相} \end{cases}$$

B方式：

$$\Delta\varphi = \begin{cases} -\pi/2 & \text{发“0” 后移} \\ \pi/2 & \text{发“1” 前移} \end{cases}$$

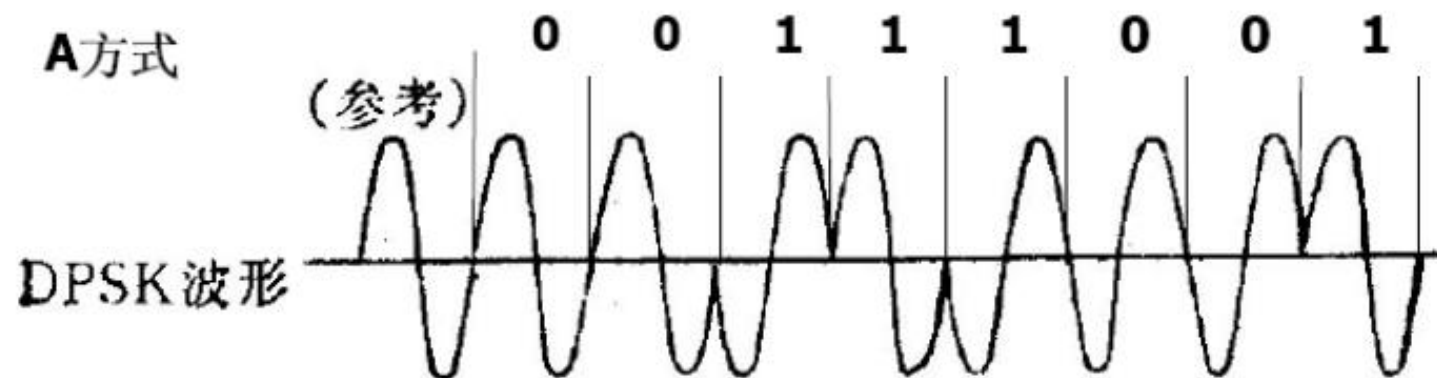


A方式

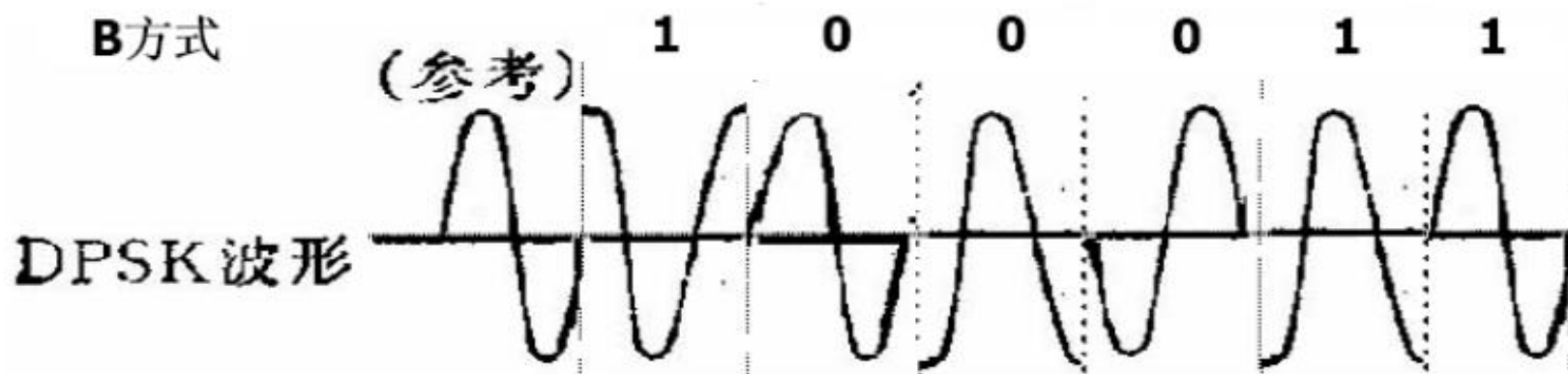


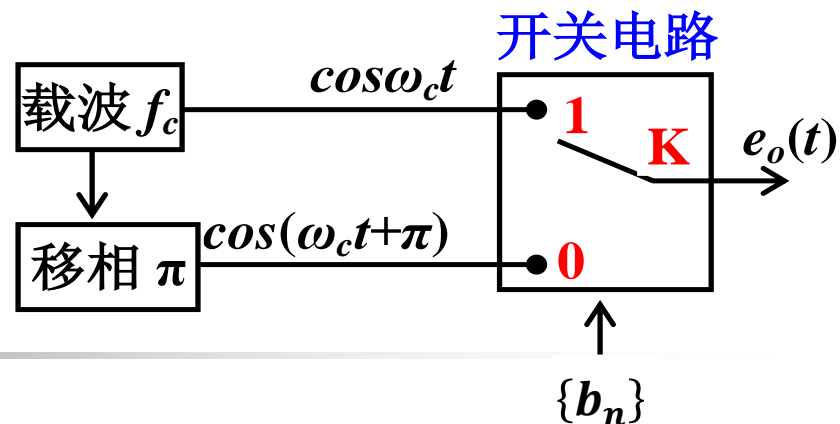
B方式

A方式



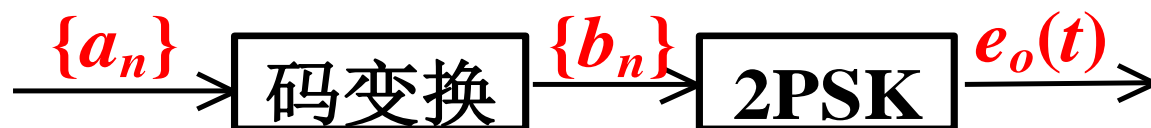
B方式





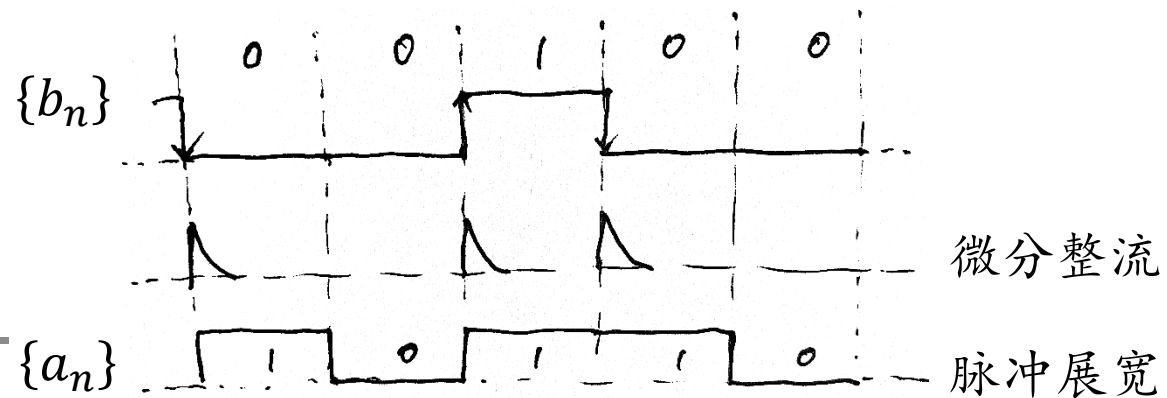
■ 2DPSK信号产生

- 码变换 + 2PSK移相键控



■ 功率谱

- 与2PSK完全相同, $B_{2\text{DPSK}} = 2B_b$

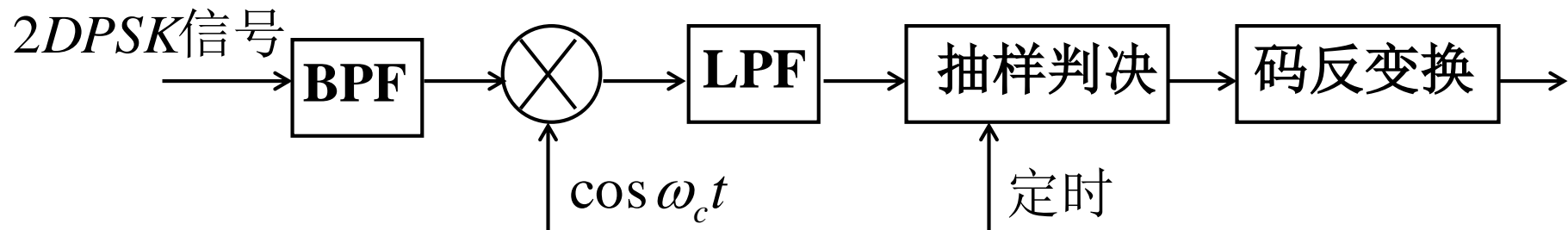


■ 2DPSK解调

■ 相干解调法

■ 2PSK相干解调+码反变换

■ 码反变换：微分器→全波整流→脉冲展宽



