

第六章： 数字信号的载波传输

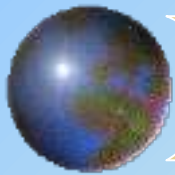
尹林子

物理科学与技术学院电信系

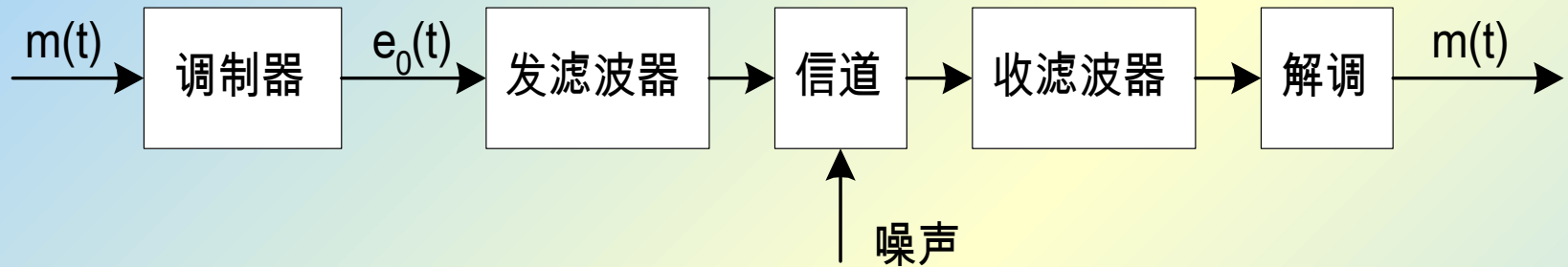


第六章：数字信号的载波传输

- ✚ 6.1 引言
- ✚ 6.2 二进制数字调制原理
- ✚ 6.3 二进制数字调制系统的抗噪性能
- ✚ 6.4 二进制数字调制系统的性能比较
- ✚ 6.5 多进制数字调制系统
- ✚ 6.6 改进的数字调制方式

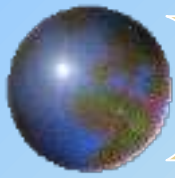


6.1 引言



$m(t)$ 为 NRZ 或 BNRZ 码，来自数字信源，也可来自 PCM、 ΔM 、加密器、或信编码器。发滤波器、收滤波器的作用同数字基带系统。

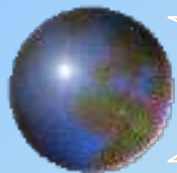
研究各种调制解调方式的原理，以二进制为主；系统的性能指标；将数字基带系统的有关结论应用于数字调制系统。



6.2 二进制数字调制原理

数字信号在带通信道中传输，必须用数字信号对载波进行调制，和模拟信号传输一样，数字信号调制也有三种方法，即**幅度键控**、**频率键控**和**相位键控**。

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。



6.2 二进制数字调制原理

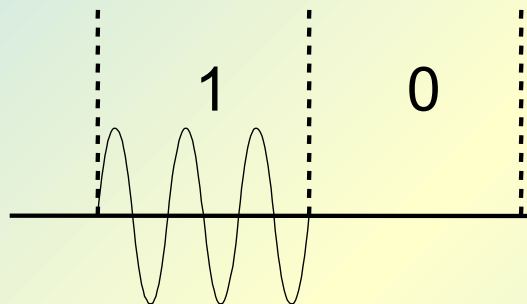
- ❖ 数字调制也可以分为：
- ❖ 线性调制：已调信号的频谱结构与基带信号的频谱结构相同，只不过频率位置搬移了，如振幅键控；
- ❖ 非线性调制：已调信号的频谱结构与基带信号的频谱结构不同，不是简单的频谱搬移，而是有其他新的频率成分出现，如移频键控；



6.2.1 二进制振幅键控 2ASK

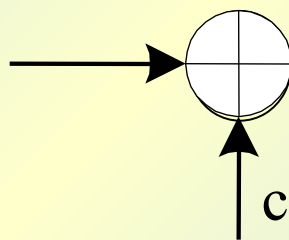
调制原理

信息代码
2ASK



模拟法

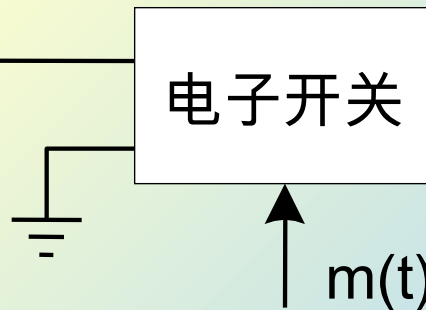
$m(t)$
NRZ



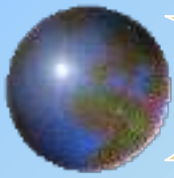
$$e_o(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

键控法

$\cos \omega_c t$



$$e_o(t)$$



6.2.1 2ASK

频谱

$$\begin{aligned} R_{e_o}(\tau) &= \overline{e_o(t)e_o(t+\tau)} = \overline{m(t)\cos\omega_c(t)m(t+\tau)\cos\omega_c(t+\tau)} \\ &= \overline{m(t)m(t+\tau)} \cdot \overline{\cos\omega_c t \cos\omega_c(t+\tau)} = \frac{1}{2} R_m(\tau) \cos\omega_c \tau \\ &= \frac{1}{4} R_m(\tau) [e^{-j\omega_c \tau} + e^{j\omega_c \tau}] \end{aligned}$$

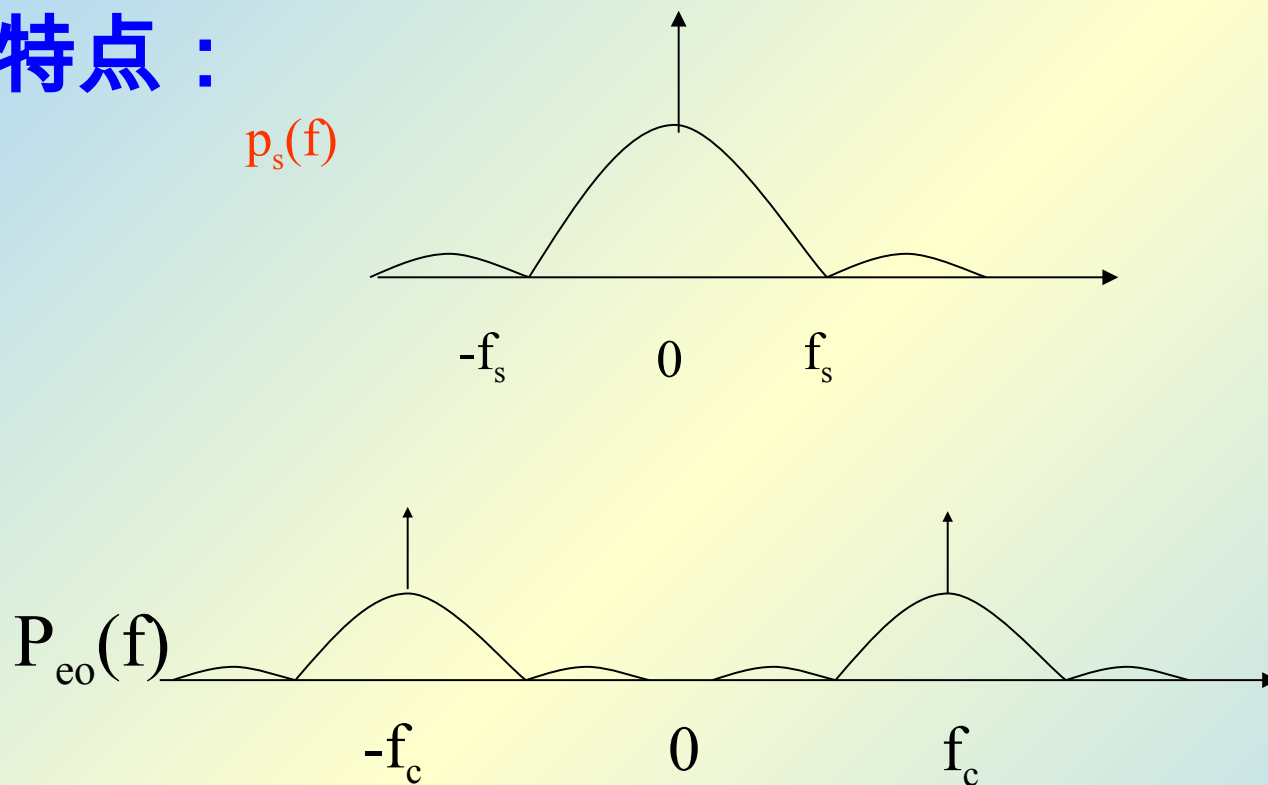
$$\longrightarrow P_{e_o}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$$

式中 $P_s(f)$ 为 $m(t)$ 的功率谱密度。

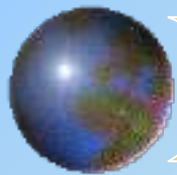


6.2.1 2ASK

频谱特点：

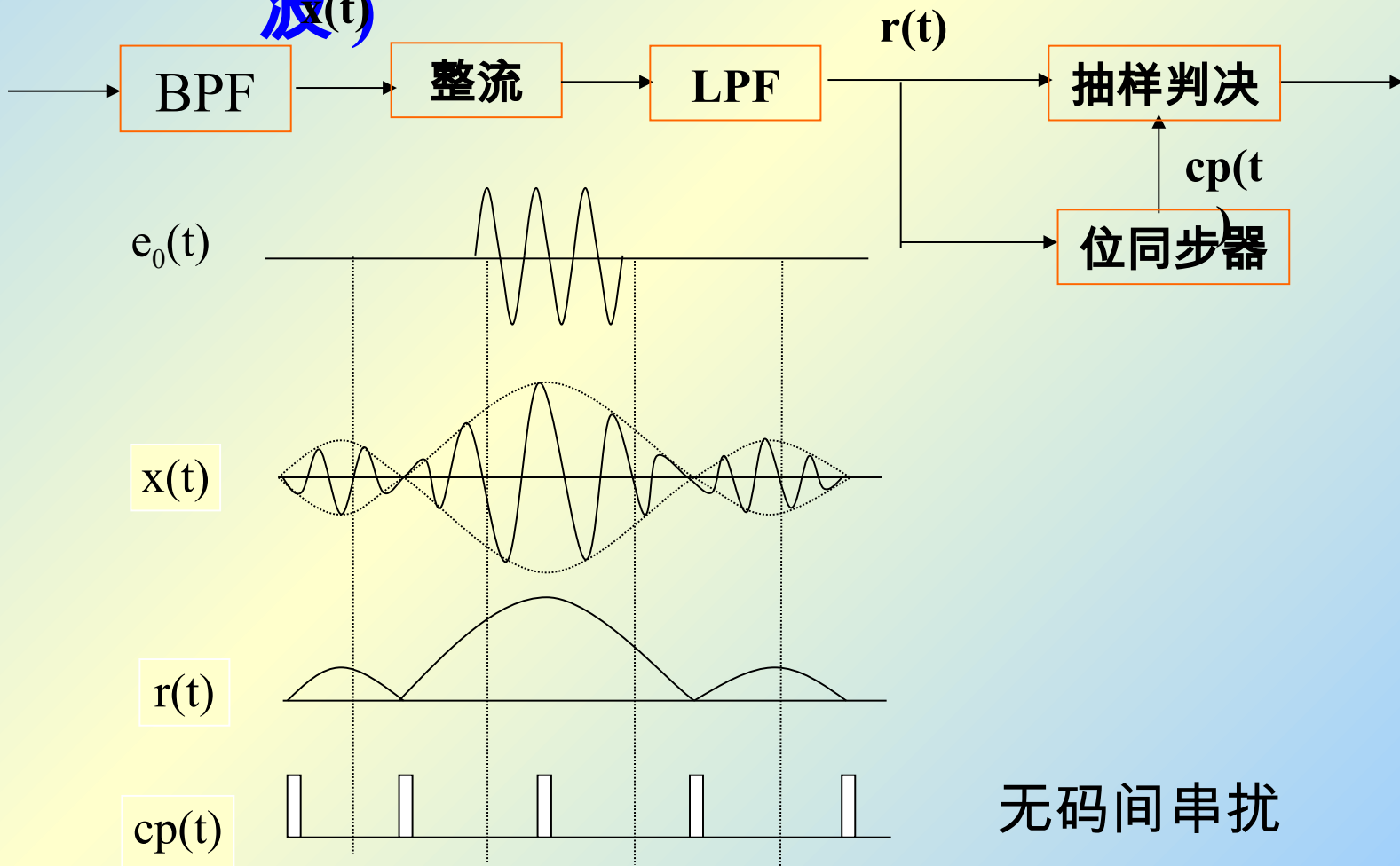


Ook 信号的频谱由连续谱和离散谱构成，频谱带宽 $B=2f_s=2R_B$ ，为基带脉冲波形带宽的 2 倍



6.2.1 2ASK

解调 1 (非相干检测, 包络检波)

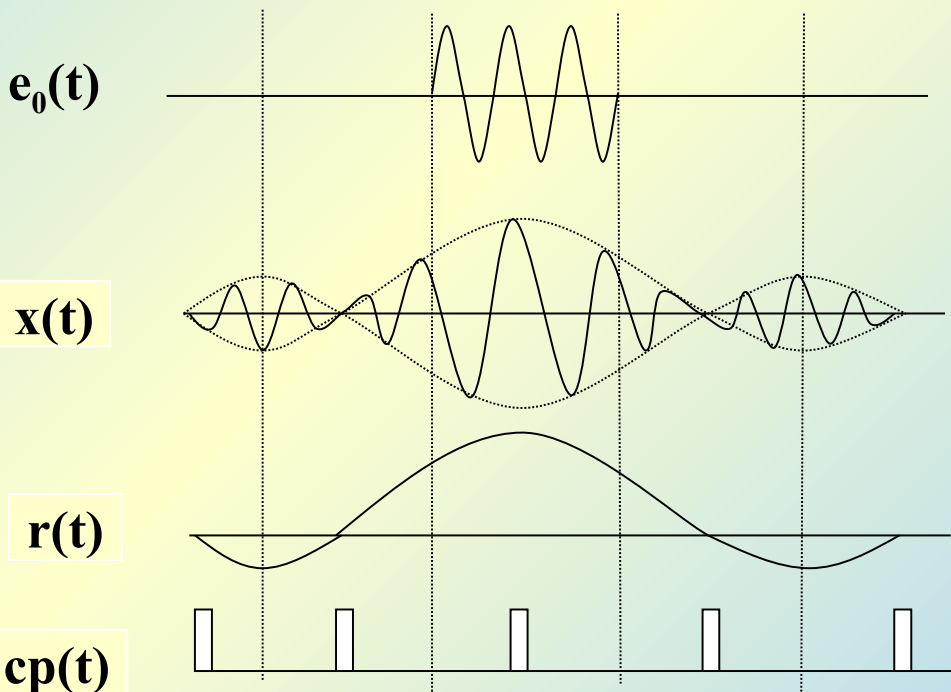
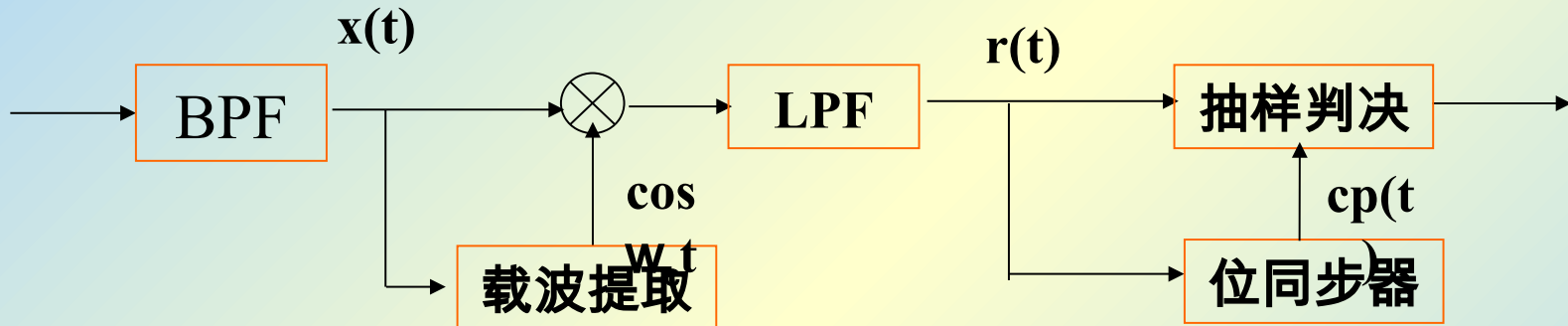


无码间串扰



6.2.1 2ASK

解调 2 (相干检测, 同步检测法)

