第九章 数字载波传输系统

本章内容

- 概述
- 二进制数字已调信号及其功率谱
- 二进制数字调制系统的性能分析
- 各种数字调制系统的性能比较
- 数字信号的最佳接收
- 多进制数字调制系统
- 改进型数字调制系统

9.1 概述

数字传输系统：基带传输系统和载波传输系统

为了适应某种需要(如无线信道传输及多路信号复用等)，大部分通信系统采用载波传输方式。这时在发射端需将数字基带信号对载波进行调制得到已调信号，已调信号经信道传输后，在接收端经解调后恢复数字基带信号。

载波传输系统：

将数字基带信号对载波进行调制的过程

9.1 概述

- 数字信号对载波的调制称为**键控**

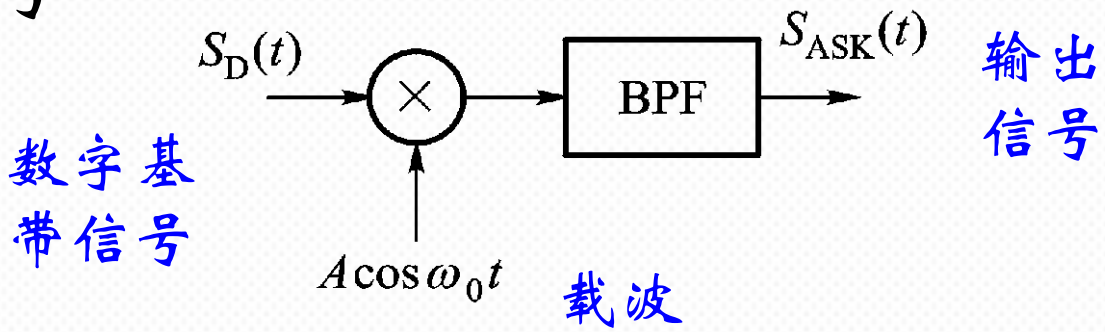
  ASK（*Amplitude-Shift Keying*）幅度键控

  FSK（*Frequency-Shift Keying*）移频键控

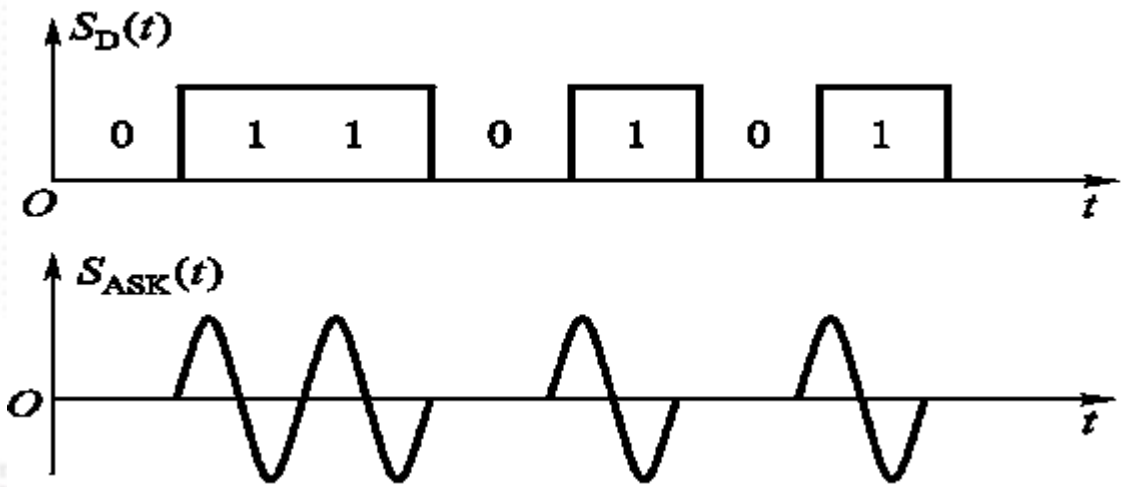
  PSK（*Phase-Shift Keying*）移相键控

二进制数字调制系统中，载波的振幅、频率及相位只有两种变化状态，记为2ASK、2FSK及2PSK。

一、2ASK信号



ASK信号产生模型



9.2 二进制数字已调信号及其功率谱

一般情况下，数字基带信号$S_D(t)$ 可写为

$$S_D(t)=\sum_n a_n g(t-nT) \qquad a_n=\begin{cases}1 & \text{概率为}P\\ 0 & \text{概率为}1-P\end{cases}$$

则ASK信号可写为

$$S_{\mathrm{ASK}}(t)=S_D(t)\cdot A\cos\omega_0 t$$

上式的傅里叶变换为

$$S_{\mathrm{ASK}}(\omega)=\Im\left[S_{\mathrm{ASK}}(t)\right]=\frac{A}{2}\left[S_D(\omega-\omega_0)+S_D(\omega+\omega_0)\right]$$

对应的功率谱密度为

$$P_{\mathrm{ASK}}(\omega)=\frac{A^2}{4}\left[P_D(\omega-\omega_0)+P_D(\omega+\omega_0)\right]$$

对单极性矩形脉冲来说，由第八章结论可得

$$P_D(\omega)=f_T P(1-P)\left|G(\omega)\right|^2+f_T{}^2P^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|G(mf_T)\right|^2\delta(\omega-m\omega_T)$$

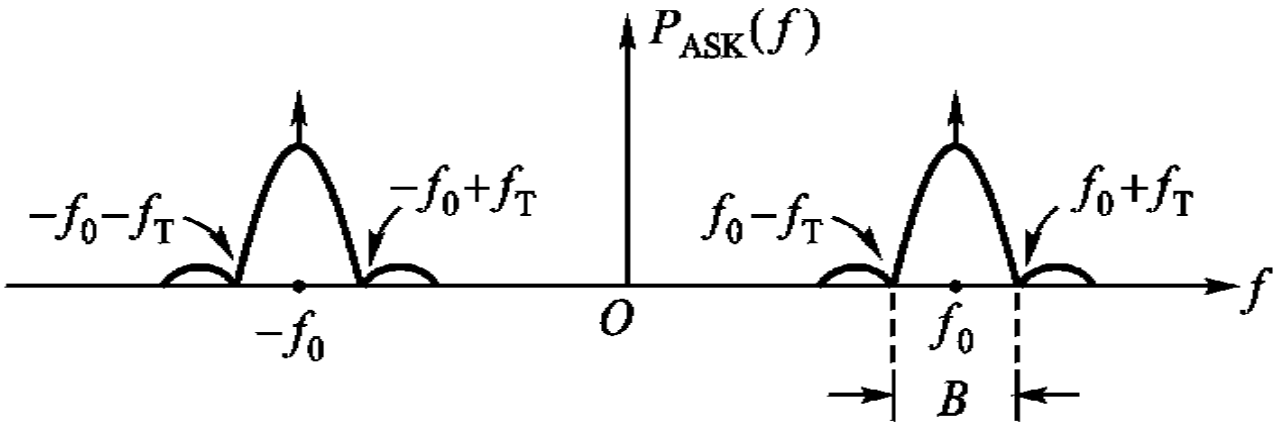
对矩形脉冲，有 $\left|G(\omega)\right|^2=T^2\mathrm{Sa}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right)$

设$P=1-P=1/2$，则有 $P_D(\omega)=\frac{T}{4}\mathrm{Sa}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right)+\frac{1}{4}\delta(\omega)$

上式对应的功率谱密度为

$$P_{ASK}(\omega)=\frac{A^2T}{16}\left\{\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega-\omega_0)T}{2}\right]+\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega+\omega_0)T}{2}\right]\right\}$$

$$+\frac{A^2}{16}\left[\delta(\omega-\omega_0)+\delta(\omega+\omega_0)\right]$$



由图看出

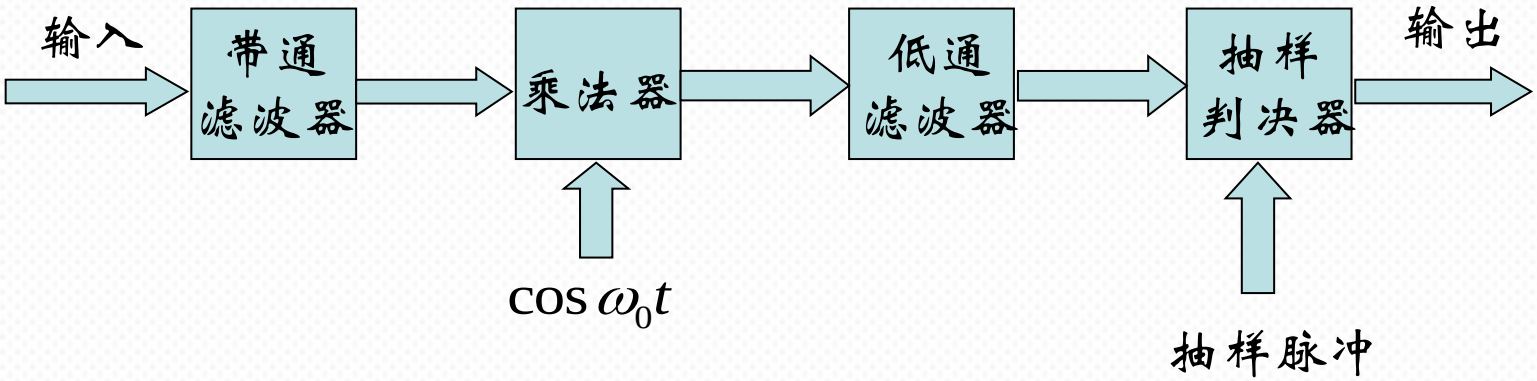
(1) ASK信号带宽是数字基带信号带宽的两倍，2ASK信号的带宽为

$$B = 2f_T \quad \text{（赫兹）}$$

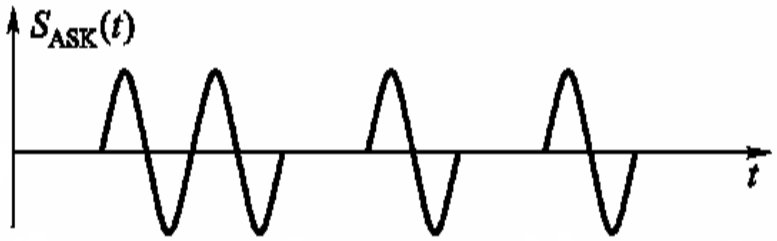
式中，$f_T = 1/T$ 为码元速率。

(2) 2ASK信号的频带利用率为 $\frac{1}{2}$ b/s/Hz

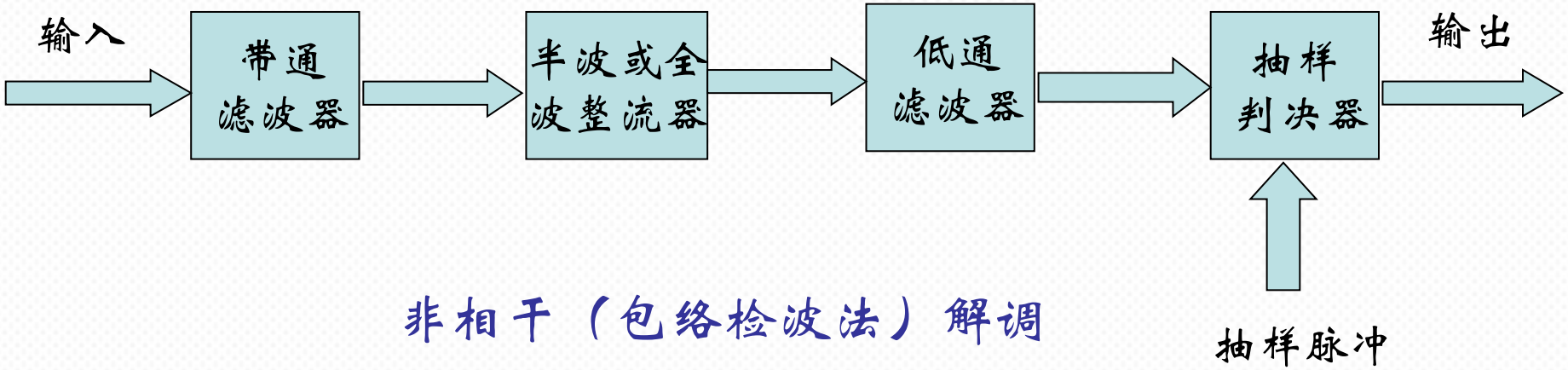
2ASK信号的解调：相干解调，非相干（包络检波法）解调



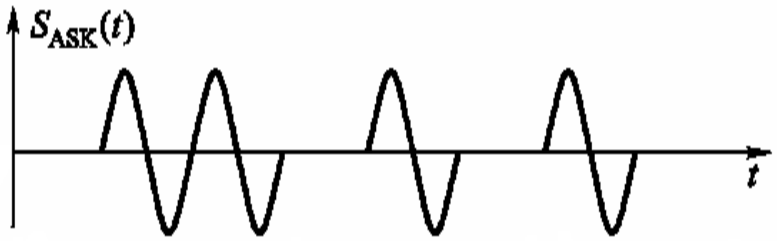
相干（同步）解调



2ASK信号的解调(2)

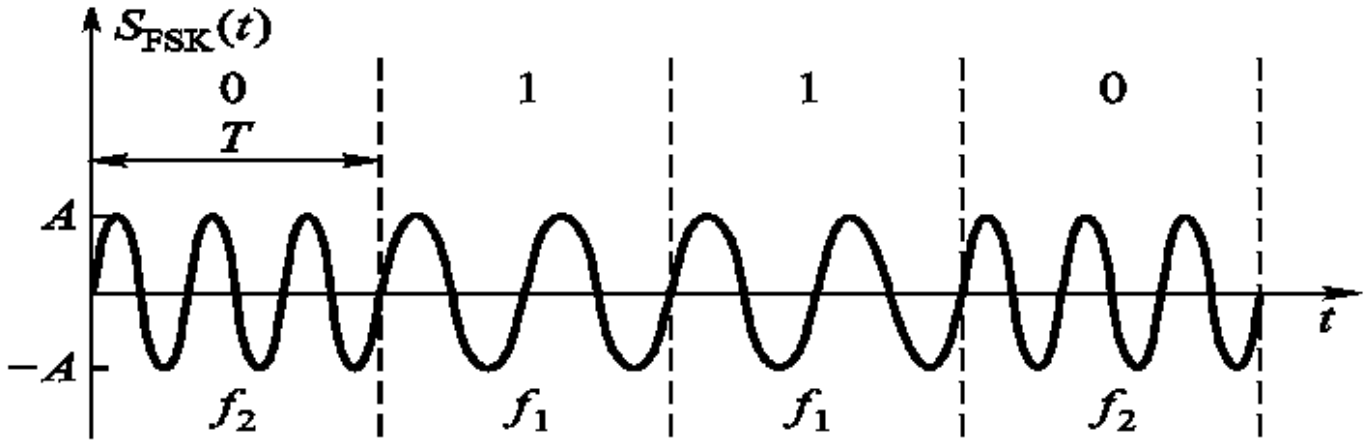


非相干（包络检波法）解调



二、2FSK信号

移频键控（FSK）：用不同频率的载波来传送数字信号



2FSK信号的典型波形图

2FSK信号的产生方法

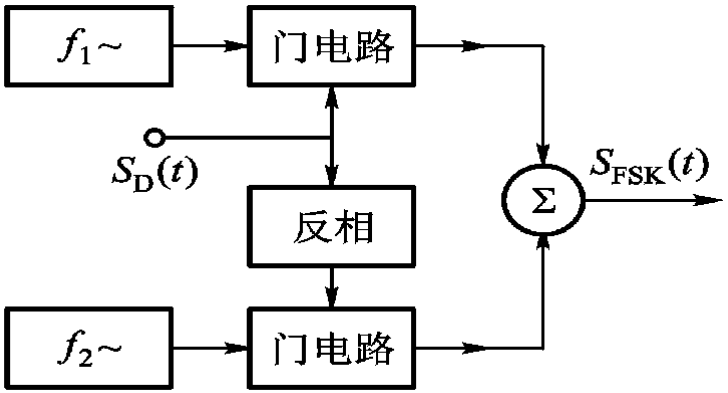
直接调频法：用数字脉冲直接控制振荡器的某个参数从而实现调频。

相位连续，产生容易，但频率稳定度较差。

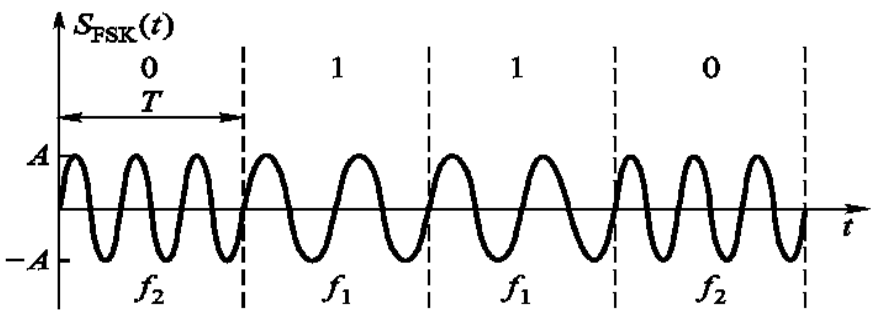
键控法：用数字基带信号去控制两个载波的通断。

转换速度快，波形好，频率稳定度高，

但相位不连续。



2FSK信号的频谱



2FSK信号看成是载频为f_1和f_2的两个2ASK信号之和

$$S_{FSK}(t)=S_1(t)\cos\omega_1 t+S_2(t)\cos\omega_2 t$$

$$S_1(t)=\sum_n a_n g(t-nT) \qquad a_n=\begin{cases}1 & \text{概率为}P\\ 0 & \text{概率为}1-P\end{cases}$$