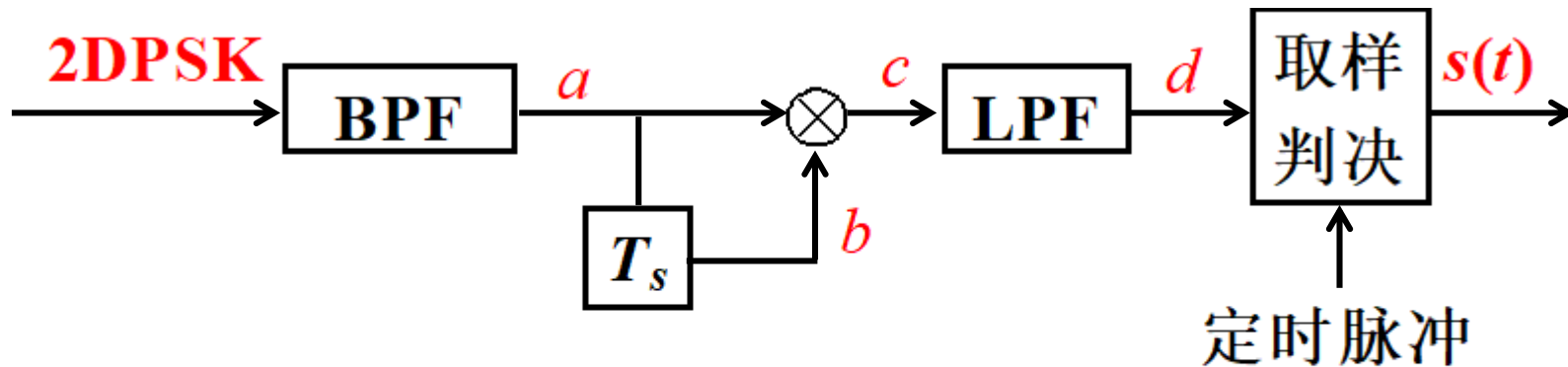
判决门限为0

■ 相位比较法

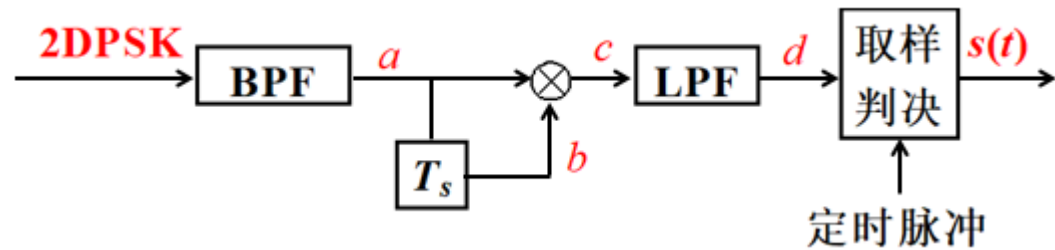
■ 差分相干解调

A方式:

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \text{发“0” 同相} \\ \pi & \text{发“1” 倒相} \end{cases}$$

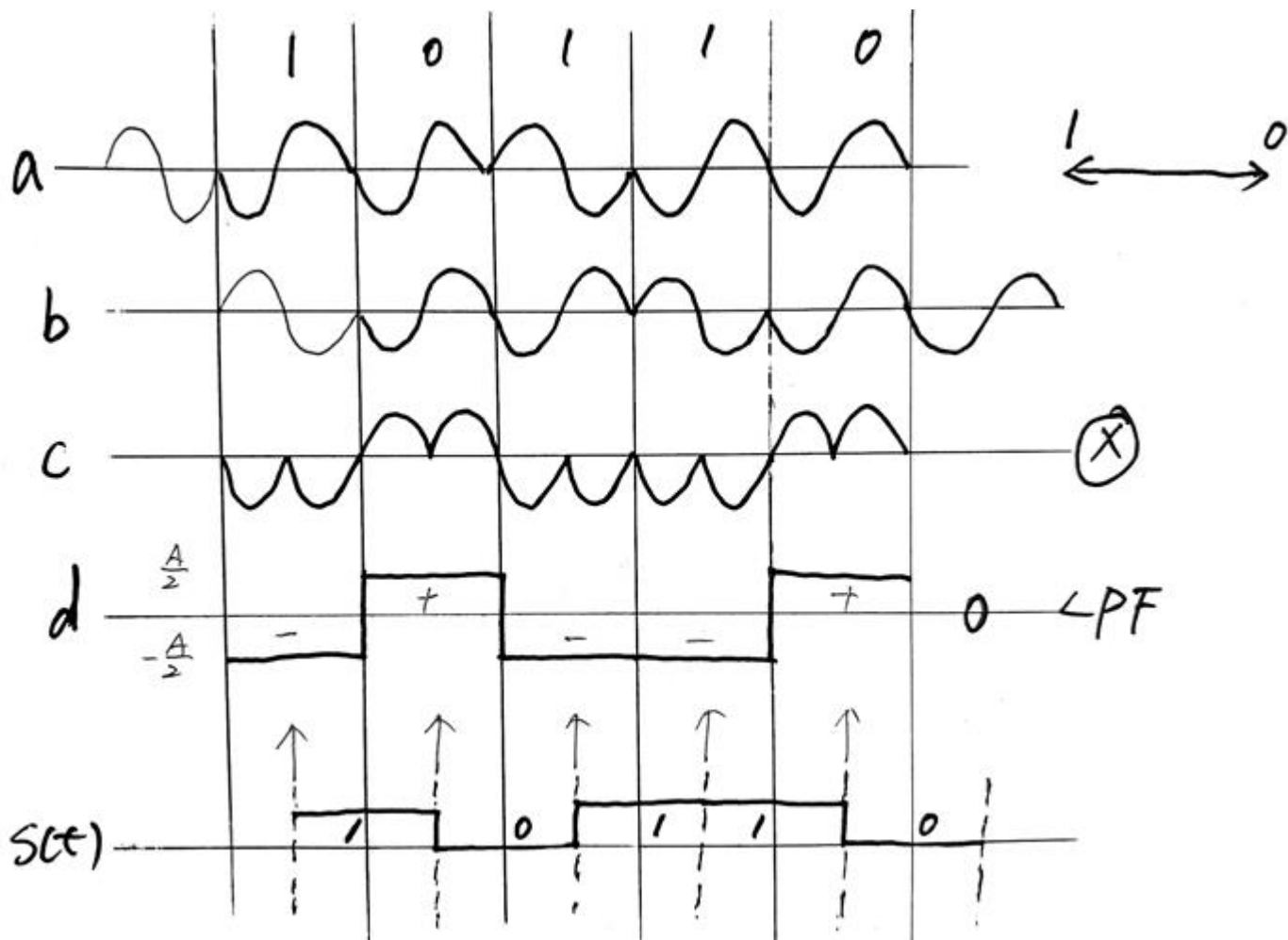


■ 判决: $+$ \rightarrow **0**, $-$ \rightarrow **1** 判决门限为**0**



2DPSK

延时 T_s



$$s_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases} \quad \text{在一个 } T_s \text{ 内, 1码功率 } S_i = \overline{s_i^2(t)} = \overline{(a \cos \omega_c t)^2} = \frac{1}{2} a^2$$

