



西安电子科技大学

通信工程学院

通信原理

任光亮

glren@mail.xidian.edu.cn

本文件仅供西安电子科技大学通信原理课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

西安电子科技大学 通信工程学院
2020年11月





第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院

模拟调制与数字调制的区别：

模拟调制：调制后载波参量连续变化。

数字调制：调制后载波参量只有几个有限的数值。

数字调制方式 { 振幅键控 (ASK) Amplitude Shift Keying
移频键控 (FSK) Frequency Shift Keying
移相键控 (PSK或DPSK)
Differential Phase Shift Keying



第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院

本章主要内容:

★ 二进制数字调制（2ASK、2FSK、2PSK和2DPSK）

与解调原理

★ 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

★ 多进制数字调制原理与特点

本章作业:1, 2, 5, 7, 8, 11, 15, 18, 19, 20, 22, 23



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

二进制数字调制：调制信号是**二进制**数字基带信号。

一、二进制振幅键控（2ASK）

1、信号表示及波形

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

单极性不归零

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

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

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



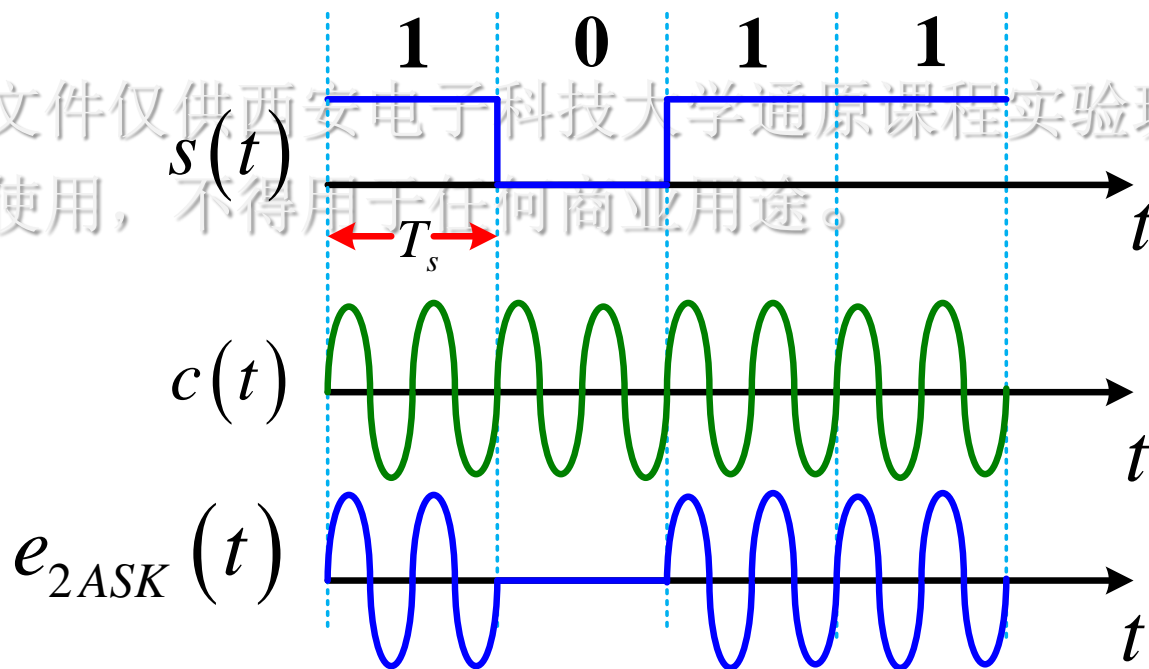
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

一、二进制振幅键控 (2ASK)

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



通断键控 (OOK)



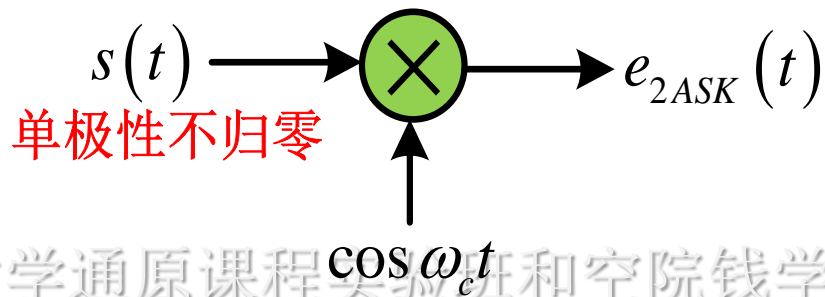
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

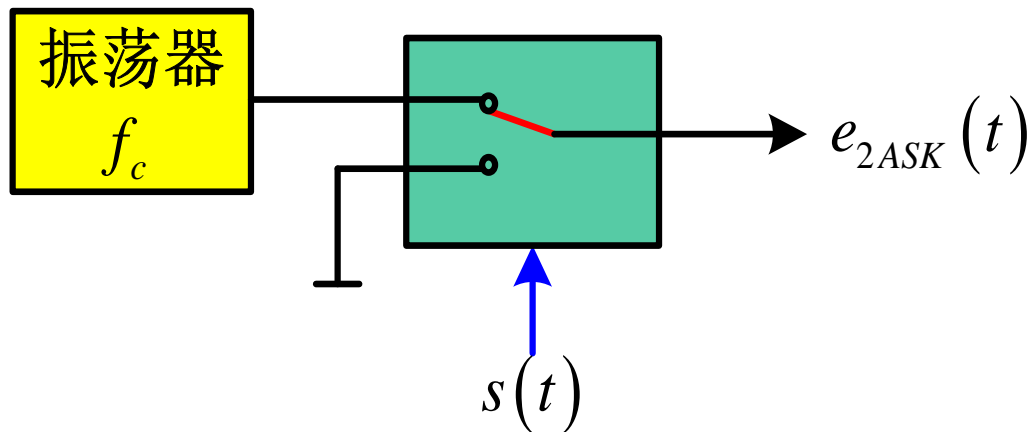
2、调制

(1) 模拟法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

(2) 键控法





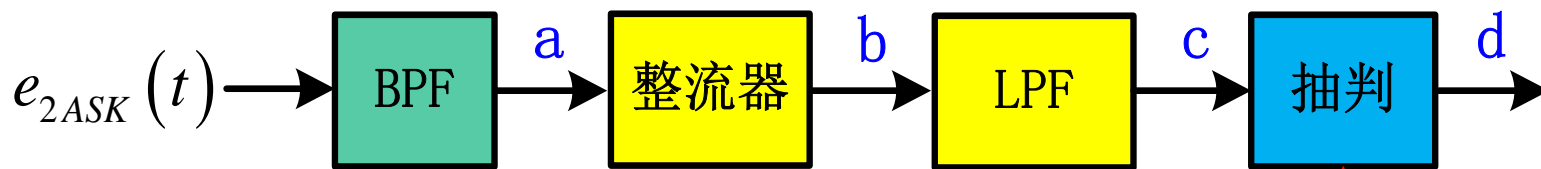
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

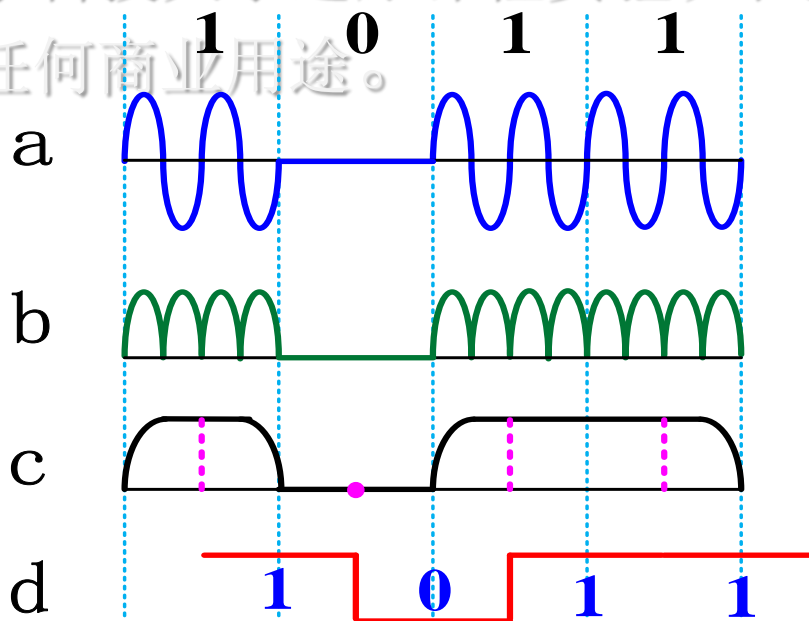
通信工程学院

3、解调

(1) 非相干解调（包络检波）法



定时
脉冲



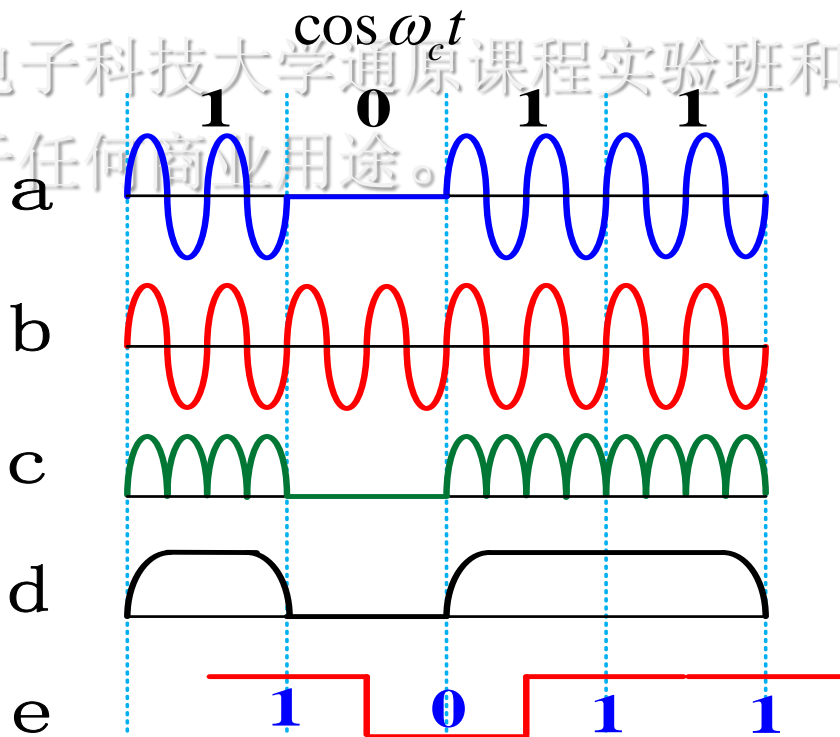
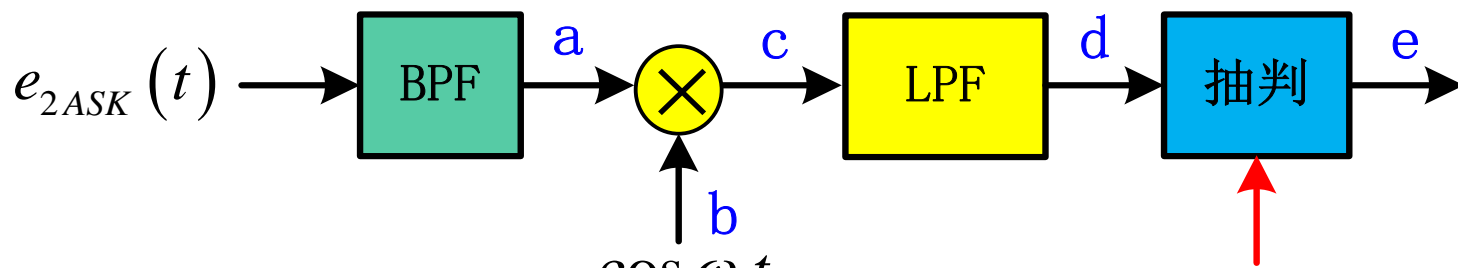


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 相干解调 (同步检测) 法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

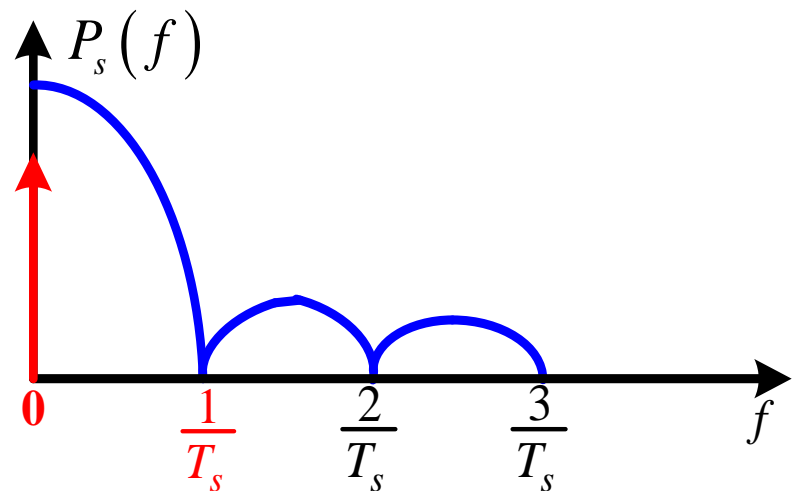
4、功率谱密度

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

$$\therefore P_{2ASK}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$$

$$\text{若 } P = \frac{1}{2}$$

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



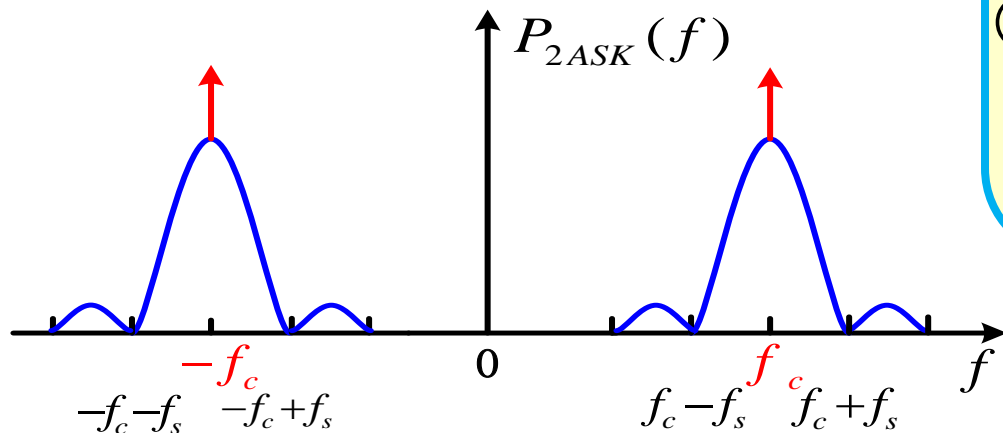
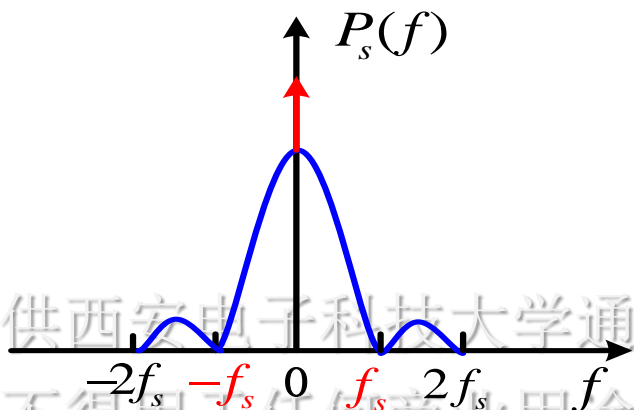


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

基带信号和2ASK信号的功率谱密度示意图：



2ASK信号频谱特征：

①包括连续谱和离散谱。

②谱零点带宽：

$$B_{2ASK} = 2f_s = \frac{2}{T_s}$$



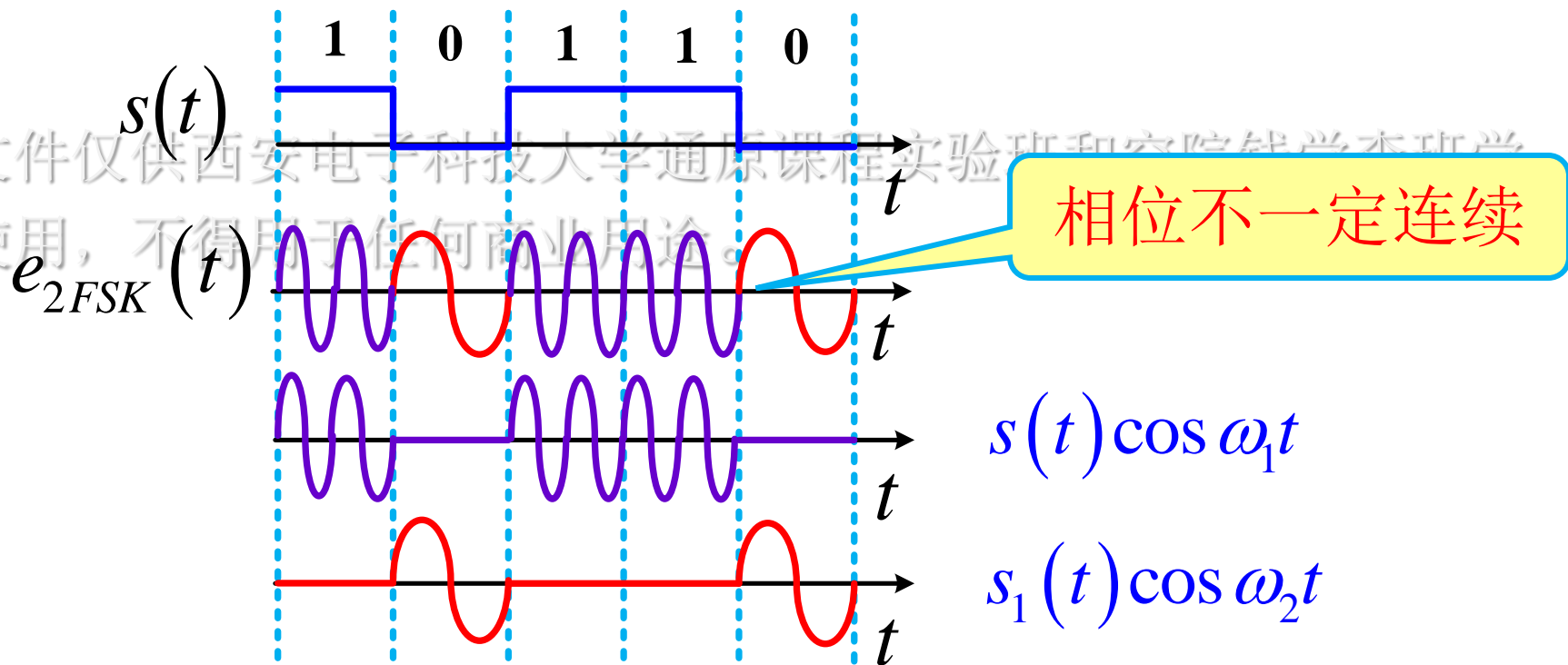
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

二、二进制移频键控 (2FSK)

1、信号表示和波形





7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

相位不连续的2FSK信号可表示为：

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

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

$$s_1(t) = \sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s)$$

$$a_n = \begin{cases} 0, & P \\ 1, & 1-P \end{cases} \quad \bar{a}_n = \begin{cases} 0, & 1-P \\ 1, & P \end{cases}$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

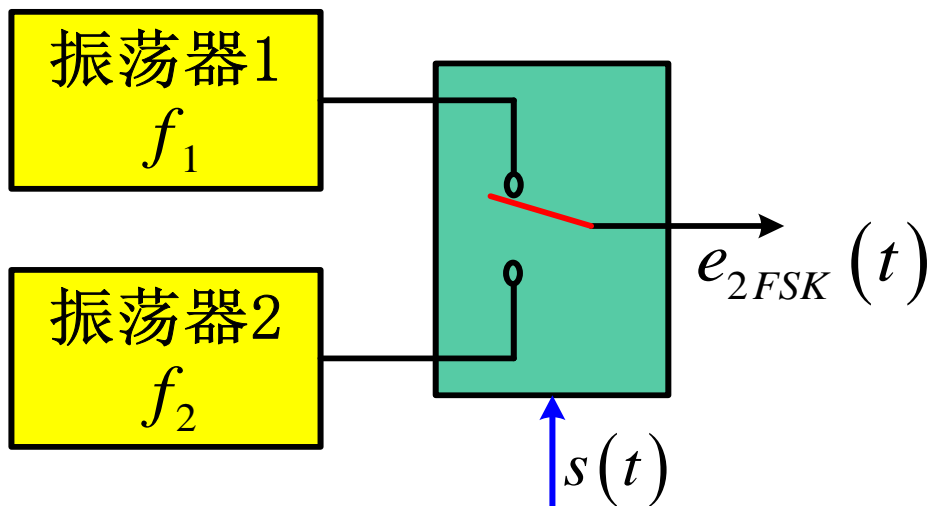
2、调制

(1) 模拟法



相位连续

(2) 键控法



相位一般不连续

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



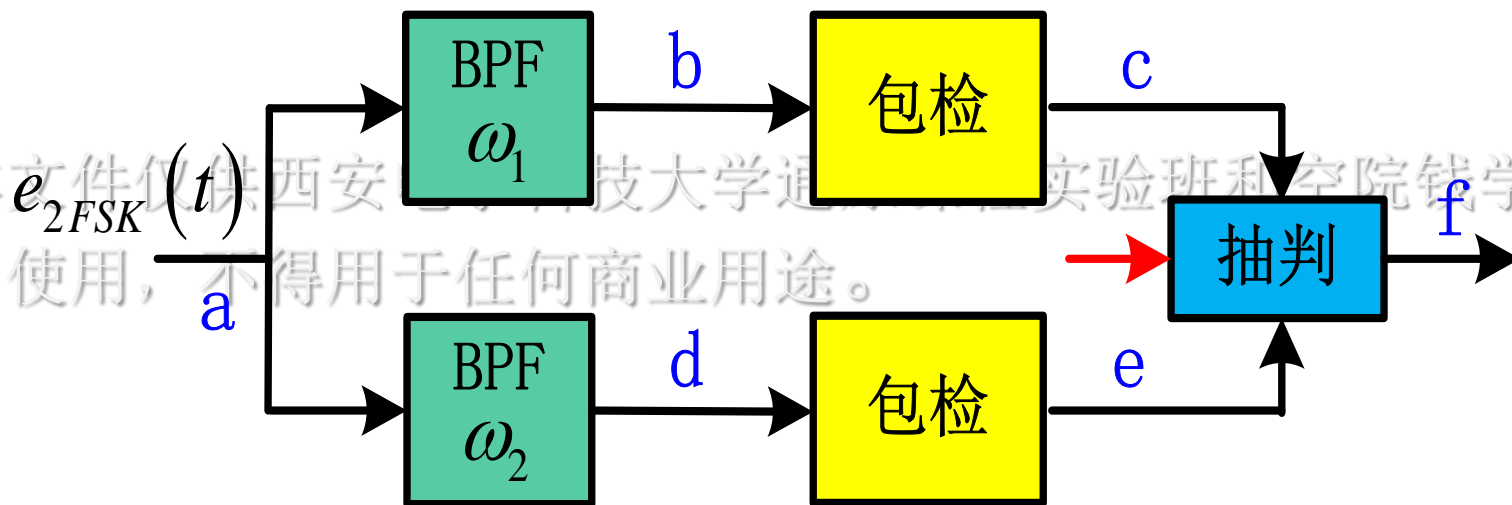
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

3、解调

(1) 非相干解调法



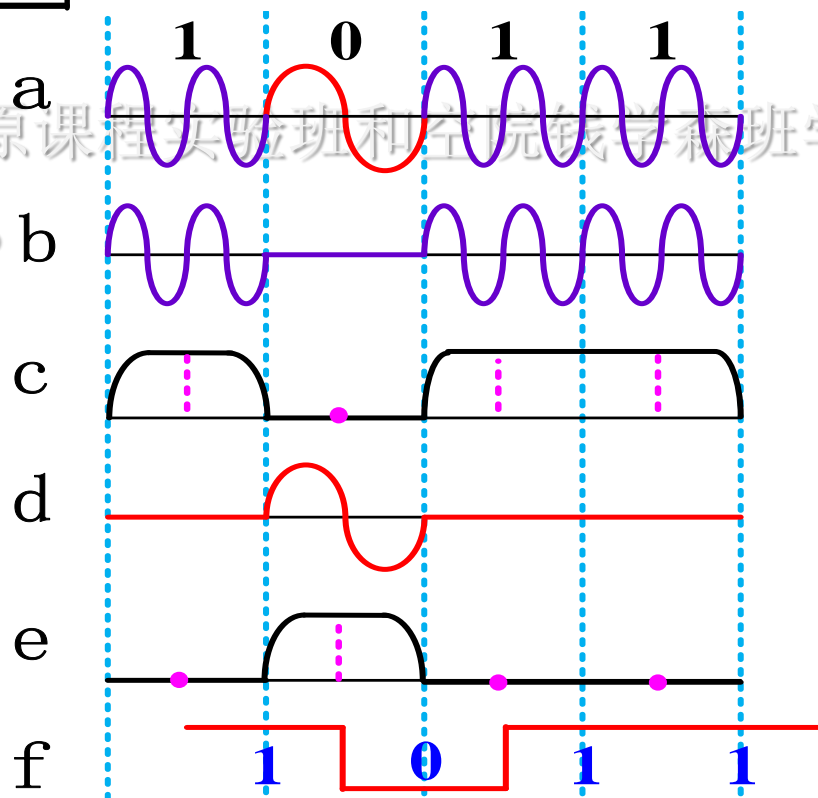
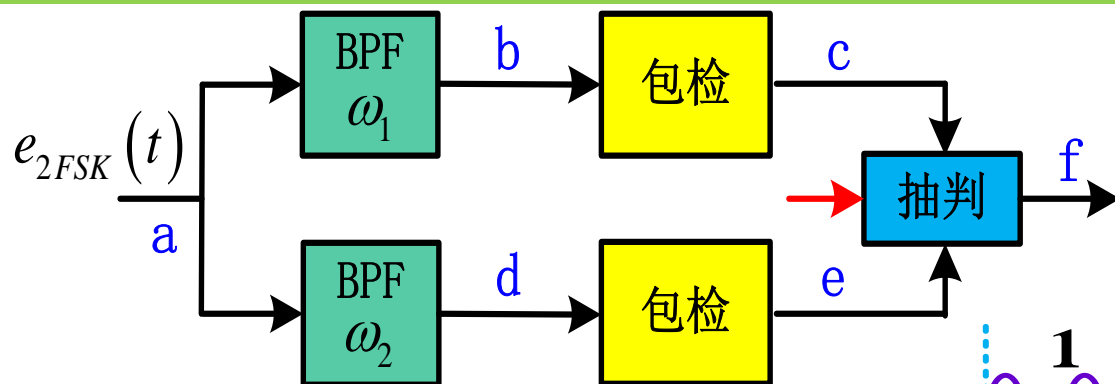
$\begin{cases} \text{上} > \text{下} & \text{判为 "1"} \\ \text{上} \leq \text{下} & \text{判为 "0"} \end{cases}$



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院



$\begin{cases} \text{上} > \text{下} & \text{判为 "1"} \\ \text{上} \leq \text{下} & \text{判为 "0"} \end{cases}$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