$$S_2(t)=\sum_n \overline{a}_n g(t-nT) \qquad \overline{a}_n=\begin{cases}0 & \text{概率为}P\\ 1 & \text{概率为}1-P\end{cases}$$

$$S_{\mathrm{FSK}}(t)=S_1(t)\cos\omega_1 t+S_2(t)\cos\omega_2 t$$

直接引用2ASK信号的功率谱得到$P_{\mathrm{PSK}}(\omega)$

$$P_{\mathrm{FSK}}(\omega)=\frac{T}{16}\left\{\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega-\omega_1)T}{2}\right]+\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega+\omega_1)T}{2}\right]+\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega-\omega_2)T}{2}\right]\right.$$
$$\left.+\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega+\omega_2)T}{2}\right]\right\}+\frac{1}{16}\left[\delta(\omega-\omega_1)+\delta(\omega+\omega_1)+\delta(\omega-\omega_2)+\delta(\omega+\omega_2)\right]$$

由图看出

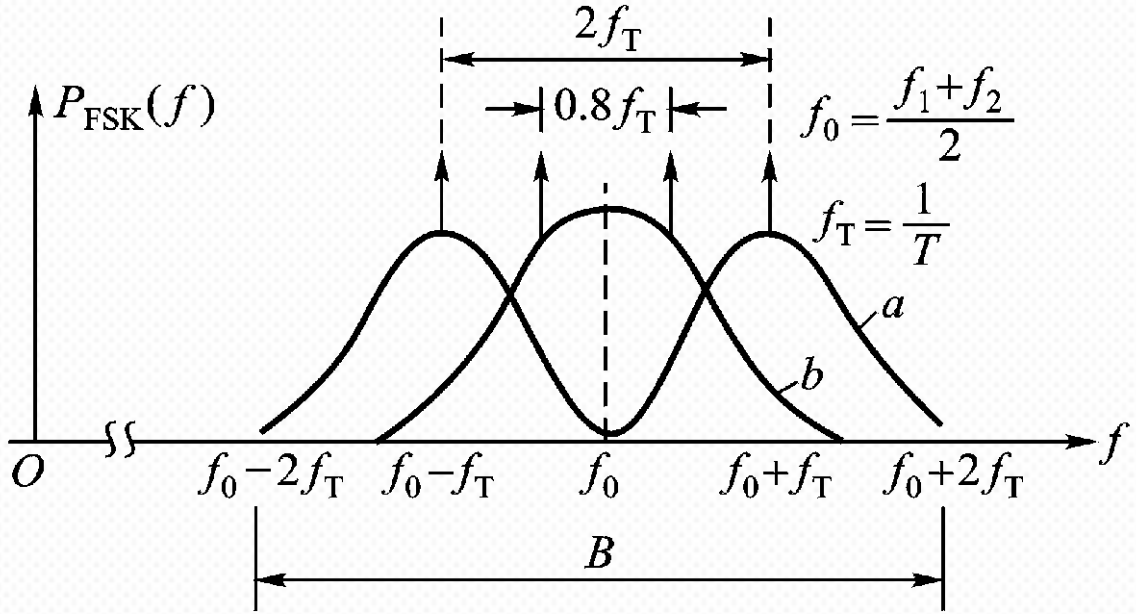
(1) 2FSK信号的带宽约为

$$B = |f_1 - f_2| + 2f_T$$

常取 $|f_1 - f_2| = m \cdot f_T$

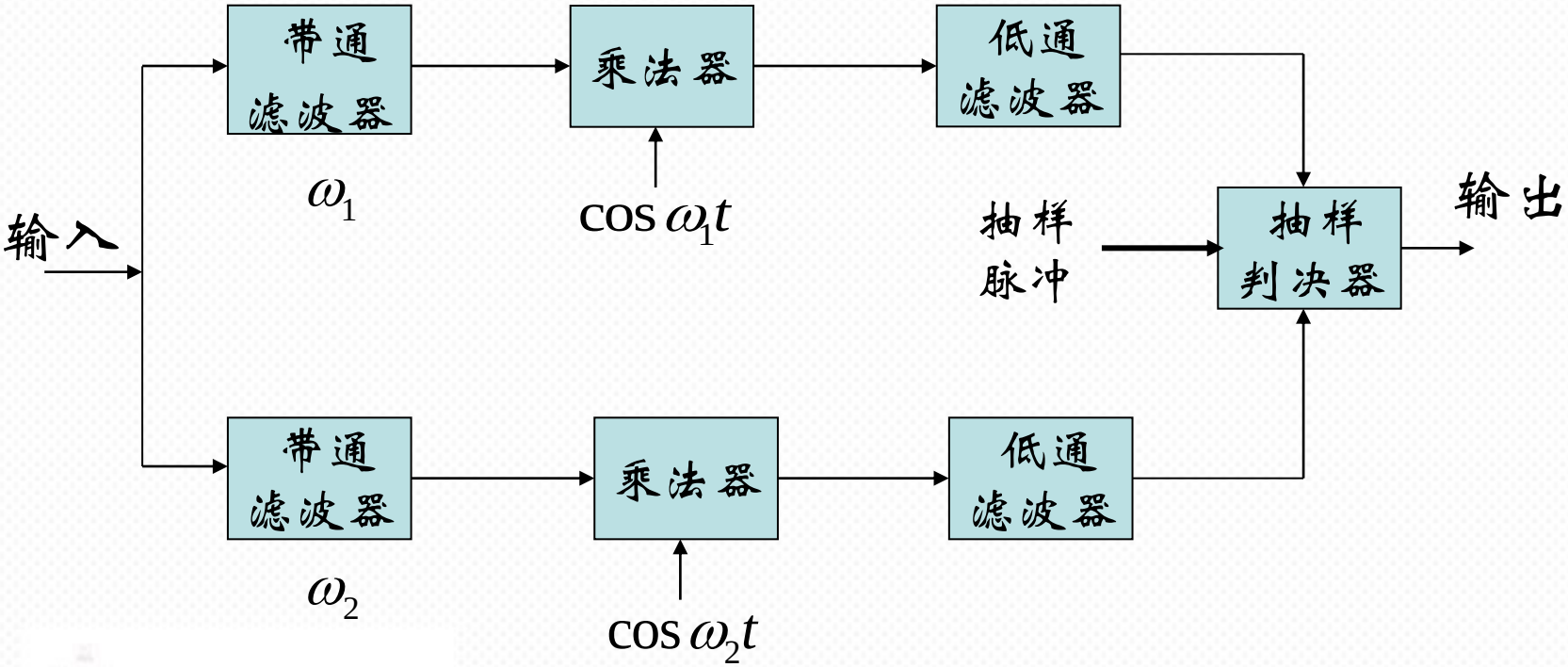
(2) 系统最高频带利用率 $R/B = \frac{1}{3}$ b/s/Hz

比2ASK系统的频带利用率低



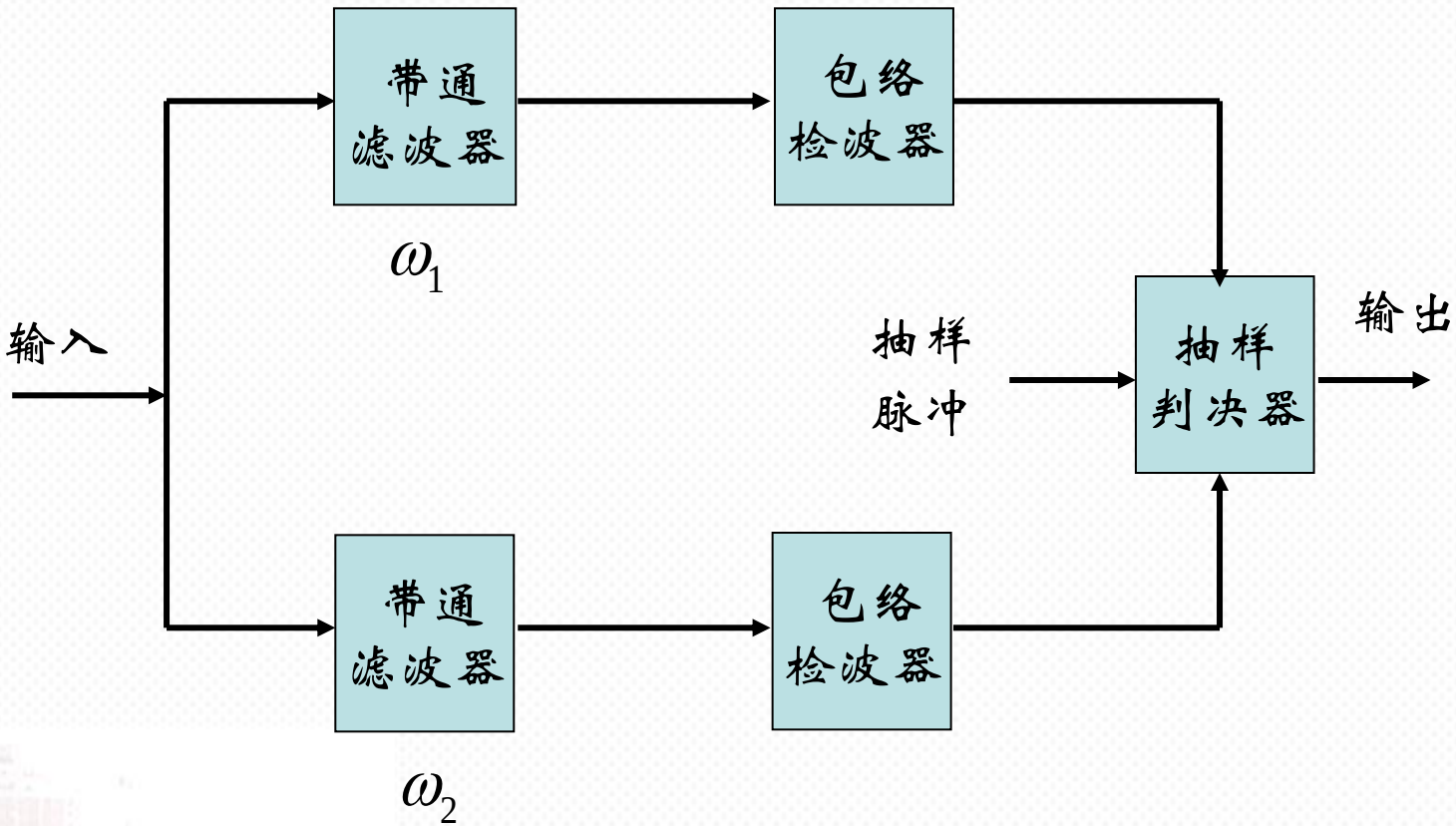
2FSK信号功率谱（单边谱）

2FSK信号解调：相干解调， 非相干解调， 其他解调方法



相干解调

2FSK信号解调(2)

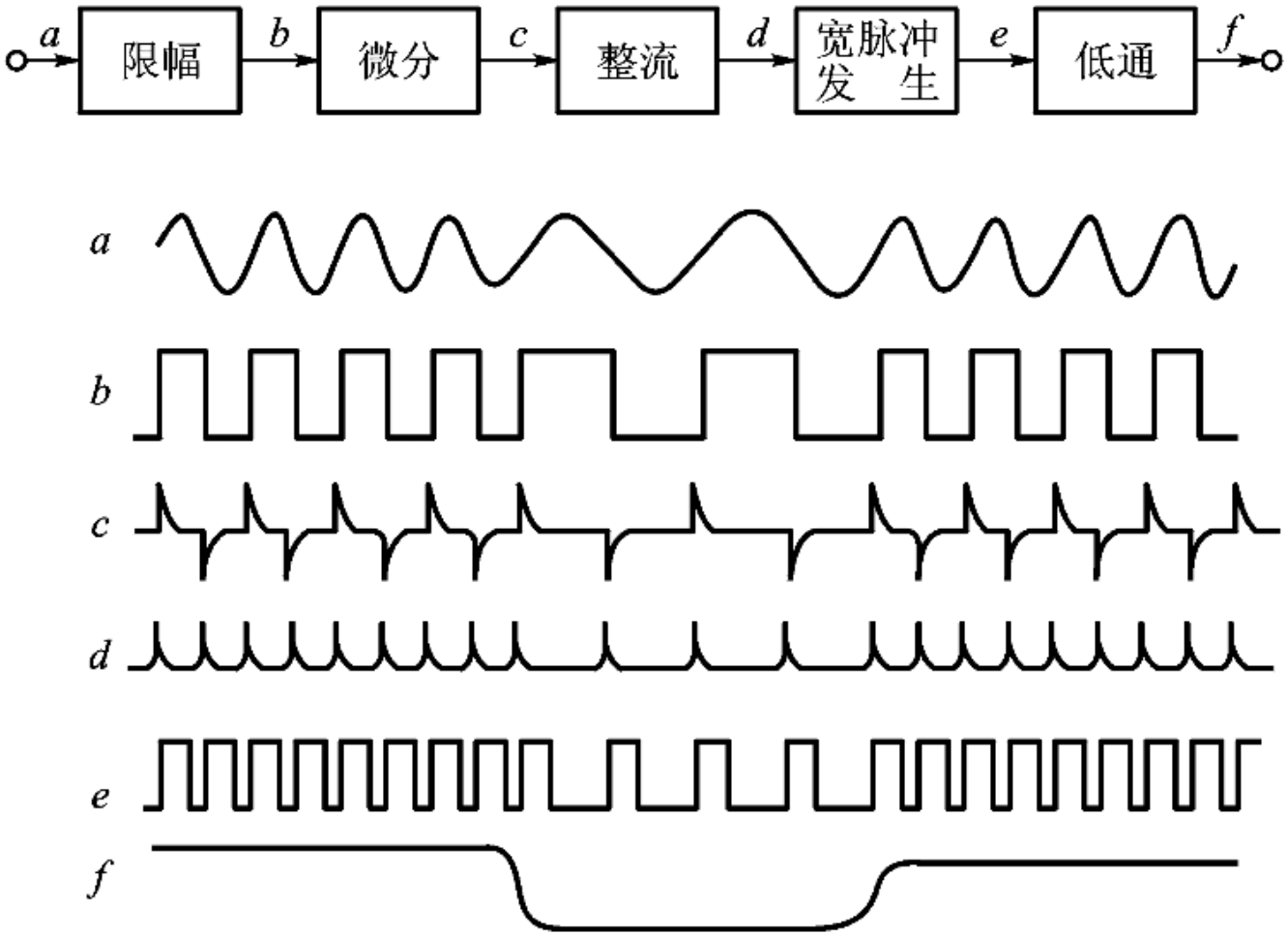


非相干解调

FSK信号其他解调方法:

- 鉴频法
- 差分检波法
- 过零点检测法

9.2 二进制数字已调信号及其功率谱



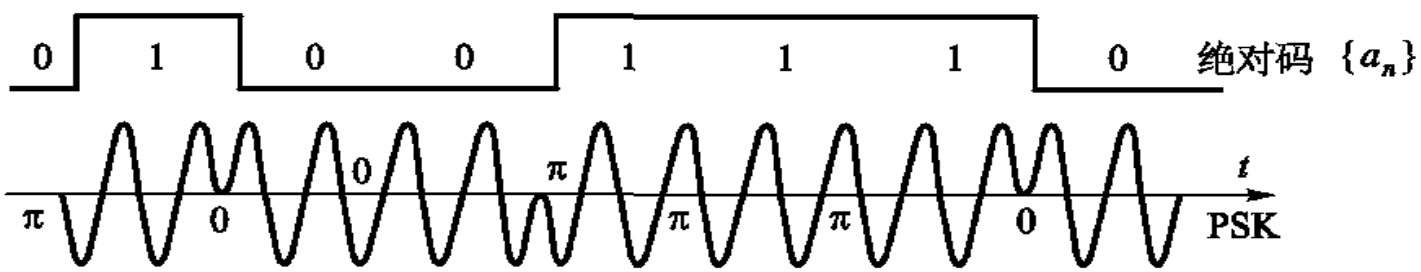
二、2PSK及2DPSK信号

移相键控分为：①绝对调相，记为PSK；

②相对调相，记为DPSK.

