



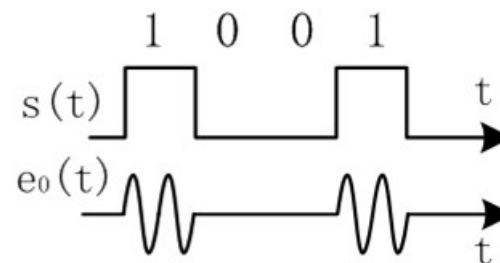
第7章 数字带通传输系统

- 二进制数字调制原理
- 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
- 多进制数字调制系统
- 改进的数字调制方式

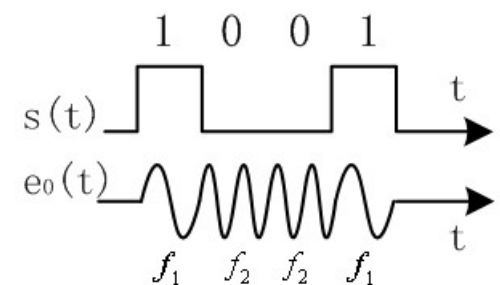


• 数字频带传输

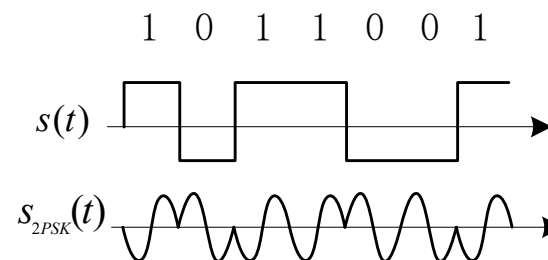
- 振幅键控ASK
- 移频键控FSK
- 移相键控PSK



2ASK

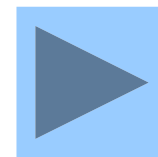
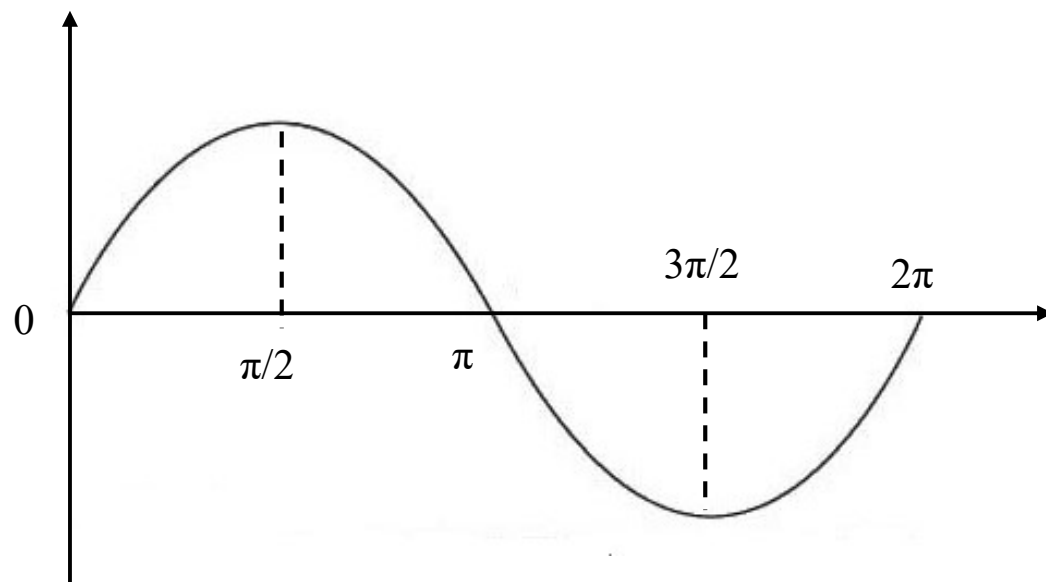


2FSK



2PSK

通信原理



通信原理



二进制数字调制原理

- 一. 二进制数字振幅键控 (**2ASK/OOK**)
- 二. 二进制数字移频键控 (**2FSK**)
- 三. 二进制数字移相键控及二进制差分相位键控
(**2PSK、2DPSK**)



一. 二进制数字振幅键控 (2ASK/OOK)

1. 2ASK数学表示式

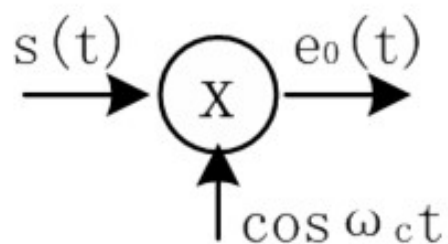
$$e_0(t) = s(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases}$$

$s(t)$ 为单极性NRZ矩形脉冲序列:

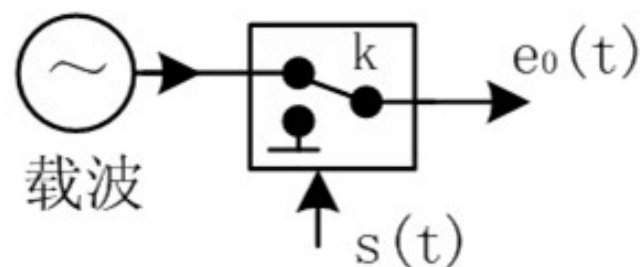
$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b) \quad a_n = \begin{cases} 1, & \text{出现概率为 } P \\ 0, & \text{出现概率为 } (1 - P) \end{cases}$$



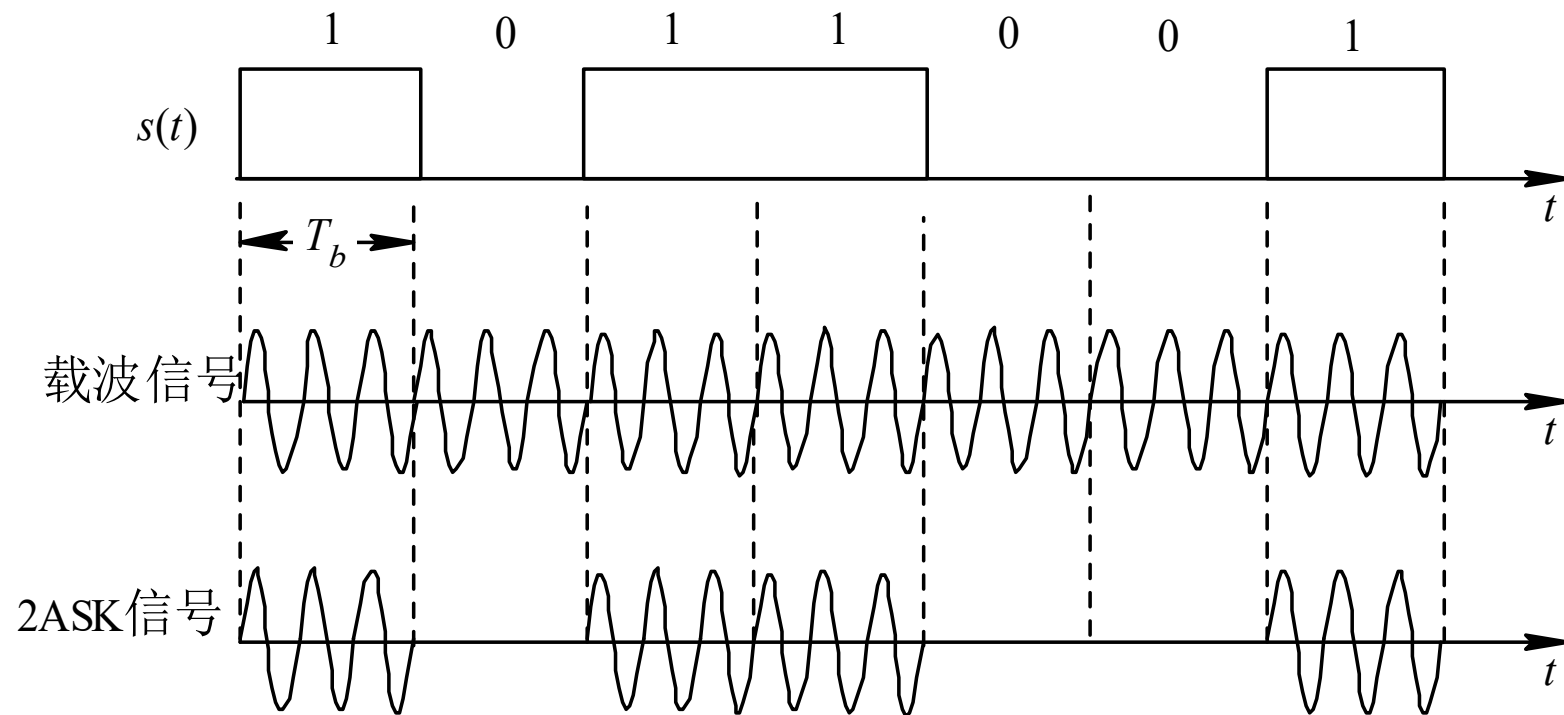
2. 2ASK信号的产生方法（调制方法）



模拟调幅法



键控法 (OOK)

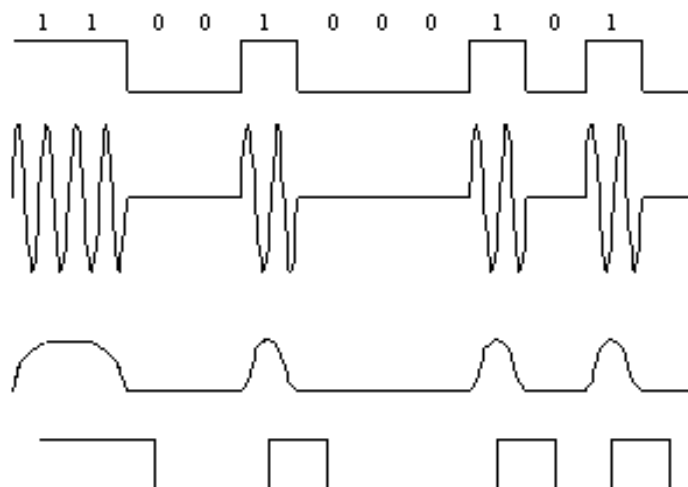
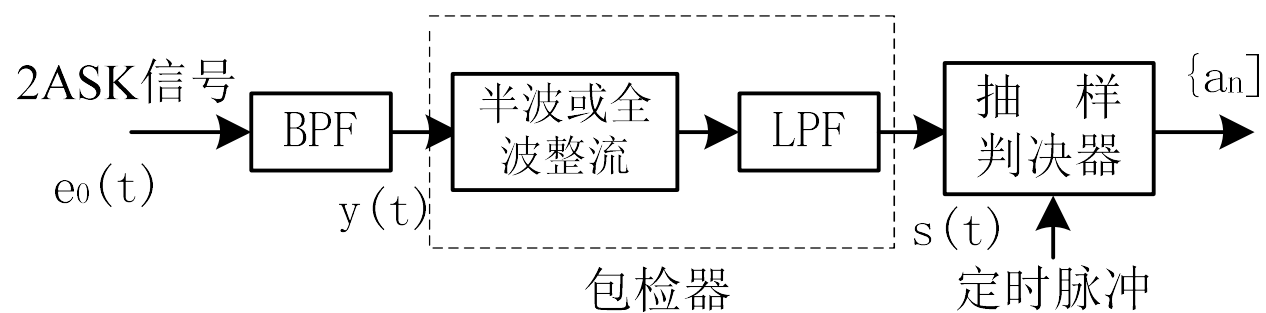


二进制振幅键控信号时间波型



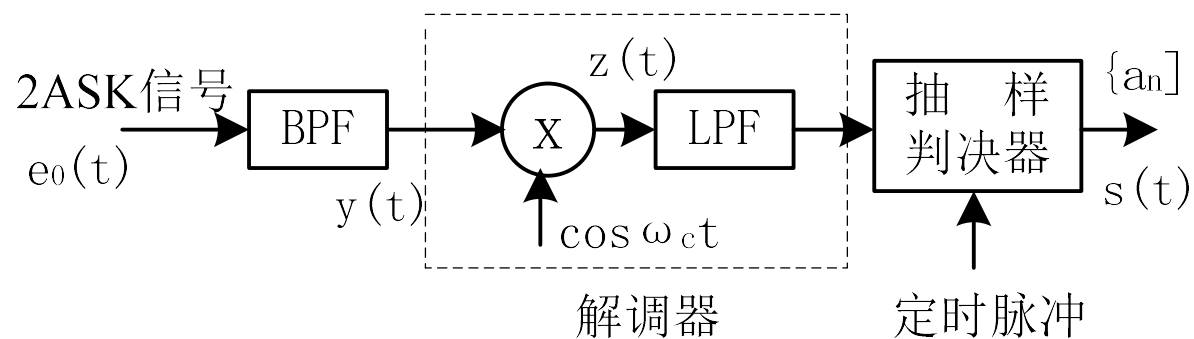
3. 2ASK信号解调方法

包络检波法





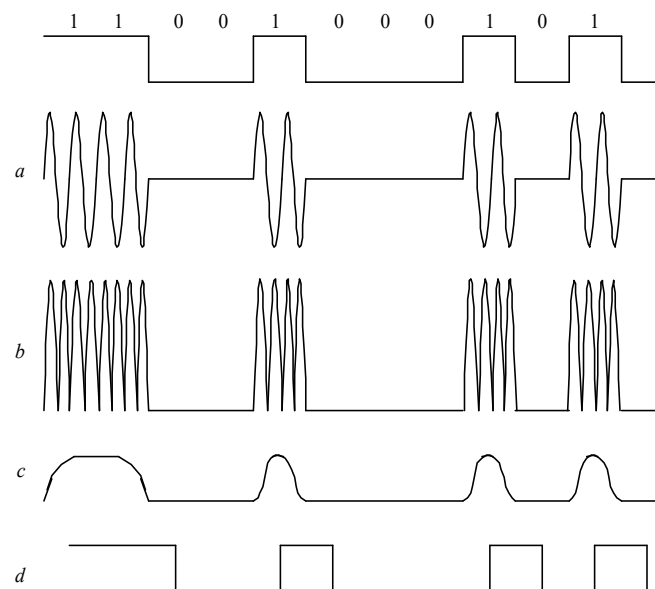
相干检测法



$$z(t) = y(t) \cos \omega_c t$$

$$= s(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} s(t) (1 + \cos 2\omega_c t)$$

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



通信原理



4. 2ASK信号的功率谱及带宽

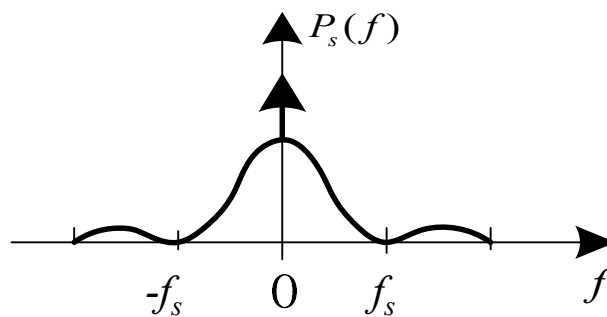
一个2ASK信号可以表示成: $e_0(t) = s(t) \cos \omega_c t$

已调信号功率谱为: $P_e(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$

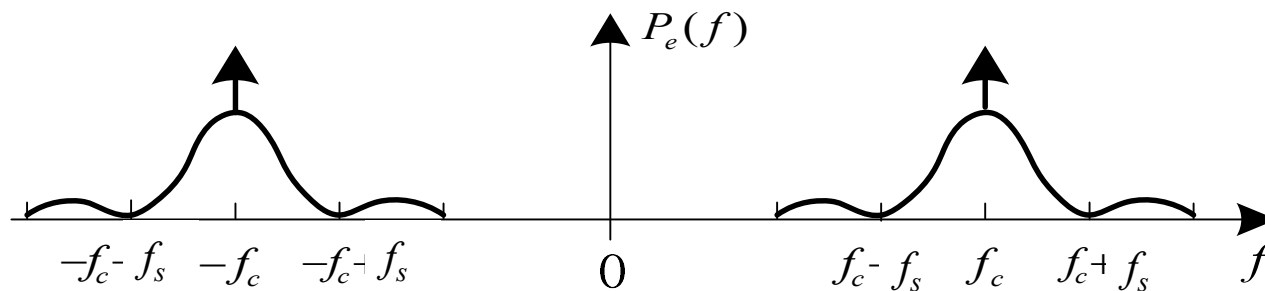
若 $s(t)$ 为单极性矩形脉冲序列, 且0、1等概

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

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



(a)



(b)

带宽为: $B_{2ASK} \approx 2f_s = \frac{2}{T_s} = 2R_B$

频带利用率为: $\eta = R_B / B = \frac{1}{2} (Baud / Hz)$



二. 二进制数字频率调制 (2FSK)

1. 已调信号的数学表达式

$$e_0(t) = s(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + \overline{s(t)} \cos(\omega_2 t + \theta_n)$$

$$= \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_n) & \text{"1"} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_n) & \text{"0"} \end{cases}$$

其中:

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

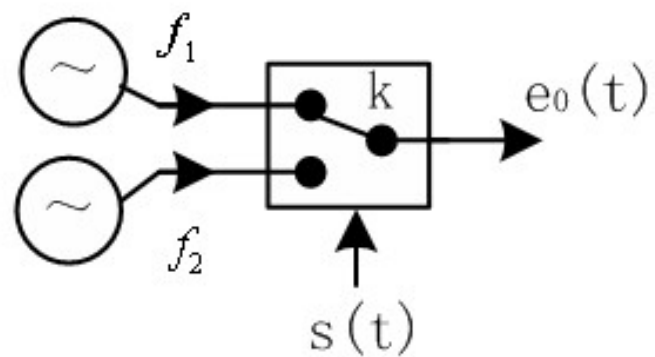
$$\overline{s(t)} = \sum_n \overline{a_n} g(t - nT_b)$$