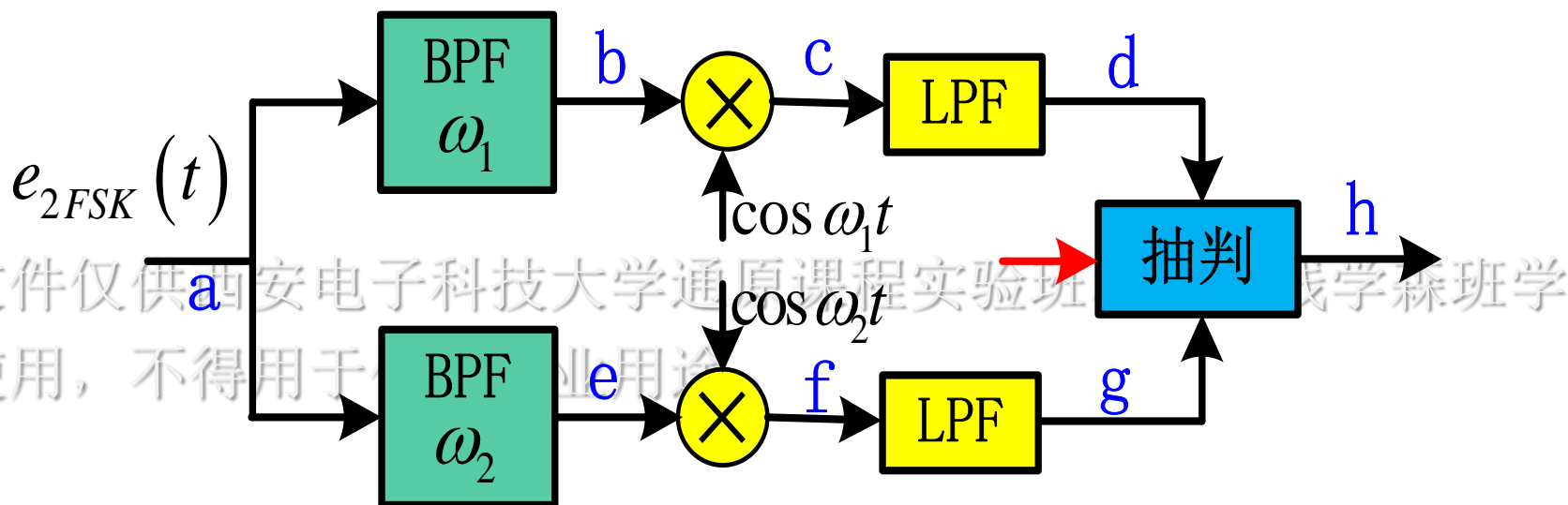


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 相干解调法



注： 为了减小两频率之间的相互串扰，要求频差要足够大。

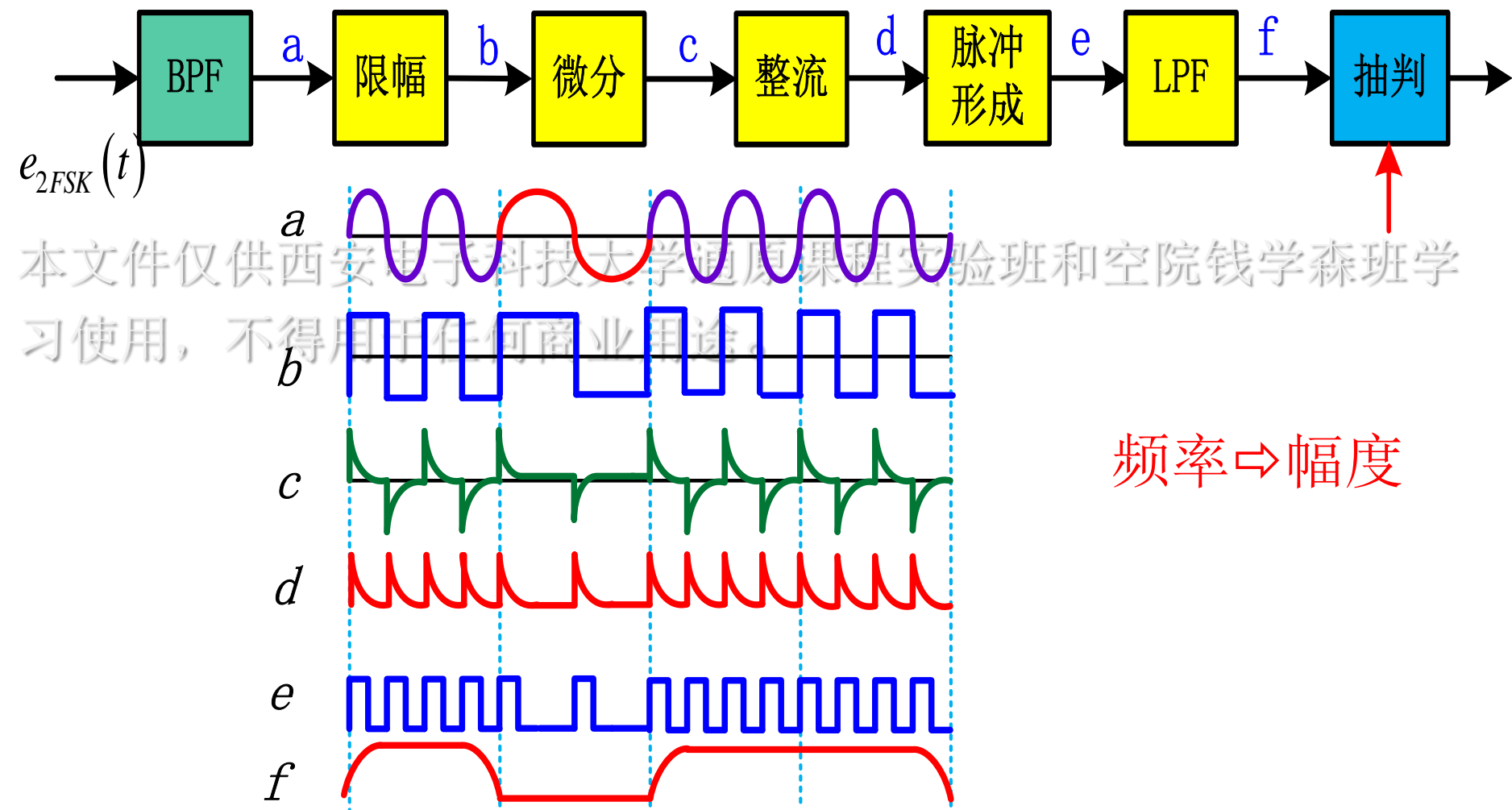


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

(3) 过零检测法





7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

4、功率谱密度

$$\because e_{2FSK}(t) = s(t) \cos \omega_1 t + s_1(t) \cos \omega_2 t \quad \text{相位不连续}$$

$$\therefore P_{2FSK}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_1) + P_s(f - f_1)] + \frac{1}{4} [P_{s_1}(f + f_2) + P_{s_1}(f - f_2)]$$

$$\text{若 } P = \frac{1}{2}$$

$$P_s(f) = P_{s_1}(f) = \frac{T_s}{4} Sa^2(\pi f T_s) + \frac{1}{4} \delta(f)$$

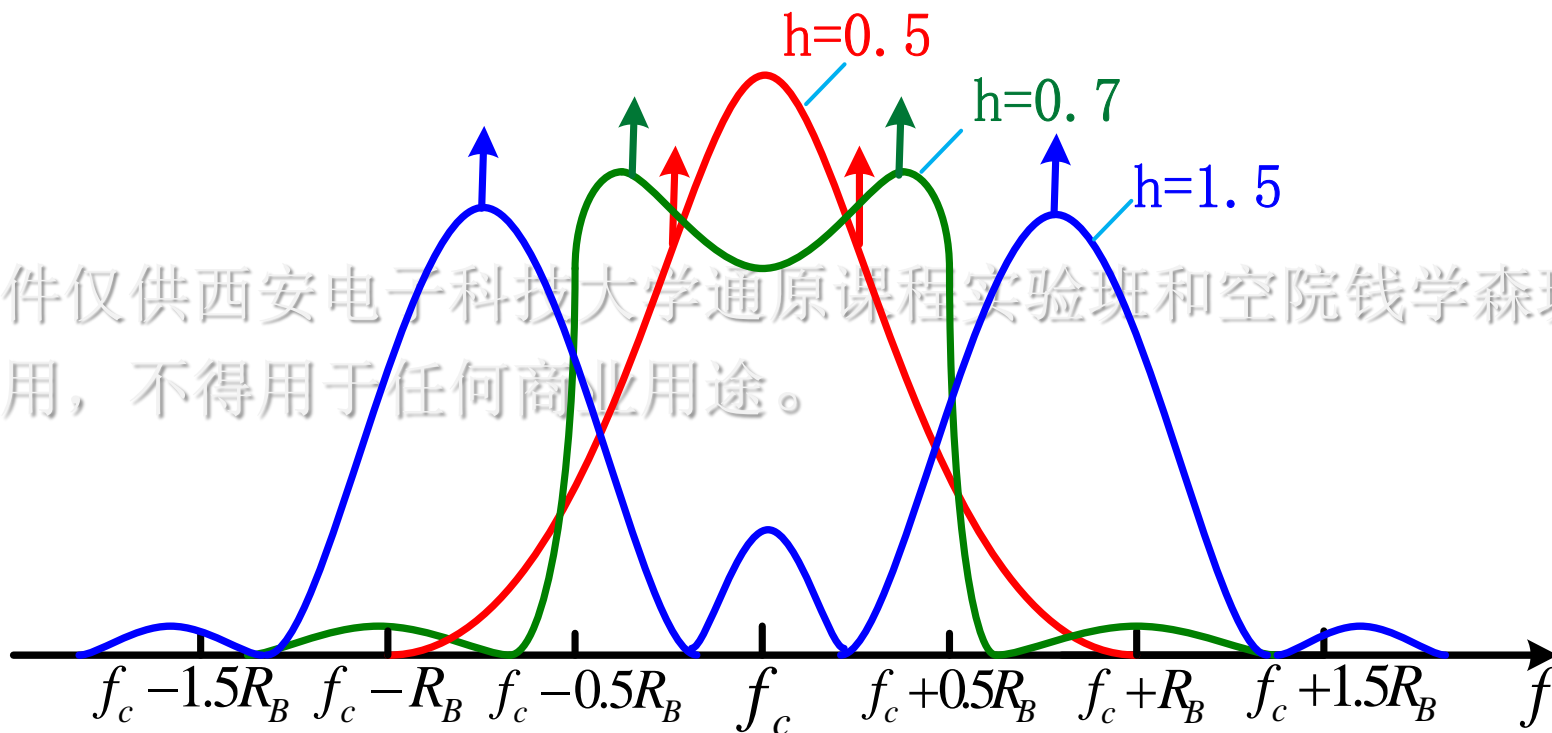


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

相位不连续2FSK信号的功率谱示意图：



$$f_c = (f_1 + f_2) / 2$$

调制指数：

$$h = |f_1 - f_2| / R_B$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

2FSK信号频谱特征：

①包括连续谱和离散谱 (f_1, f_2) ；

②若 h 较小，为单峰， h 较大，为双峰；

③谱零点带宽： $B_{2FSK} = |f_1 - f_2| + \frac{2}{T_s}$



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

三、二进制移相键控（2PSK）

1、信号表示及波形

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

双极性不归零

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$e_{2PSK}(t) = s(t)c(t)$$

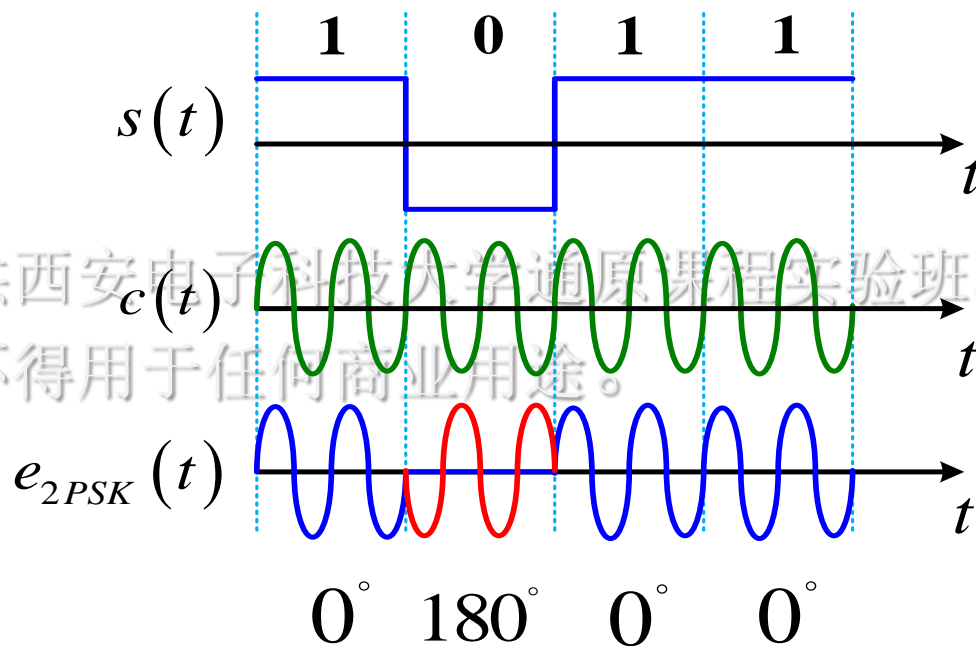


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

$$e_{2PSK}(t) = s(t)c(t)$$



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

$$\varphi_n = \begin{cases} 0^\circ, & \text{"1"} \\ 180^\circ, & \text{"0"} \end{cases}$$



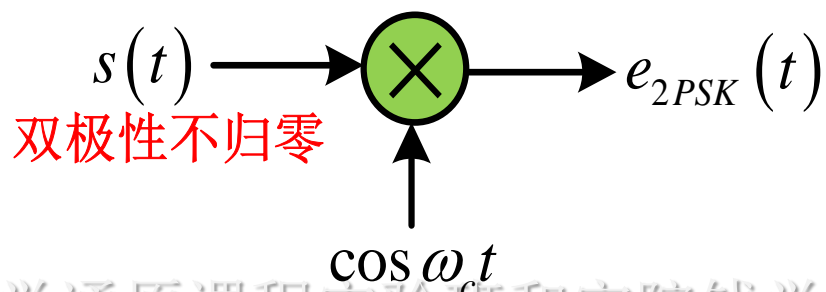
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

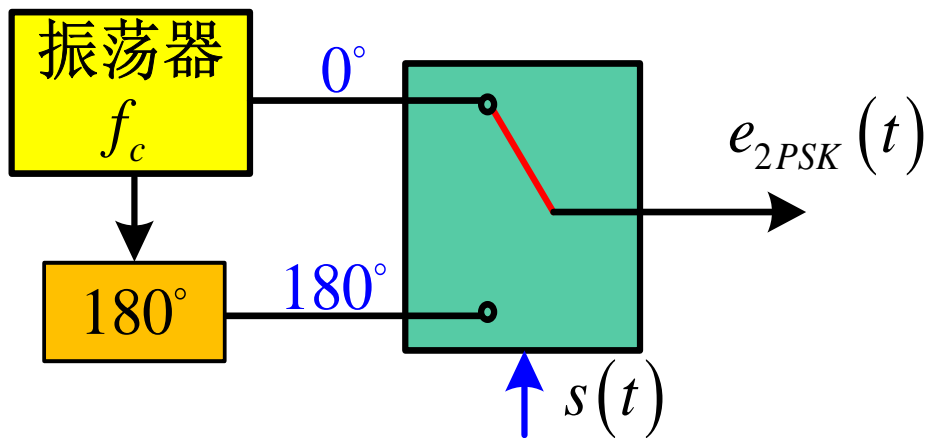
2、调制

(1) 模拟法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

(2) 键控法





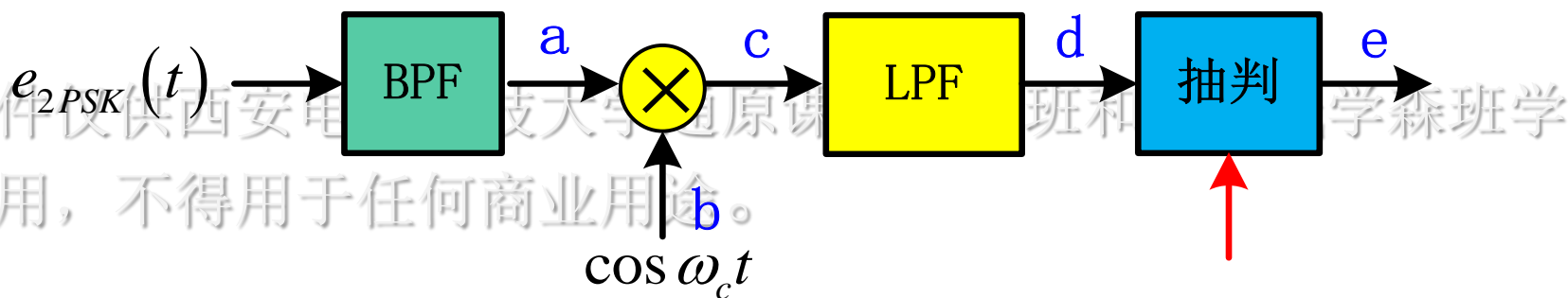
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

3、解调

相干解调法（2PSK信号唯一的解调方法）

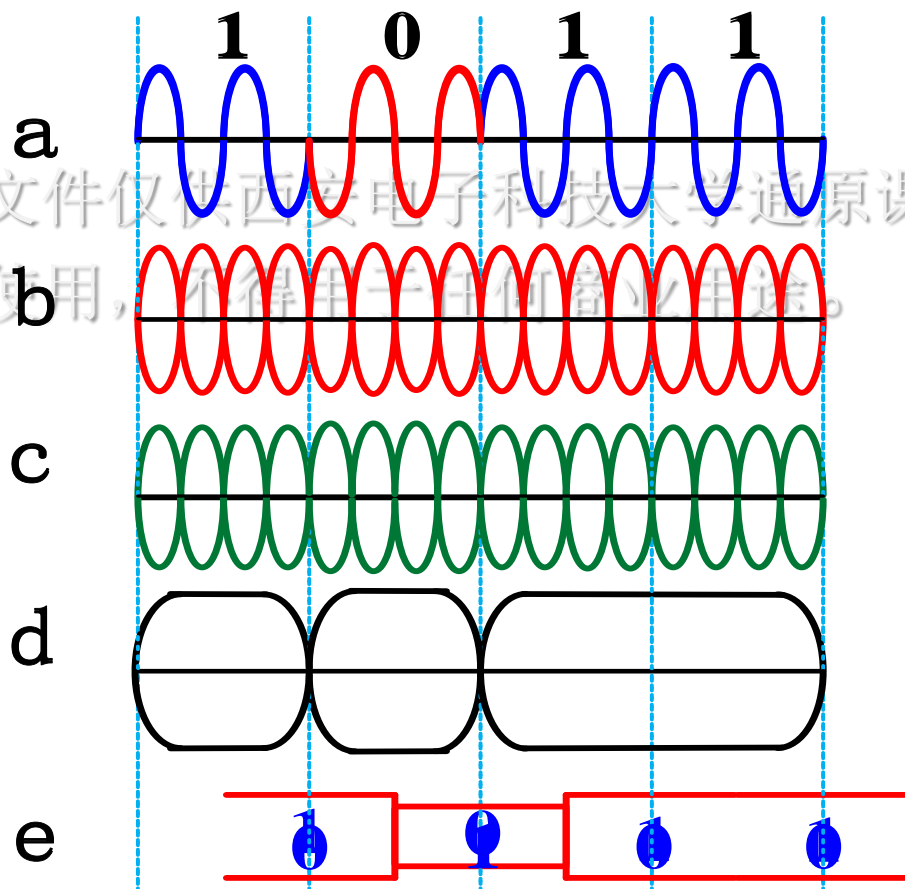
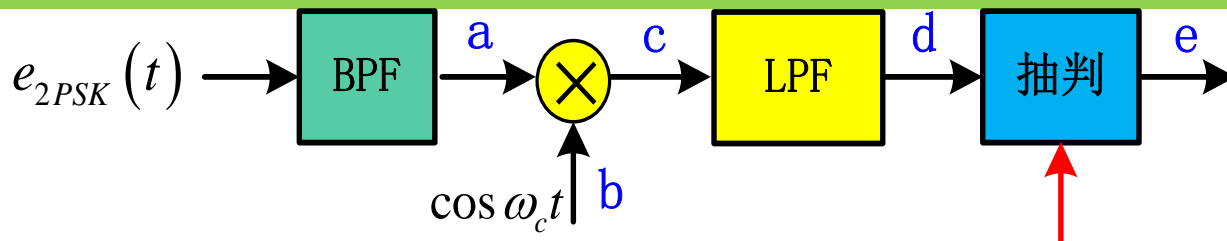




7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院



问题: 载波恢复过程中存在 180° 的相位模糊, 所以 2PSK 信号的相干解调会出现随机的“倒 π ”现象。

方法: 采用 2DPSK



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

4、功率谱密度

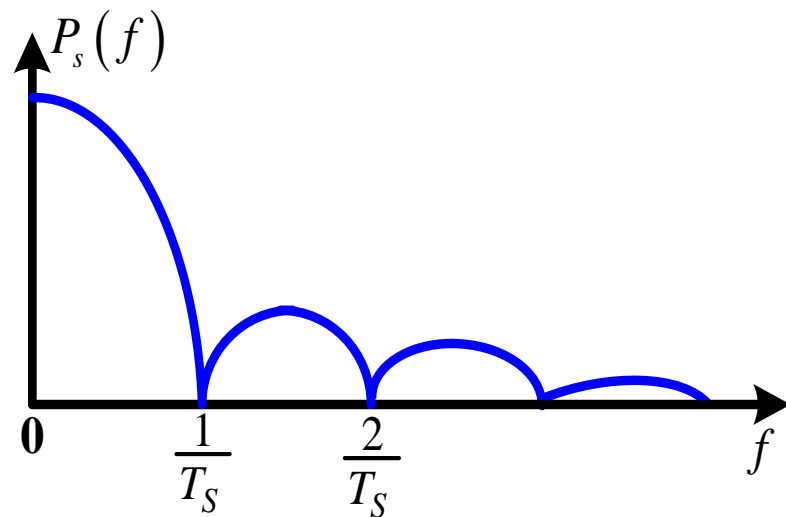
$$\because e_{2PSK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

$$\therefore P_{2PSK}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$\text{若 } P = \frac{1}{2}$$

$$P_s(f) = T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s)$$





7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

四、二进制差分移相键控（2DPSK）

2PSK：利用载波相位的绝对数值来表示数字信息。

绝对移相

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

2DPSK：利用前后相邻码元的载波相对相位变化来表示数字信息。

相对移相



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

$$\Delta\varphi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \begin{cases} 0^\circ, & \text{“0”} \\ 180^\circ, & \text{“1”} \end{cases}$$

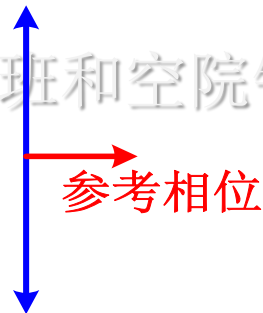
$$\varphi_n = \begin{cases} 0^\circ, & \text{“1”} \\ 180^\circ, & \text{“0”} \end{cases}$$

矢量图:

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



A方式



B方式

参考相位: 未调载波相位 → 2PSK
前一码元载波相位 → 2DPSK



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

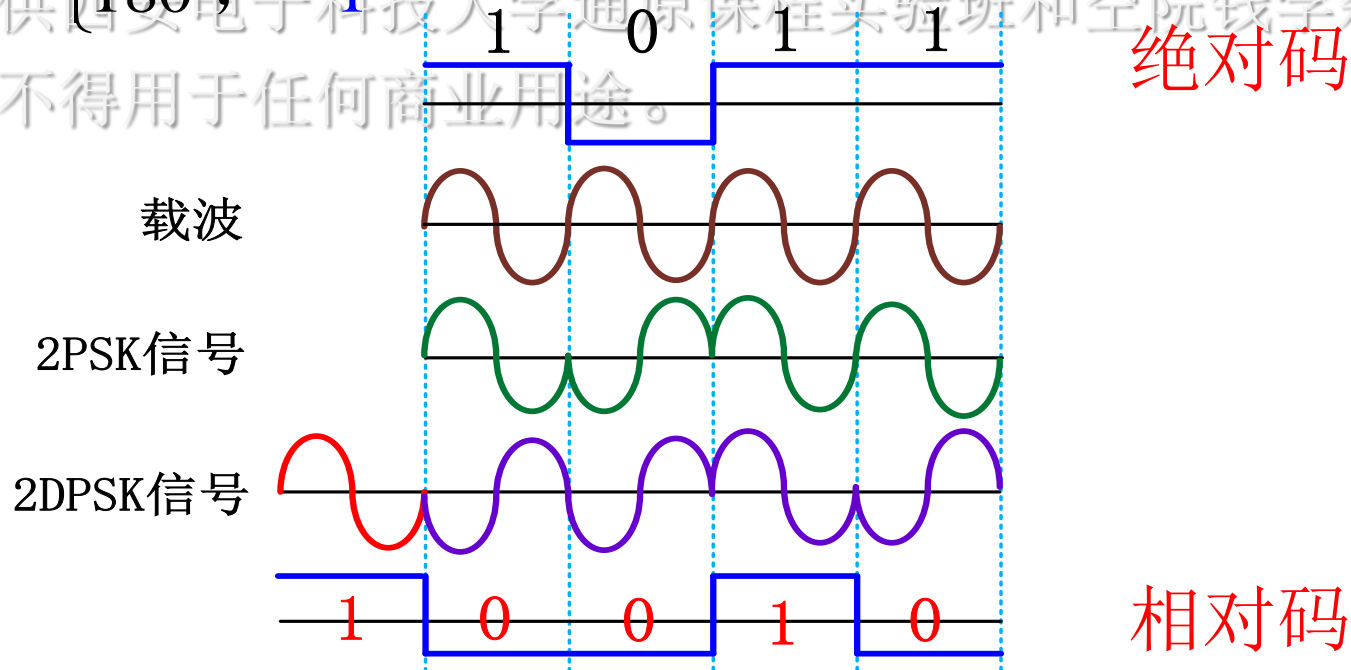
1、信号波形

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

$$\Delta\varphi_n = \begin{cases} 0^\circ, & \text{“0”} \\ 180^\circ, & \text{“1”} \end{cases}$$

二进制数字信息:	1	0	1	1
2DPSK信号相位:(0)	π	π	0	π
或 (π)	0	0	π	0

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



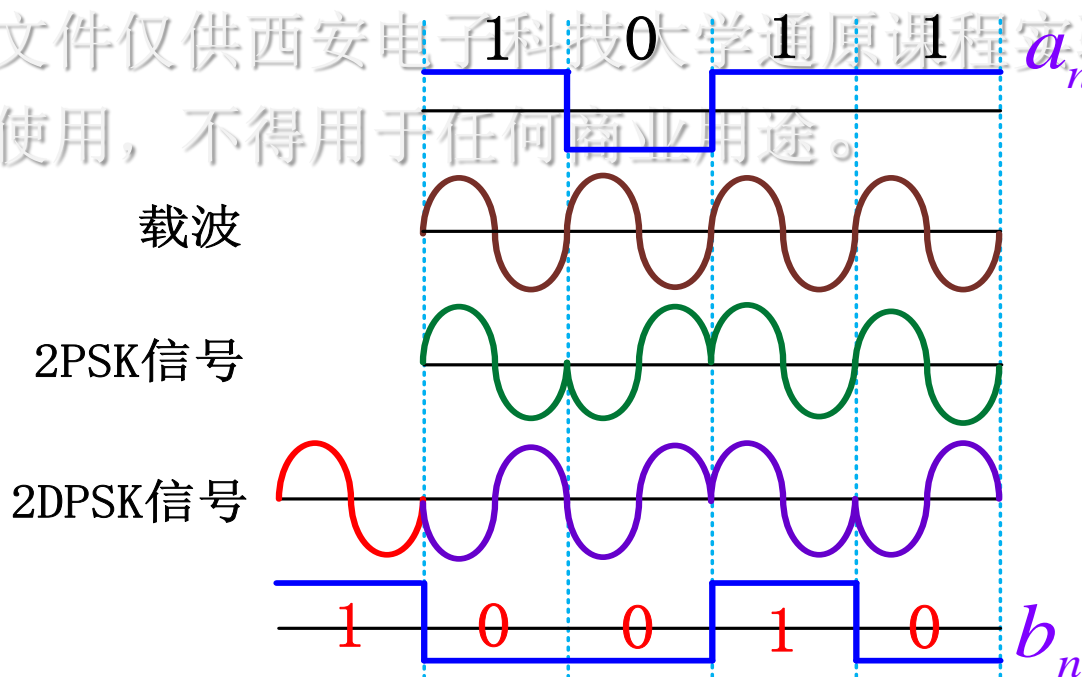
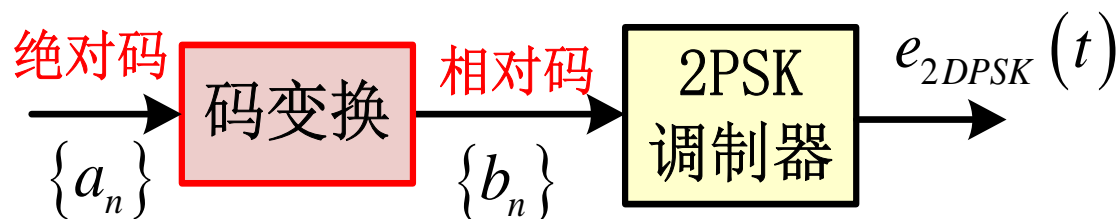


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

2PSK和2DPSK关系:



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

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



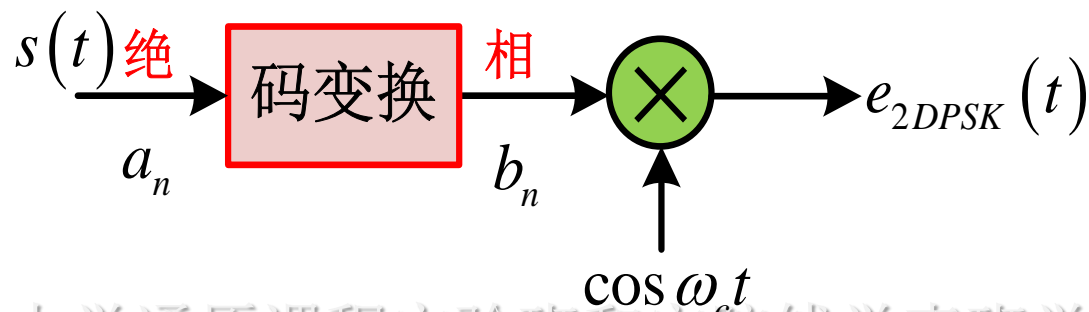
7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