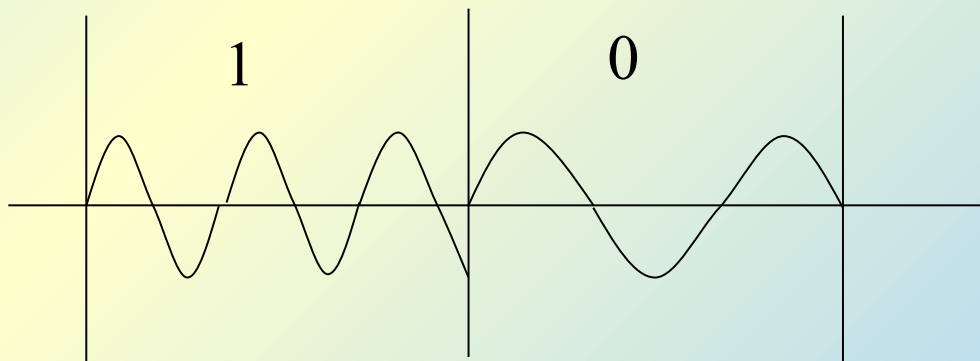
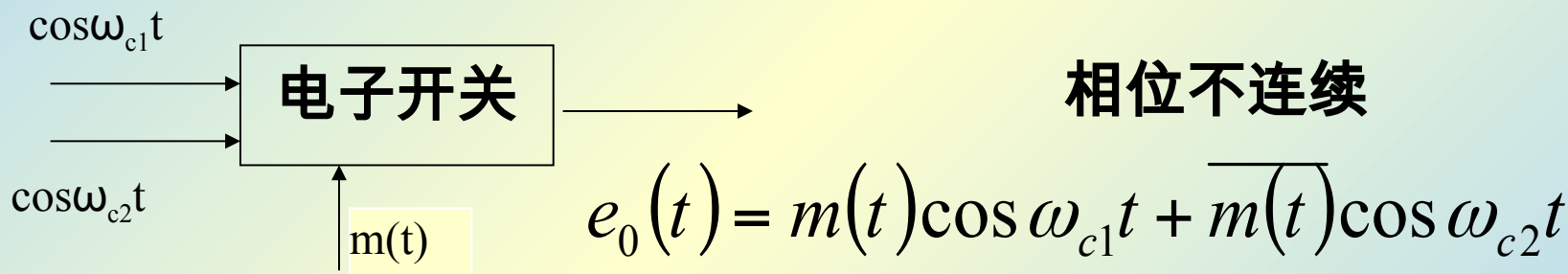
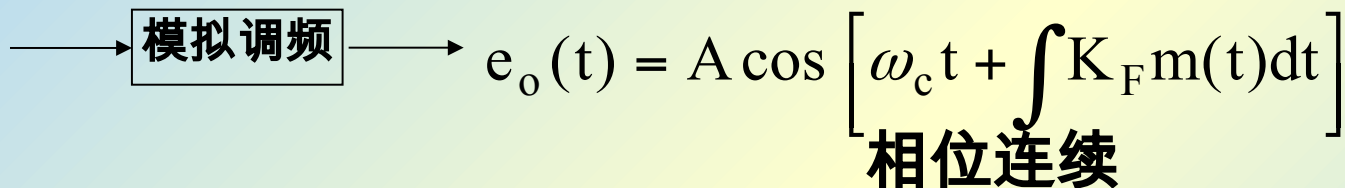


无码间串扰



6.2.2 2FSK

调制





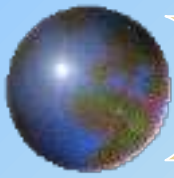
6.2.2 2FSK

频谱 $\because e_0(t) = m_1(t) \cos \omega_{c1}t + m_2(t) \cos \omega_{c2}t$

其中 $m_1(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$ $m_2(t) = \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s)$

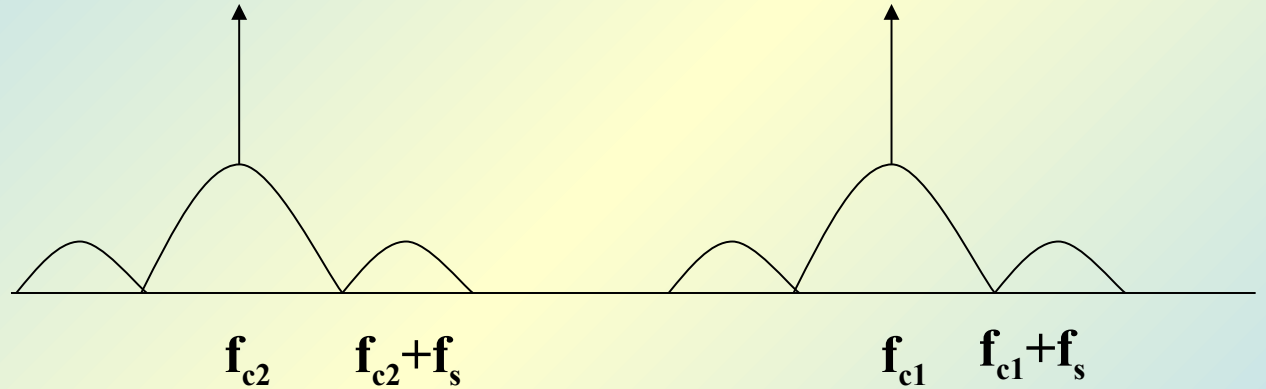
$$\begin{aligned} \therefore P_{e0}(f) &= \frac{1}{4} [P_{m1}(f + f_{c1}) + P_{m1}(f - f_{c1})] \\ &+ \frac{1}{4} [P_{m2}(f + f_{c2}) + P_{m2}(f - f_{c2})] \end{aligned}$$

式中 $P_{m1}(f)$ 是 $m_1(t)$ 的功率谱, $P_{m2}(f)$ 是 $m_2(t)$ 的功率谱, 当 $p(1)=p(0)$ 时, $P_{m1}(f) = P_{m2}(f)$

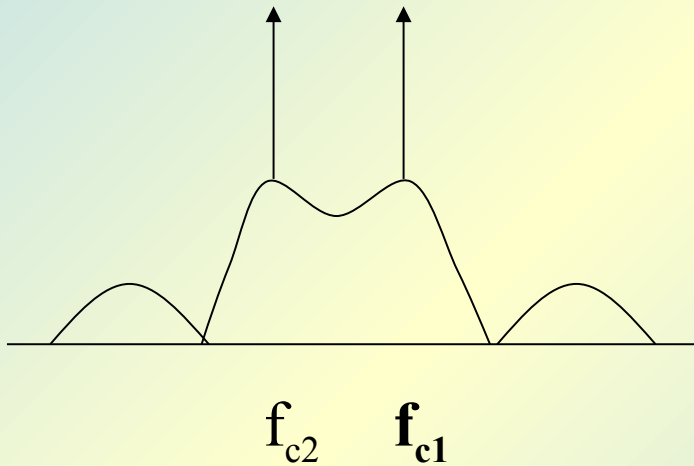


6.2.2 2FSK

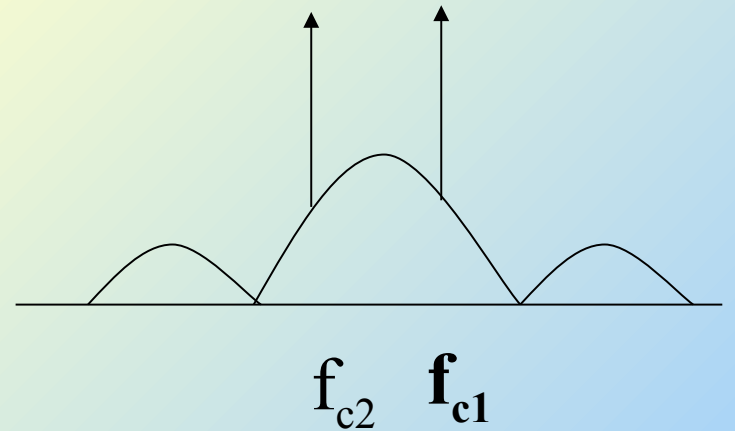
$$|f_{c1} - f_{c2}| > 2f_s$$



$$|f_{c1} - f_{c2}| < 2f_s$$



或

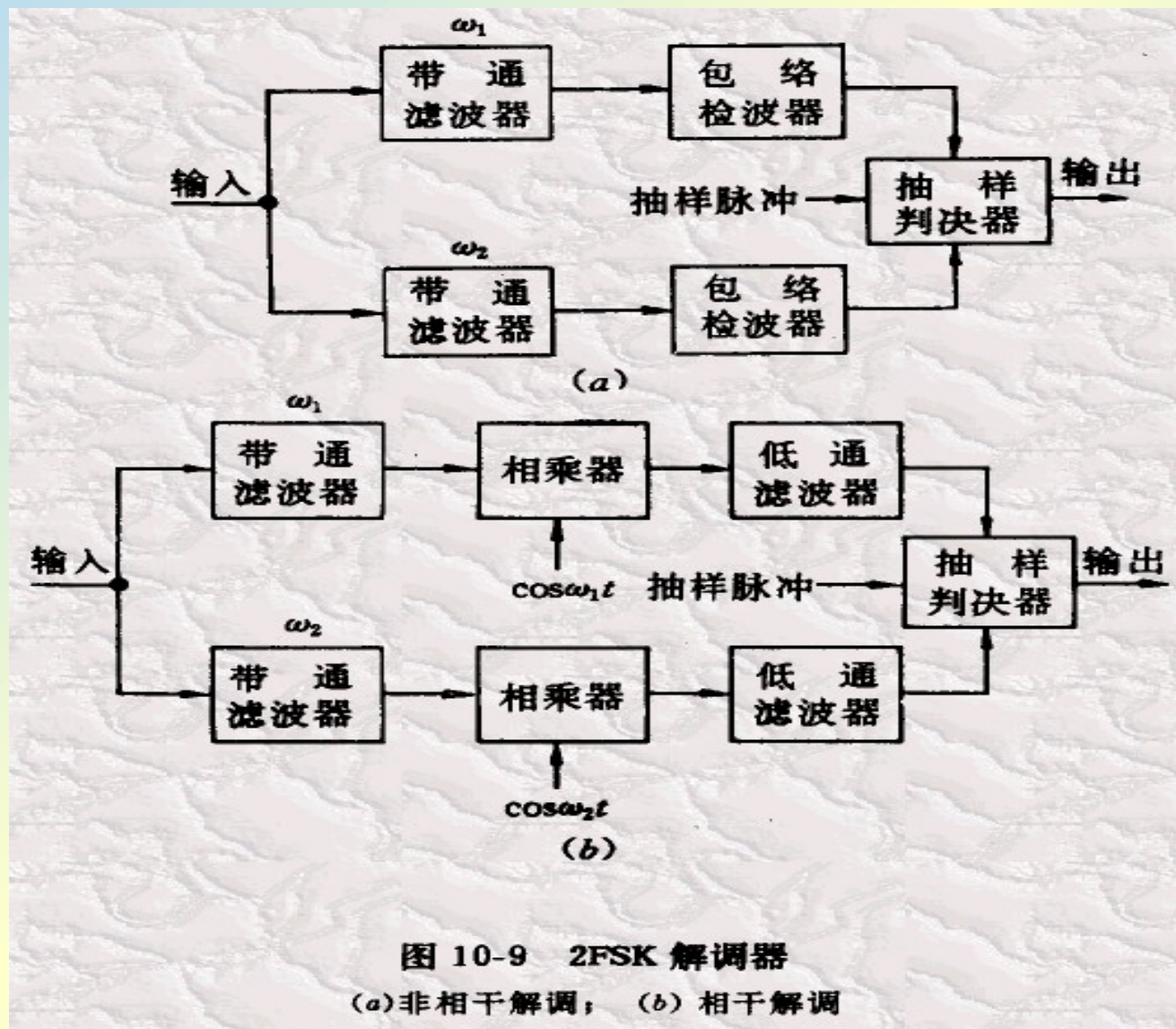


2FSK 信号带宽

$$B = |f_{c1} - f_{c2}| + 2f_s$$

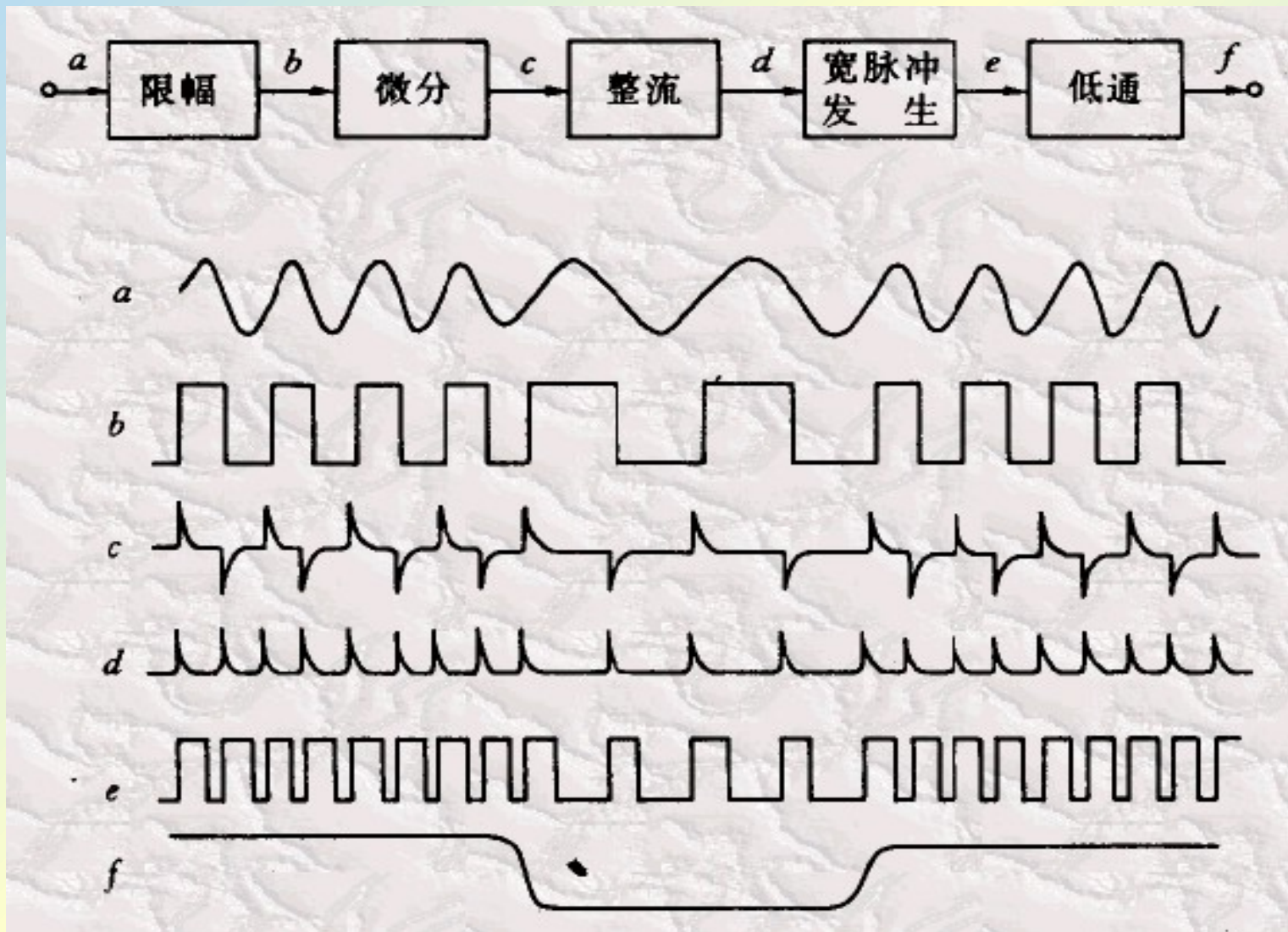
6.2.2 2FSK

解调 1



6.2.2 2FSK

解调
2 过
零检
测法
解调



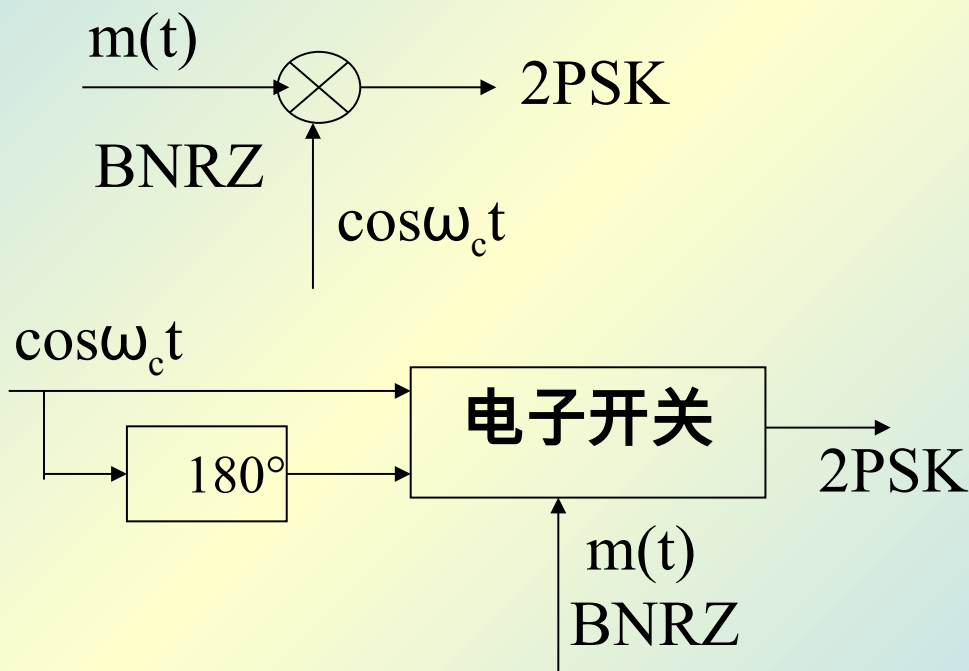


6.2.3 2PSK 及 2DPSK

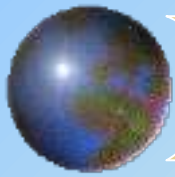
PSK 调制

$$e_o(t) = m(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} \cos \omega_c t, & \text{"1"} \\ -\cos \omega_c t, & \text{"0"} \end{cases} \quad \begin{matrix} -1 \\ +1 \end{matrix}$$