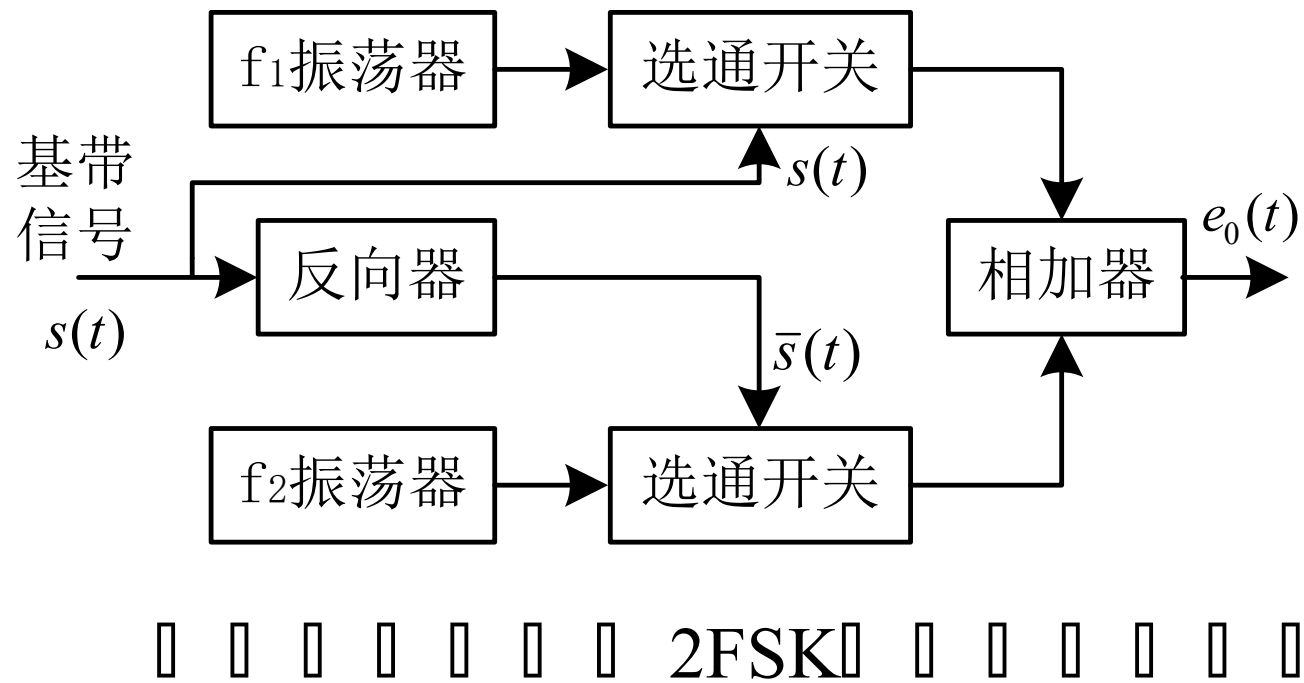
2. 调制原理与实现方法

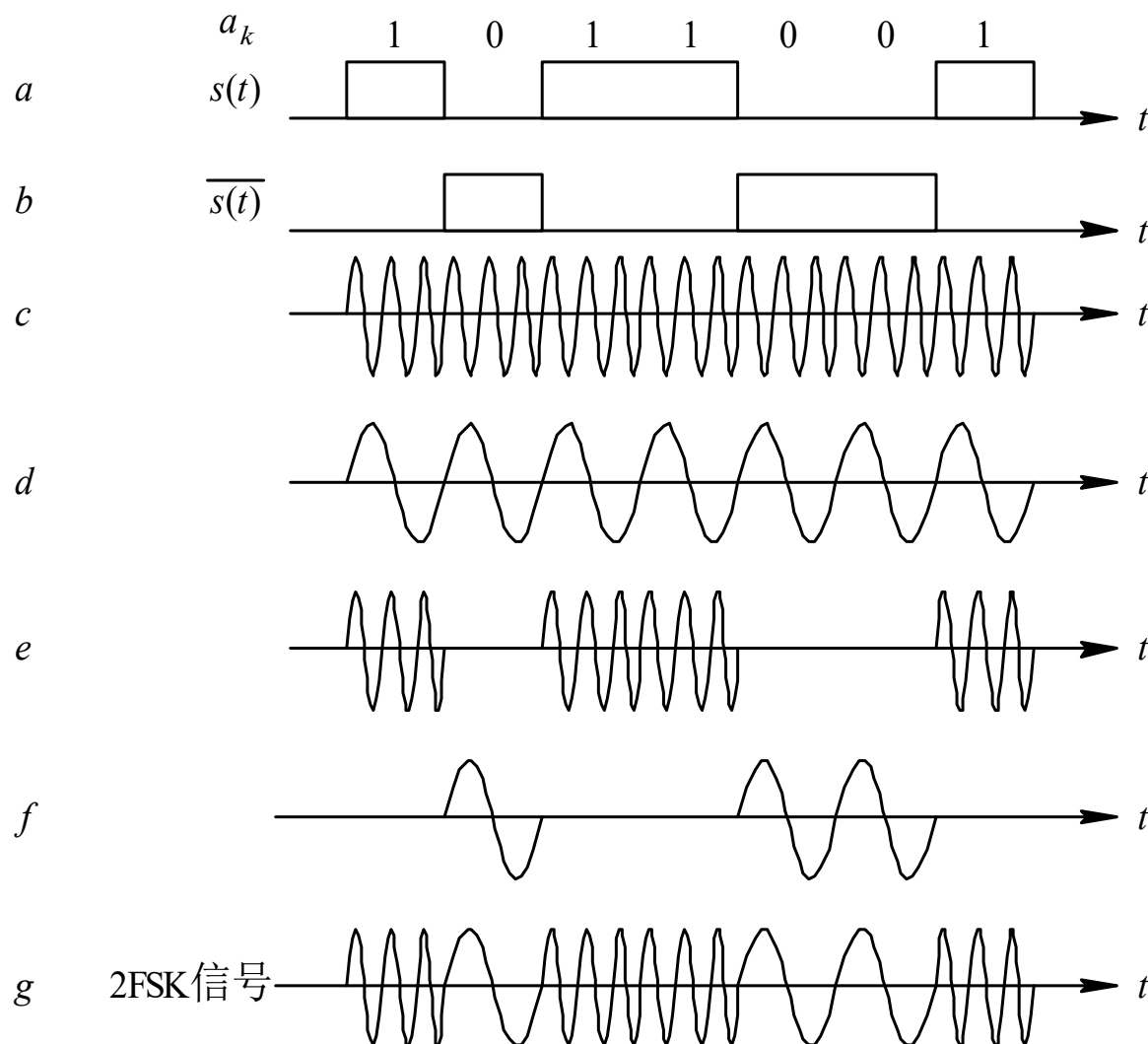


模拟调频法



键控法



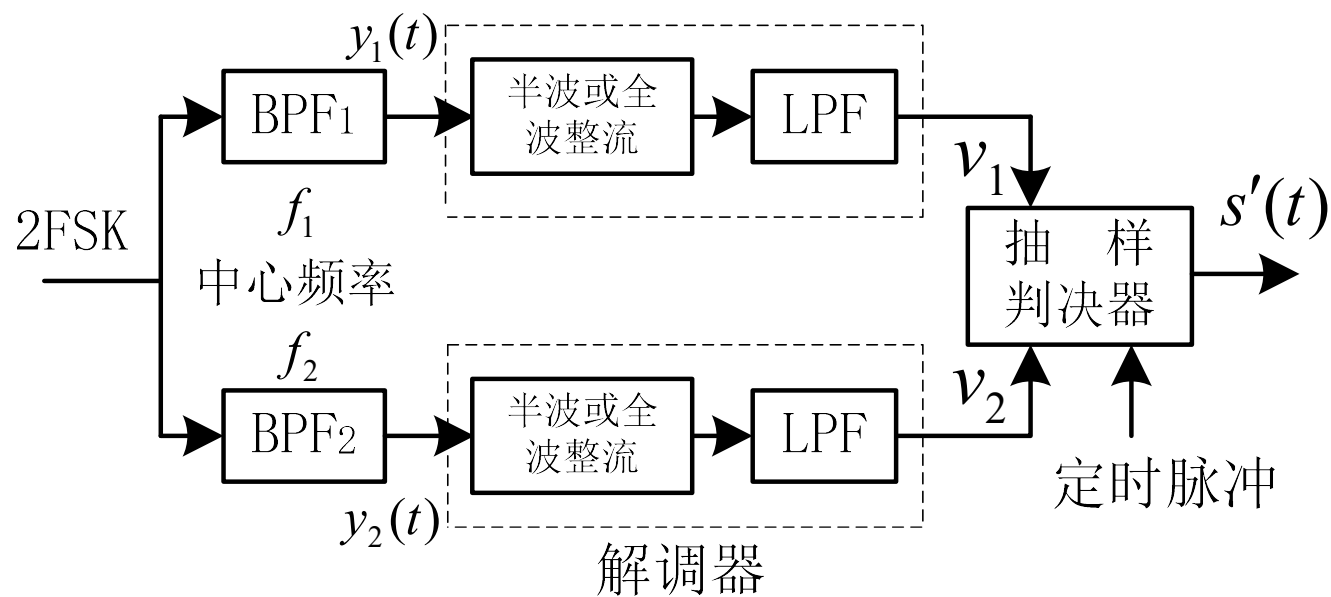


二进制移频键控信号的时间波形



3. 2FSK信号的解调

(1) 包络检波法

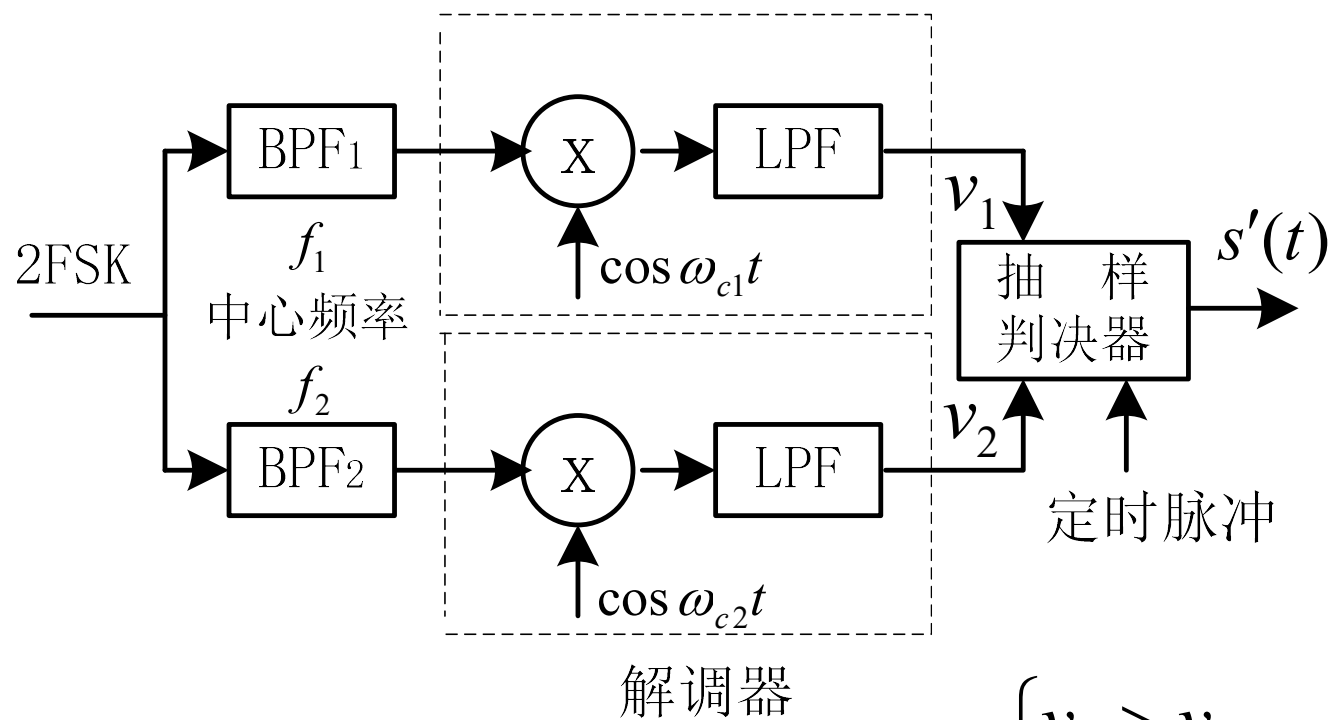


$$\begin{cases} v_1 > v_2, & \text{判为“1”} \\ v_1 < v_2, & \text{判为“0”} \end{cases}$$

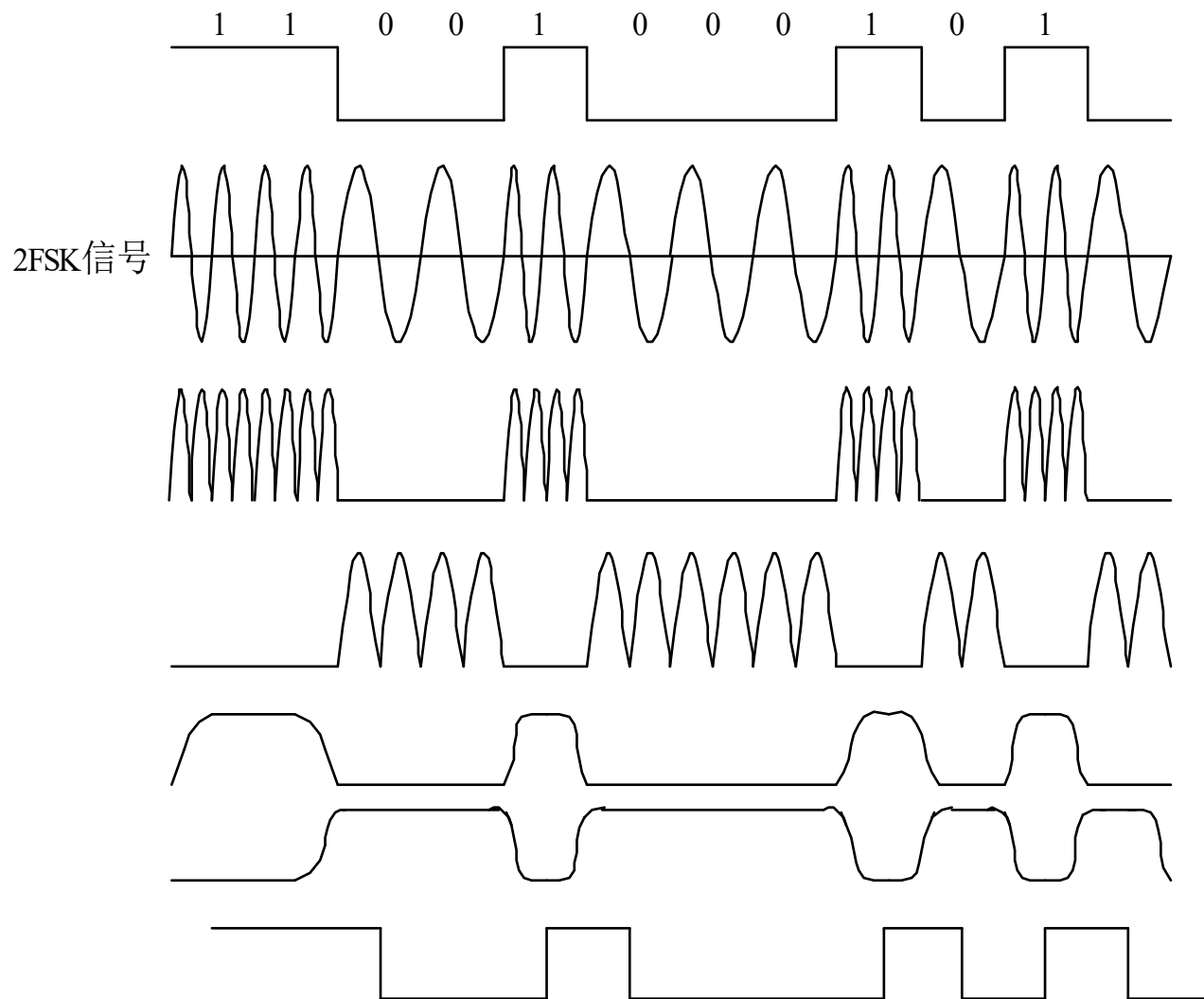
通信原理



(2) 相干检测法



$$\begin{cases} v_1 > v_2, & \text{判为“1”} \\ v_1 < v_2, & \text{判为“0”} \end{cases}$$

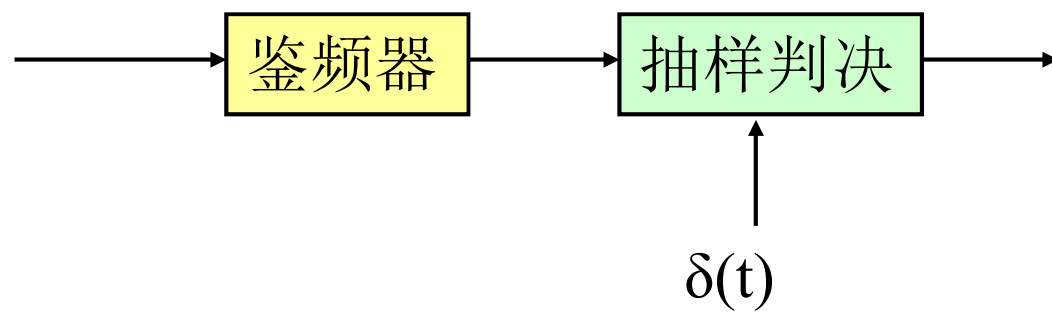


2FSK解调过程的波形

通信原理

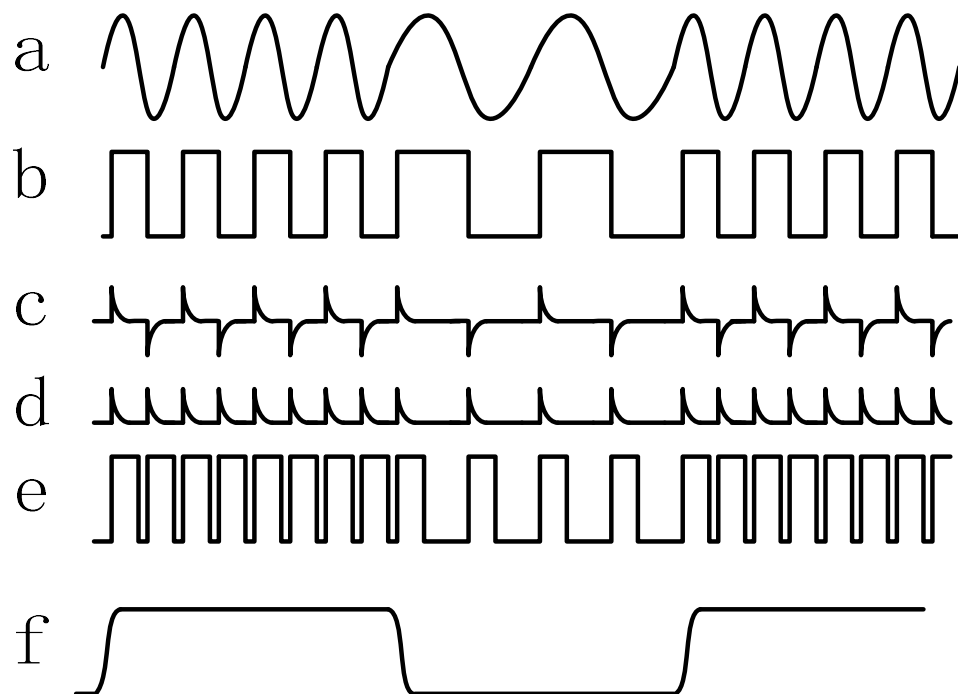


(3) 鉴频法



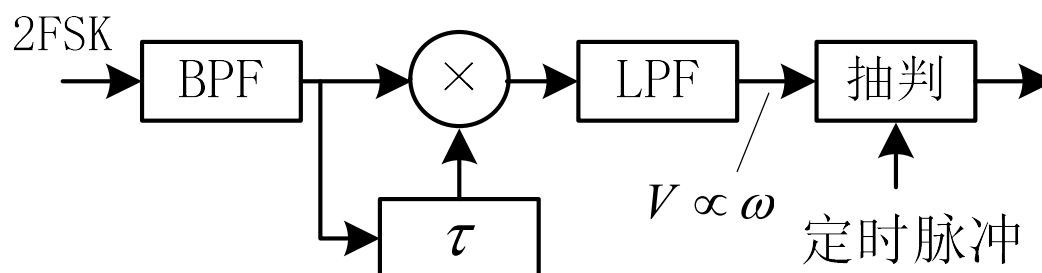


(4). 过零检测法





(5). 差分检测法



角频率频移有两种取值，乘法器输出为：

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



$$V = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_c + \omega)\tau = \frac{A^2}{2} [\cos \omega_c \tau \cos \omega \tau - \sin \omega_c \tau \sin \omega \tau]$$

合理的选取延迟, 使得 $\cos \omega_c \tau = 0$; $\sin \omega_c \tau = \pm 1$

此时

$$V = \begin{cases} -\frac{A^2}{2} \sin \omega \tau \approx -\frac{A^2}{2} \omega \tau & , \text{当 } \omega_c \tau = \pi / 2 \\ +\frac{A^2}{2} \sin \omega \tau \approx +\frac{A^2}{2} \omega \tau & , \text{当 } \omega_c \tau = -\pi / 2 \end{cases}$$

输出电压与角频偏呈线性关系。

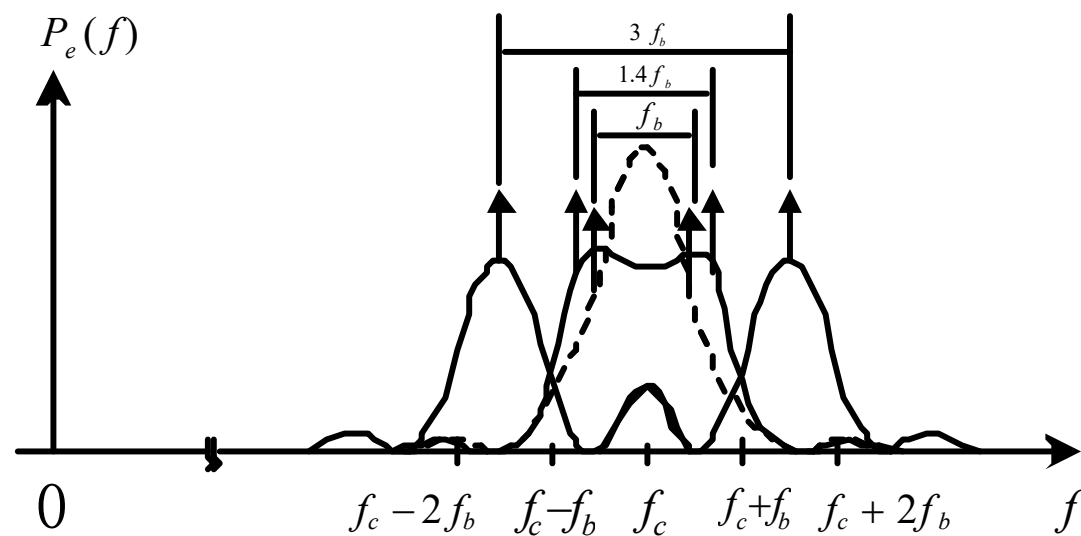


4. 2FSK信号的功率谱及带宽

$$e_0(t) = s(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + \overline{s(t)} \cos(\omega_2 t + \theta_n)$$

$$P_e(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_1) + P_s(f - f_1)] + \frac{1}{4} [P_s(f + f_2) + P_s(f - f_2)]$$

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



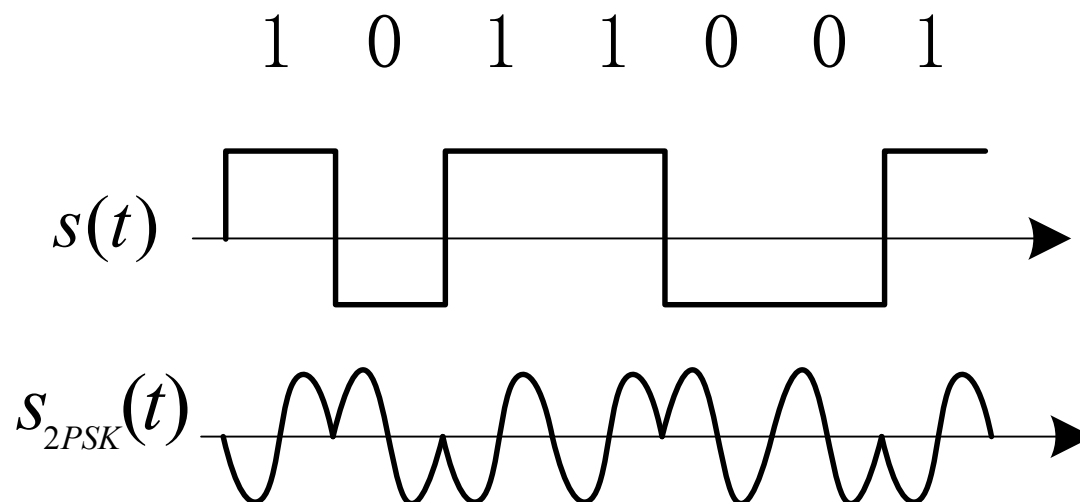
带宽: $B \approx |f_2 - f_1| + 2f_s = |f_2 - f_1| + 2R_B$

频带利用率: $\eta = \frac{R_B}{|f_2 - f_1| + 2R_B} = \frac{1}{2 + h} B / \text{Hz}$



三. 二进制数字相位调制

二进制相移键控 (2PSK)





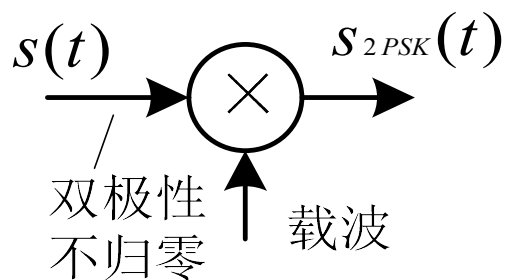
1. 2PSK的数学表示式

$$s_{2PSK}(t) = s(t) \cos \omega_c t = \begin{cases} A \cos \omega_c t & \text{"0"} \\ -A \cos \omega_c t & \text{"1"} \end{cases}$$

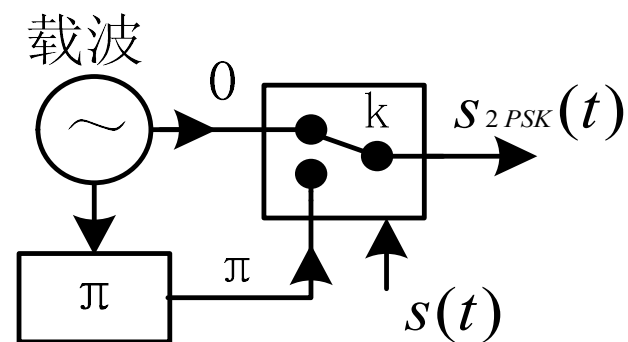
$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b) \quad a_n = \begin{cases} +1, & \text{概率为 } P \\ -1, & \text{概率为 } (1 - P) \end{cases}$$



2. 2PSK信号的调制方框图



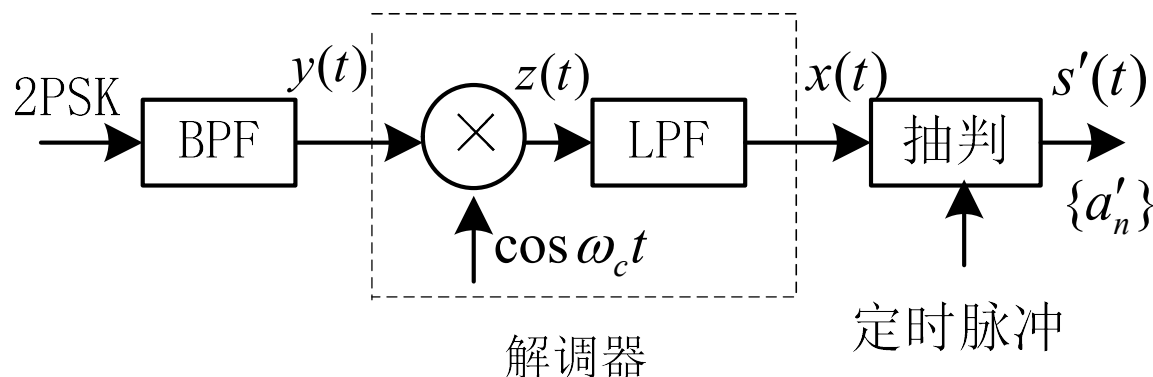
(a)



(b)



3. 2PSK信号的解调



相干解调

不考虑噪声时，带通滤波器输出可表示为：

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

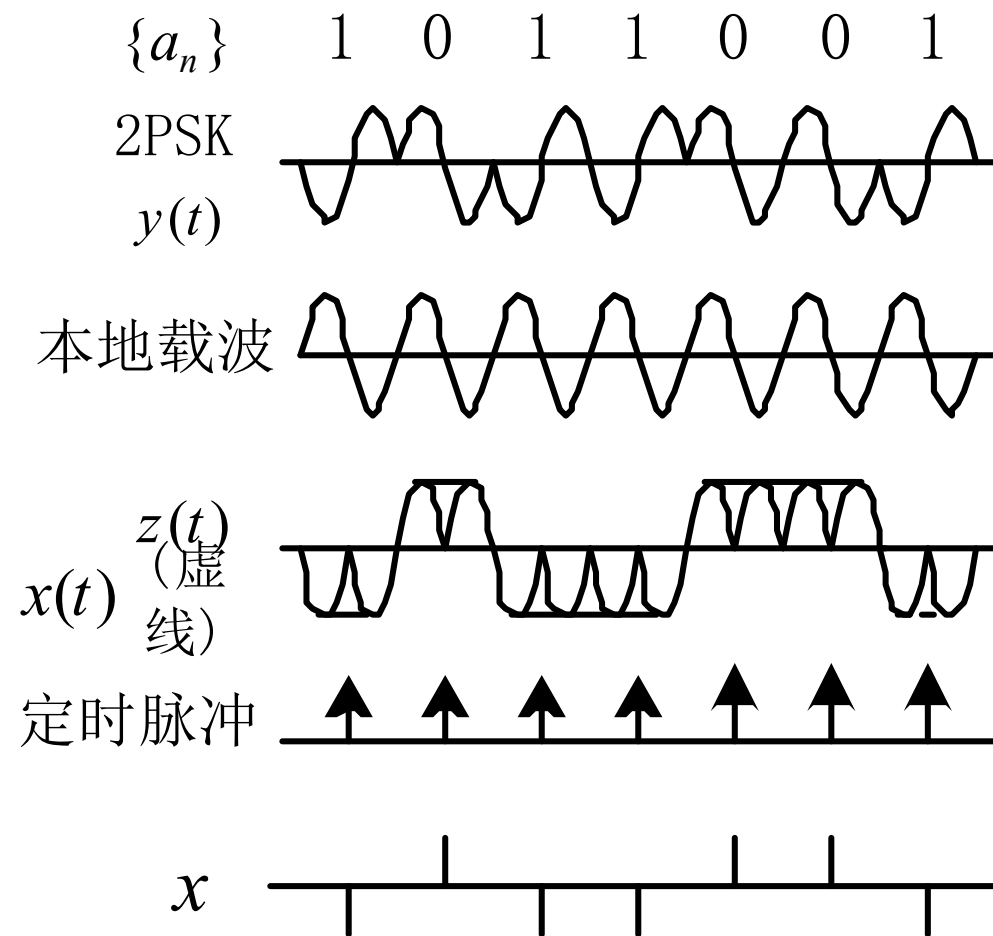
$$z(t) = \cos(\omega_c t + \varphi_n) \cos \omega_c t = \frac{1}{2} \cos \varphi_n + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi_n)$$

$$x(t) = \frac{1}{2} \cos \varphi_n = \begin{cases} 1/2, & \varphi_n = 0 \text{ 时} \\ -1/2, & \varphi_n = \pi \text{ 时} \end{cases}$$