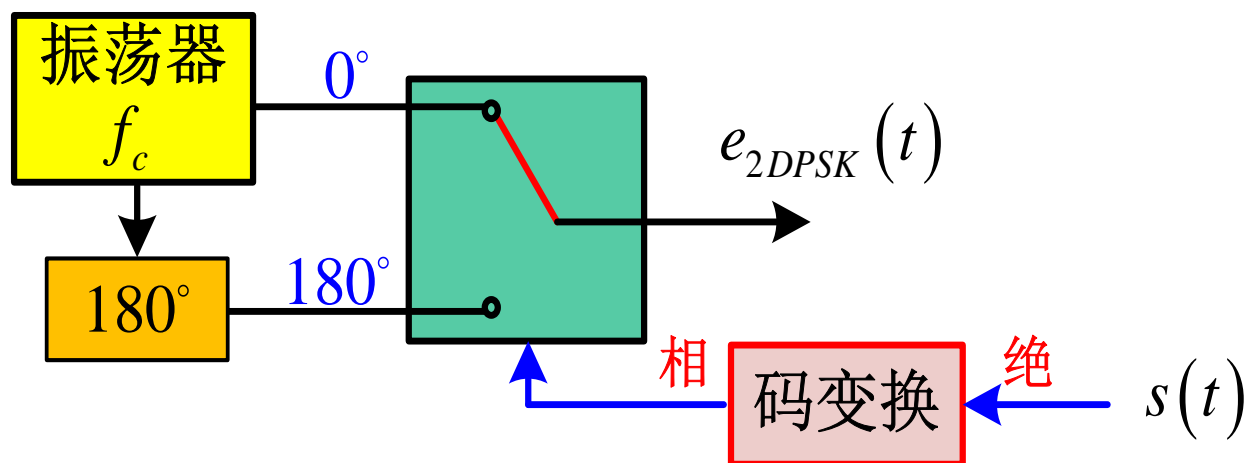
通信工程学院

2、调制

(1) 模拟法



(2) 键控法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

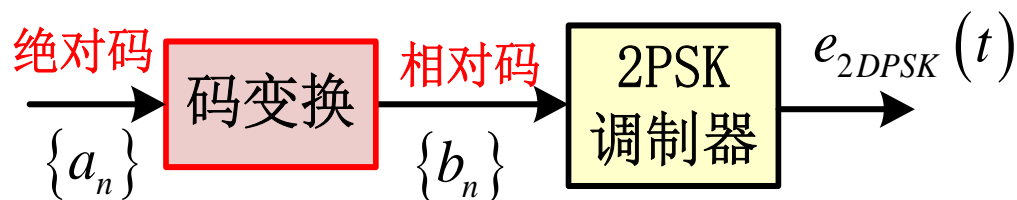


7.1 二进制调制与解调原理

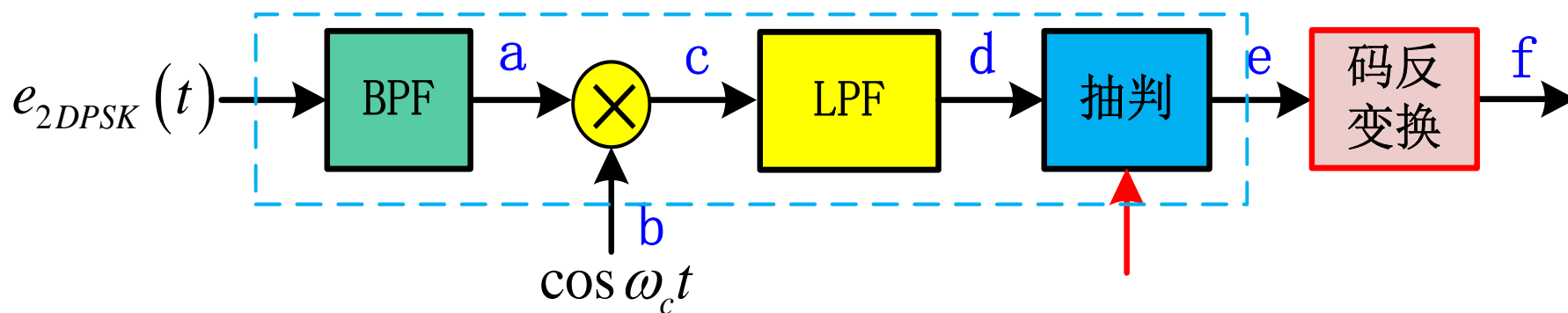
西安电子科技大学

通信工程学院

3、解调



(1) 相干解调-码反变换法

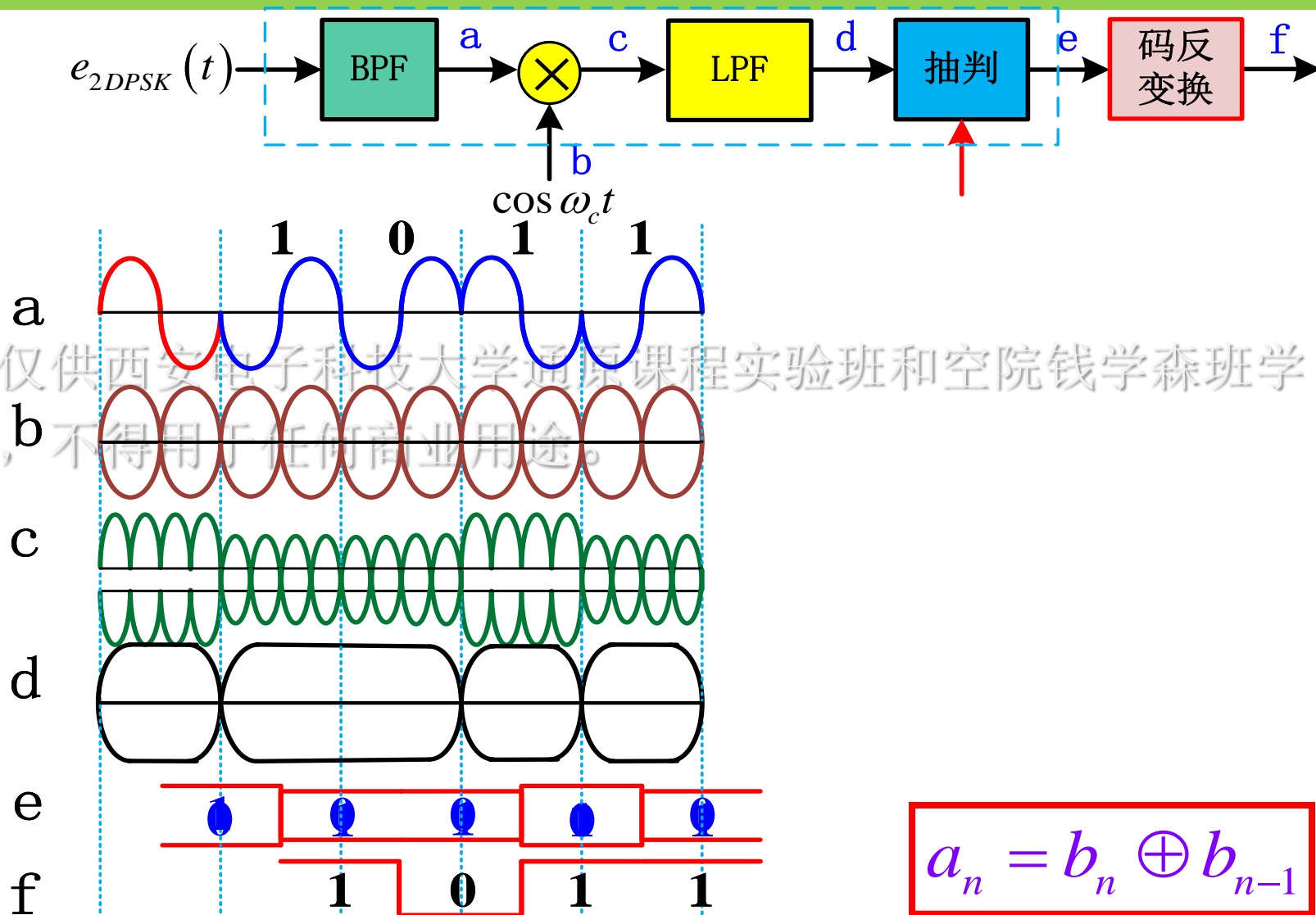




7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院



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



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

2DPSK克服载波相位模糊的原因：

2PSK：用载波相位的绝对数值来传信息，故载波相位变了，信息也必然发生变化。

2DPSK：用相邻码元的载波相位差来传信息，故即使载波相位变了，而 $\Delta\varphi_n$ 不变，所传信息也不变。

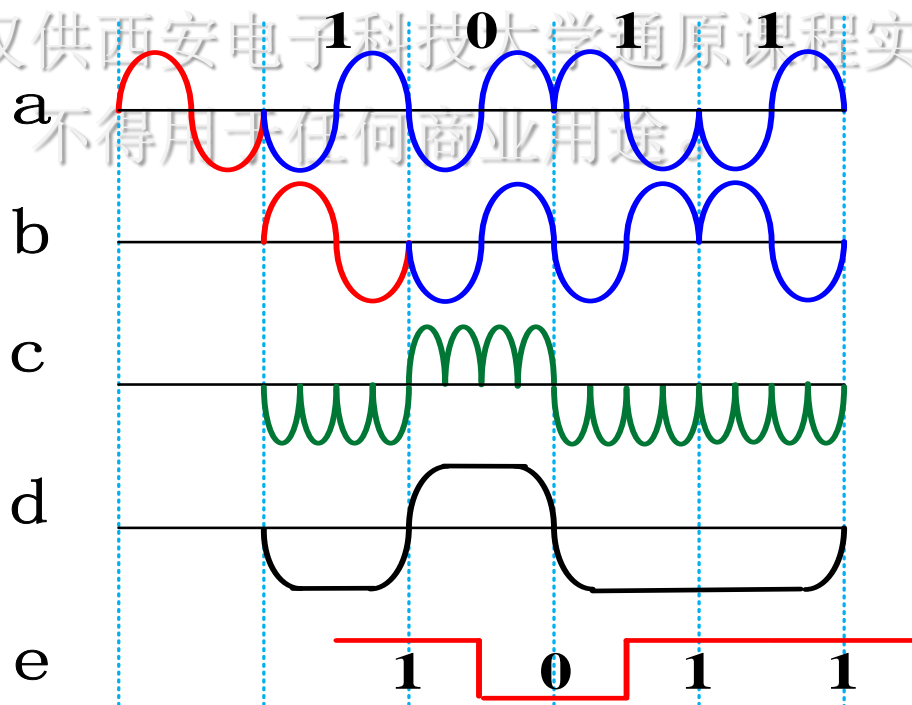
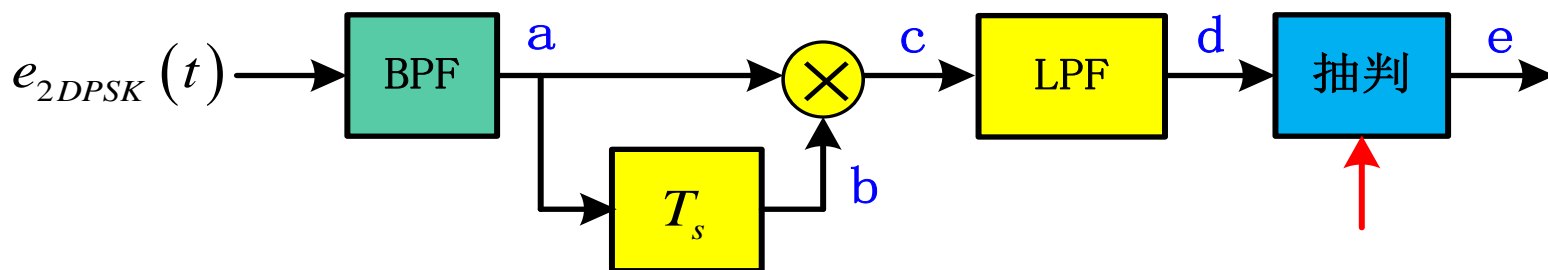


7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 差分相干解调法 (相位比较法)



$$\Delta\varphi_n = \begin{cases} 0^\circ, & \text{"0"} \\ 180^\circ, & \text{"1"} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{抽样值} < 0 \rightarrow \text{"1"} \\ \text{抽样值} > 0 \rightarrow \text{"0"} \end{cases}$$



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

注：绝对码与相对码之间的逻辑关系、判决规则与调制规则相对应。

4、功率谱密度

与2PSK相同。

$$B_{2DPSK} = \frac{2}{T_s}$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 某2DPSK系统， $R_B = 1200B$ ， $f_c = 2400Hz$ ，
发送信息为101011。

(1) 画出差分相干解调的原理框图；

(2) 画出差分相干解调在发送信息作用下各点的
波形；

(3) 求2DPSK信号的谱零点带宽。



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 已知2PSK系统的传输速率为2400b/s，试求

(1) 2PSK信号的主瓣带宽和频带利用率 (bps/Hz) ；

(2) 若对基带信号采用 $\alpha = 0.4$ 的余弦滚降滤波预处理，再进行2PSK调制，这时占用的信道带宽和频带利用率 (bps/Hz) 。

解：(1) $B_{2PSK} = 2R_B = 2R_b = 4800Hz$

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} = 0.5 (bps / Hz)$$

$$(2) B = (1 + \alpha) R_B = 3360Hz \quad \eta_b = 0.71 (bps / Hz)$$



7.1 二进制调制与解调原理

西安电子科技大学

通信工程学院

思考：

1、二进制数字调制中, 哪些是线性调制, 哪些是非线性调制?

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用, 不得用于其他商业用途。

2、数字频带传输系统的最大频带利用率是多少?

$$\eta_{\max \text{基带}} = 2 \text{Baud} / \text{Hz}$$

$$\text{线性调制: } \eta_{\max \text{频带}} = 1 \text{Baud} / \text{Hz}$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

性能指标：误码率

信道模型：加性噪声信道

$$C(\omega) = c$$



高斯白噪声

本文件仅供西安电子科技大学课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

随机知识：窄带高斯噪声

正弦波+窄带高斯噪声

分析方法：借用基带系统的方法和结论



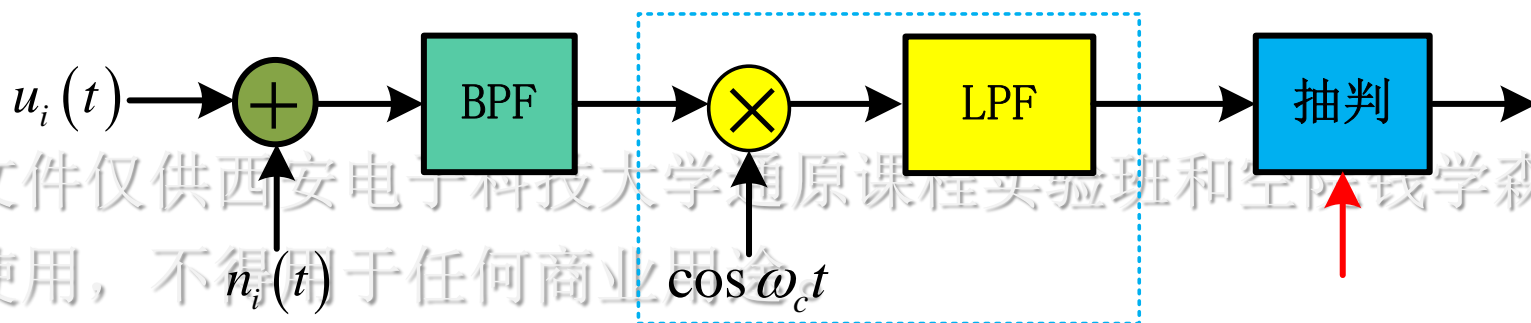
7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

一、2ASK系统的抗噪声性能

1、相干解调法



发:
$$e_{2ASK}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t, & \text{"1"} \\ 0, & \text{"0"} \end{cases}$$

收:
$$u_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t, & \text{"1"} \\ 0, & \text{"0"} \end{cases}$$

$$a = cA$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

窄带高斯噪声

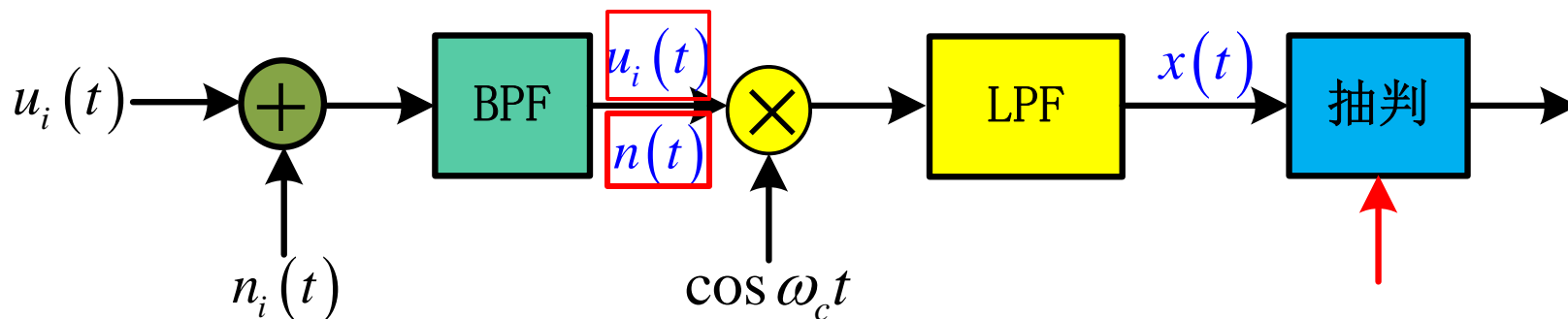
$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$\sigma_n^2 = n_0 B$$

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

$$y(t) = u_i(t) + n(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{"1"} \\ n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{"0"} \end{cases}$$

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





7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

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

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

$$\text{发 “1” : } x \sim N(a, \sigma_n^2)$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

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

$$\text{发 “0” : } x \sim N(0, \sigma_n^2)$$

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



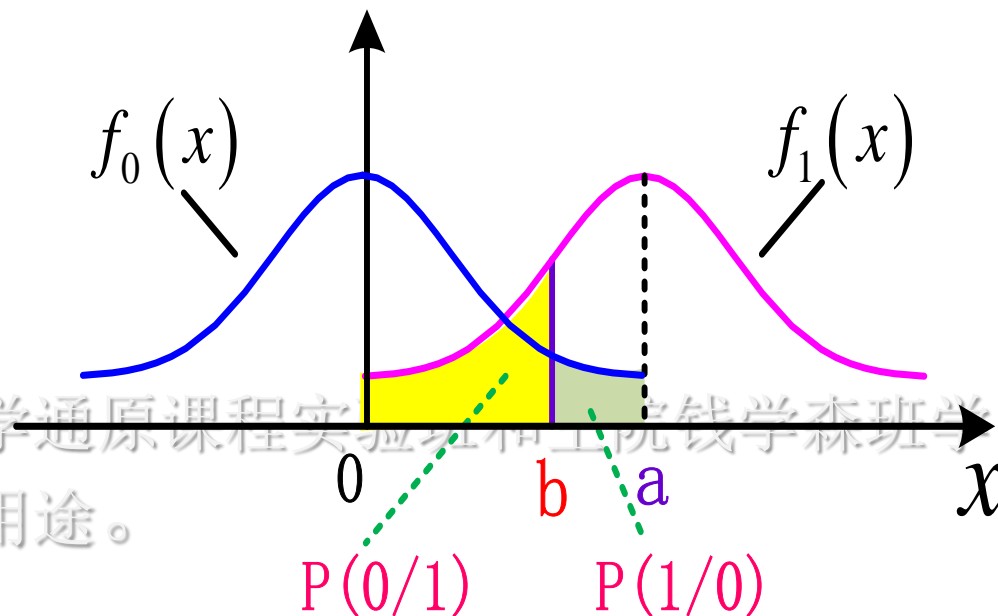
7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$\begin{aligned} P(0/1) &= P(x \leq b) \\ &= \int_{-\infty}^b f_1(x) dx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P(1/0) &= P(x > b) \\ &= \int_b^{\infty} f_0(x) dx \end{aligned}$$



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

$$\frac{\partial P_e}{\partial b} = 0 \Rightarrow b^* \Rightarrow P_e = F(b^*)$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

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

$$\text{令 } \frac{\partial P_e}{\partial b} = 0 \quad P(1) f_1(b^*) - P(0) f_0(b^*) = 0$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

最佳判决门限：
$$b^* = \frac{a}{2} + \frac{\sigma_n^2}{a} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学


通信工程学院

2ASK相干解调时总的误码率：

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

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

解调器的输入信噪比

当 $r \gg 1$ 

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

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi x}} e^{-x^2} \quad x \gg 1$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

借助单极性基带系统结论：

$$\text{2ASK: } x(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s), & \text{“1”} \\ n_c(kT_s), & \text{“0”} \end{cases}$$

$$\text{单极性基带: } x(kT_s) = \begin{cases} A + n_R(kT_s), & \text{“1”} \\ n_R(kT_s), & \text{“0”} \end{cases}$$

$$\text{单极性基带结论: } V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$\text{等概: } V_{d\text{单}}^* = \frac{A}{2} \quad P_{e\text{单}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

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

$$\text{等概: } V_d^* = \frac{a}{2} \quad P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{a}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和学院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

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



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

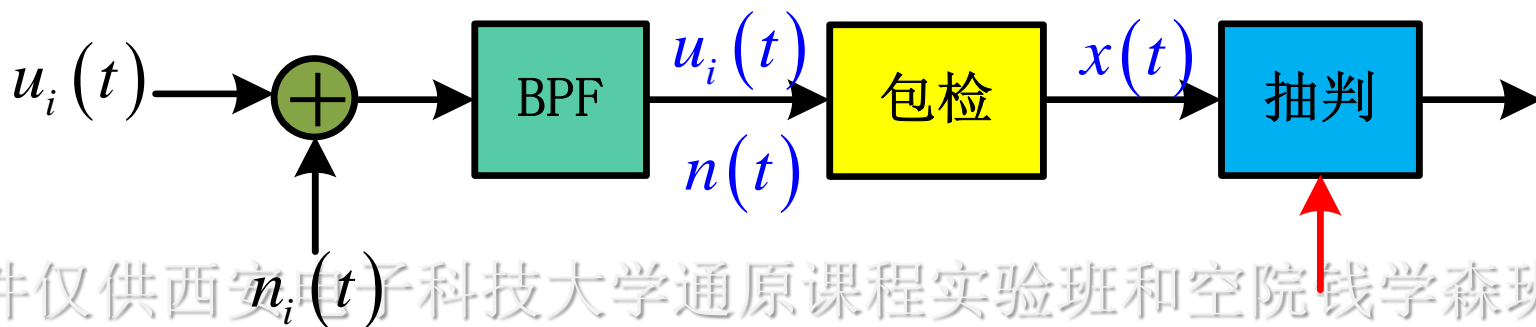


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

2、包络检波法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$y(t) = u_i(t) + n(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{"1"} \\ n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{"0"} \end{cases}$$

$$x(t) = \begin{cases} \sqrt{[a + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} & \text{"1"} & \text{广义瑞利} & f_1(x) \\ \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} & \text{"0"} & \text{瑞利} & f_0(x) \end{cases}$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

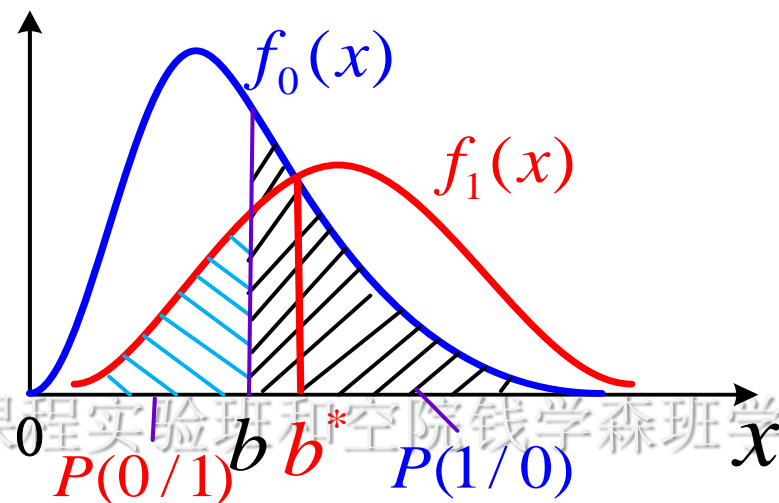
通信工程学院

$$P(0/1) = P(x \leq b)$$

$$= \int_0^b f_1(x) dx$$

$$P(1/0) = P(x > b)$$

$$= \int_b^{\infty} f_0(x) dx$$



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

若 $P(1) = P(0)$ ，用图解法确定最佳判决门限：

$$\text{令 } f_1(x) = f_0(x)$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

当 $r \gg 1$ 时, $b^* = \frac{a}{2}$ 取决于信号

$r \ll 1$ 时, $b^* = \sqrt{2\sigma_n^2}$ 取决于噪声

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

解调器的输入信噪比

通常 $r \gg 1$, 则 $b^* = \frac{a}{2}$

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

$r \rightarrow \infty$



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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 设某2ASK系统中二进制码元传输速率为9600波特，发送“1”符号和“0”符号的概率相等，接收端分别采用同步检测法和包络检波法对该2ASK信号进行解调。已知接收端输入信号幅度 $a = 1mV$ ，信道等效加性高斯白噪声的双边功率谱密度 $\frac{n_0}{2} = 4 \times 10^{-13} W / Hz$ 。试求

- (1) 相干解调时系统总的误码率；
- (2) 包络检波法解调时系统总的误码率。



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

解： (1) $B = 2R_B = 2 \times 9600 = 19200 \text{ Hz}$

$$\sigma_n^2 = \frac{n_0}{2} \times 2B = 4 \times 10^{-13} \times 2 \times 19200 = 1.536 \times 10^{-8} \text{ W}$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{1 \times 10^{-6}}{2 \times 1.536 \times 10^{-8}} \approx 32.55 \gg 1$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{4}} \right) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}} = 2.89 \times 10^{-5}$$

$$(2) P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}} = 1.46 \times 10^{-4}$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

2ASK抗噪声性能总结：

- 相同 r 下，相干解调的抗噪声性能略优于包络检波法；
- 包络检波法设备比较简单；
- 包络检波法存在门限效应。



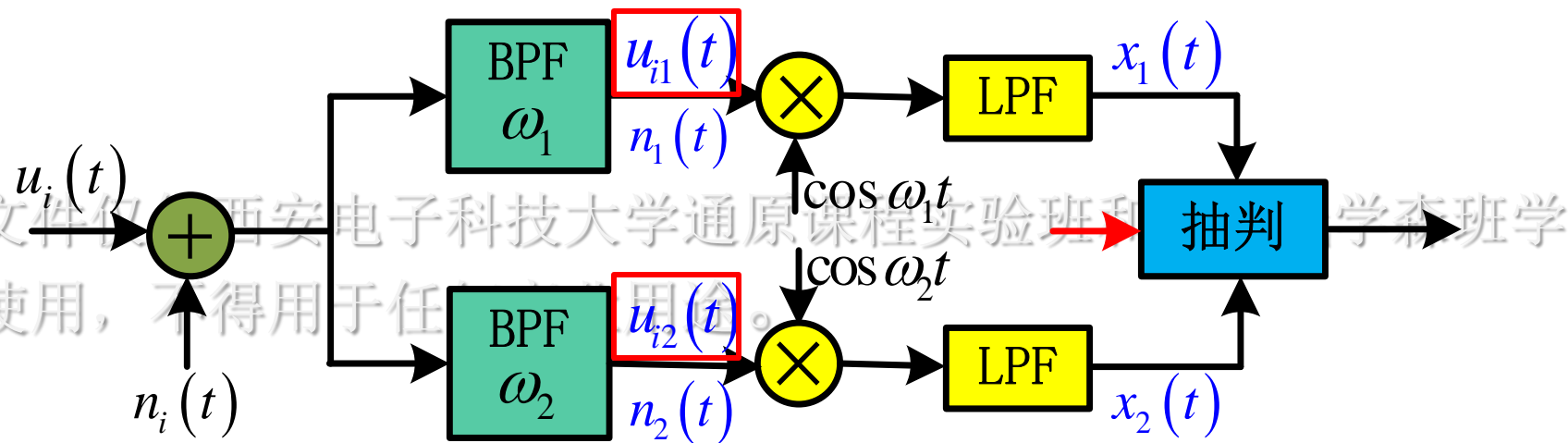
7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

二、2FSK系统的抗噪声性能

1、相干解调法



接收信号:

$$u_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_1 t, & \text{"1"} \\ a \cos \omega_2 t, & \text{"0"} \end{cases}$$

$$u_{i1}(t) = \begin{cases} a \cos \omega_1 t, & \text{"1"} \\ 0, & \text{"0"} \end{cases}$$

$$u_{i2}(t) = \begin{cases} 0, & \text{"1"} \\ a \cos \omega_2 t, & \text{"0"} \end{cases}$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$n_1(t) = n_{c1}(t) \cos \omega_1 t - n_{s1}(t) \sin \omega_1 t$$

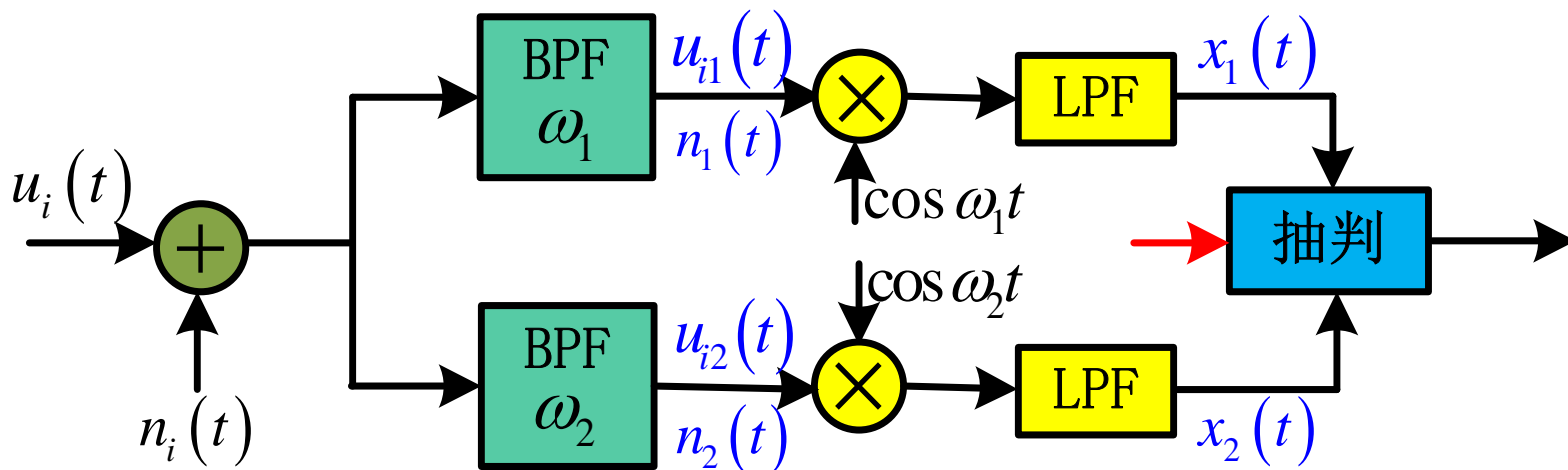
$$n_2(t) = n_{c2}(t) \cos \omega_2 t - n_{s2}(t) \sin \omega_2 t$$

$$n_1, n_2 \sim N(0, \sigma_n^2)$$

设发“1”，则

$$y_1(t) = u_{i1}(t) + n_1(t) = [a + n_{c1}(t)] \cos \omega_1 t - n_{s1}(t) \sin \omega_1 t$$

$$y_2(t) = u_{i2}(t) + n_2(t) = n_{c2}(t) \cos \omega_2 t - n_{s2}(t) \sin \omega_2 t$$





7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$x_1(t) = a + n_{c1}(t) \quad x_1 \sim N(a, \sigma_n^2) \quad f_1(x_1)$$

$$x_2(t) = n_{c2}(t) \quad x_2 \sim N(0, \sigma_n^2) \quad f_1(x_2)$$

$$P(0/1) = P(x_1 \leq x_2) = P(x_1 - x_2 \leq 0)$$

$$\text{令 } z = a + n_{c1} - n_{c2} \quad z \sim N(a, 2\sigma_n^2) \quad f(z)$$

$$P(0/1) = P(z \leq 0) = \int_{-\infty}^0 f(z) dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right)$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

