

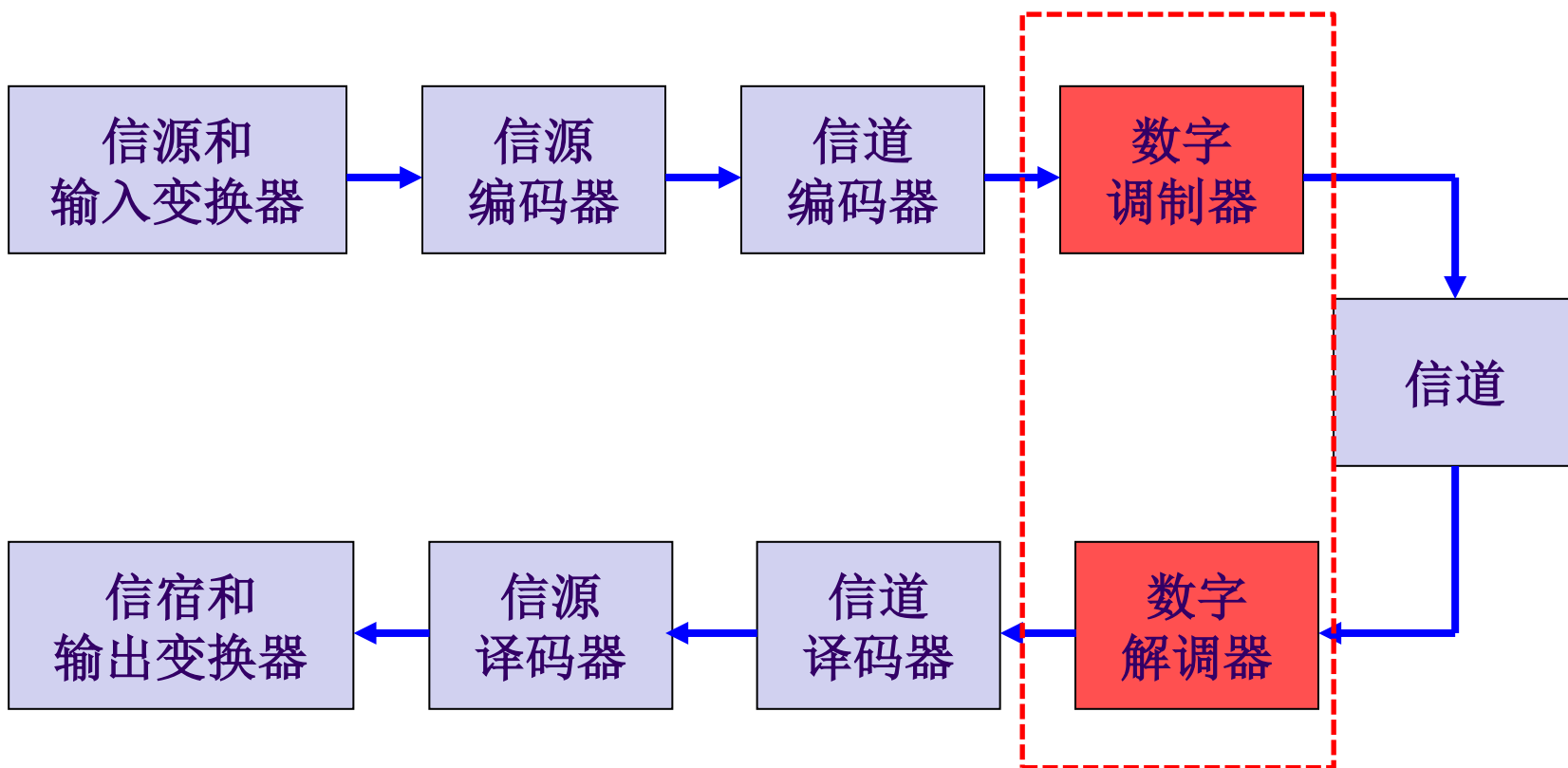


FUNDAMENTALS OF INFORMATION SCIENCE

PART 4 INFORMATION TRANSMISSION V —— DIGITAL MODULATION

Shandong University
2025 Spring

数字信息传输系统



§ 20 数字调制

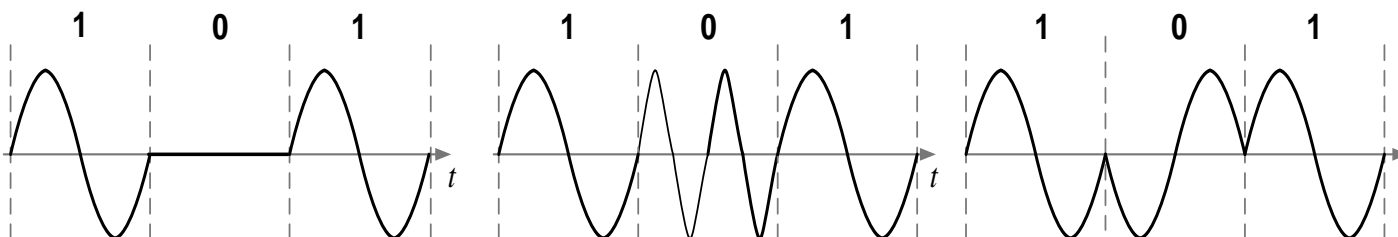
- ◆ 数字调制：用**数字基带信号**控制载波某个参数的过程。
- ◆ 数字带通传输系统：包括调制/解调过程的数字传输系统。

方法

- **模拟调制法**
- **数字键控法**

分类

- **二进制**和多进制调制
- **基本调制**和新型调制



振幅键控

Amplitude Shift Keying

ASK

频移键控

FSK

Frequency Shift Keying

相移键控

Phase Shift Keying

PSK

§ 20.1

二进制数字调制原理

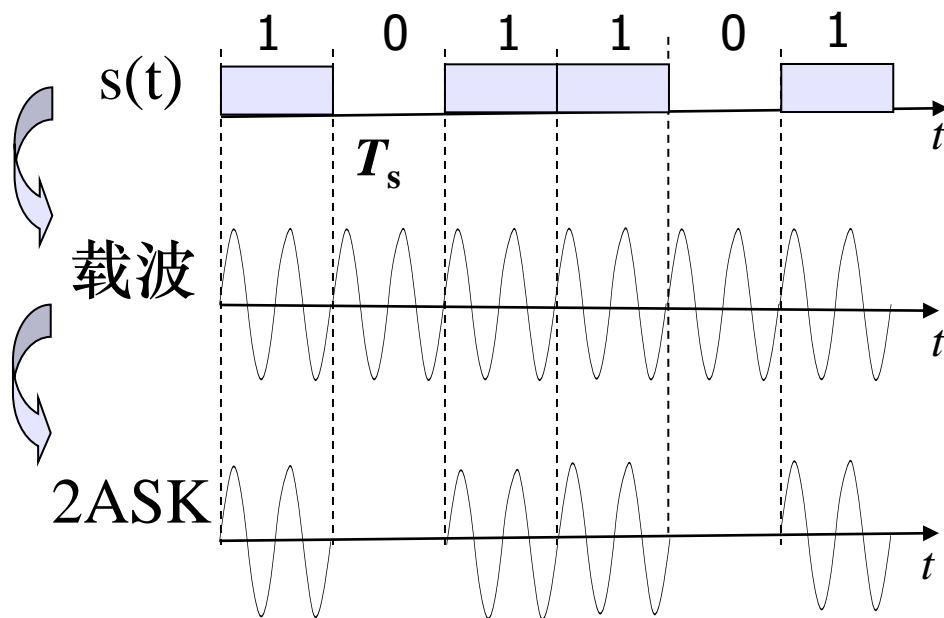
§ 20.1.1 二进制振幅键控 (2ASK)

■ 原理: $s(t) \rightarrow$ 载波幅度

■ 表达式:

单极性

■ 波形:



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

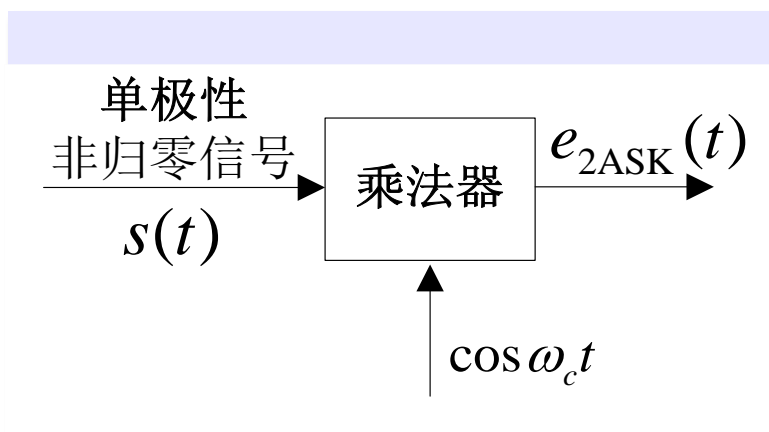
$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