通信原理



2PSK接收系统各点波形如图所示：



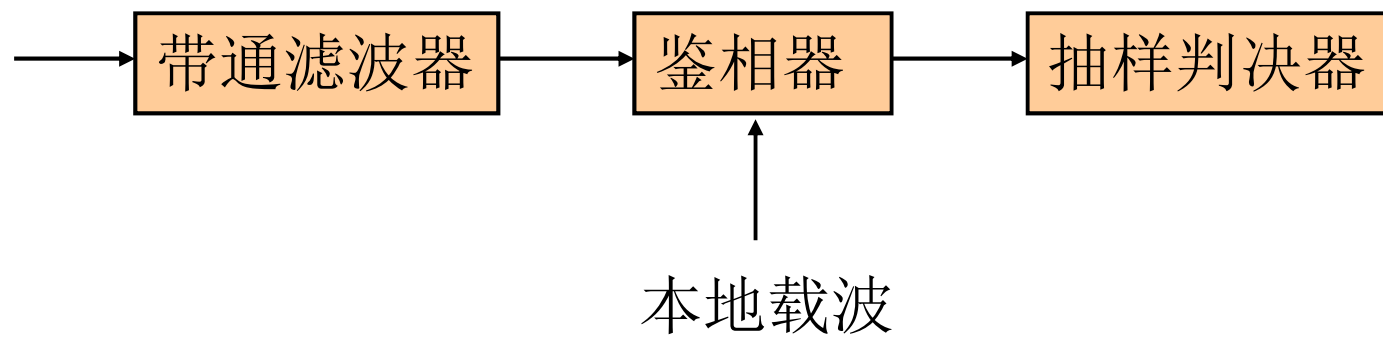
极性比较法

判别规则：正--“0”；负--“1”

通信原理



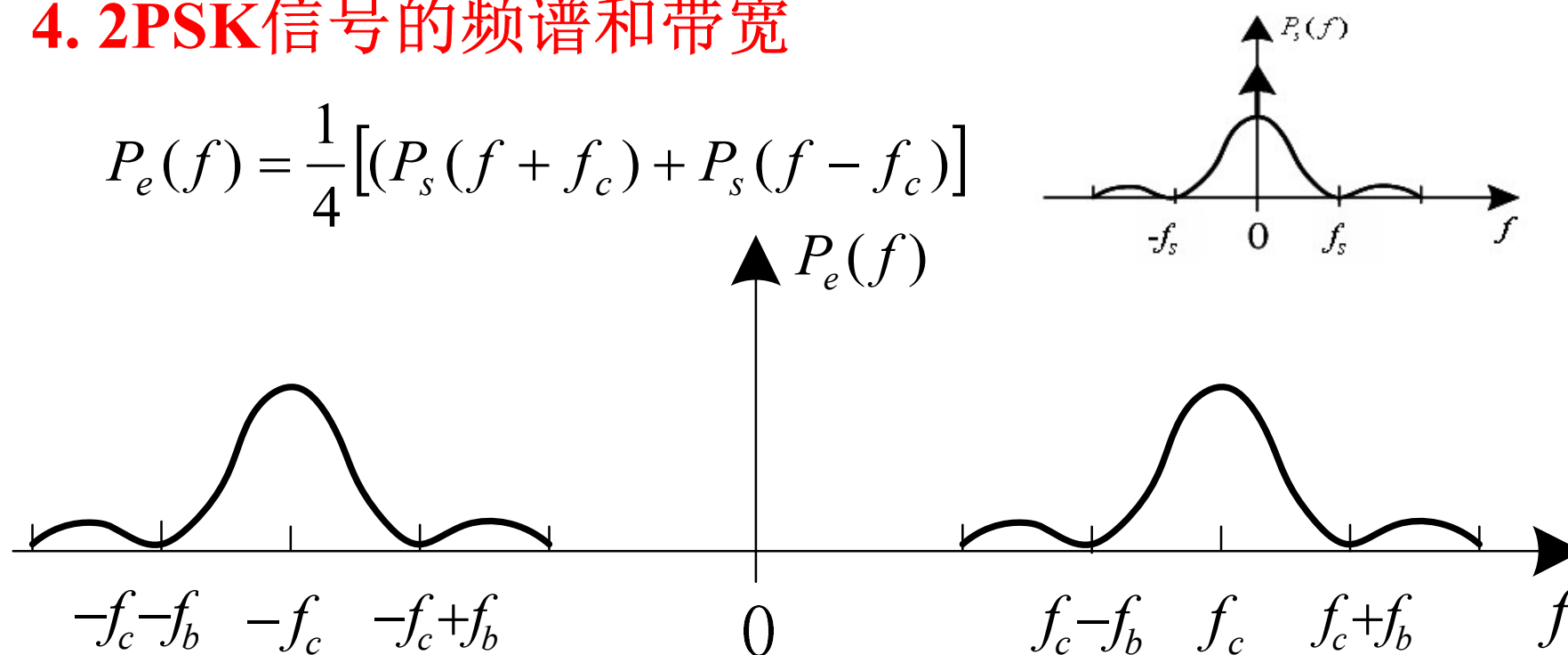
鉴相法解调





4. 2PSK信号的频谱和带宽

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



$$B_{2PSK} = B_{2ASK} = 2B_s = \frac{2}{T_b} = 2f_b$$

$$\eta_{2PSK} = \eta_{2ASK} = \frac{1}{2} (\text{Baud} / \text{Hz})$$

通信原理



5. 2PSK存在的问题

“倒 π ”现象:

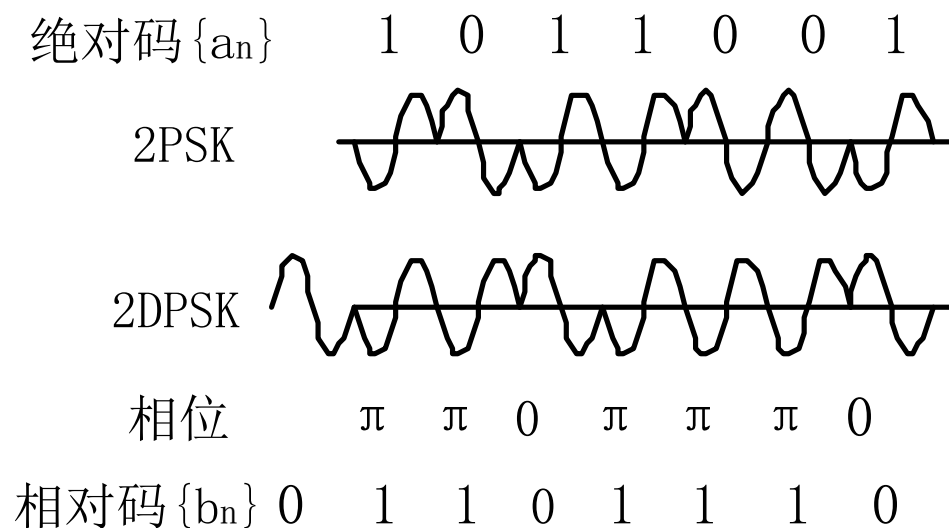
由于在2PSK信号的载波恢复过程中存在着 180° 的相位模糊, 所以2PSK信号的相干解调存在随机的“倒 π ”现象, 从而使得2PSK方式在实际中很少采用。



二进制差分相移键控 (2DPSK)

1. 一般原理及实现方法

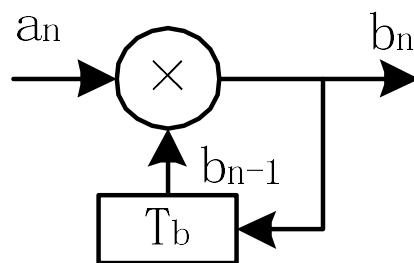
$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0, & \text{数字信息 "0"} \\ \pi, & \text{数字信息 "1"} \end{cases}$$





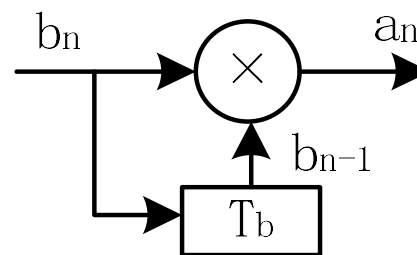
绝对码和相对码是可以互相转换的，其转换关系为：

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1} \quad a_n = b_n \oplus b_{n-1}$$



(a)

编码器



(b)

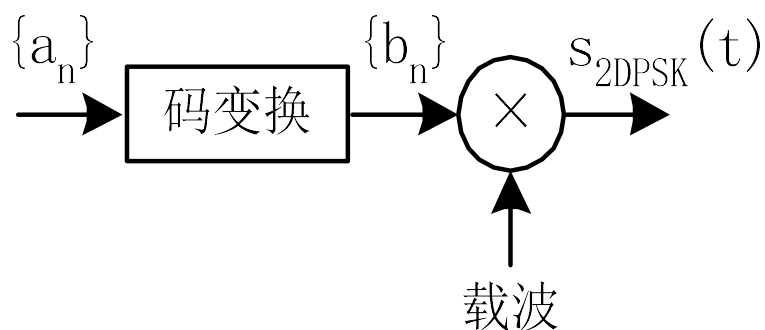
译码器



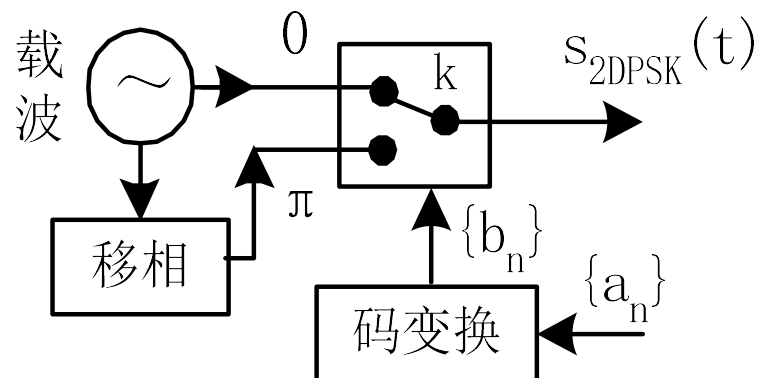
2. 2DPSK的实现框图

$$s_{2DPSK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

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



(a)

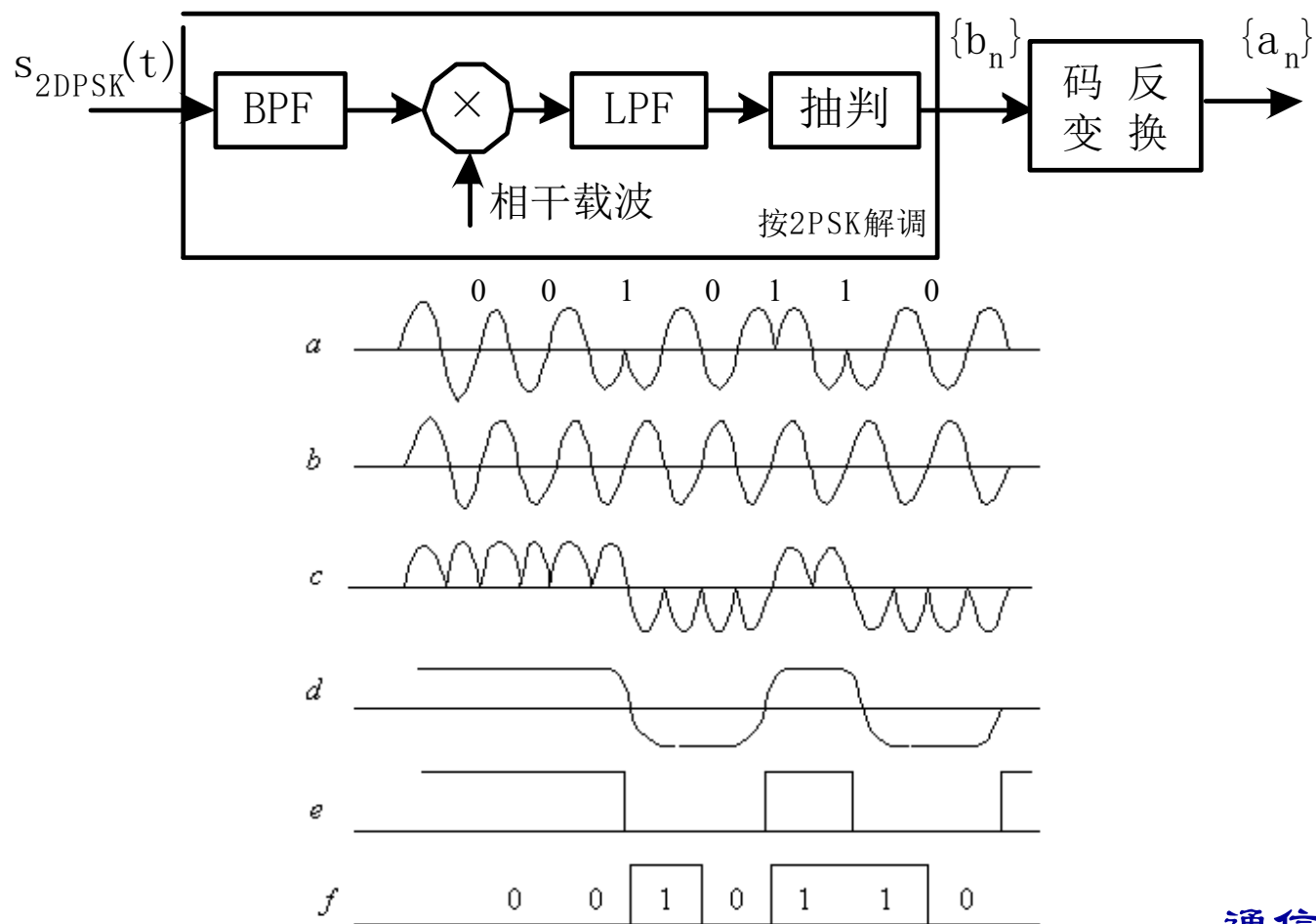


(b)



3. 2DPSK的解调

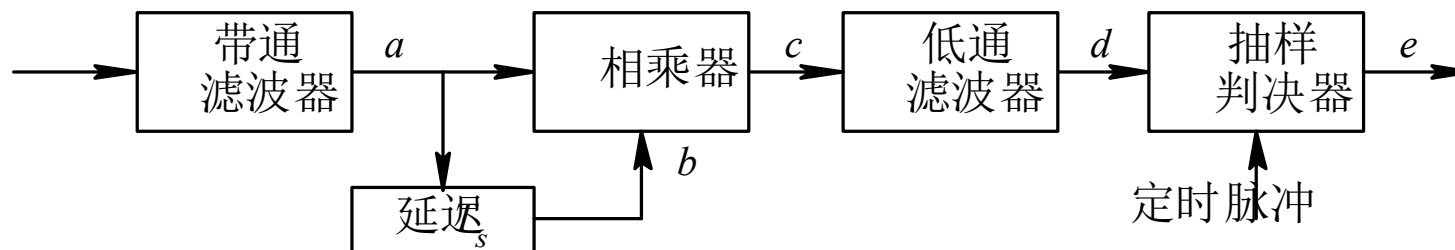
相干解调-码变换法



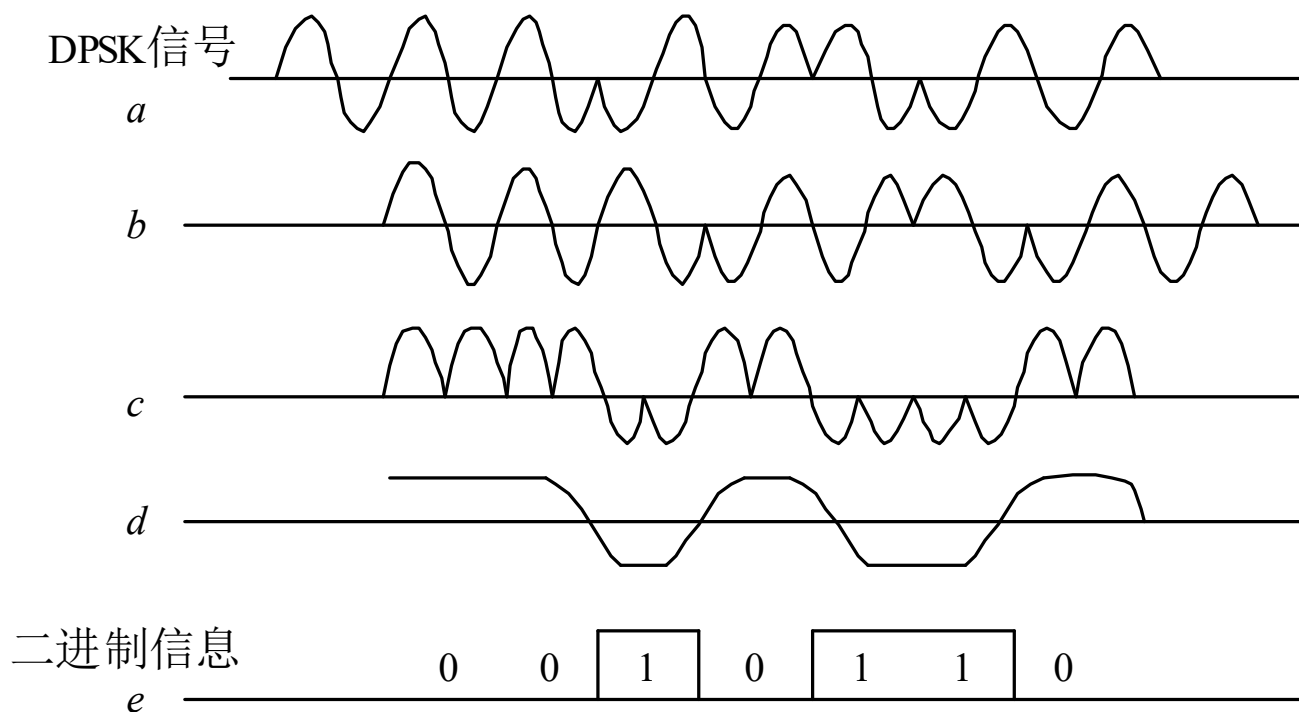
通信原理



差分相干解调法



(a)



通信原理



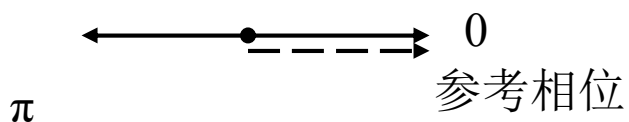
4. 2DPSK信号的频谱和带宽

- (1) 2DPSK与2PSK有相同的功率谱;
- (2) 它们的带宽和频带利用率均相同。

$$B_{2DPSK} = B_{2PSK} = B_{2ASK} = 2B_s = \frac{2}{T_s} = 2f_s$$
$$\eta_{2DPSK} = \eta_{2PSK} = \eta_{2ASK} = \frac{1}{2} (\text{Baud} / \text{Hz})$$



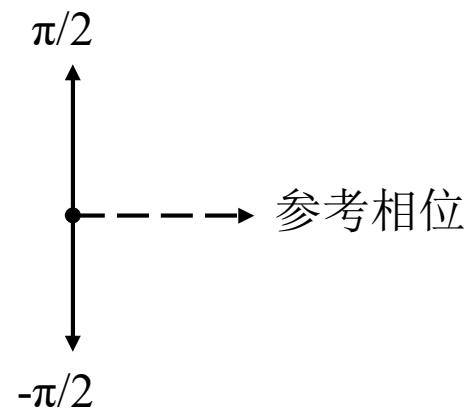
矢量图



A方式

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

$$2\text{DPSK} : \begin{cases} \Delta\varphi = \pi & \text{"1"} \\ \Delta\varphi = 0 & \text{"0"} \end{cases}$$



B方式

$$2\text{PSK} : \begin{cases} \varphi = \pi/2 & \text{"1"} \\ \varphi = -\pi/2 & \text{"0"} \end{cases}$$

$$2\text{DPSK} : \begin{cases} \Delta\varphi = \pi/2 & \text{"1"} \\ \Delta\varphi = -\pi/2 & \text{"0"} \end{cases}$$



二进制数字调制系统的抗噪声性能

7.2.1 2ASK系统的抗噪声性能

假定信道噪声为加性高斯白噪声，其均值为0、方差为 σ_n^2 ；接收的信号为：

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



1. 相干解调时2ASK系统的误码率

其接收带通滤波器**BPF**的输出为：

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

取本地载波，则乘法器输出，在抽样判决器输入

端得到：

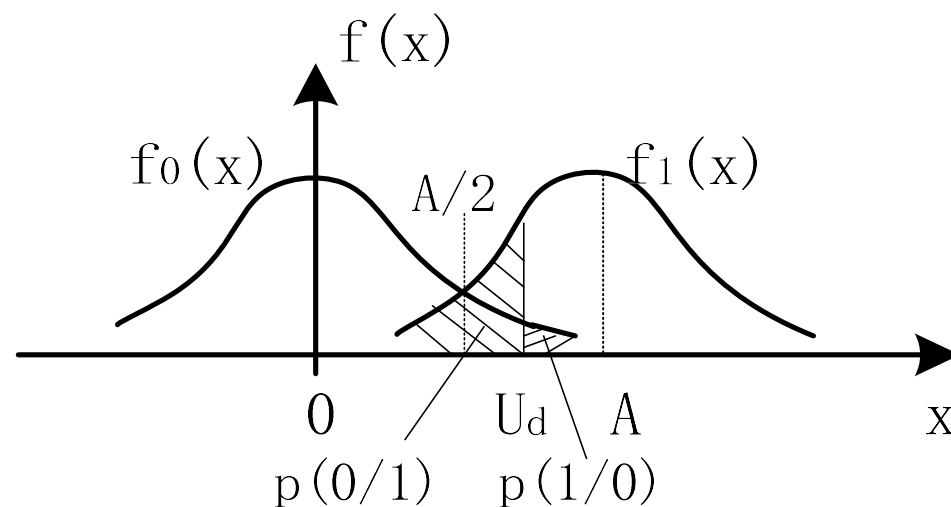
$$x(t) = \begin{cases} A + n_c(t), & \text{发“1”} \\ n_c(t), & \text{发“0”} \end{cases}$$



$x(t)$ 值的一维概率密度为:

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

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





不难看出，最佳判决门限为： $U_d^* = A/2$

可以证明，这时系统的误码率为：

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

与基带系统相同

其中 $r = A^2 / (2\sigma_n^2)$

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

2. 包络检测时2ASK系统的误码率

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}} \quad \text{其中 } r = A^2 / (2\sigma_n^2)$$



- 结论:

在大信噪比情况下，2ASK信号相干解调时的误码率总是低于包络检波时的误码率，即相干解调2ASK系统的抗噪声性能优于非相干解调系统。



[例7.2.1] 设OOK信号的码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6 B$ ，采用包络检波或同步检测法解调，已知接收端输入信号的幅度 $a = 1mV$ ，信道中加性高斯白噪声的单边功率谱密度 $n_0 = 2 \times 10^{-15} W / Hz$ 。试求：

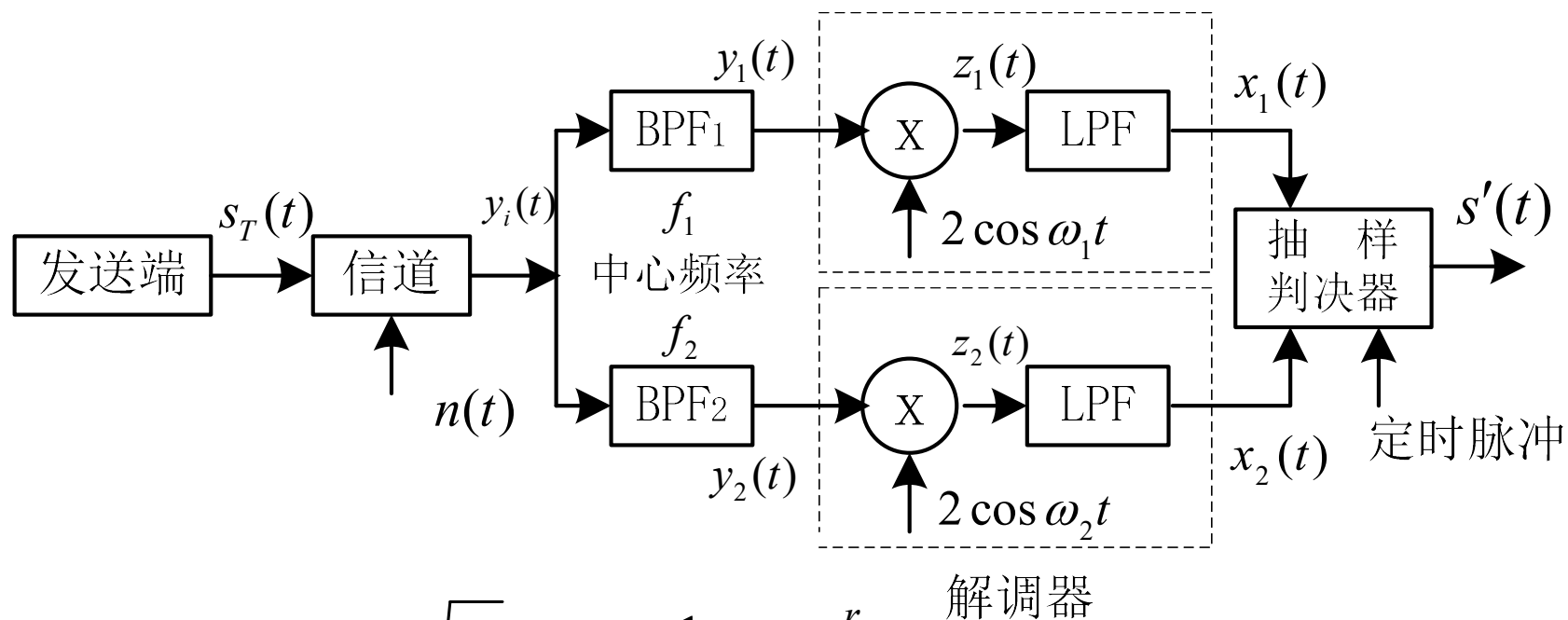
- (1) 包络检波法解调时的误码率； 7.5×10^{-4}
- (2) 同步检测法解调时的误码率。 1.66×10^{-4}