2FSK相干解调时总的误码率：

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

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

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于商业用途。

$$\sigma_n^2 = n_0 B$$

$$B = ?$$

当 $r \gg 1$



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

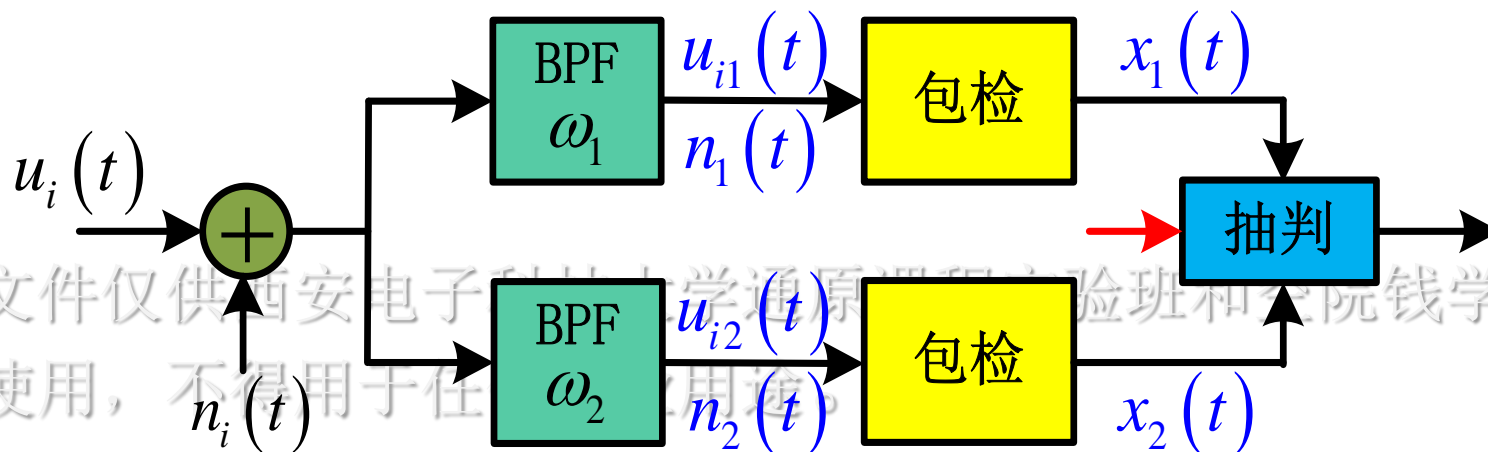


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

2、包络检波法



设发“1”，则

$$y_1(t) = u_{i1}(t) + n_1(t) = [a + n_{c1}(t)] \cos \omega_1 t - n_{s1}(t) \sin \omega_1 t$$

$$y_2(t) = u_{i2}(t) + n_2(t) = n_{c2}(t) \cos \omega_2 t - n_{s2}(t) \sin \omega_2 t$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$x_1(t) = \sqrt{[a + n_{c1}(t)]^2 + n_{s1}^2(t)}$$

广义瑞利 $f_1(x_1)$

$$x_2(t) = \sqrt{n_{c2}^2(t) + n_{s2}^2(t)}$$

瑞利 $f_1(x_2)$

$$P(0/1) = P(x_1 \leq x_2)$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$= \int_0^{\infty} f_1(x_1) \left[\int_{x_1}^{\infty} f_1(x_2) dx_2 \right] dx_1 = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$$

2FSK包络检波法解调时总的误码率：

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

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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 2FSK系统，信道等效带宽为 2400Hz ，载频

$f_1 = 980\text{Hz}$, $f_2 = 1580\text{Hz}$, $R_b = 300\text{B}$ ，信道输出端的信噪比为6dB。

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

- (1) 计算2FSK信号的谱零点带宽；
- (2) 采用包络检波法解调时系统总的误码率；
- (3) 采用相干解调时系统总的误码率。



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

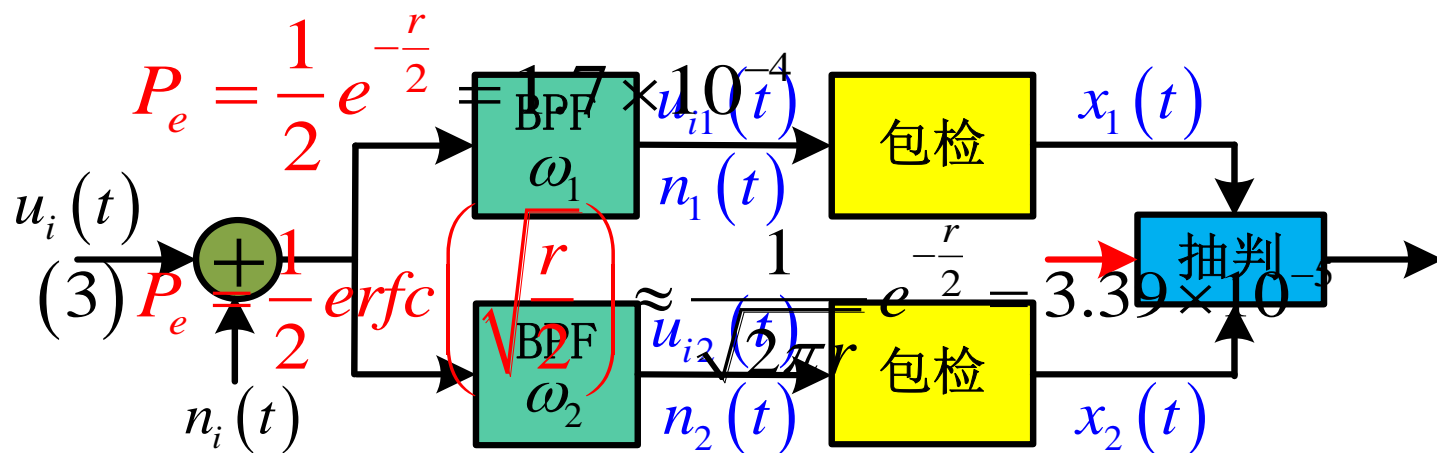
解: (1) $B_{2FSK} = |f_1 - f_2| + \frac{2}{T_s} = 1200 \text{ Hz}$

(2) 上下支路BPF的带宽: $B = \frac{2}{T_s} = 600 \text{ Hz}$

信道等效带宽: $B_c = 2400 \text{ Hz}$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用, 不得用于任何商业用途。

$$\therefore r_i = \frac{S}{n_0 B_c} = 6 \text{ dB} = 4 \quad \therefore r = r_o = \frac{S}{n_0 B} = 16$$





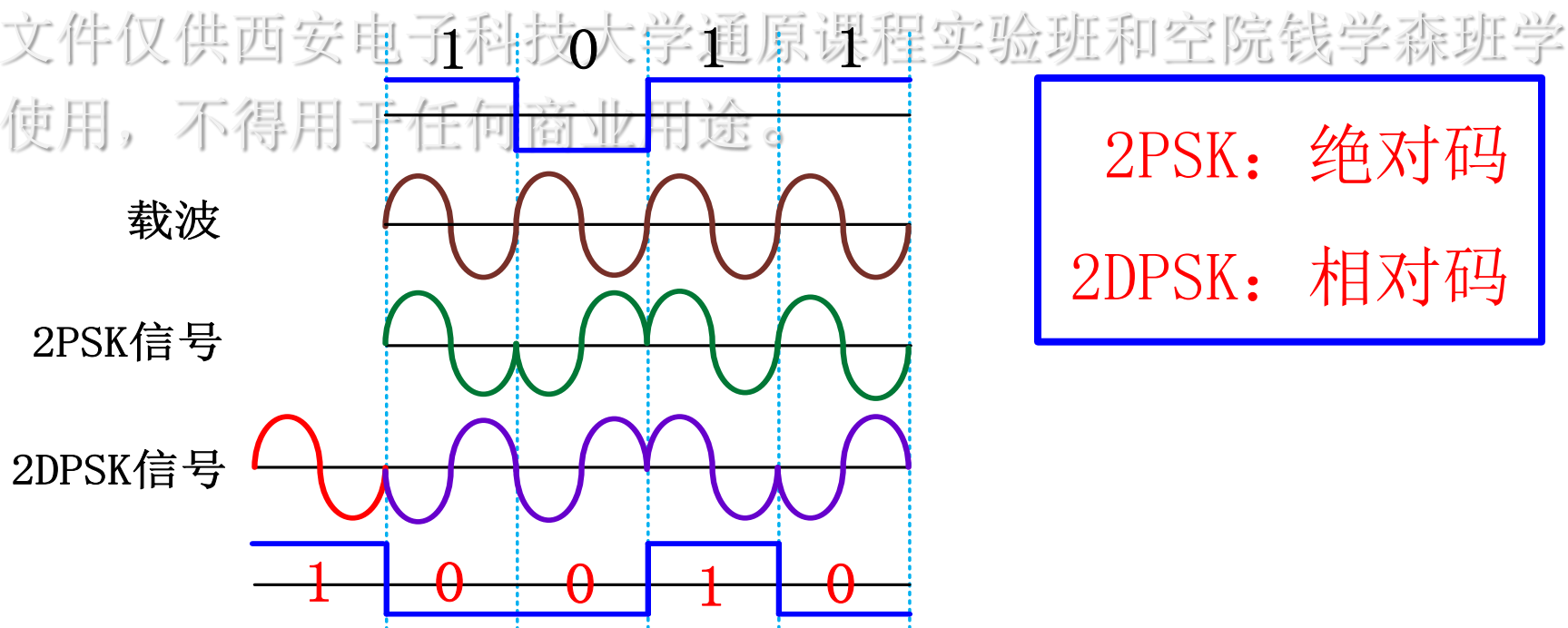
7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

三、2PSK、2DPSK系统的抗噪声性能

$$u_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t, & \text{"1"} \\ -a \cos \omega_c t, & \text{"0"} \end{cases}$$



2PSK: 绝对码

2DPSK: 相对码

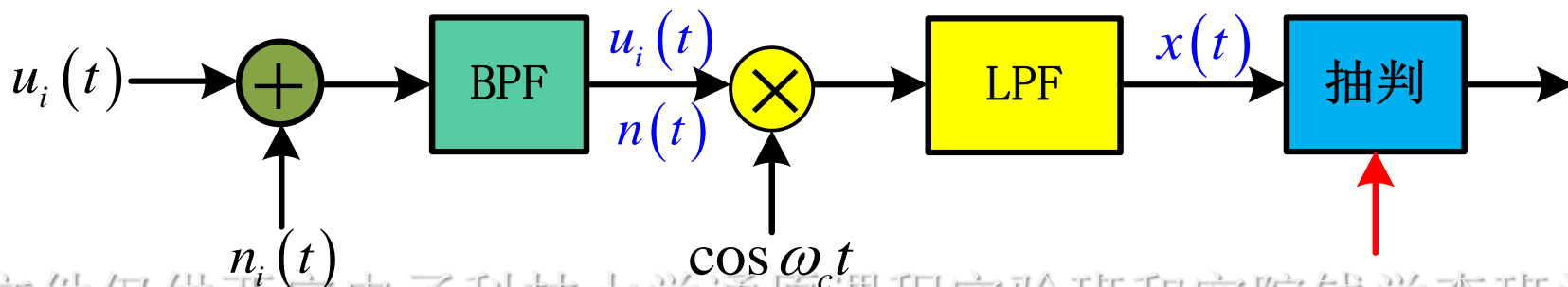


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

1、2PSK相干解调系统性能



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$u_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t, & \text{"1"} \\ -a \cos \omega_c t, & \text{"0"} \end{cases}$$

$$y(t) = u_i(t) + n(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{"1"} \\ [-a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t & \text{"0"} \end{cases}$$

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

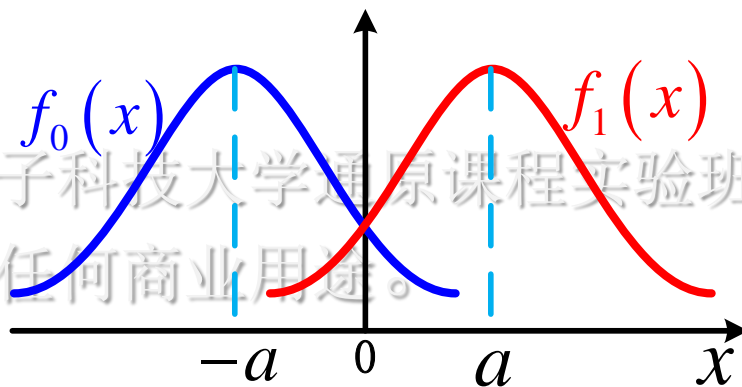


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$x(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s), & \text{"1"} \\ -a + n_c(kT_s), & \text{"0"} \end{cases}$$
$$x \sim N(a, \sigma_n^2) \quad f_1(x)$$
$$x \sim N(-a, \sigma_n^2) \quad f_0(x)$$



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

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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$\text{若 } P(1) = P(0) \quad b^* = 0$$

2PSK相干解调时总的误码率：

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

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

当 $r \gg 1$



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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

借助双极性基带系统结论：

$$\text{2PSK: } x(kT_s) = \begin{cases} a + n_c(kT_s), & \text{“1”} \\ -a + n_c(kT_s), & \text{“0”} \end{cases}$$

$$\text{双极性基带: } x(kT_s) = \begin{cases} A + n_R(kT_s), & \text{“1”} \\ -A + n_R(kT_s), & \text{“0”} \end{cases}$$

$$\text{双极性基带结论: } V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$\text{等概: } V_{d\text{双}}^* = 0 \quad P_{e\text{单}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$\text{2PSK结论: } V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2a} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$\text{等概: } V_d^* = 0 \quad P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

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



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



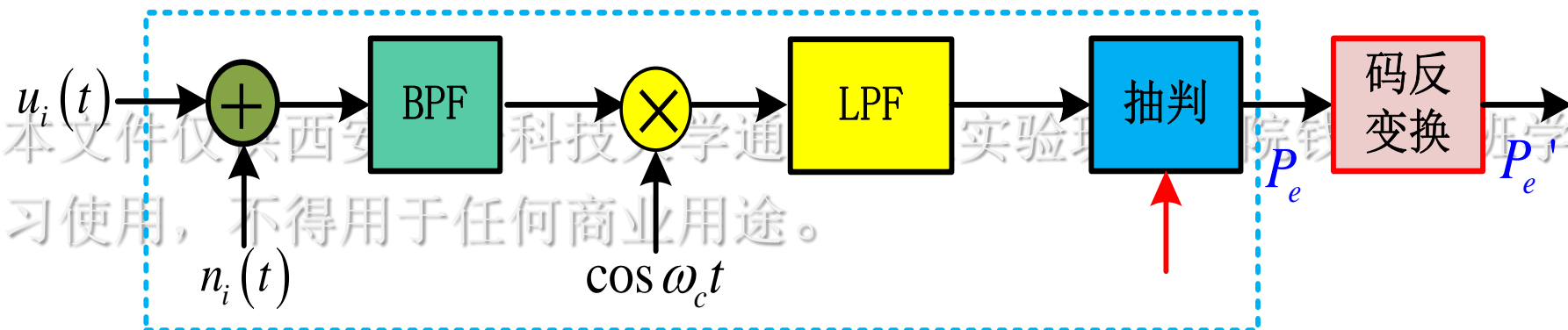
7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

2、2DPSK系统

(1) 相干解调法-码反变换法



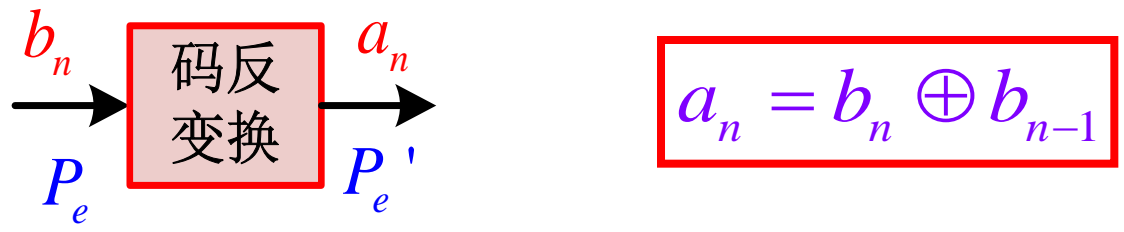
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院



收: $\{b_n\}$	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	无错
$\{a_n\}$	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	
$\{b_n\}$	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	错1
$\{a_n\}$	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	
$\{b_n\}$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	错2
$\{a_n\}$	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	
$\{b_n\}$	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	错5
$\{a_n\}$	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	

本文件仅供西安电子科技大学通信原理课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

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

$$\text{其中 } P_e = P_{e2PSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

当 $r \gg 1$ 时, $P_e \ll 1$

$$P_e' \approx 2P_e = \operatorname{erfc}\sqrt{r}$$

思考：为什么此时误码率翻倍？

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

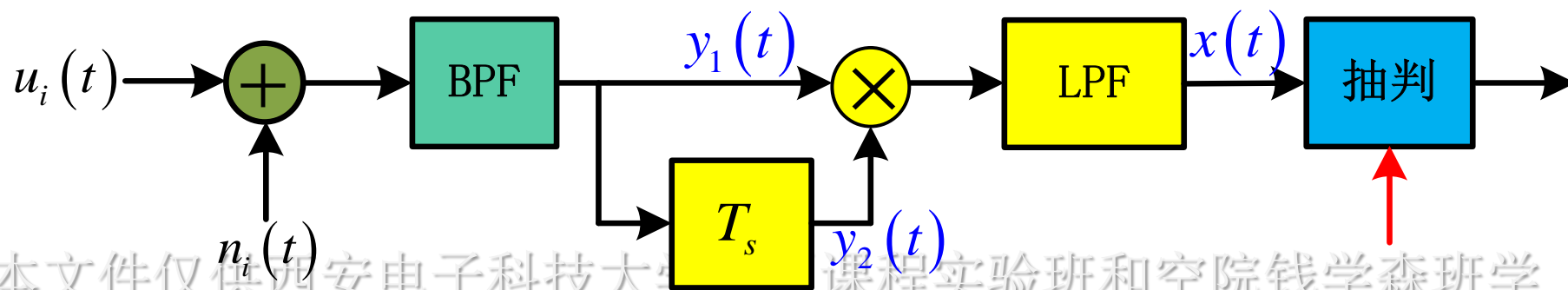


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 差分相干解调法



本文件仅供西安电子科技大学通信工程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

设当前发送的码元为“1”，前一码元也为“1”

b_n

b_{n-1}

$$y_1(t) = a \cos \omega_c t + n_1(t) = [a + n_{c1}(t)] \cos \omega_c t - n_{s1}(t) \sin \omega_c t$$

$$y_2(t) = a \cos \omega_c t + n_2(t) = [a + n_{c2}(t)] \cos \omega_c t - n_{s2}(t) \sin \omega_c t$$

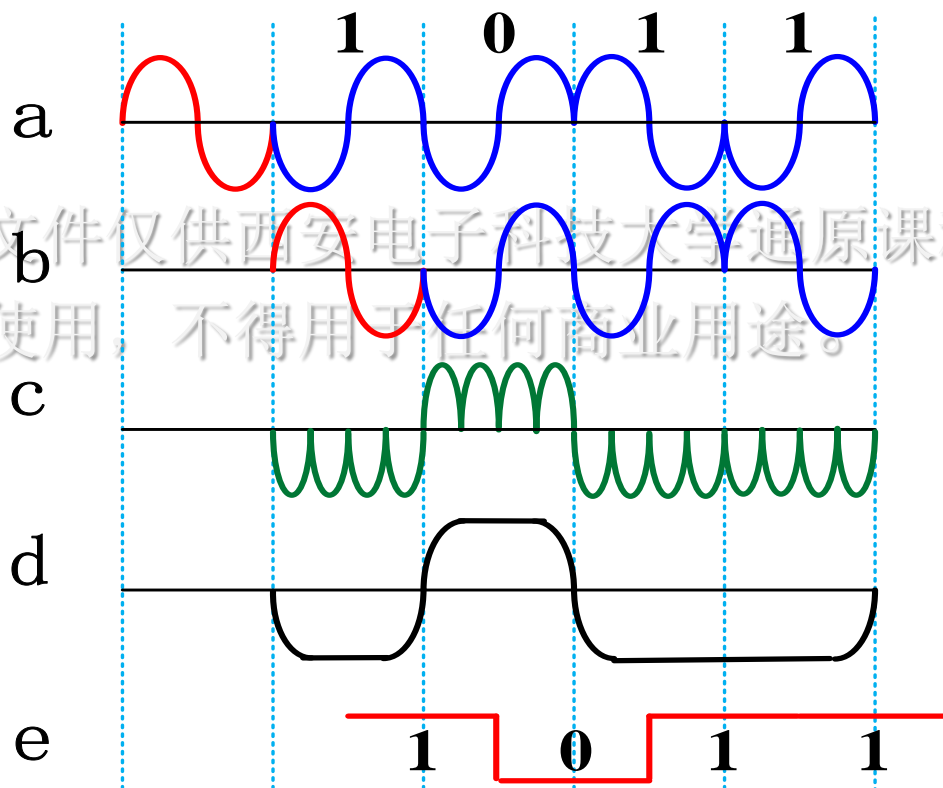


7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$x(t) = [a + n_{c1}(t)][a + n_{c2}(t)] + n_{s1}(t)n_{s2}(t)$$



判决规则:

$x < 0 \rightarrow$ “1”

错误

$x > 0 \rightarrow$ “0”

正确



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$P(1/0) = P\{x < 0\} = P\left\{\underbrace{(a + n_{c1})}_{x_1} \underbrace{(a + n_{c2})}_{x_2} + \underbrace{n_{s1}}_{y_1} \underbrace{n_{s2}}_{y_2} < 0\right\}$$

$$x_1 x_2 + y_1 y_2 = \frac{1}{4} \left\{ \left[(x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2 \right] - \left[(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \right] \right\}$$

$$\begin{aligned} P(1/0) &= P\left\{ \left[(2a + n_{c1} + n_{c2})^2 + (n_{s1} + n_{s2})^2 \right] - \left[(n_{c1} - n_{c2})^2 + (n_{s1} - n_{s2})^2 \right] < 0 \right\} \\ &= P\left\{ (2a + n_{c1} + n_{c2})^2 + (n_{s1} + n_{s2})^2 < (n_{c1} - n_{c2})^2 + (n_{s1} - n_{s2})^2 \right\} \end{aligned}$$

$$= P\left\{ \sqrt{(2a + n_{c1} + n_{c2})^2 + (n_{s1} + n_{s2})^2} < \sqrt{(n_{c1} - n_{c2})^2 + (n_{s1} - n_{s2})^2} \right\}$$

R_1 广义瑞利

R_2 瑞利



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

$$\begin{aligned} P(1/0) &= P\{R_1 < R_2\} \\ &= \int_0^\infty f(R_1) \left[\int_{R_1}^\infty f(R_2) dR_2 \right] dR_1 \end{aligned}$$

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

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

2DPSK差分相干解调系统总的误码率为

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

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



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 若采用2DPSK方式传送二进制数字信息，已知发送端发出的信号振幅为5V，输入接收端解调器的高斯噪声功率 $\sigma_n^2 = 3 \times 10^{-12} \text{ W}$ ，今要求误码率 $P_e = 10^{-5}$ 。

试求：

(1) 采用差分相干接收时，由发送端到解调器输入端的衰减为多少？

(2) 采用相干解调一码反变换接收时，由发送端到解调器输入端的衰减为多少？



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

解：(1) 差分相干解调

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r} = 10^{-5} \quad \Rightarrow \quad \therefore r = 10.82$$

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

$$\therefore a = \sqrt{2\sigma_n^2 r} = 8.06 \times 10^{-6} \text{ V}$$

$$L = 20 \lg \frac{5}{a} = 20 \lg \frac{5}{8.06 \times 10^{-6}} = 115.9 \text{ dB}$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.2 二进制调制系统的抗噪声性能

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 相干解调

$$P_e' \approx 2P_e = \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r} = 10^{-5}$$

$$\therefore r = 9.8$$

$$a = \sqrt{2\sigma_n^2 r} = 7.67 \times 10^{-6} \text{ V}$$

$$L = 20 \lg \frac{5}{a} = 116.3 \text{ dB}$$

思考：W与dBw、dBm的关系



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

一、可靠性— P_e

调制方式	相干解调		非相干解调
	精确值	近似值	
2ASK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$
2FSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$
2PSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	
2DPSK	$\operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	$\frac{1}{2} e^{-r}$

学



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

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

解调器的输入信噪比
即BPF的输出信噪比

$$\sigma_n^2 = n_0 B, \quad B = 2R_B$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

调制方式	相干解调		非相干解调
	精确值	近似值	
2ASK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$
2FSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$
2PSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$	$\frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	
2DPSK	$\operatorname{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	$\frac{1}{2} e^{-r}$



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

结论: ①同一种调制方式, r 相同:

$$P_{e\text{相干}} < P_{e\text{非相干}}$$

$r \gg 1$ 时: 两者相差不大

②相干解调, 误码率相同:

本文件仅供西安电子科技大学通信工程实验班和空院钱学森班学习使用, 不得用于任何商业用途。



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

调制方式	相干解调		非相干解调
	精确值	近似值	
2ASK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-\frac{r}{4}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$
2FSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$
2PSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	
2DPSK	$\operatorname{erfc}(\sqrt{r})$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	$\frac{1}{2} e^{-r}$

学



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

注：①同一种调制方式, r 相同：

$$P_{e\text{相干}} < P_{e\text{非相干}}$$

$r \gg 1$ 时：两者相差不大

②相干解调, P_e 相同：

$$r_{2ASK} = 2r_{2FSK} = 4r_{2PSK}$$

$$(r_{2ASK})_{dB} = 3dB + (r_{2FSK})_{dB} = 6dB + (r_{2PSK})_{dB}$$

非相干解调, P_e 相同：

$$r_{2ASK} = 2r_{2FSK} = 4r_{2DPSK}$$

本文件仅供西安电子科技大学通信工程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

$r = 10$ 时不同二进制系统的误码率：

方式	误码率	
	相干解调	非相干解调
2ASK	1.26×10^{-2}	4.1×10^{-2}
2FSK	7.9×10^{-4}	3.37×10^{-3}
2PSK/2DPSK	3.9×10^{-6}	2.27×10^{-5}

③ r 相同：

$$P_{e2PSK} < P_{e2DPSK} < P_{e2FSK} < P_{e2ASK}$$

本文件仅
习使用，

学森班学



7.3 二进制调制系统的性能比较

西安电子科技大学

通信工程学院

二、有效性—— B 和 η

$$B_{2ASK} = B_{2PSK} = B_{2DPSK} = \frac{2}{T_s}$$

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

三、对信道特性变化的敏感性

2FSK	两路比较	不敏感
2PSK	$b^* = 0$	
2ASK	$b^* = \frac{a}{2}$	敏感

四、设备复杂度

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

一、多进制数字调制系统的特点

1、 R_B 相同:

$$\text{等概: } R_b = R_B \log_2 M$$

M 增大, 则 η_b 增大

2、 R_b 相同:

M 增大, 则 η_b 增大

$$\eta_b = \frac{R_b}{B}$$

3、 r 相同: M 增大, 则 P_e 增大

4、 M 增大, 则复杂度提高

目的: 提高频带利用率 (bps/Hz)

代价: 误码性能变差, 复杂度提高。



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

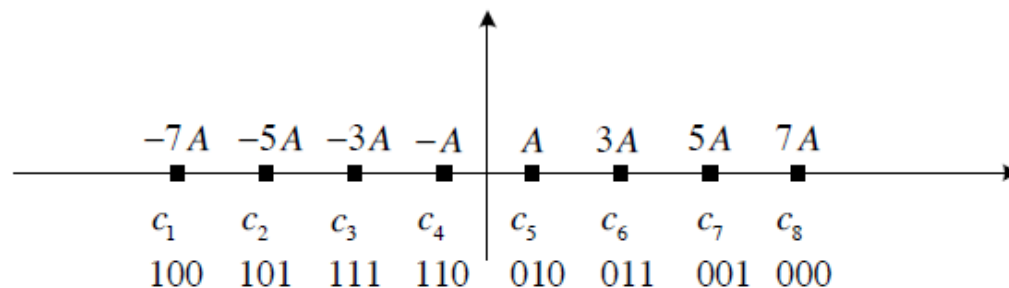
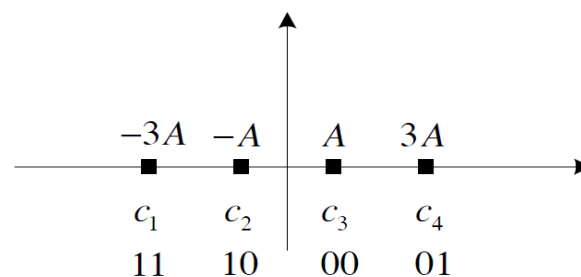
通信工程学院

二、MASK

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

$$a_n = \begin{cases} 0, & P_0 \\ 1, & P_1 \\ \vdots & \vdots \\ M-1, & P_{M-1} \end{cases}$$

$$\sum_{i=0}^{M-1} P_i = 1$$





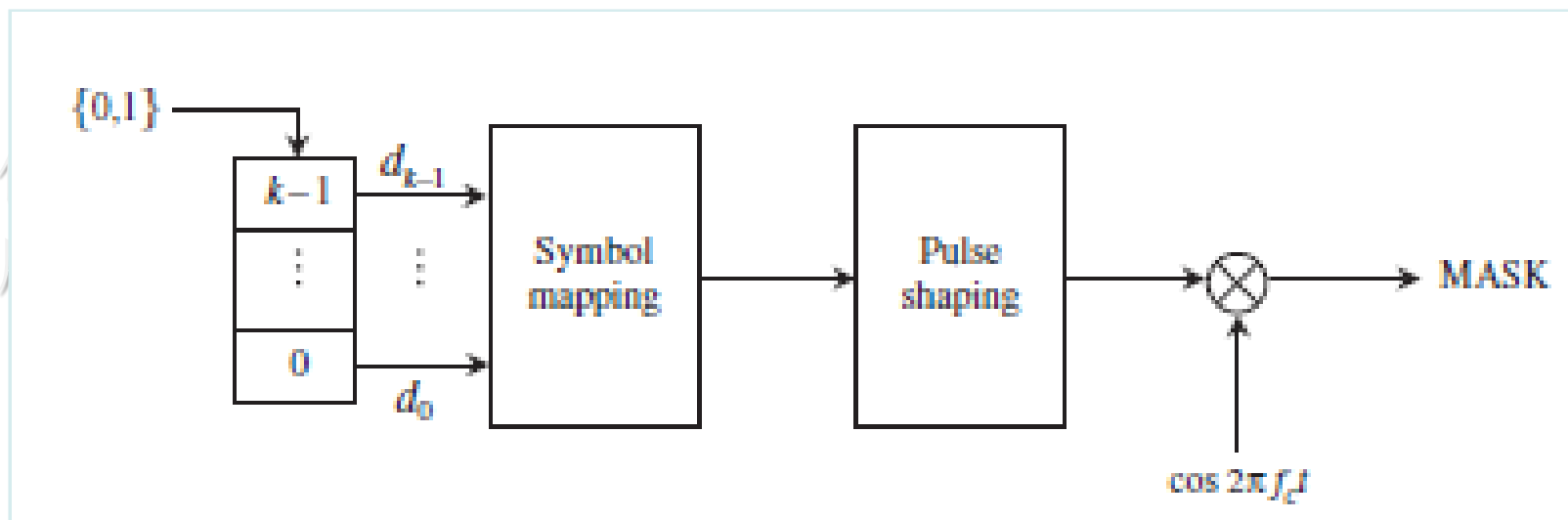
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