7.3 二进制数字调制系统抗噪性能

■ 指标：误码率

■ 误码率与信噪比的关系

- 系统信噪比越高，误码率越低
- 对同一系统，相干解调比包络检波误码率略低，抗噪性稍好

发"1"码的信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = r$$

- 从带宽和频带利用率上来看，2ASK、2PSK、2DPSK的有效性相同，2FSK最低

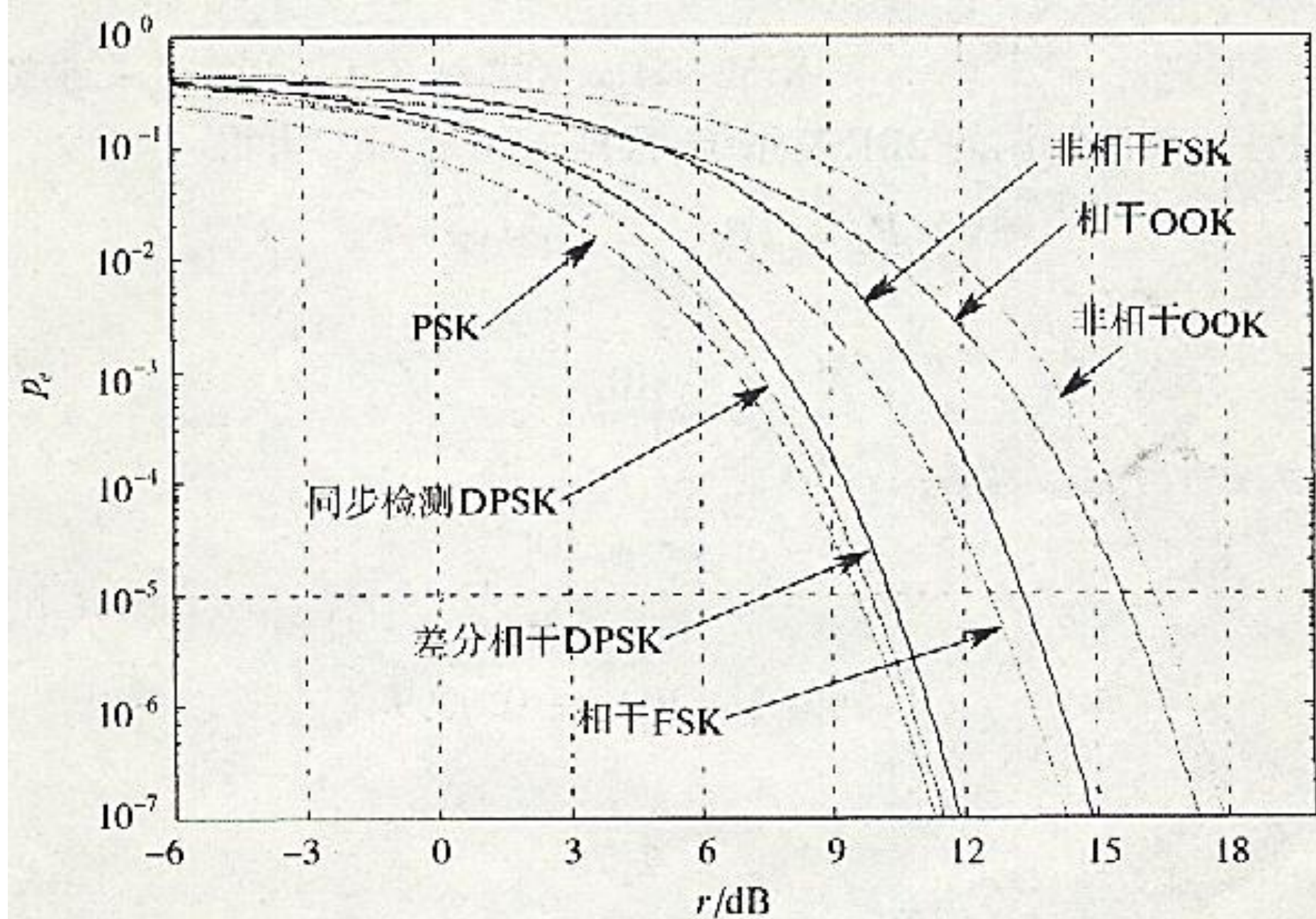


图 6-18 三种数字调制系统的 $P_e - r$



7.5 多进制数字调制系统

■ 目的：提高频带利用率

- 若以 $\eta_b = R_b / B$ 表示频带利用率, $R_b = R_B \log_2 M$
当 R_B 不变, 带宽 B 相同时, 通过增加进制数 M , 可以增大 R_b , 从而在相同带宽内传输多个比特的信息, 因而 η_b 高
- 当 R_b 相同时, 通过增加进制数 M , 可以降低 R_B , 从而减小信号带宽, 节约频带资源
- 代价: 相同信噪比时, 多进制调制系统抗噪性低于二进制系统; 要保持与二进制系统相同的抗噪性能, 需要更大的发射信号功率

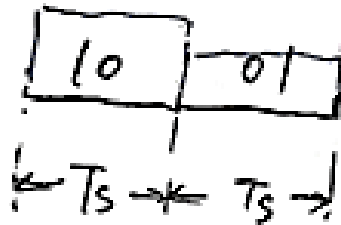
$$\textcircled{1} \uparrow \eta_b = \frac{R_b}{B} = \frac{R_b \cdot \log_2 M \uparrow}{B}$$

二进制



带宽取决于码元波型

M进制



T_s 不变, R_b 相同, $M \uparrow$, $\eta_b \uparrow$

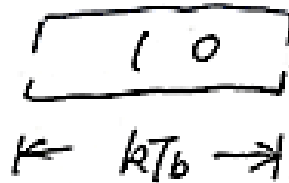
$$\textcircled{2} \uparrow \eta_b = \frac{R_b}{B \downarrow}$$

二进制



$T_s = T_b$

M进制



$T_s = kT_b$, $M = 2^k$

M进制 T_s 变长, $\downarrow R_b = \frac{1}{T_s} \uparrow$, B 压缩, R_b 相同时, η_b 增大



一. 多电平调制MASK

■ 原理

- 设 M 电平信号的码元宽度为 T_s ，基带波形为 $g(t)$ ，则MASK信号可以表示为

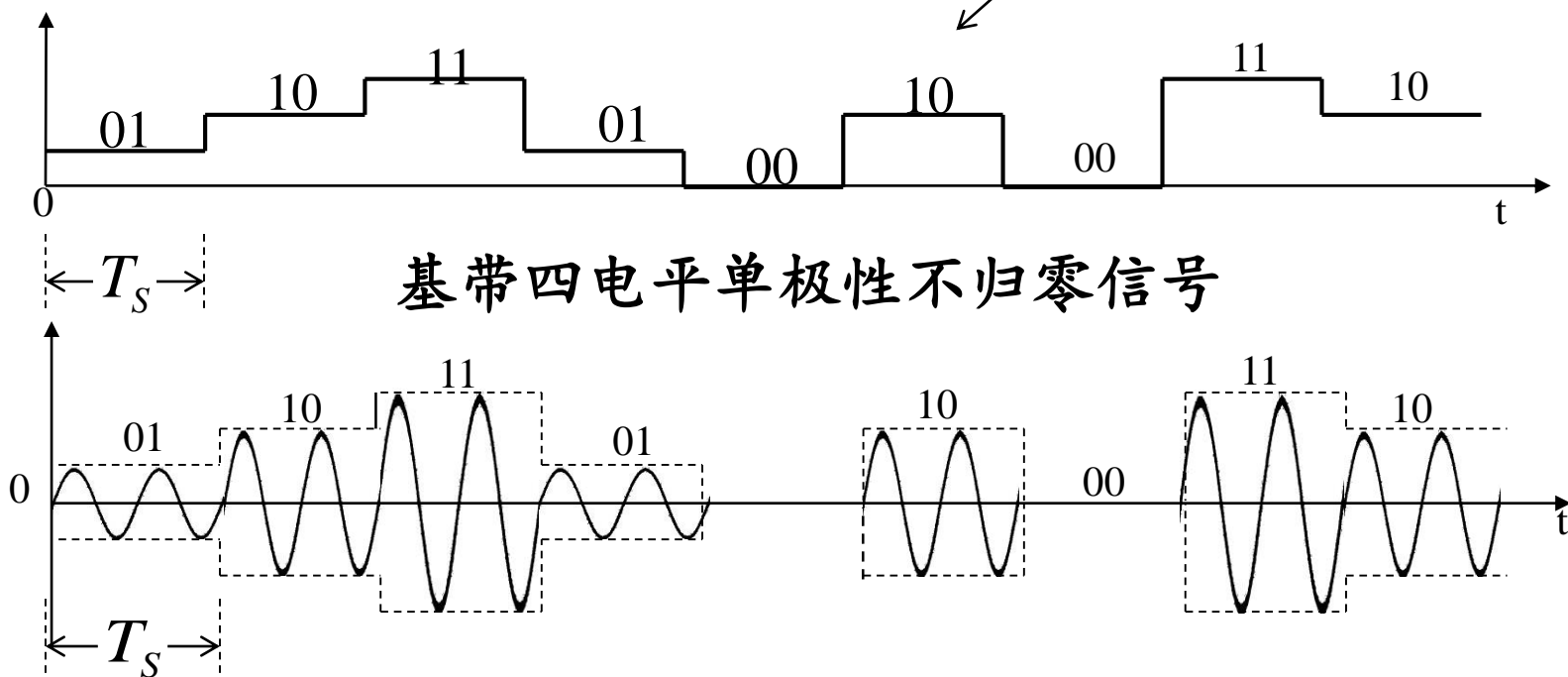
$$e_o(t) = \left[\sum_n b_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t$$

矩形脉冲
不归零波

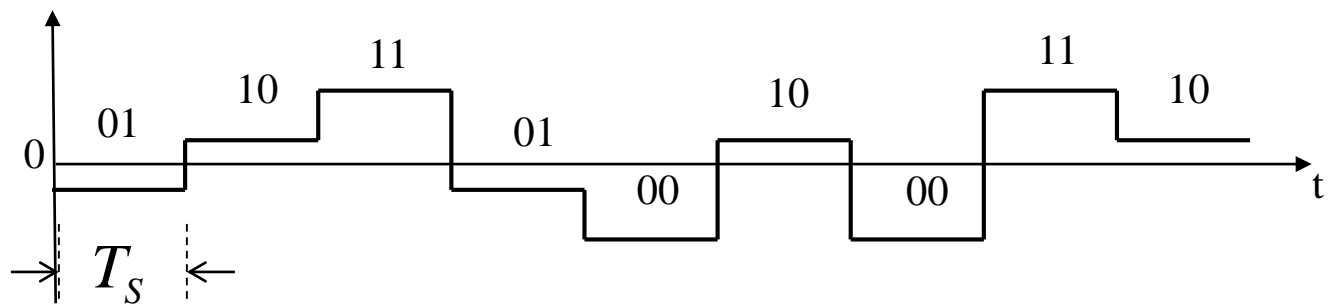
$$b_n = \begin{cases} d_1 & P_1 \\ d_2 & P_2 \\ \vdots & \\ d_M & P_M \end{cases} \quad \sum_{i=1}^M P_i = 1$$