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}} \Rightarrow r = \frac{A^2}{2\sigma_n^2} \Rightarrow \sigma_n^2 = n_0 B \Rightarrow B = 2R_B$$



7.2.2 2FSK系统的抗噪声性能

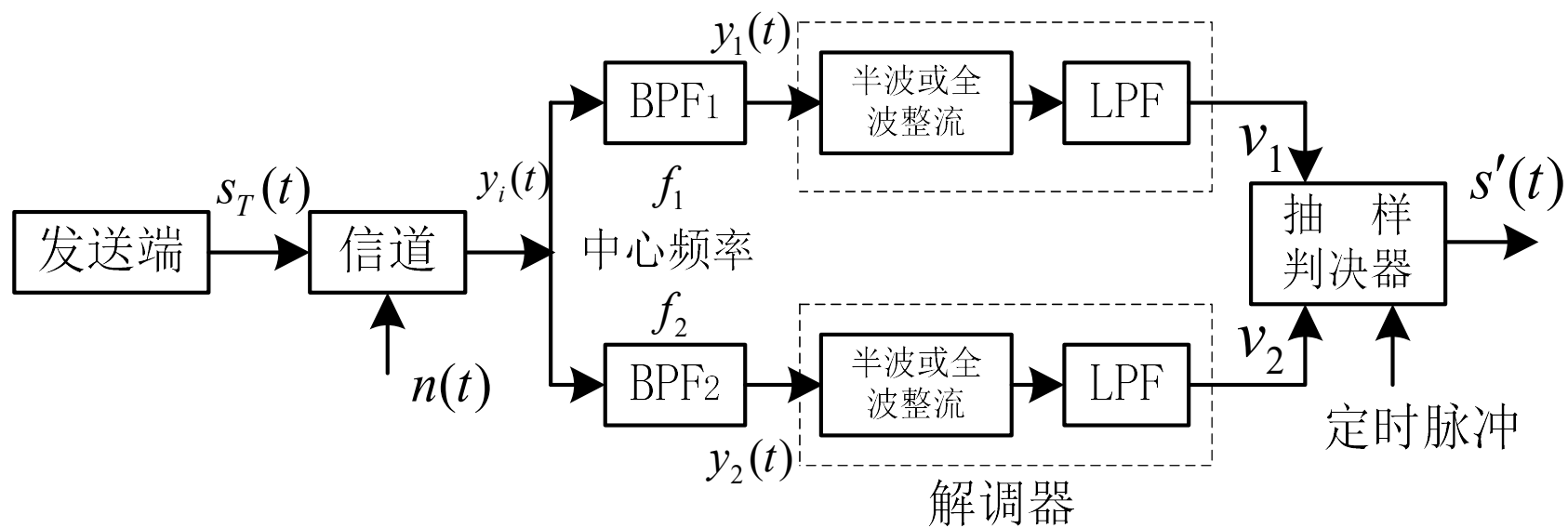
1. 同步检测法的系统性能



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



2. 包络检波法的系统性能



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



结论:

- 在大信噪比情况下，2FSK信号相干解调时的误码率总是低于包络检波时的误码率，即相干解调2FSK系统的抗噪声性能优于非相干解调系统。
- 解调方式相同时，2FSK系统的抗噪性能优于2ASK。



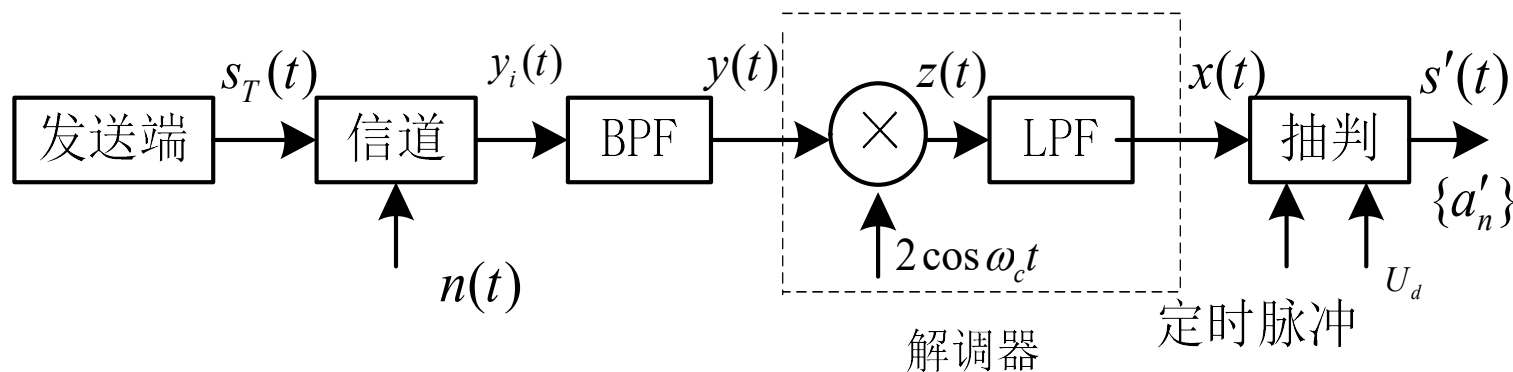
[例7.2.2] 采用2FSK方式在有效带宽2400Hz的传输信道上传送二进制的数字信息，已知2FSK信号的两个频率 $f_1=980\text{Hz}$ ， $f_2=1580\text{Hz}$ ，码元速率 $R_B=300\text{B}$ 。传输信道输出端的信噪比为6dB，试求：

- (1) 2FSK信号的第一零点带宽； $B=|f_1 - f_2| + 2R_B = 1200\text{Hz}$
- (2) 采用包络检波法解调时的误码率； 1.68×10^{-4}
- (2) 采用同步检测法解调时的误码率。 3.17×10^{-5}



7.2.3. 2PSK与2DPSK系统的抗噪声性能

一、2PSK系统的抗噪声性能

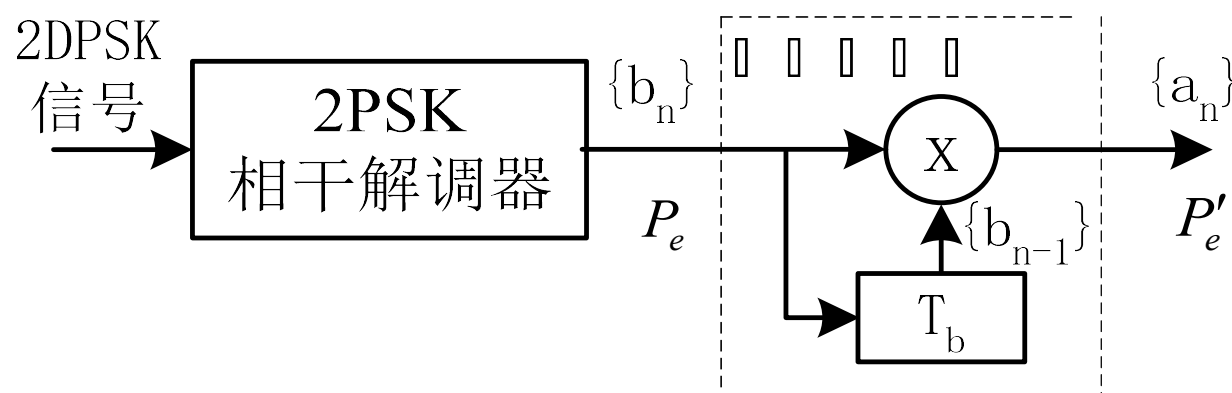


相干检测:
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$$



二、2DPSK系统的抗噪声性能

- 极性比较-码变换法解调时的抗噪声性能

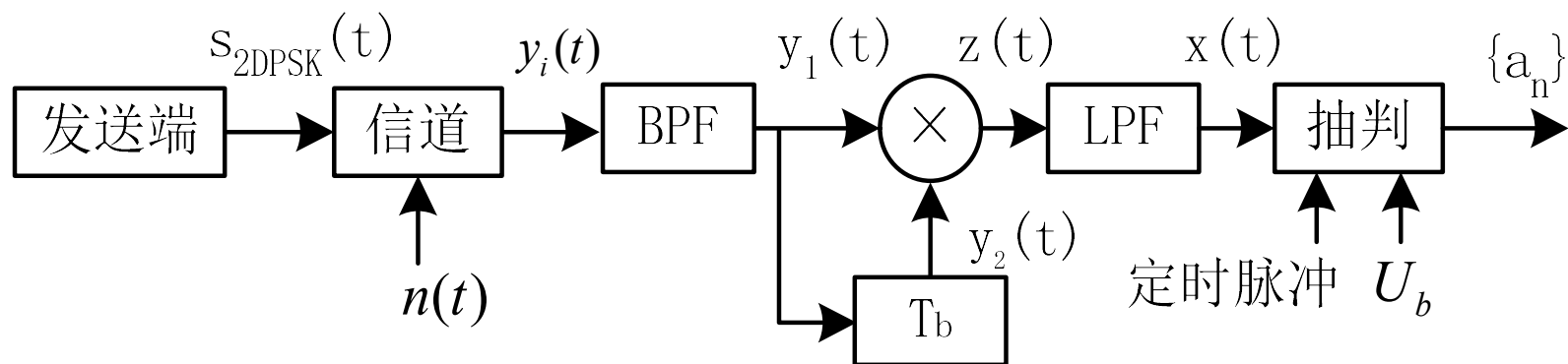


$$P'_e \approx 2P_e = \text{erfc}(\sqrt{r})$$

由此可见，码反变换器总是使系统误码率增加，通常认为增加一倍。



- 差分相干解调时2DPSK系统的抗噪声性能



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



三、 2PSK与2DPSK系统的比较

- (1) 检测这两种信号时判决器均可工作在最佳门限电平（零电平）。
- (2) **2DPSK**抗噪声性能不及**2PSK**。
- (3) **2PSK**系统存在“反向工作”问题，而**2DPSK**系统不存在“反向工作”问题。

因此在实际应用中，真正作为传输用的数字调相信号几乎都是**DPSK**信号。



[例7.2.3] 设采用2DPSK信号在微波线路上传送二进制数字信息，已知码元速率 $R_B = 10^6 B$ ，接收端输入的高斯白噪声的单边功率谱密度 $n_0 = 2 \times 10^{-10} W / Hz$ 要求系统的误码率不大于 10^{-4} ，试求采用差分相干检波法解调时，接收机输入端所需要的信号功率。 $3.4 \times 10^{-3} W$

$$r = \frac{P_s}{\sigma_n^2} \Rightarrow \begin{cases} \sigma_n^2 = n_0 B \Rightarrow B = 2R_B \\ P_e = \frac{1}{2} e^{-r} \end{cases}$$



7.3 二进制数字调制系统的性能比较

1. 频带宽度（频带利用率）

$$\mathbf{2ASK:} \quad B \approx \frac{2}{T_s} = 2R_B$$

$$\mathbf{2FSK:} \quad B \approx |f_2 - f_1| + \frac{2}{T_s} = |f_2 - f_1| + 2R_B$$

$$\mathbf{2PSK/2DPSK:} \quad B \approx \frac{2}{T_s} = 2R_B$$



2. 误码率（可靠性）

对二进制数字调制系统的抗噪声性能做如下两个方面的比较：

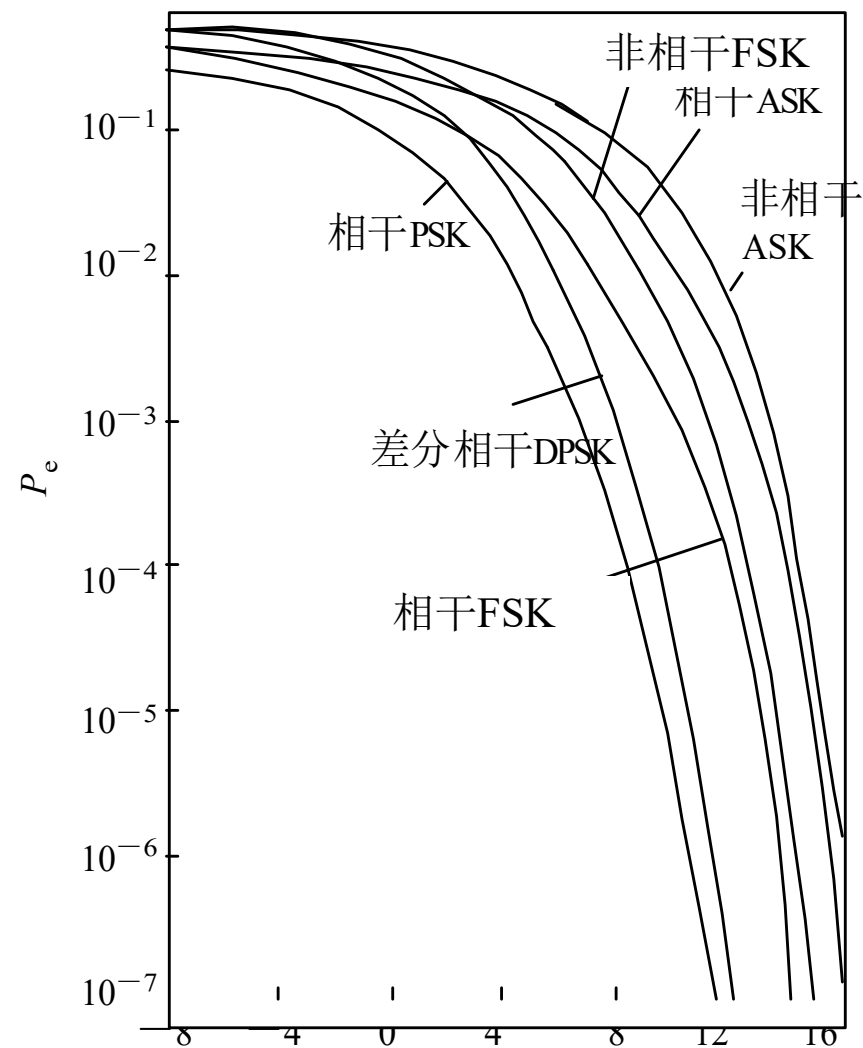
- （1）同一调制方式不同检测方法的比较
- （2）同一检测方法不同调制方式的比较



表 7-1 二进制数字调制系统的误码率公式一览表

调制方式	误码率	
	相干调节	非相干调节
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	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{2} e^{-r}$

通信原理



误码率 P_e 与信噪比 r 的关系曲线



结论:

- 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。
- 同一检测方法不同调制方式的比较
 - ✓ 相干检测时，在相同误码率条件下，对信噪比的要求是：2PSK比2FSK小3dB，2FSK比2ASK小3dB；
 - ✓ 非相干检测时，在相同误码率条件下，对信噪比的要求是：2DPSK比2FSK小3dB，2FSK比2ASK小3dB。



3. 对信道特性变化的敏感性

(1) 最佳判决门限对信道特性变化的灵敏度

2ASK系统最差。2FSK和2PSK系统较好。

(2) 对信道衰落的影响

同一调制方式：**FSK、PSK、DPSK均优于ASK**

同一解调方式：信道存在严重衰落时，通常用
非相干解调；发射机有严格功率控制时，用相干解调。



4. 设备的复杂程度

同一调制方式，相干比非相干复杂；

同为非相干解调时，**DPSK>FSK>OOK**

应用：在高速数据传输中，相干**PSK**及**DPSK**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。



7.4 多进制数字调制系统

目的： 由于二进制数字调制系统频带利用率较低，在信道频带受限时通常采用多进制数字调制系统。

优点： 1. 相同传码率时，传信率高； $R_b = R_B \cdot \log_2 M(\text{bps})$
2. 相同传信率时，传码率低，码元持续时间长。

代价： 增加实现上的复杂性，降低系统的抗噪性能。

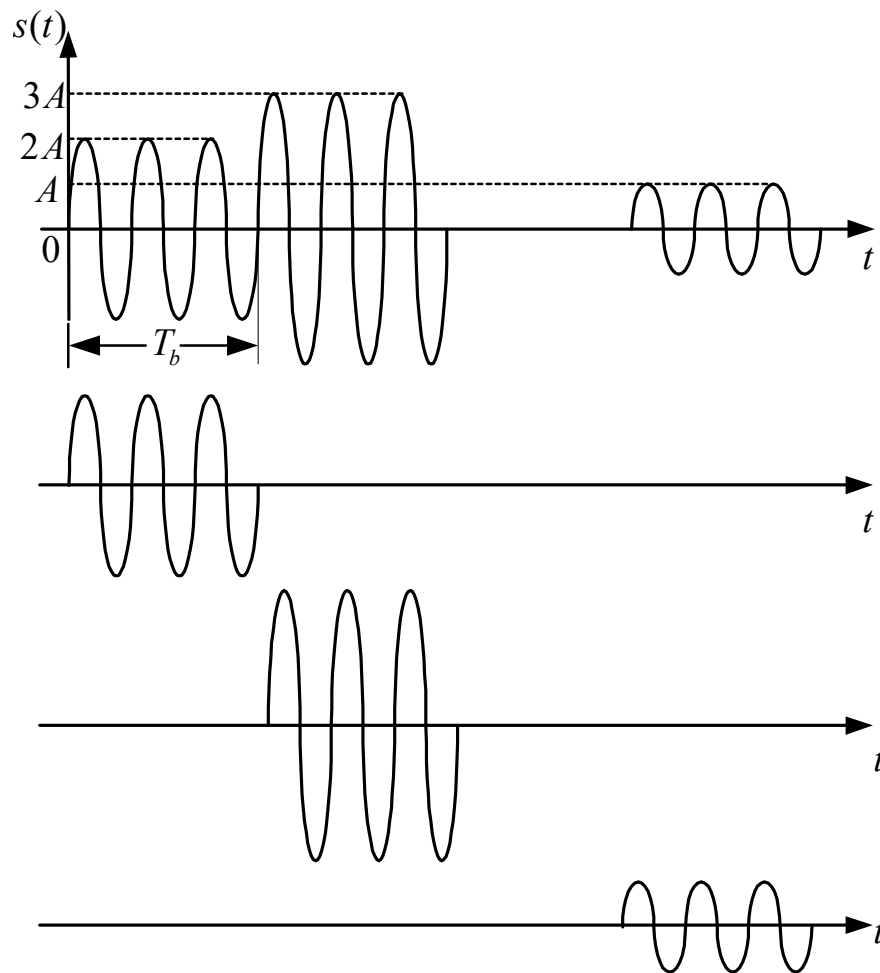


多进制数字调制系统

- 多进制数字振幅调制 (**MASK**) 系统
- 多进制数字频率调制 (**MFSK**) 系统
- 多进制数字相位调制 (**MPSK**) 系统



7.4.1 多进制数字振幅调制系统



$$e_{MASK}(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s) \cos \omega_c t$$

基带
信号
波形

码元
间隔

$$a_n = \begin{cases} A_1, & \text{发送概率为 } P_1 \\ A_2, & \text{发送概率为 } P_2 \\ \vdots & \\ A_M, & \text{发送概率为 } P_M \end{cases}$$

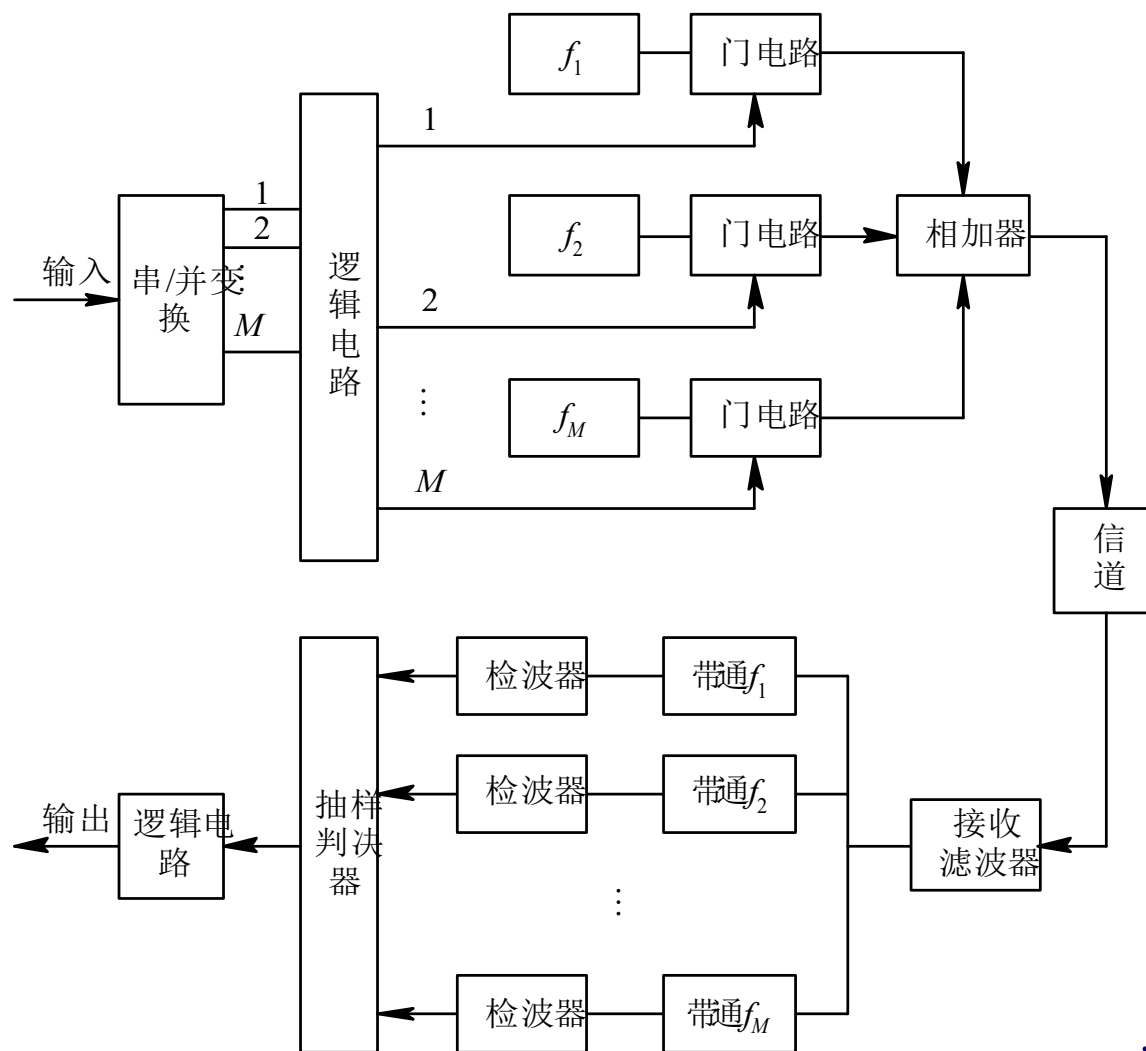
$$\sum_{i=1}^M P_i = 1$$

$$B = \frac{2}{T_s} = 2R_B$$

通信原理



7.4.2 多进制数字频率调制系统



通信原理



7.4.2 多进制数字频率调制系统

具有较宽的频带，因而它的信道频带利用率不高

$$B = |f_M - f_1| + \frac{2}{T_s}$$

多进制数字频率调制一般用在调制速率不高的场合



7.4.3 多进制数字相位调制系统

以载波相位的 M 种不同取值分别表示数字信息

$$e_{MPSK}(t) = \sum_n g(t - nT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