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

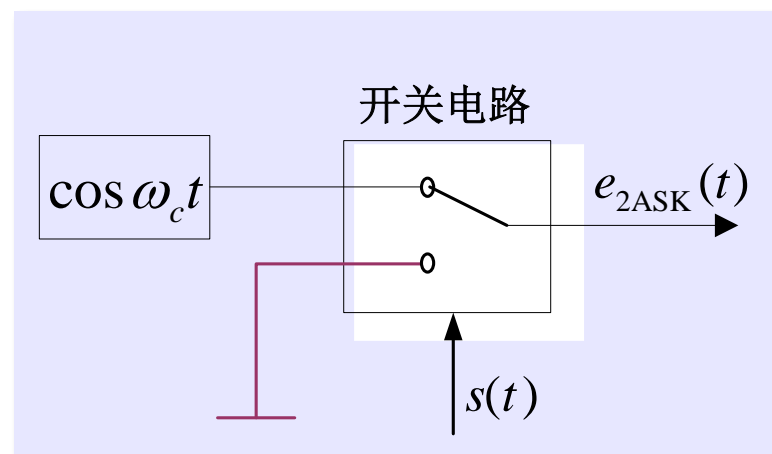
2ASK 也称 **OOK**

■ 2ASK 产生

◆ 模拟调制法

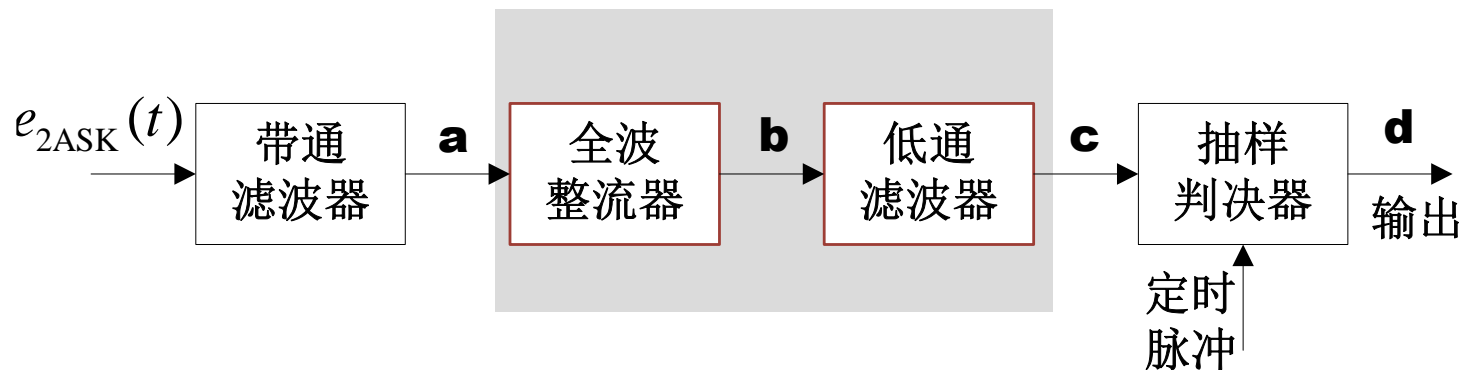


◆ 键控法

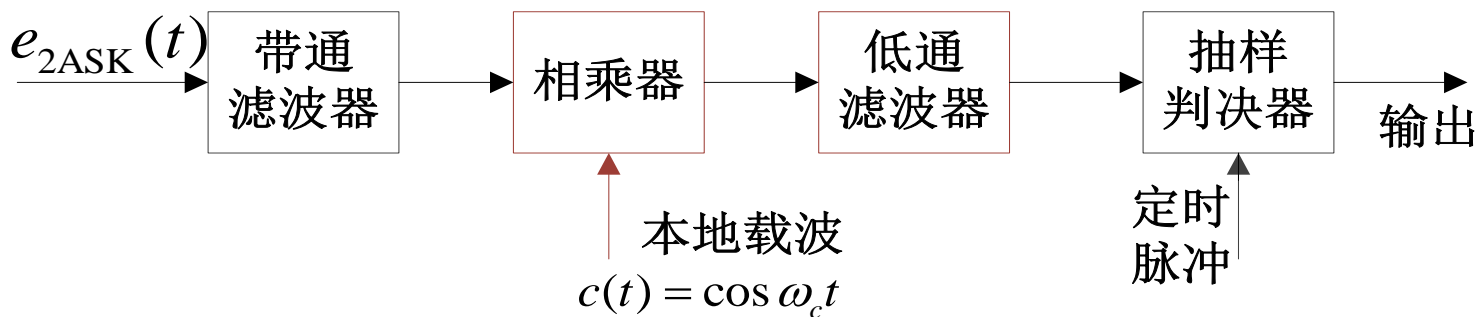


■ 2ASK 解调

◆ 包络检波法



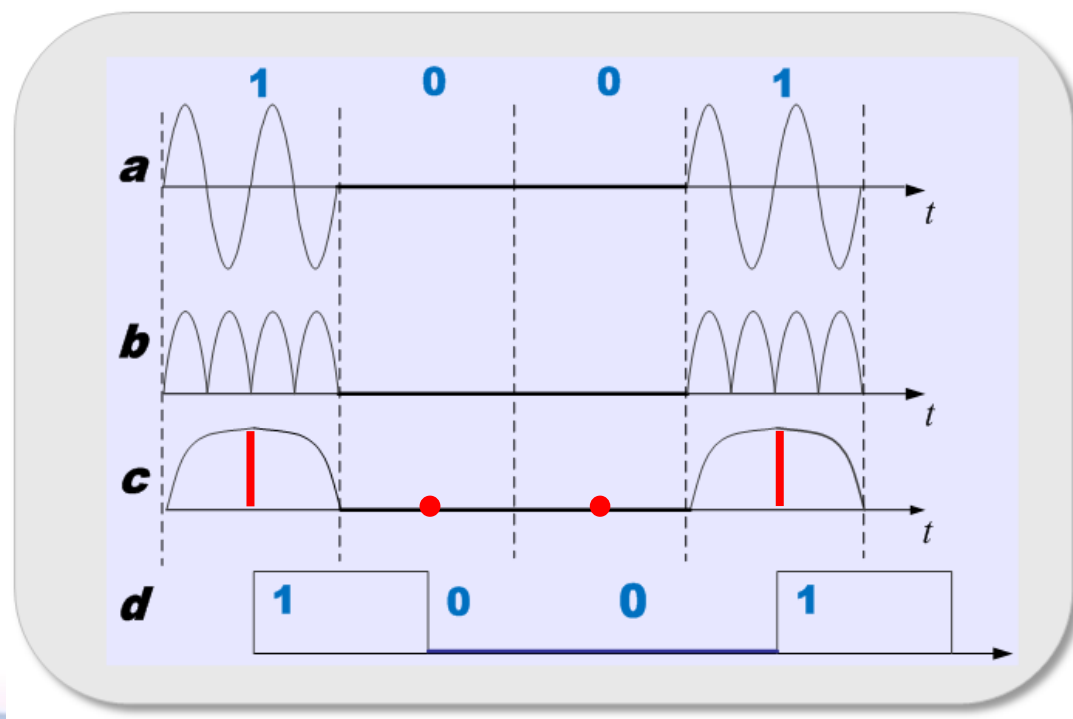
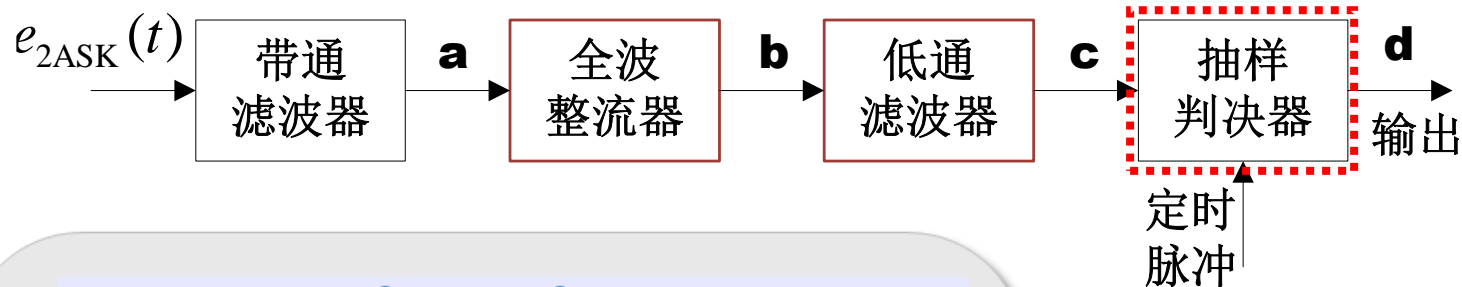
◆ 相干解调法



◆ 包络检波法的各点波形



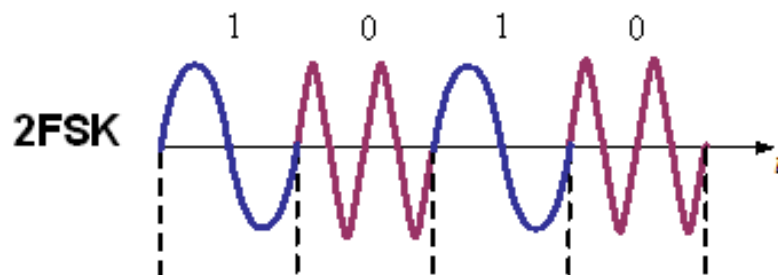
判决规则 } 相呼应
调制规则 }



§ 20.1.2 二进制频移键控 (2FSK)

■ 原理: $s(t) \rightarrow$ 载波频率

■ 波形:



2FSK可视为
两个不同载频的
2ASK的叠加

■ 表达式:

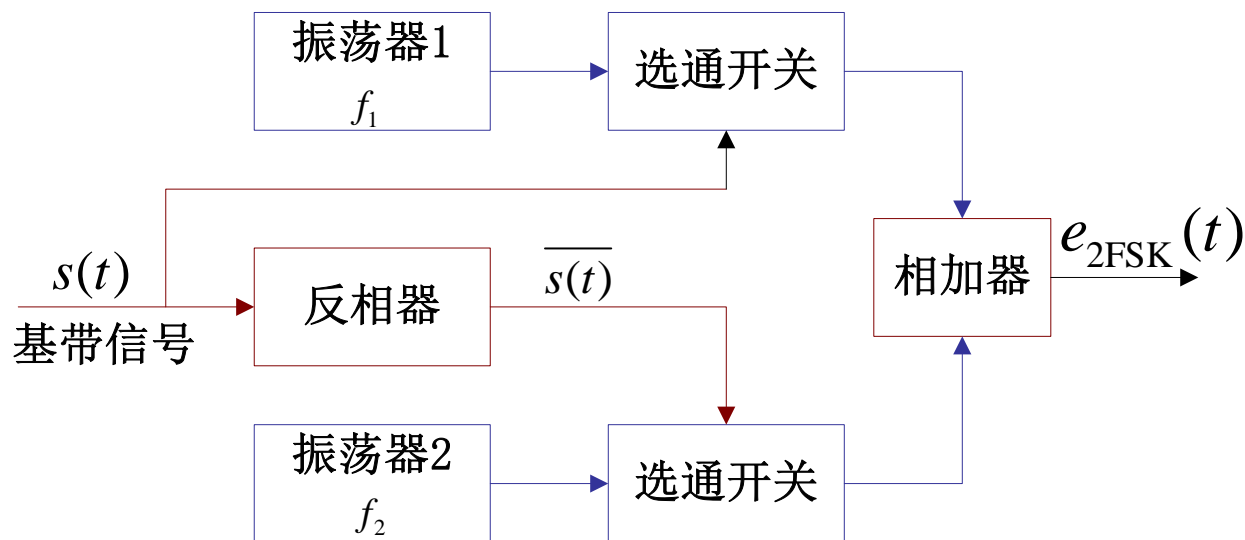
$$e_{2\text{FSK}}(t) = s_1(t) \cos \omega_1 t + s_2(t) \cos \omega_2 t$$

$$s_1(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

$$s_2(t) = \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s)$$

■ 2FSK 产生

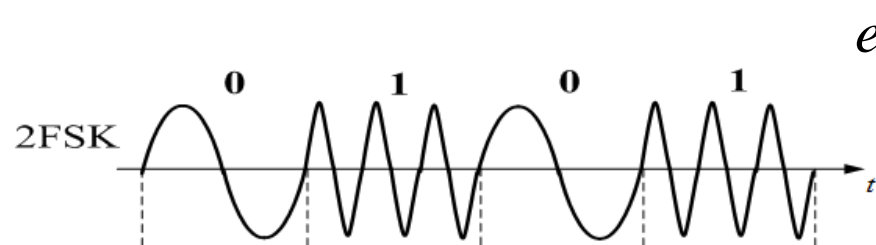
- ◆ 模拟调频法:
- ◆ 键控法:



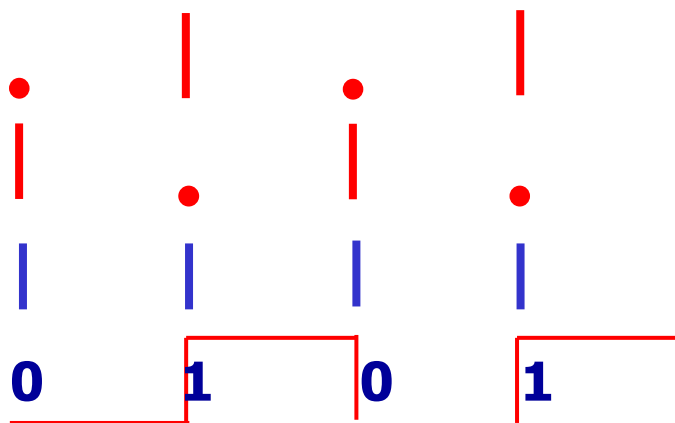
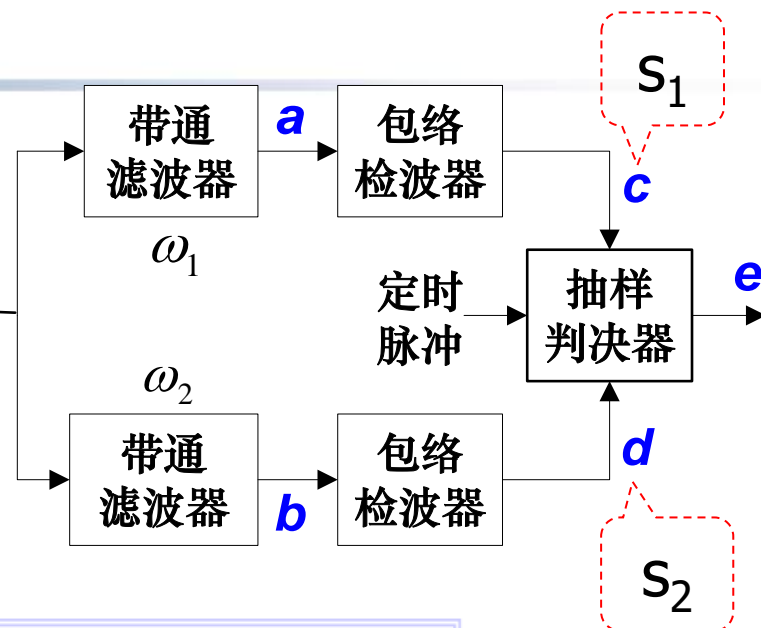
特点： 转换速度快、电路简单、
产生的波形好、频率稳定度高。

■ 2FSK 解调

◆ 包络检波法



$e_{2FSK}(t)$



调制规则：

ω_1 ——— “1”

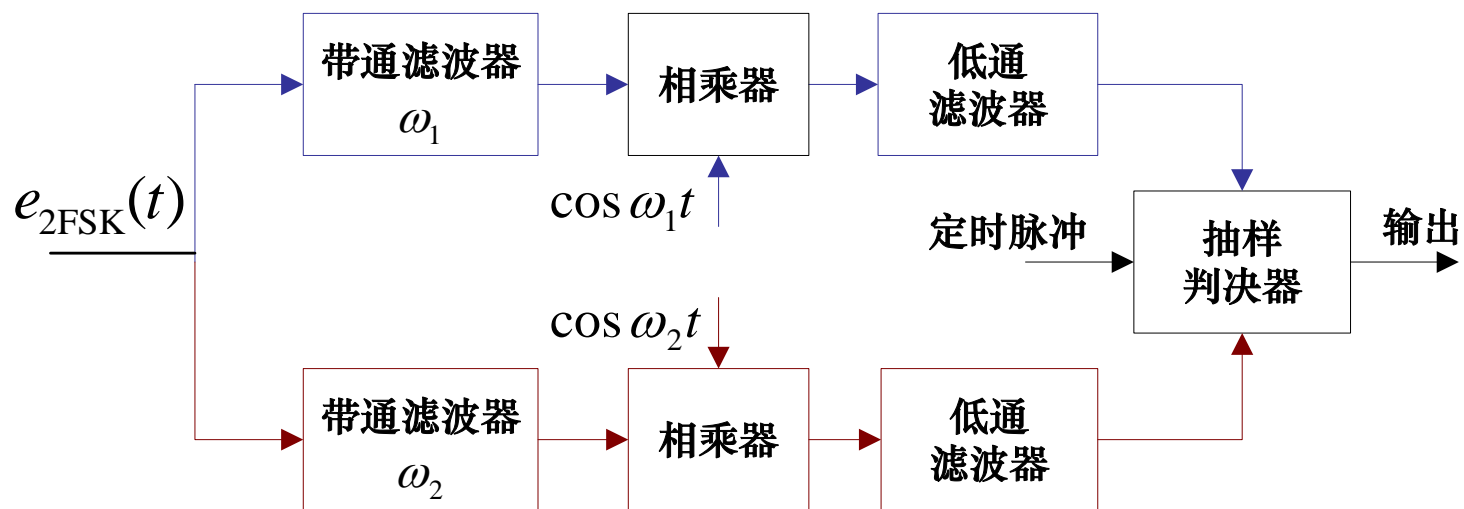
ω_2 ——— “0”

判决规则：

$s_1 > s_2$ 判为 “1”

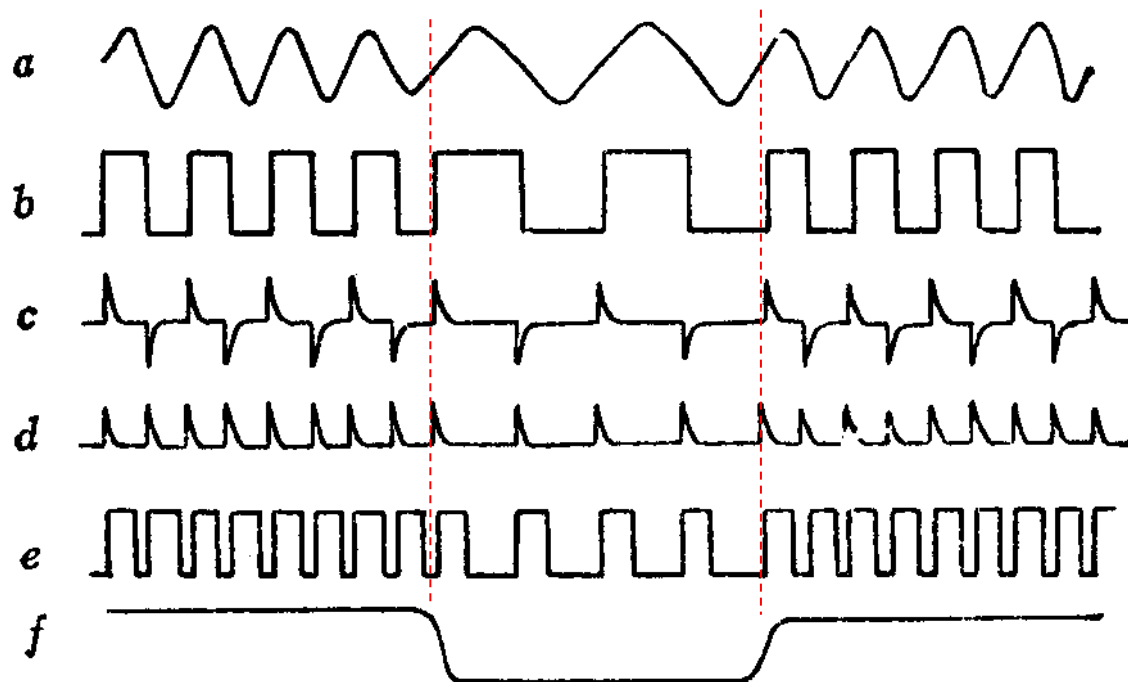
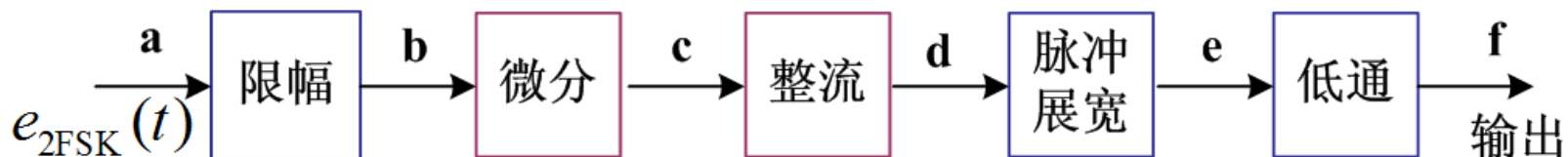
$s_1 \leq s_2$ 判为 “0”

◆ 相干解调法



其他解调方法： 鉴频法、差分检测法、过零检测法等。

◆ 过零检测法



■ FSK应用：

在数字通信中应用较为广泛，尤其适用于衰落信道（如短波无线电信道）的场合。

国际电信联盟（ITU）建议在数据率低于1200 b/s的场合采用2FSK体制。

§ 20.1.3 二进制相移键控 (2PSK)

■ 原理: $s(t) \rightarrow$ 载波相位

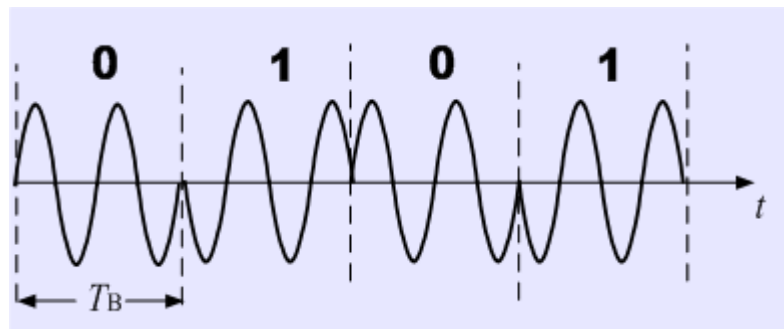
■ 波形:

■ 表达式: 双极性

$$e_{2\text{PSK}}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

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

$$a_n = \begin{cases} 1, & P \\ -1, & 1-P \end{cases}$$



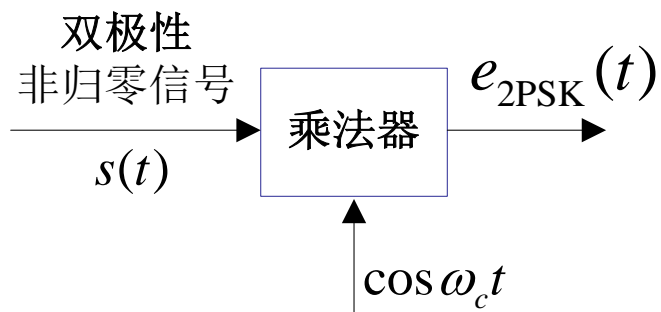
$$e_{2\text{PSK}}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$

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

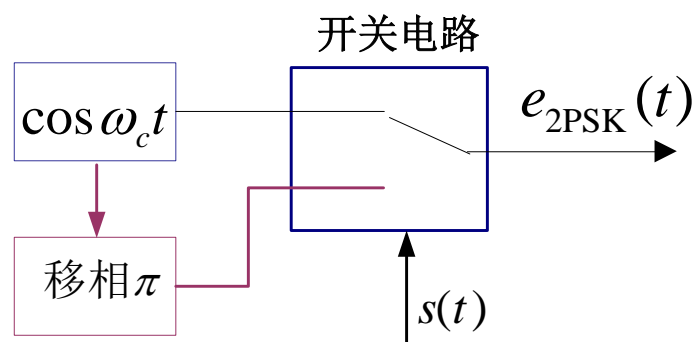
$$e_{2\text{PSK}}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t, & P \\ -A \cos \omega_c t, & 1-P \end{cases}$$

■ 2PSK 产生

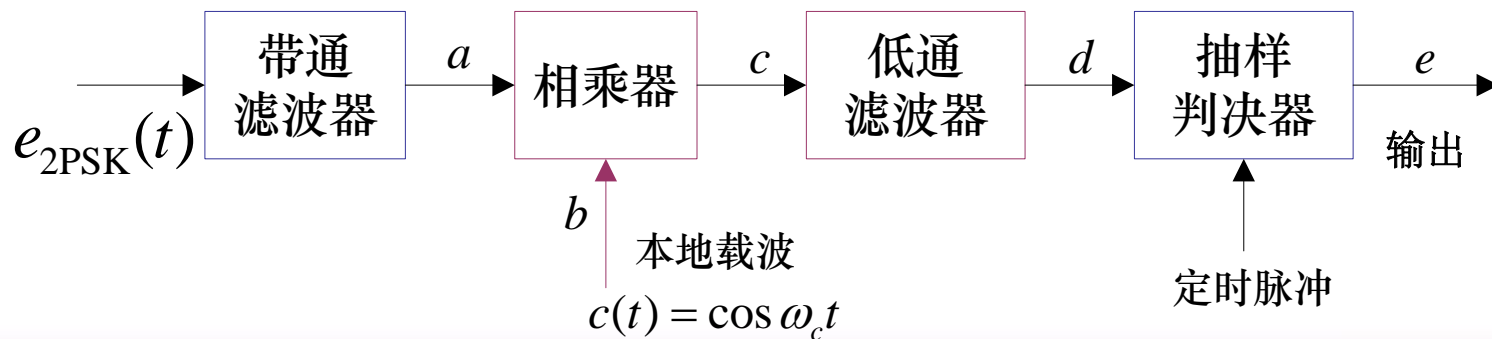
◆ 模拟调制法



◆ 键控法

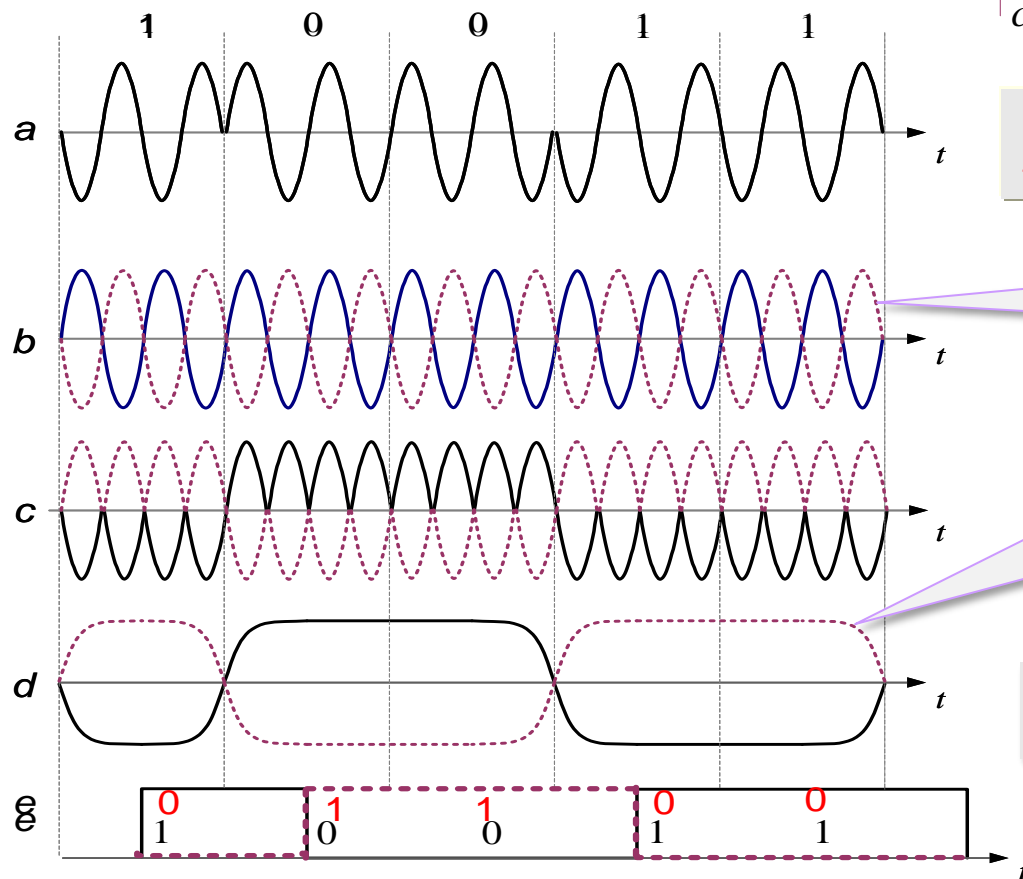
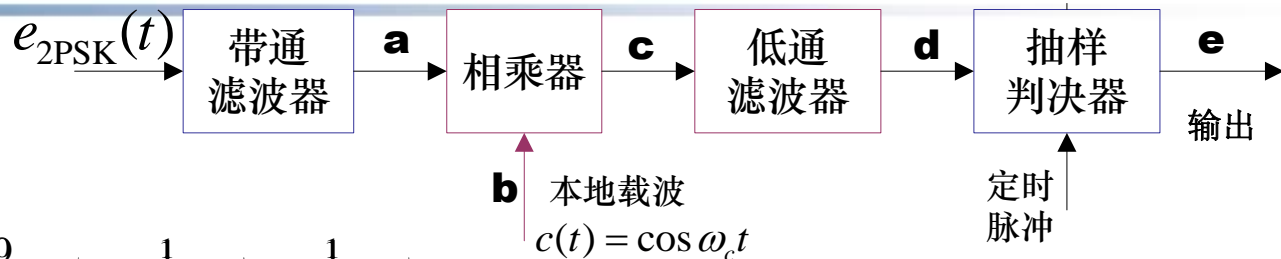


■ 2PSK 解调



2PSK 解调原理

框图 和 各点波形：



2PSK存在问题：

载波相位模糊

倒π现象
(反相工作)

解决方案： DPSK

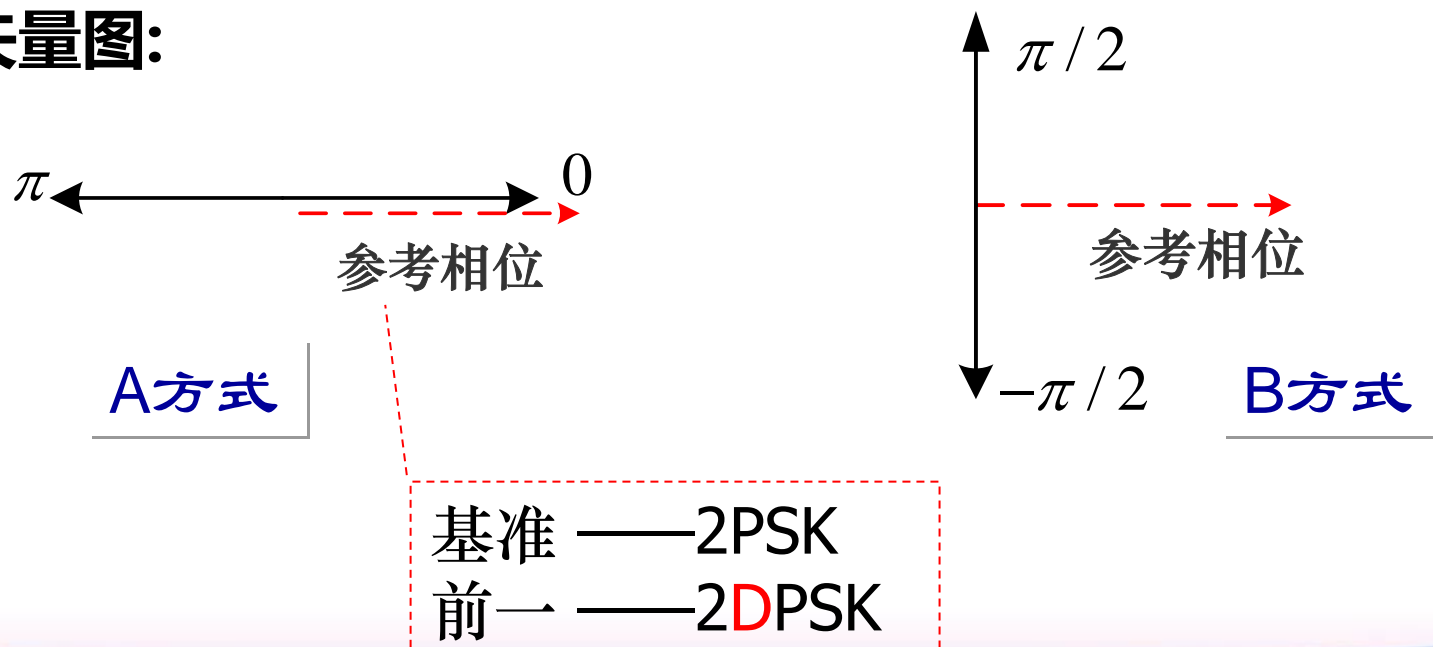
Differential PSK

§ 20.1.4 二进制差分相移键控 (2DPSK)