绝对调相(PSK)：利用载波的不同相位去直接传送数字信息的一种方式

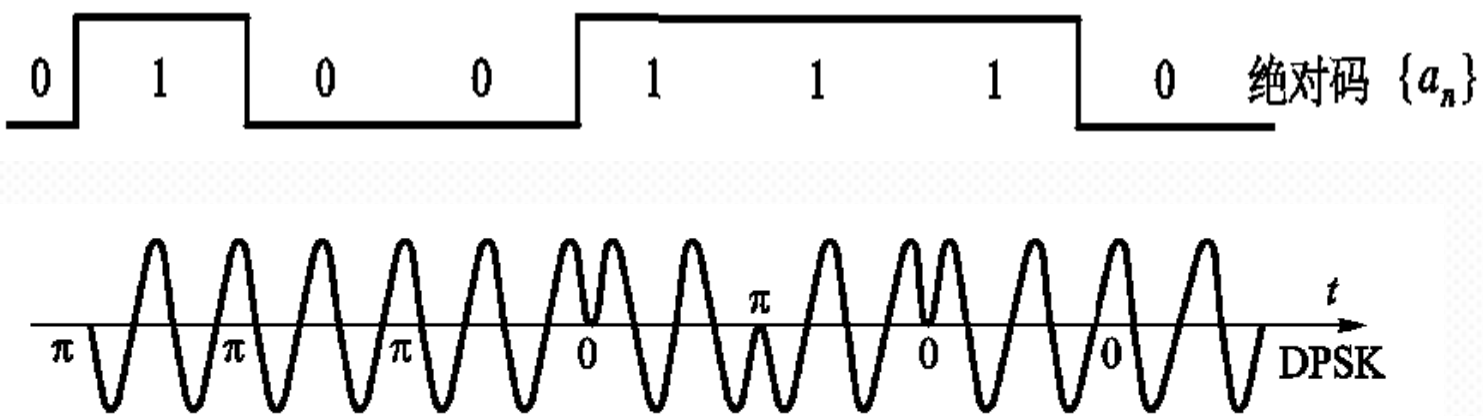
“0”码，载波相位$\varphi_1 = 0$；“1”码，载波相位$\varphi_2 = \pi$



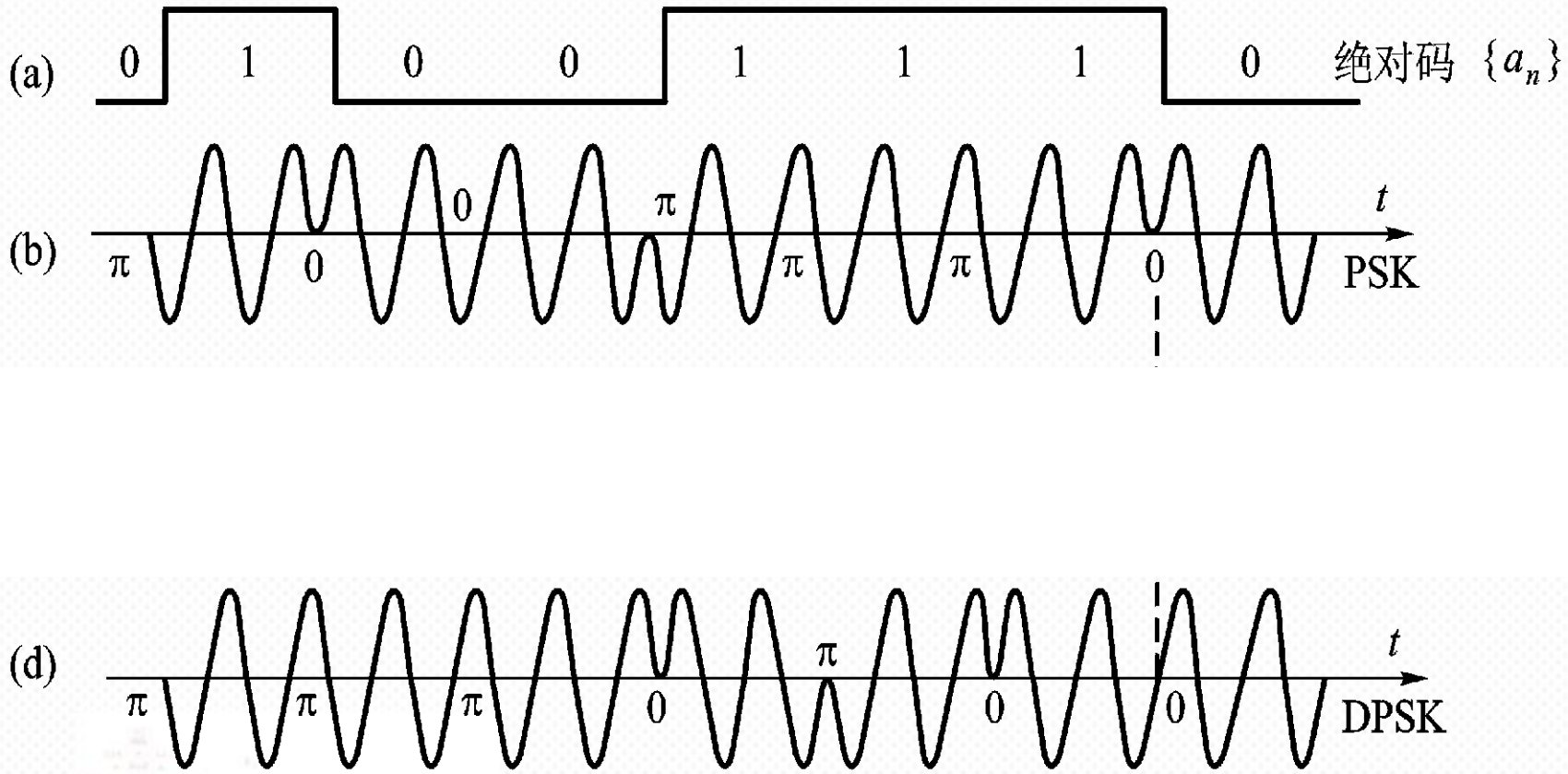
相对调相(DPSK)：也称差分调相，这种方式用前后码元载波相位的相对变化来传送数字信号。

“0”码，前后码元载波相位差为0；

“1”码，前后码元载波相位差为π。



9.2 二进制数字已调信号及其功率谱



PSK实际上是以一个固定参考相位的载波为基准的，解调时也必须要有一个参考相位固定的载波。

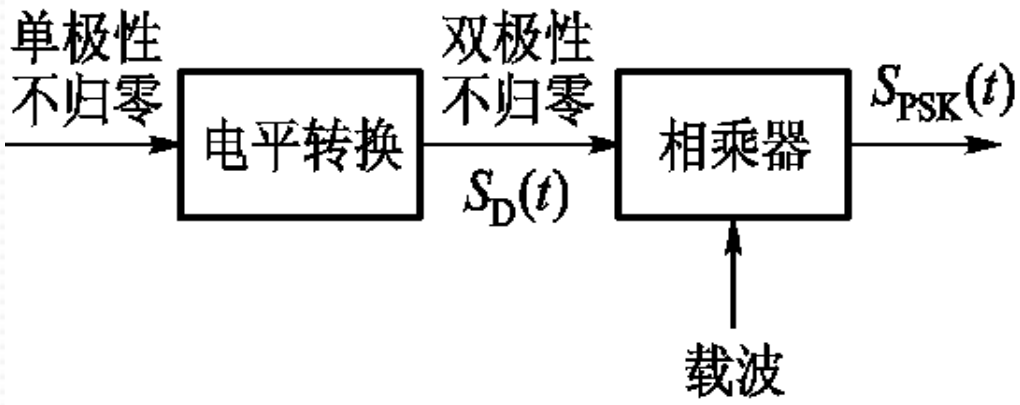
“反向工作”或“倒π”现象：

载波恢复电路由于各种干扰的影响常会引起参考相位发生180°变化，这时恢复出的数字信号就会发生“0”和“1”码反向。

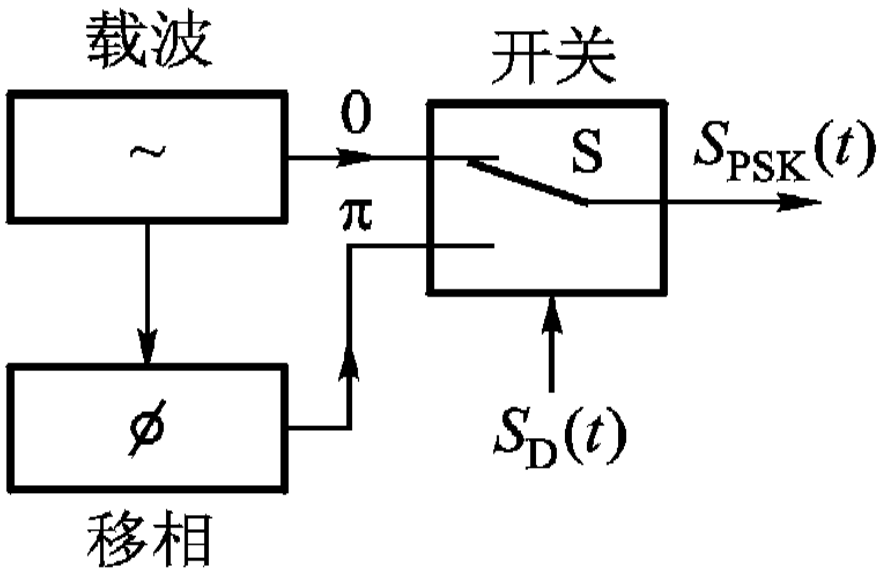
解决办法：采用DPSK系统

DPSK系统中由于码元状态只与相对相位有关，而与绝对相位无关，故解调时不存在反向工作的问题。实际系统中大多采用DPSK方式。

2PSK信号产生方法：直接调相法；选择相位法

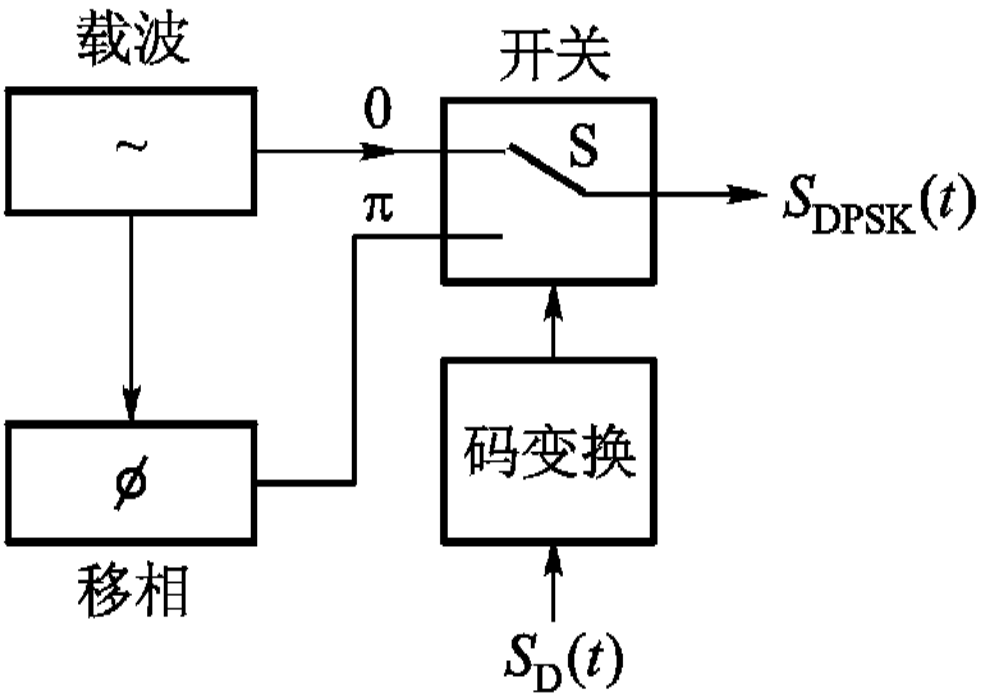


直接调相法



选择相位法

2DPSK信号产生方法



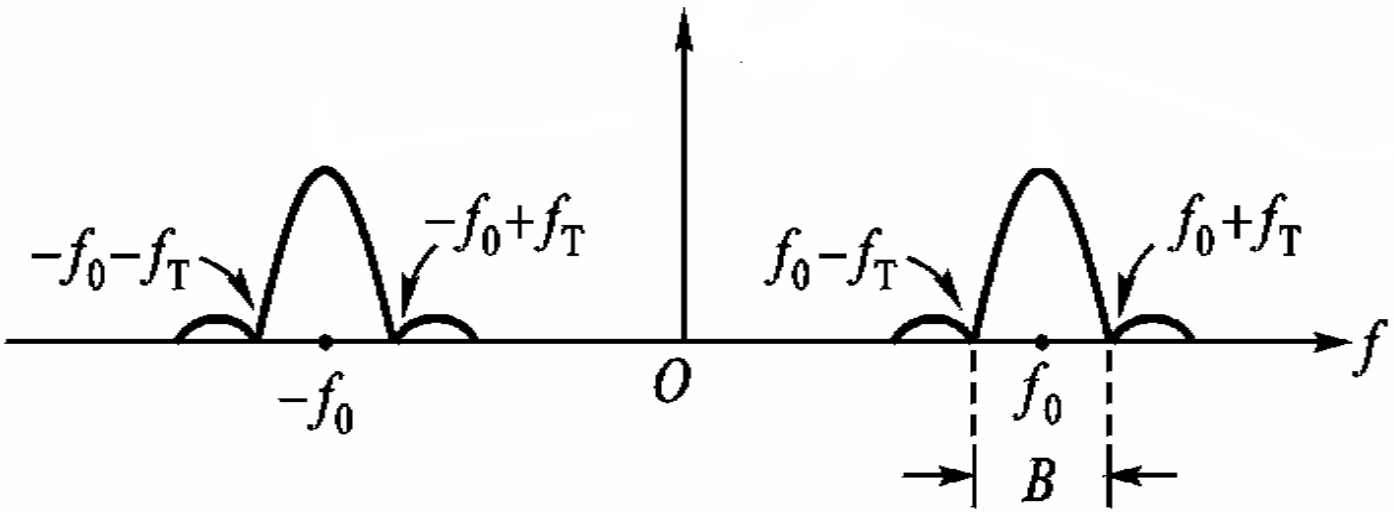
PSK信号的功率谱

$$S_{\mathrm{PSK}}(t)=S_D(t)\cdot A\cos\omega_o t$$

式中， $S_D(t)$ 为取值+1或−1的矩形脉冲（码元宽为T）

故PSK信号的功率谱

$$P_{\mathrm{PSK}}(\omega)=\frac{A^2T}{4}\left\{\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega-\omega_0)T}{2}\right]+\mathrm{Sa}^2\left[\frac{(\omega+\omega_0)T}{2}\right]\right\}$$