信号包络波形，通常为矩形波，幅度为1

码元间隔

第 n 个码元对应的相位，共有 M 种取值

$$B = \frac{2}{T_s} = 2R_B$$

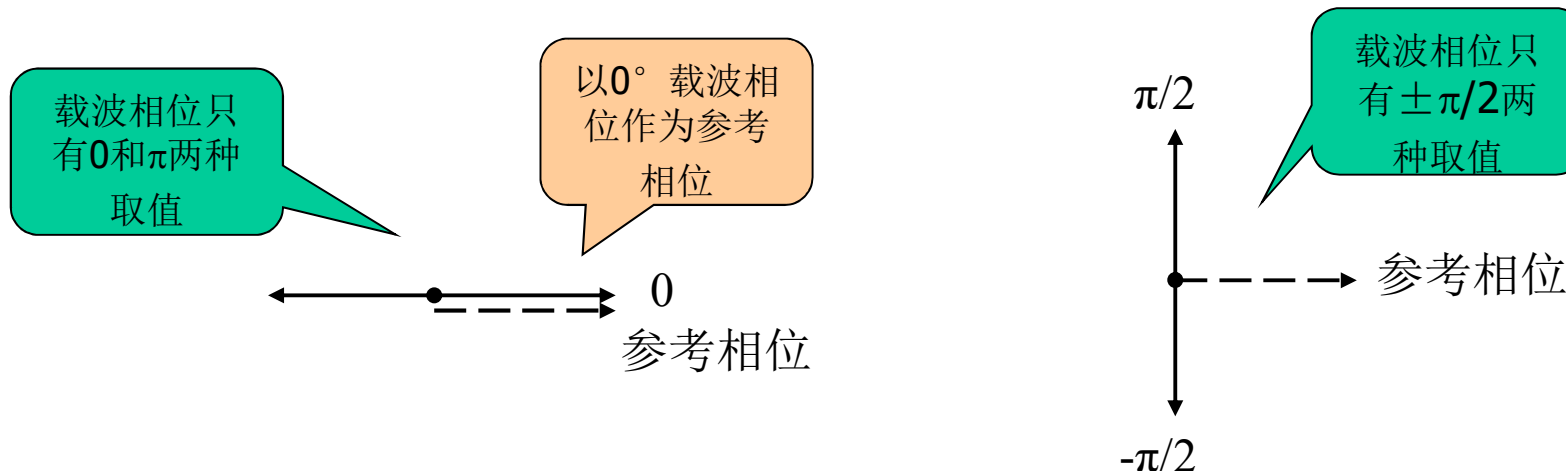
M 进制数字相位调制信号的正交形式

$$\begin{aligned} e_{MPSK}(t) &= \left[\sum_n g(t - nT_s) \cos \varphi_n \right] \cos \omega_c t - \left[\sum_n g(t - nT_s) \sin \varphi_n \right] \sin \omega_c t \\ &= \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t - \left[\sum_n b_n g(t - nT_s) \right] \sin \omega_c t \\ &= I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \end{aligned}$$

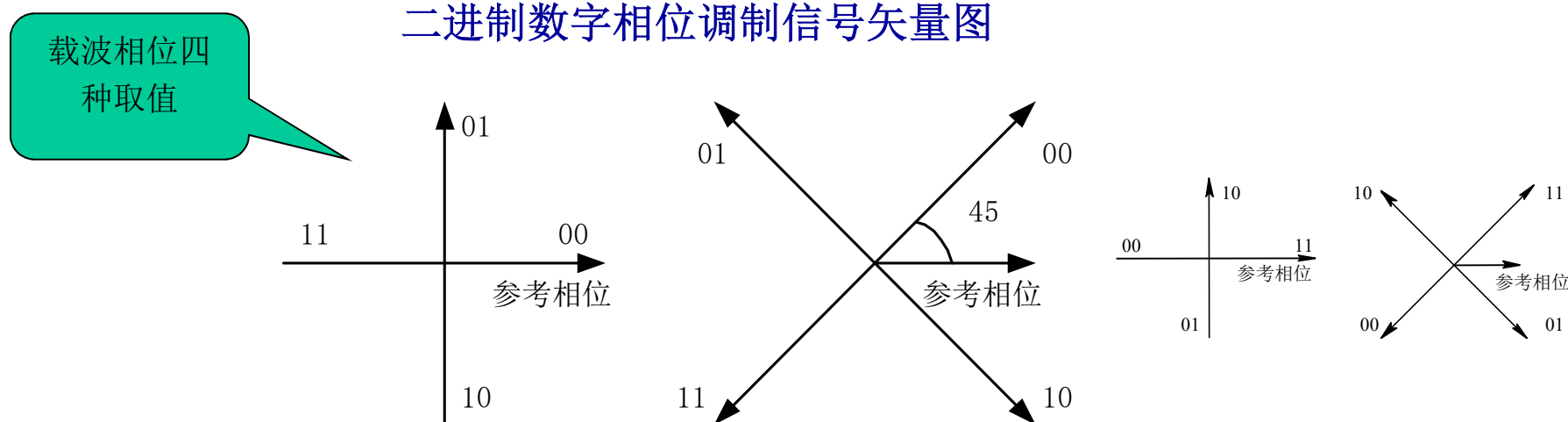
通信原理



多进制数字相位调制系统



二进制数字相位调制信号矢量图

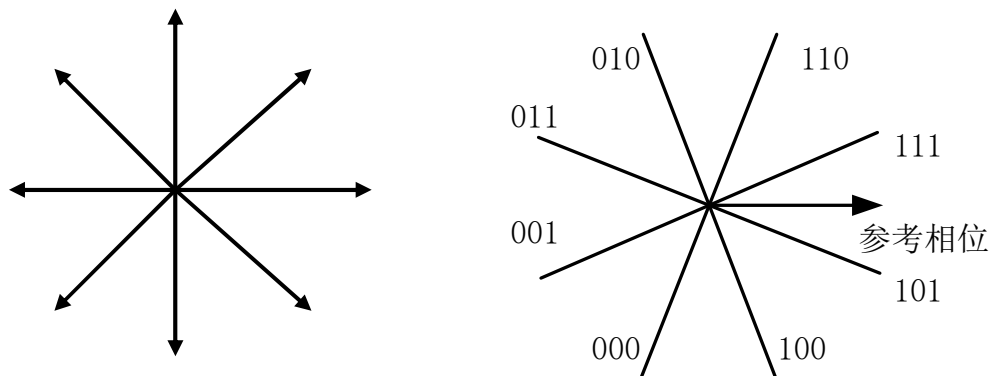


四进制数字相位调制信号矢量图

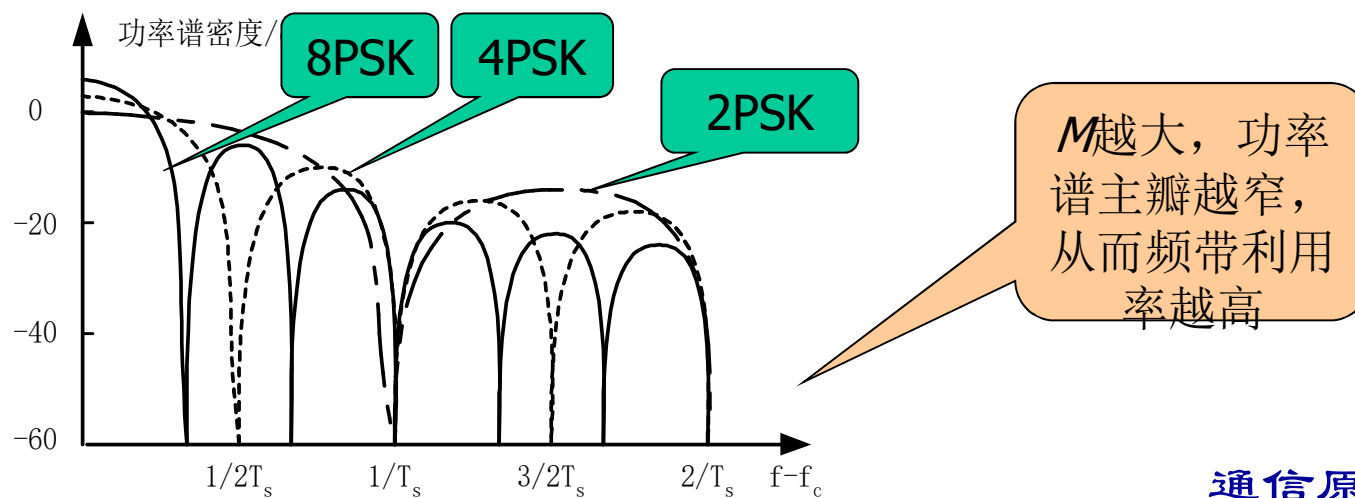
通信原理



多进制数字相位调制系统



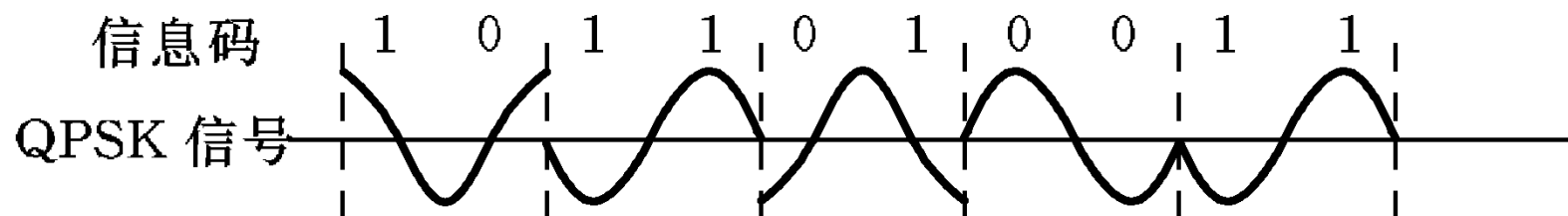
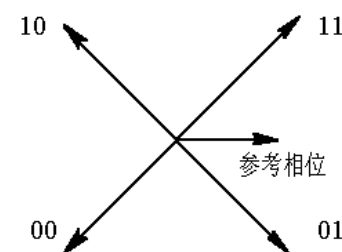
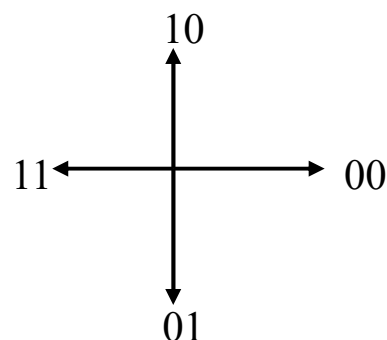
八进制数字相位调制信号矢量图



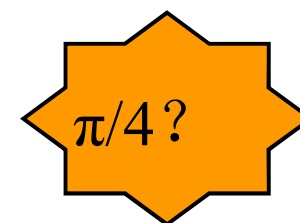
通信原理



例：待传送二元数字序列 $\{a_k\}=1011010011$ ，假定 $f_c=R_b=1/T_s$ 试按下面矢量图画QPSK信号波形。



波形图？



通信原理



QPSK产生与解调

调相法

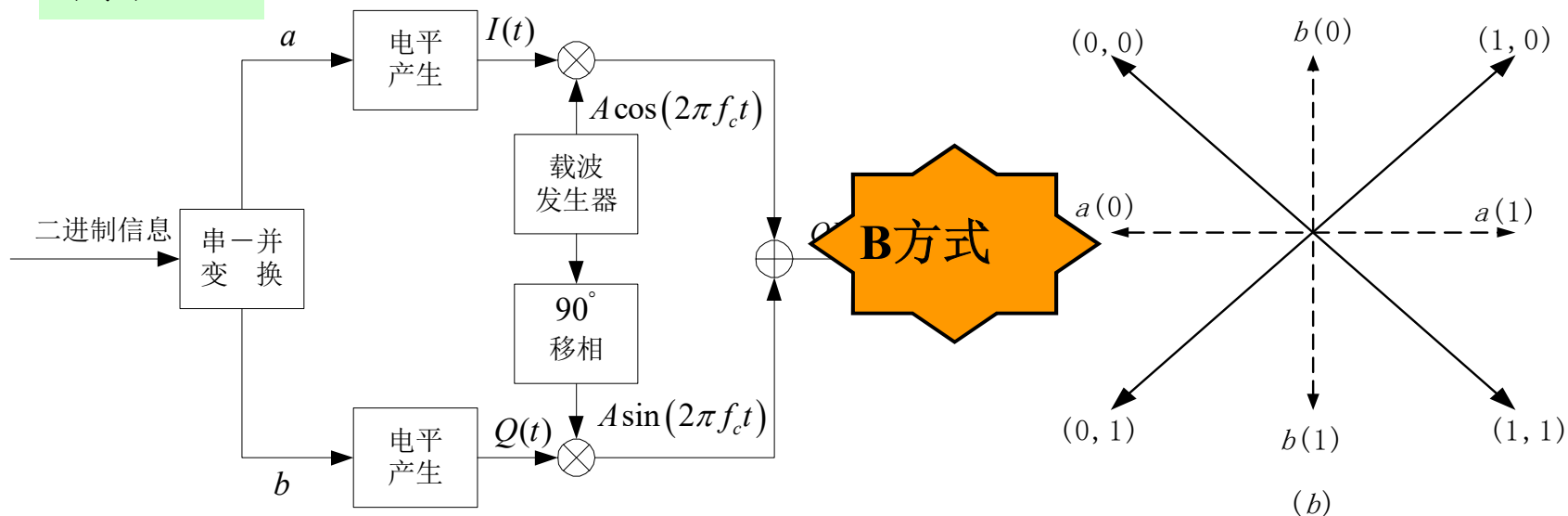


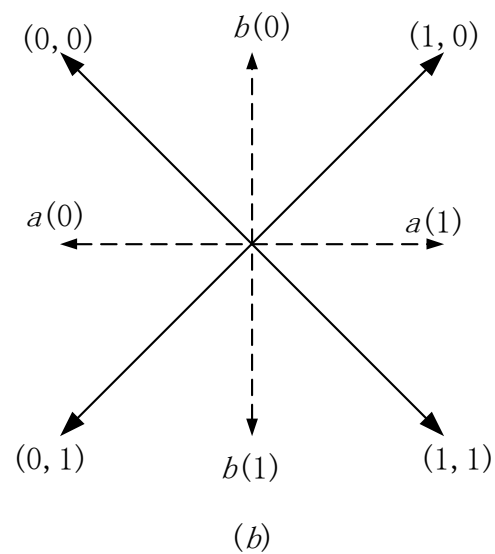
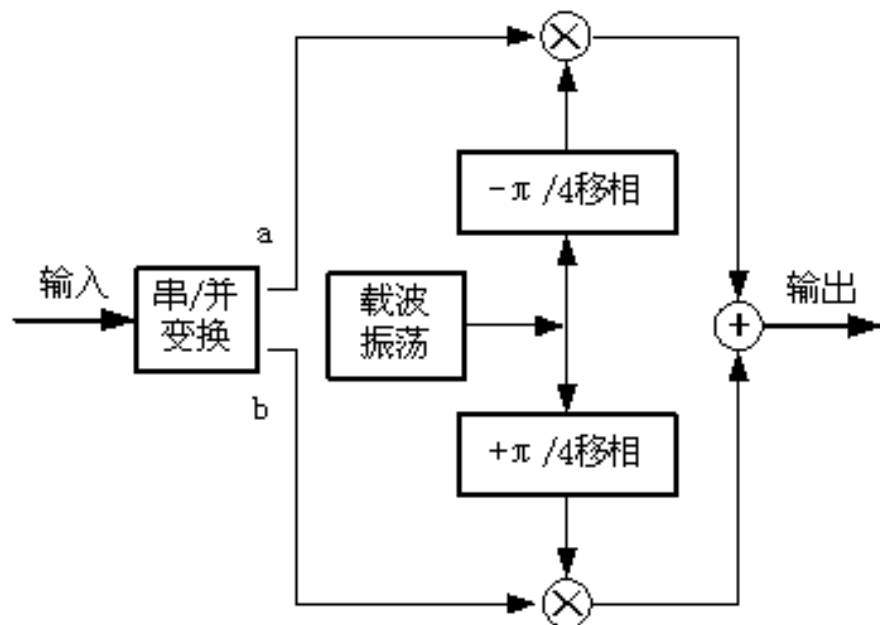
表7-1 QPSK信号相位编码逻辑关系

a	1	0	0	1
b	1	1	0	0
a 路调制器输出	0°	180°	180°	0°
b 路调制器输出	270°	270°	90°	90°
合成相位	315°	225°	135°	45°

通信原理



QPSK产生与解调



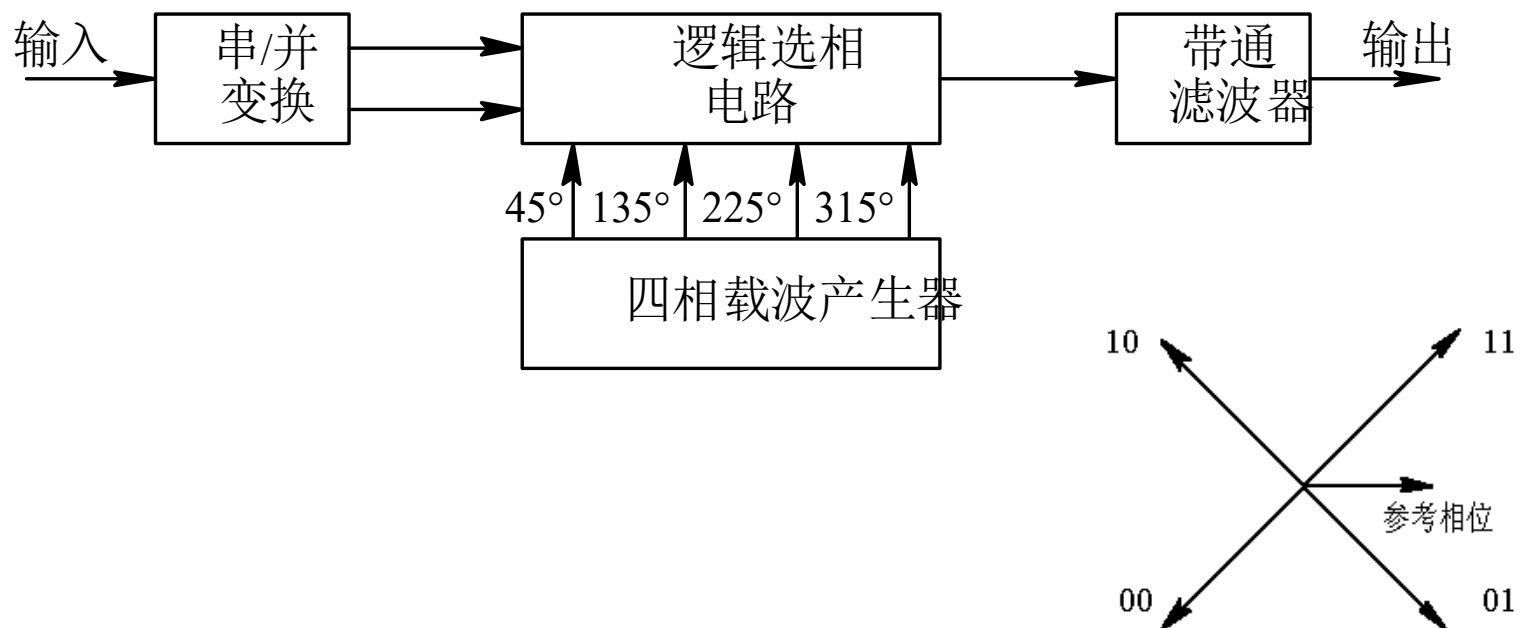
QPSK的A方式调制框图

通信原理



QPSK产生与解调

相位选择法



通信原理



QPSK产生与解调

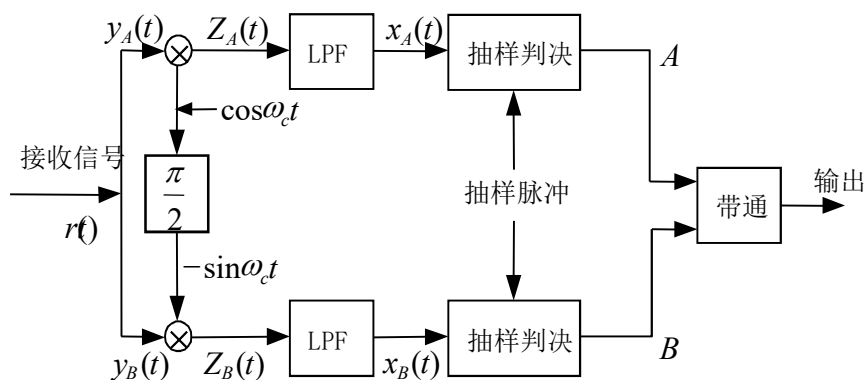
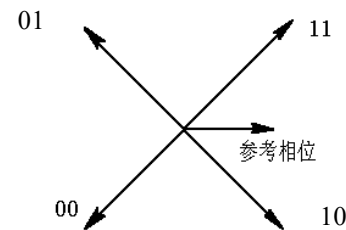


图6-26 4PSK信号的正交解调器



$$r(t) = a \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

$$\varphi_n = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4 \text{ 和 } 7\pi/4$$

$$z_A(t) = a \cos(\omega_c t + \varphi_n) \cos \omega_c t = \frac{a}{2} \cos(2\omega_c t + \varphi_n) + \frac{a}{2} \cos \varphi_n$$

$$x_A(t) = \frac{a}{2} \cos \varphi_n$$

$$z_B(t) = a \cos(\omega_c t + \varphi_n) [-\sin \omega_c t] = -\frac{a}{2} \sin(2\omega_c t + \varphi_n) + \frac{a}{2} \sin \varphi_n$$

$$x_B(t) = \frac{a}{2} \sin \varphi_n$$

通信原理

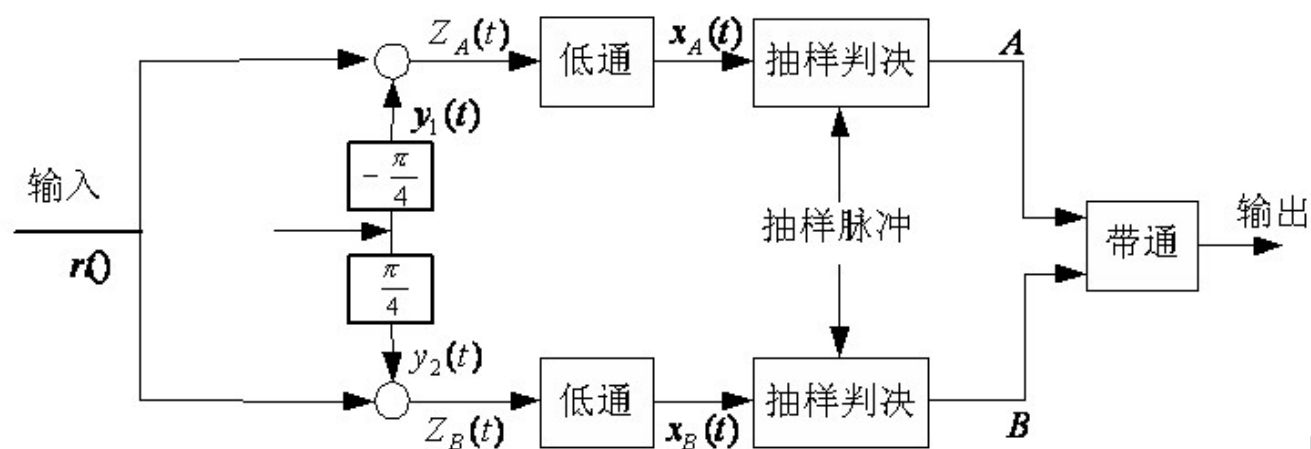


QPSK相干正交解调的判决准则

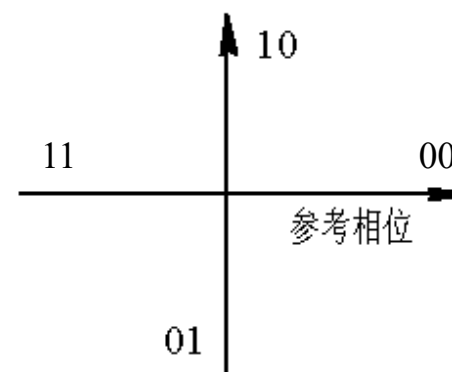
符号相位 φ_n	$\cos \varphi_n$ 的极性	$\sin \varphi_n$ 的极性	判决器输出	
			A	B
$\pi/4$	+	+	1	1
$3\pi/4$	—	+	0	1
$5\pi/4$	—	—	0	0
$7\pi/4$	+	—	1	0



QPSK产生与解调



A方式



通信原理



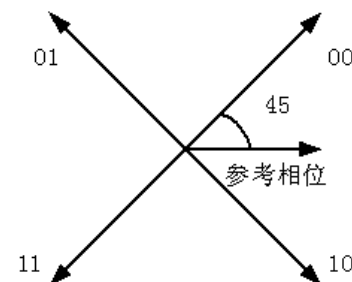
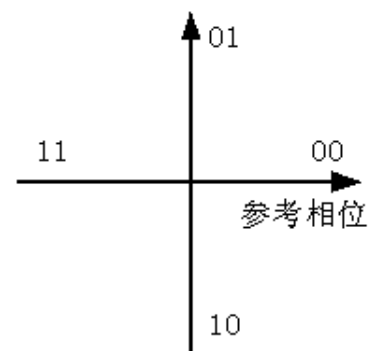
QDPSK产生与解调