■ 以4ASK为例

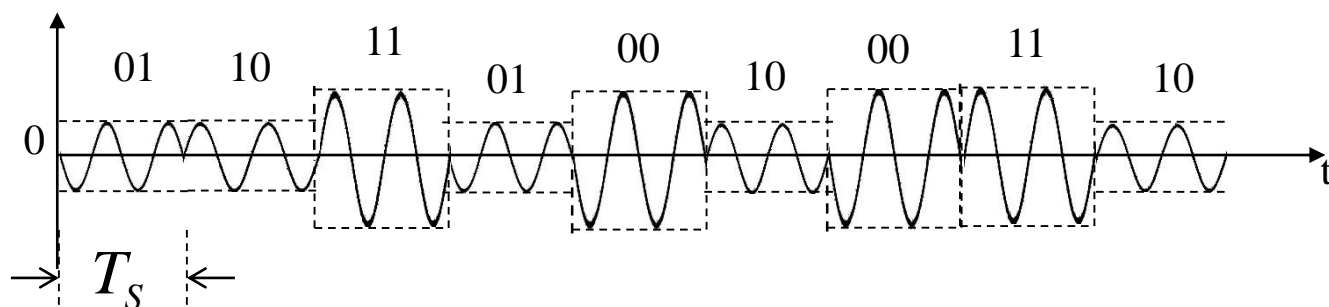
含直流分量，
调制后有载频



4ASK信号



基带四电平双极性不归零信号

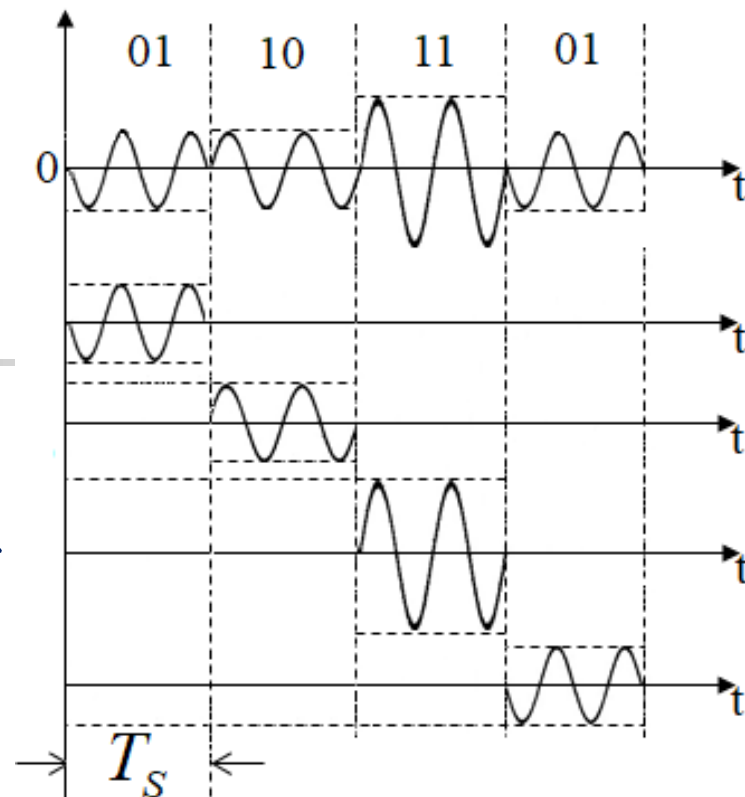


抑制载波4ASK信号

(调制效率高, 不能用包络检波解调, 只能用相干解调)

频域特性

- *MASK* 可以看成是时间上不重叠的 *M* 个不同幅度的 2ASK 信号叠加



- 基带信号 $s(t)$ 为 *M* 进制不归零矩形波

$$e_{MASK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

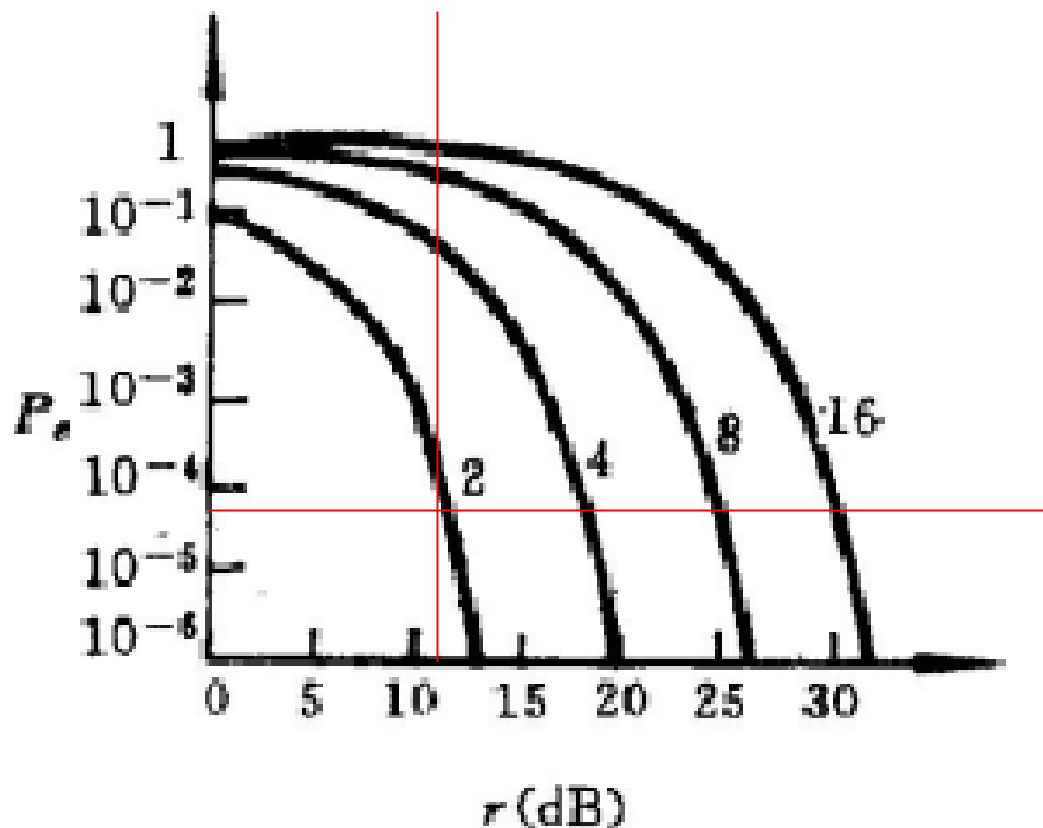
$$P_{MASK}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$$

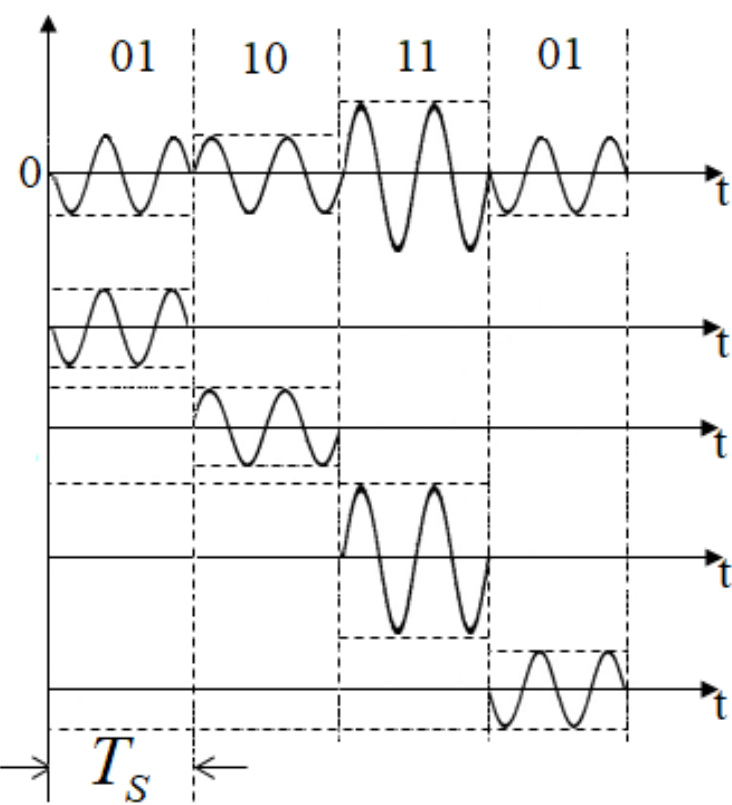
$$B_{MASK} = B_{2ASK} = 2B_b$$

码元速率相同时

MASK抗噪性能

- 误码率 P_e 与进制数 M 和信噪比 r 的关系





■ 结论

- 优点： $MASK$ 信号的带宽为 M 进制基带信号带宽的2倍，与和 $2ASK$ 信号的带宽相同，则频带利用率 (bps) 高
- 缺点：判决门限多，抗噪性能差
- $MASK$ 系统牺牲可靠性换取有效性



二. 多相调制MPSK/MDPSK

- 设 M 进制信号码元宽度为 T_s , M 种码元用 M 种相位值 φ_k 表示, 则在一个码元持续期间 T_s 内, 多相调制信号可表示为:

$$\begin{aligned}e_o(t) &= \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad k = 1 \cdots M \\&= \cos \varphi_k \cos \omega_c t - \sin \varphi_k \sin \omega_c t \\&= I_k \cos \omega_c t - Q_k \sin \omega_c t\end{aligned}$$

- MPSK可看作是2个MASK信号之和, 其带宽应与MASK相同, 是多电平基带信号的2倍

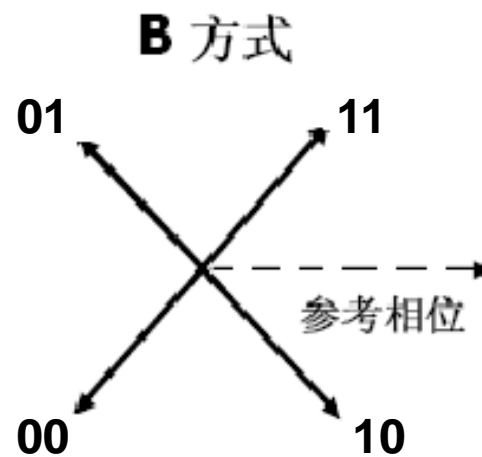
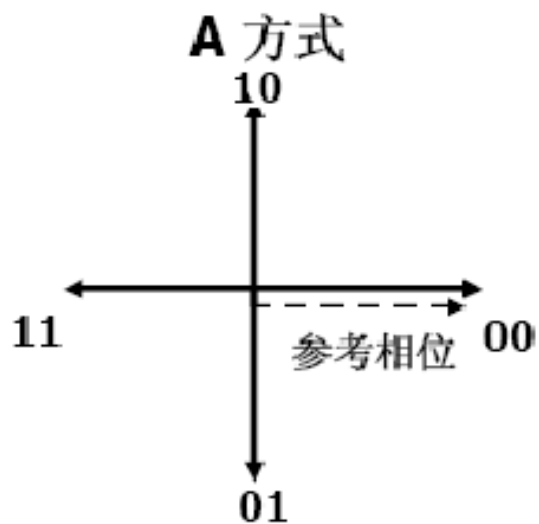
1. 四相绝对移相键控4PSK (QPSK)