- **原理：** 利用前后相邻码元的载波相对相位表示信息。

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \begin{cases} 0 \rightarrow "0" \\ \pi \rightarrow "1" \end{cases}$$

- **矢量图：**

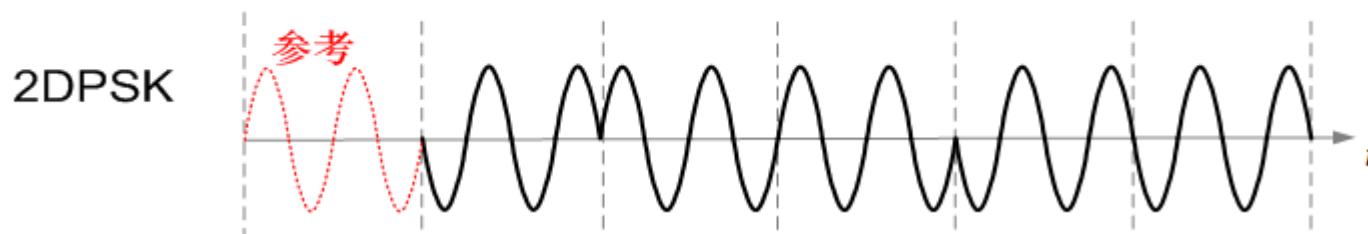


示例:

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \begin{cases} 0 \rightarrow "0" \\ \pi \rightarrow "1" \end{cases}$$

二进制信码	1	1	0	1	0
2DPSK (0)	π	0	0	π	π
信号相位 (π)	0	π	π	0	0

■ 波形: 绝对码{ a_n } 1 1 0 1 0



■ 差分编码规则:

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

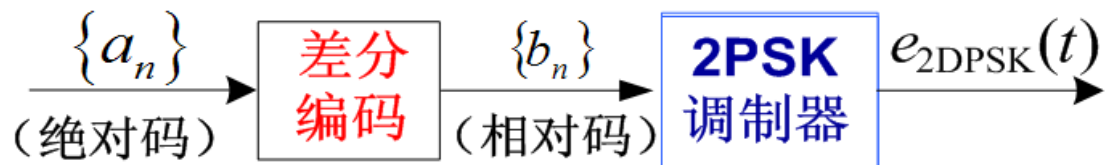
\oplus 为模2加

b_{n-1} 为 b_n 的前一码元

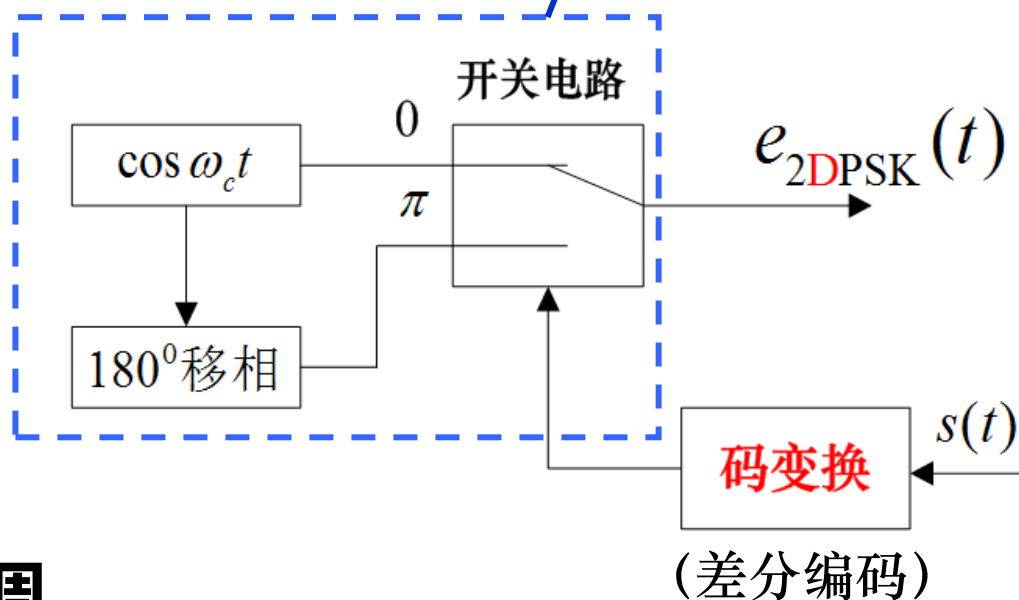
最初 b_{n-1} 可任意设定

■ 2DPSK 产生

◆ 构思



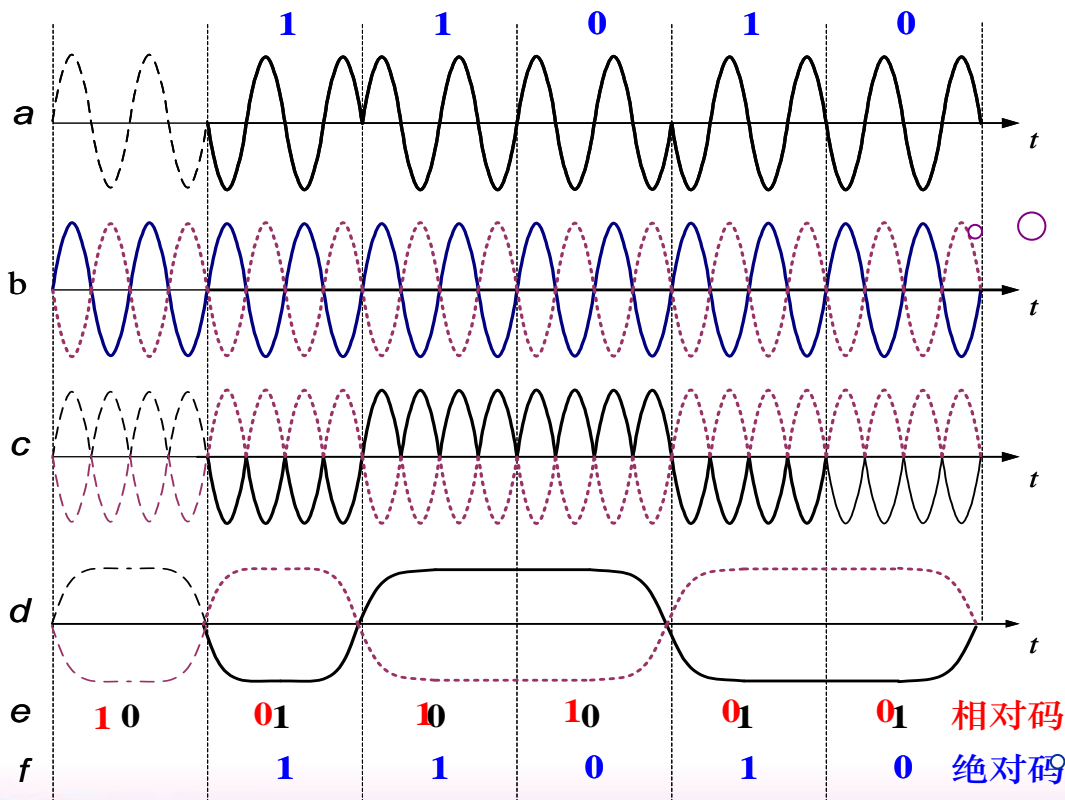
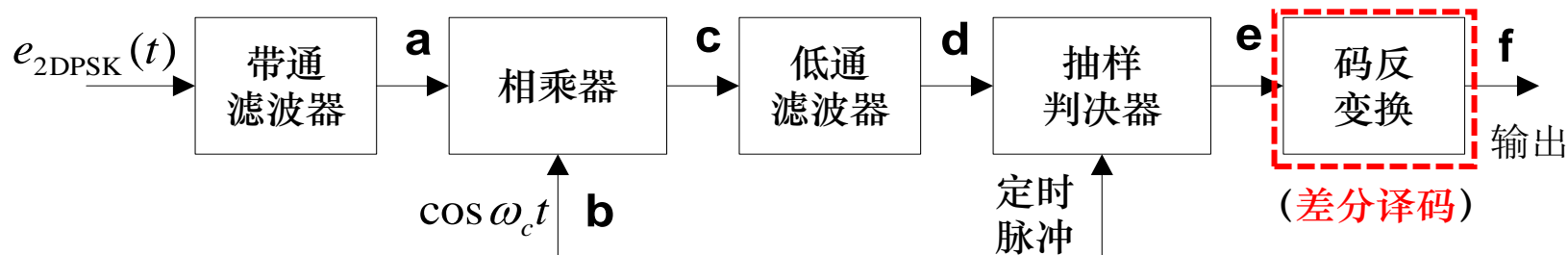
◆ 模型