二、MASK

调制





7.4 多进制数字调制系统

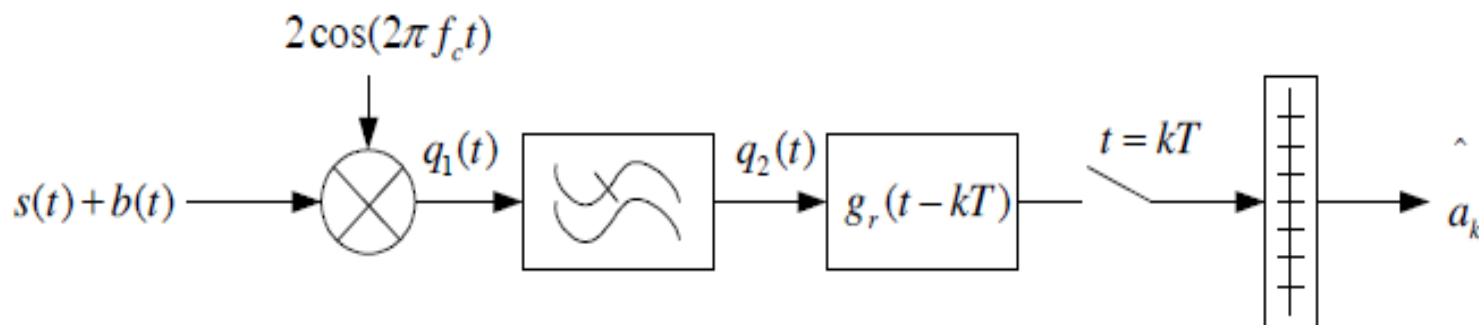
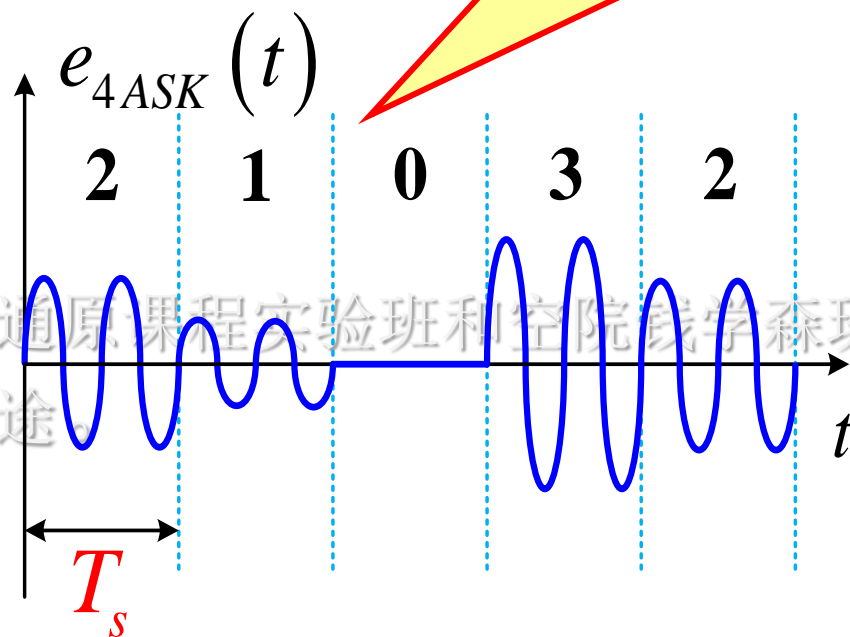
西安电子科技大学

通信工程学院

二、MASK

每个码元含2bit

Message	Corresponding symbol
100	$-7A$
101	$-5A$
111	$-3A$
110	$-A$
010	A
011	$3A$
001	$5A$
000	$7A$





7.4 多进制数字调制系统

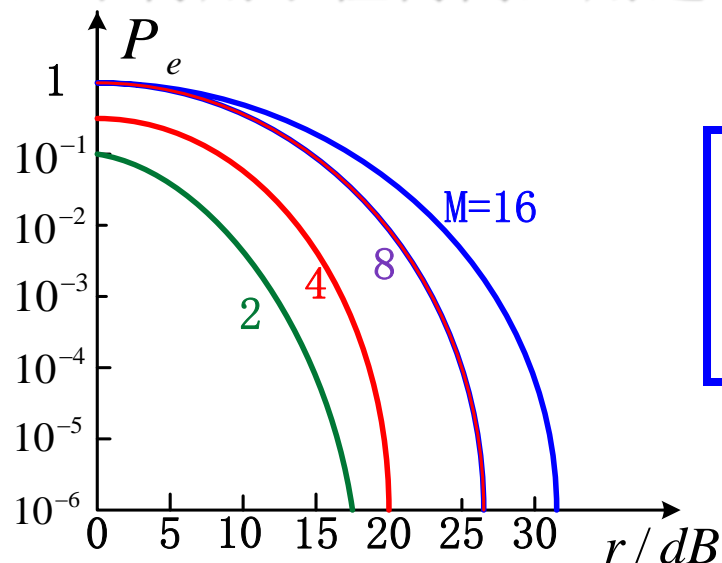
西安电子科技大学

通信工程学院

谱零点带宽: $B_{MASK} = \frac{2}{T_s}$

R_b 相同: $B_{MASK} = \frac{1}{\log_2 M} B_{2ASK}$

$MASK: \eta_{\max} = 1 (Baud / Hz) \quad \eta_{b\max} = \log_2 M (b / (s \cdot Hz))$



为了得到相同的误码率，
所需的信噪比随M增加而增大。



7.4 多进制数字调制系统

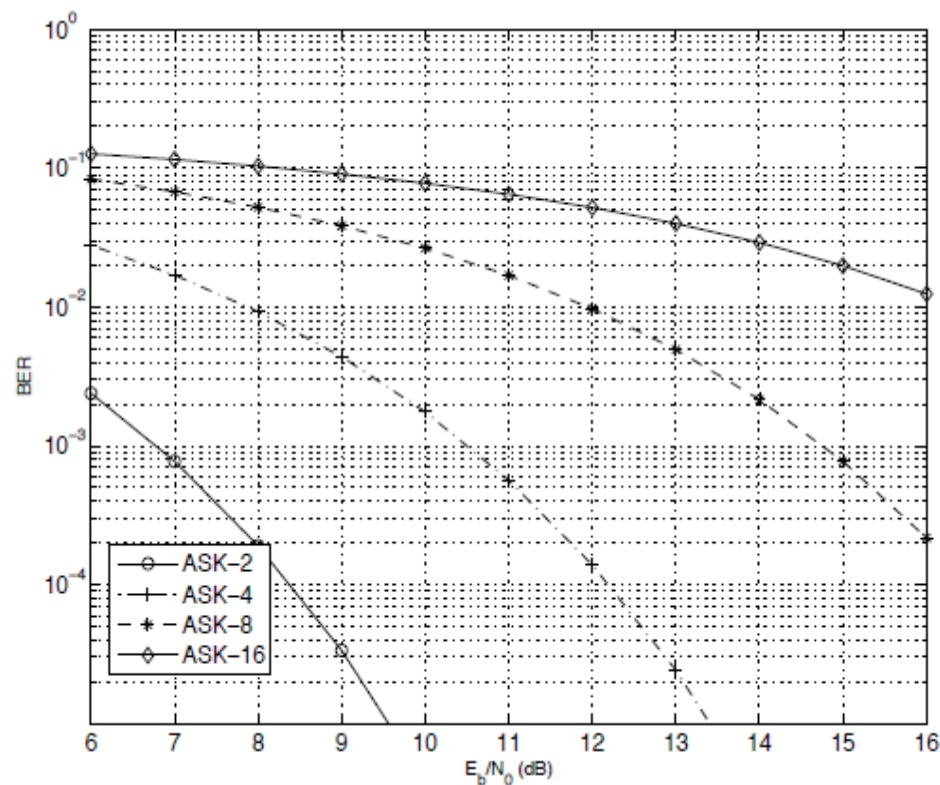
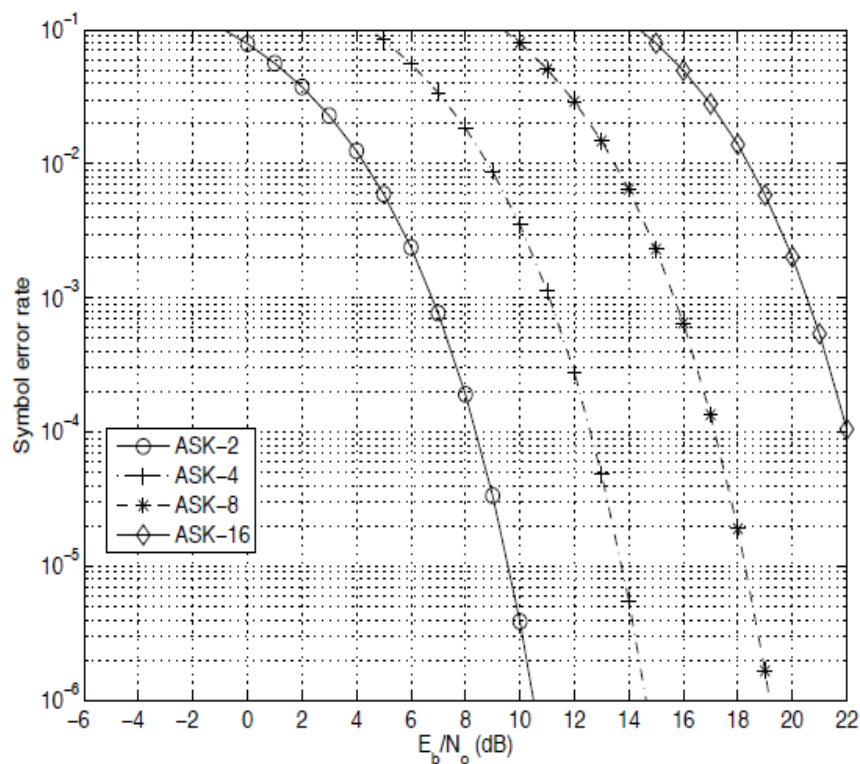
西安电子科技大学

通信工程学院

二、MASK

$$P_e = \frac{(M-1)}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3E_s}{(M^2-1)N_0}} \right)$$

$$BER \approx \frac{P_e}{\log_2(M)}$$





7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

三、MFSK

载频有M种取值 f_1, f_2, \dots, f_M

$$s_n(t) = A \cos(2\pi f_n t + \theta_n), \quad n = 1, 2, \dots, M$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$f_i = \frac{n}{2T_s}, \quad i = 1 \sim M$$

正交

$$S(f) = \frac{A^2 T}{2} \left[\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M A_i^2(f) + \frac{2}{M^2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M B_{ij}(f) A_i(f) A_j(f) \right]$$



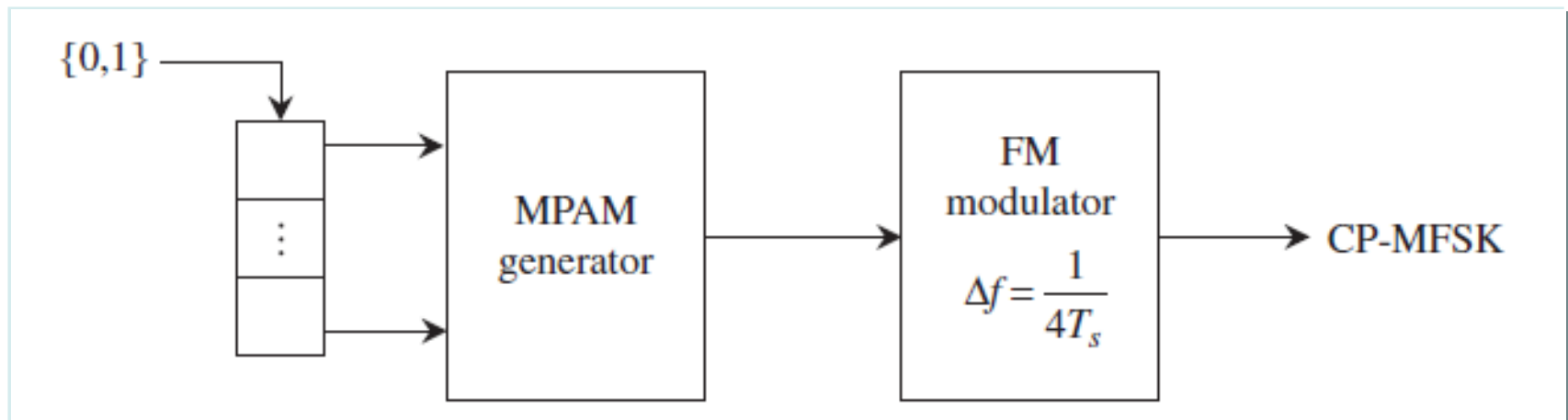
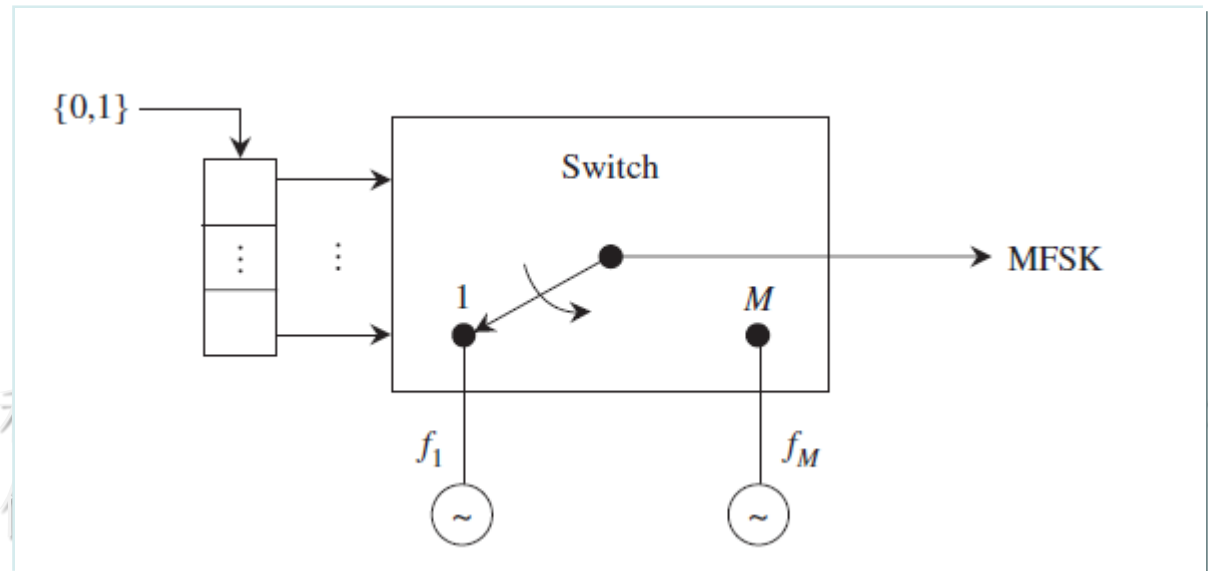
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

三、MFSK

调制



本文件仅供西安电子科技大学
习使用，不得用于任何



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

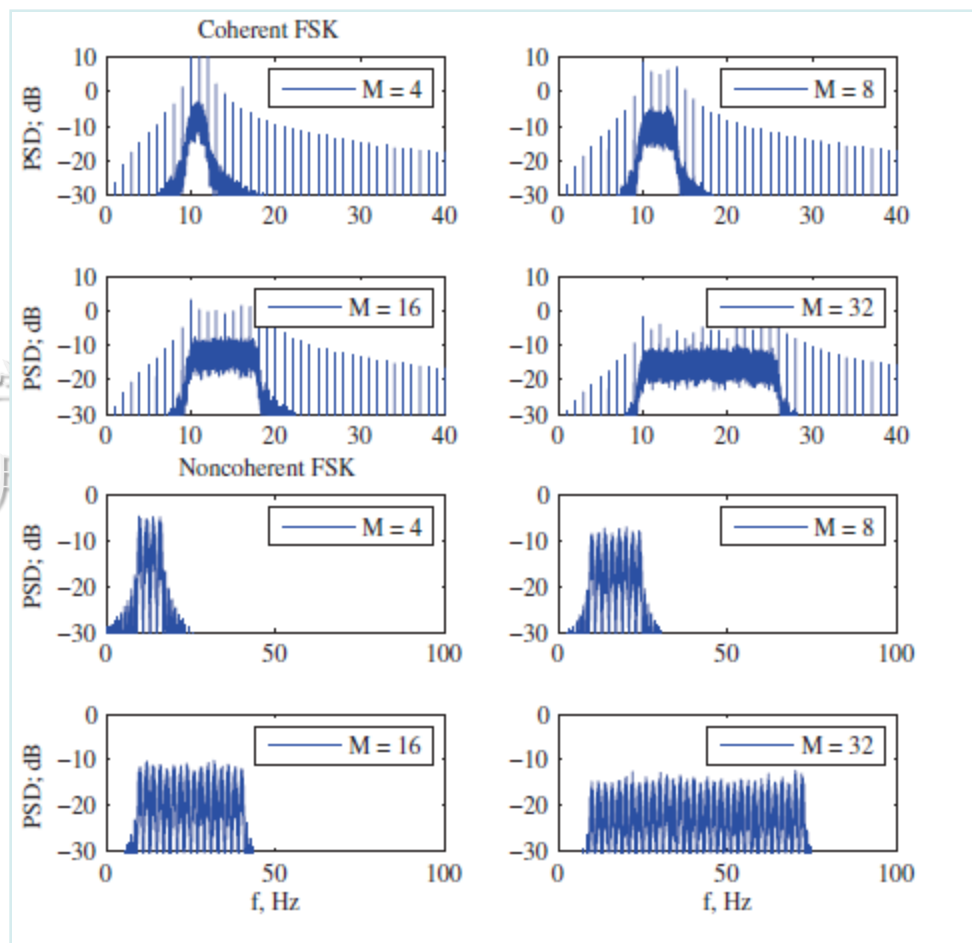
三、MFSK

载频有M种取值

$$f_1, f_2, \dots, f_M$$

$$f_i = \frac{n}{2T_s}, i=1 \sim M$$

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



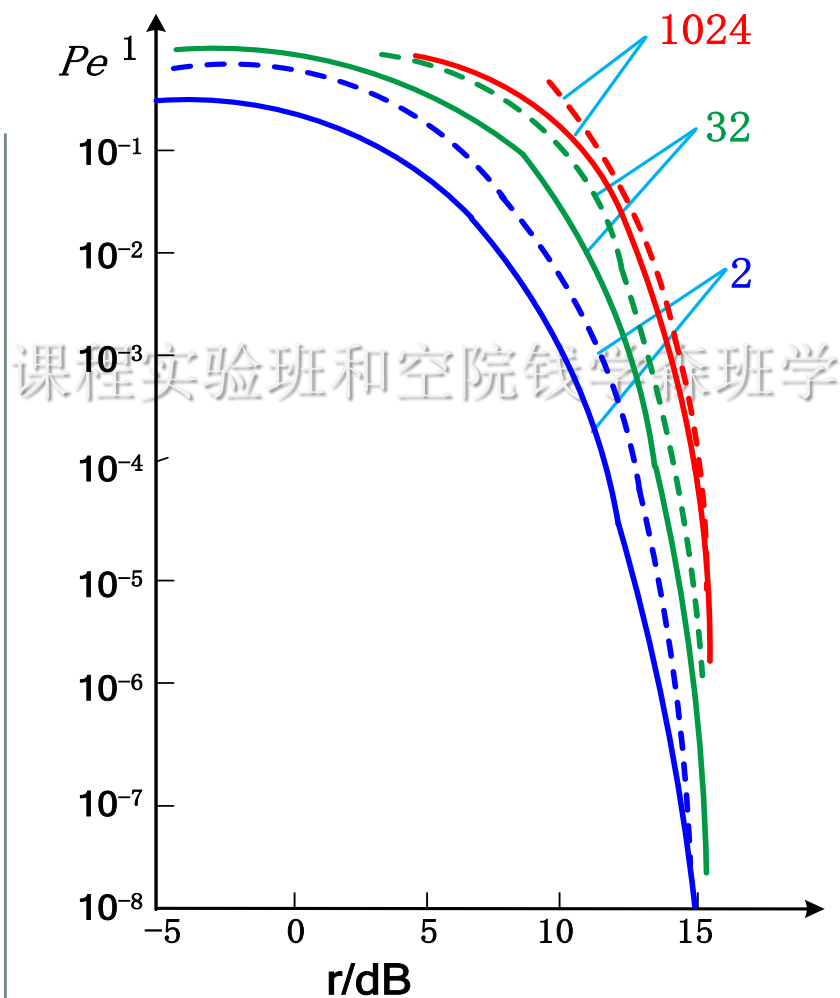
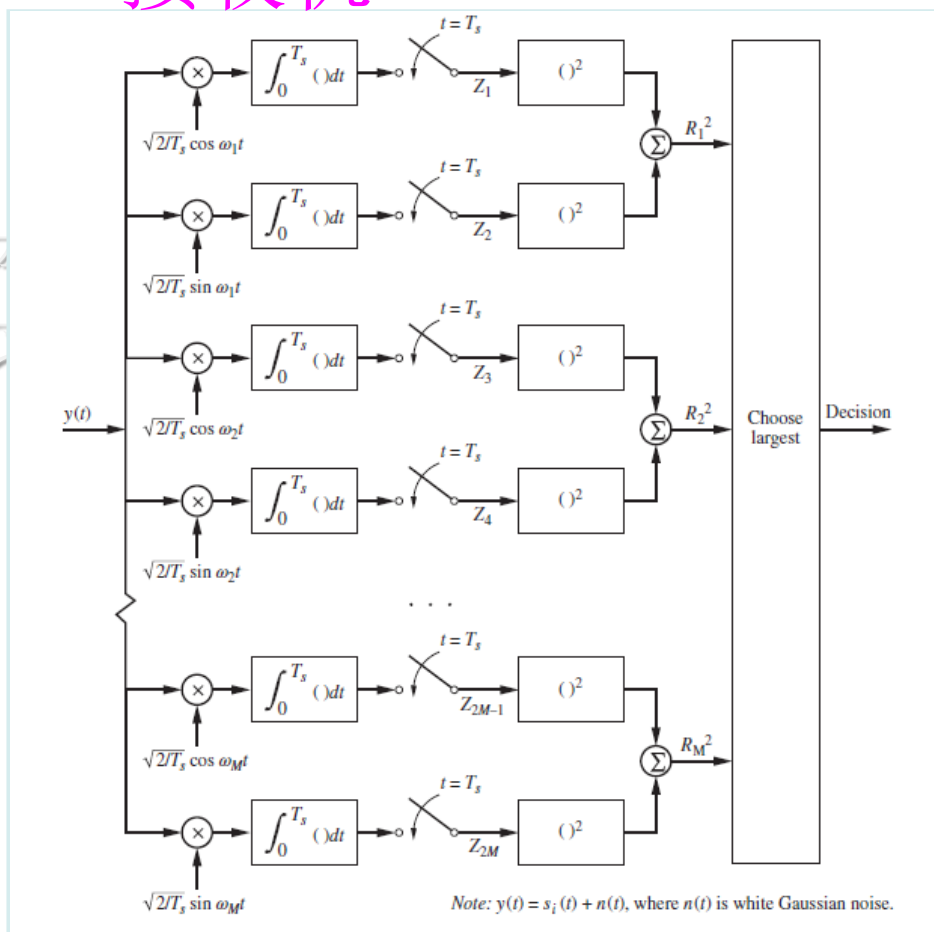


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

三、MFSK 接收机





7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

四、MPSK和MDPSK

MPSK：利用载波的M种不同相位→数字信息

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

本文件仅供西安电子科技大学
习使用，不得用于任何商业用

φ_n : M种取值

$$S = \left\{ \frac{\pi}{M}, \frac{3\pi}{M}, \dots, \frac{(2M-1)\pi}{M} \right\} \quad \text{班学}$$

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

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



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

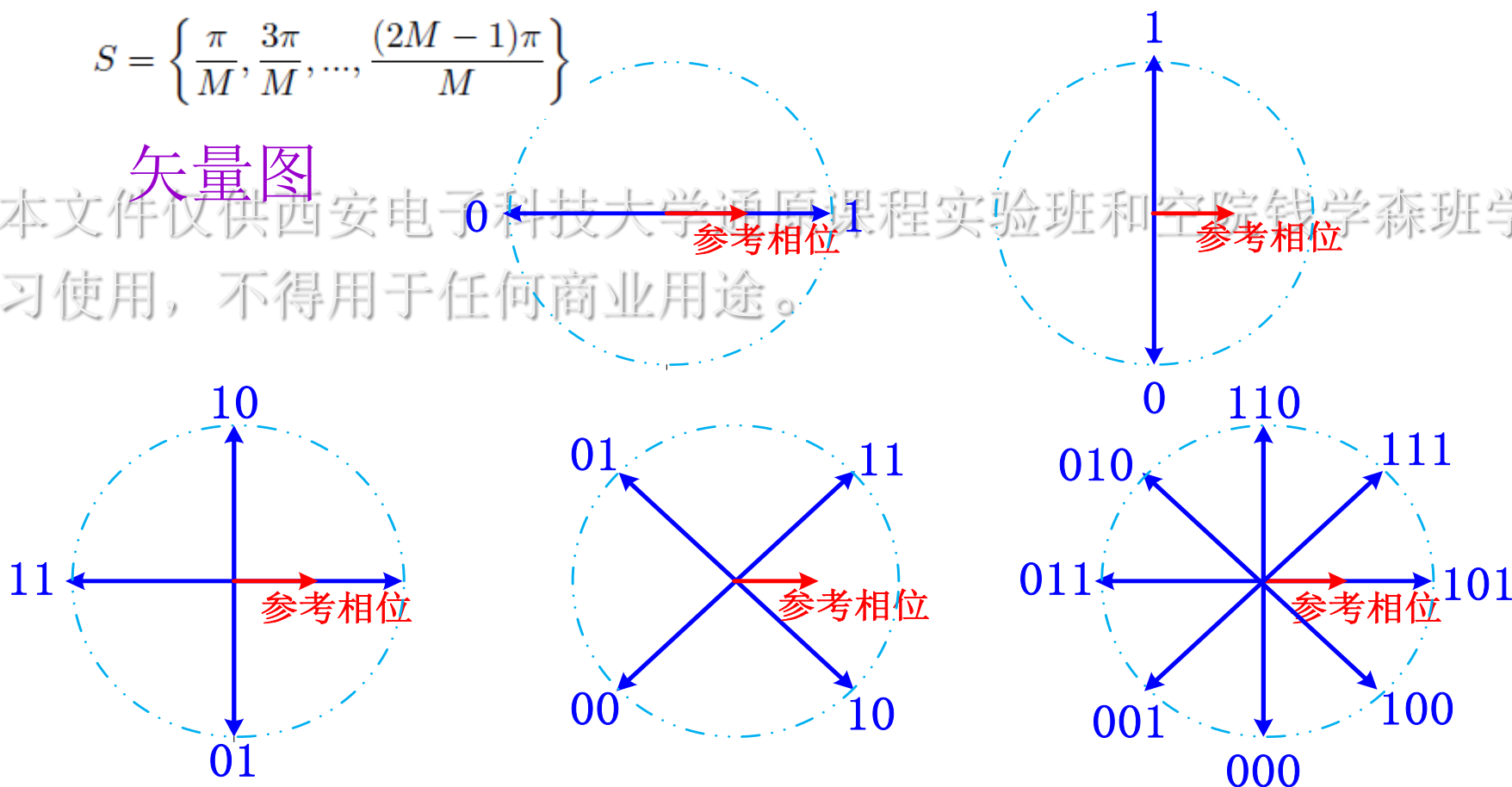
通信工程学院

四、MPSK和MDPSK

MPSK: 利用载波的M种不同相位→数字信息

$$S = \left\{ \frac{\pi}{M}, \frac{3\pi}{M}, \dots, \frac{(2M-1)\pi}{M} \right\}$$