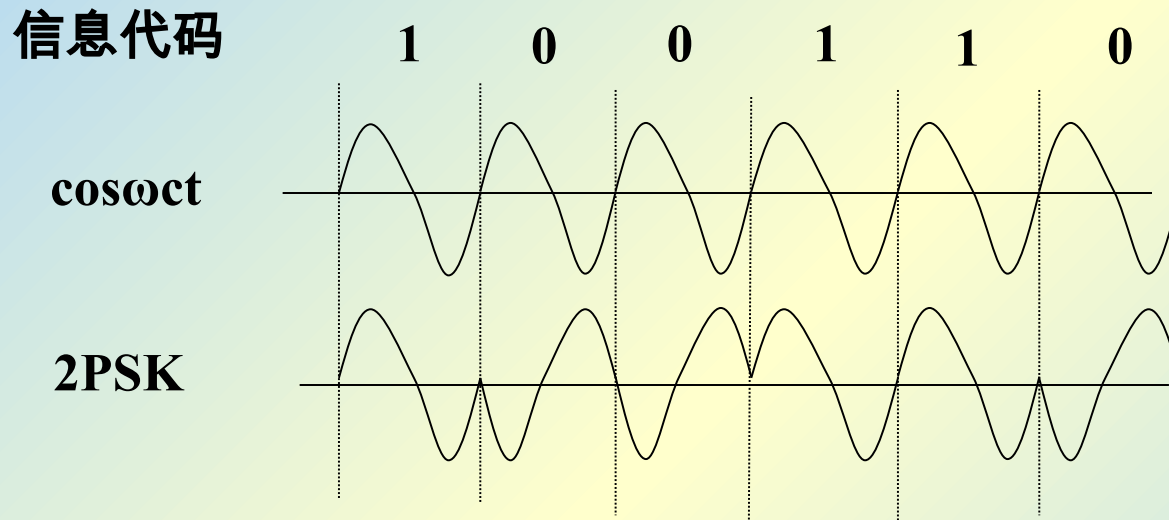
$$m(t) : \text{BNRZ}, \quad 2kT_s \leq t \leq (2k+1)T_s$$



以载波的不同相位直接去表示相应数字信息的相位键控通常被称为绝对移相方式



6.2.3 2PSK

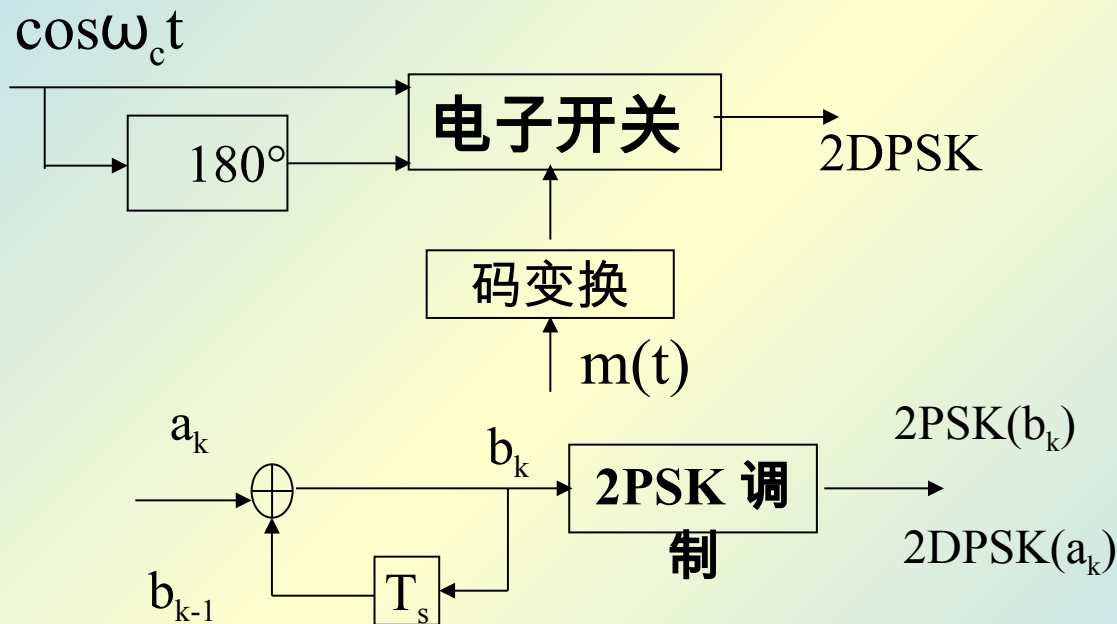


倒 π (反相工作) 现象: 在 PSK 解调时, 由于分频器或锁相环的工作状态转移, 导致通信基准参考相位改变, 这样, 在接收端发生错误的恢复。这种现象称为...



6.2.3 2DPSK

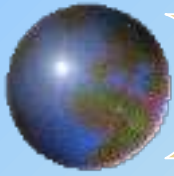
DPSK 调制：利用前后码元相对相位的差；



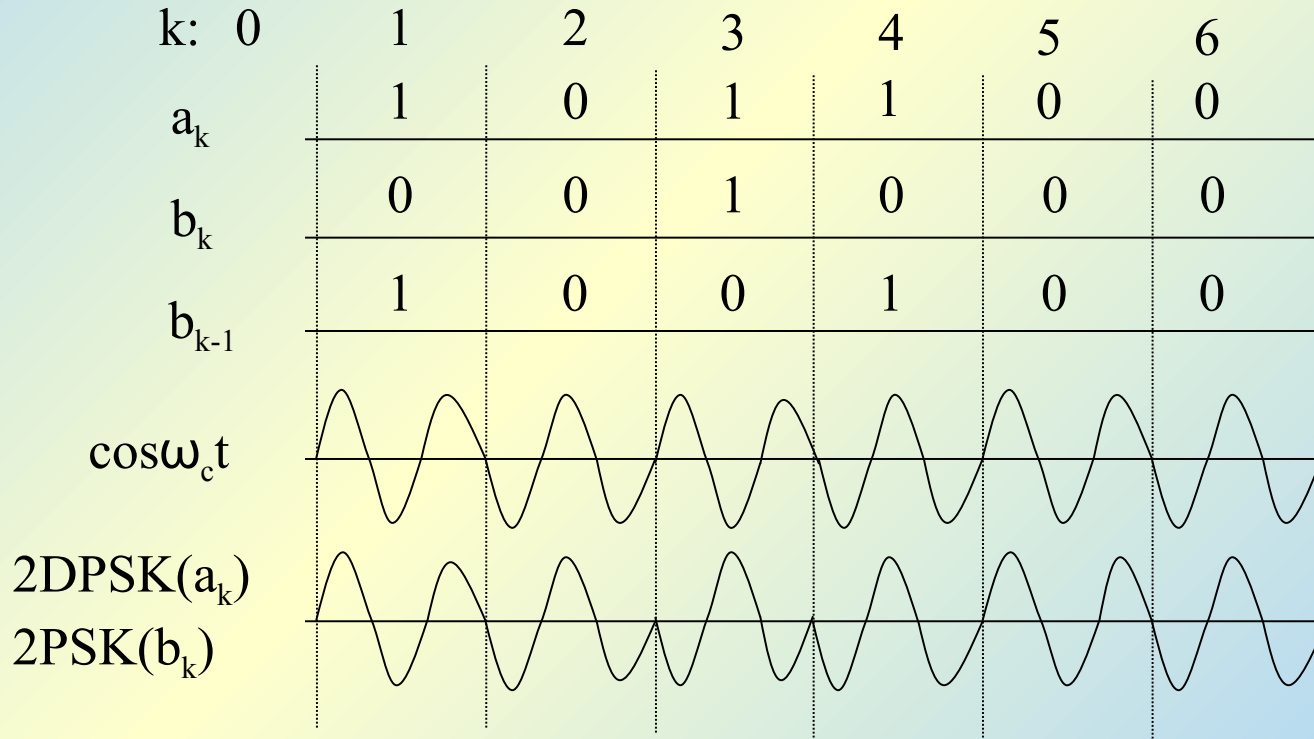
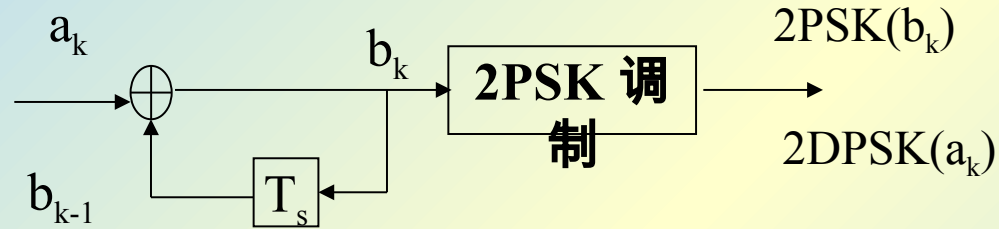
绝对码 a_k 相对码 b_k 变化规律：“1 变 0 不变”。

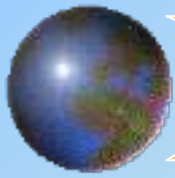
$b_k = a_k + b_{k-1}$ ，设 b_k 初始值为 1，各点波形如图所

示



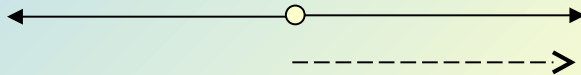
6.2.3 2DPSK



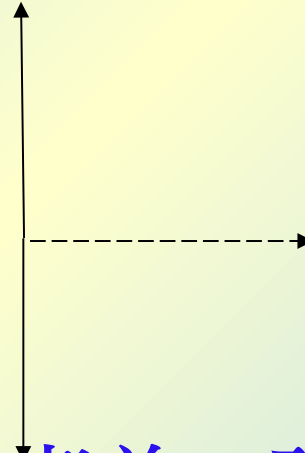


6.2.3 2PSK 及 2DPSK

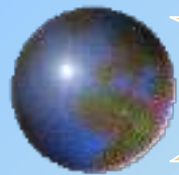
✚ **A 方式:**



B 方式:



✚ 虚线代表参考相位，或者前一码元载波的相位，对于 **B 方式**，因为相邻码元之间肯定发生载波相位的跳变，所以可以通过对这个调变的监测来确定每个码元的起始时刻，即提供码元定时信息。



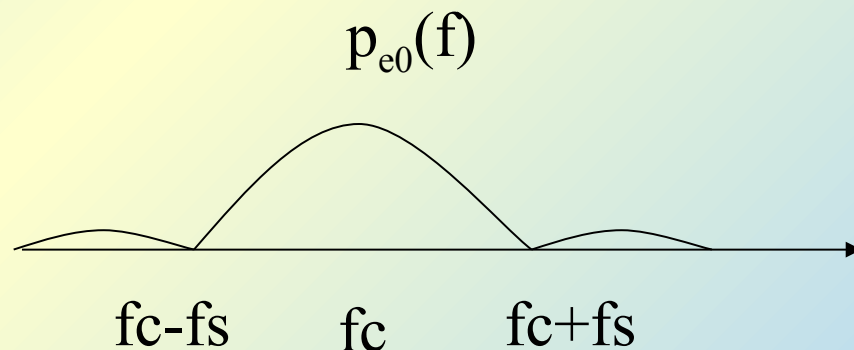
6.2.3 2PSK 及 2DPSK

频谱

$$\therefore e_0(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t$$

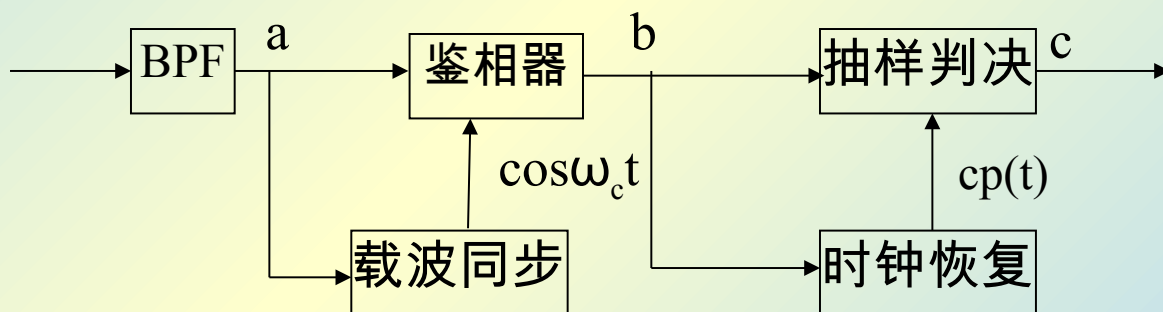
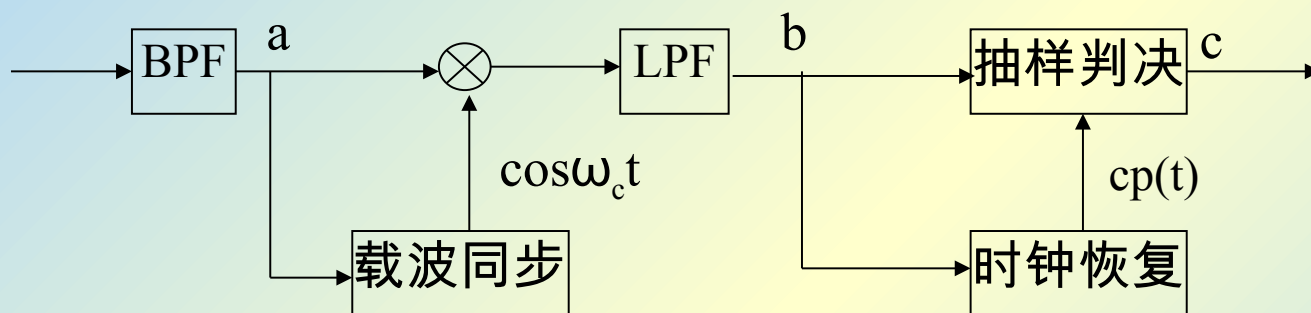
$$\therefore P_{e0}(f) = \frac{1}{4} [p_m(f + f_c) + p_m(f - f_c)]$$

$P_m(f)$ 为 $m(t)$ 的频谱，等概率时 $P_{e0}(f)$ 中无离散谱
当 $p(1)=p(0)$ 时 $p_m(f)$ 中无直流， $B=2f_s$



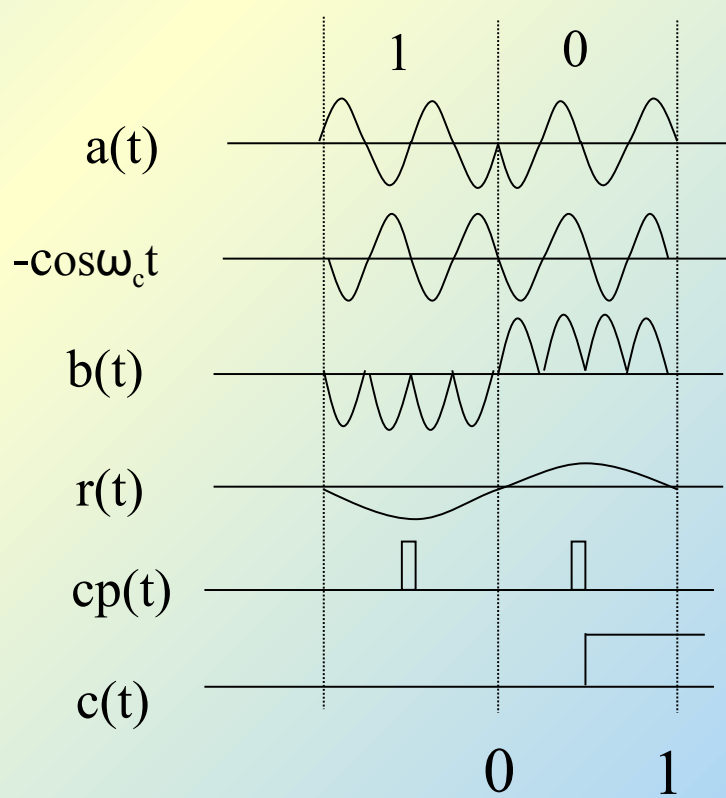
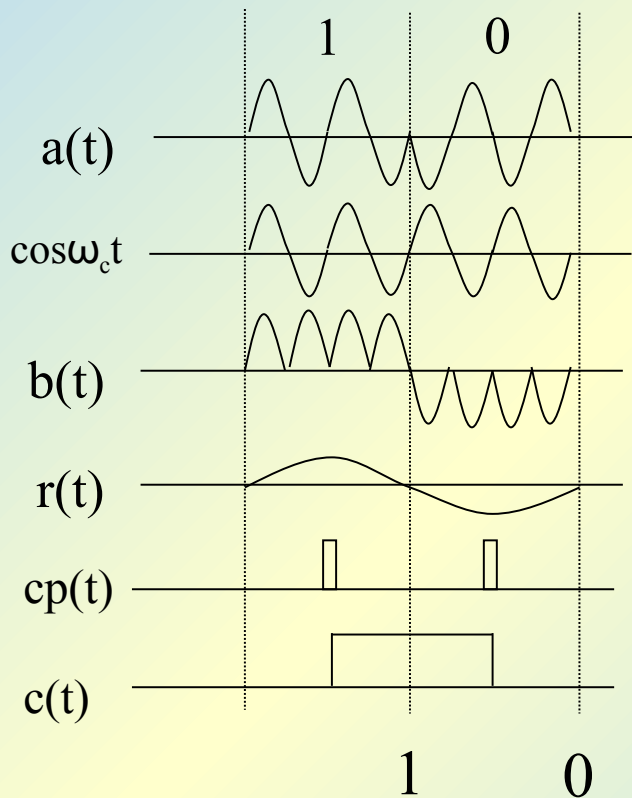
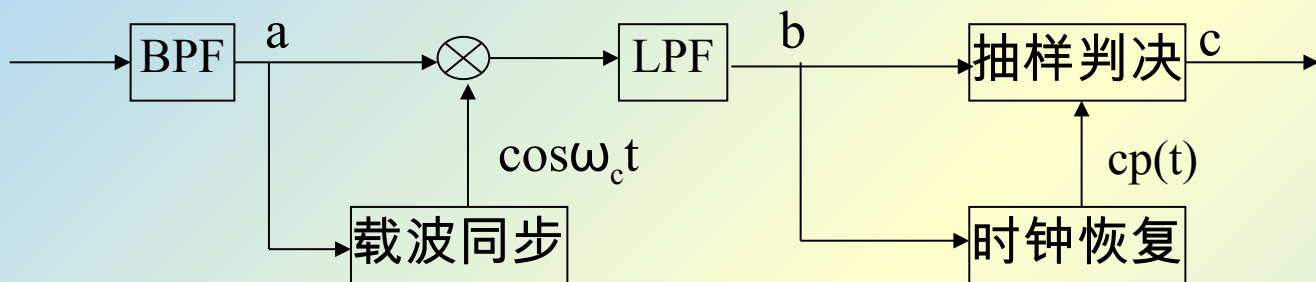
6.2.3 2PSK