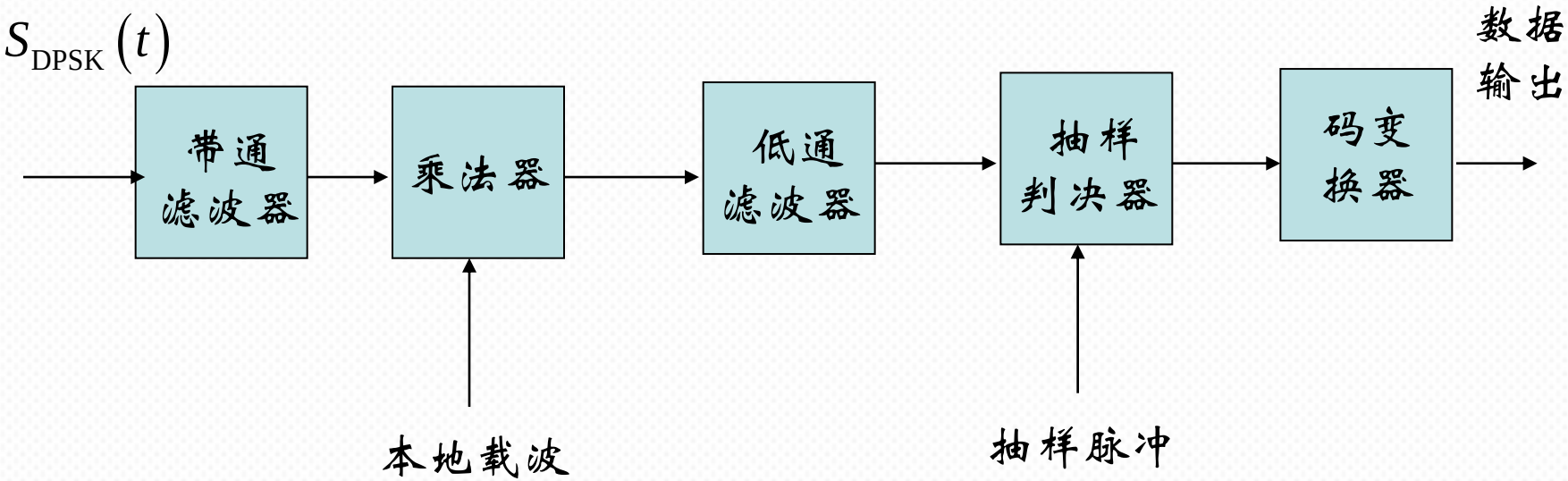


2PSK信号的功率谱

PSK信号带宽：$B=2f_T$（与ASK相同）

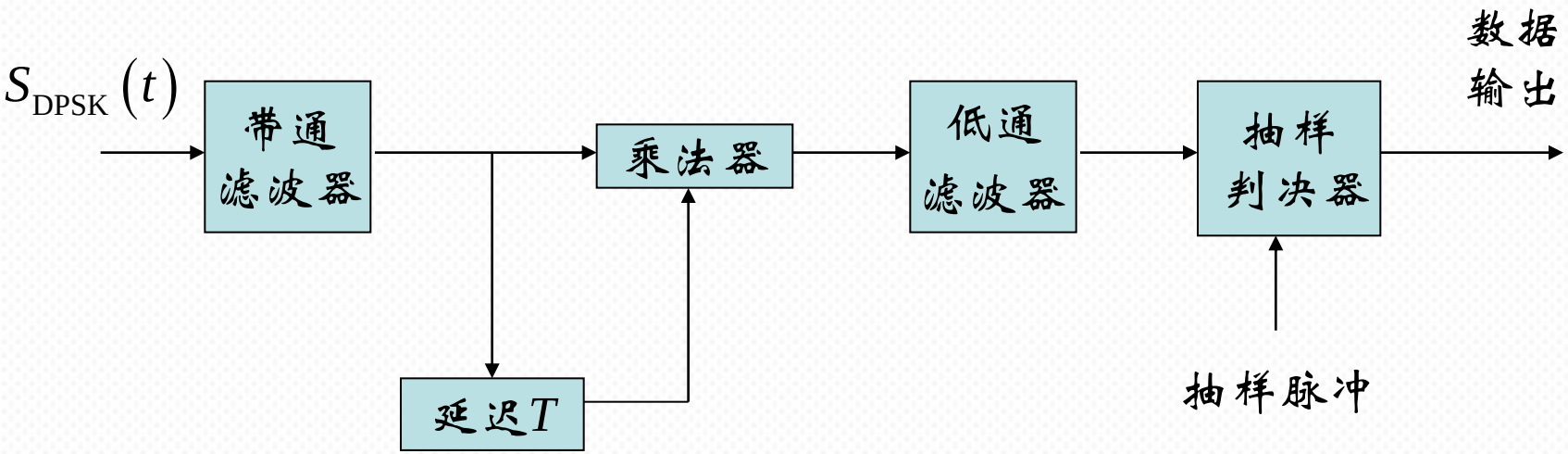
系统的频带利用率：$\frac{1}{2}$ b/s/Hz

DPSK信号的解调：极性比较法；相位比较法



DPSK信号的极性比较解调法

DPSK信号的解调(2)



DPSK信号相位比较解调法

9.3 二进制数字调制系统的性能分析

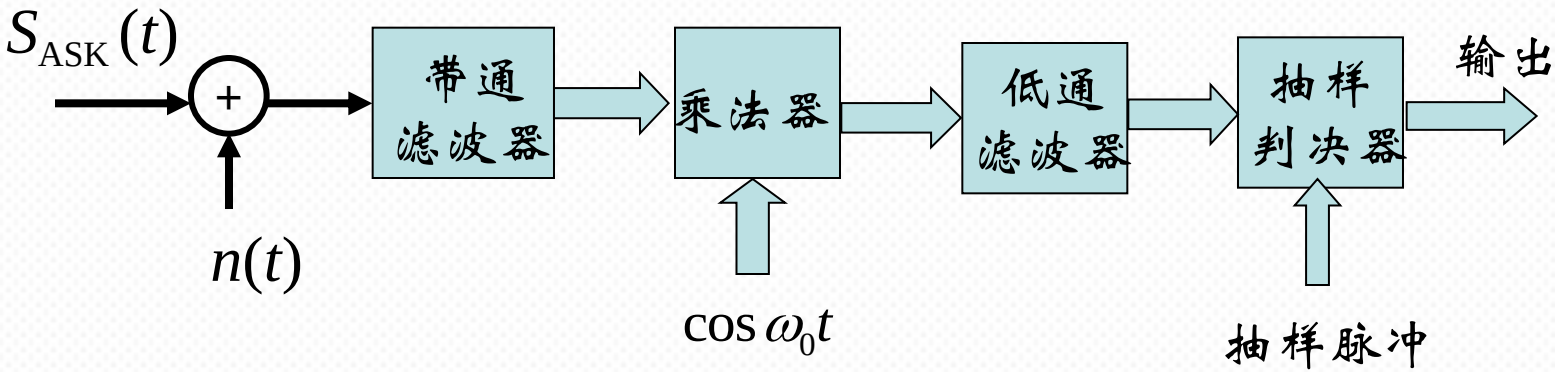
9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

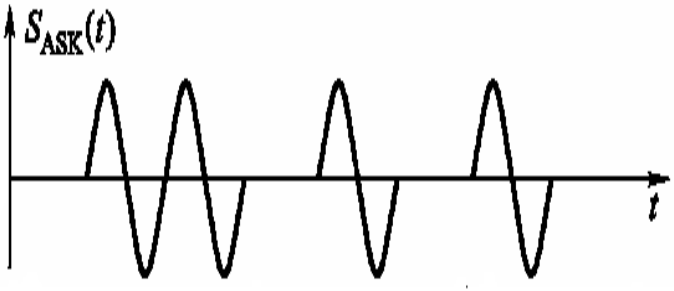
9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

9.3.3 2PSK及2DPSK系统的抗噪声性能

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

一.相干（同步）解调

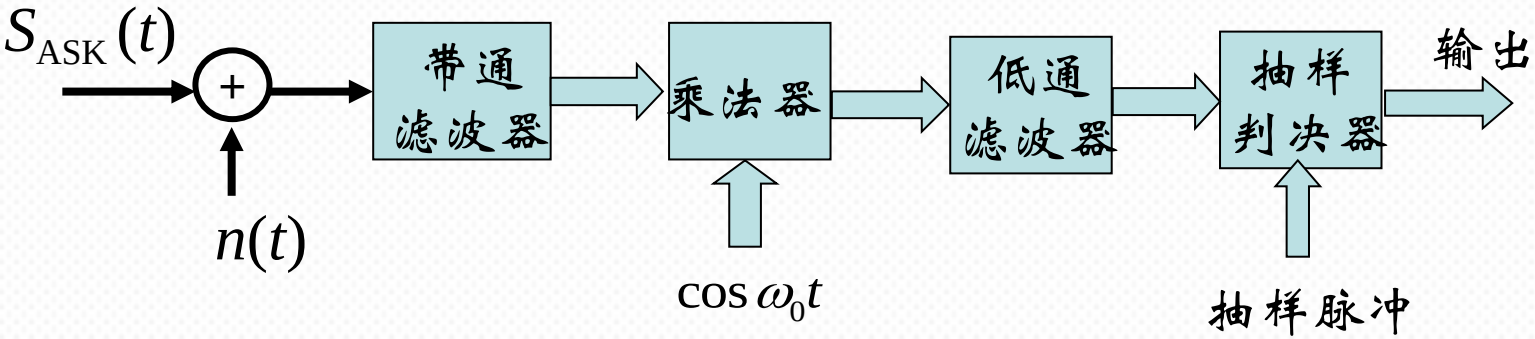




在一个码元持续时间T内

$$S_{ASK}(t)=\begin{cases} A\cos\omega_0 t & \text{发“1”码，概率为}P \\ 0 & \text{发“0”码，概率为}1-P \end{cases}$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

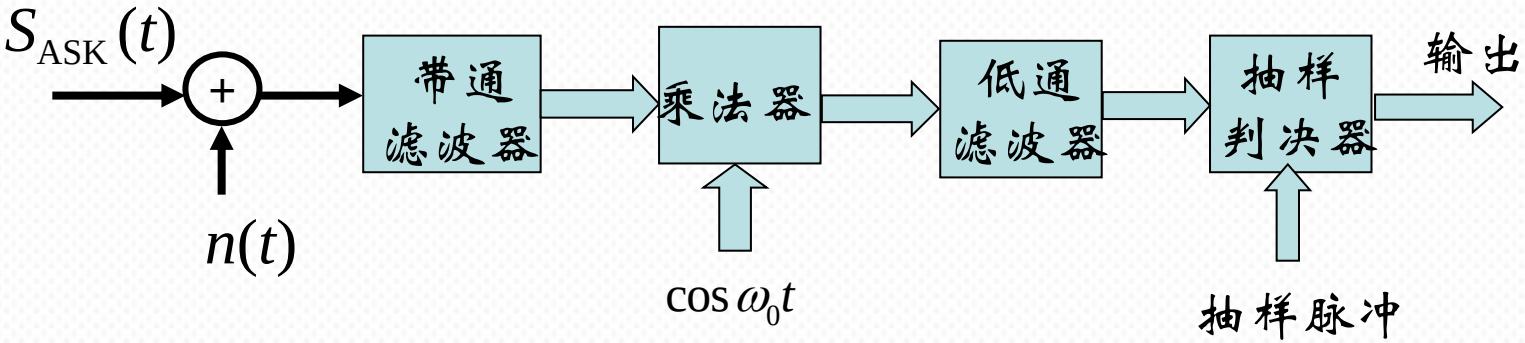


总输入信号 $S_i(t)=S_{ASK}(t)+n(t)$

带通滤波器输出 $S(t)=S_{ASK}(t)+n_i(t)$ $\quad n_i(t)=n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t$

$$S(t)=S_{ASK}(t)+n_i(t)=\begin{cases} A\cos\omega_0 t+n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t \\ =\left[A+n_c(t)\right]\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“1”码} \\ n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“0”码} \end{cases}$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能



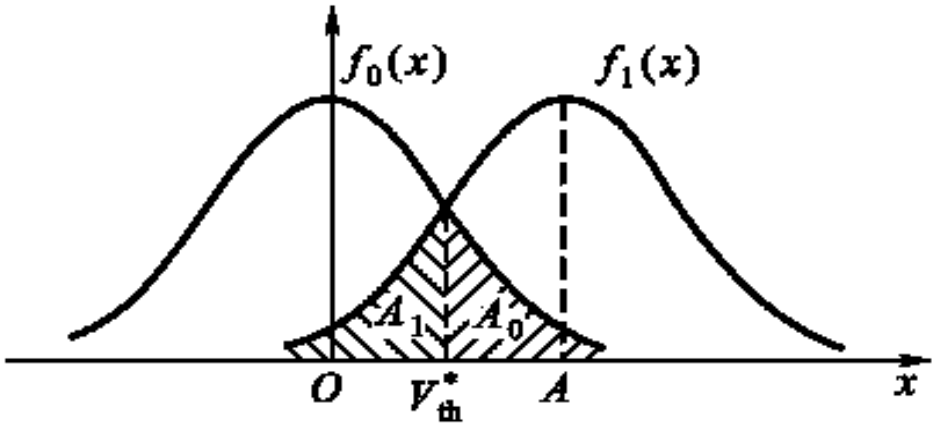
抽样判器输入波形

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

对应的概率密度函数分别为：

$$f_1(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}\right] \qquad f_0(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能



发生误码两种情况：

1. 发“1”误判“0”时，抽样判决时刻瞬时值 $x < V_{th}^*$；

2. 发“0”误判“1”时，抽样判决时刻瞬时值 $x > V_{th}^*$。

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

发“1”误判“0”码的概率为

$$P(0|1)=P(x<V_{th})=\int_{-\infty}^{V_{th}} f_1(x)dx$$

发“0”误判为“1”码的概率为

$$P(1|0)=P(x>V_{th})=\int_{V_{th}}^{\infty} f_0(x)dx$$

因而，系统的平均误码率为

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

$$=P(1)\int_{-\infty}^{V_{th}} f_1(x)dx+P(0)\int_{V_{th}}^{\infty} f_0(x)dx$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

设$P(0)=P(1)=1/2$，则最佳判决门限$V_{\text{th}}^{*}=A/2$

$$P_e=\frac{1}{2}\left[\int_{-\infty}^{A/2}f_1(x)dx+\int_{A/2}^{\infty}f_0(x)dx\right]$$

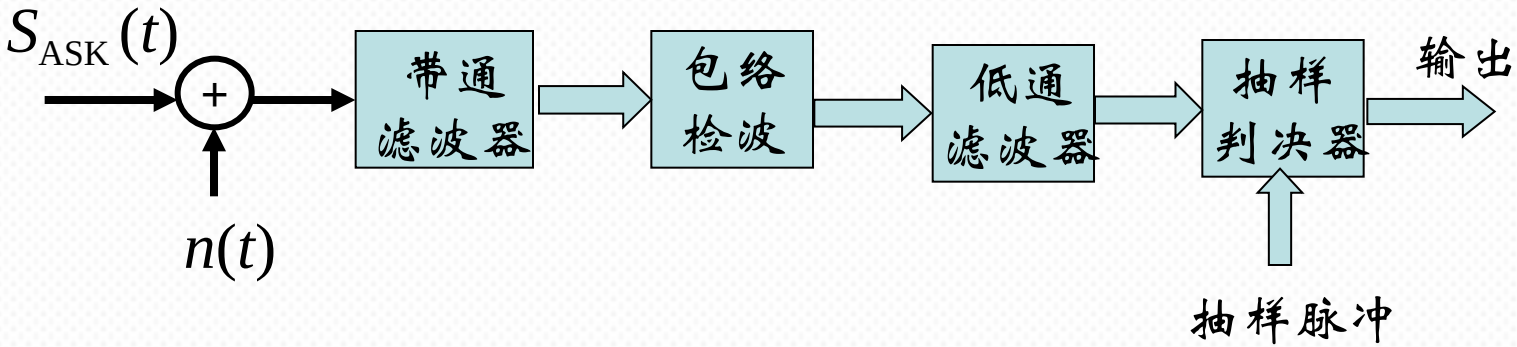
$$=\frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(A/2\sqrt{2}\sigma\right)=\frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{r}/2\right) \qquad (9.34)$$