矢量图



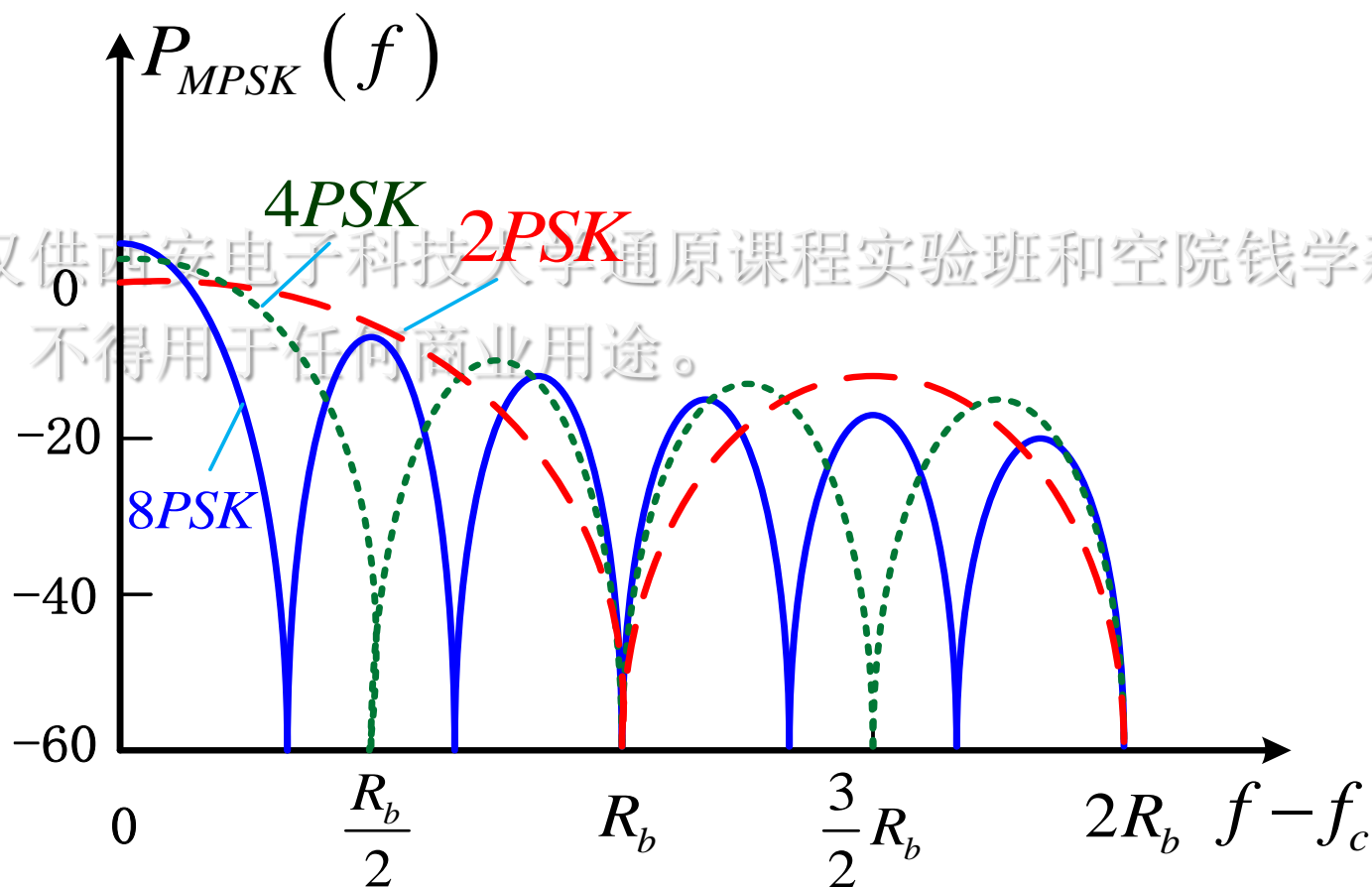


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

R_b 相同时MPSK信号的单边功率谱:





7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

四、MPSK和MDPSK

谱零点带宽: $B_{MPSK} = \frac{2}{T_s}$

R_b 相同: $B_{MPSK} = \frac{1}{\log_2 M} B_{2PSK}$

$MPSK: \eta_{\max} = 1 (Baud / Hz) \quad \eta_{b\max} = \log_2 M (b / (s \cdot Hz))$



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

1、4PSK (QPSK)

(1) 波形

双比特码元		载波相位(φ_n)	
a	b	A方式	B方式
0	0	0°	225°
1	0	90°	315°
1	1	180°	45°
0	1	270°	135°

思考: 双bit码元按格雷码排列的原因

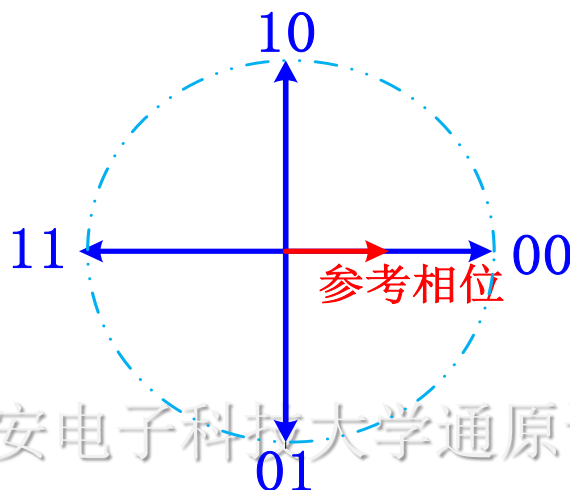


7.4 多进制数字调制系统

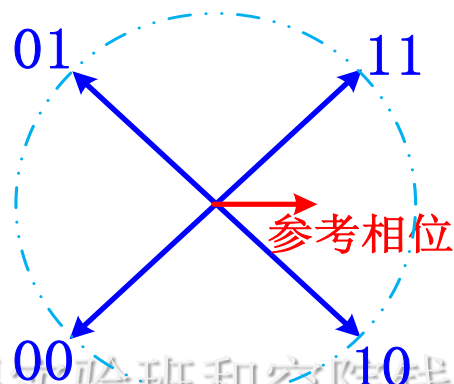
西安电子科技大学

通信工程学院

矢量图:

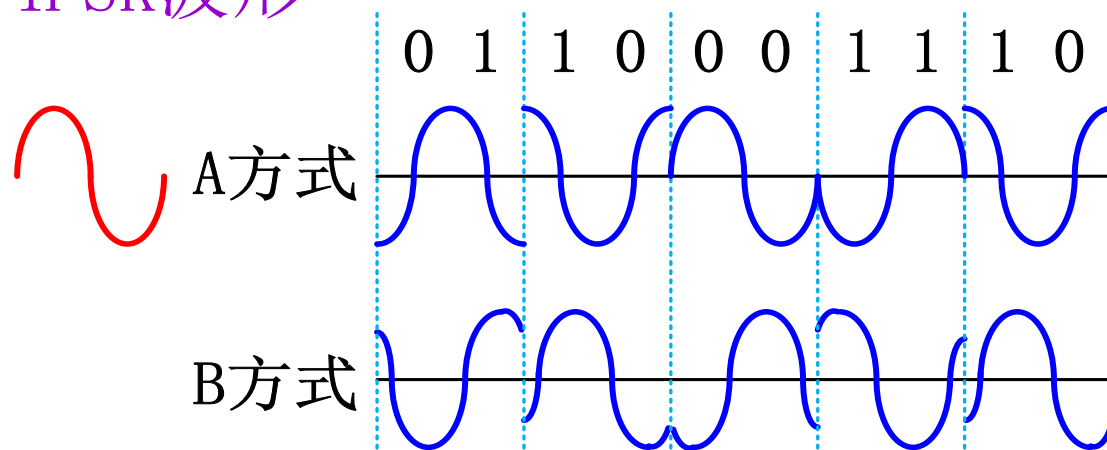


A方式



B方式

4PSK波形



参考相位固定



7.4 多进制数字调制系统

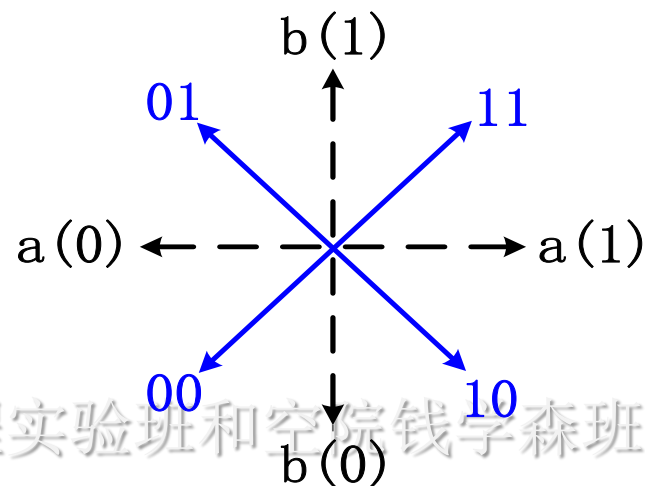
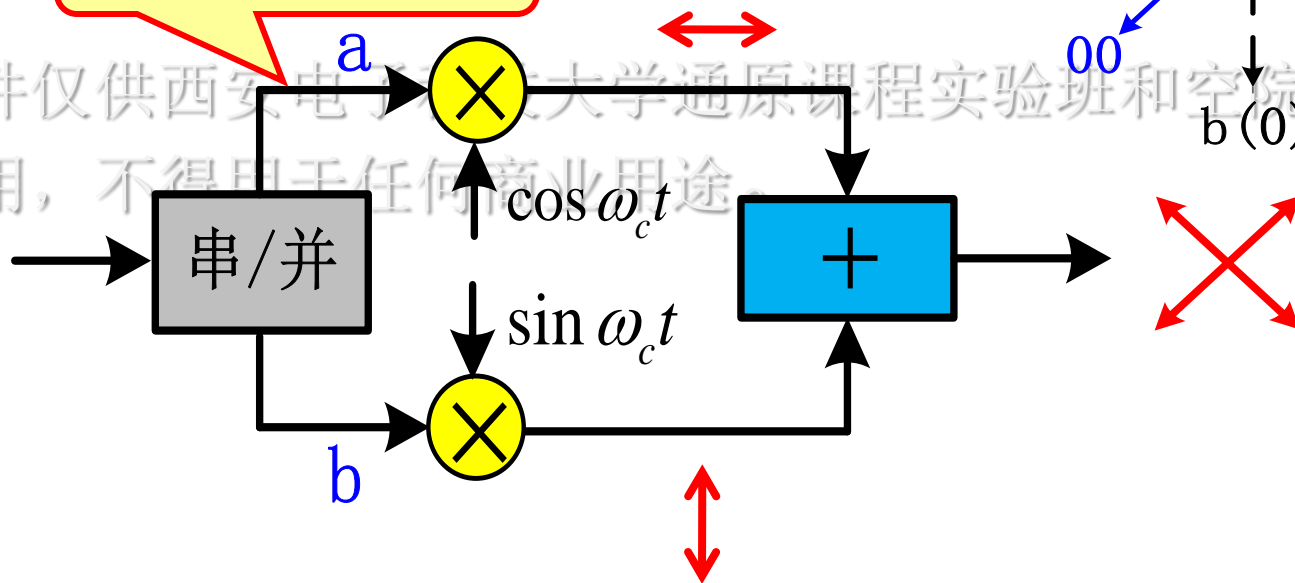
西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 调制

① 正交调制法

双极性不归零



思考：如何得到A方式的4PSK信号？

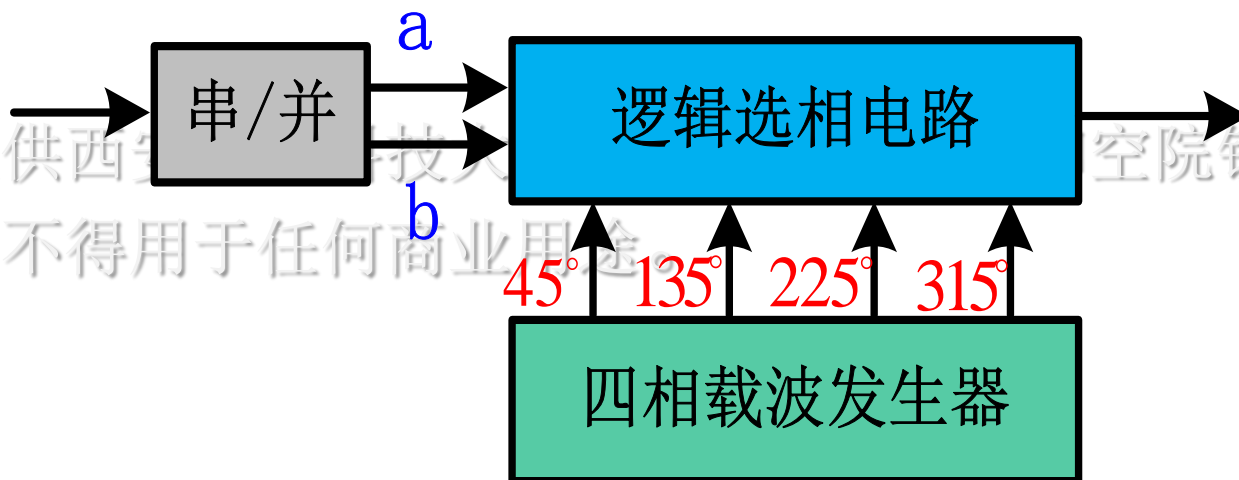


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

②相位选择法





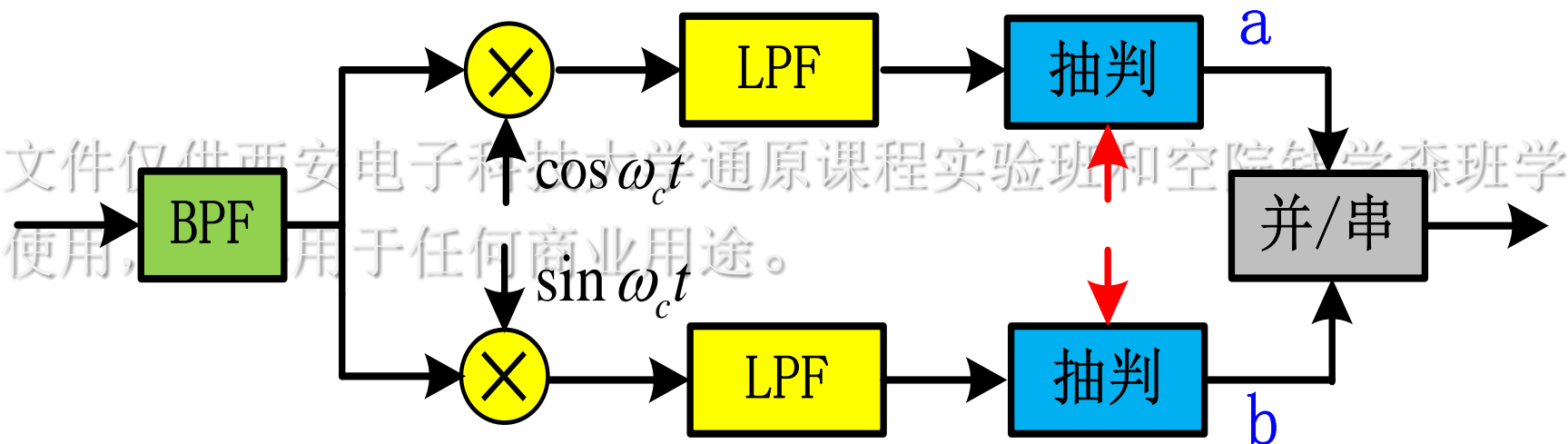
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

(3) 解调

相干解调法（唯一的解调方法）



问题：载波恢复中存在四重相位模糊度。

方法：4DPSK



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

2、4DPSK (QDPSK)

(1) 波形

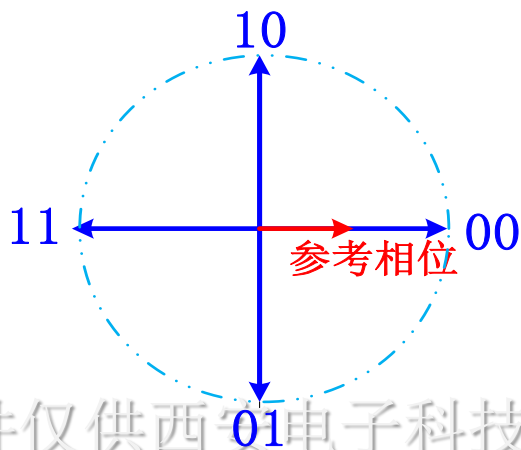
双比特码元		载波相位($\Delta\varphi_n$)	
a	b	A方式	B方式
0	0	0°	225°
1	0	90°	315°
1	1	180°	45°
0	1	270°	135°



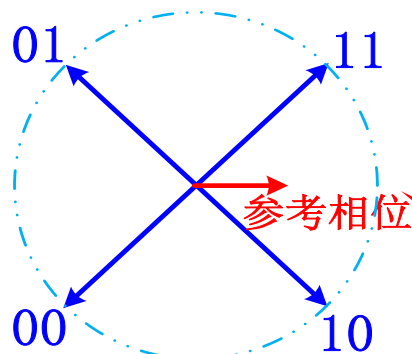
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院



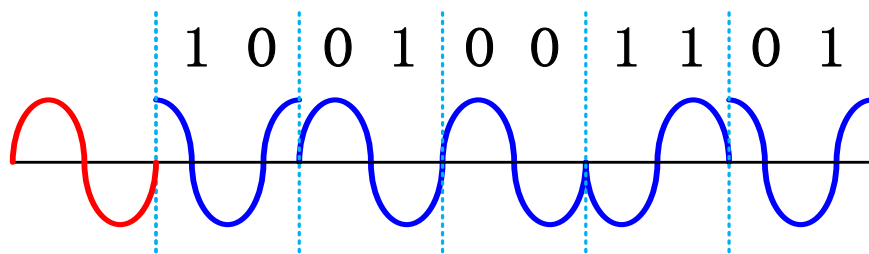
A方式



B方式

前一双bit码元载波相位

4DPSK波形:



参考相位是变化的



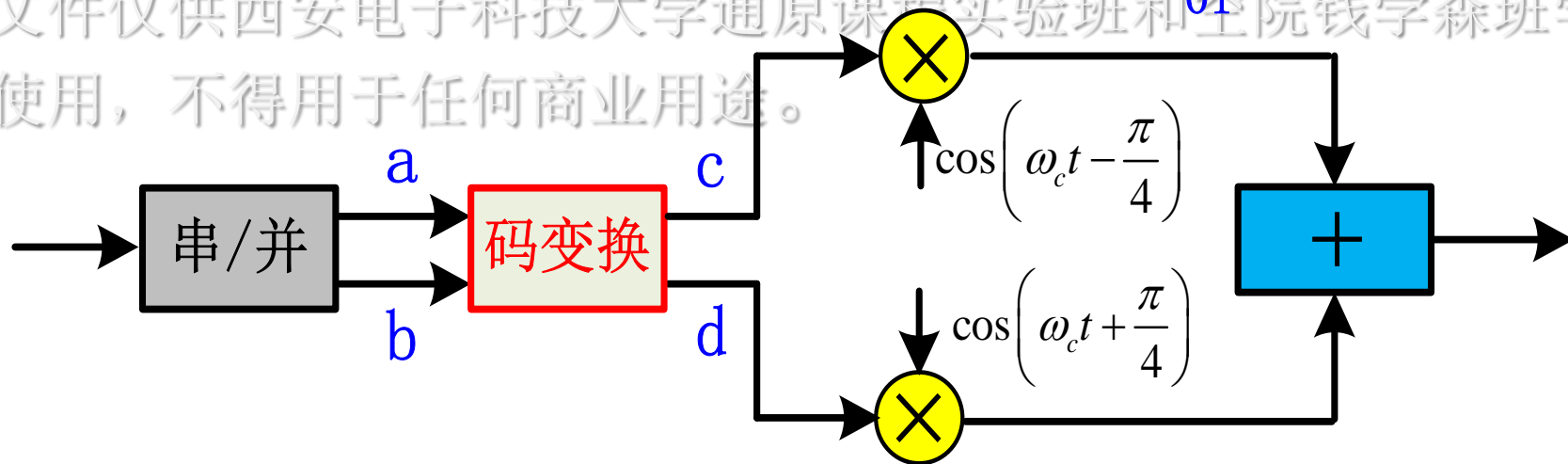
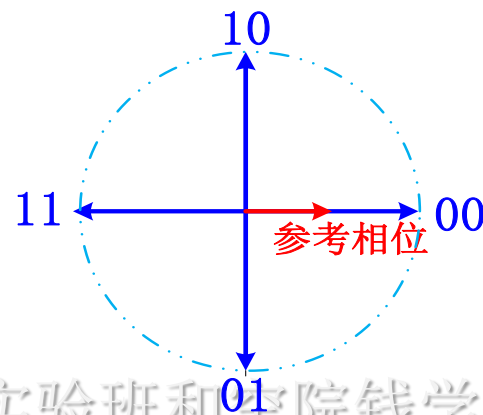
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

(2) 调制

① 正交调制法



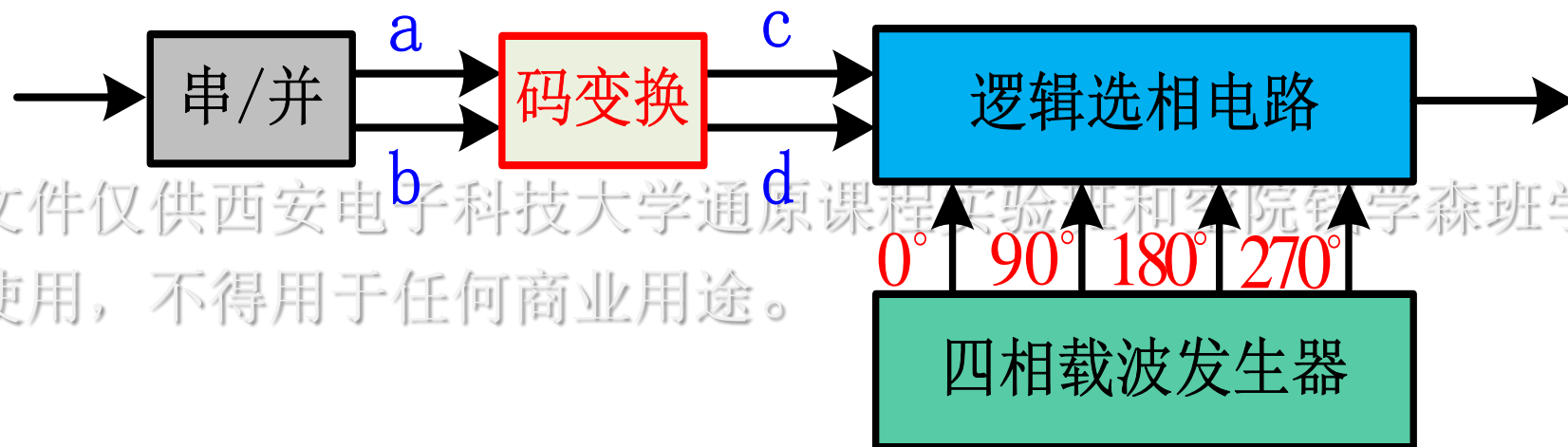


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

②相位选择法



本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和学院领导学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



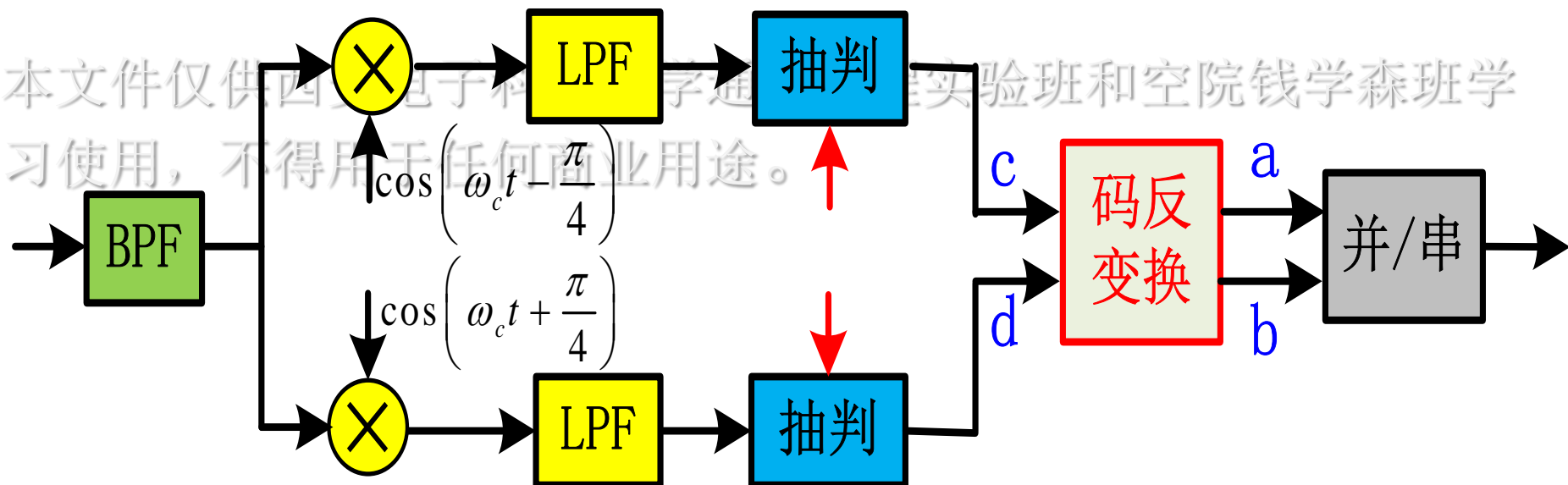
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

(3) 解调

① 相干解调-码反变换法



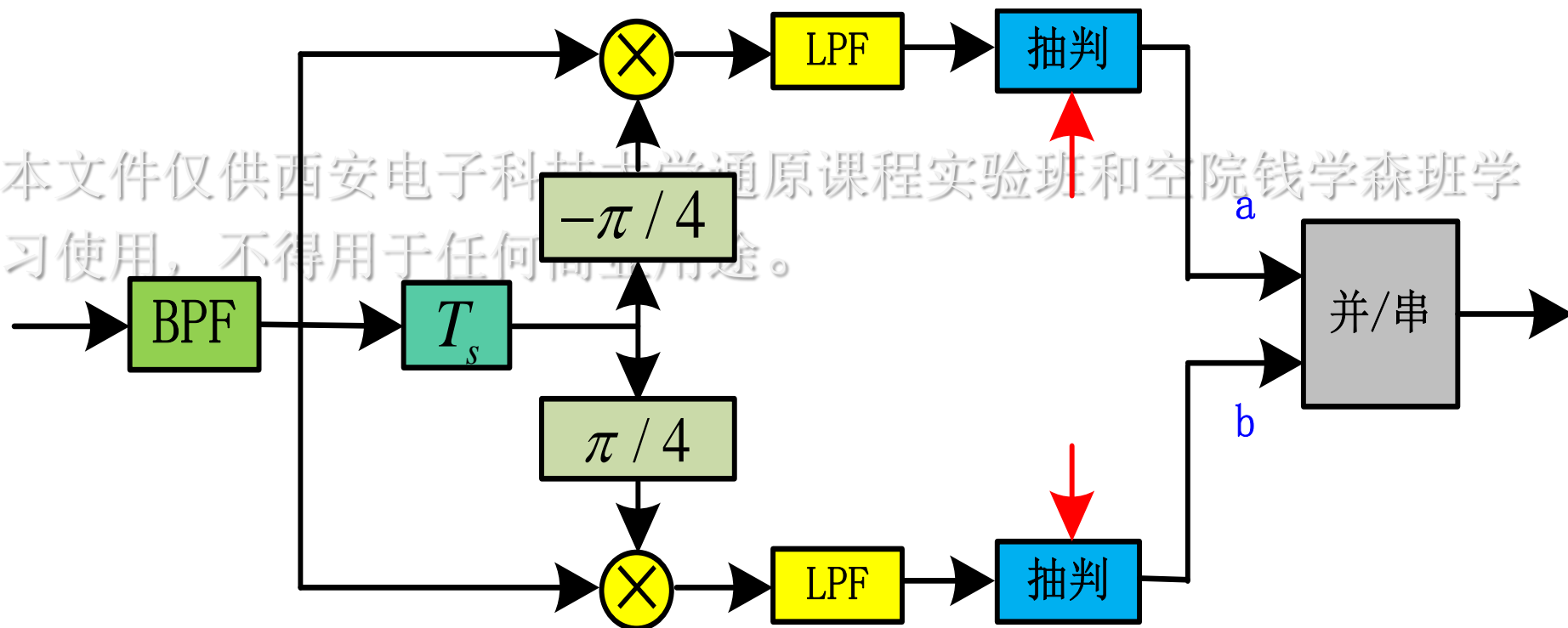


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

② 差分相干解调法





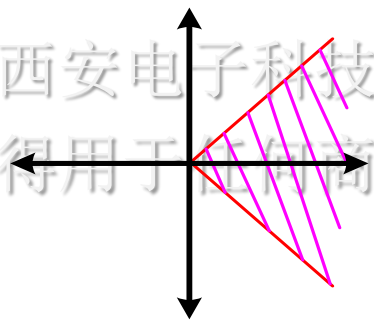
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

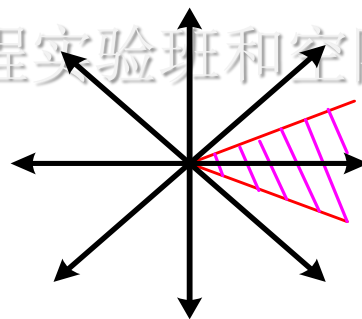
通信工程学院

3、抗噪声性能

M=4



M=8



$$P_{e,QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right)$$

$$P_e \approx \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \log_2(M) \left(\sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right)^2} \right)$$