PSK 解调



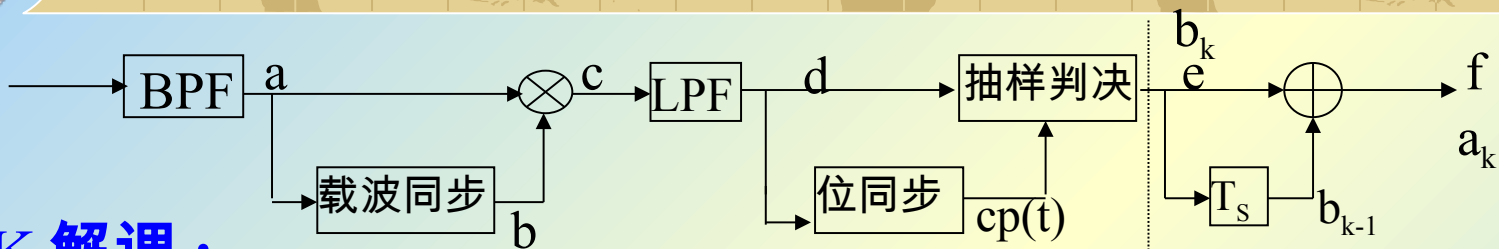


6.2.3 2PSK



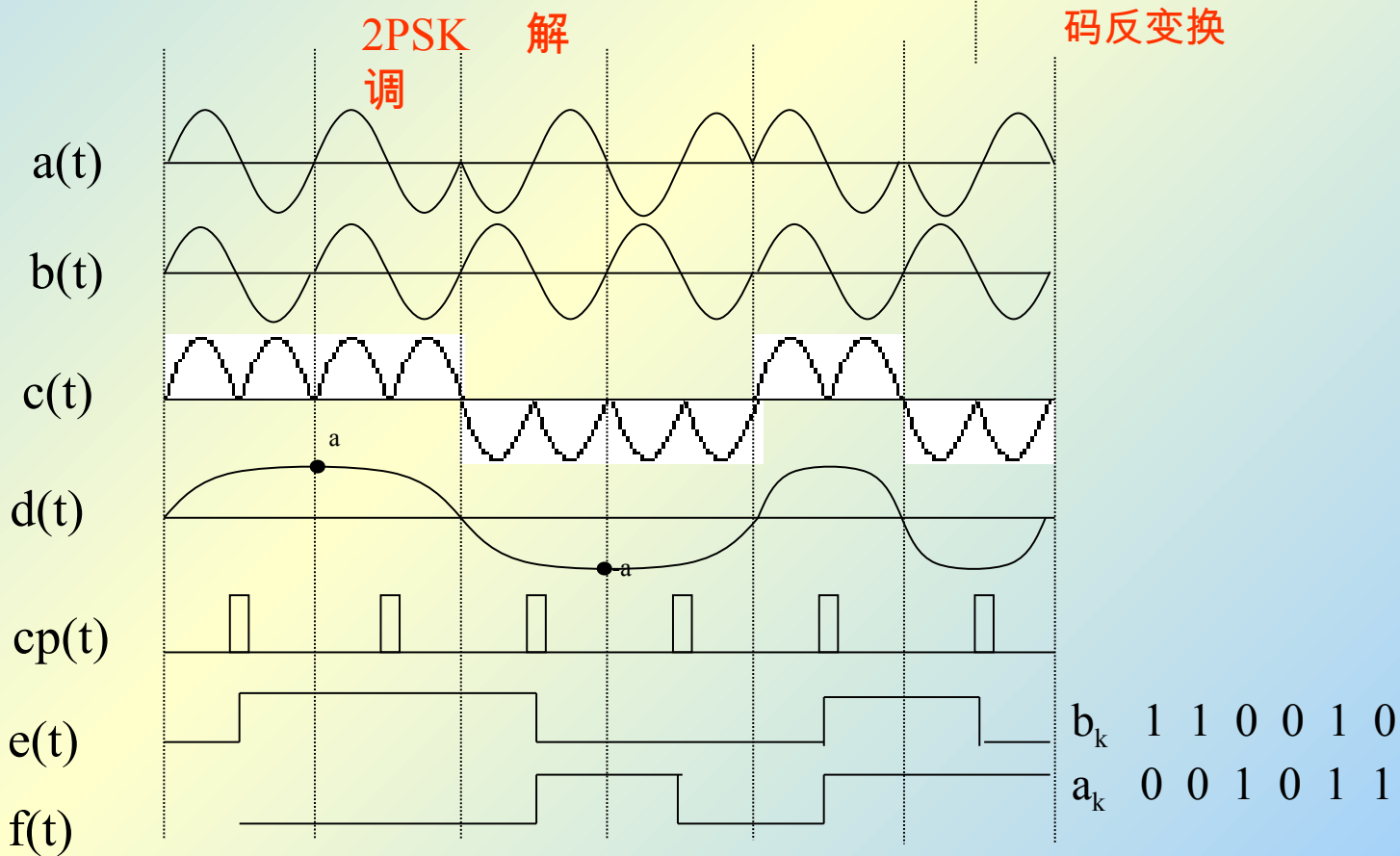


6.2.3 2DPSK



DPSK 解调：

相干解调

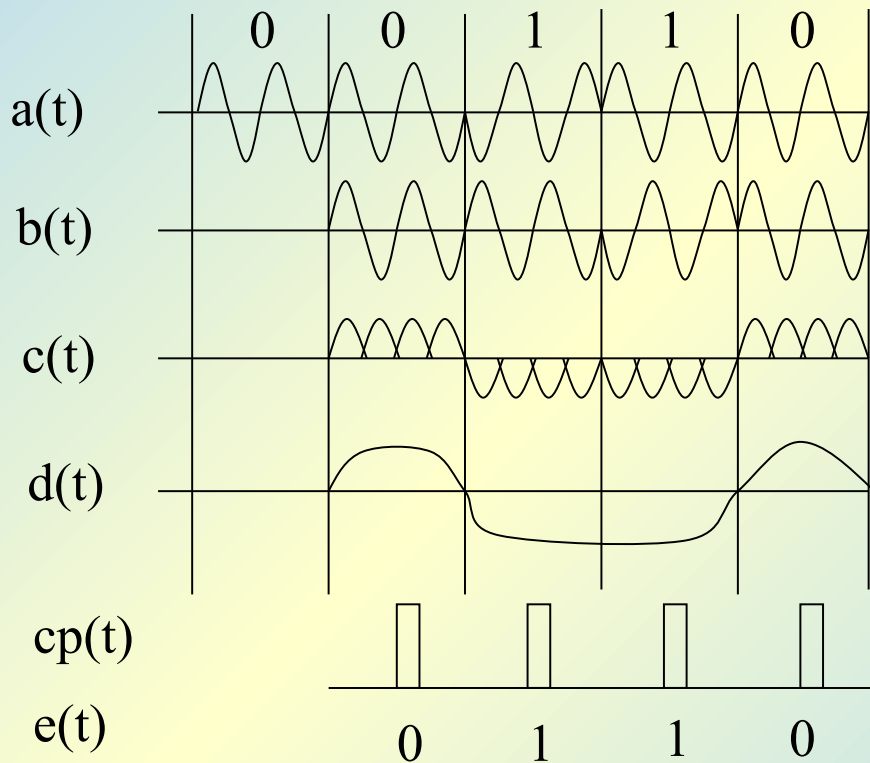
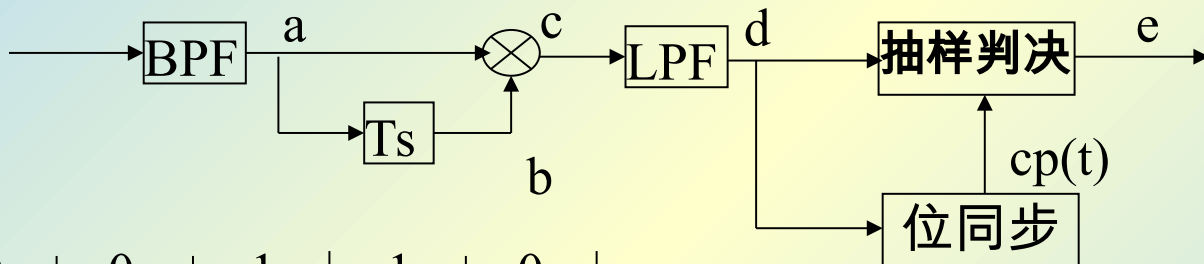




6.2.3 2DPSK

DPSK 解调：

差分相干解调

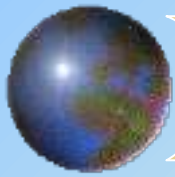


当 $T_s = kT_c$ 时，则判决规则：

$$d(kT_s) \quad 0 \rightarrow \begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix}$$

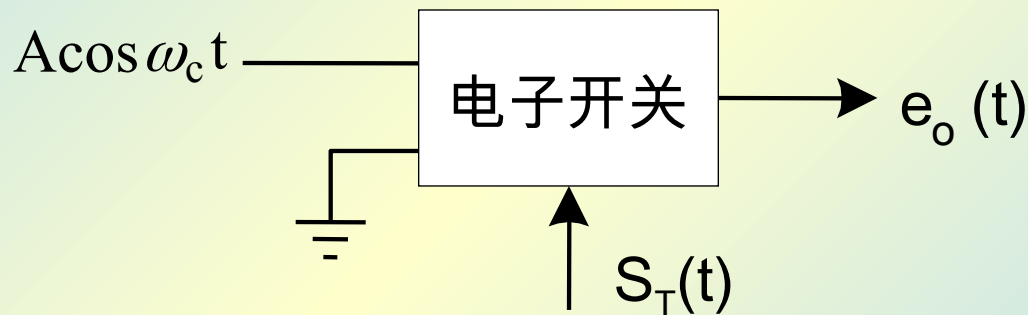
当 $T_s = (k + 0.5)T_c$ 时，
则判决规则：

$$d(kT_s) \quad 0 \rightarrow \begin{matrix} 1 \\ 0 \end{matrix}$$

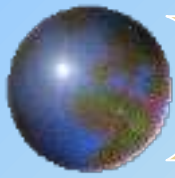


6.3 二进制数字调制系统的抗噪声性能

- 任务：主要是找出系统由加性噪声产生的总误码率；
- 1, OOK 系统的抗噪声性能

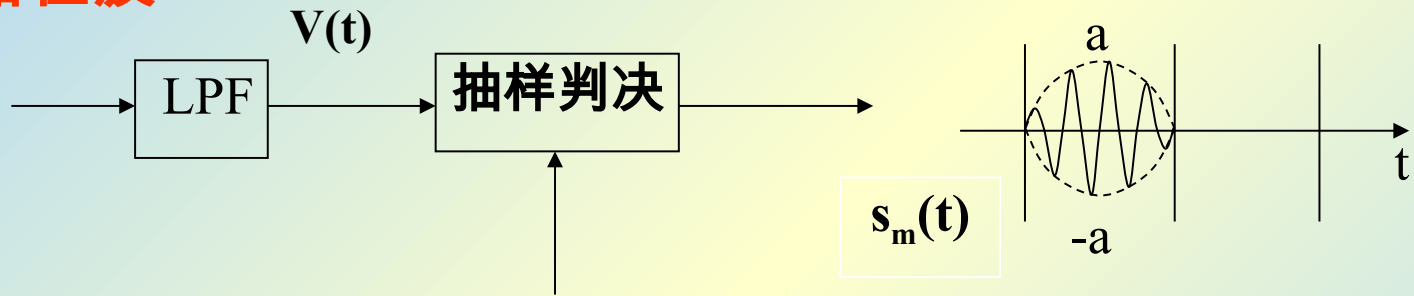


则信号在信道中由于乘性干扰 $A \rightarrow a$ ，同时增加了加性干扰 $n(t)$ ，再通过 BPF 之后 $n(t)$ 变成了 $n_i(t)$ ——窄带高斯过程。



6.3 二进制数字调制系统的抗噪声性能

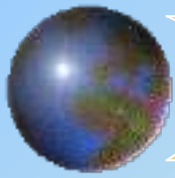
1. 包络检波



$$V(t) = s_m(t) + n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$S_m(kT_s) = \begin{cases} a, & \text{"1"} \\ 0, & \text{"0"} \end{cases} \quad v(kT_s) = \begin{cases} \sqrt{[a + n_c(kT_s)]^2 + n_s^2(kT_s)} \\ \xi_n \end{cases}$$

其中 $\xi_n = \sqrt{n_c^2(kT_s) + n_s^2(kT_s)}$ 是一个瑞利分布的随机变量

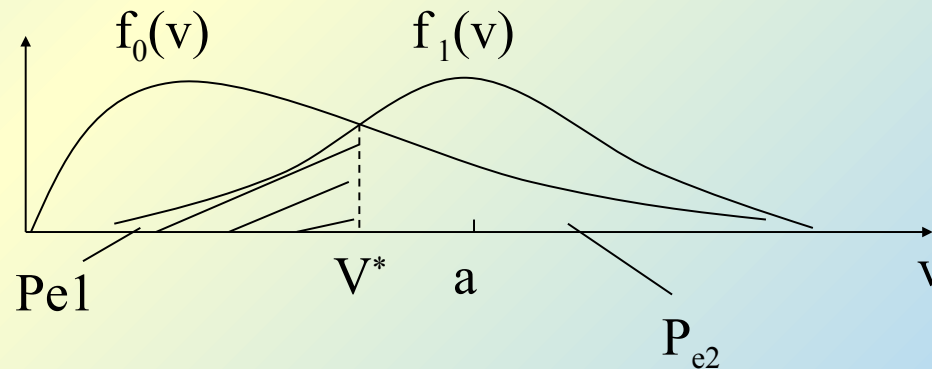


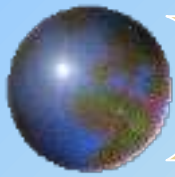
6.3 2ASK 数字调制系统的抗噪声性能

发“1”和发“0”时 $V(kT_s)$ 的分布 $f_1(v)$ 和 $f_0(v)$ 分别为

$$f_1(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} I_0 \left(\frac{av}{\sigma_n^2} \right) e^{-(v^2 + a^2)/2\sigma_n^2} \quad \text{广义瑞利分布}$$

$$f_0(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} e^{-v^2/2\sigma_n^2} \quad \text{瑞利分布}$$





6.3 2ASK 数字调制系统的抗噪声性能

$$p_e = p(1)p_{e1} + p(0)p_{e2}$$

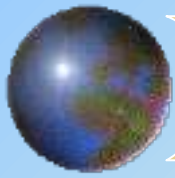
P_e 最小的门限为最佳的门限 V^* ，显然等概率发送时 V^* 应满足

$$f_0(v^*) = f_1(v^*)$$

$$v^* = \begin{cases} a/2, & r \gg 1 \\ \sqrt{2\sigma_n^2}, & r \ll 1 \end{cases} \quad \text{式中} \quad r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$$

2ASK 系统中应满足 $r \gg 1$ 要求 此时：

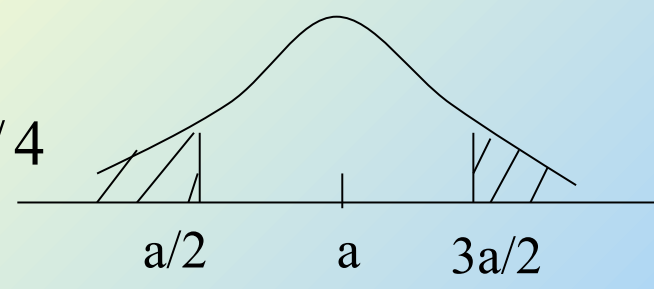
$$f_1(v) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left[-\frac{(v-a)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$



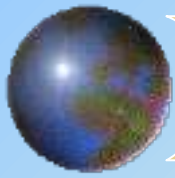
6.3 2ASK 数字调制系统的抗噪声性能

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^{\frac{a}{2}} f_1(v) dv = \int_{\frac{3a}{2}}^{\infty} f_1(v) dv = \int_{\frac{a}{2\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$$

$$= Q\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4} \quad \text{式中} \quad z = \frac{v-a}{\sigma_n}$$

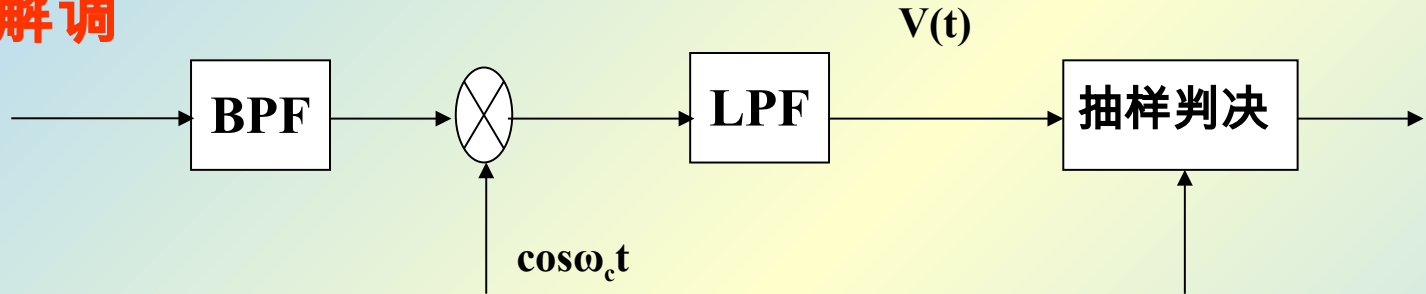
$$P_{e2} = \int_{\frac{a}{2}}^{\infty} \frac{v}{\sigma_n^2} e^{-v^2/2\sigma_n^2} dv = e^{-r/4}$$


$$\therefore P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$$



6.3 2ASK 数字调制系统的抗噪声性能

2. 相干解调

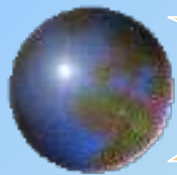


$$v(kT_s) = \begin{cases} a + \xi_n & , \quad "1" \\ \xi_n & , \quad "0" \end{cases}$$