- 用载波的4种不同相位表示四进制码元，每一种相位可表示 $2bit$ 信息

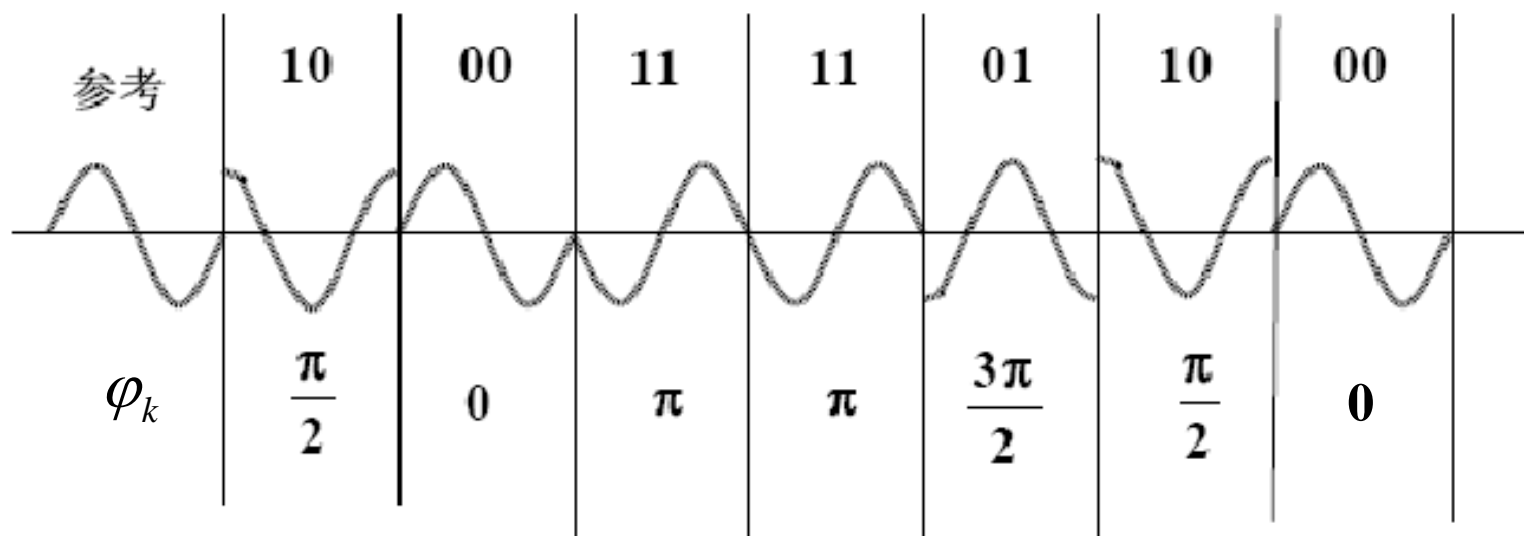
■ QPSK两种编码方式及矢量图

双比特码元		相位差 φ_k			
<i>a</i>	<i>b</i>	A方式		B方式	
0	0	0°	0	225°	$-3\pi/4$
1	0	90°	$\pi/2$	315°	$-\pi/4$
1	1	180°	π	45°	$\pi/4$
0	1	270°	$-\pi/2$	135°	$3\pi/4$

- 以载波相位为参考相位

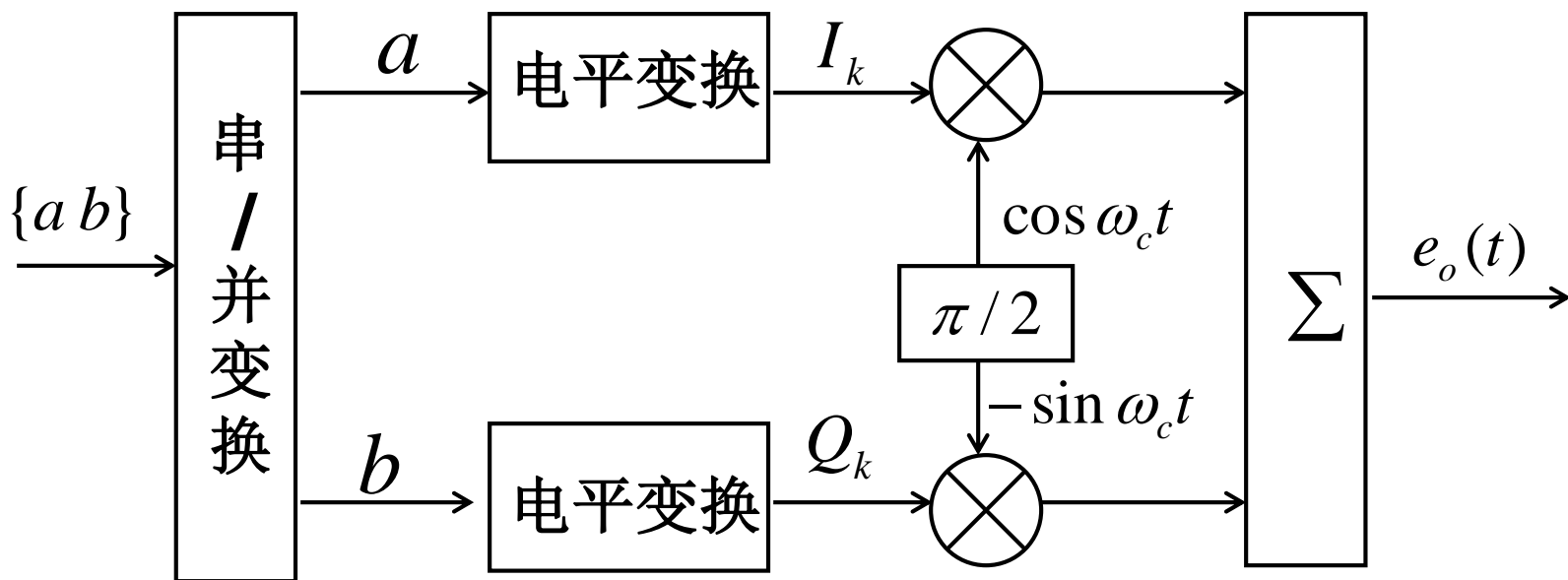


QPSK 信号波形 (A方式)



■ QPSK信号产生 (B方式)

■ 调相法 (QPSK正交调制)



- QPSK可看作两个正交的2PSK调制合成
- QPSK带宽为四电平基带信号带宽的2倍



■ 电平变换

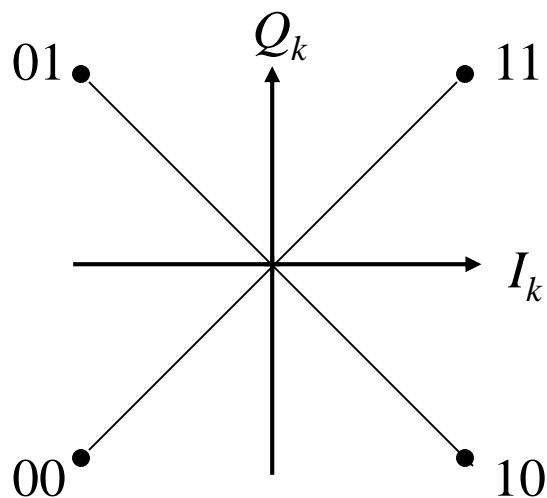
- 二进制码元 “1”→双极性不归零脉冲 “+1”
- 二进制码元 “0”→双极性不归零脉冲 “-1”

- $$\begin{aligned} e_o(t) &= I_k \cos \omega_c t - Q_k \sin \omega_c t \\ &= \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} \cos(\omega_c t + \varphi_k) \end{aligned}$$

■ 此正交载波实现B方式调相



■ 正交调制合成矢量



a	b	I_k	Q_k	φ_k
0	0	-1	-1	$-3\pi/4$
1	0	+1	-1	$-\pi/4$
1	1	+1	+1	$\pi/4$
0	1	-1	+1	$3\pi/4$

正交调制的基本原理:

- ① 4PSK 信号在 一个码元 之持续时间 T_s 内:
(双 bit 码元)

$$\begin{aligned} e_o(t) &= I_k \cos \omega_c t - Q_k \sin \omega_c t \\ &= \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} \cos(\omega_c t + \varphi_k) \end{aligned}$$

- ② 电平变换

设 $\begin{cases} "1" \rightarrow "+1" \\ "0" \rightarrow "-1" \end{cases}$ 双极性不归零脉冲

ab	I_k	Q_k
0 0	-1	-1
1 0	+1	-1
1 1	+1	+1
0 1	-1	+1

③ 计算 φ_k 值

$$\text{利用公式} \quad \begin{cases} \sin \omega t = \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ -\sin \omega t = \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$

$$\underline{e_o(t) = I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t}$$

$$\frac{1}{2} \text{ 当 } ab=11 \text{ 时, } I_k=+1, Q_k=+1$$

$$e_o(t) = \cos \omega t - \sin \omega t$$

$$= \cos \omega t + \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

$$= \sqrt{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{4})$$

$$\therefore \varphi_k = \frac{\pi}{4}$$

ab	I_k	Q_k
00	-1	-1
10	+1	-1
11	+1	+1
01	-1	+1

同理:

$$\frac{1}{2} \text{ 当 } ab=01, I_k=-1, Q_k=+1$$

$$\varphi_k = \frac{3}{4}\pi$$

$$ab=00$$

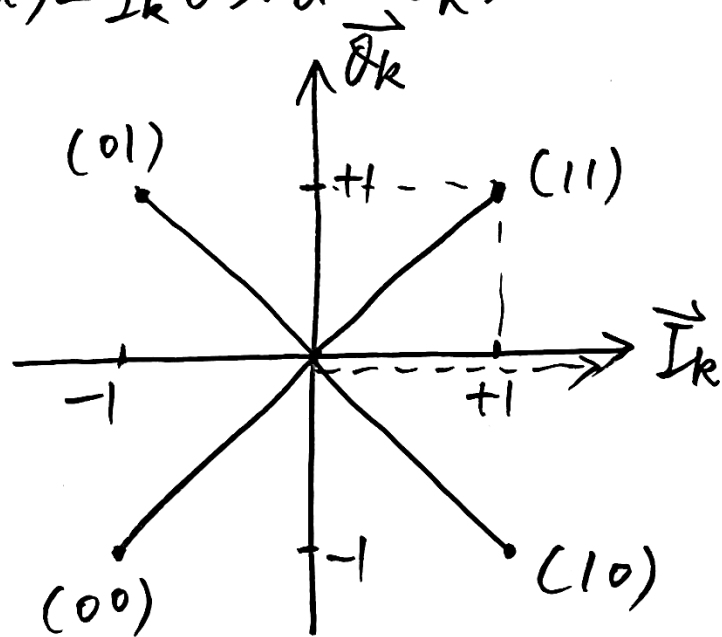
$$\varphi_k = -\frac{3}{4}\pi$$

$$ab=10$$

$$\varphi_k = -\frac{\pi}{4}$$

④ 正交合成

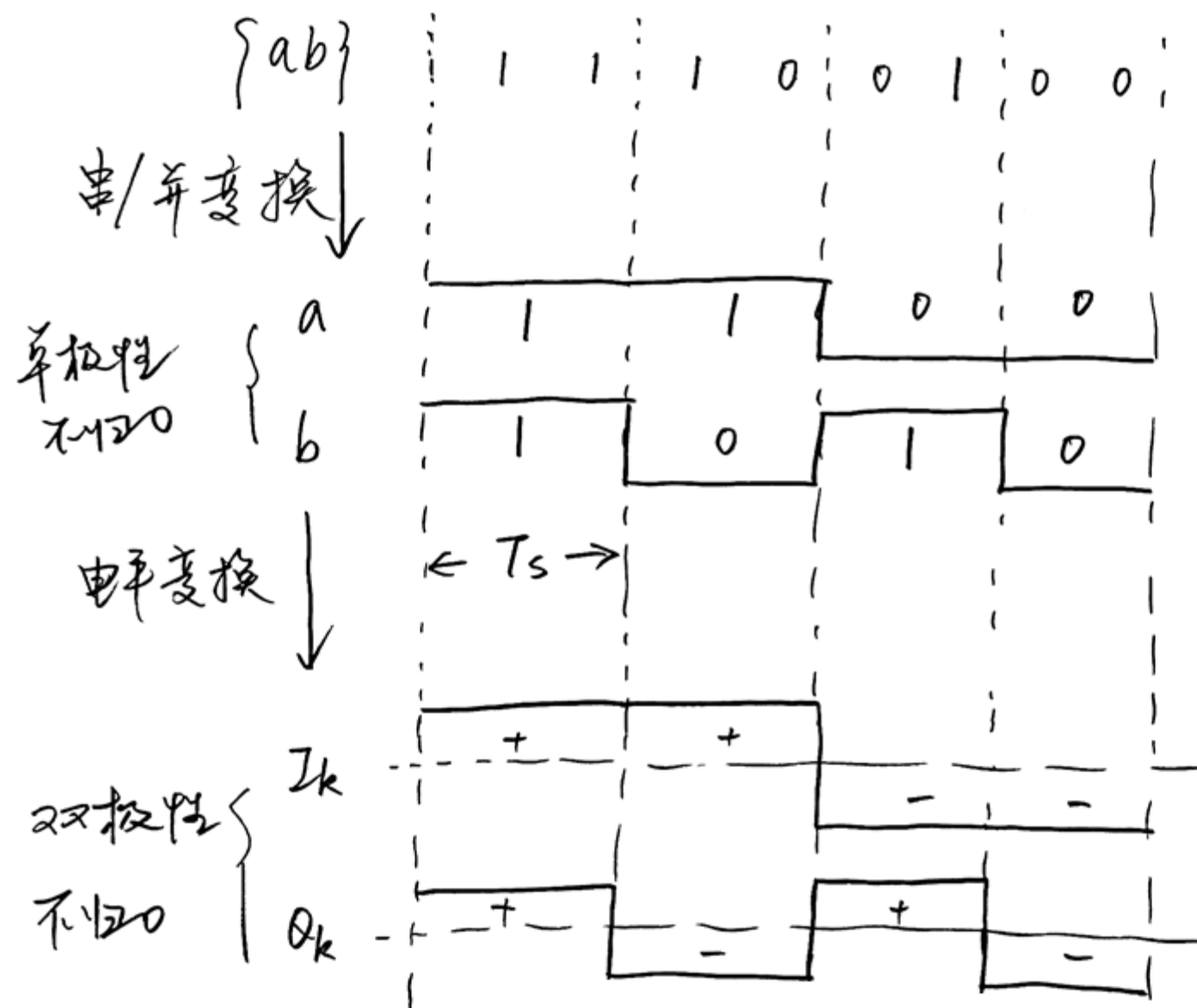
$$e_o(t) = I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t$$



ab	$I_k Q_k$	ϕ_k
00	-1 -1	$-\frac{3}{4}\pi$
10	+1 -1	$-\frac{\pi}{4}$
11	+1 +1	$\frac{\pi}{4}$
01	-1 +1	$\frac{3}{4}\pi$

当正交载波为 $\cos \omega t$ 和 $-\sin \omega t$ 时, 实现B方式调相.
 \parallel
 $\cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$

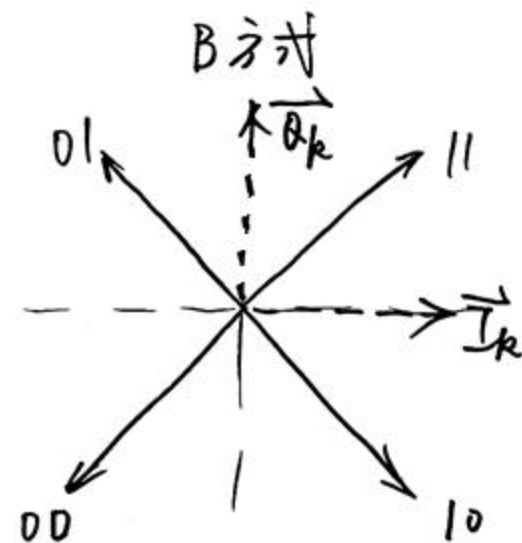
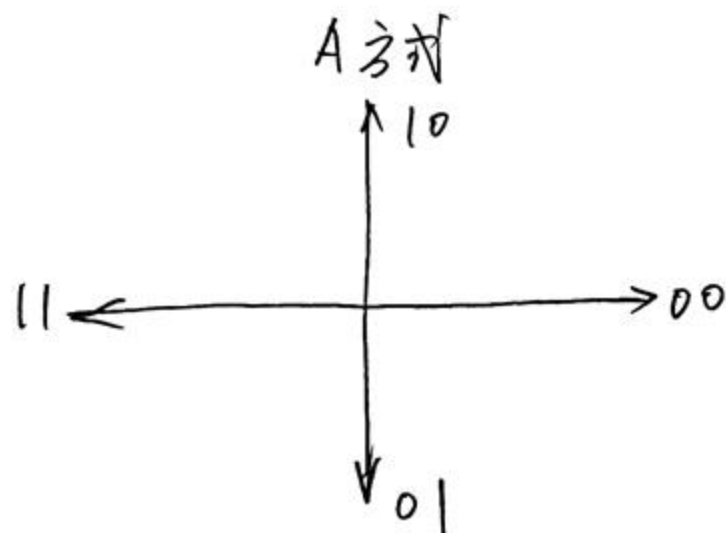
⑤ 正交调制波形 $e_0(t) = I_k \cos \omega_c t - Q_k \sin \omega_c t$



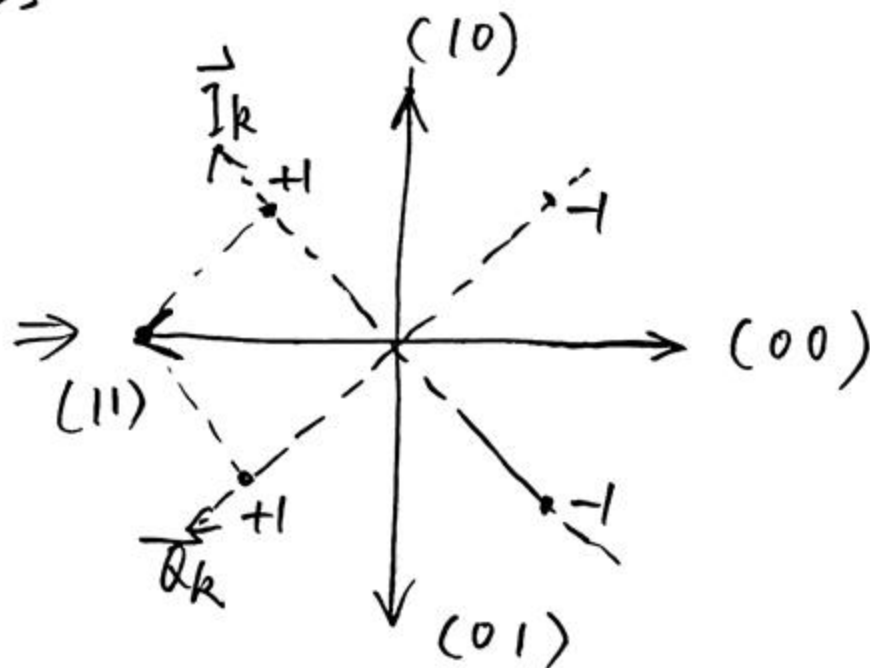
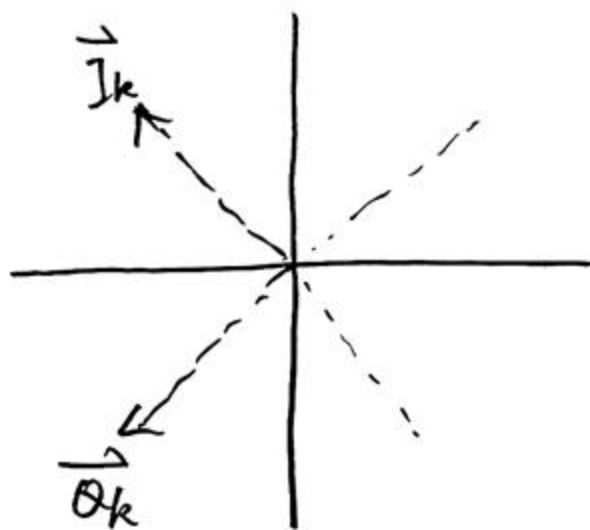
每一支路是一个
电平基带信号