表 7-2 QDPSK信号载波相位编码逻辑关系

双比特码元		载波相位变化 ($\Delta\phi_n$)
a	b	
0	0	0°
0	1	90°
1	1	180°
1	0	270°



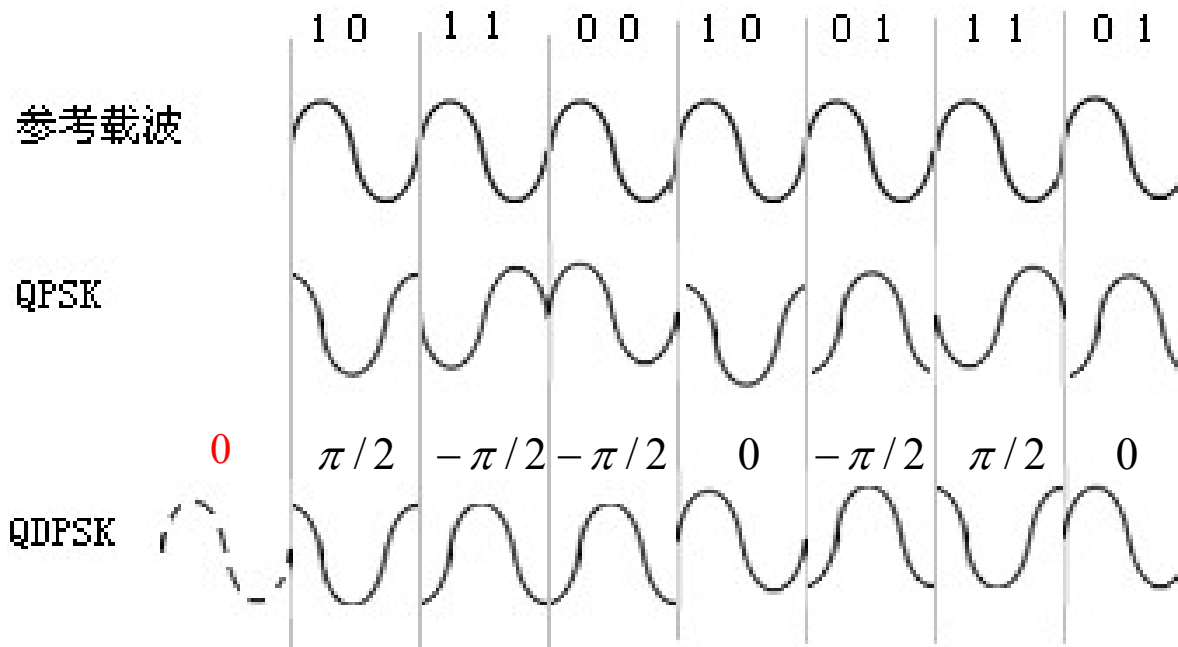
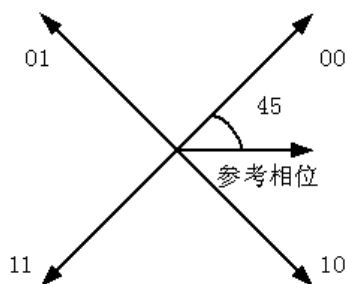
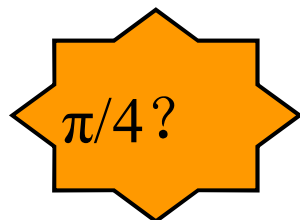
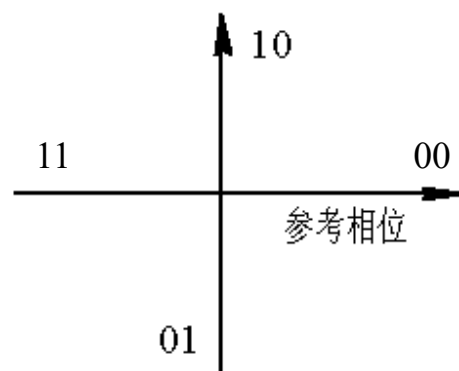
波形?



通信原理



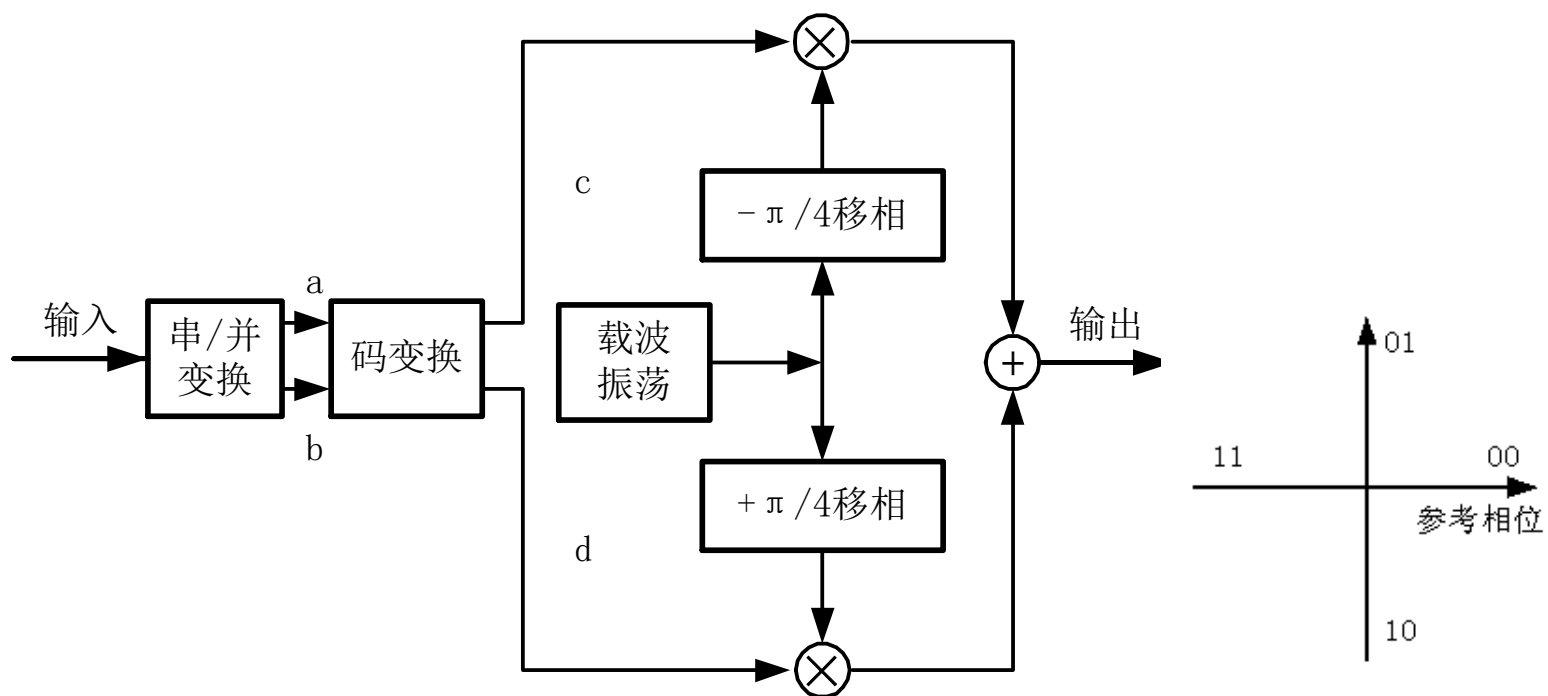
例：若输入的数字信息为10110010011101



通信原理



QDPSK产生与解调



通信原理



QDPSK产生与解调

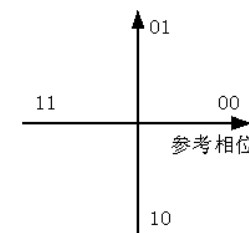


表7-3 QDPSK码变换器的逻辑功能

本时刻到达的 ab 及所要求的 相位相对变化		前一码元的状态			本时刻应出现的码元状态		
a_n	b_n	$\Delta\varphi_n$		c_{n-1} d_{n-1}	φ_{n-1}	c_n d_n	φ_n
0	0	0°		0	0	0	0°
				0	1	0	90°
				1	1	1	180°
				1	0	1	270°
0	1	90°		0	0	0	90°
				0	1	1	180°
				1	1	1	270°
				1	0	0	0°
1	1	180°		0	0	1	180°
				0	1	1	270°
				1	1	0	0°
				1	0	0	90°
1	0	270°		0	0	1	270°
				0	1	0	0°
				1	1	0	90°
				1	0	1	180°

前一双比特码元的载波相位有四种可能，现设它为 180°



此时的载波相位应为
 $180^\circ + 90^\circ = 270^\circ$



$c_n d_n$ 应为10



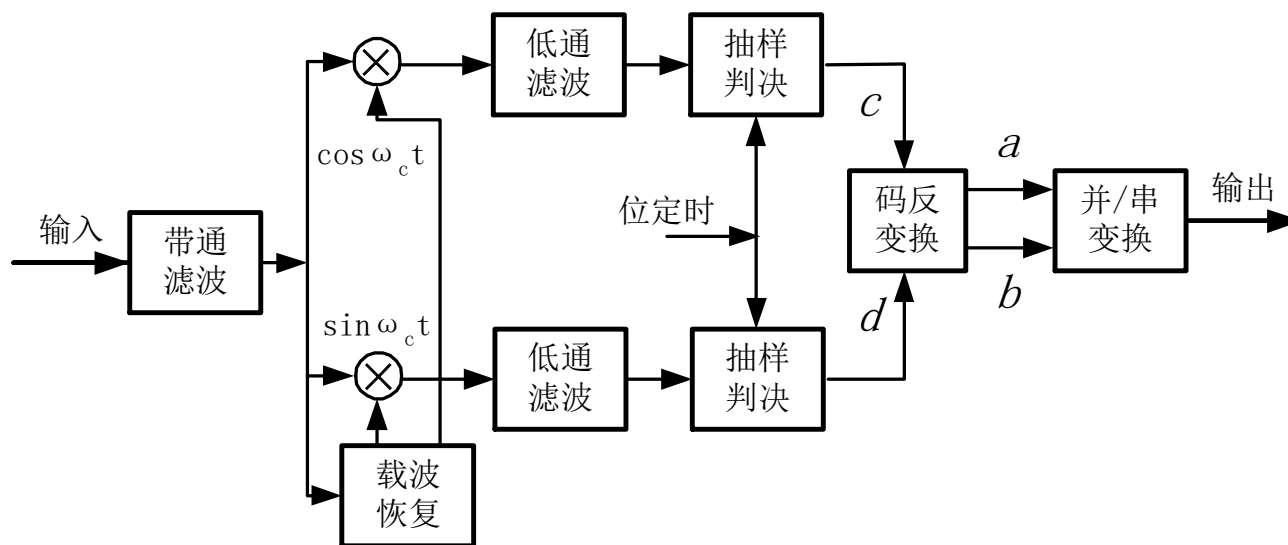
码换器应将输入数据01 (ab) 变成10 (cd) [注：前一 cd 为11的前提下]

通信原理



QDPSK产生与解调

相干解调+码反变换器

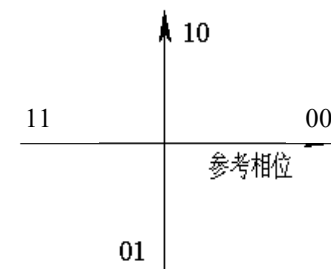


通信原理



表7-4 收端码反变换器逻辑变换关系

前一时刻输入		本时刻输入		输出数据	
c_{n-1}	d_{n-1}	c_n	d_n	a_n	b_n
0	0	0	0	0	0
		0	1	0	1
		1	1	1	1
		1	0	1	0
0	1	0	0	1	1
		0	1	0	0
		1	1	0	0
		1	0	1	1
1	1	0	0	1	1
		0	1	1	0
		1	1	0	0
		1	0	0	1
1	0	0	0	0	1
		0	1	1	1
		1	1	1	0
		1	0	0	0



当 $c_{n-1} \oplus d_{n-1} = 0$ 时

$$\begin{cases} a_n = c_n \oplus c_{n-1} \\ b_n = d_n \oplus d_{n-1} \end{cases}$$

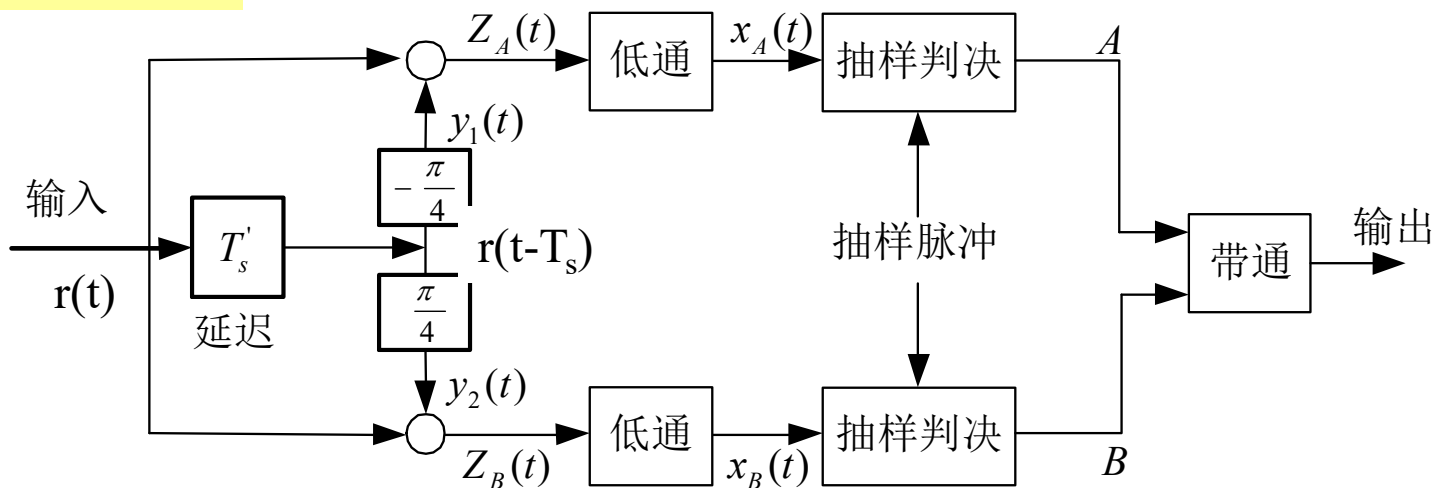
当 $c_{n-1} \oplus d_{n-1} = 1$ 时

$$\begin{cases} a_n = d_n \oplus d_{n-1} \\ b_n = c_n \oplus c_{n-1} \end{cases}$$

通信原理

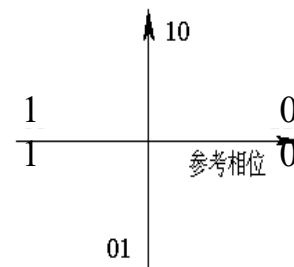


差分相干解调



$$\begin{cases} r(t) = a \cos(\omega_0 t + \varphi_n) \\ r(t - T'_s) = a \cos(\omega_0 t + \varphi_{n-1}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} y_1(t) = a \cos\left(\omega_0 t + \varphi_{n-1} - \frac{\pi}{4}\right) \\ y_2(t) = a \cos\left(\omega_0 t + \varphi_{n-1} + \frac{\pi}{4}\right) \end{cases}$$



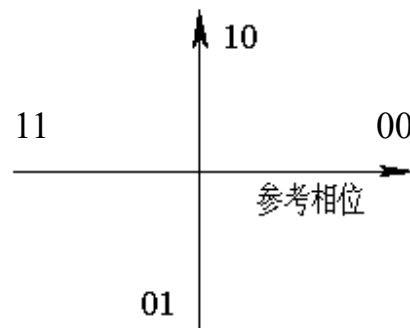
$$\begin{cases} z_A(t) = \frac{a^2}{2} \cos\left(2\omega_0 t + \varphi_n + \varphi_{n-1} - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{a^2}{2} \cos\left(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \frac{\pi}{4}\right) \\ z_B(t) = \frac{a^2}{2} \cos\left(2\omega_0 t + \varphi_n + \varphi_{n-1} + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{a^2}{2} \cos\left(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \frac{\pi}{4}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} X_A(t) = \frac{a^2}{2} \cos\left(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \frac{\pi}{4}\right) \\ X_B(t) = \frac{a^2}{2} \cos\left(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \frac{\pi}{4}\right) \end{cases}$$

通信原理



表7-5 差分相干解调的判决准则

相位差 $\varphi_n - \varphi_{n-1}$	$\cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} + \frac{\pi}{4})$ 的极性	$\cos(\varphi_n - \varphi_{n-1} - \frac{\pi}{4})$ 的极性	判决器输出	
			A	B
0	+	+	0	0
$\pi/2$	—	+	1	0
π	—	—	1	1
$3\pi/2$	+	—	0	1



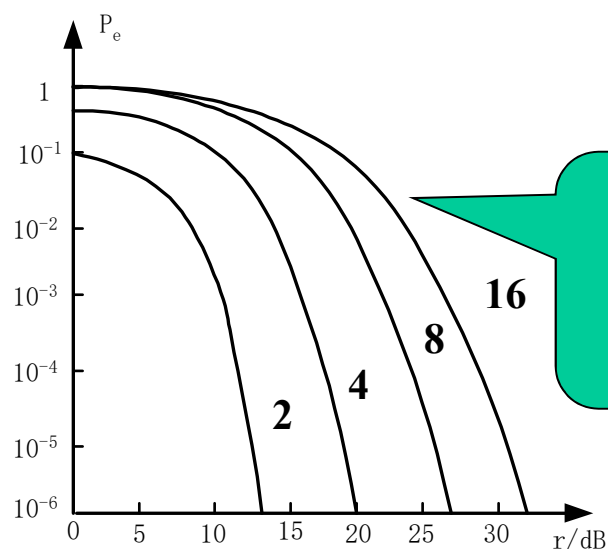


MASK系统的抗噪声性能

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

$r = P_s / \sigma_n^2$ 为
信噪比

P_s : 信号均方值的统计平均



为得到相同的误码率，多电平调制需要比二进制更高的信噪比

多电平调制尽管提高了频带利用率，但抗噪声性能却下降了，尤其抗衰落的能力不强，因而它一般只适宜在恒参信道中采用



MFSK系统的抗噪声性能

相干解调时的
误码率

$$P_e \approx \left(\frac{M-1}{2} \right) e^{-\frac{r}{2}}$$

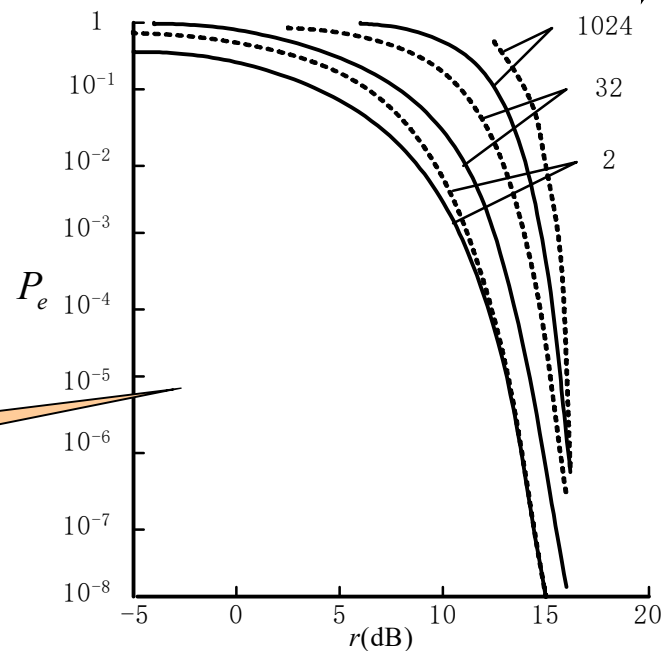
非相干解调时的
误码率

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

信噪比 r 越大，则误码率 P_e 越小；在信噪比一定的情况下， M 越大，则误码率 P_e 也越大

r 为平均接收信号的
信噪比

实线为采用相干解调方式，虚线为采用非相干解调方式

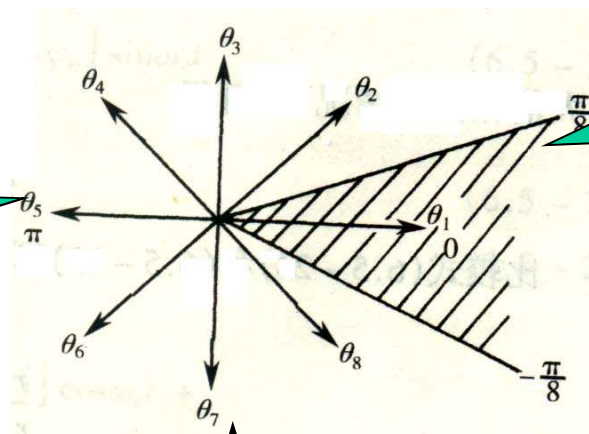


通信原理



MPSK系统的抗噪声性能

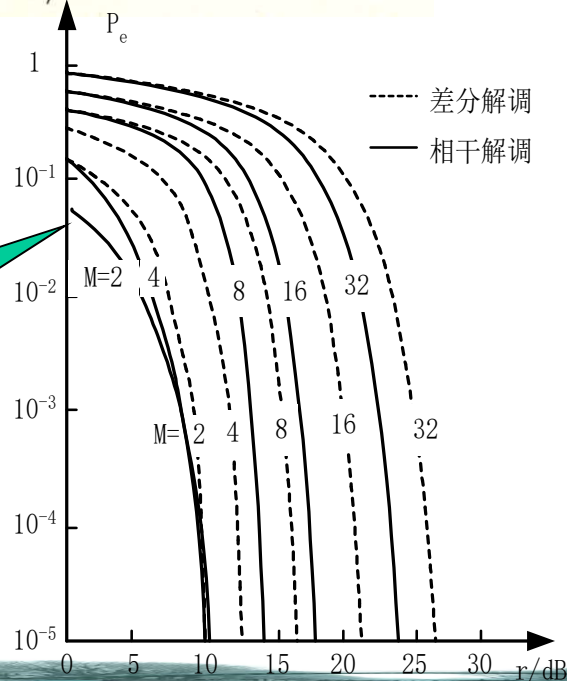
没有噪声时，每一信号相位都有相应的确定值



有噪声叠加时，合成波形相位在某一个范围内变化时，就不会产生错误判决
 $-\pi/8 < \theta < \pi/8$

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

在 M 值很大时，差分移相和相干移相相比约损失3dB的功率。
 在四相时，大约损失2.3dB的功率



M 相绝对移相方式

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

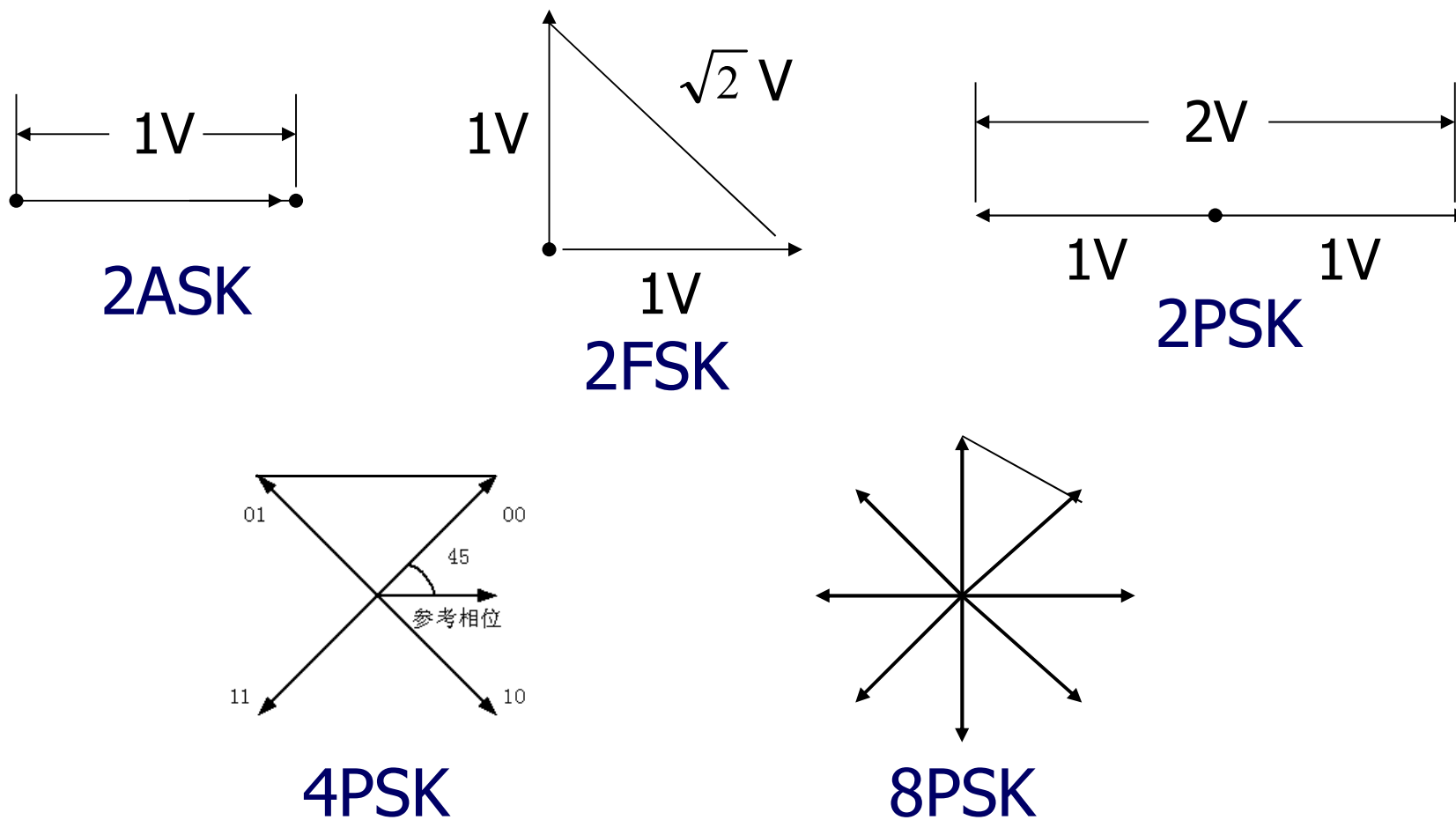
M 相相对移相方式

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

通信原理



欧式空间距离法

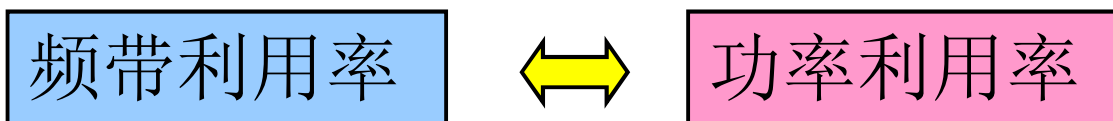


通信原理



振幅相位联合键控系统 (APK)