式中 $r=A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

由于 $\operatorname{erfc}(x)\approx\dfrac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi}x}$, $x\gg1$

大信噪比条件下 $P_e\approx\dfrac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r/4}$

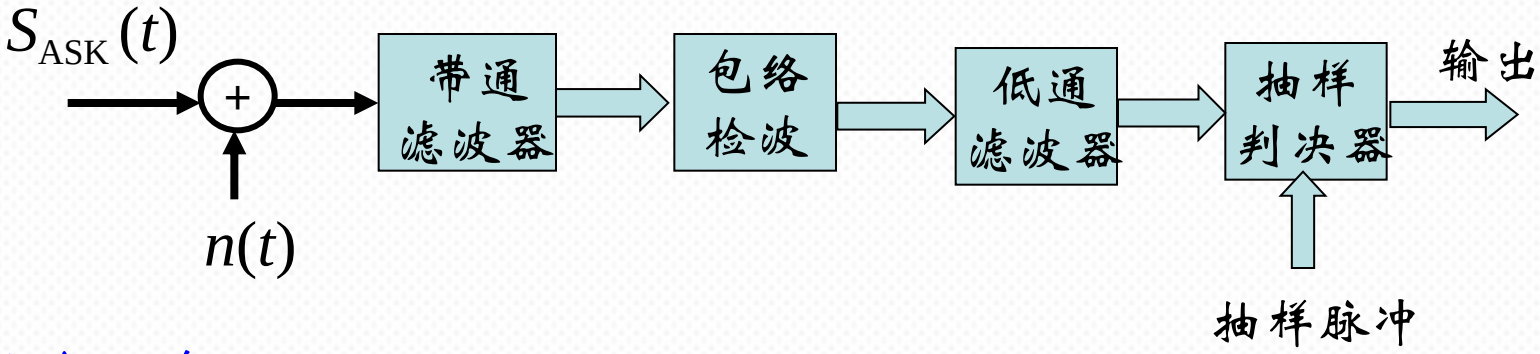
二.非相干解调



带通滤波器输出

$$S(t)=S_{ASK}(t)+n_i(t)=\begin{cases} A\cos\omega_0 t+n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t \\ =\left[A+n_c(t)\right]\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“1”码} \\ n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“0”码} \end{cases}$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能



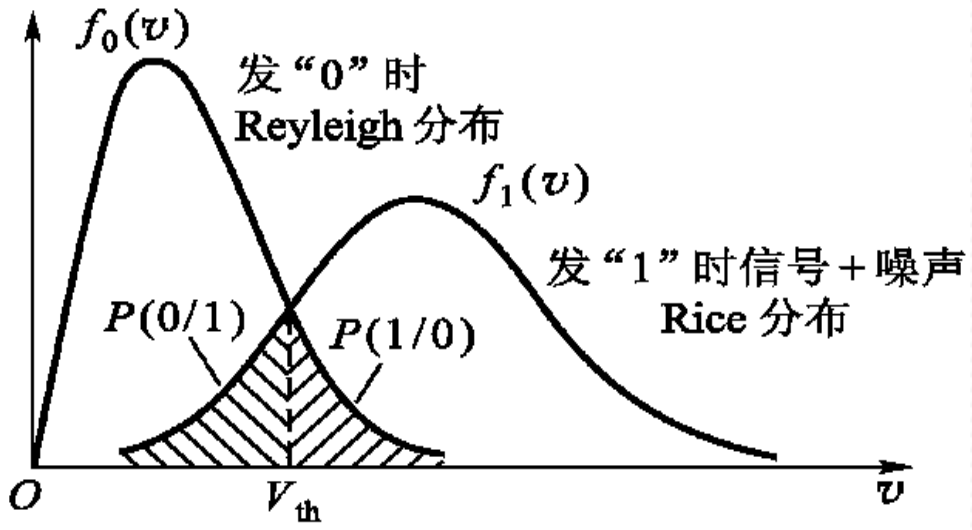
对应的包络:

$$V(t)=\begin{cases}\left\{\left[A+n_c(t)\right]^2+n_s^2(t)\right\}^{1/2} & \text{发“1”码}\\ \left[n_c^2(t)+n_s^2(t)\right]^{1/2} & \text{发“0”码}\end{cases}$$

对应的概率密度函数分别为:

$$f_1(v)=\frac{v}{\sigma^2}I_0\left(\frac{Av}{\sigma^2}\right)\exp\left[-\frac{(v+A)^2}{2\sigma^2}\right] \qquad f_0(v)=\frac{v}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma^2}\right)$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能



发生误码两种情况：

1. 发“1”误判“0”时，抽样判决时刻瞬时值 $v < V_{th}^*$；
2. 发“0”误判“1”时，抽样判决时刻瞬时值 $v > V_{th}^*$。

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

发“1”误判为“0”码的概率为

$$P(0|1)=P(v<V_{th})=\int_0^{V_{th}} f_1(v)dv$$

发“0”误判为“1”码的概率为

$$P(1|0)=P(v>V_{th})=\int_{V_{th}}^{\infty} f_0(v)dv$$

因而，系统的平均误码率为

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

$$=P(1)\int_0^{V_{th}} f_1(v)dv+P(0)\int_{V_{th}}^{\infty} f_0(v)dv$$

9.3.1 2ASK系统的抗噪声性能

设 $P(1)=P(0)=1/2$， $P_e=\frac{1}{2}\left[\int_0^{V_{th}} f_1(v)dv+\int_{V_{th}}^{\infty} f_0(v)dv\right]$

令 $\frac{\mathrm{d}P_e}{\mathrm{d}V_{th}}=0$ 得最佳判决门限 $V_{th}^*\approx\frac{A}{2}\left(1+\frac{8\sigma^2}{A}\right)$

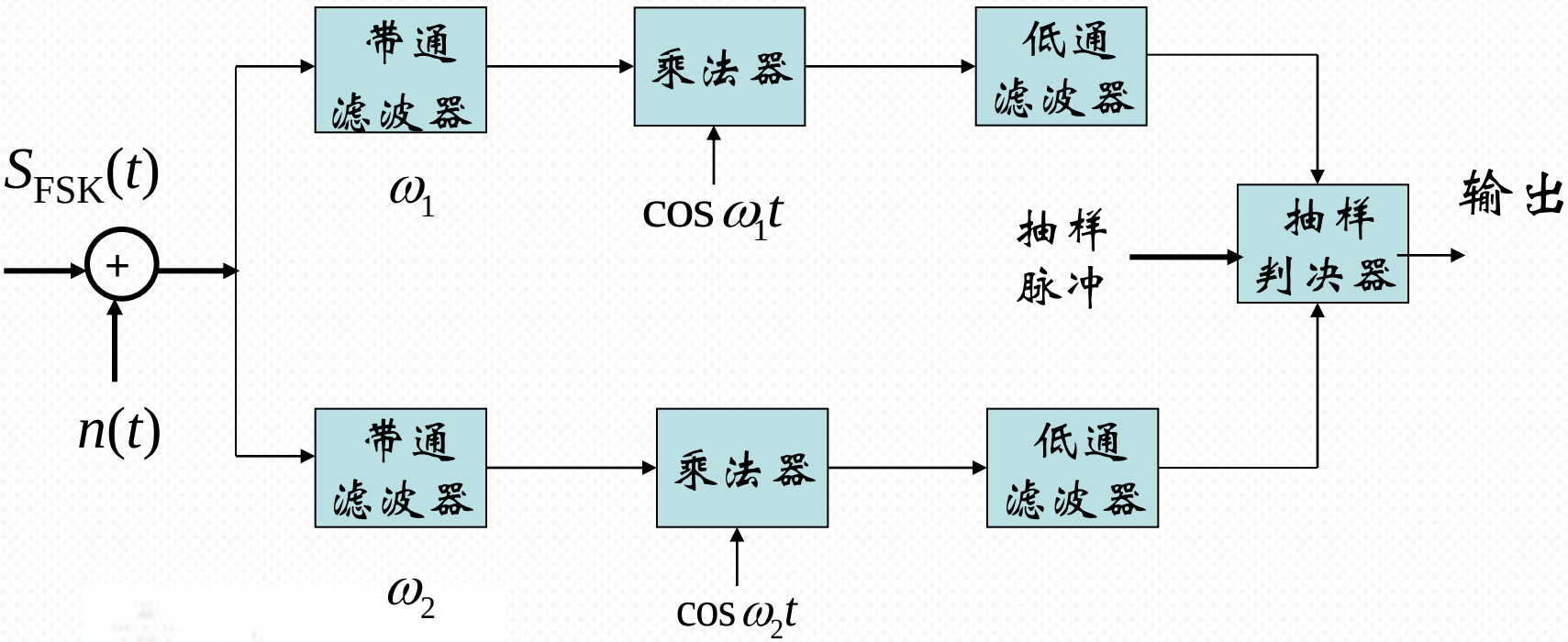
大信噪比条件下 $V_{th}^*\approx\frac{A}{2}$ $I_0(x)\approx\frac{e^{x^2}}{\sqrt{2\pi x}}$, $x\gg 1$

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

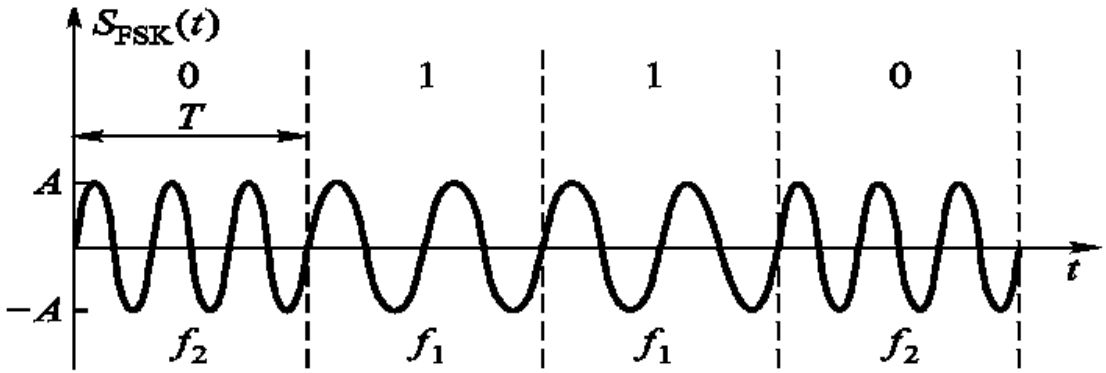
式中 $r=A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

一.相干（同步）解调



9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能



在码元持续时间T内,收到码元“1”

$$S_1(t) = A\cos\omega_1 t + n_1(t)$$

$$= [A + n_{1c}(t)]\cos\omega_1 t - n_{1s}(t)\sin\omega_1 t$$ ω_1通道

$$S_2(t) = n_2(t) = n_{2c}(t)\cos\omega_2 t - n_{2s}(t)\sin\omega_2 t$$ ω_2通道

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

送入抽样判决进行比较的信号分别为

$$x_1(t) = A + n_{1c}(t) \qquad \omega_1\text{通道}$$

$$x_2(t) = n_{2c}(t) \qquad \omega_2\text{通道}$$

发“1”误判“0”码的概率为

$$P(0|1) = P(x_1 < x_2) = P\left[A + n_{c1}(t) < n_{c2}(t)\right]$$

$$= P\left[A < n_{c2}(t) - n_{c1}(t)\right]$$

令 $z(t) = n_{2c}(t) - n_{1c}(t)$ 则 $f(z) = \dfrac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma}\exp\left(-\dfrac{z^2}{4\sigma^2}\right)$

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

$$P(0|1)=P(A<z)=\int_A^{\infty} f(z)dz$$

$$=\frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma}\int_A^{\infty}\exp\left(-\frac{z^2}{4\sigma^2}\right)dz$$

$$=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{A}{2\sigma}\right)=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

式中 $r=A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

同理，可得到发“0”误判“1”码的概率为

$$P(1|0)=P(x_1>x_2)=P\left[n_{1c}(t)>A+n_{2c}(t)\right]$$

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

$$P(1|0)=P(x_1>x_2)=P\left[n_{1c}(t)>A+n_{2c}(t)\right]$$

$$=P(z>A)$$

其中 $z(t)=n_{1c}(t)-n_{2c}(t)$ 且 $f(z)=\dfrac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma}\exp\left(-\dfrac{z^2}{4\sigma^2}\right)$

$$P(1|0)=P(z>A)=\int_A^{\infty}f(z)dz$$

$$=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\frac{A}{2\sigma}\right)=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

因而，系统的平均误码率为

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

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

$$P_e = \frac{1}{2}\left[P(1|0) + P(0|1)\right] = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$$

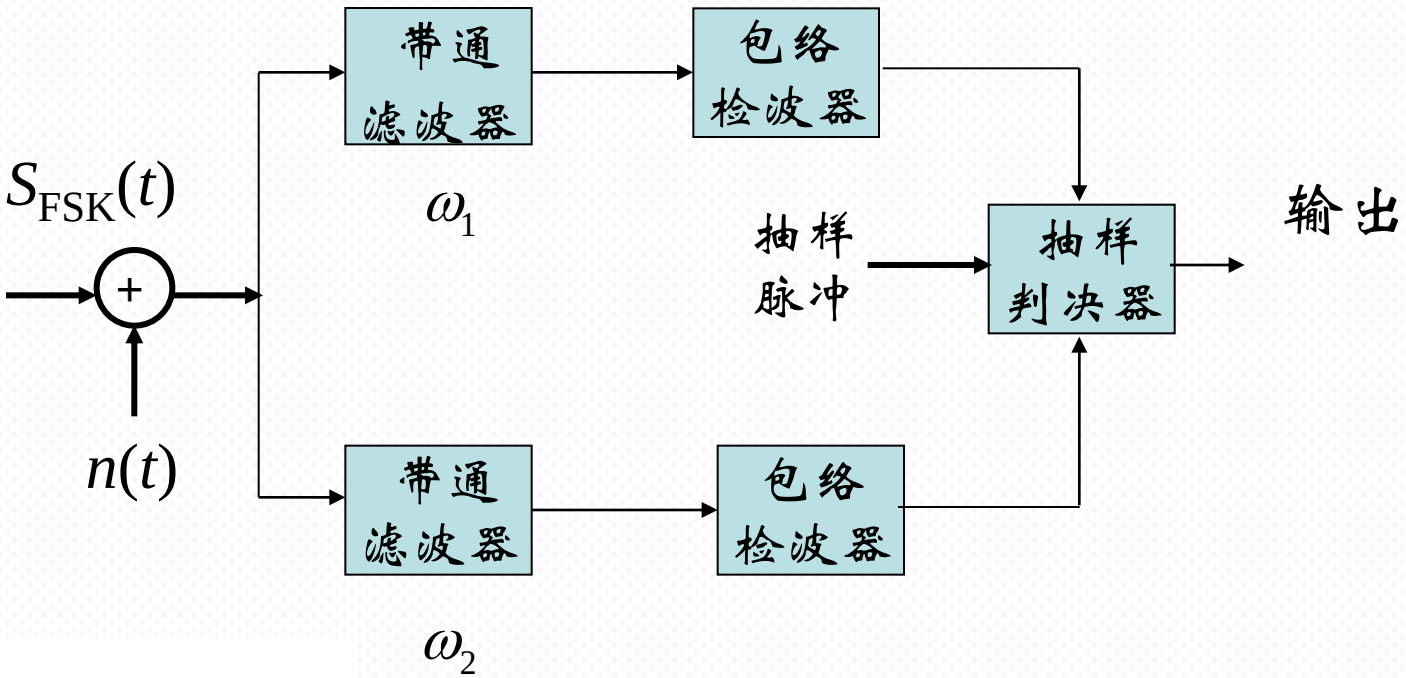
式中 $r = A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