每一支路 = 电平
基带信号做 2PSK
调制

⑥ A方式调相

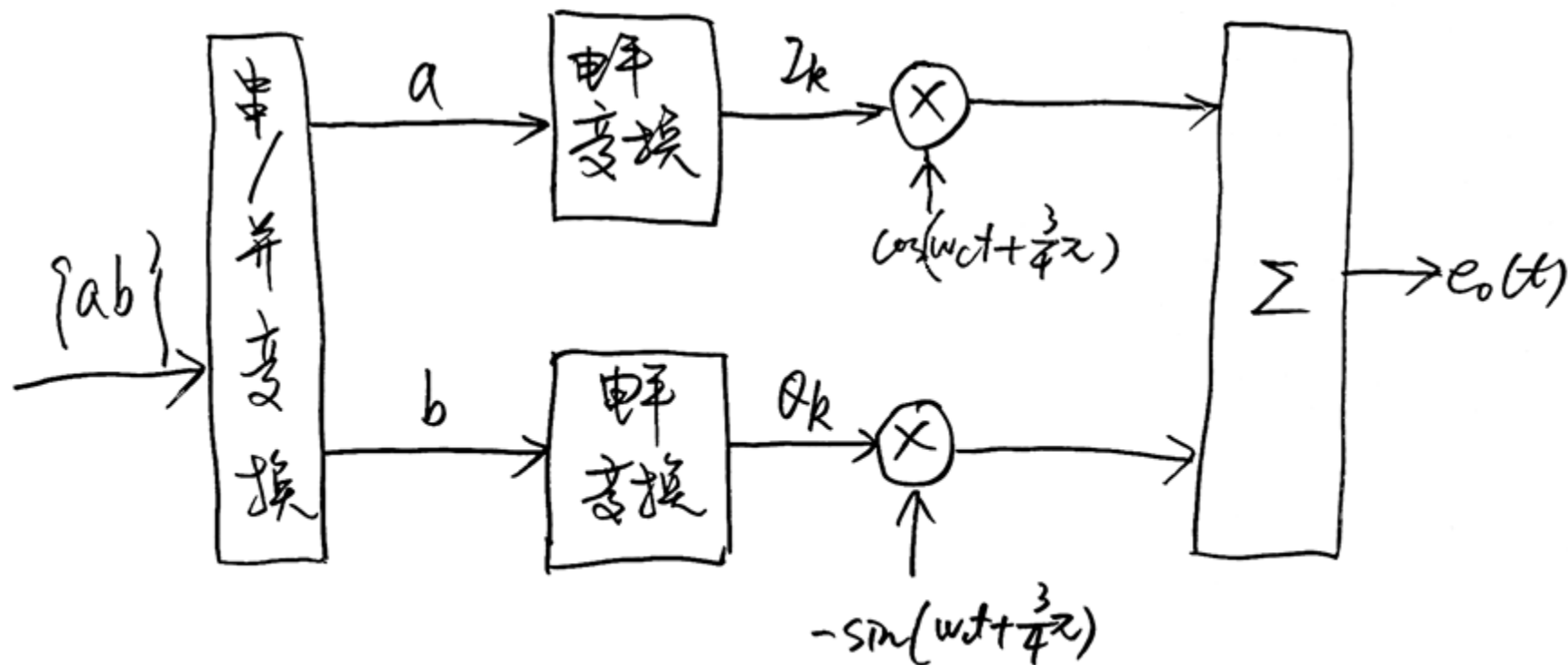


B方式天线图逆时针转 135°



⑤ A方式 QPSK 调制原理图

$$I_k \cos(\omega t + \frac{3}{4}\pi) + Q_k \cos(\omega t - \frac{3}{4}\pi)$$
$$= I_k \cos(\omega t + \frac{3}{4}\pi) - Q_k \sin(\omega t + \frac{3}{4}\pi)$$





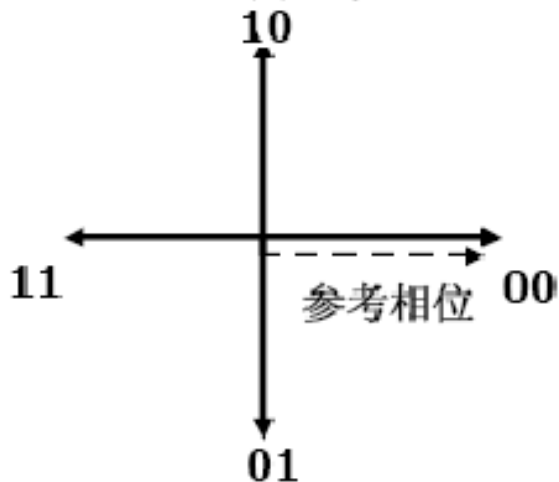
2. 四相相对移相键控 4DPSK (QDPSK)

- 解决QPSK的相位模糊
- 利用前后码元相位差表示码元的值
- QDPSK两种编码方式

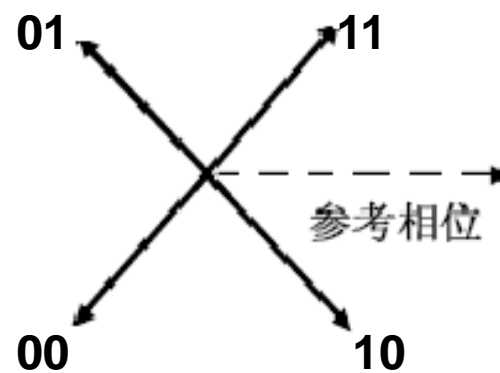
双比特码元		相位差 $\Delta\varphi_n$			
<i>a</i>	<i>b</i>	A方式		B方式	
0	0	0°	0	225°	$-3\pi/4$
1	0	90°	$\pi/2$	315°	$-\pi/4$
1	1	180°	π	45°	$\pi/4$
0	1	270°	$-\pi/2$	135°	$3\pi/4$