问题的提出



解决方法:

- 振幅相位联合键控



振幅相位联合键控系统（APK）原理

$$s_{APK}(t) = \sum_n A_n g(t - nT_s) \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

基带信号幅度

宽度为 T_s 的单个基带信号波形

$$s_{APK}(t) = \left[\sum_n A_n g(t - nT_s) \cos \varphi_n \right] \cos \omega_c t - \left[\sum_n A_n g(t - nT_s) \sin \varphi_n \right] \sin \omega_c t$$

$$\begin{aligned} X_n &= A_n \cos \varphi_n \\ Y_n &= -A_n \sin \varphi_n \end{aligned}$$

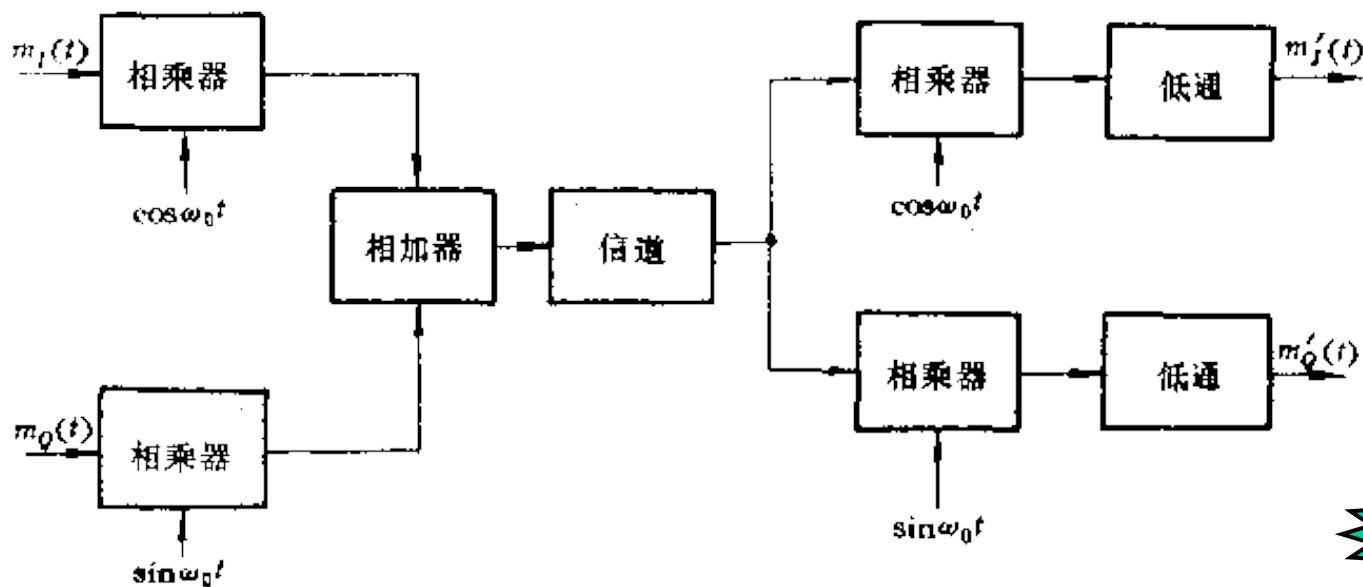
$$\begin{aligned} s_{APK}(t) &= \left[\sum_n X_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_n Y_n g(t - nT_s) \right] \sin \omega_c t \\ &= X(t) \cos \omega_c t + Y(t) \sin \omega_c t \end{aligned}$$

APK信号可看作两个正交调制信号之和



一种应用广泛的APK信号——QAM调制

- QAM: 正交振幅调制



$$s_{QAM}(t) = m_I(t) \cos \omega_c t + m_Q(t) \sin \omega_c t$$

同相信号或I信号

正交信号或Q信号

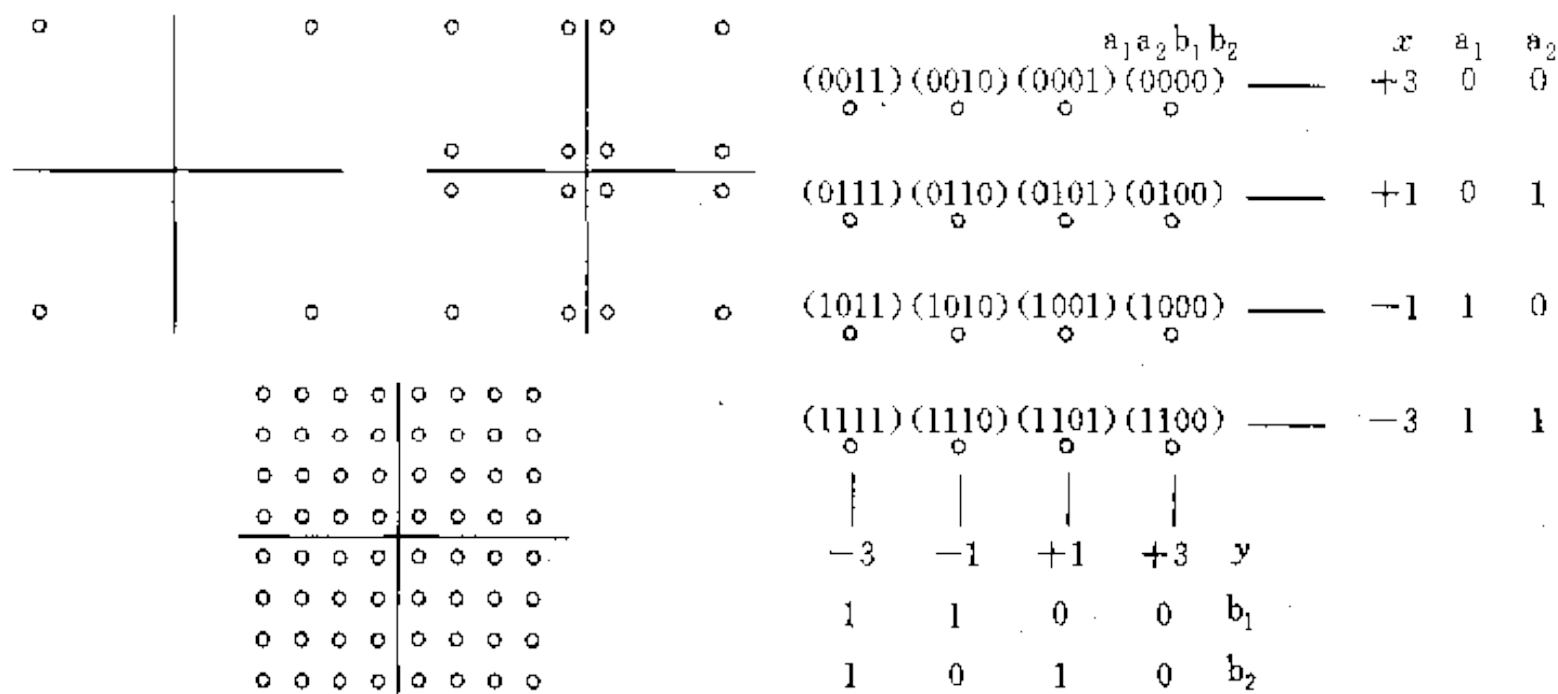
SSB

QPSK

通信原理



QAM的星座图



(a) 4QAM, 16QAM, 64QAM星座图

(b) 16QAM信号电平与信号状态关系



16QAM原理

$$s_i(t) = A_i \cos(\omega_c t + \varphi_i), i = 1, 2, \dots, 16$$

16PSK相邻信号点的距离

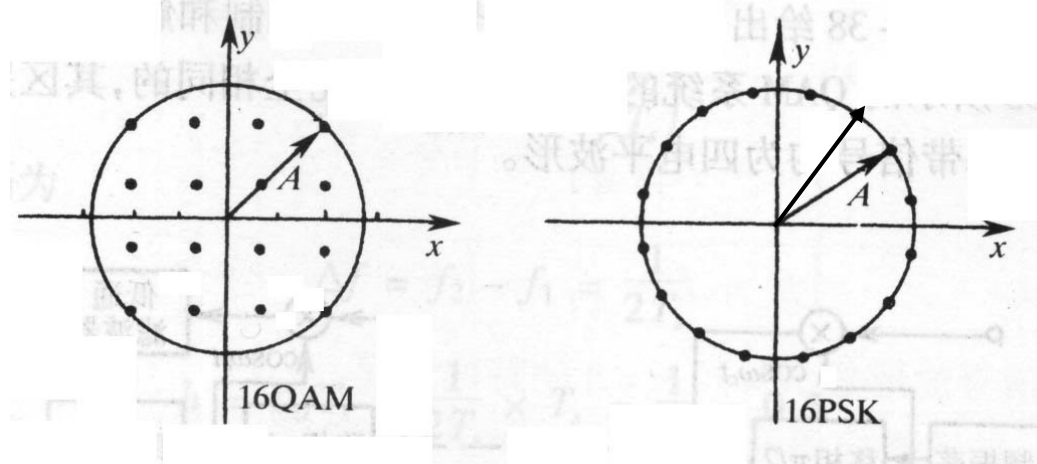
$$d_1 \approx 2A \sin\left(\frac{\pi}{16}\right) = 0.39A$$

16QAM相邻信号点的距离

$$d_2 \approx \frac{\sqrt{2}A}{L-1} = \frac{\sqrt{2}A}{\sqrt{M}-1}$$

$$d_2 \approx \frac{\sqrt{2}A}{3} = 0.47A$$

d_2 超过
 $d_1 1.64dB$



16QAM和16PSK的信号星座图

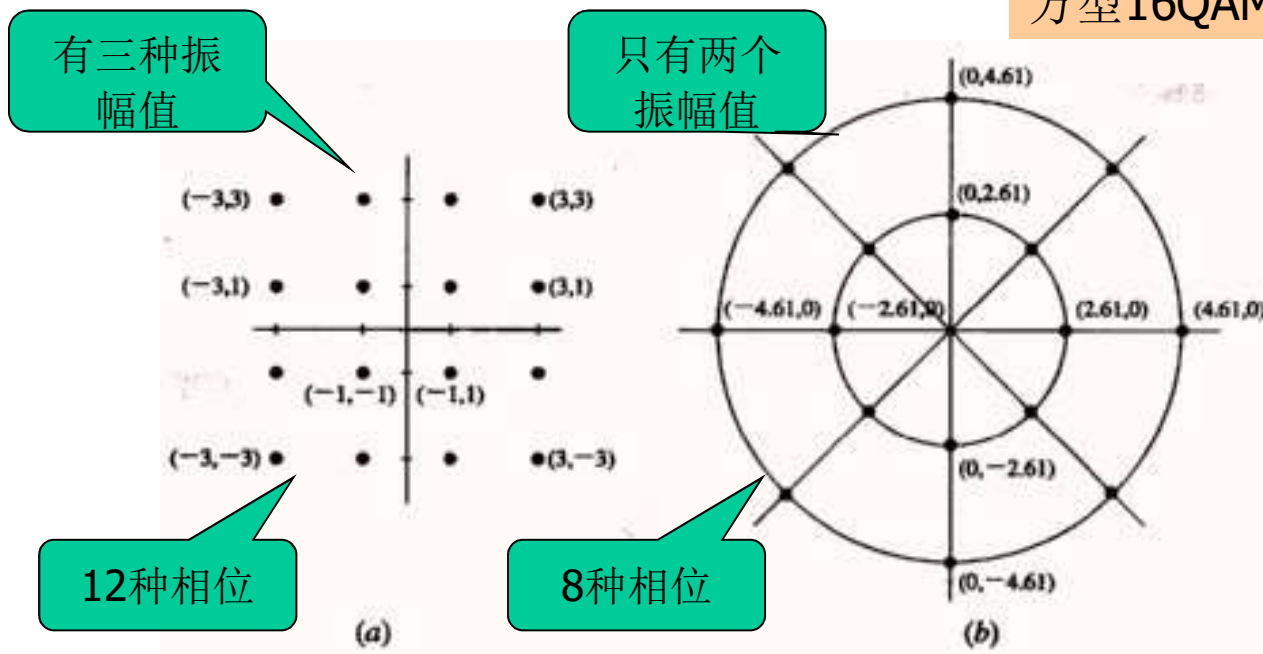
在平均功率相等的情况下，
16QAM信号比16PSK信号性能好
4.19dB

通信原理



16QAM原理

在衰落信道中星型16QAM比方型16QAM星座更具有吸引力



方型16QAM星座

$$P_s = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^M (c_n^2 + d_n^2) = \frac{A^2}{16} (4 \times 2 + 8 \times 10 + 4 \times 18) = 10A^2$$

星型16QAM星座

$$P_s = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^M (c_n^2 + d_n^2) = \frac{A^2}{16} (8 \times 2.61^2 + 8 \times 4.61^2) = 14.03A^2$$

通信原理



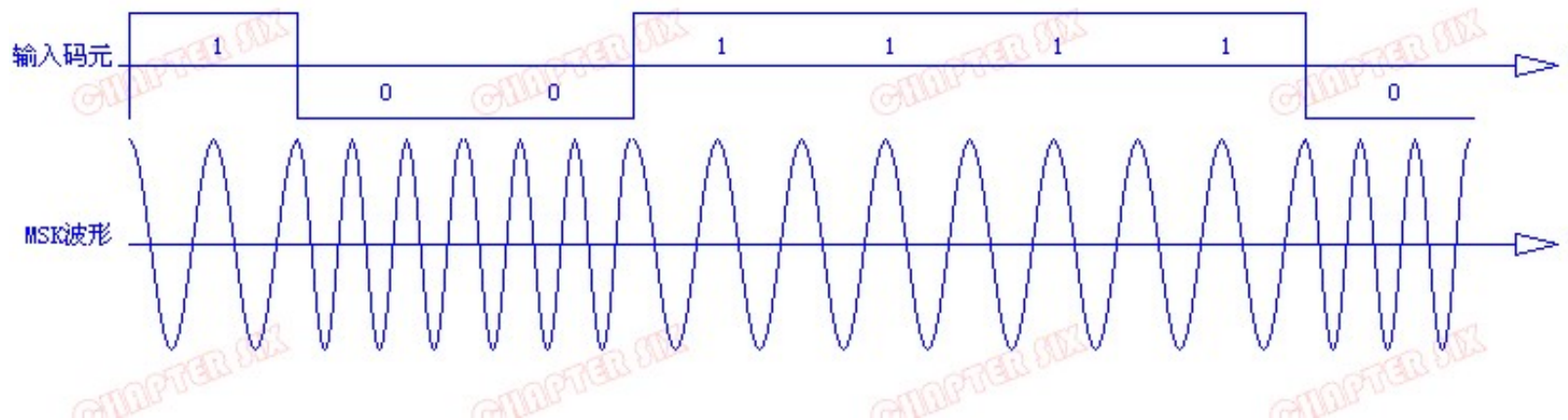
新型调制技术分类

现代调制技术 { 窄带调制技术 { 恒定包络调制: MSK、GMSK
线性调制: BPSK、QPSK、 $\pi/4$ QPSK、QAM
宽带调制技术: 扩频 (PN码)



最小移频键控 (MSK)

- MSK是一种特殊的①CPFSK (恒定包络)，调制指数为0.5
 - $h=0.5$ 时，满足在码元交替点相位连续的条件
 - $h=0.5$ 是移频键控为保证良好误码性能所能允许的②最小调制指数
 - $h=0.5$ 时，波形相关系数为0，信号是正交的





为了满足正交FSK条件，需满足：

$$\textcircled{1} \quad \Delta f = f_2 - f_1 = \frac{n}{2T_s} \quad \text{信号频偏严格等于 } Ts/4$$

$$h = \Delta f \cdot T_s = 0.5$$

$$\textcircled{2} \quad f_c = \frac{n}{4T_s} = \left(n + \frac{m}{4}\right) \frac{1}{T_s}$$

在一个码元周期内，信号包含1/4载波周期的整数倍



MSK调制原理

$$S_{MSK}(t) = \cos(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k) \quad (k-1)T_s \leq t \leq kT_s$$

MSK信号的两个频率为：

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T_s} = (N + \frac{m+1}{4}) \frac{1}{T_s}$$

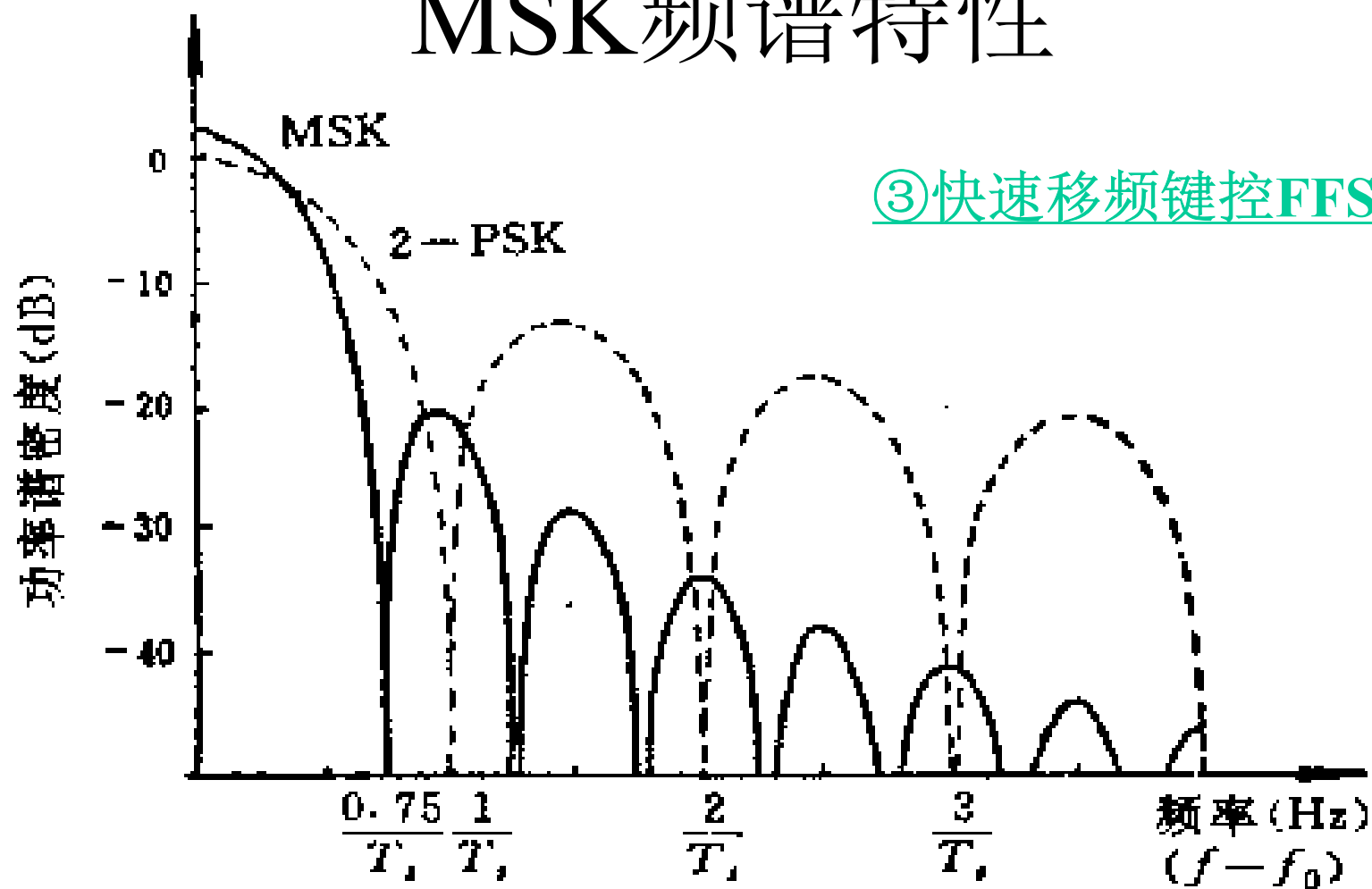
$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T_s} = (N + \frac{m-1}{4}) \frac{1}{T_s}$$

频率间隔为： $\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_s}$

调制指数为： $h = \Delta f \cdot T_s = 0.5$



MSK频谱特性



③快速移频键控FFSK



MSK调制原理

$$\begin{aligned} S_{MSK}(t) &= \cos(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k) = \cos(\omega_c t + \theta(t)) \\ &= \cos \theta(t) \cos \omega_c t + \sin \theta(t) \sin \omega_c t \quad (\varphi_k = 0 \text{ 或 } \pi) \end{aligned}$$

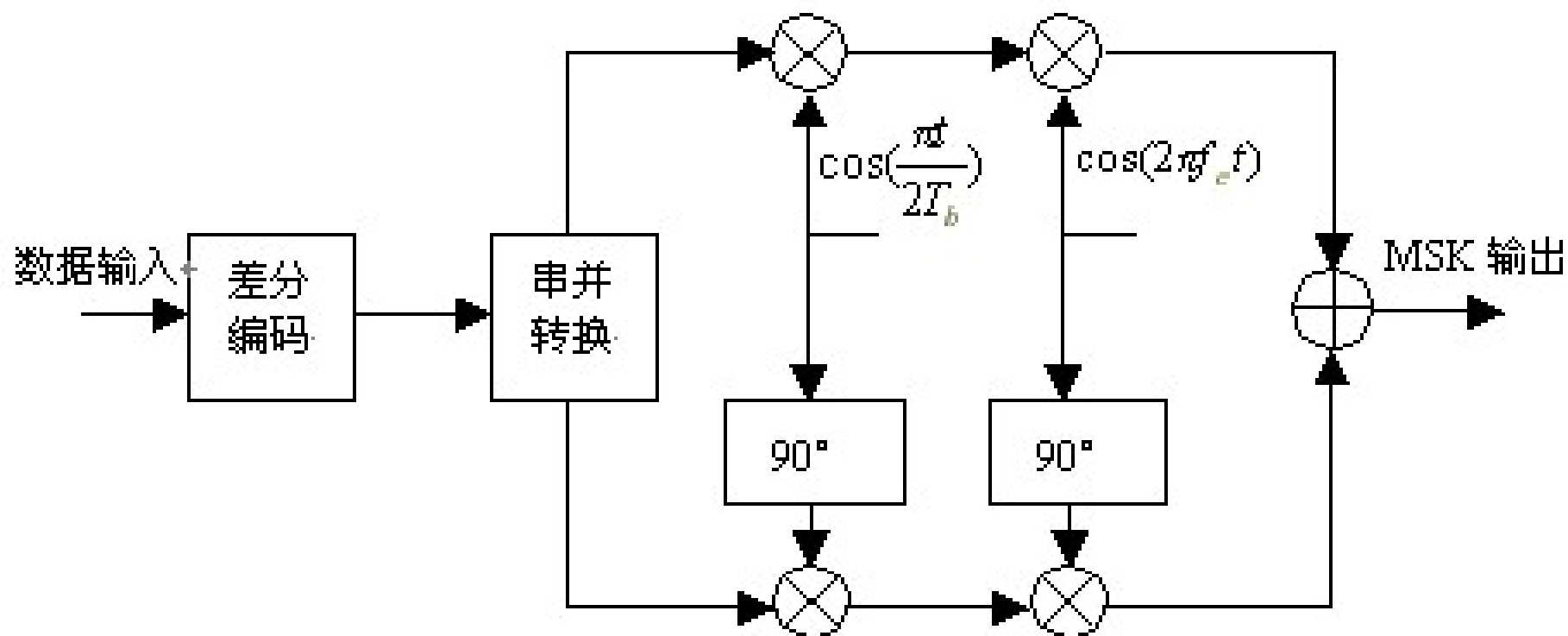
$$\begin{cases} \cos \theta(t) = \cos(\frac{\pi t}{2T_s}) \cos \varphi_k \\ \sin \theta(t) = -a_k \sin(\frac{\pi t}{2T_s}) \cos \varphi_k \end{cases}$$

$$S_{MSK}(t) = \cos \varphi_k \cos(\frac{\pi t}{2T_s}) \cos \omega_c t - a_k \cos \varphi_k \sin(\frac{\pi t}{2T_s}) \sin \omega_c t$$

$$x(t) = A \cos[a_k \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k] \cos \omega_c t - A \sin[a_k \frac{\pi t}{2T_b} + \varphi_k] \sin \omega_c t$$