$\xi_n = n_c(kT_s)$ 是一个均值为 0 功率为 σ_n^2 的正态分布随机变量。

$$P_e = Q\left[\sqrt{\frac{r}{2}}\right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$$

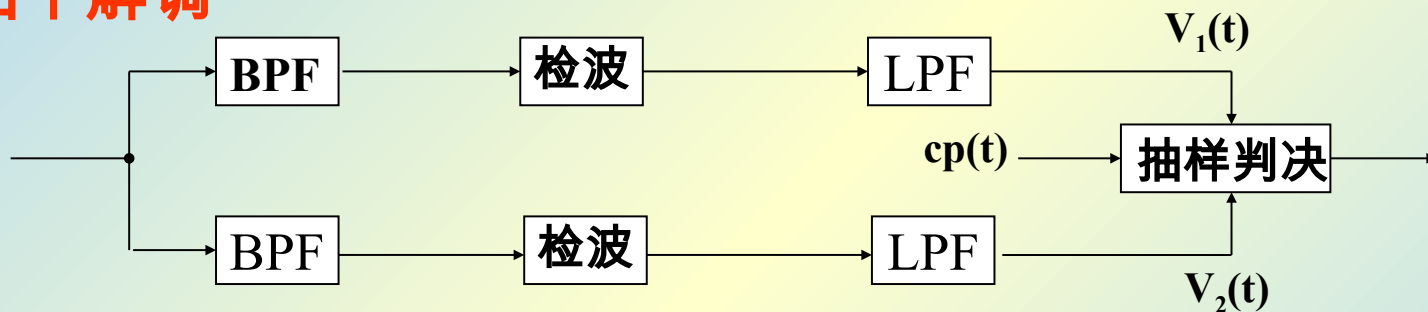
其中 $r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 为 BPF 输出信号的信噪比



6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

二、2FSK 系统的抗噪性能

1. 非相干解调

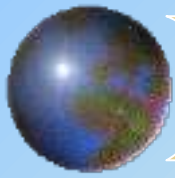


$$\text{发“1”码时: } v_1(kTs) = \sqrt{[a + n_c(kTs)]^2 + n_s^2(kTs)}$$

$$v_2(kTs) = \sqrt{n_c^2(kTs) + n_s^2(kTs)}$$

$$f(v_1) = \frac{v_1}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{av_1}{\sigma_n^2}\right) \exp[-(v_1^2 + a^2)/2\sigma_n^2]$$

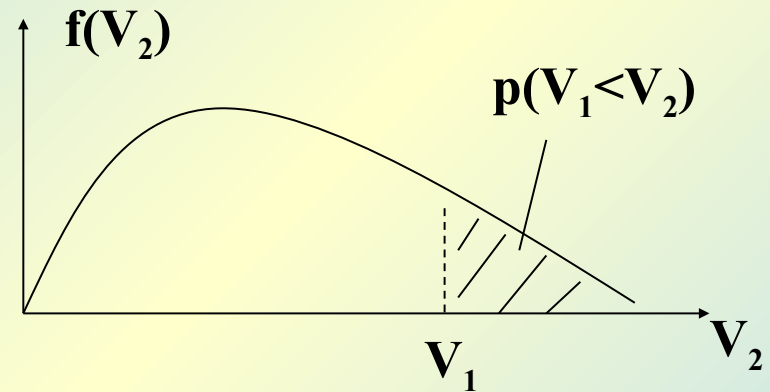
$$f(v_2) = \frac{v_2^2}{\sigma_n^2} \exp(-v_2^2 / 2\sigma_n^2)$$



6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

$$p_{10} = p(v_1 < v_2)$$

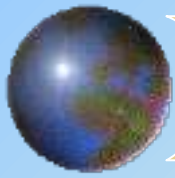
$$= \int_0^{\infty} f(v_1) dv_1 \int_{v_1}^{\infty} f(v_2) dv_2$$



$$= \int_0^{\infty} \frac{v_1}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{av_1}{\sigma_n}\right) \exp[-(v_1^2 + a^2)/2\sigma_n^2] \exp(-v_1^2/2\sigma_n^2) dv_1$$

$$= \int_0^{\infty} \frac{v_1}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{av_1}{\sigma_n}\right) \exp[-(2v_1^2 + a^2)/2\sigma_n^2] dv_1$$

$$\text{令 } t = \frac{\sqrt{2}v_1}{\sigma_n}, \quad z = \frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n} = \sqrt{r} \quad \text{得}$$



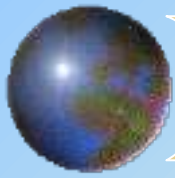
6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

$$p_{10} = \frac{1}{2} e^{-z^2/2} \int_0^{\infty} \frac{t I_0(zt) e^{-(t^2+z^2)}}{2} dt$$

$t I_0(zt) \exp[-(t^2 + z^2)/2]$ 为 $\sigma_n^2 = 1$ 的广义瑞利分布

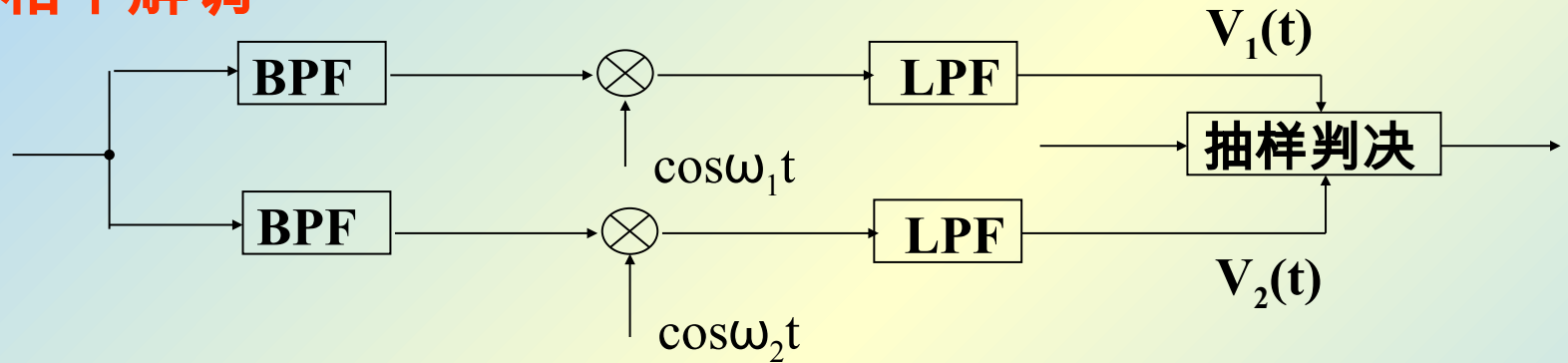
$$\therefore p_{10} = \frac{1}{2} e^{-r/2}, \quad \text{同理可得} \quad p_{01} = \frac{1}{2} e^{-r/2}$$

$$\therefore p_e = \frac{1}{2} e^{-r/2} \quad (\text{“1”、“0”等概})$$



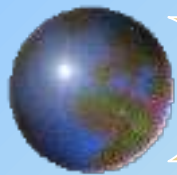
6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

2. 相干解调



$$v_1(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s) \\ n_c(kT_s) \end{cases} = \begin{cases} a + \xi_1 \\ \xi_1 \end{cases}, \quad \begin{array}{l} \text{发"1"码} \\ \text{发"0"码} \end{array}$$

$$v_2(kT_s) = \begin{cases} \xi_2 \\ a + \xi_2 \end{cases}, \quad \begin{array}{l} \text{发"1"码} \\ \text{发"0"码} \end{array}$$



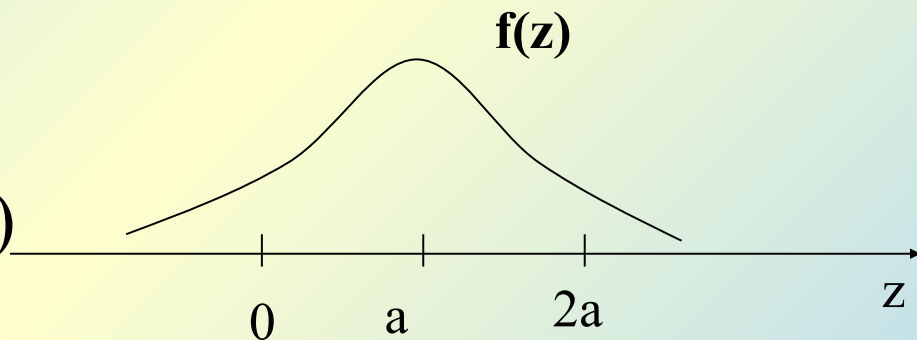
6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

ξ_1 、 ξ_2 的统计特性相同：均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯随机变量

$$p_{10} = p(v_1 < v_2) = p(a + \xi_1 < \xi_2)$$

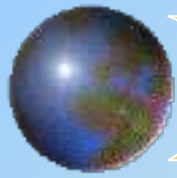
$$= p(a + \xi_1 - \xi_2 < 0) = p(z < 0)$$

$$\bar{z} = a, \quad \sigma_z^2 = 2\sigma_n^2$$



$$\therefore p_{10} = \int_{-\infty}^0 f(z) dz = \int_{2a}^{\infty} f(z) dz = \int_{2a}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(2\sigma_n^2)}} \exp\left[-\frac{(z-a)^2}{4\sigma_n^2}\right] dz$$

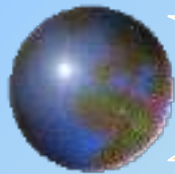
$$\text{令 } x = \frac{z-a}{\sqrt{2}\sigma_n} \text{ 则 } p_{10} = \int_{\frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = Q\left(\frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) = Q(\sqrt{r})$$



6.3 2FSK 数字调制系统的抗噪声性能

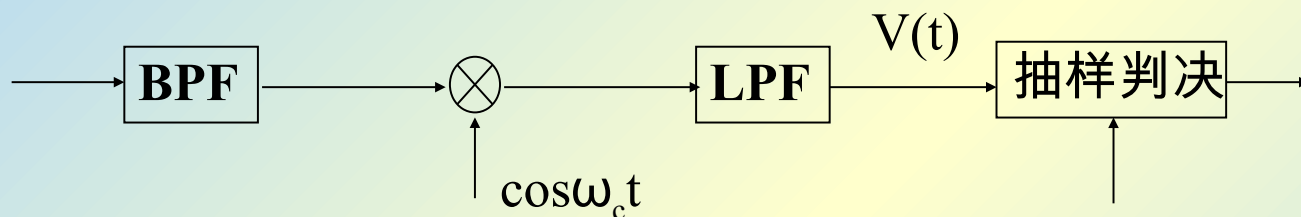
同理 $p_{01} = Q(\sqrt{r})$

$$\therefore P_e = Q(\sqrt{r}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \quad (\text{“1”、“0”等概})$$



6.3 2PSK 数字调制系统的抗噪声性能

三、2PSK 系统的抗噪性能

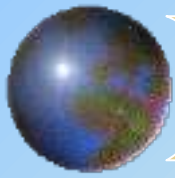


$$v(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s) & , \text{发"1"} \\ -a + n_c(kT_s) & , \text{发"0"} \end{cases}$$

$n_c(kT_s)$ 为高斯分布随机变量，均值为 0，方差为 σ_n^2

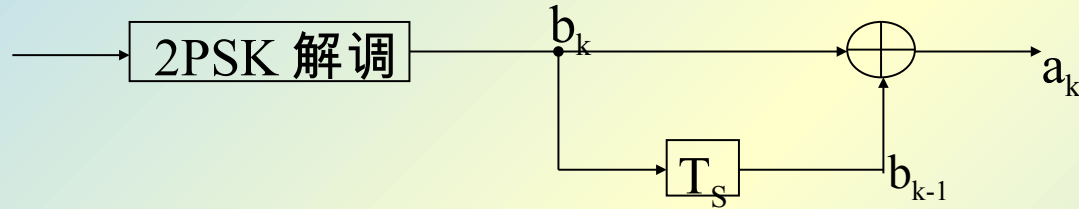
利用双极性基带系统的结论可得：

$$P_e = Q(a / \sigma_n) = Q(\sqrt{2r}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$



6.3 2DPSK 数字调制系统的抗噪声性能

三、2DPSK 系统的抗噪声性能



$$P_{ebk} = Q(\sqrt{2r}) \quad , \quad a_k = b_k \oplus b_{k-1}$$

$$\therefore P_{eak} = 2P_{ebk} (1 - P_{ebk}) \quad (b_k \cdot b_{k-1} \text{中仅一个错误})$$

$$\text{当 } P_{ebk} \ll 1 \text{ 时} \quad P_{eak} = 2P_{ebk}$$

$$\text{当 } P_{ebk} = 0.5 \text{ 时} \quad P_{eak} = P_{ebk}$$

$$\therefore P_{e2Dpsk} = (1 \sim 2)P_{e2psk}$$

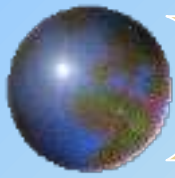
$$\text{一般 } P_{e2psk} \ll 1, \quad \therefore P_{e2Dpsk} = 2P_{e2psk}$$



6.3 2DPSK 数字调制系统的抗噪声性能

2 . 差分相干解调

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (\text{详见 } P152)$$



6.4 二进制数字调制系统性能比较

一. **有效性**：若传输的码元时间宽度为 T_s ，则 2ASK 系统和 2PSK(2DPSK) 系统的频带宽度近似为 $2/T_s$ ，即

$$\square\square \quad B_{2ASK} = B_{2PSK} = \frac{2}{T_s}$$

2FSK 系统的频带宽度近似为 $\square\square$

$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + \frac{2}{T_s}$$

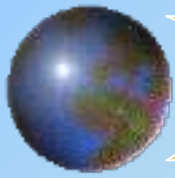
结论：从频带利用率上看，2FSK 系统的频带利用率最低。



6.4 二进制数字调制系统性能比较

二. 可靠性

调制方式	误码率	
	相干解调	非相干解调
2ASK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$
2FSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$
2PSK/2DPSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{2} e^{-r}$



6.4 二进制数字调制系统性能比较

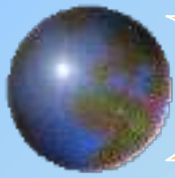
三、讨论：

$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 为收滤波输出信号的信噪比

相干解调优于非相干解调。

$$\text{例：} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) = Q(\sqrt{r}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2} < \frac{1}{2} e^{-r/2}$$

结论：2PSK 优于 2FSK 3dB，2FSK 优于 2ASK3dB，故 2PSK 适于传高速数据。



6.4 二进制数字调制系统性能比较

四、其它

1. 2ASK 最佳门限随信号功率变化，不方便。
2. 2FSK 两个抽样值比较，不需设置判决门限。
3. 2PSK 门限为 0，与信号功率无关。
4. 2DPSK 差分相干解调不需要相干载波，比较适用于信道不稳定系统。

在恒参信道传输中，如果要求较高的功率利用率，则应选择相干 2PSK 和 2DPSK，而 2ASK 最不可取；如果要求较高的频带利用率，则应选择相干 2PSK 和 2DPSK，而 2FSK 最不可取。若传输信道是随参信道，则 2FSK 具有更好的适应

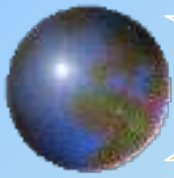


6.5 多进制数字信号的载波传输

概述

- 提高频带利用效率的方法是采用多进制调制。
- 多进制调制的代价是增加信号功率和实现上的复杂性。
- 常用的 **M** 进制，如 **MASK**，**MPSK**，其中

$$2^n = M$$



6.5.1 MASK

✦ 在 **M** 进制幅度键控中，载波幅度有 **M** 中取值

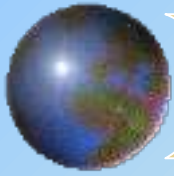
✦ 时域表达式：
$$S_{MASK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t$$

✦ a_n 可以取 **M** 种取值， $a_n \in \{A_i\}, i = 0, 1, \dots, M-1$.