■ 2DPSK 解调

(1) 2DPSK 相干解调 + 码反变换法

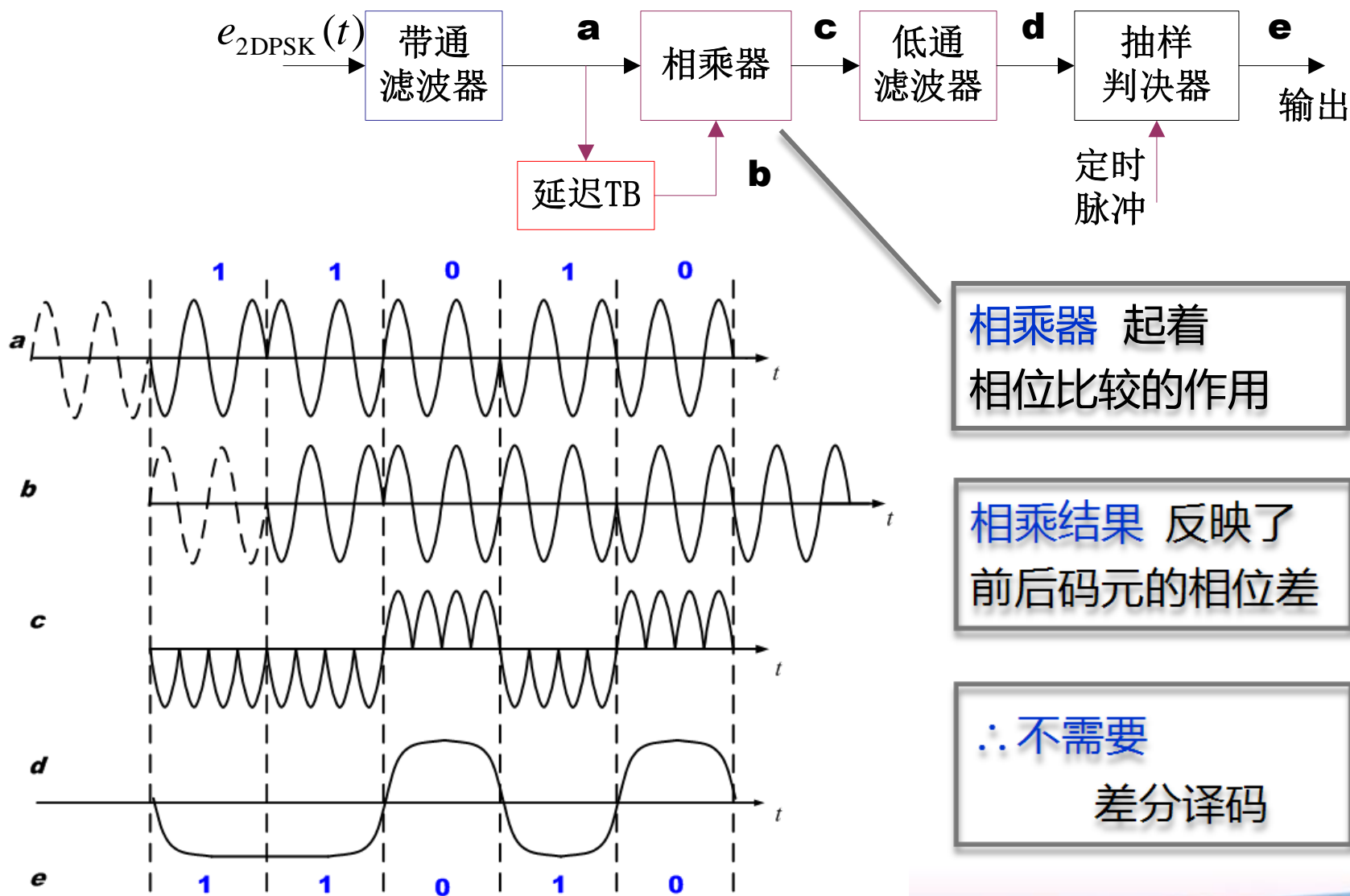
$$a_n = b_n \oplus b_{n-1}$$



相位模糊

消除影响

(2) 2DPSK 差分相干解调 (相位比较)法



§ 20.2

二进制数字调制系统 抗噪声性能

概述

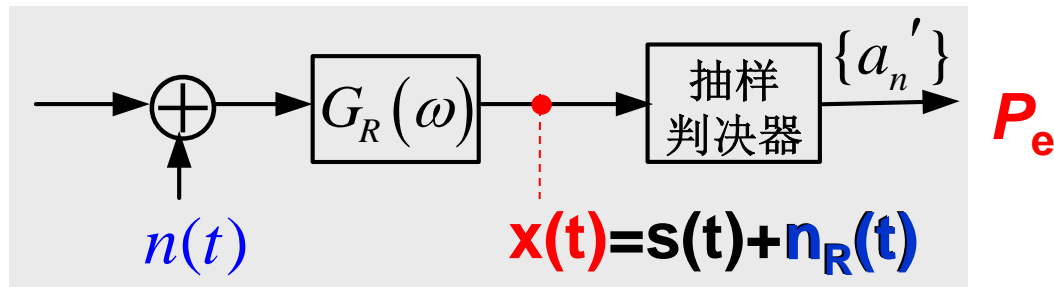
- 性能指标：系统的误码率 P_e
- 分析方法：借用数字基带系统的方法和结论
- 分析条件：恒参信道（传输系数取为 K ）
信道噪声是加性高斯白噪声
- 背景知识：
窄带噪声
正弦波+窄带噪声

基带传输系统的抗噪声性能

研究：在**无ISI**条件下，噪声 **$n(t)$** 引起的误码率 **P_e**

§20.2.0.1 二进制双极性基带系统的 P_e

■ 分析模型



■ $n_R(t)$ 特性

高斯
白噪

$$E[n(t)] = 0$$

$$P_n(f) = \frac{n_0}{2}$$

高斯

$$E[n_R(t)] = 0$$

$$P_R(f) = \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2$$

$$\sigma_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2 df$$

$\therefore n_R(t)$ 的一维概率密度函数为

$$f(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma_n^2}\right)$$

可简记为:

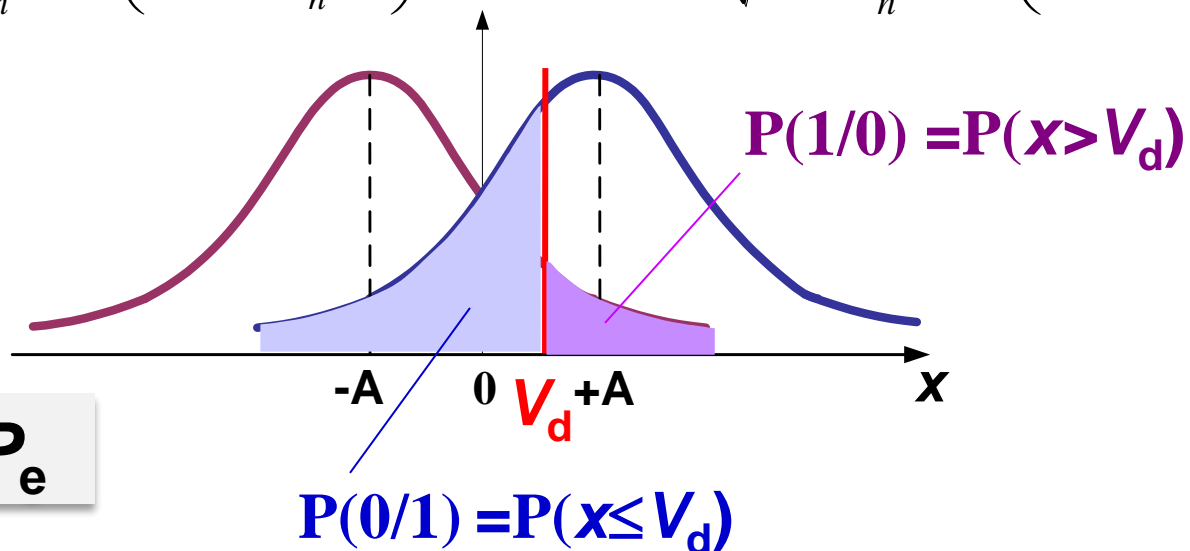
$$n_R \sim N(0, \sigma_n^2)$$

■ **$x(t)$ 特性** —— 高斯 $x \sim N(\pm A, \sigma_n^2)$

对于**双极性**基带信号，其抽样值为（ **$+A, -A$** ），
则合成波 **$x(t)=s(t)+n_R(t)$** 在抽样时刻的取值为：

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n_R(kT_B), & \text{“1”} \\ -A + n_R(kT_B), & \text{“0”} \end{cases}$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right)$$



■ 误码率 P_e

设判决门限为 V_d ，判决规则：

“0”

“1”

$x(kT_B) > V_d$ ，判为 “1” 码

$x(kT_B) \leq V_d$ ，判为 “0” 码

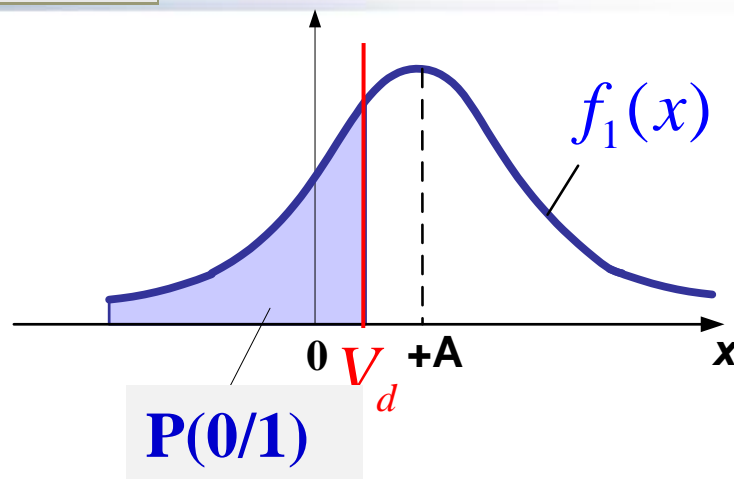
— 错误

— 正确

◆ **P(0/1)** ——发 1 错判为 0 的概率：

$$= P(x \leq V_d) = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx$$

$$= \int_{-\infty}^A f_1(x) dx - \int_{V_d}^A f_1(x) dx$$



$$= \frac{1}{2} - \int_{V_d}^A \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx$$

令: $\frac{x-A}{\sqrt{2}\sigma_n} = t$

$$= \frac{1}{2} - \int_{\frac{V_d-A}{\sqrt{2}\sigma_n}}^0 \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-t^2} dt = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d-A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

◆ **P(1/0)** ——发 0 错判为 1 的概率：

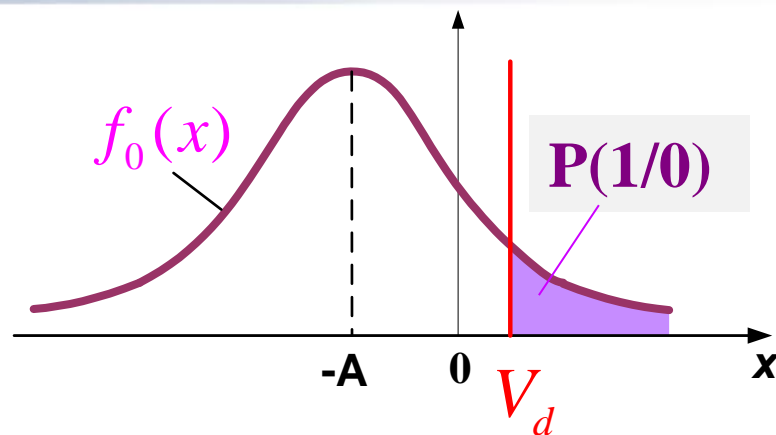
$$= P(x > V_d) = \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx$$

$$= \int_{-A}^{\infty} f_0(x) dx - \int_{-A}^{V_d} f_0(x) dx$$

$$= \frac{1}{2} - \int_{-A}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx$$

$$\text{令：} \frac{x+A}{\sqrt{2}\sigma_n} = t$$

$$= \frac{1}{2} - \int_0^{\frac{V_d+A}{\sqrt{2}\sigma_n}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-t^2} dt = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d+A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$



◆ 双极性基带系统的总误码率：

$$\begin{aligned} P_e &= P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \\ &= P(1) \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx + P(0) \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx \\ &= P(1) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d - A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right] + P(0) \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d + A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right] \end{aligned}$$