大信噪比条件下

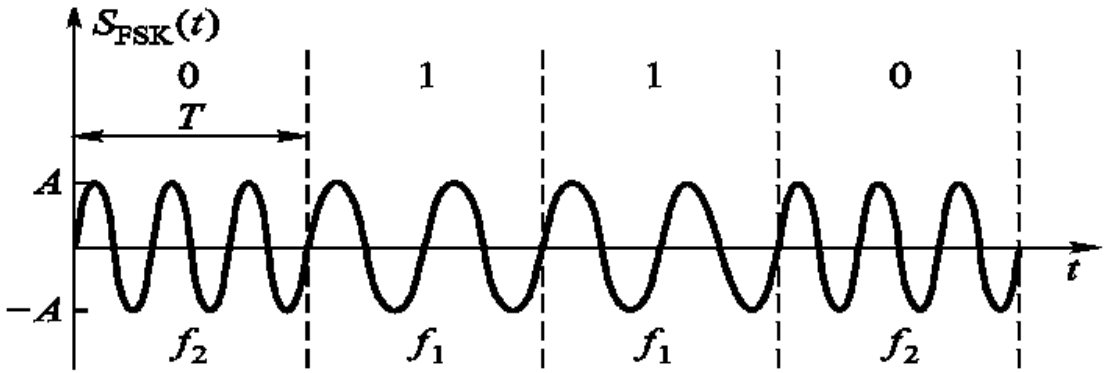
$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$$

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

二.非相干解调



9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能



在码元持续时间T内，收到码元“1”

$$V_1(t)=\left\{\left[A+n_{1c}(t)\right]^2+n_{1s}^2(t)\right\}^{1/2}$$ ω_1通道

$$V_2(t)=\left[n_{2c}^2(t)+n_{2s}^2(t)\right]^{1/2}$$ ω_2通道

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

对应的概率密度函数分别为:

$$f(v_1)=\frac{v_1}{\sigma^2}I_0\left(\frac{Av_1}{\sigma^2}\right)\exp\left[-\frac{(v_1+A)^2}{2\sigma^2}\right],\quad v_1>0$$

$$f(v_2)=\frac{v_2}{\sigma^2}\exp\left[-\frac{v_2^{\ 2}}{2\sigma^2}\right],v_2>0$$

发“1”误判“0”码的概率为

$$P(0|1)=P(v_1<v_2)=\int_0^{\infty}f(v_1)\left[\int_{v_1}^{\infty}f(v_2)dv_2\right]dv_1$$

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

$$P(0|1)=P(v_1<v_2)=\int_0^{\infty} f(v_1)\left[\int_{v_1}^{\infty} f(v_2)dv_2\right]dv_1$$

$$P(0|1)=\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{A^2}{4\sigma^2}\right)$$

同理，发“0”误判“1”码的概率为

$$P(1|0)=P(v_1>v_2)=\int_0^{\infty} f(v_2)\left[\int_{v_2}^{\infty} f(v_1)dv_1\right]dv_2$$

$$=P(0|1)=\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{A^2}{4\sigma^2}\right)$$

9.3.2 2FSK系统的抗噪声性能

因而，系统的平均误码率为

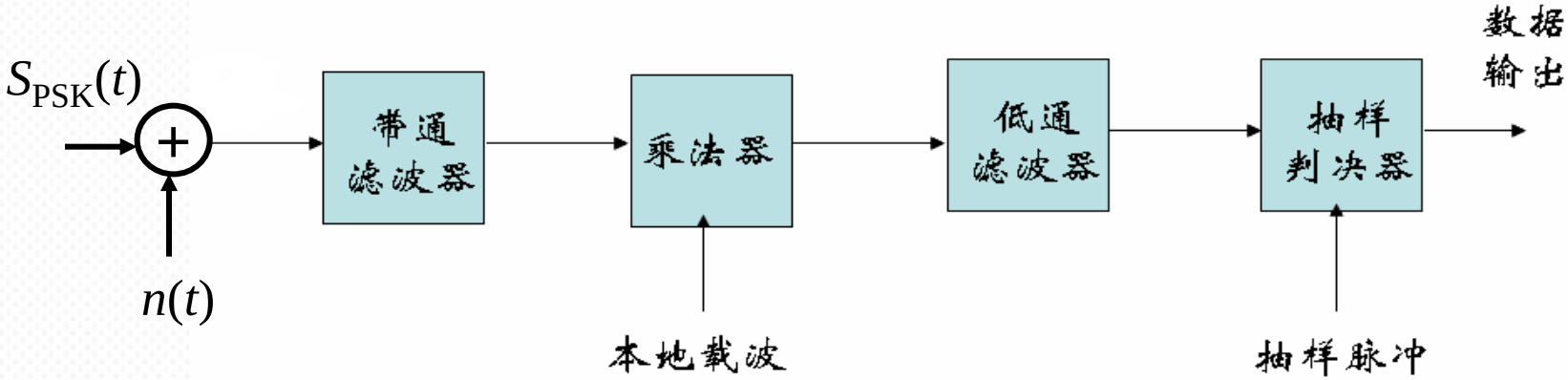
$$P_e = P(0)P(1|0) + P(1)P(0|1)$$

$$= \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{A^2}{4\sigma^2}\right) = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/2}$$

式中 $r = A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能

一. 2PSK系统抗噪声性能

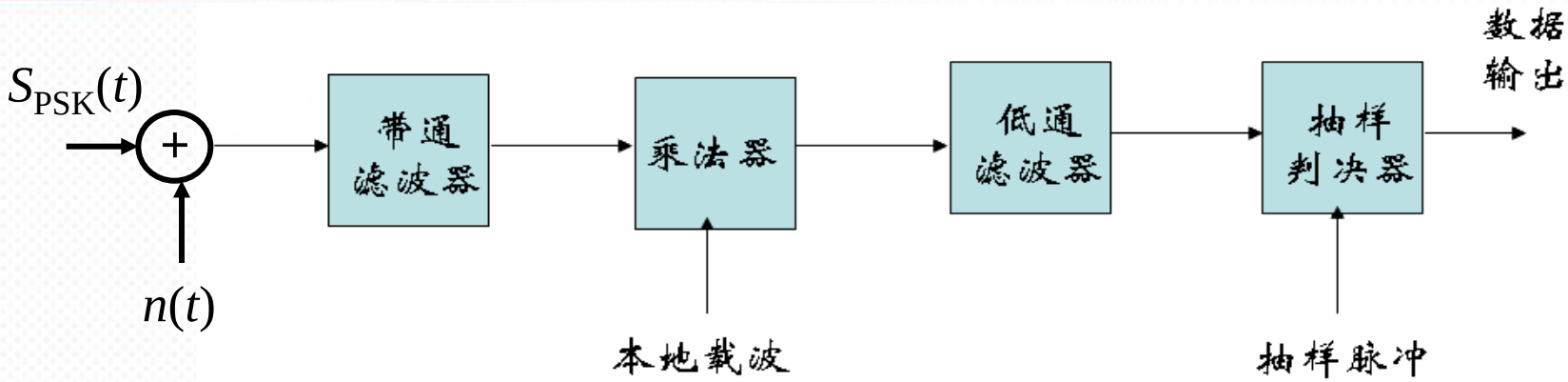


PSK信号极性比较解调法

带通滤波器输出

$$S(t)=S_{PSK}(t)+n_i(t)=\begin{cases} A+n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“1”码} \\ \left[-A+n_c(t)\right]\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t & \text{发“0”码} \end{cases}$$

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能



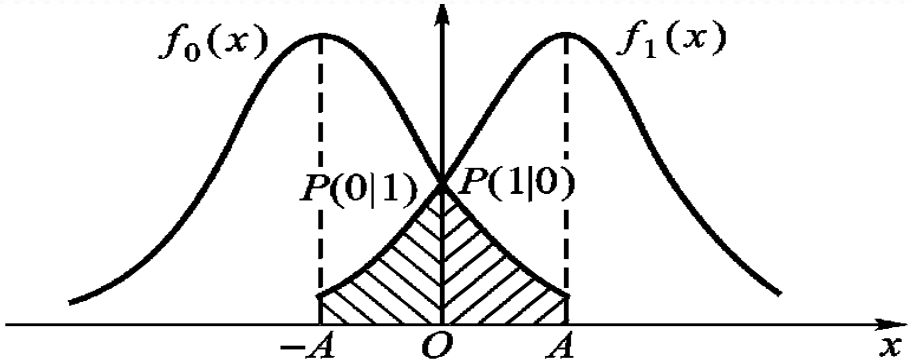
抽样判决器输入端：

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

对应的概率密度函数分别为：

$$f_1(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}\right] \qquad f_0(x)=\frac{v}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma^2}\right]$$

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能



发生误码两种情况：

1. 发“1”误判“0”时，抽样判决时刻瞬时值 $x<0$；
2. 发“0”误判“1”时，抽样判决时刻瞬时值 $x>0$。

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能

发“1”误判为“0”码的概率为

$$P(0|1)=P(x<0)=\int_{-\infty}^{0} f_1(x)dx$$

发“0”误判为“1”码的概率为

$$P(1|0)=P(x>0)=\int_{0}^{\infty} f_0(x)dx$$

因而，系统的平均误码率为

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

$$=P(1)\int_{-\infty}^{0} f_1(x)dx+P(0)\int_{0}^{\infty} f_0(x)dx$$

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能

西安交通大學

发“0”及“1”码等概条件下

$$P_e = \frac{1}{2}\left[P(1|0) + P(0|1)\right] = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$$

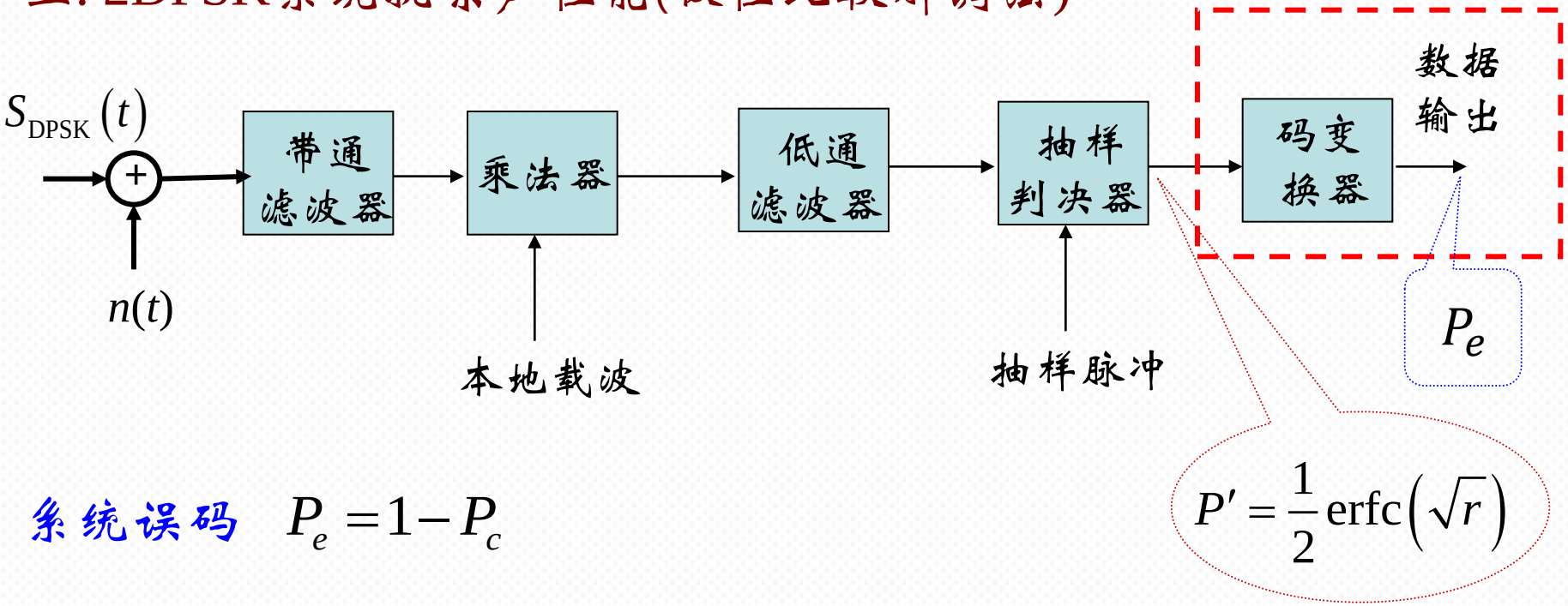
式中 $r = A^2/2\sigma^2$ 为输入信噪比。

大信噪比条件下

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

西安交通大學

三. 2DPSK系统抗噪声性能(极性比较解调法)



系统误码 $P_e = 1 - P_c$

译码正确概率 $P_c = P'P' + (1-P')(1-P') = 1 - 2P' + 2P'^2$

$$P_e = 1 - P_c = 2P'(1-P')$$

9.3.3 2PSK及2DPSK系统抗噪声性能

$$P_e = 1 - P_c = 2P'(1 - P')$$

若P'很小

$$P_e = 2P' = \mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$$

若P'很大

$$P_e \approx P' = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$$

差分译码误码扩散系数为1~2

差分译码误码扩散情况

相对码（无错）	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
绝对码（无错）		1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1

相对码（有错）	0	1	1*	1	1	0*	1*	0	1	1*	0*	0*	0	0	1	0	1
绝对码（有错）		1	0*	0*	0	1*	1	1*	1	0*	1	0	0*	0	1	1	1

9.4 各种数字调制系统的性能比较

ASK相干解调 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}/2\right)$

ASK非相干解调 $P_e = \frac{1}{2}e^{-r/4}$

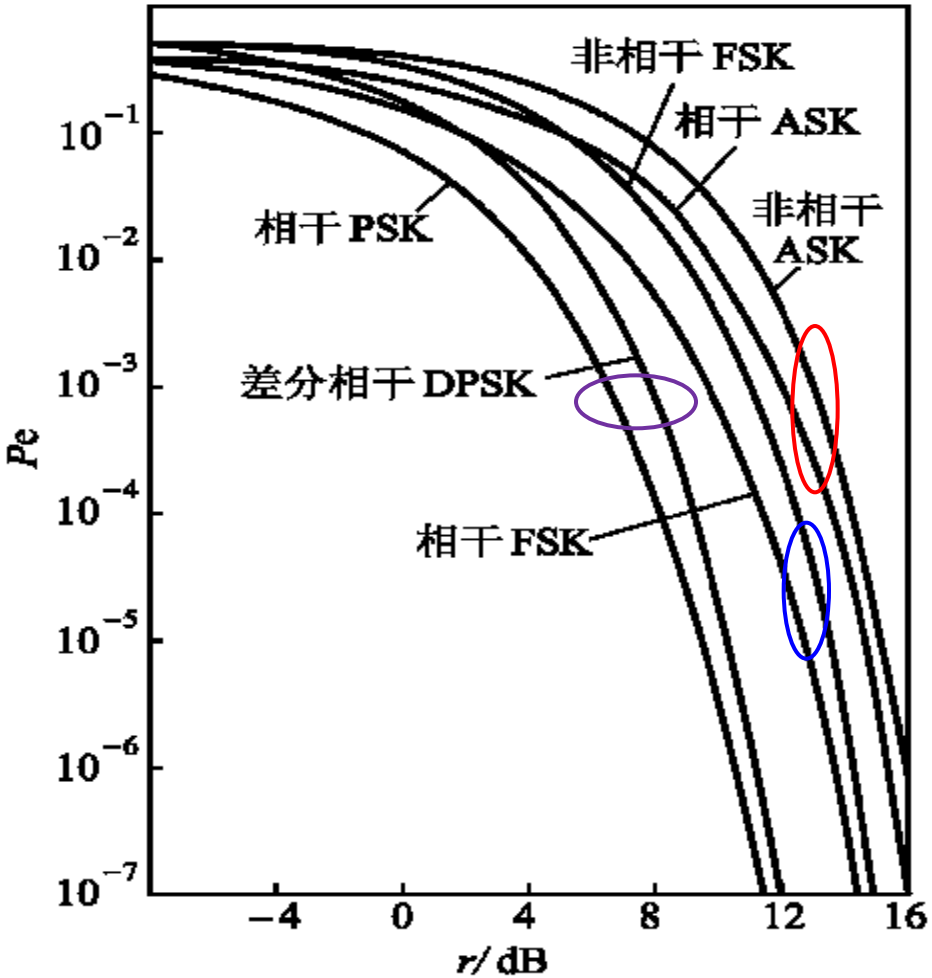
FSK相干解调 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r/2}\right)$