$$P_0, P_1, \dots, P_{M-1} ; \sum_{i=0}^{M-1} P_i = 1$$

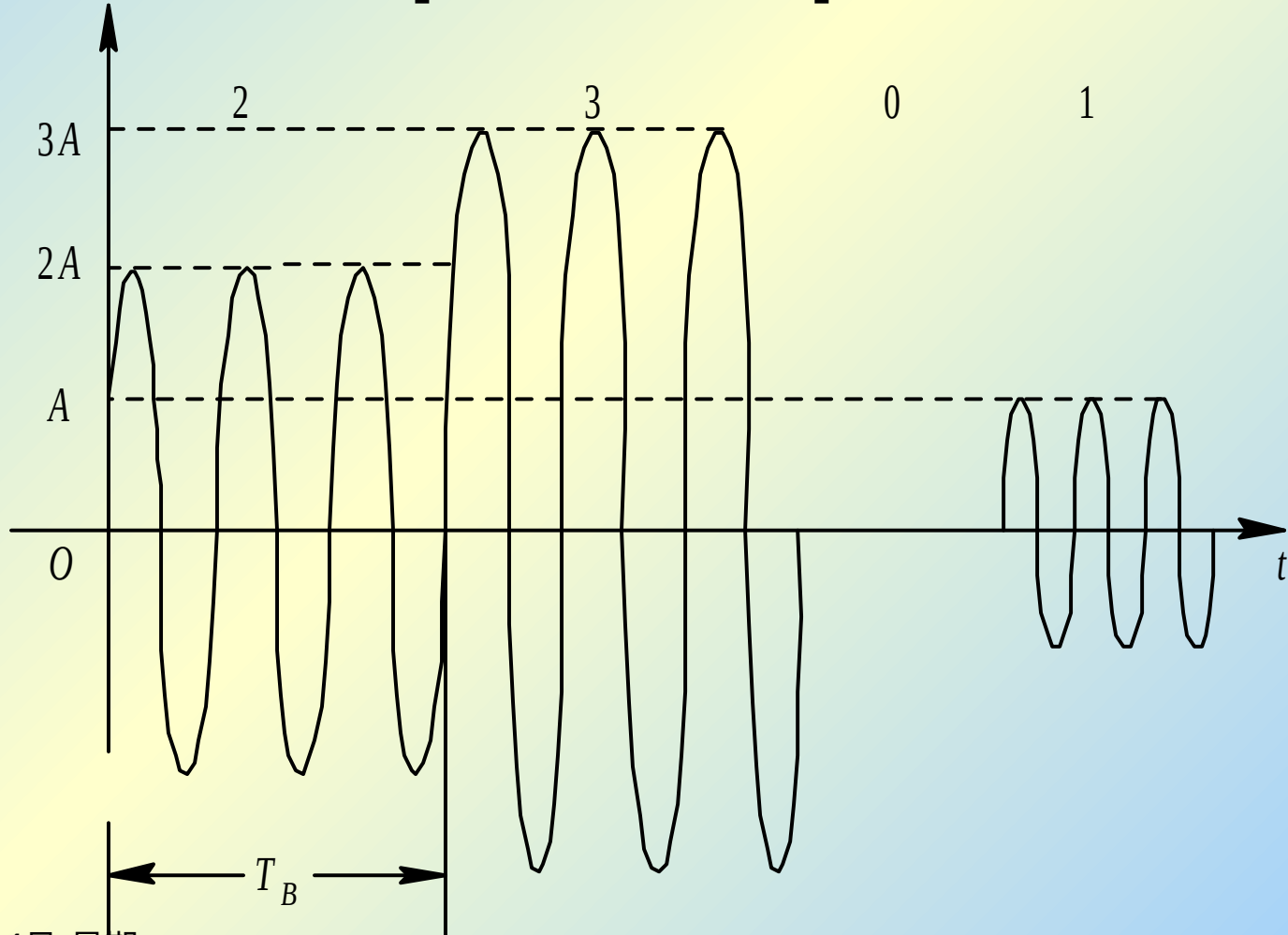
✦ 它们出现的概率分别为

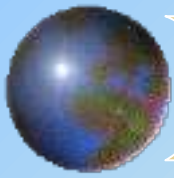
特点：功率谱的状态和 **2ASK** 完全相同，它相当于 **M** 电平基带信号对载波进行双边带调幅，因此带宽是 **M** 电平基带的 **2** 倍。



6.5.1 MASK

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

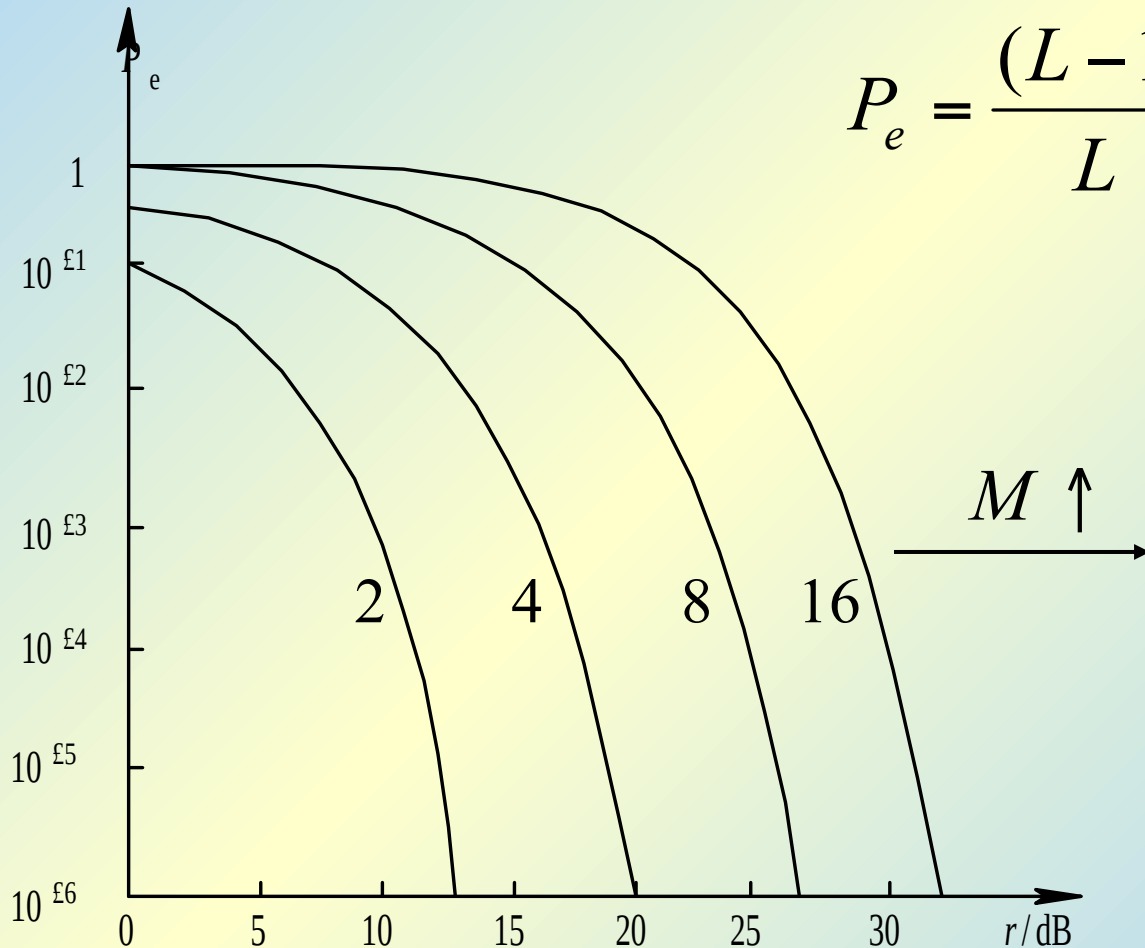




6.5.1 MASK 误码性能

采用相干解调时，**MASK** 信号的误符号率可以从 **L** 电平基带信号导出

$$P_e = \frac{(L-1)}{L} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{L^2-1}} r \right]$$



为了得到相同的误码率 P_e ，所需的信噪比随 M 增加而增大。



6.5.2 MFSK

⊕ MFSK, M 个发送频率

$$e_{MFSK}(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) \cos \omega_i t \quad B = |f_M - f_1| + \frac{2}{T_s}$$

⊕ $\omega_i = 2\pi f_i$, 如果 **M** 个信号都互相正交, 则

$$\int_0^{T_s} S_i(t) S_j(t) dt = 0, \quad i \neq j$$

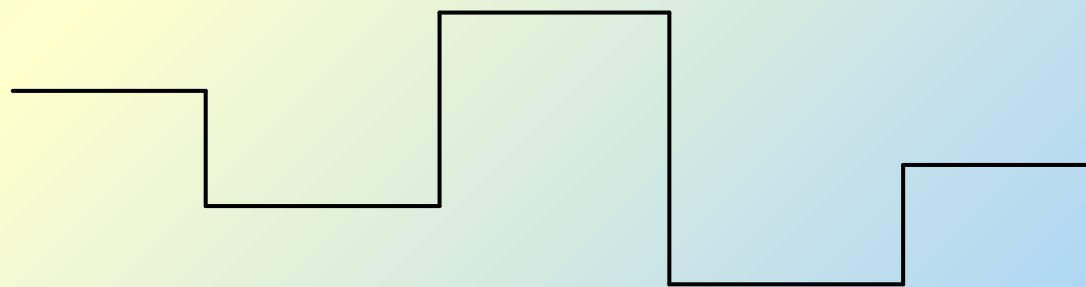
1 1 0 1 1 0 0 0 0 1

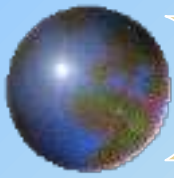
$f_c \ll 4.8 \text{ kHz}$

$f_c \ll 1.6 \text{ kHz}$

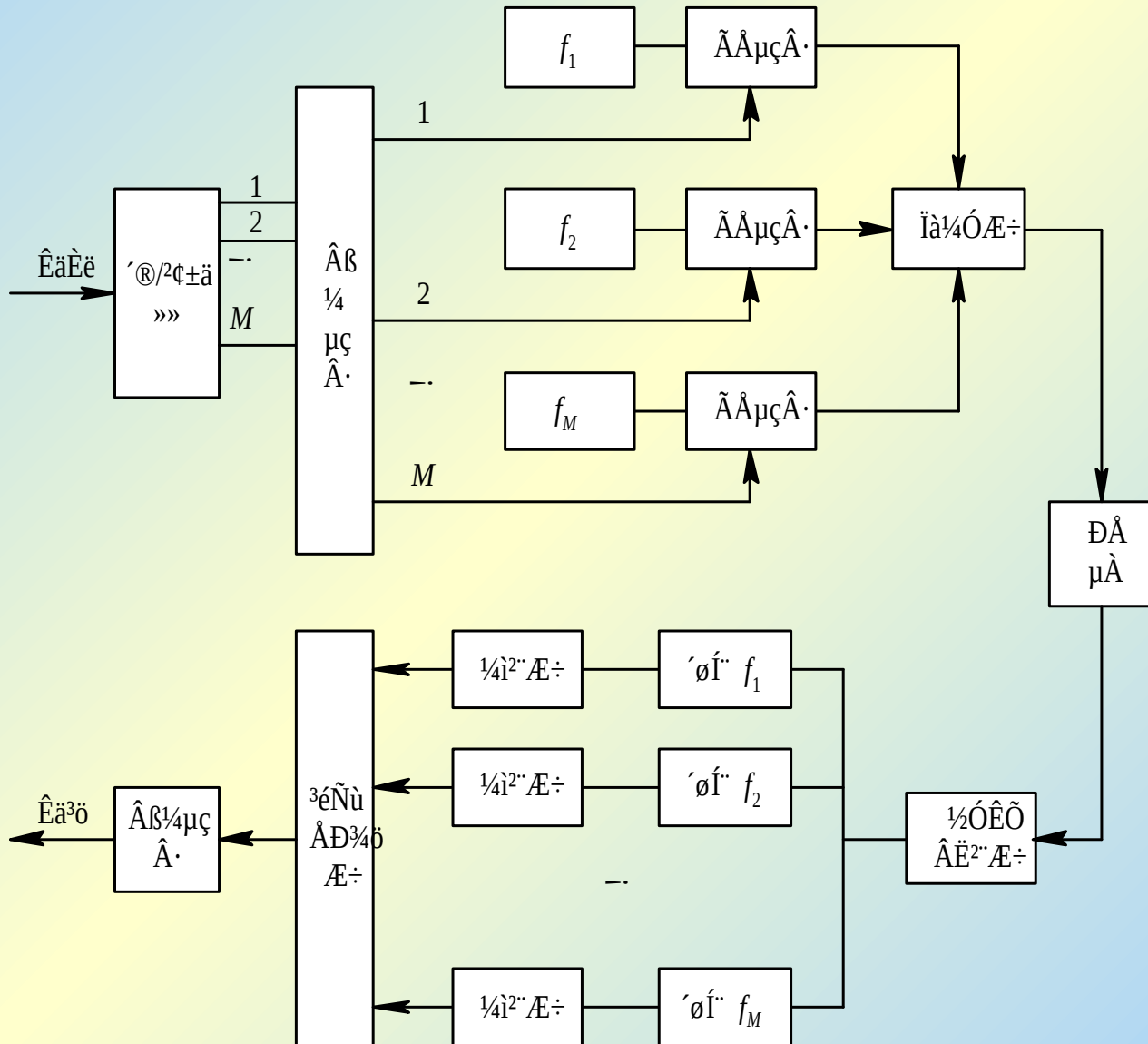
$f_c \ll 1.6 \text{ kHz}$

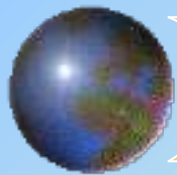
$f_c \ll 4.8 \text{ kHz}$





6.5.2 MFSK 调制解调





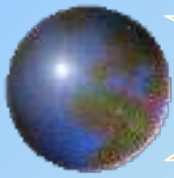
6.5.2 MFSK (误符号率)

✦ MFSK 采用相干解调时

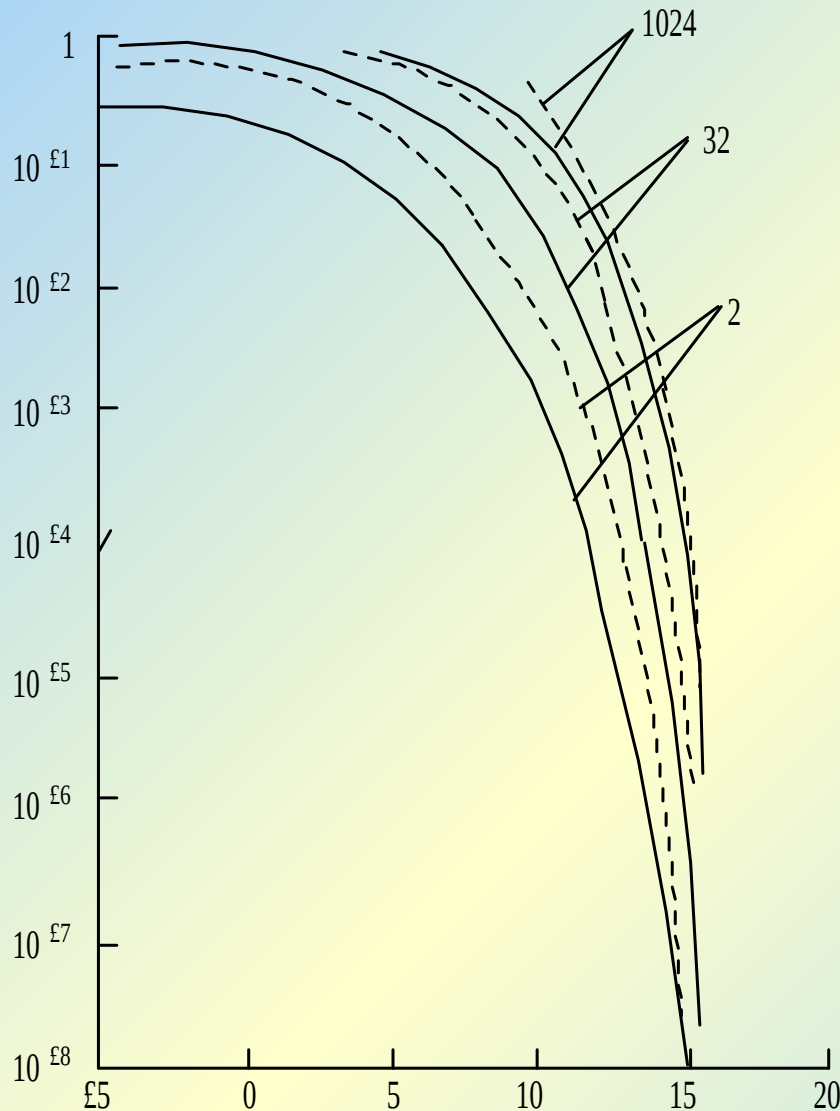
$$p_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(x-a)^2/2\sigma_n^2} \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-u^2} du \right)^{M-1} \right] dx$$

✦ MFSK 采用非相干解调时

$$p_e = \int_0^{\infty} x e^{-(x^2+a^2)/2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{xa}{\sigma_n}\right) \left[1 - (1 - e^{-x^2/2})^{M-1} \right] dx$$



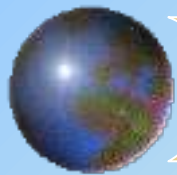
6.5.2 MFSK 误码性能



非相干解调 $P_e = \left(\frac{M-1}{2}\right) e^{-\frac{r}{2}}$

相干解调 $P_e = \left(\frac{M-1}{2}\right) \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$