可见

P_e 的值取决于

—— $P(1)$ 、 $P(0)$ 、 A 、 σ_n^2 和 V_d

Q&A

■ 最佳门限电平——使 P_e 最小的判决门限电平

$$\text{令 } \frac{\partial P_e}{\partial V_d} = 0$$

$$V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

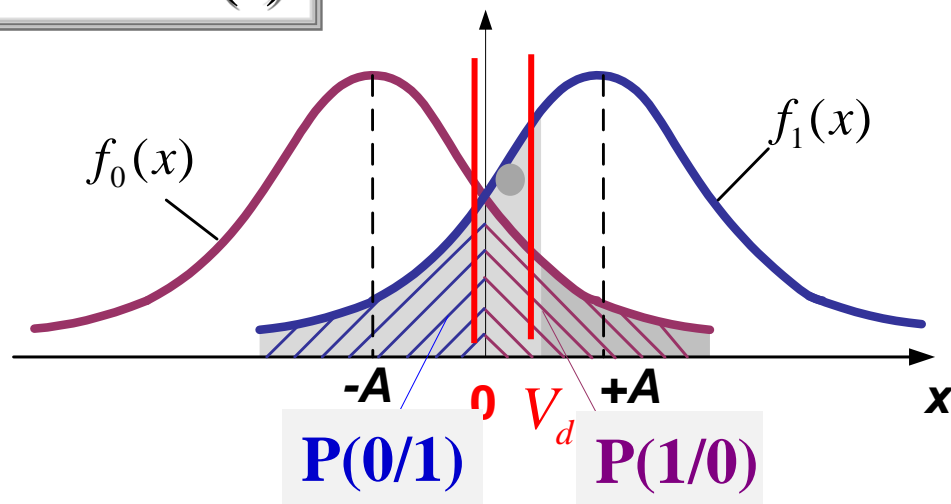
$P(1)=P(0)$ 时:

$$V_d^* = 0$$

$$P_e = P(0/1) = P(1/0)$$

$$= \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{0 \mp A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

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



§ 20.2.0.2 二进制单极性基带系统的 P_e


对于单极性基带信号，其抽样值为（ $+A, 0$ ），
则合成波 $x(t)=s(t)+n_R(t)$ 在抽样时刻的取值为：

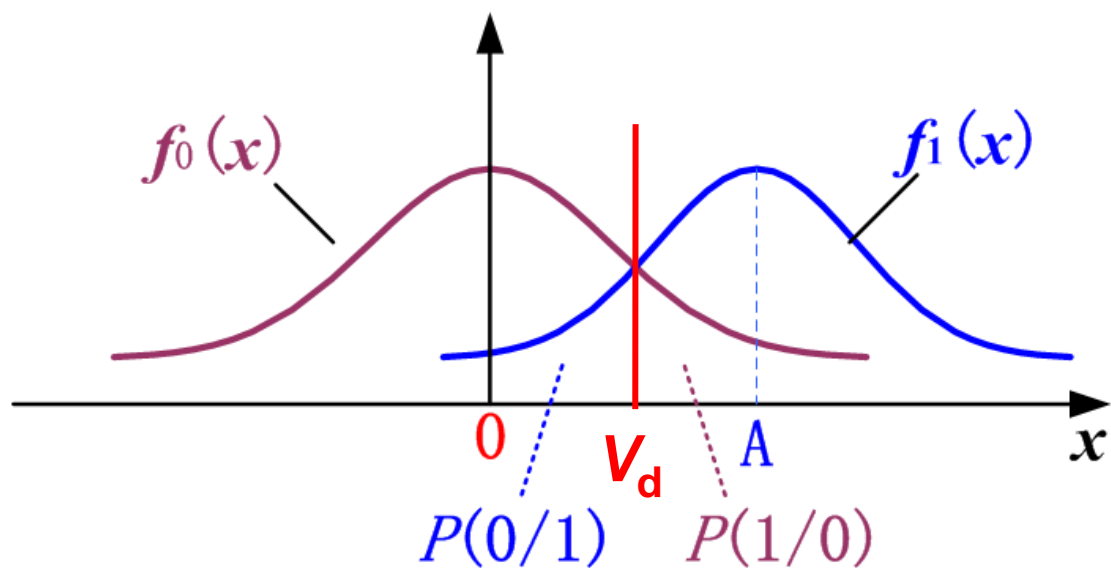
$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n_R(kT_B), & \text{“1”} \\ 0 + n_R(kT_B), & \text{“0”} \end{cases}$$

对比：双极性基带信号，其抽样值为（ $+A, -A$ ）

$$x(kT_B) = \begin{cases} A + n_R(kT_B), & \text{“1”} \\ -A + n_R(kT_B), & \text{“0”} \end{cases}$$

∴ 只需将 $f_0(x)$ 的分布中心由 $-A$ 移到 0 即可：





- 推导过程与双极性系统类同；
- 推导结果也可借助双极性的结果进行变通。

■ 归纳 对比:

双极性系统

$$V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时:

$$V_d^* = 0$$

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

单极性系统

$$V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

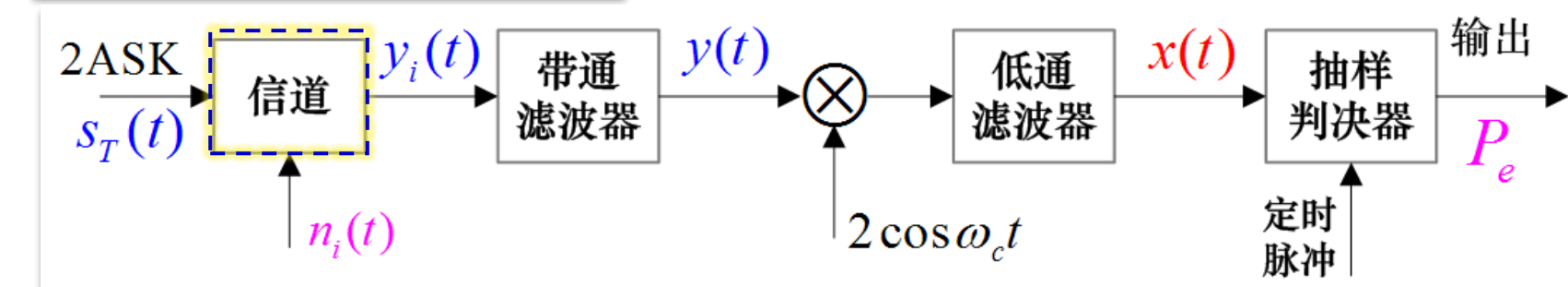
等概时:

$$V_d^* = A / 2$$

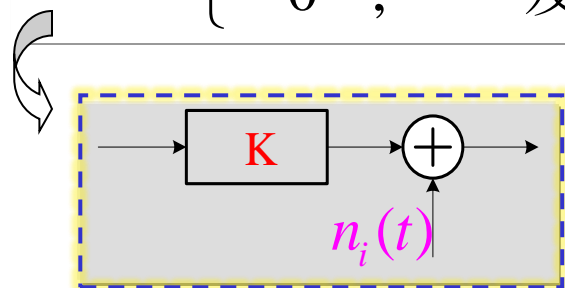
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

§ 20.2.1 2ASK系统的抗噪声性能

■ 2ASK---相干解调



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

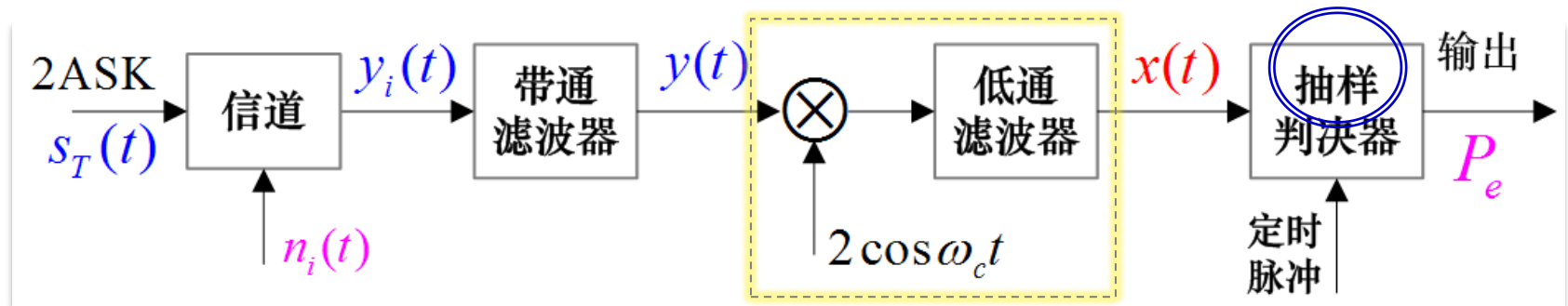


$$y_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t + n_i(t) & \text{发“1”时} \\ 0 + n_i(t) & \text{发“0”时} \end{cases}$$

$$a = kA$$

$$y(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t + n(t) & \text{发“1”时} \\ 0 + n(t) & \text{发“0”时} \end{cases}$$

$$y(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t + n(t) & \text{发“1”时} \\ 0 + n(t) & \text{发“0”时} \end{cases}$$



$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$y(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \end{cases}$$

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

抽样:

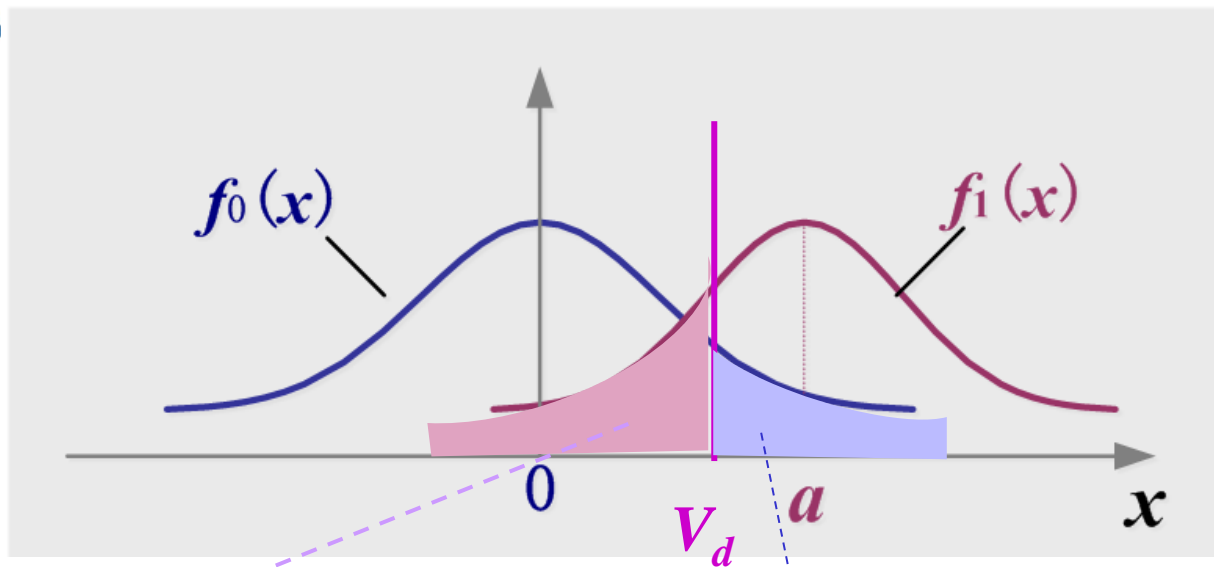
$n_c(t)$ 是高斯过程
(0, σ_n^2)

$$x = x(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s) & \text{发“1”时} \\ 0 + n_c(kT_s) & \text{发“0”时} \end{cases}$$