FSK非相干解调 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r/2}$

PSK相干解调 $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$

差分相干DPSK $P_e = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-r}$

9.4 各种数字调制系统的性能比较



西安交通大學

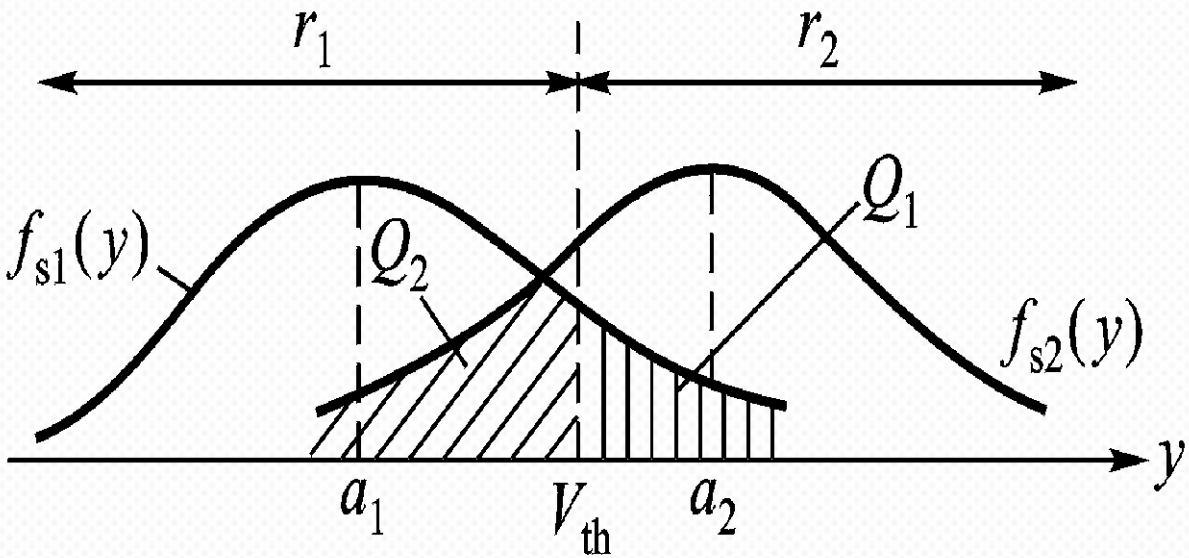
结论

1. 在抗高斯噪声能力及频带利用率方面，相干PSK系统性能最好， DPSK次之。
2. 同样的调制方式，相干解调的抗噪性能优于非相干解调。
3. 按照抗噪性能的优劣排序，为PSK > FSK > ASK 。
4. PSK系统性能虽优于DPSK系统，但可能会出现“反向工作”现象，故实际工程中多采用DPSK系统。

9.5 数字信号的最佳接收

- 最佳接收理论，又称为信号检测理论，是研究在随机噪声干扰的条件下，使接收机最佳地完成接收和判决信号的一般性理论。
- 它主要涉及两方面的问题：（1）从噪声中判决有用信号是否出现；（2）从噪声中测量有用信号的参数。
- 这里的“最佳”是一个相对概念，是在一定准则下的最佳。
- 数字通信系统中最直观的和最合理的准则是“最小差错概率”准则。

9.5.1 数字信号接收的统计描述



条件概率密度函数及判决门限

9.5.2 二进制最佳接收机的结构

系统的平均误码率为

$$P_e = P(s_1)P(s_2|s_1) + P(s_2)P(s_1|s_2)$$

$$= P(s_1)\int_{V_{th}}^{\infty} f_{s_1}(y)dy + P(s_2)\int_{-\infty}^{V_{th}} f_{s_2}(y)dy$$

$P(s_i)$ 为发送信号 $s_i(t)$ 的先验概率

我们要求在噪声干扰下，判决差错概率最小。

在这个准则下得到的接收机称为**最小差错概率最佳接收机**。

9.5.2二进制最佳接收机的结构

对V_{th}求偏导，并令其为零，得

$$\frac{\partial P_e}{\partial V_{th}} = -P(s_1) f_{s_1}(V_{th}) + P(s_2) f_{s_2}(V_{th}) = 0$$

$$\frac{f_{s_1}(V_{\text{th}}^*)}{f_{s_2}(V_{\text{th}}^*)} = \frac{P(s_2)}{P(s_1)}$$

按照下列规则进行判决时，则能使差错概率最小。

$$\begin{cases} \dfrac{f_{s_1}(y)}{f_{s_2}(y)} > \dfrac{P(s_2)}{P(s_1)} & \text{判为 } r_1 \\ \dfrac{f_{s_1}(y)}{f_{s_2}(y)} < \dfrac{P(s_2)}{P(s_1)} & \text{判为 } r_2 \end{cases}$$

9.5.2二进制最佳接收机的结构

当先验概率相等时

$$\begin{cases} f_{s_1}(y) > f_{s_2}(y) & \text{判为 } r_1 \\ f_{s_1}(y) < f_{s_2}(y) & \text{判为 } r_2 \end{cases}$$

上式说明，在收到信号$y(t)$后，哪个信号的似然函数大，就判为那个信号。因此上述判决规则又称为“最大似然”准则 。

9.5.2二进制最佳接收机的结构

当先验概率不相等时

$$\begin{cases} P(s_1)f_{s_1}(y) > P(s_2)f_{s_2}(y) & \text{判为 } r_1 \\ P(s_1)f_{s_1}(y) < P(s_2)f_{s_2}(y) & \text{判为 } r_2 \end{cases}$$

由联合概率定理可得

$$\begin{cases} f_y(s_1) > f_y(s_2) \\ f_y(s_1) < f_y(s_2) \end{cases}$$

上式表示的判决规则是：哪个信号的后验概率密度函数大，就判为那个信号。这一判决规则又称为“最大后验概率”准则。

9.5.2二进制最佳接收机的结构

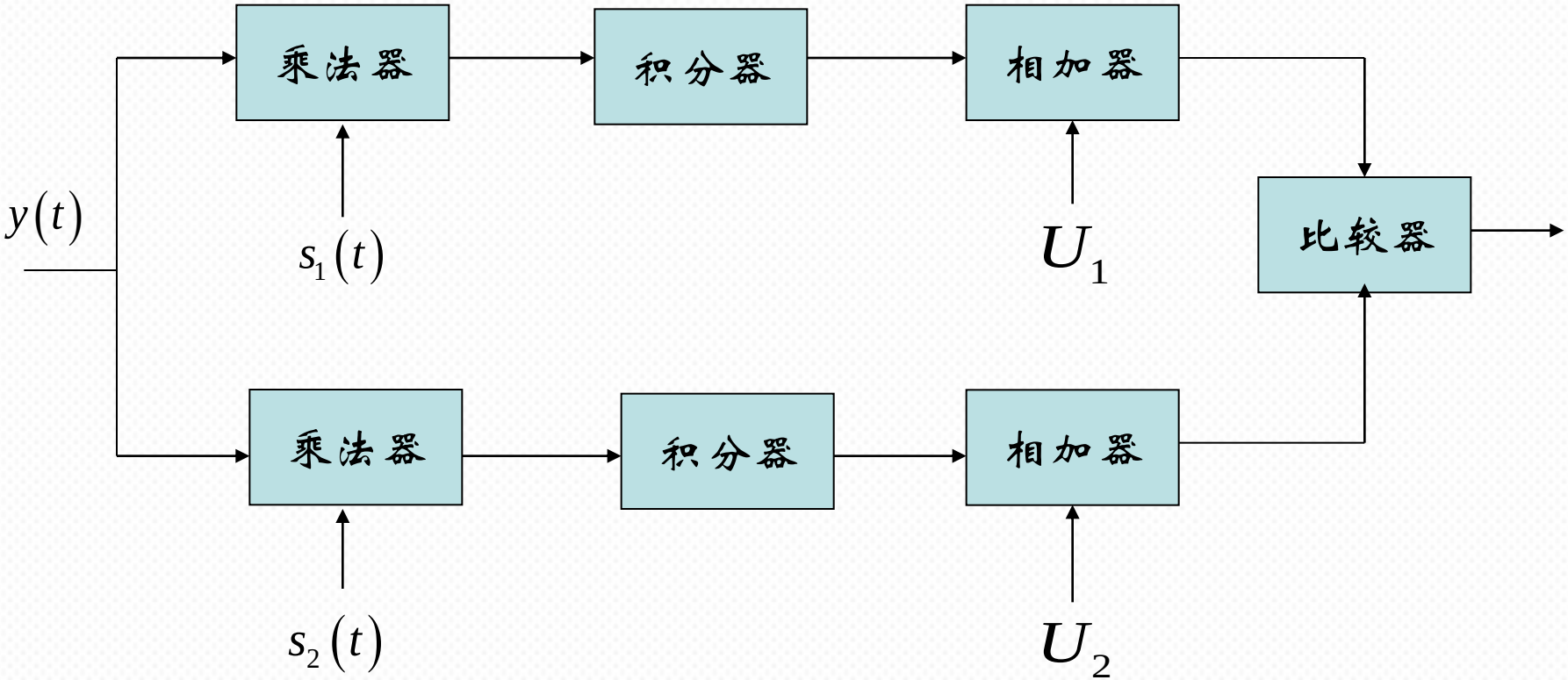
综合以上各式，可以得到，当

$$U_1+\int_0^T y(t)s_1(t)dt > U_2+\int_0^T y(t)s_2(t)dt$$

判s_1出现，若以上不等式反号，则判s_2出现。

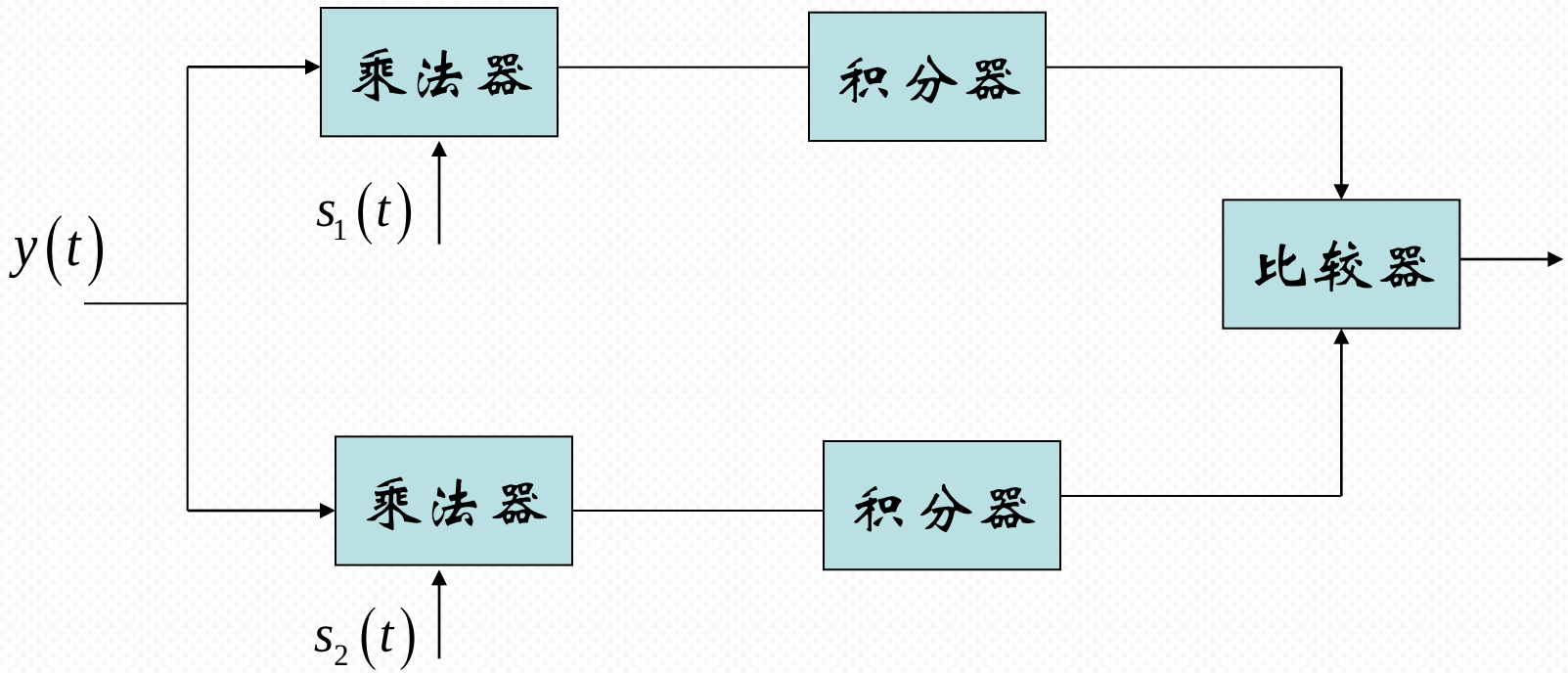
二进制最佳接收机的结构是通过比较接收信号与发送信号的互相关函数的大小而构成的，这种接收机也称为相关接收机。

9.5.2二进制最佳接收机的结构



二进制最佳接收机的结构

9.5.2二进制最佳接收机的结构

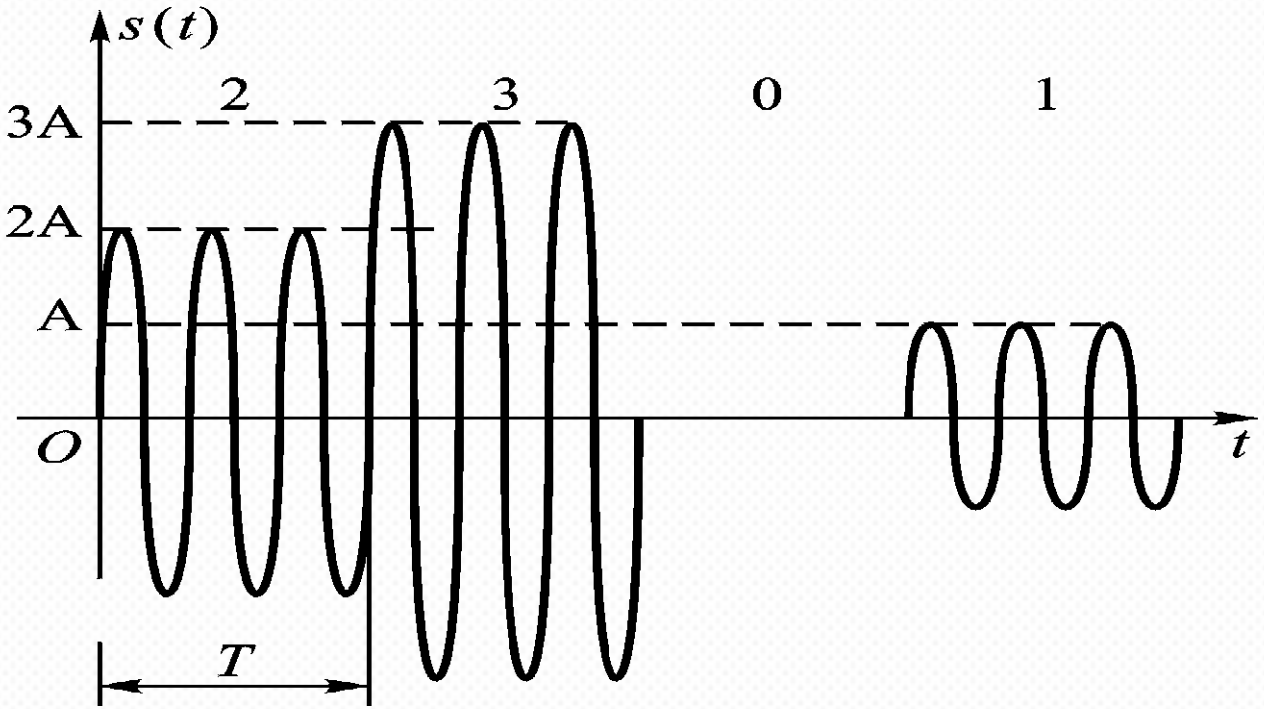


$P(s_1)=P(s_2)$时，二进制最佳接收机的结构

9.6 多进制数字调制系统

- 把状态数大于2(2^k)的数字信号称为多进制(多元)信号。多进制数字调制，即用多进制信号去调制载波。
- 在相同的信息传输速率条件下，多进制传输系统与二进制系统相比，可以使传输频带压缩k倍，从而提高通信系统的有效性。
- 同样大小的噪声干扰下，多进制传输系统的误码率会增加。