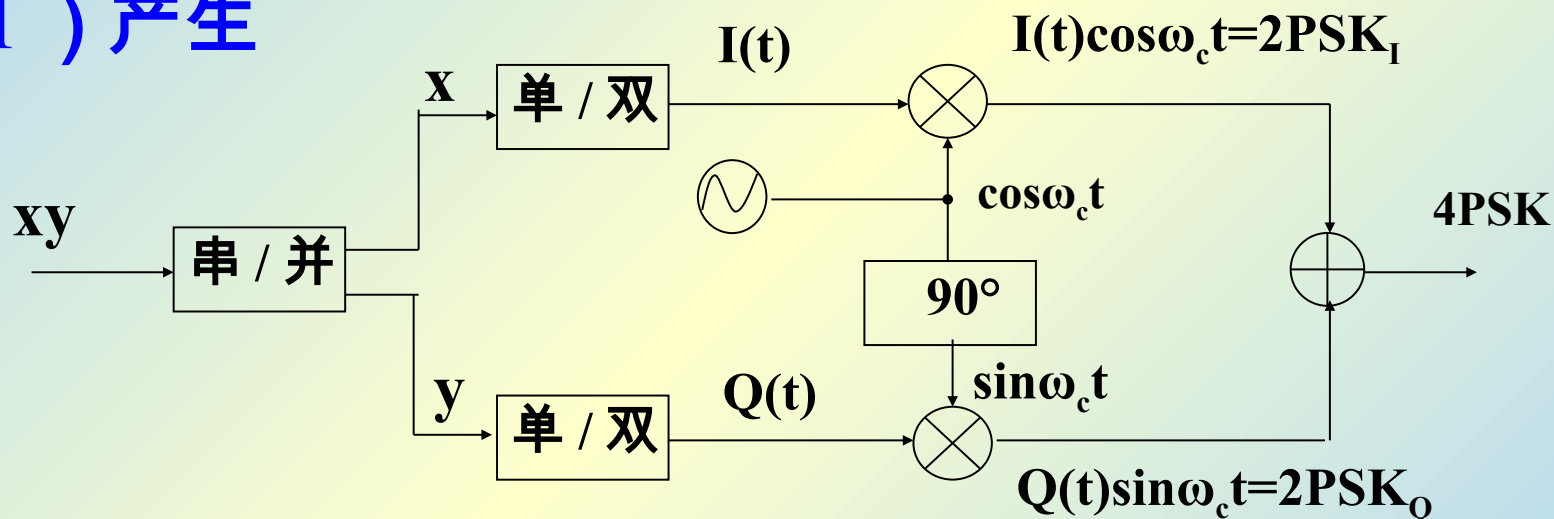
在 M 一定的情况下，信噪比 r 越大，误码率 P_e 越小；在 r 一定的情况下， M 越大，误码率 P_e 也越大。另外，相干解调和非相干解调的性能差距将随 M 的增大而减小；同一 M 下，随着信噪比 r 的增加非相干解调性能将趋于相干解调性能。



6.5.3 4PSK 与 4DPSK

1 . 4PSK

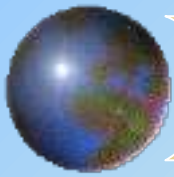
(1) 产生



串 / 并输入信号码速率等于 R_b ，输出信号码速率等于 $R_b/2$ 。

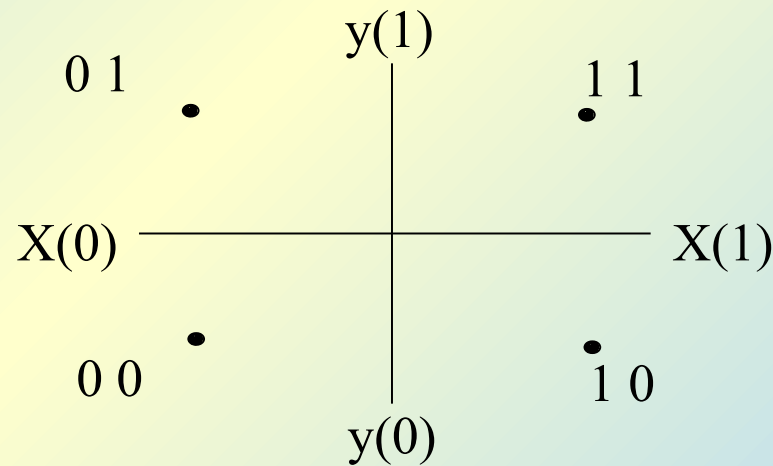
X ， Y ， $I(t)$ ， $Q(t)$ 信号的码元宽度为 $2T_s$ ， T_s 为二进制信号码元宽度。

$$4PSK = 2PSK_I + 2PSK_Q$$



6.5.3 4PSK

x y	1 1	0 1	1 0	0 0
I(t)	$\cos\omega_c t$	$-\cos\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$-\cos\omega_c t$
Q(t)	$\sin\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$-\sin\omega_c t$	$-\sin\omega_c t$
4PSK 移相	45°	135°	-45°	-135°



4PSK 星座图

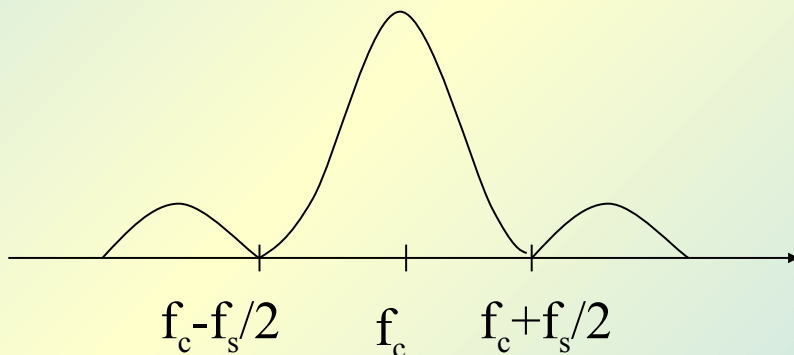


6.5.3 4PSK

$$S_{4\text{PSK}}(t) = \cos[\omega_c t - \theta_k] = I(t)\cos\omega_c t + Q(t)\sin\omega_c t$$

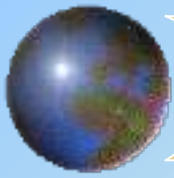
θ_k	45°	135°	-135°	-45°
	0°	90°	180°	270°

(2) 频谱



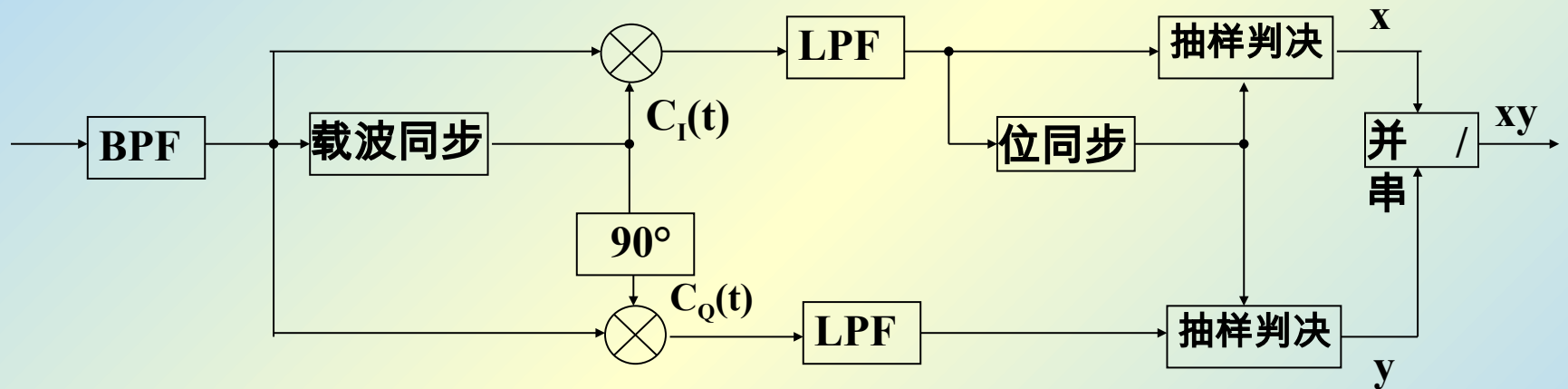
$$f_s = R_b$$

$$B = f_s$$



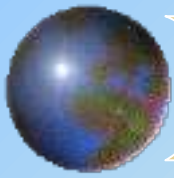
6.5.3 4PSK

(3) 解调



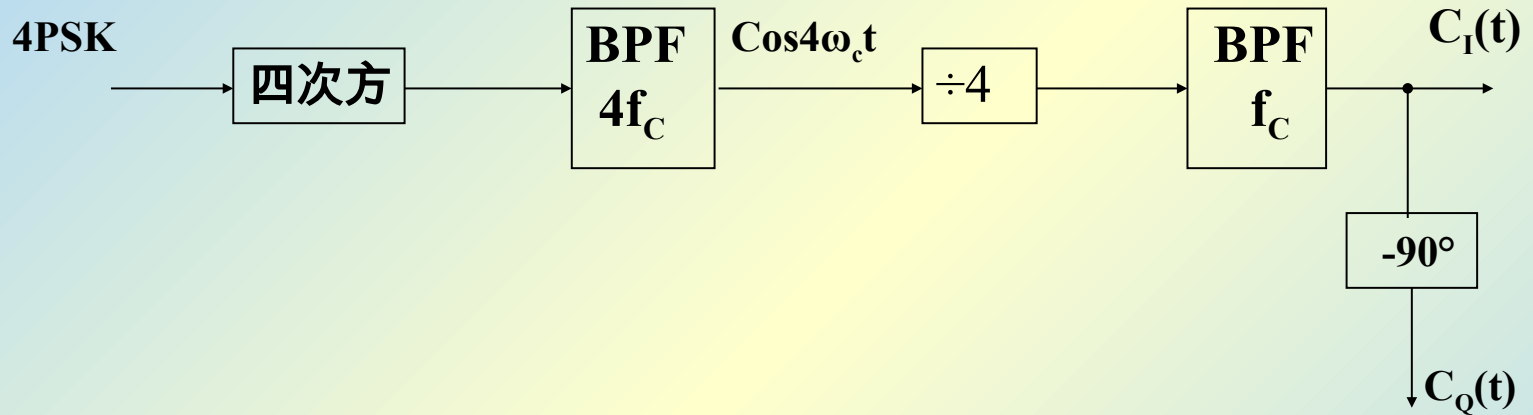
当 $C_I(t) = \cos \omega_c t$, $C_Q(t) = \sin \omega_c t$ 时，可正确解调。

注：载波同步存在相位模糊，4PSK 不能实用。



6.5.3 4PSK

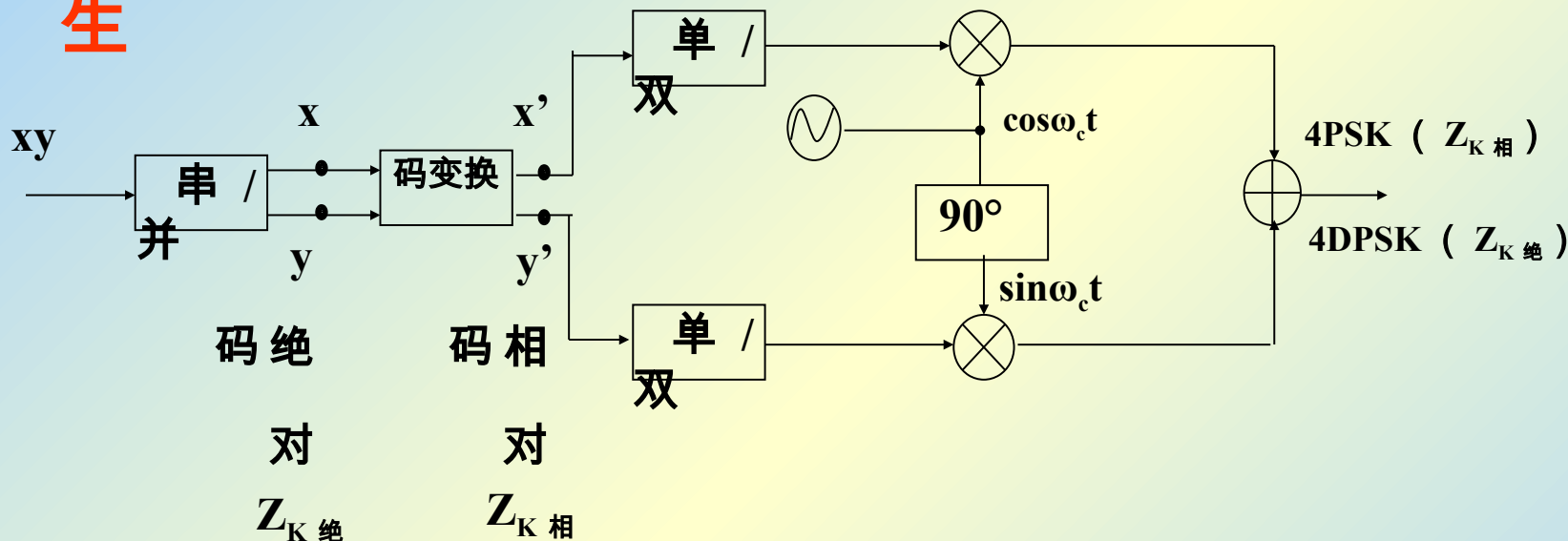
注：载波同步存在相位模糊，4PSK不能实用，如：



$C_I(t)$	$\cos\omega_c t$	$-\cos\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$-\sin\omega_c t$
$C_Q(t)$	$\sin\omega_c t$	$-\sin\omega_c t$	$-\cos\omega_c t$	$\cos\omega_c t$

6.5.3 4DPSK

2. 4DPSK (1) 产生



$$\Delta\phi_k = \phi_k - \phi_{k-1}$$

$Z_{k 绝}$	00	10	11	01
$\Delta\Phi_k$	0°	90°	180°	270°

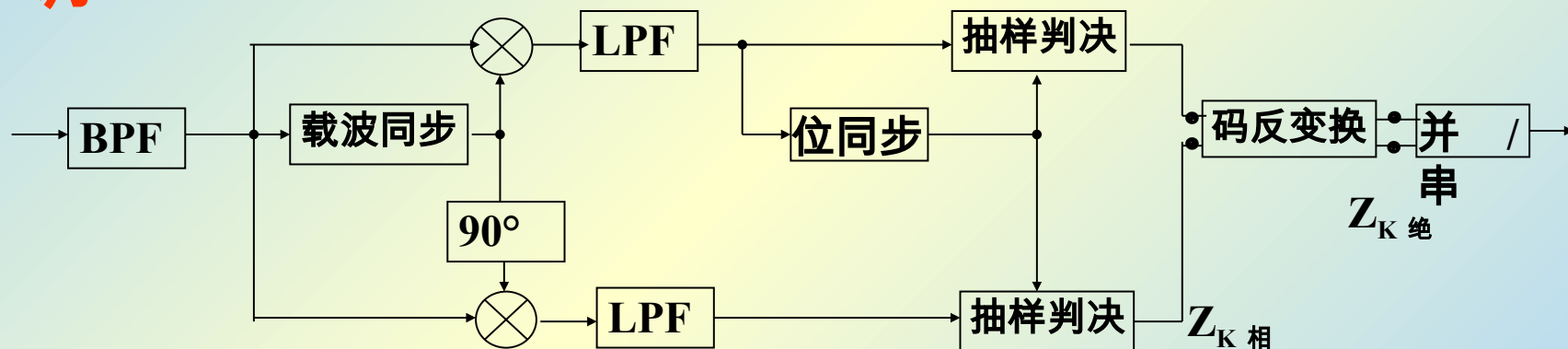
ϕ_k 为本双比特码元内 4DPSK 信号的初相。

ϕ_{k-1} 为前一双比特码元内 4DPSK 信号的末相。

6.5.3 4DPSK

2 . 4DPSK (2) 频谱 (同 4PSK)

2 . 4DPSK (3) 解调



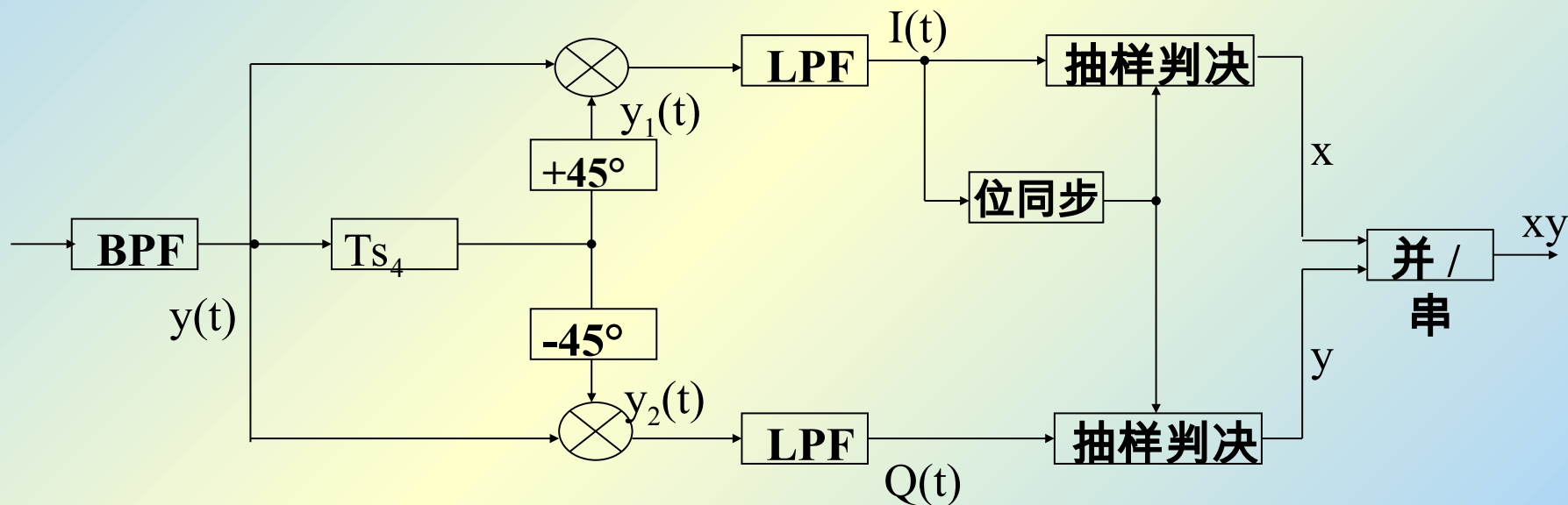
$Z_{K 相}$ 有四种不同情况，对它们进行码反变换后得到同一个 $Z_{K 绝}$ 。