- 以前一码元相位为参考相位

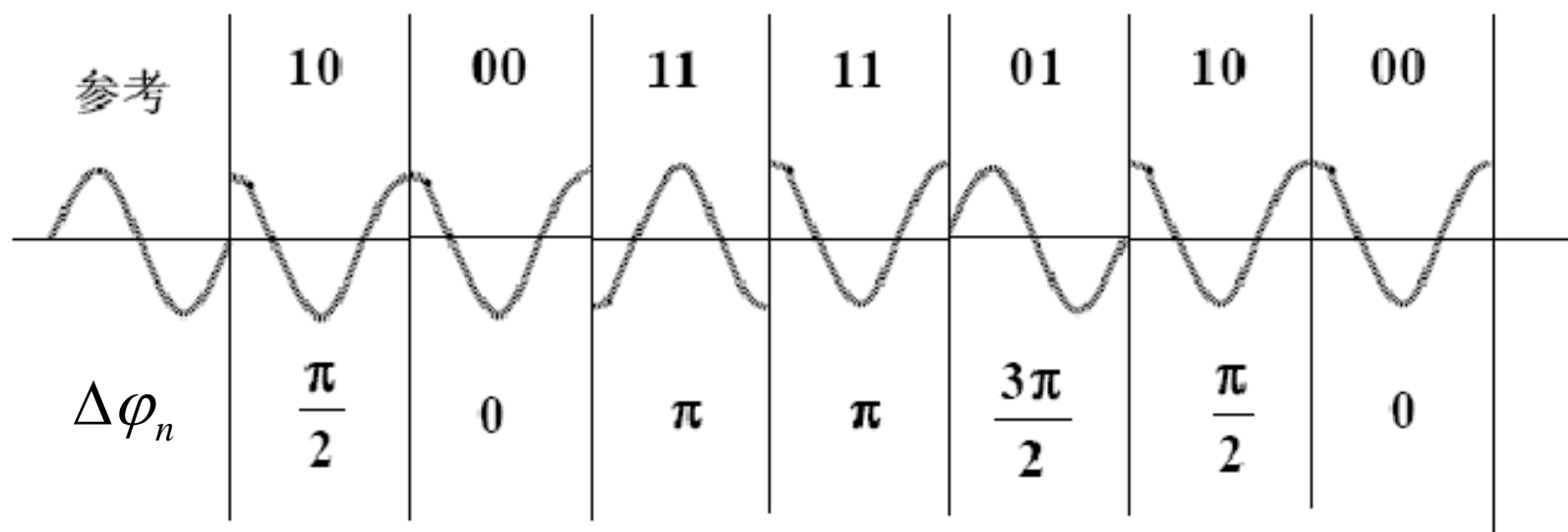
A 方式



B 方式

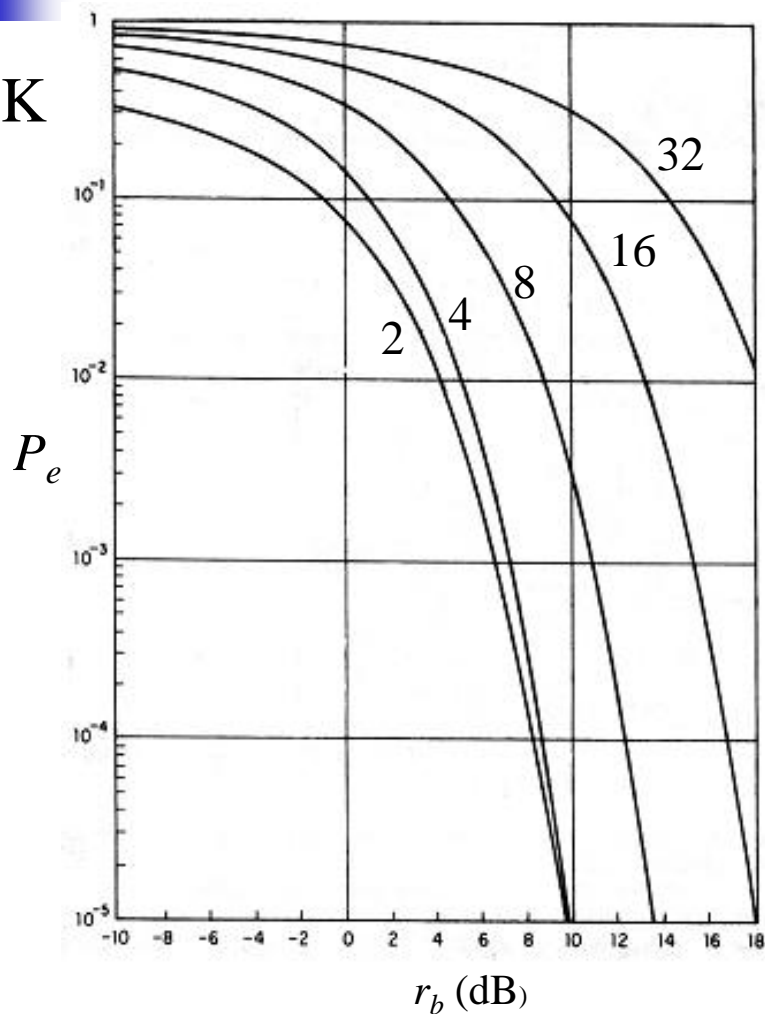


QDPSK 信号波形 (A方式)

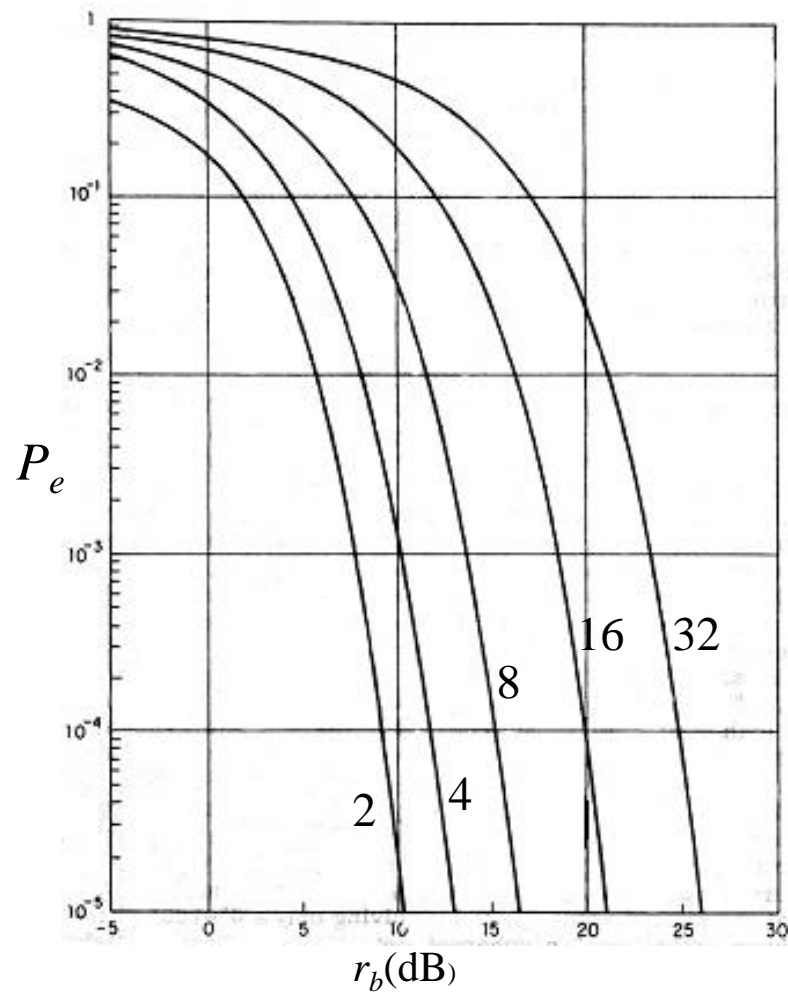


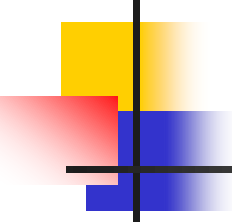
3. 多相调制抗噪性能

MPSK



MDPSK

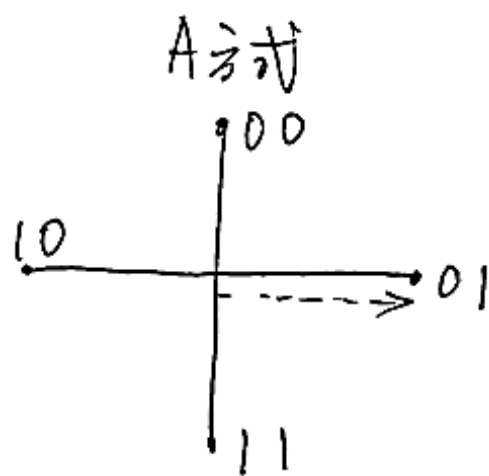
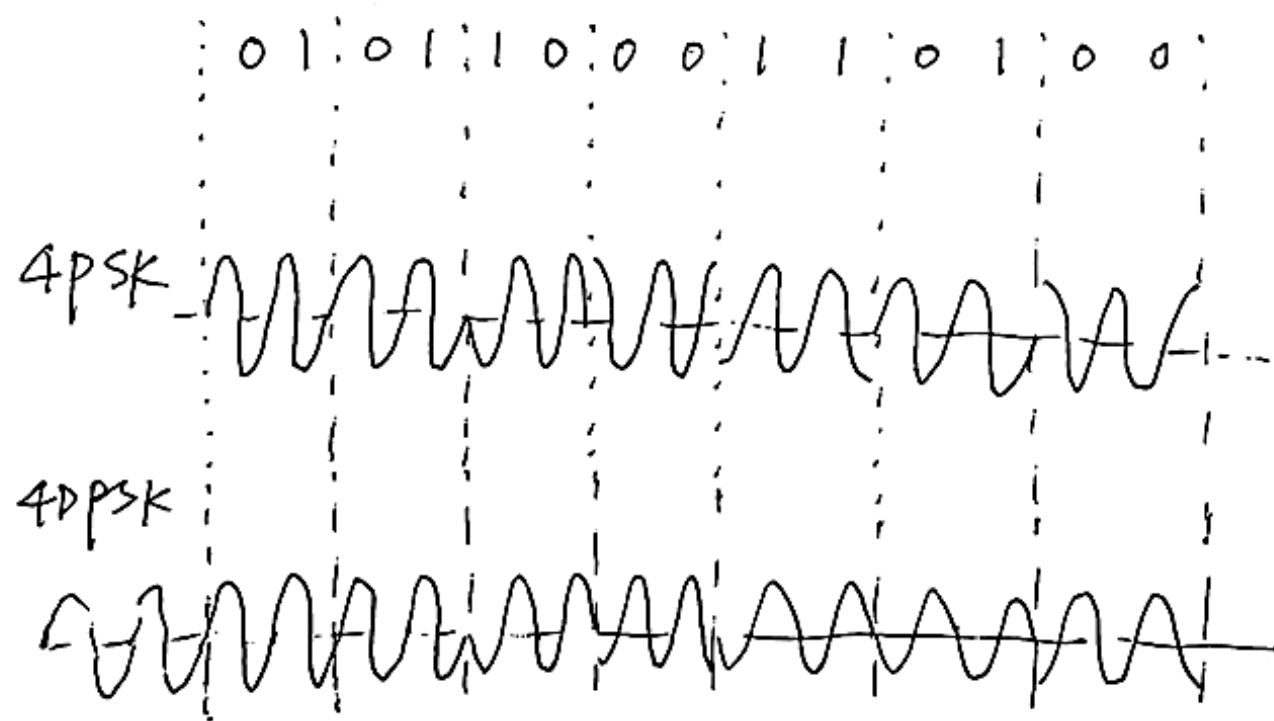


- 
- 例：设信息码为01011000110100，设信息速率等于载波频率，画A方式的QPSK和QDPSK信号波形，参考相位为 0°

双比特码元		φ_k 或 $\Delta\varphi_k$
<i>a</i>	<i>b</i>	A方式
0	1	0°
0	0	90°
1	0	180°
1	1	270°

4. 已知 $R_b = f_c$ (数值上), $\therefore T_b = T_c$

$\therefore T_s = 2T_b = 2T_c$ 即: 一个双比特码元内有 2 个载波周期.





本章小结

- 数字调制系统的模型，及主要解决的问题
- 二进制调制系统的调制和解调原理、已调信号频域特性
- 二进制调制系统抗噪声性能结论
- 多进制调制的基本概念
- MASK调制基本概念
- QPSK正交调制原理，QPSK/QDPSK波形
- 多进制调制的抗噪性能结论



作业

- 结合PPT，阅读教材第七章内容
- 第七章习题
 - 1、2、3、13