9.6.1 多进制幅度键控（MASK）



多进制幅度键控信号波形

9.6.1 多进制幅度键控（MASK）

MASK信号的产生方法与二进制ASK信号相同，可利用乘法器实现。解调方式也与二进制ASK信号相同，可采用相干解调及包络检波方式。

MASK系统相干解调时的平均误码率为

$$P_e=\left(1-\frac{1}{M}\right)\mathrm{erfc}\left[\sqrt{\frac{6S}{2\left(M^2-1\right)\sigma^2}}\right]=\left(1-\frac{1}{M}\right)\mathrm{erfc}\left[\sqrt{\frac{3r}{M^2-1}}\right]$$

可以看出,当电平数增加时，误码率将会增加。

因此，MASK系统虽然传输效率较高，但抗干扰能力较差。多进制幅度键控方式仅适合于在恒参信道（如有线信道）中采用。

9.6.3 多进制移相键控（MPSK）

- 在M进制的移相键控信号中，载波的相位有有M种不同的取值，与M种不同的符号相对应。
- 常用的多进制移相键控方式有：4相制、8相制及2^L相制等。
- 多进制移相键控信号可以表示为

$$s(t)=\sum_n g(t-nT)\cos(\omega_0 t+\phi_n)$$

$$\phi_n=\begin{cases}\theta_1, & P_1\\ \theta_2, & P_2\\ \cdots & \cdots\\ \theta_M, & P_M\end{cases}$$

9.6.3 多进制移相键控（MPSK）

$$s(t)=\sum_n g(t-nT)\cos(\omega_0 t+\varphi_n)$$

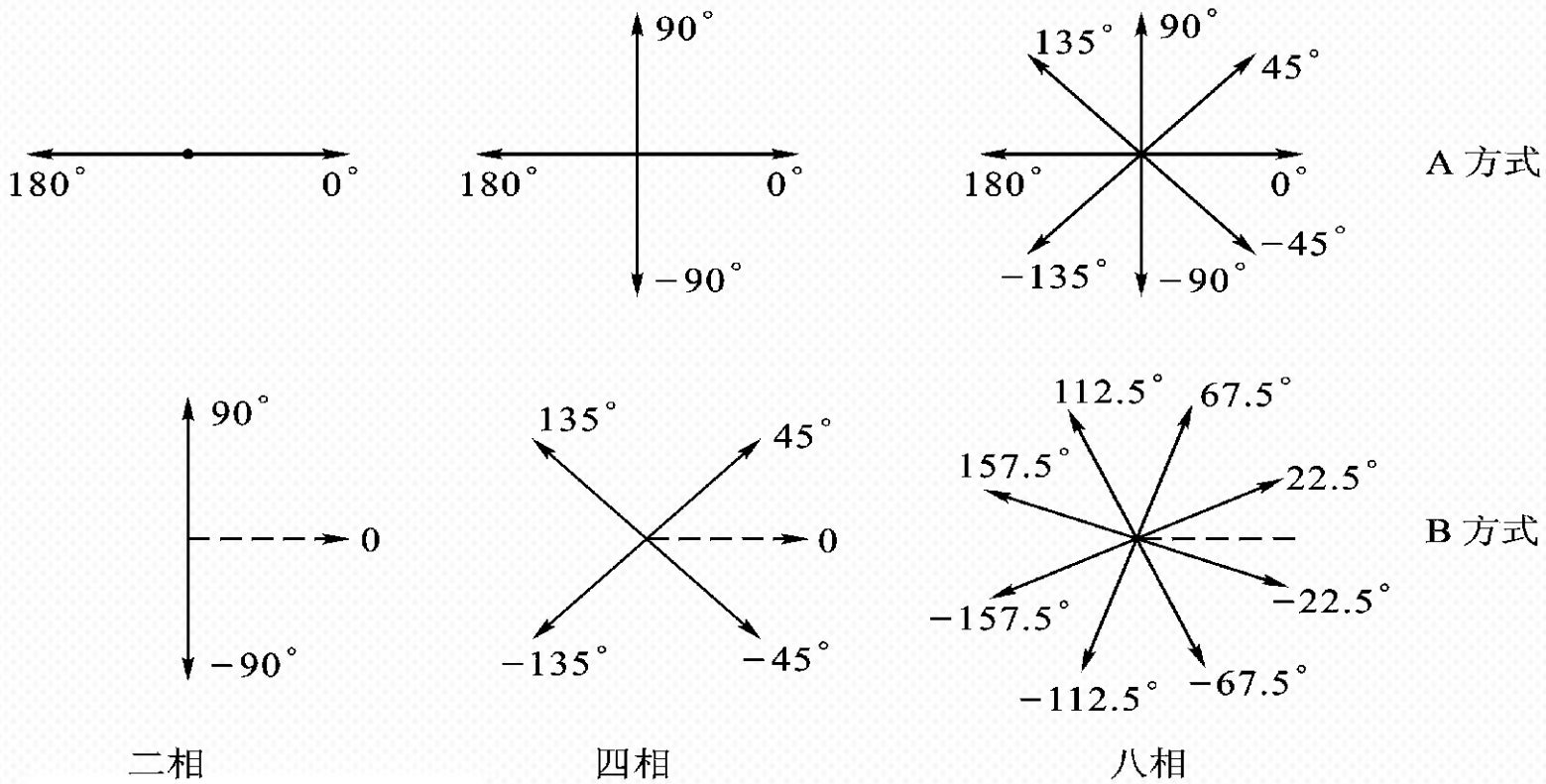
$$=\cos\omega_0 t\sum_n g(t-nT)\cos\phi_n-\sin\omega_0 t\sum_n g(t-nT)\sin\phi_n$$

令 $a_n=\cos\phi_n$ ， $b_n=\sin\phi_n$

$$s(t)=\left[\sum_n a_n g(t-nT)\right]\cos\omega_0 t-\left[\sum_n b_n g(t-nT)\right]\sin\omega_0 t$$

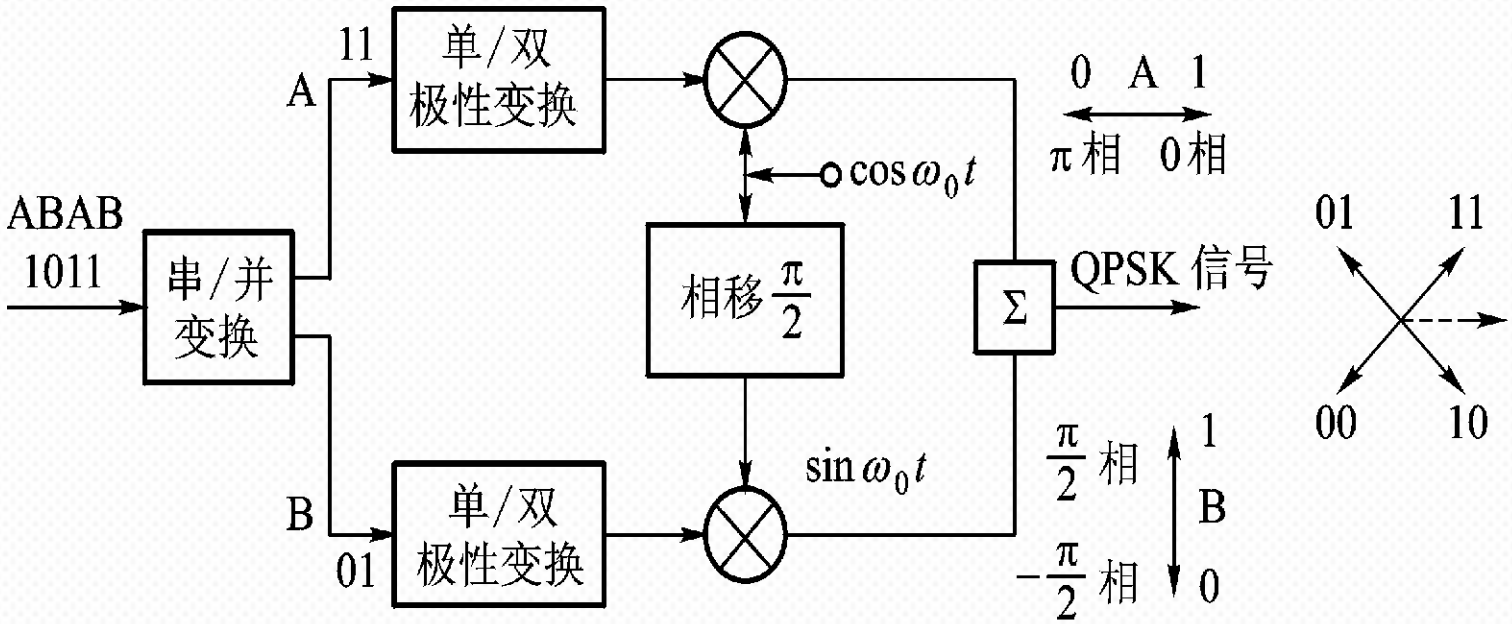
MPSK信号可看作两个载波正交MASK信号之和，所以MPSK与MASK带宽相同。

9.6.3 多进制移相键控（MPSK）



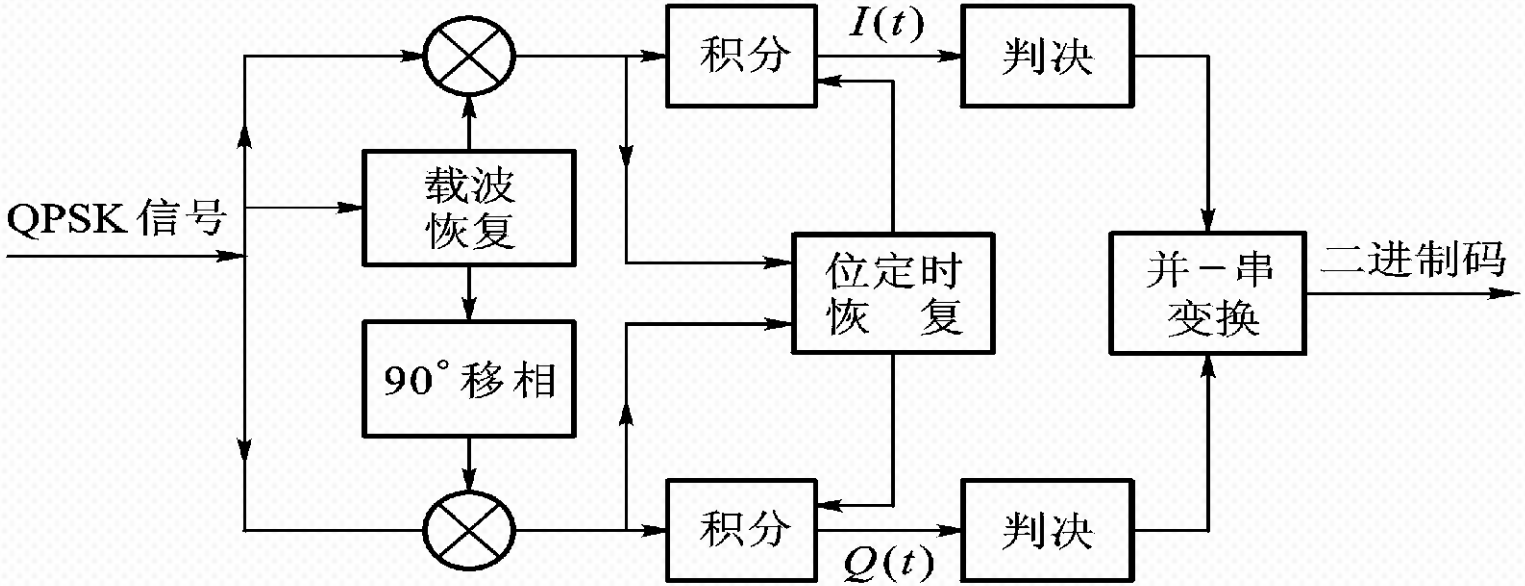
MPSK信号矢量图

9.6.3 多进制移相键控（MPSK）



正交调制法产生QPSK信号的方框图

9.6.3 多进制移相键控（MPSK）



QPSK信号的相干解调方框图

9.7 改进型数字调制系统

9.7.1 幅相键控（APK）

- APK (*Amplitude Phase Keying*) 就是对载波的振幅和相位同时进行调制的一种方式。APK信号可用下式表示

$$s(t)=\left[\sum_{n} a_n g(t-nT)\right]\cos(\omega_0 t+\varphi_n)$$

$$a_n=\begin{cases} a_1, & P_1 \\ a_2, & P_2 \\ \cdots & \cdots \\ a_N, & P_N \end{cases} \qquad \varphi_n=\begin{cases} \varphi_1, & P_1 \\ \varphi_2, & P_2 \\ \cdots & \cdots \\ \varphi_M, & P_M \end{cases}$$

9.7.1 幅相键控（APK）

$$s(t)=\left[\sum_n a_n g(t-nT)\right]\cos(\omega_0 t+\varphi_n)$$

$$=\left[\sum_n a_n g(t-nT)\right]\cos\varphi_n\cos\omega_0 t-\left[\sum_n a_n g(t-nT)\right]\sin\varphi_n\sin\omega_0 t$$

令 $\begin{cases} a_n\cos\varphi_n=X_n \\ -a_n\sin\varphi_n=Y_n \end{cases}$

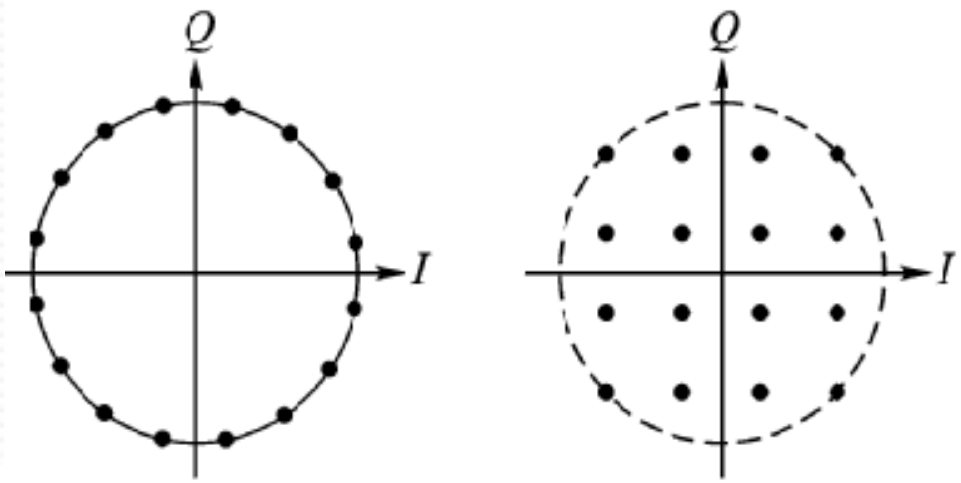
$$s(t)=\left[\sum_n X_n g(t-nT)\right]\cos\omega_0 t+\left[\sum_n Y_n g(t-nT)\right]\sin\omega_0 t$$

APK信号可看作两个正交载波调制信号之和，APK又称为正交幅度调制，记为QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)。

9.7.1 幅相键控（APK）

MQAM 信号的带宽与MPSK信号的带宽相同。因此，QAM方式是一种高效率的信息传输方式。

星座图(*Signal Point Constellation*)：信号矢量端点的分布图



(a) 16PSK　　(b) 16QAM

本章要求：

- 理解数字载波键控概念
- 掌握2ASK、2FSK、2PSK/2DPSK调制、解调原理
- 掌握已调信号时域表示及频谱结构
- 掌握数字系统抗噪性能分析方法
- 了解 QPSK、 QAM等系统的性能及特点

习题：9-1、9-7、9-8、9-9

9-16，9-19