$x \sim$ 高斯 (均值 a 或 0 , 方差 σ_n^2) , 一维概率密度函数:

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_n^2}\right] \quad \text{发送“1”时}$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right] \quad \text{发送“0”时}$$



$$P(0/1) = P(x \leq V_d) = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx$$

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

设判决门限为 V_d , 则判决规则为:

$x > V_d$, 判为 “1”

$x \leq V_d$, 判为 “0”

◆ 总误码率：

$$\begin{aligned} P_e &= P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \\ &= P(1) \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx + P(0) \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx \end{aligned}$$

$$\text{令 } \frac{\partial P_e}{\partial V_d} = 0 \Rightarrow V_d^* = \frac{a}{2} + \frac{\sigma_n^2}{2a} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$V_d^* = \frac{a}{2} + \frac{\sigma_n^2}{a} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时

$$V_d^* = a/2$$

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

双极性系统

$$V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时
:

$$V_d^* = 0$$

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

单极性系统

$$V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时
:

$$V_d^* = A/2$$

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

借用：

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

$$x(t) = \begin{cases} A + n_R(t) \\ 0 + n_R(t) \end{cases}$$

=单极性基带信号+高斯噪声

因此，借助单极性基带系统的分析结果：

$$V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时

$$V_d^* = A/2$$

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

可方便地得到2ASK-相干系统的分析结果：

$$V_d^* = \frac{a}{2} + \frac{\sigma_n^2}{a} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

等概时

$$V_d^* = a/2$$

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

2ASK信号相干解调时系统的总误码率为

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

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

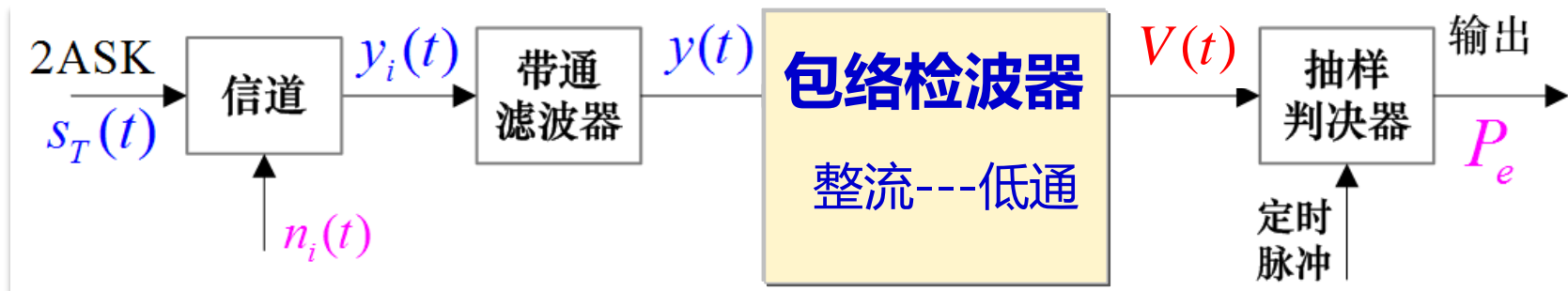
解调器
输入端
信噪比

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

$r \gg 1$
时

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

■ 2ASK---包络检波



$$y(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t + n(t) & \text{发“1”时} \sim \text{正弦波} + \text{窄带高斯噪声} \\ 0 + n(t) & \text{发“0”时} \sim \text{窄带高斯噪声} \end{cases}$$

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

- 当发送 “1” 符号时，包络检波器的输出为

$$V(t) = \sqrt{[a + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

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

- 当发送 “0” 符号时，包络检波器的输出为

$$V(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

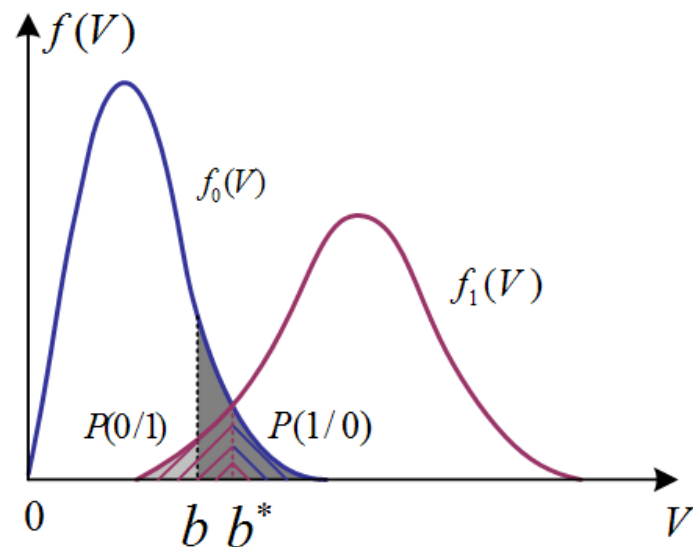
$$f_0(V) = \frac{V}{\sigma_n^2} e^{-V^2/2\sigma_n^2} \sim \text{瑞利分布}$$

式中， σ_n^2 为窄带高斯噪声 $n(t)$ 的方差。

设判决门限为 **b** ，判决规则为：

抽样值 $V > b$ 时，判为 “1”

抽样值 $V \leq b$ 时，判为 “0”



- 发 “1” 错判为 “0” 的概率为

$$P(0/1) = P(V \leq b) = \int_0^b f_1(V) dV = 1 - \int_b^\infty f_1(V) dV$$

$$= 1 - \int_b^\infty \frac{V}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aV}{\sigma_n^2}\right) e^{-(V^2+a^2)/2\sigma_n^2} dV$$

$$\alpha = \frac{a}{\sigma_n}$$

$$\beta = \frac{b}{\sigma_n}$$

$$t = \frac{V}{\sigma_n}$$

利用**Marcum Q**函数：

$$Q(\alpha, \beta) = \int_\beta^\infty t I_0(\alpha t) e^{-(t^2+\alpha^2)/2} dt$$

则 $P(0/1)$ 可借助 **Marcum Q** 函数表示为

$$P(0/1) = 1 - Q\left(\frac{a}{\sigma_n}, \frac{b}{\sigma_n}\right) = 1 - Q(\sqrt{2}r, b_0)$$

$r = a^2 / 2\sigma_n^2$ 信号噪声功率比

$b_0 = b / \sigma_n$ 归一化门限值

- 发 “0” 错判为 “1” 的概率为

$$P(1/0) = P(V > b) = \int_b^{\infty} f_0(V) dV$$

$$= \int_b^{\infty} \frac{V}{\sigma_n^2} e^{-V^2/2\sigma_n^2} dV = e^{-b^2/2\sigma_n^2} = e^{-b_0^2/2}$$

- 系统的总误码率为

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

$$= P(1)\left[1 - Q(\sqrt{2r}, b_0)\right] + P(0)e^{-b_0^2/2}$$

当 $P(1) = P(0)$ 时，有

$$P_e = \frac{1}{2}\left[1 - Q(\sqrt{2r}, b_0)\right] + \frac{1}{2}e^{-b_0^2/2}$$

包检系统的 P_e 取决于信噪比 r 和归一化门限值 b_0

- 求最佳判决门限，令：

$$\frac{\partial P_e}{\partial b} = 0$$

$$P(1)f_1(b^*) = P(0)f_0(b^*)$$

当 $P(1)=P(0)$ 时，有

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

最佳判决门限：

$$b^* = \begin{cases} a/2, & r \gg 1 \text{ 时} \\ \sqrt{2}\sigma_n, & r \ll 1 \text{ 时} \end{cases}$$

归一化最佳判决门限：

$$b_0^* = \frac{b^*}{\sigma_n} = \begin{cases} \sqrt{r/2}, & r \gg 1 \text{ 时} \\ \sqrt{2}, & r \ll 1 \text{ 时} \end{cases}$$

实际情况

——系统工作在大信噪比情况下， \therefore 最佳门限应取：

$$b^* = \frac{a}{2}$$



$$b^* = \begin{cases} a/2, & r \gg 1 \text{ 时} \\ \sqrt{2}\sigma_n, & r \ll 1 \text{ 时} \end{cases}$$

此时，系统的总误码率为：

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right) + \frac{1}{2} e^{-r/4}$$

当 $r \rightarrow \infty$ 时，上式的下界为：

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

归纳

——2ASK系统抗噪声性能

相干解调:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{4}} \right) \xrightarrow{r \gg 1} \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$$

包络检波:

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

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

$$\sigma_n^2 = n_0 B$$

条件:

$$P(0) = P(1), \quad b^* = \frac{a}{2}$$

比较:

- 当 r 相同时, $P_{e\text{相干}} < P_{e\text{包检}}$;
- 当 $r \gg 1$ 时, 两者性能相差不大。

例

【7-1】 2ASK系统, $R_B = 4.8 \times 10^6$ 波特, 1、0等概, 接收机输入信号幅度 $a = 1 \text{ mV}$, 信道加性高斯白噪声的单边PSD为 $n_0 = 2 \times 10^{-15} \text{ W/Hz}$ 。试求:

(1) 相干解调时系统的 P_e ; (2) 包络检波时系统的 P_e 。

解

接收端带通滤波器带宽为:

$$B = 2R_B = 9.6 \times 10^6 \text{ Hz}$$

带通滤波器输出噪声平均功率为:

$$\sigma_n^2 = n_0 B = 1.92 \times 10^{-8} \text{ W}$$

信噪比为:

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{1 \times 10^{-6}}{2 \times 1.92 \times 10^{-8}} \approx 26 \gg 1$$

(1) **同步检测**法解调时系统的误码率为

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4} = \frac{1}{\sqrt{3.1416 \times 26}} \times e^{-6.5} = 1.66 \times 10^{-4}$$

(2) **包络检波**法解调时系统的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4} = \frac{1}{2} e^{-6.5} = 7.5 \times 10^{-4}$$

评注

- 当 r 相同时, $P_{e\text{相干}} < P_{e\text{包检}}$,
- 当 $r \gg 1$ 时, 两者的性能相差不大。

谢谢！