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

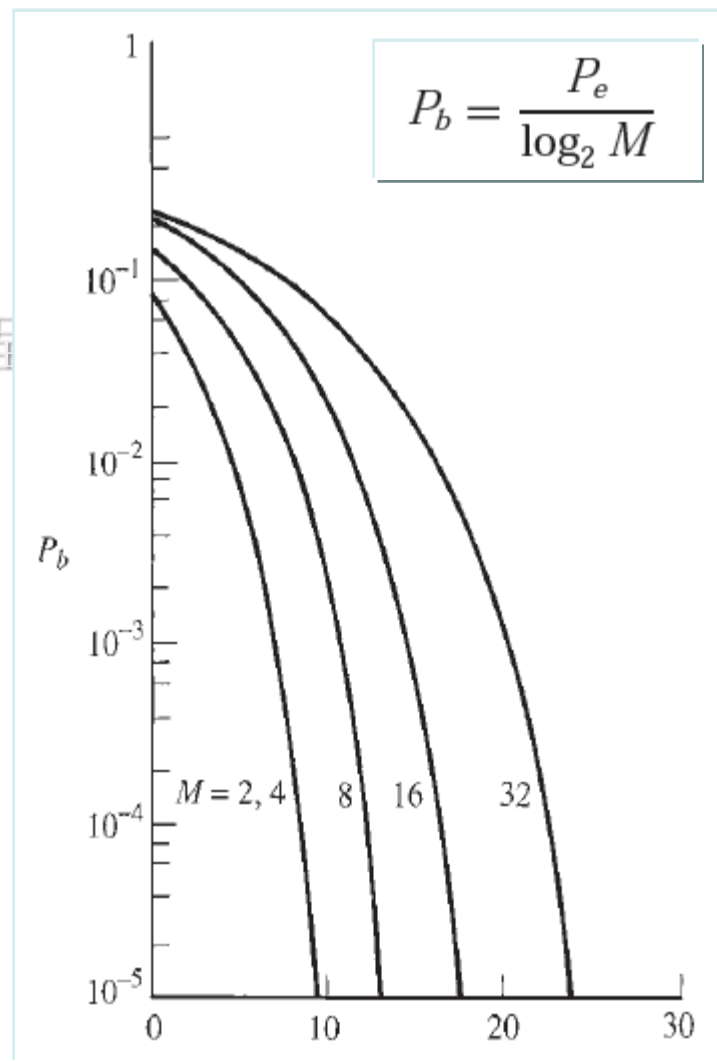
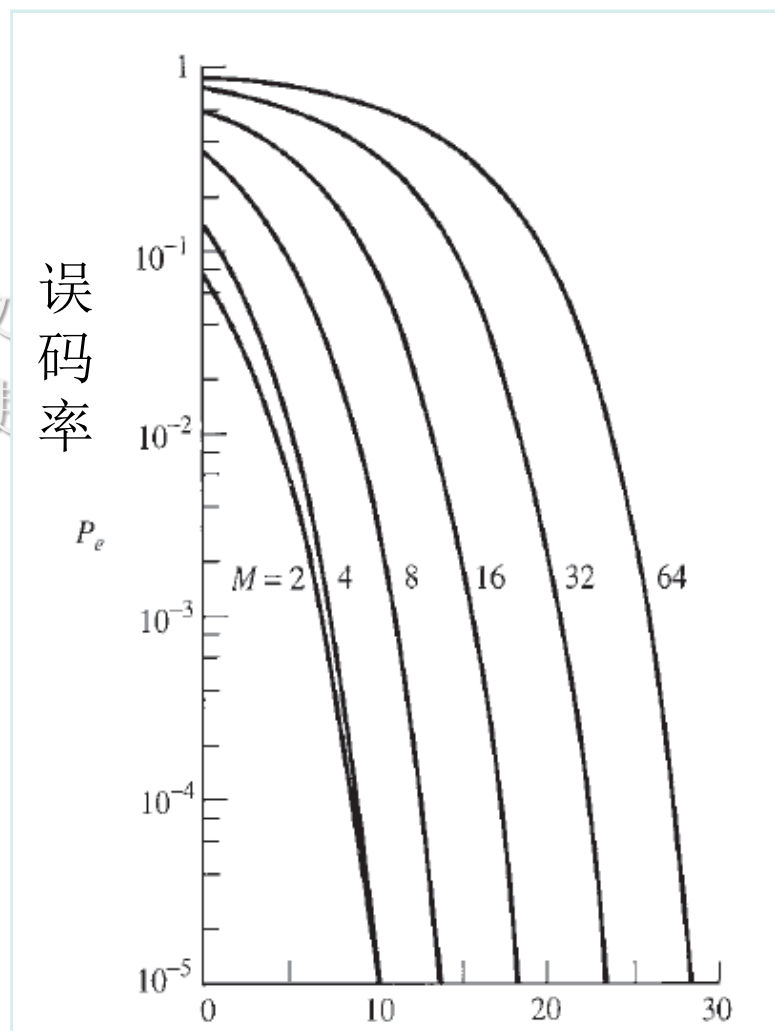


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

3、抗噪声性能(MPSK)



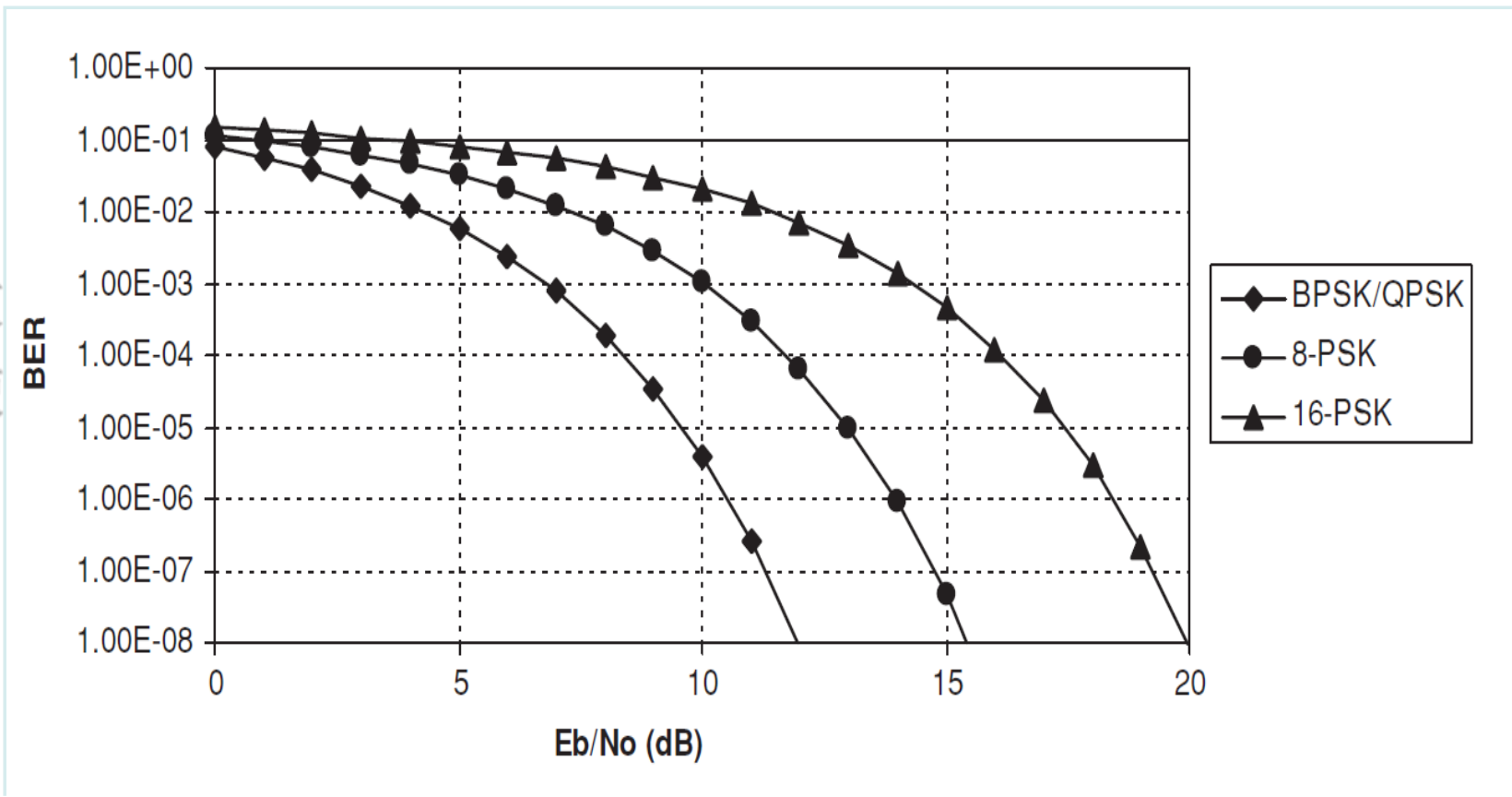


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

3、抗噪声性能(MPSK)



本文
习使



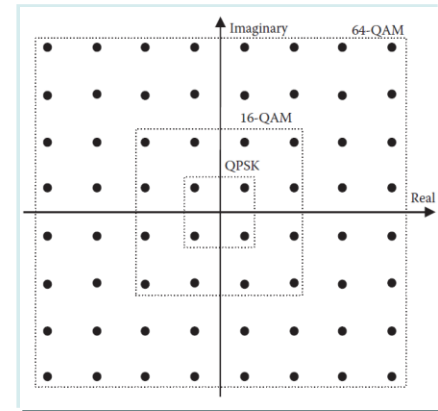
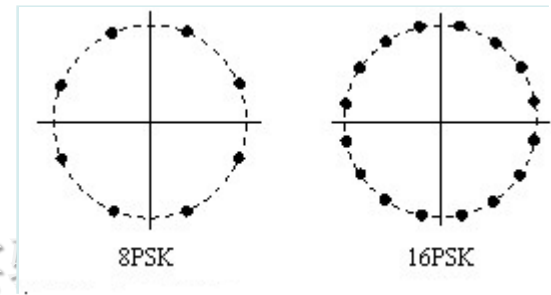
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

4、MPSK或MDPSK特点

1. 频带利用率高;
2. 误码率随着 M 增大而增大;
3. 复杂度高;
4. 星座点间距离较近, 星座点在平面上分布不均匀, 抗高斯噪声性能差





7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制) *Quadrature amplitude modulations*

QAM: 利用调制信号对载波的幅度和相位联合控制实现信息的传输。

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

$$e_{QAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \cos(\omega_c t + \varphi_k) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \cos(\varphi_k) \cos(\omega_c t) - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_k \sin(\varphi_k) \sin(\omega_c t)$$

1.信号的表示

$$e_{QAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cos(\omega_c t) - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k \sin(\omega_c t)$$



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

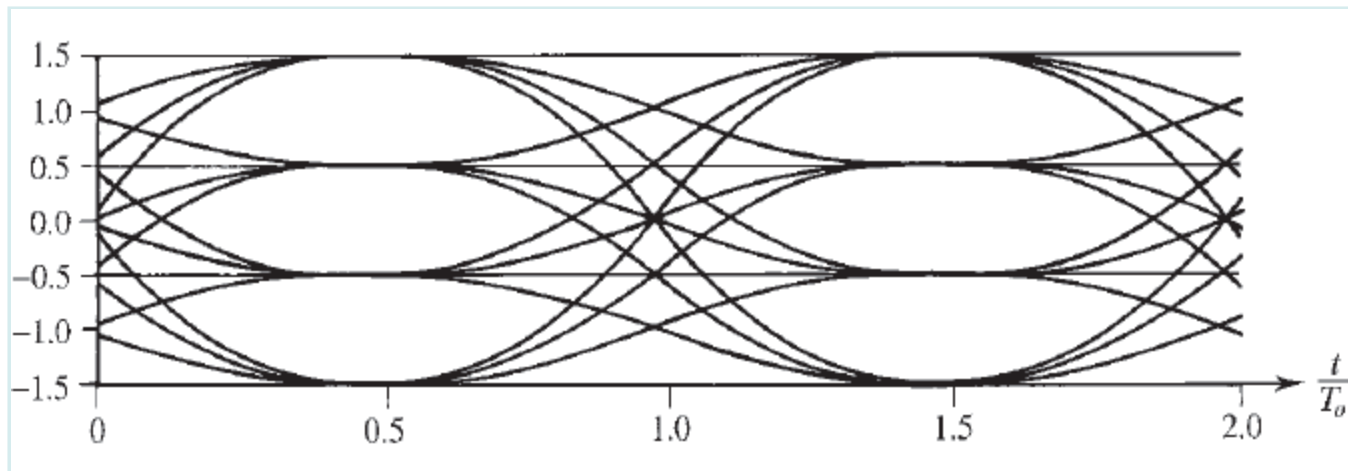
通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

1.信号的表示

$$e_{QAM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cos(\omega_c t) - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k \sin(\omega_c t)$$

本文件仅供西安电子科技大学通信原理课程实验班和空院钱学森班学习使用





7.4 多进制数字调制系统

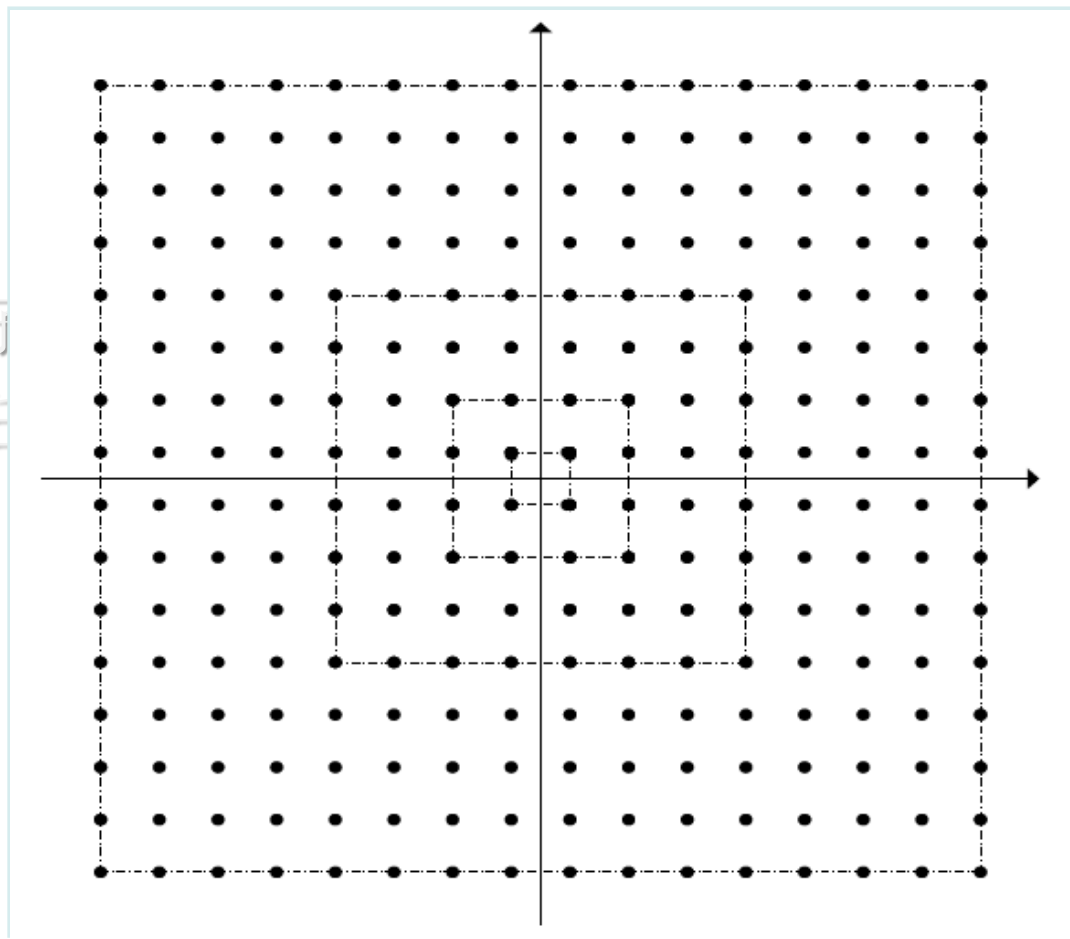
西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

QAM
信号星座图

$$\begin{bmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \dots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \dots & (L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \dots & (L-1, -L+1) \end{bmatrix}$$



森班学



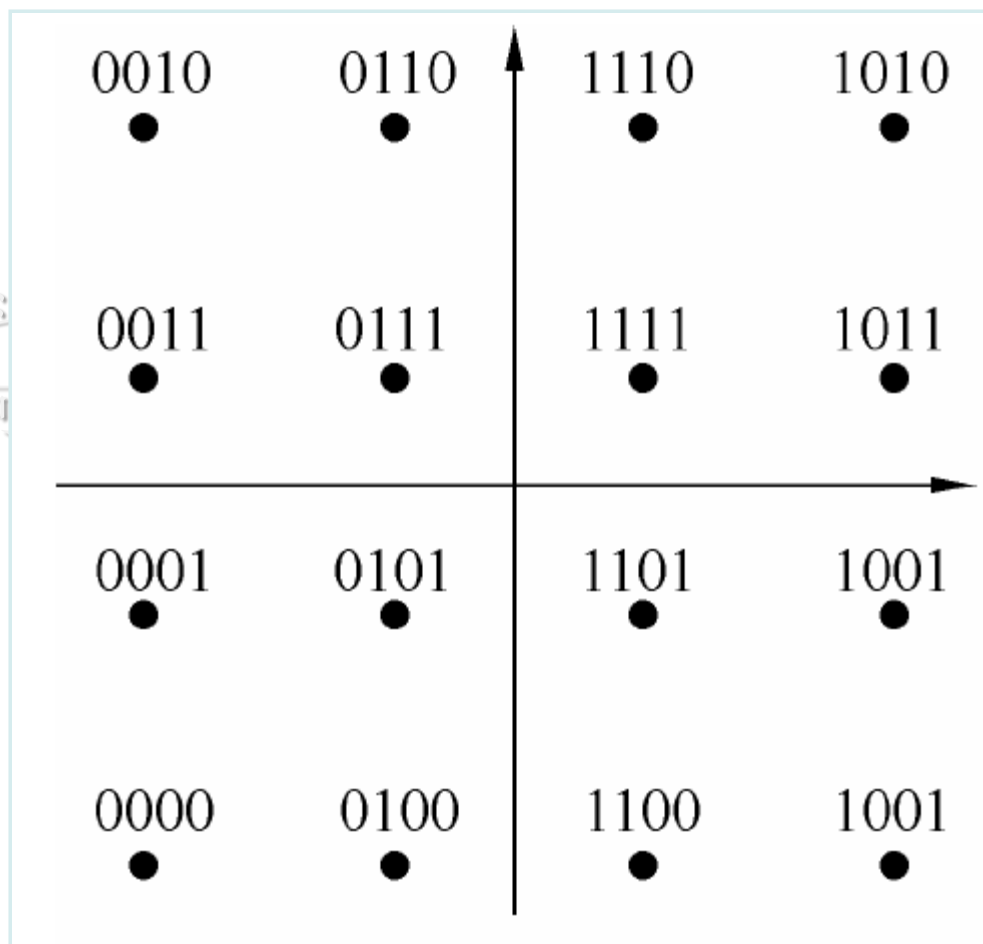
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

16QA
M信号
星座图



森班学



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

若已调信号最大幅度为1，可以计算出MQAM中星座间最小距离为

$$d_{MQAM} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1} = \frac{\sqrt{2}}{L-1}$$

MPSK信号中星座间最小距离为

$$d_{MPSK} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$$

$$d_{4QAM} = d_{4PSK}$$

即**4PSK**和**4QAM**信号具有相同的星座



7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

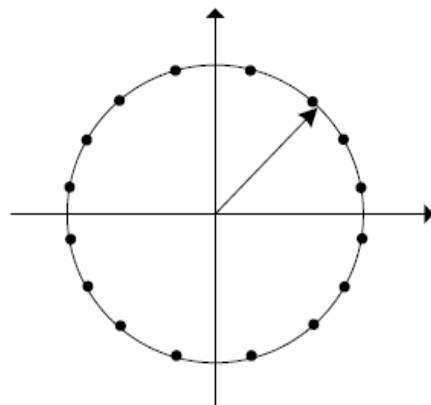
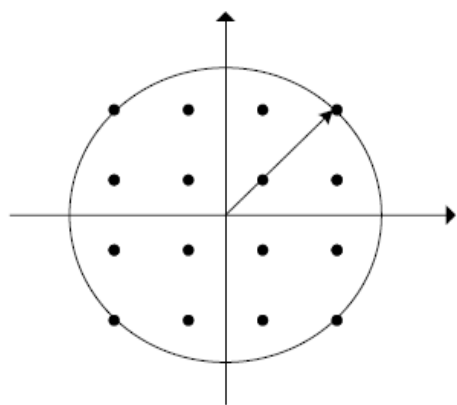
通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

当 $M > 4$ 时, $d_{MQAM} > d_{MPSK}$,

MQAM信号的抗干扰能力优于 MPSK信号。

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱宇霖班学习



$$d_{16QAM} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M}-1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{16}-1} = 0.47$$

$$d_{MPSK} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) = 2 \sin\left(\frac{\pi}{16}\right) = 0.39$$

16QAM和16PSK信号的星座图

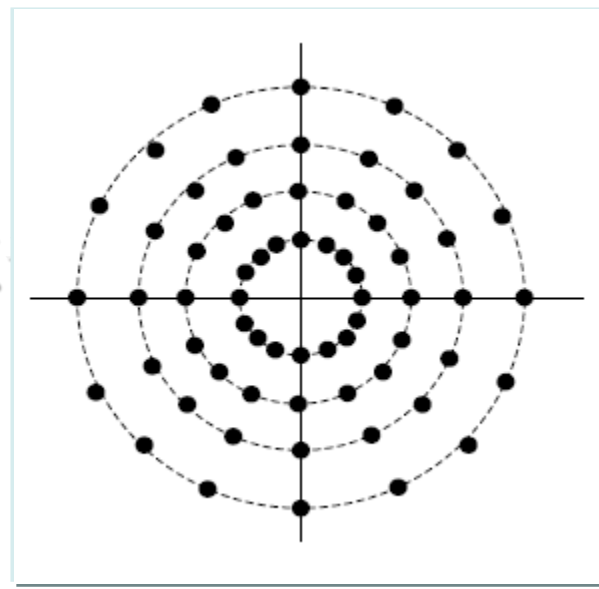
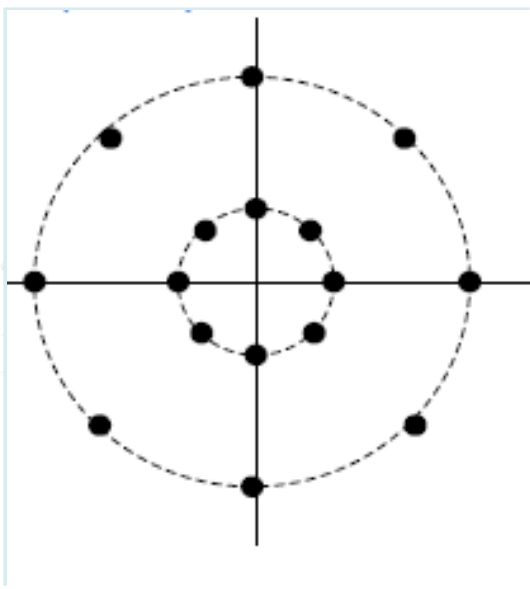


7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)



星型MQAM星座图

本文件仅
习使用，

学通原
用途。

学森班学



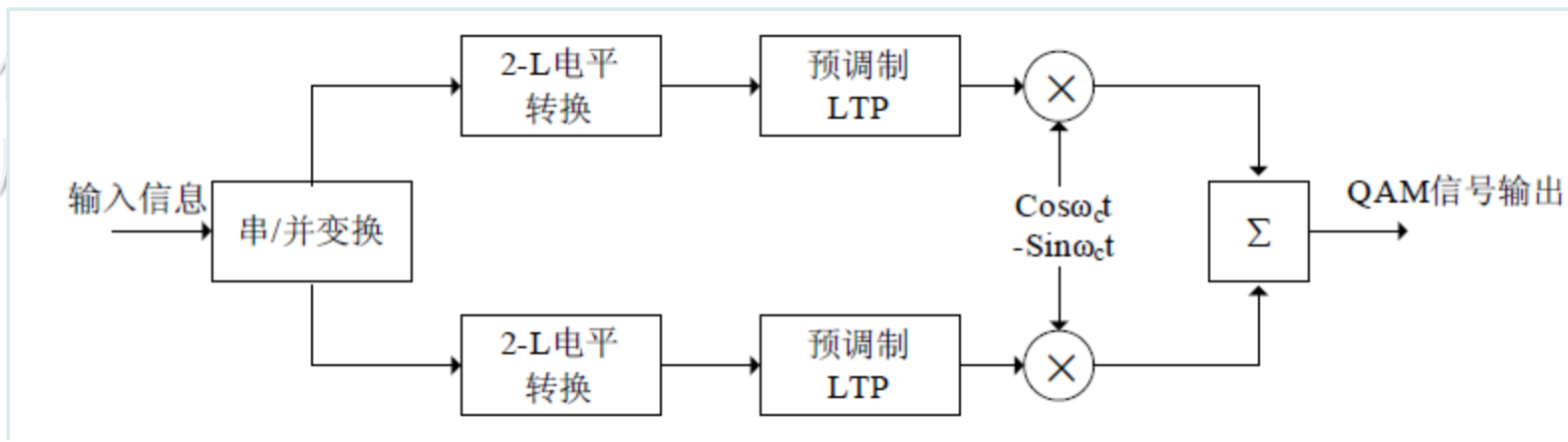
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

2.调制





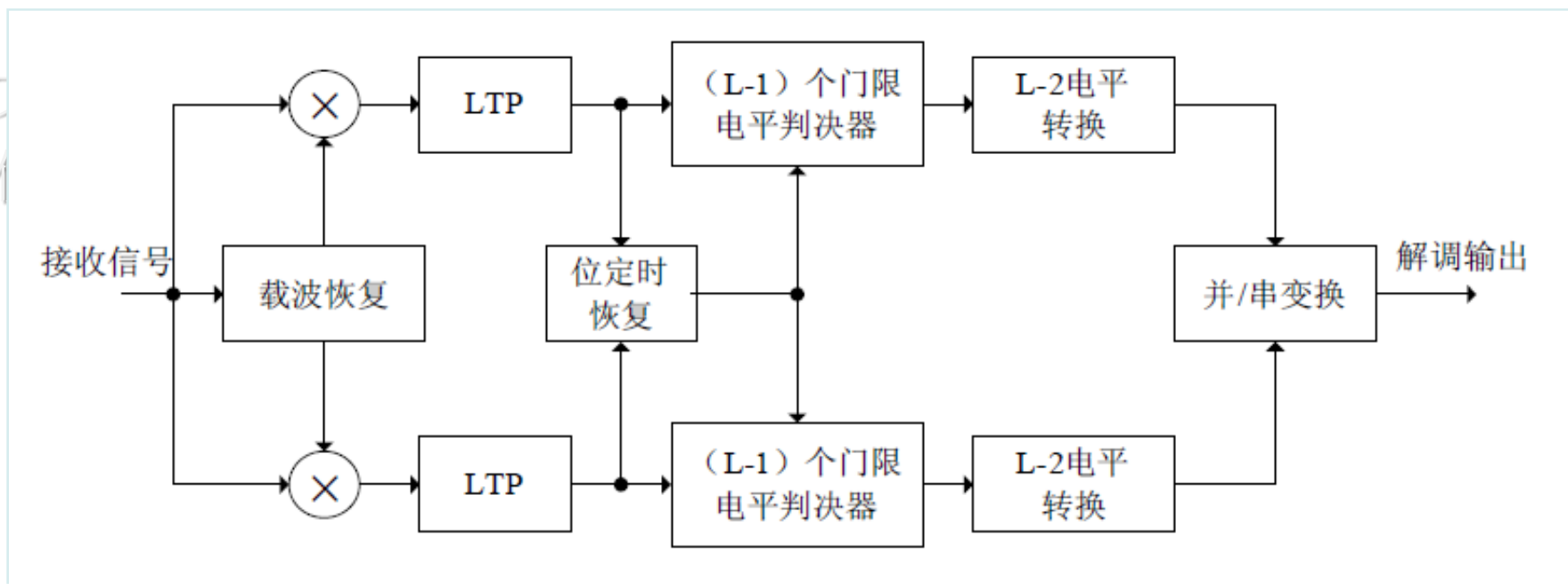
7.4 多进制数字调制系统

西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

3.解调





7.4 多进制数字调制系统

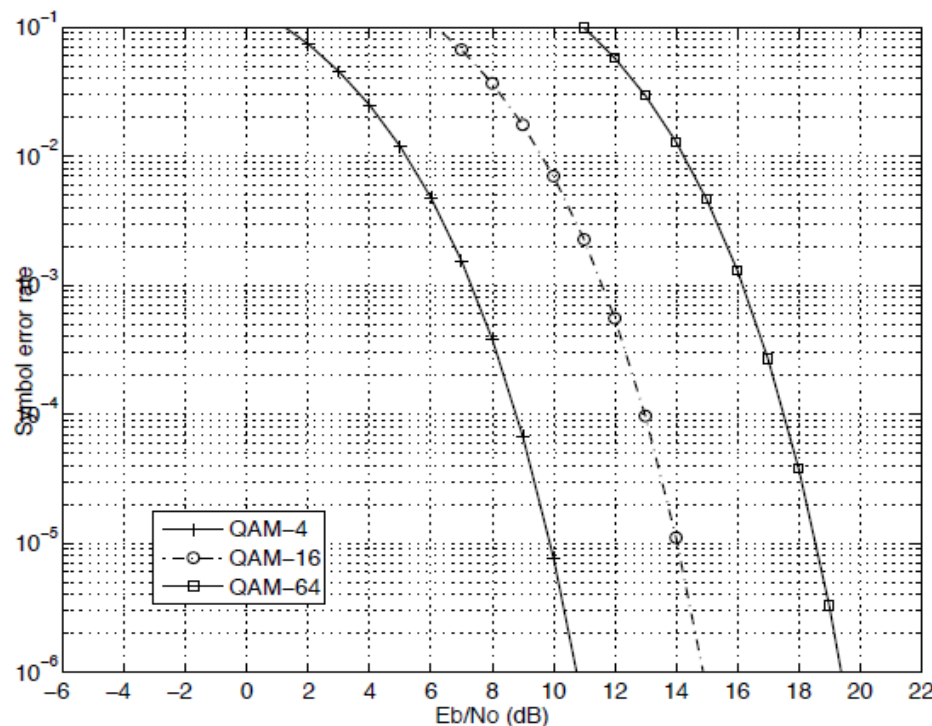
西安电子科技大学

通信工程学院

五、MQAM(多进制正交幅度调制)

4. 抗噪性能

$$P_{e,QAM-M} \approx 2 \frac{(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2(M)}{2(M-1)} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$