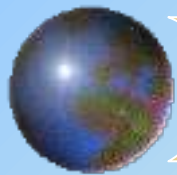
6.5.3 4DPSK 差分相干解调

设载波周期 T_C 与双比特码元宽度 T_{S4} 之间的关系为

$$T_{S4} = K T_C ,$$

此时一个码元内 4DPSK 的初相与末相相同。





6.5.3 4DPSK

$$y(t) = \cos(\omega_c t - \varphi_k)$$

$$y_1(t) = \cos(\omega_c t - \varphi_{k-1} + 45^\circ)$$

$$y_2(t) = \cos(\omega_c t - \varphi_{k-1} - 45^\circ)$$

$$\therefore I(t) = \frac{1}{2} \cos(\Delta\varphi_k + 45^\circ)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} \cos(\Delta\varphi_k - 45^\circ)$$

$\Delta\varphi_k$	I(t)	Q(t)	x	y
0	+	+	0	0
$\pi/2$	—	+	1	0
π	—	—	1	1
$3\pi/2$	+	—	0	1

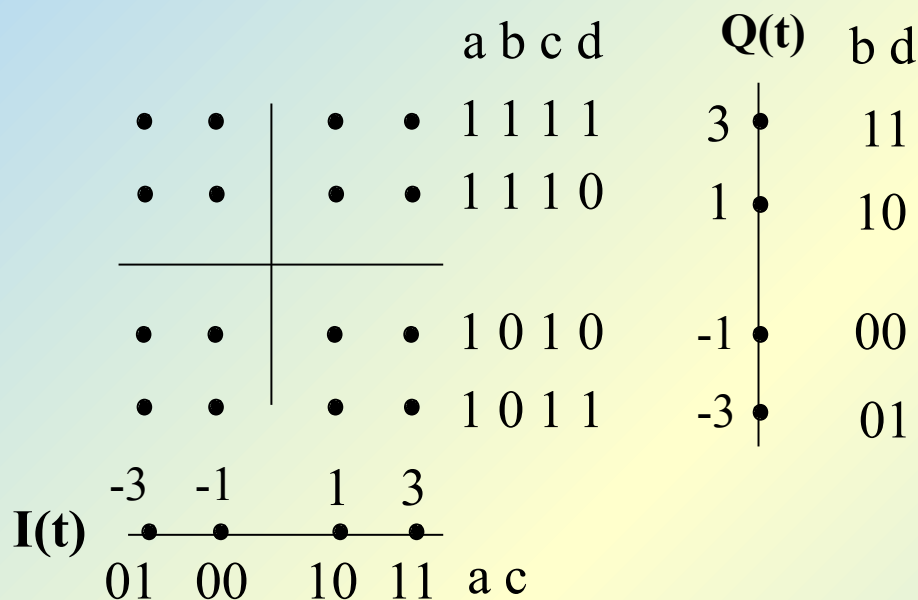
判决准则 : $I(kT_{s4}) \geq 0$ 判为 $\begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix}$
 $Q(kT_{s4}) \geq 0$ 判为 $\begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix}$
 为



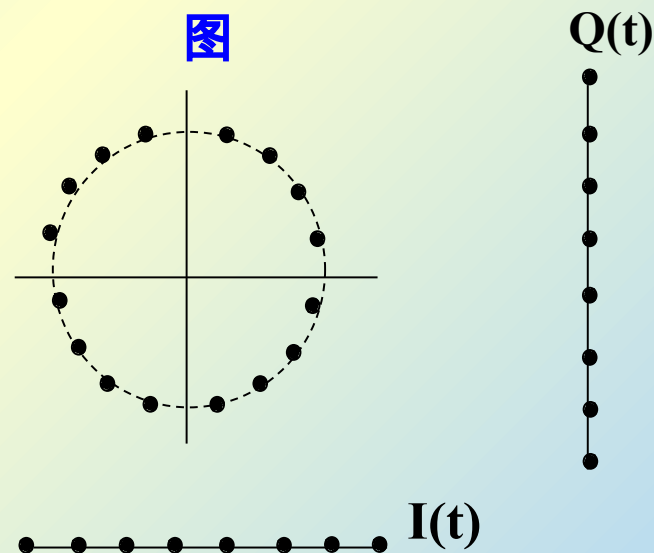
6.5.4 MQAM

随 M 增大，MPSK 相邻信号之间的距离减小，误码率增大。采用 MQAM 可在 M、S/N 相同的条件下使误码率减小，以 N=16 为例说明之。

16QAM 星座图

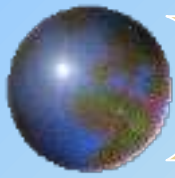


16PSK 星座图



$$S_{16QAM}(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t$$

$$S_{16PSK}(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t$$



6.5.4 MQAM

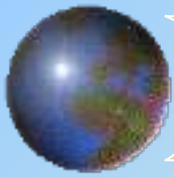
16QAM: $I(t)$ 、 $Q(t)$ 为四进制双极性信号，相邻电平差值相等。幅度、相位都变化。

16PSK : $I(t)$ 、 $Q(t)$ 为八进制双极性信号，但相邻电平差值不相等， $I(t)$ 、 $Q(t)$ 有相关性，仅相位变化。

16QAM 相邻信号距离大于 16PSK 相邻信号距离，故 16QAM 的误码率小于 16PSK。

两者相同处： 都是正交调制信号，频谱相同， $I(t)\cos\omega_c t$ 、 $Q(t)\sin\omega_c t$ 都是双极性 ASK 信号， $I(t)$ 、 $Q(t)$ 的码速率相同、等于

$$R_b / \log_2 M$$



6.5.4 误码率与误比特率

1 . P_{eB} MPSK $P_{eB} = 2Q\left(\sqrt{2r \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$

MQAM $P_{eB} = \frac{2\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3r}{M-1}}\right)$

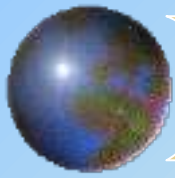
2 . P_{eb} $P_{eb} = P_{eB} / \log_2 M$

3 . 特例 当 $M=4$ 时，MQAM 即为 4PSK

$$P_{eb4PSK} = \frac{1}{2} \cdot 2Q(\sqrt{r_4}) = Q(\sqrt{r_4}) \quad P_{e2PSK} = Q(\sqrt{2r_2})$$

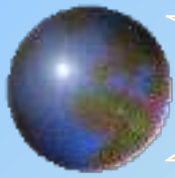
当信号功率相同、信息速率相同、信道噪声谱相同时，4PSK 的 BPF 带宽为 2PSK 的 BPF 带宽的 0.5 倍，故 $r_4=2r_2$

$$\therefore P_{eb4psk} = P_{eb2psk}$$



MQAM 中的相位模糊问题

由于 MQAM 信号谱中无 f_c 离散谱，载波同步器需对 MQAM 作非线性处理（如四次方处理），故提取的相干载波存在 4 种相位，所以必须对信息代码进行码变换后再进行 MQAM 调制，收端解调后再进行码反变换。



MPSK、MQAM 等存在的问题

1) 相位不连续、频谱衰减慢，发滤波器输出信号的带外能量大、包络不恒定，若信道是非线性的（如卫星信道），将会产生非线性失真。

2) MPSK、MQAM 只一个载频，通过随参信道时可能将信号衰落掉。



6.6.1 改进的数字调制方式 (MSK)

一、MSK 最小移频键控

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

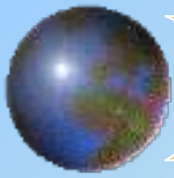
传号频率 f_2 、空号频率 f_1 。 $\cos \omega_2 t$ 与 $\cos \omega_1 t$ 不相关条件为

$$\int_0^{T_s} \cos \omega_2 t \cos \omega_1 t dt = 0$$

由此得：

$$\frac{\sin(\omega_2 \pm \omega_1) T_s}{\omega_2 \pm \omega_1} = 0$$

$$\therefore \begin{cases} f_1 + f_2 = \frac{n}{2T_s} & n = 1, 2 \\ f_2 - f_1 = \frac{k}{2T_s} & k = 1, 2 \end{cases}$$



6.6.1 MSK

$k = 1$ 时频差最小，为 $f_2 - f_1 = \frac{1}{2} R_b$

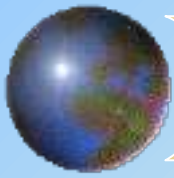
中心频率： $f_c = \frac{1}{2}(f_2 + f_1) = n \frac{R_b}{4}$

调制指数： $h = (f_2 - f_1) / R_b = 0.5$

$$e_{\text{Msk}}(t) = \cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

$$= \cos\left[\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k\right] \quad (k-1)T_s \leq t \leq kT_s$$

式中， $a_k = 1$ ， -1 分别表示信息代码“1”和“0”



6.6.1 MSK

ϕ_k 为第 K 个码元内信号的初相

$$\phi_k = \begin{cases} \phi_{k-1} & , \quad a_k = a_{k-1} \\ \phi_{k-1} \pm (k-1)\pi & , \quad a_k \neq a_{k-1} \end{cases}$$

MSK 信号特点：

1.中心频率

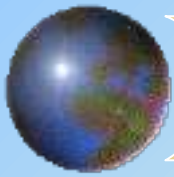
$$f_c = n \cdot \frac{R_b}{4}$$

2.传号频率

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

3.空号频率

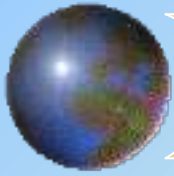
$$f_1 = f_c - \frac{R_b}{4}$$



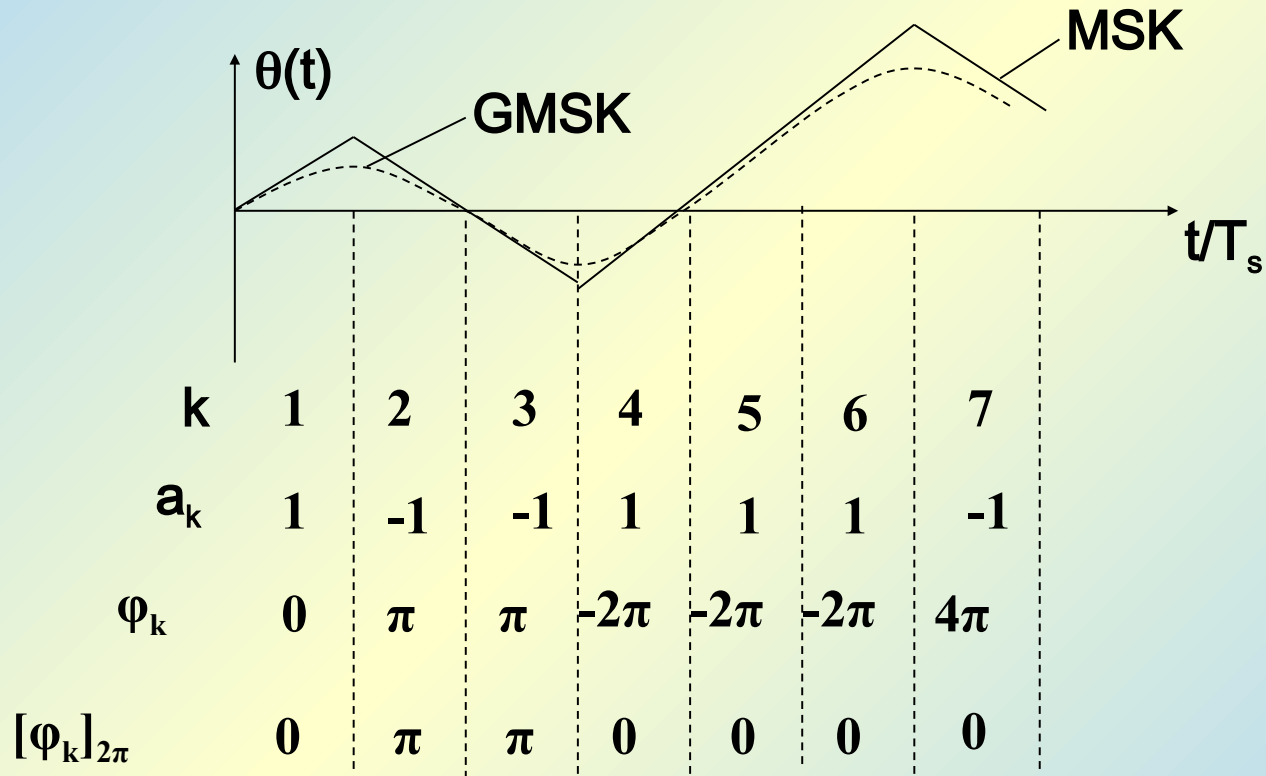
6.6.1 MSK

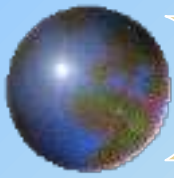
4. 相位连续变化，一个码元内增大或减小，故称 MSK 为相位连续 2FSK。

5. 频谱衰减快，谱零点带宽为 $1.5R_b$ ，低于 2PSK，信道带宽相同时，MSK 的信息速率高于 2PSK，故又称 MSK 为快速 2FSK。

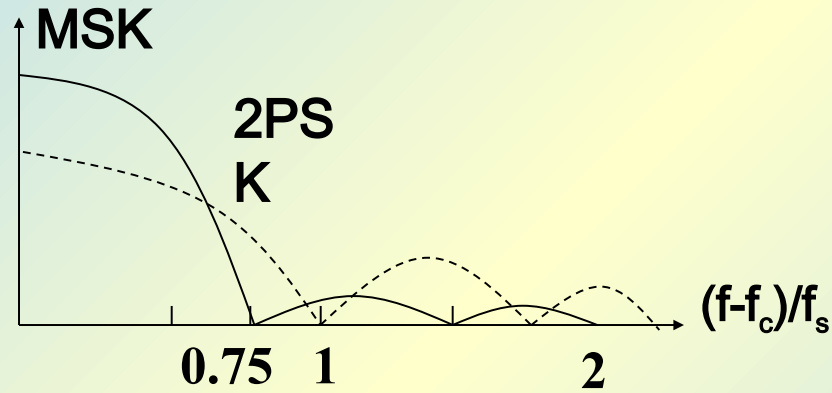


6.6.1 MSK



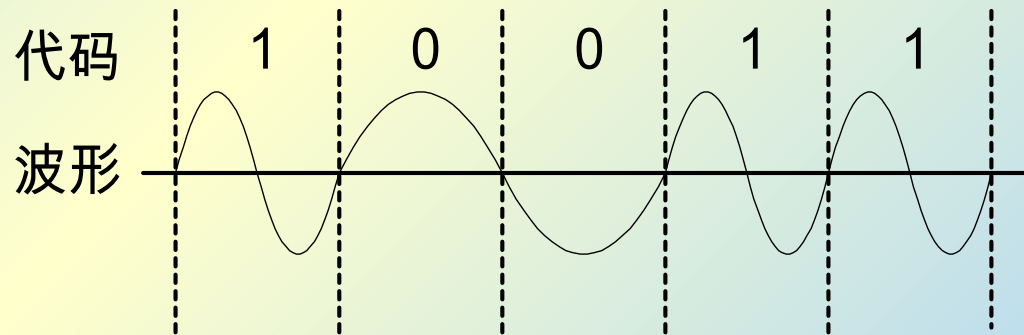


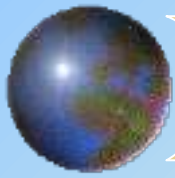
6.6.1 MSK



MSK 信号波形举例

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

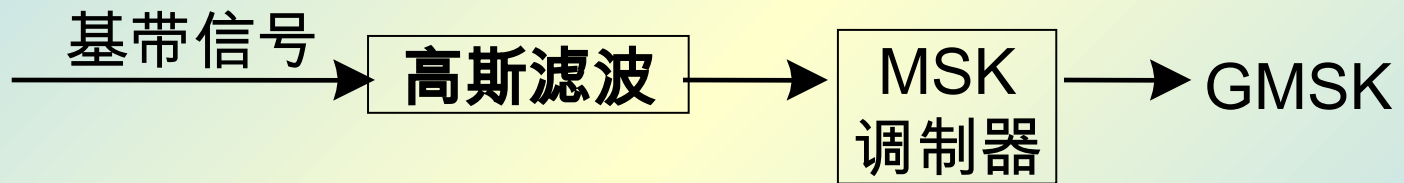




6.6.2 改进的数字调制方式 (GMSK)

二 . GMSK (高斯最小移频键控)

目的：进一步改善 MSK 的相位路径，使其变化斜率不发生突变，频谱衰减更快。



高斯滤波的特点

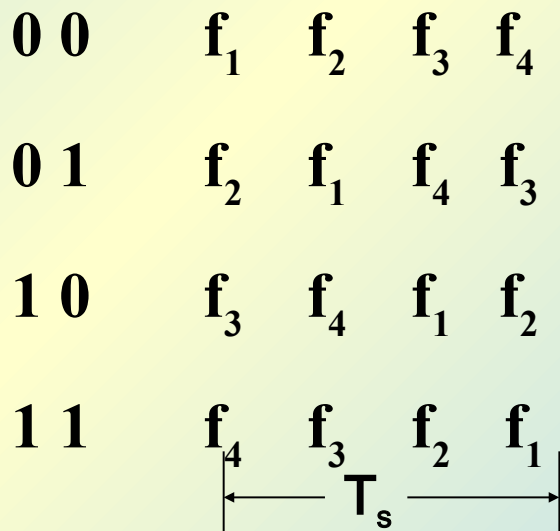
- 带宽较窄，以抑制输入高频成分；
- 具有较低的过冲脉冲响应，以防止过量的瞬时频偏；
- 保持输出脉冲面积不变，以使 GMSK 信号在一个码元内相位变化为 $\pi/2$ 或 $-\pi/2$ 。

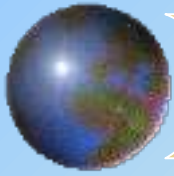
6.6.3 改进的数字调制方式 (时频调制)

三. 时频编码调制

目的：克服频率选择性衰落。

四时四频 2 比特码元宽度时间 T_s 内传输 4 个频率，它所处于不同时间段，在 T_s 内这 4 个频率完全衰落掉的概率很小，只要能接收到一个频率，即可正确解调。





本章结束

习题：6-1 ， 6-4 ， 6-10 ， 6-18