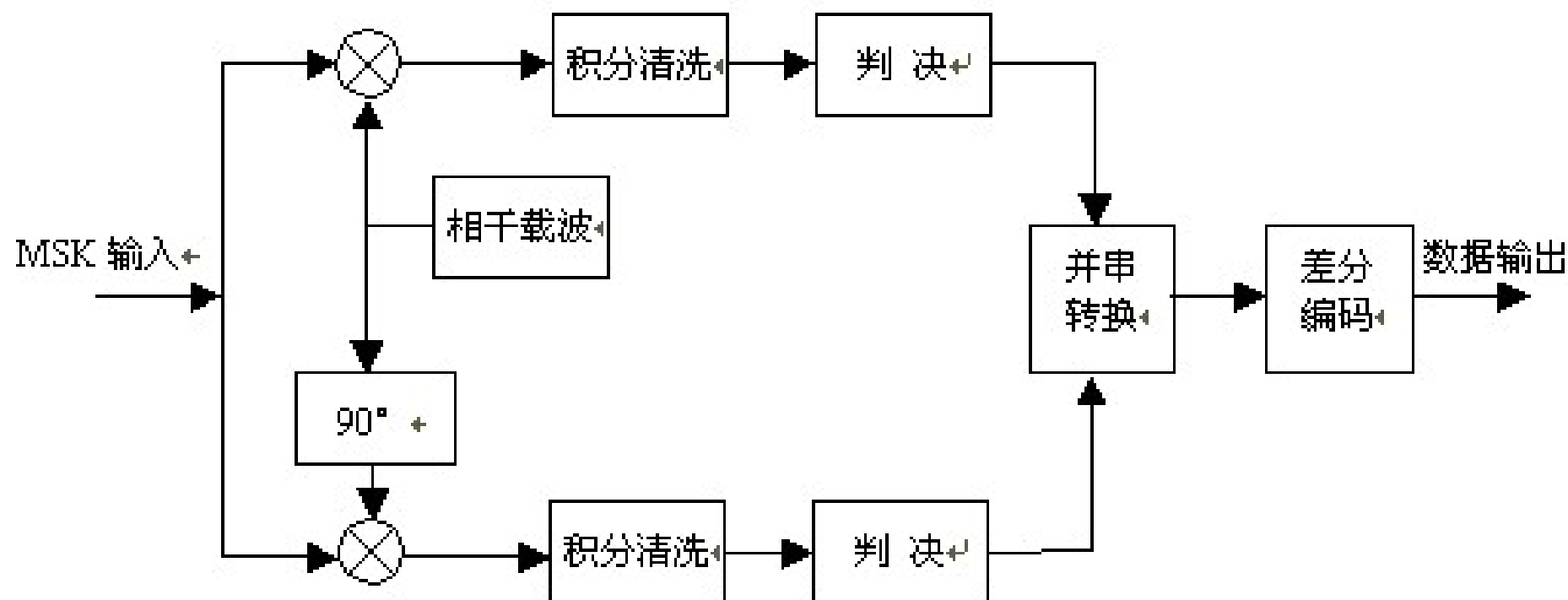
MSK调制原理框图



MSK 调制器原理图



MSK解调原理框图



MSK 解调器（最佳接收机）原理图



MSK信号的相位约束条件

MSK信号的相位约束条件为

$$\theta(t) = \varphi_k + \frac{a_k \pi}{2T_s} (K-1)T_s = \varphi_{k-1} + \frac{a_{k-1} \pi}{2T_s} (K-1)T_s$$

$$\Phi_k = \phi_{k-1} + (a_{k-1} - a_k)[\pi(k-1)/2]$$

$$= \begin{cases} \Phi_{k-1} & \text{当 } a_k = a_{k-1} \text{ 时} \\ \Phi_{k-1} \pm (k-1)\pi & \text{当 } a_k \neq a_{k-1} \text{ 时} \end{cases}$$

设参考相位为0, 则 $\varphi_k = 0$ 或者 π



附加相位函数

$$S_{MSK}(t) = \cos(\omega_c t + \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k)$$

$$\theta(t) = \frac{\pi a_k}{2T_s} t + \varphi_k, (k-1)T_s \leq t \leq kT_s$$

是一个直线方程，斜率为 $\pi a_k / 2T_s$ ，截距为 φ_k ， $a_k = \pm 1$

$$\frac{\pi a_k}{2T_s} t = \pm \frac{\pi}{2T_s} t$$

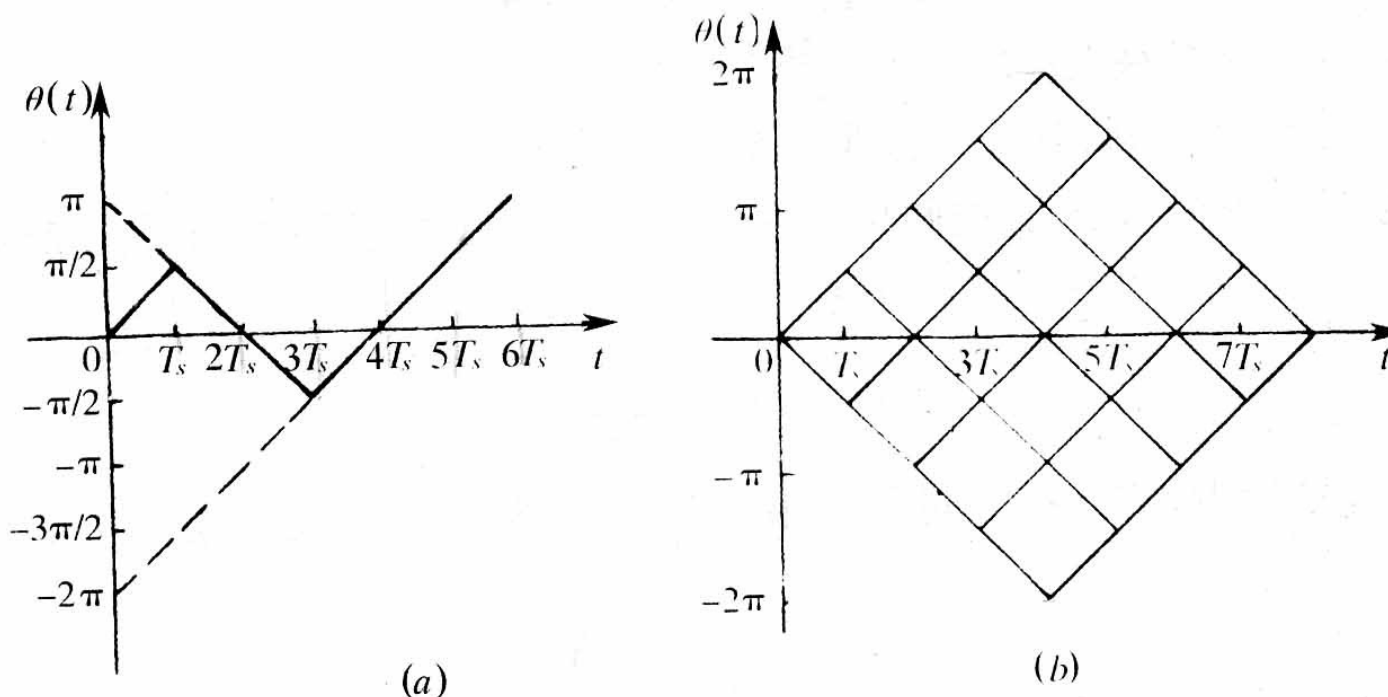
说明在任一码元周期内， $\theta(t)$ 的变化量总是 $\pi/2$

$a_k = +1$ 时，增大 $\pi/2$ ； $a_k = -1$ 时减小 $\pi/2$





下图是针对一特定数据序列画出的附加相位轨迹



(a)图为附加相位函数 (b)附加相位路径网格，是附加相位函数由零开始可能经历的全部路径





MSK信号的特征

- 已调制信号的幅度是恒定的（恒定包络调制）
- 码元转换时，相位连续无突变（峰平比低、非线性放大）
- 频带利用率高。（FFSK、高速系统）
- 信号频偏严格等于 $\pm T_b / 4$ 调制指数为0.5（最小）
- 在一个码元周期内，信号包含1/4载波周期的整数倍
- 信号相位在一个码元周期内变化 $\pm \pi / 2$

MSK信号是一种包络恒定、相位连续、带宽最小且严格正交的2FSK信号。

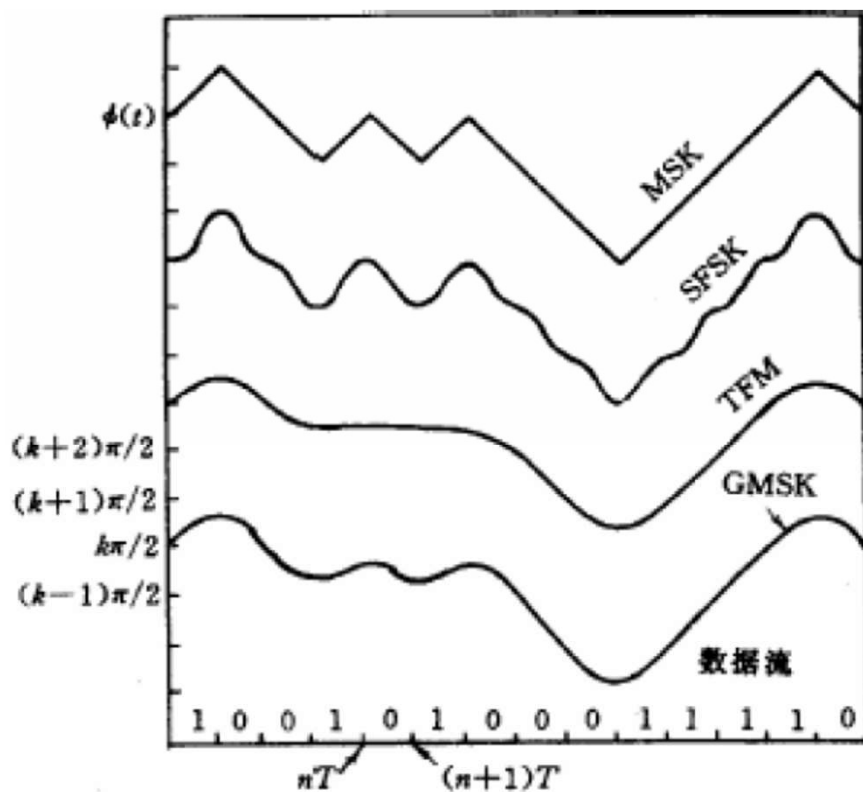


GMSK

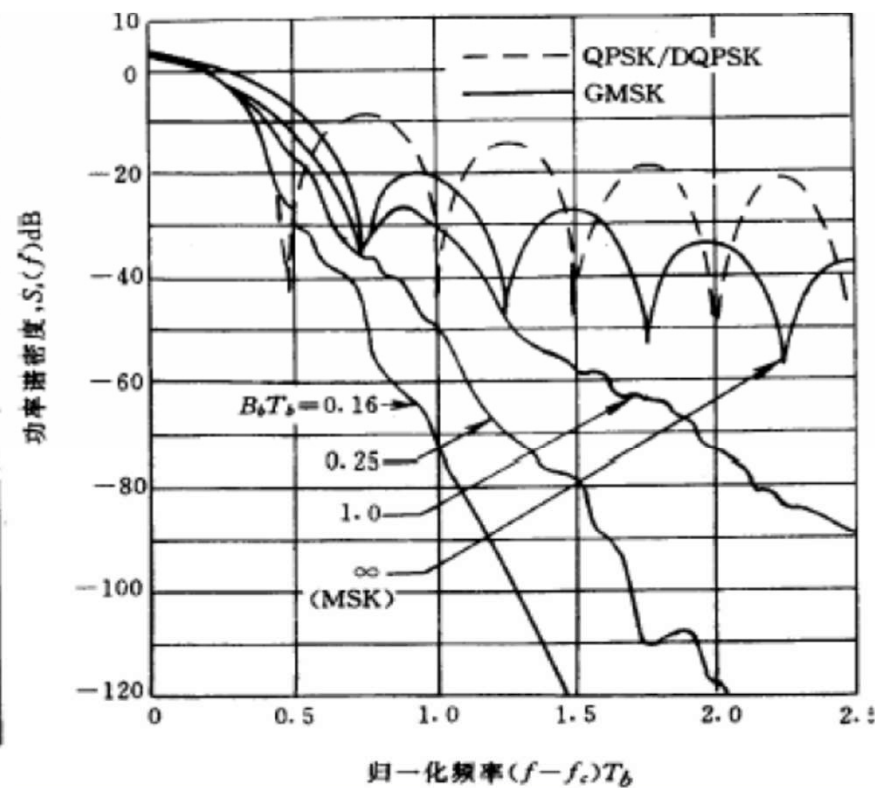
- 要求带外辐射功率为-60~-80dB
- GMSK是GSM的优选方案
 - 实现简单，在原MSK调制器增加前置滤波器
 - 对前置滤波器的要求
 - 带宽窄且为锐截至（抑制高频）
 - 有较低过脉冲响应（防止过量的瞬时频偏）
 - 保持输出脉冲的面积不变（相干检测）
 - 高斯滤波器满足以上的要求



类MSK调制的性能



相位特性



频谱特性



新型调制技术分类

现代调制技术 {

- 窄带调制技术 {
 - 恒定包络调制: MSK、GMSK
 - 线性调制: BPSK、QPSK、 $\pi/4$ QPSK、QAM
- 宽带调制技术: 扩频 (PN码)



偏移QPSK (OQPSK)

- **QPSK**波形成型后，将失去恒包络性质， **180°** 相移导致信号包络过零点。对放大器线性度敏感
- 与**QPSK**的区别为：调制器输入的信号其正交支路比特流比同相支路比特流延迟了**1**个码元
- 好处是载波相位只有 **$\pm 90^\circ$** 变化，而无 **$\pm 180^\circ$** 变化，在非线性放大后仍保持带限性质。**IS-95**上行

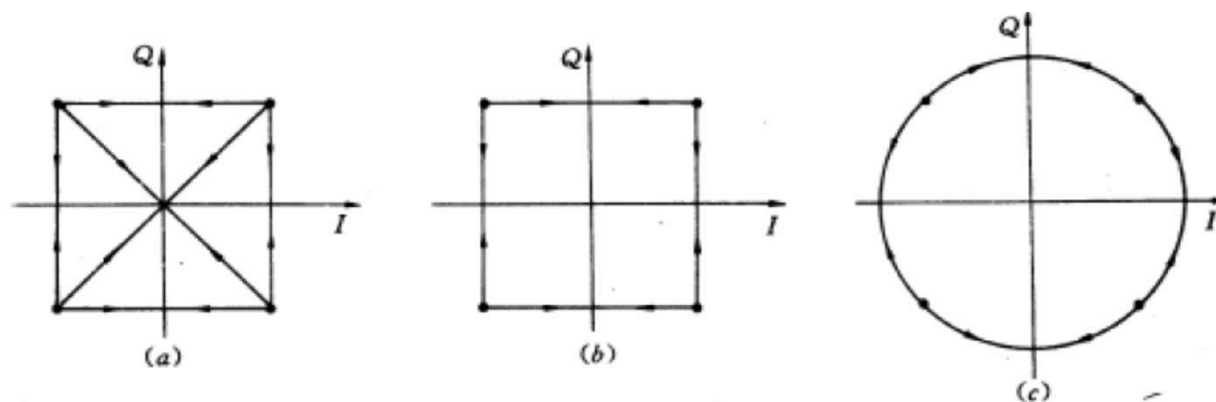
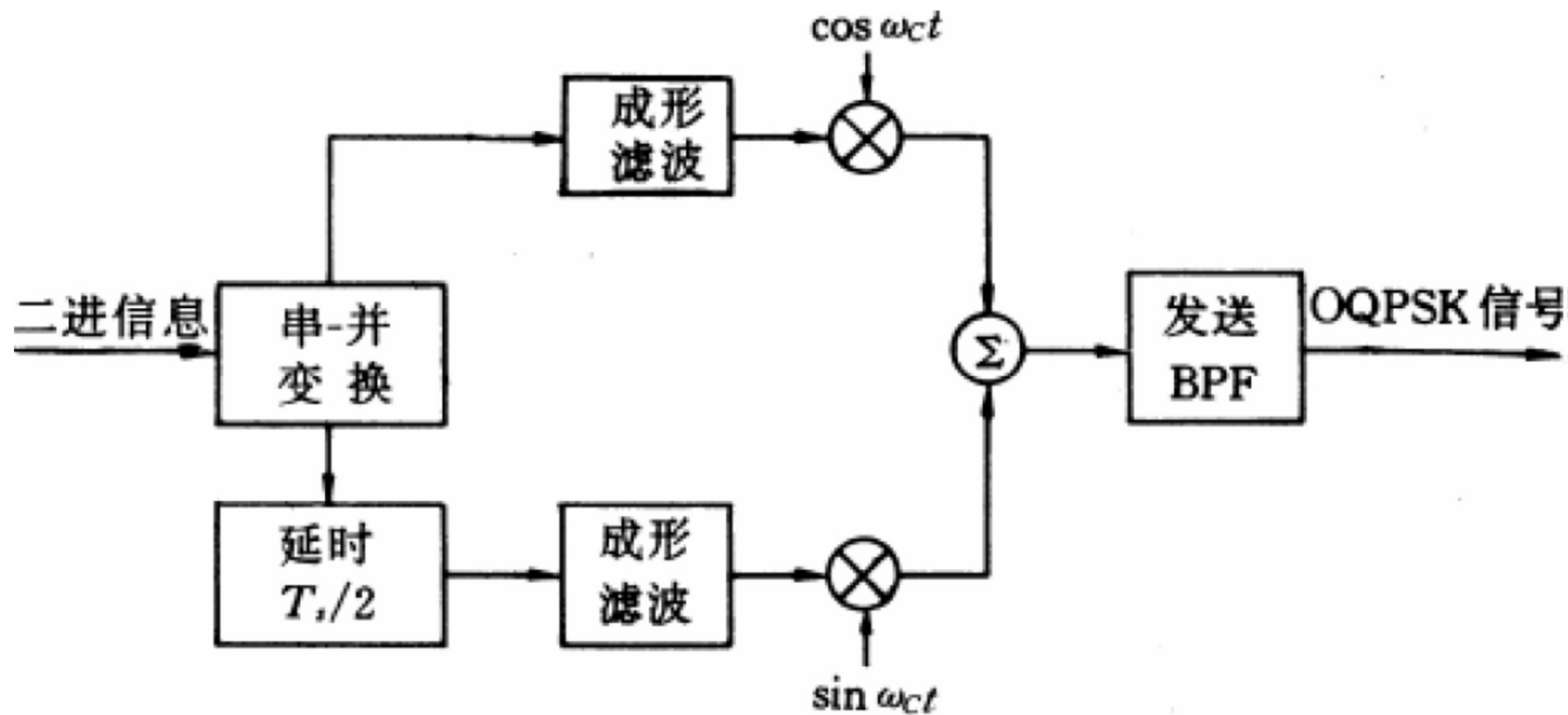


图 10-53 相位转移图

(a) QPSK; (b) OQPSK; (c) MSK

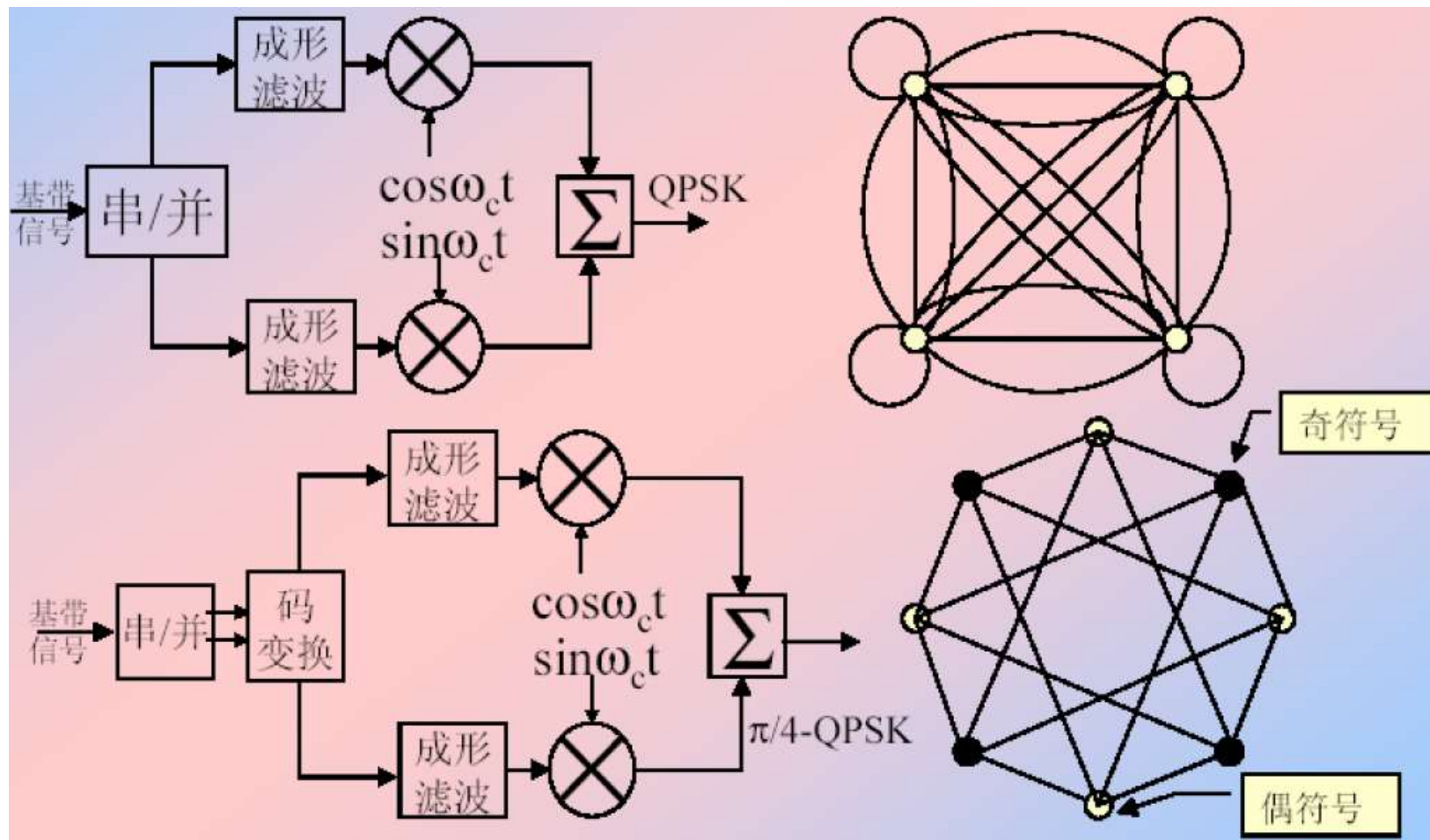


OQPSK的调制





$\pi/4$ -DQPSK



通信原理



第七十八章 小结

- 二进制数字调制

- 2ASK (OOK)

- 2FSK

- 2PSK、2DPSK

1. 数学表示式

2. 调制解调框图

3. 波形图与频谱图

4. 抗噪性能

- 多进制数字调制

- MASK

- MFSK

- MPSK、MDPSK (矢量图、波形图、调制解调框图)

- 改进的数字调制

- APK (16QAM) : 正交调制、星座图、欧氏空间距离法

- MSK→GMSK: 调制原理与特点



作业

- (七) 7-1, 7-4(1)(2), 7-5, 7-9 (去掉相干2DPSK), 7-13, 7-14, 7-16, 7-17, 8-2
- (六) 7-1, 7-5(1)(2), 7-6, 7-7, 7-8, 7-11, 7-17, 7-18, 7-20, 8-1