文件仅供西电内部使用，不得外传

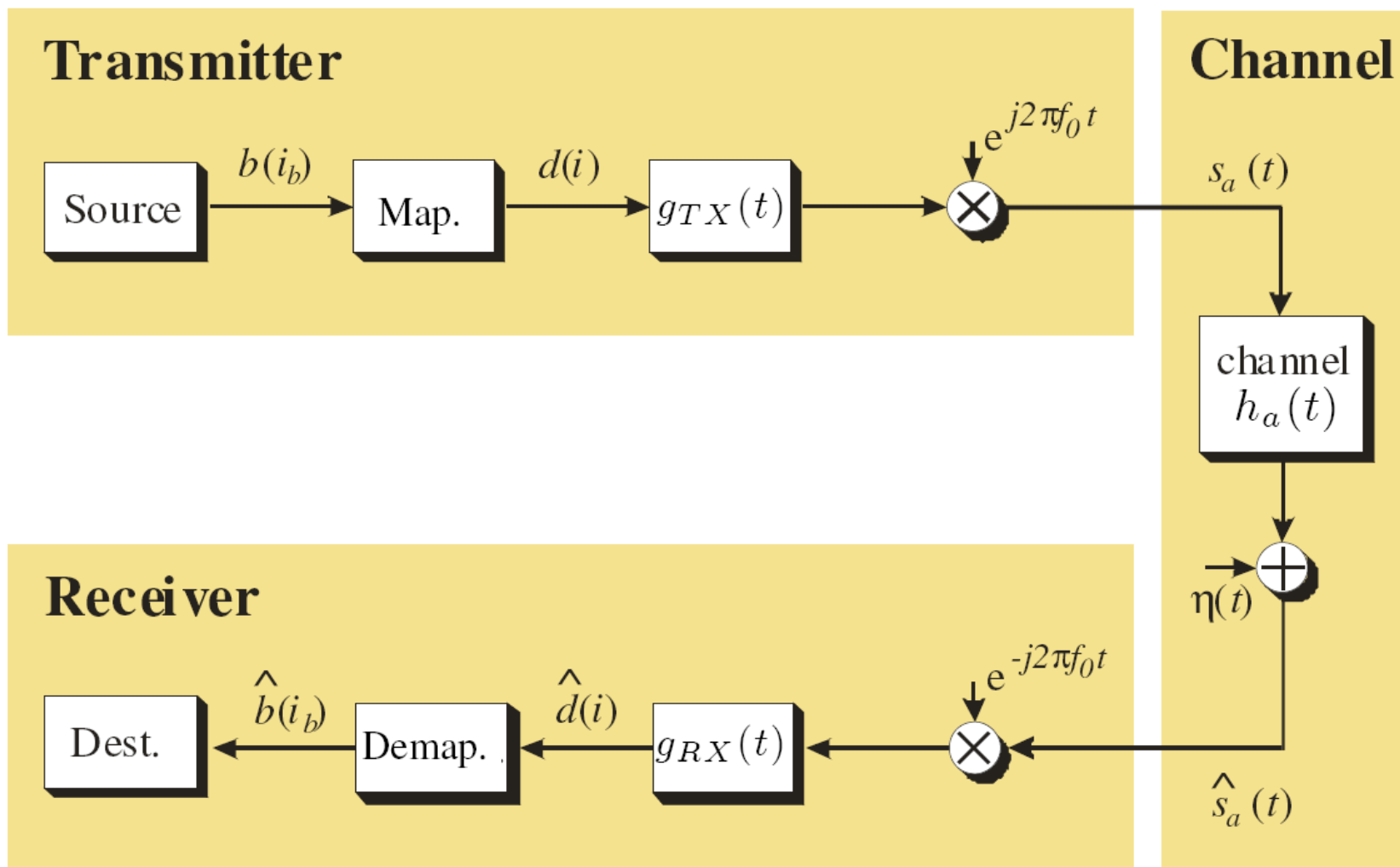


7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院

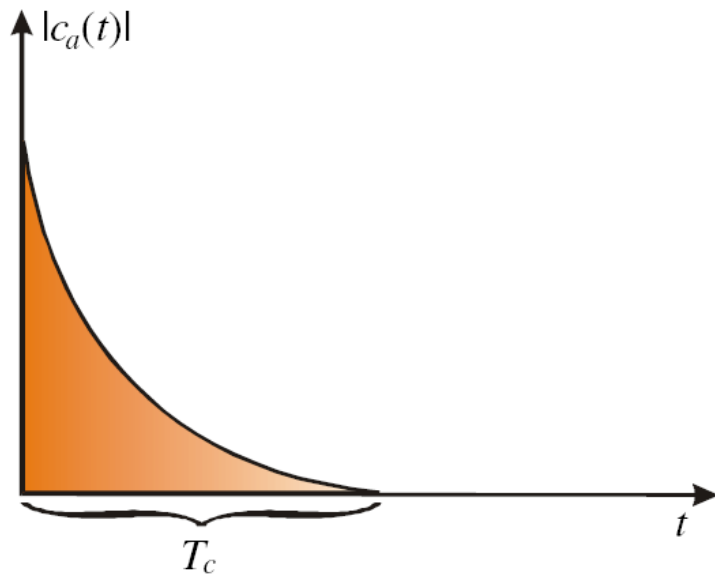
Single Carrier Transmission System (SC)



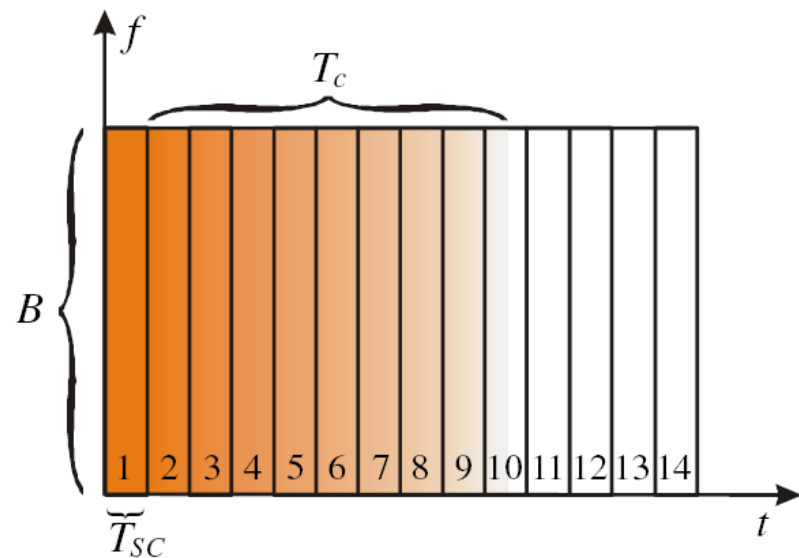


7.5 正交频分复用调制

Influence of Multipath Propagation on SC Transmission



a) Channel impulse response



b) ISI at SC transmission

Limits for the raise of transmission rate:

Increasing the bandwidth leads to a reduced symbol duration. In case of multipath channels the influence of Inter Symbol Interference (ISI) is amplified.

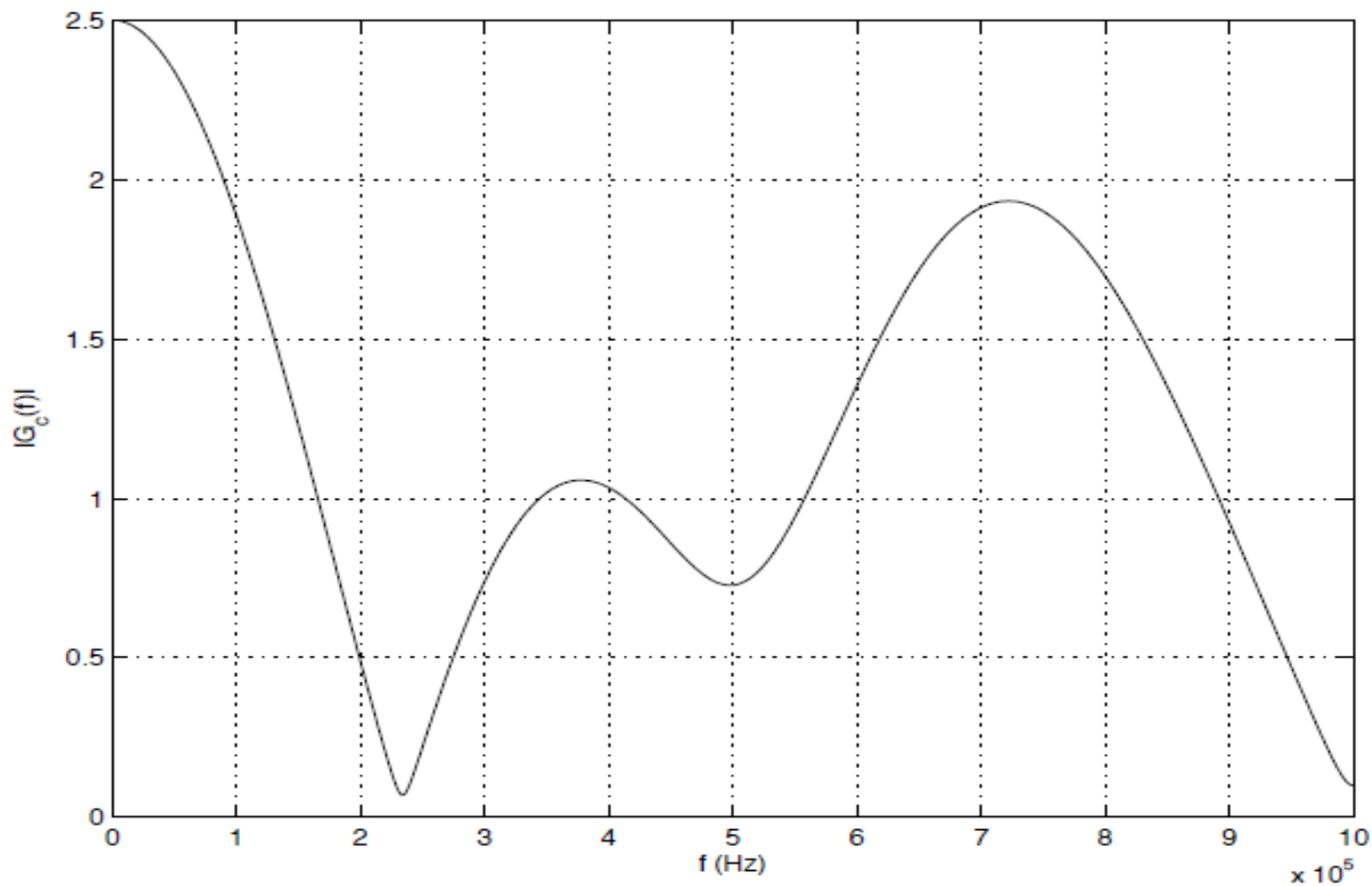
→ The equalization effort increases dramatically!



7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院



学

本文
习得

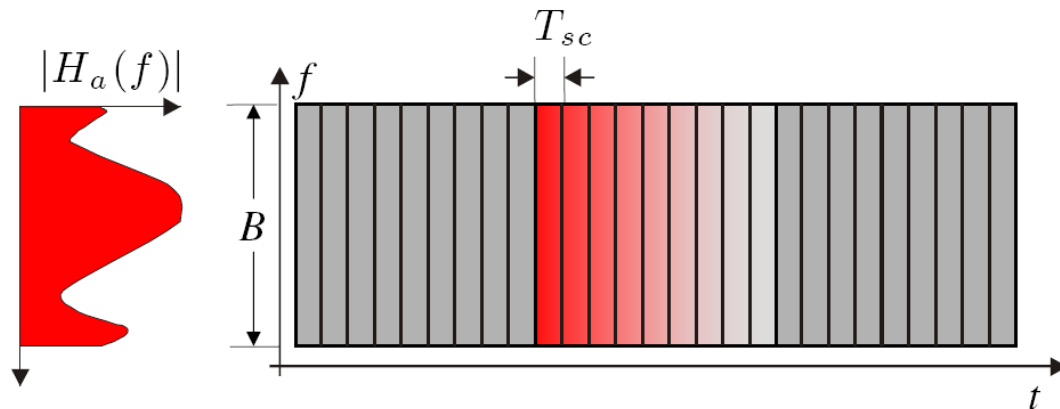


7.5 正交频分复用调制

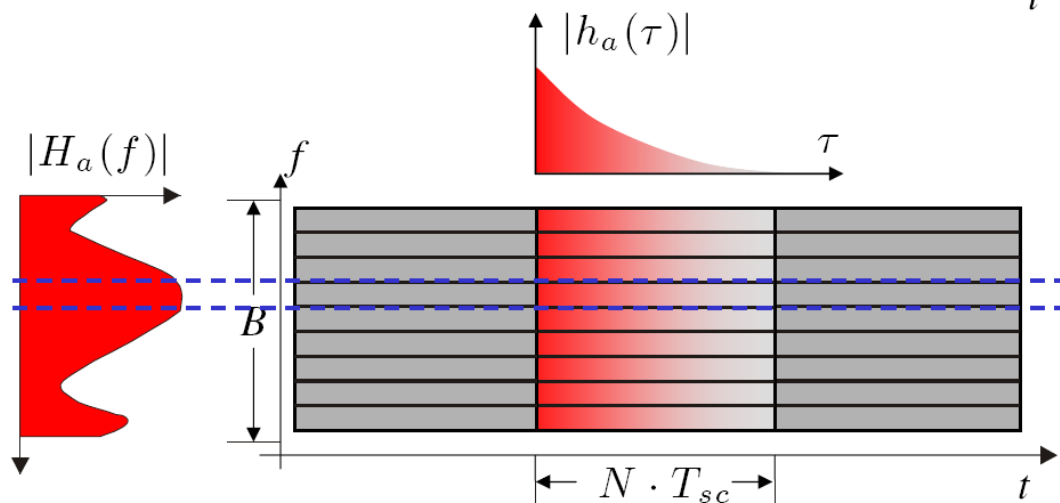
西安电子科技大学

通信工程学院

Principle of Multi-Carrier Systems



single carrier (SC)
➤ equalization problems



multi carrier (MC)
➤ non-selective
subchannels

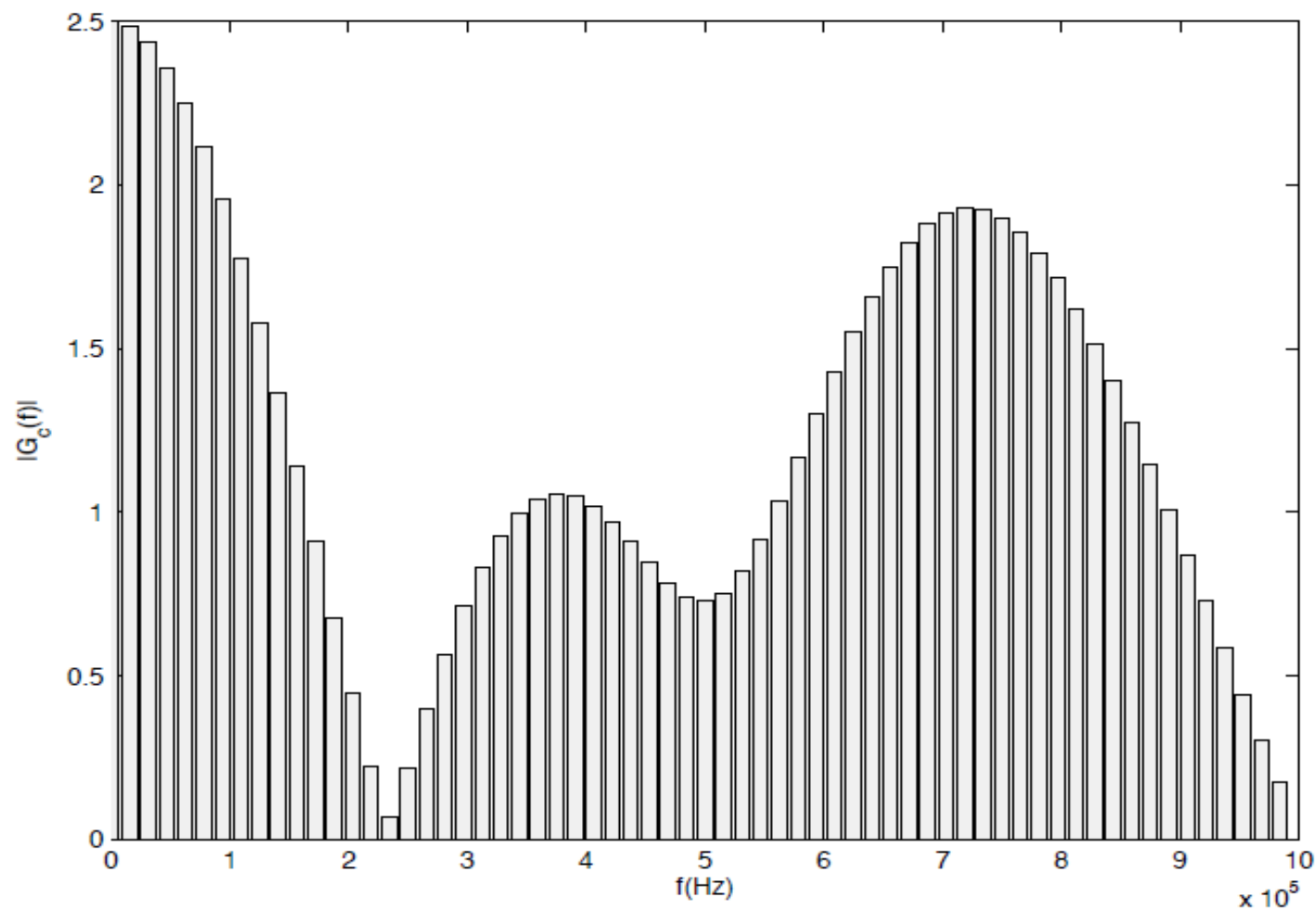
本
习



7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院



班学

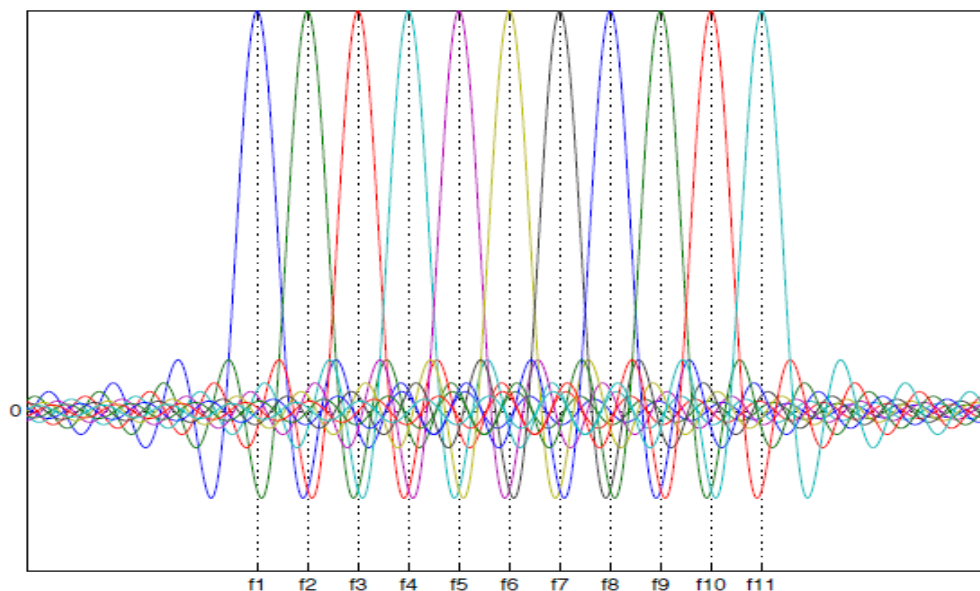
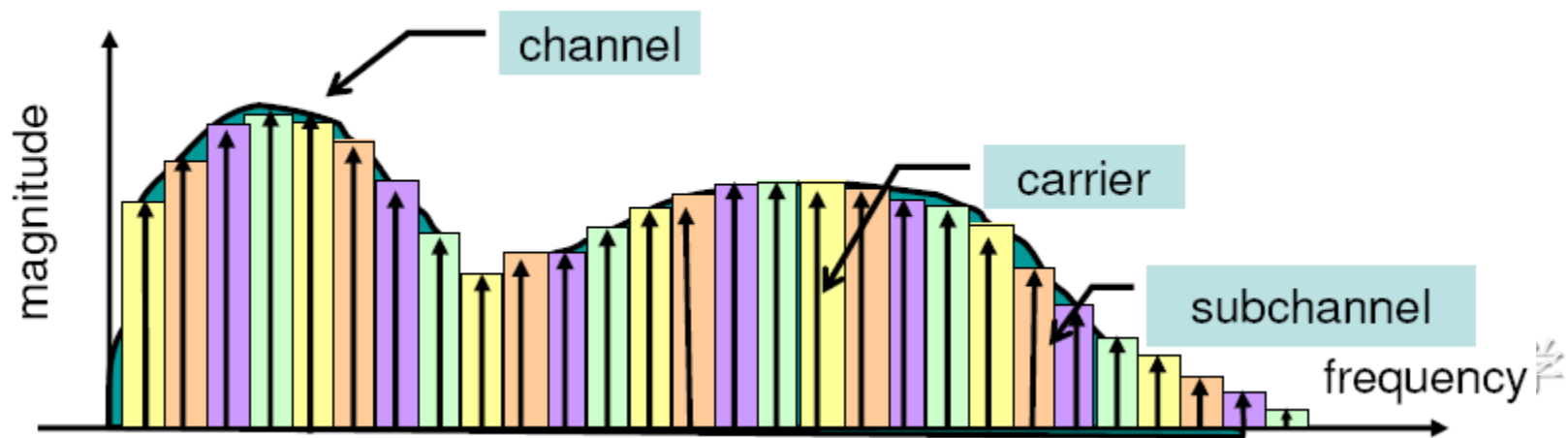
本文
习使



7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院



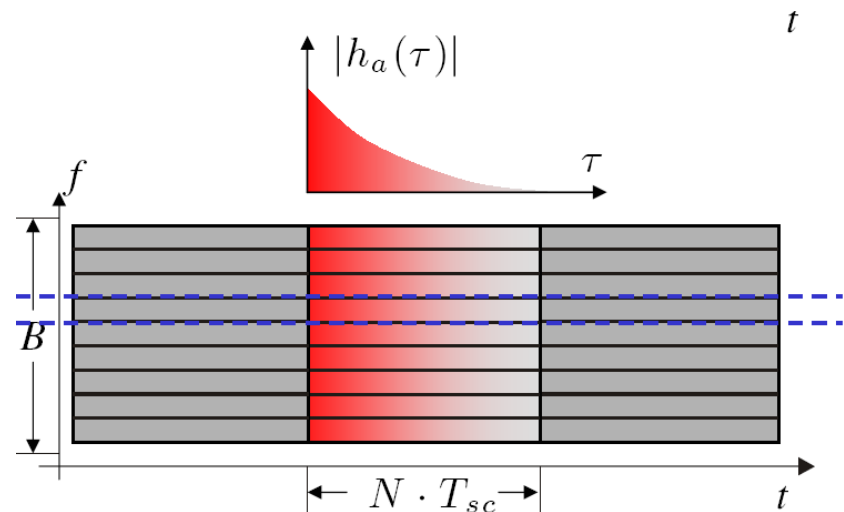
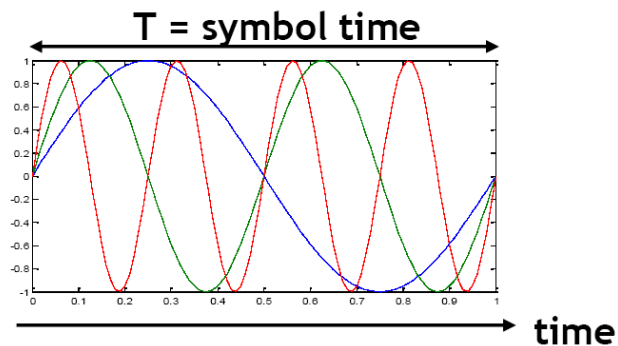
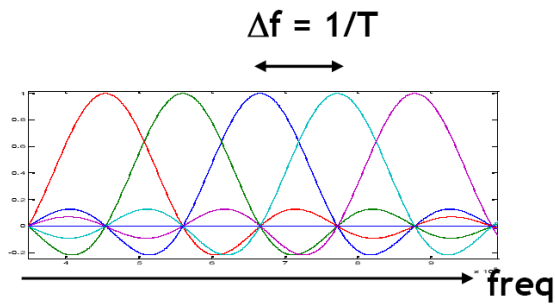
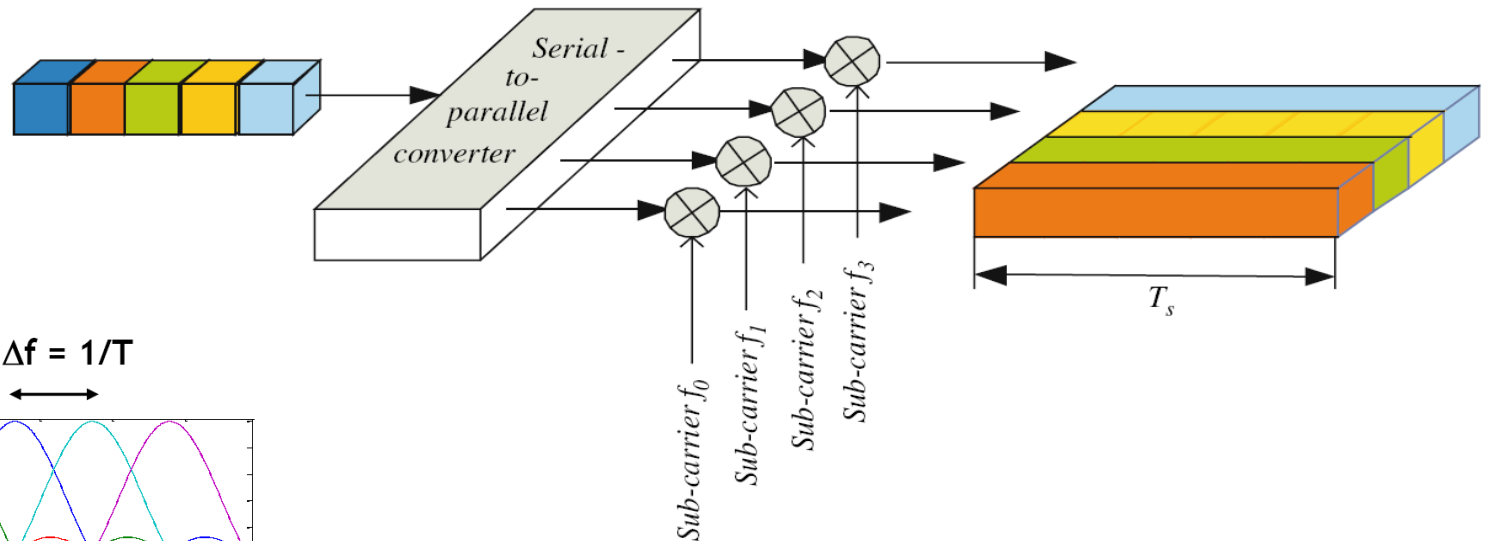
本文作
习使用，不



7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

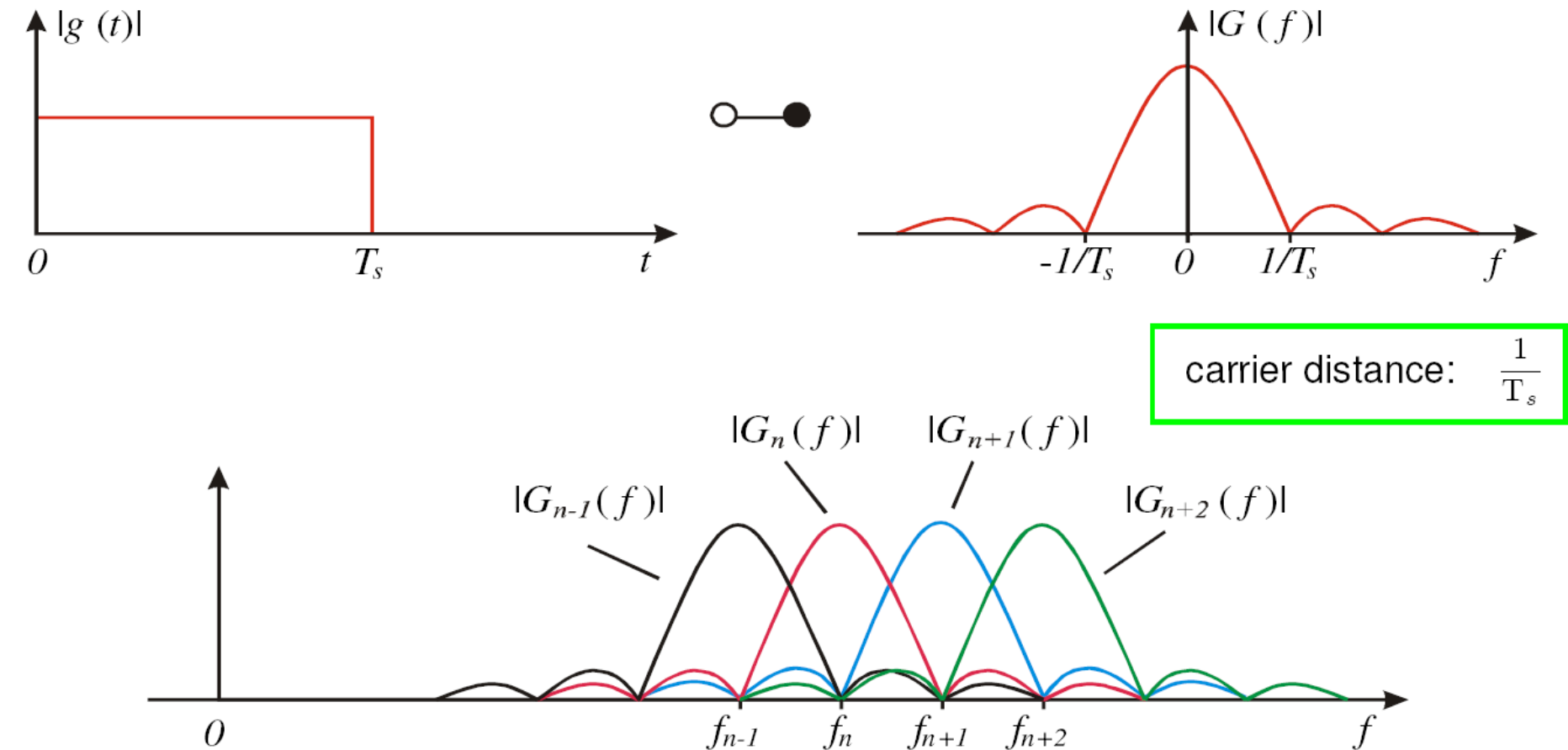
通信工程学院



本
习



7.5 正交频分复用调制 Orthogonal Subcarriers



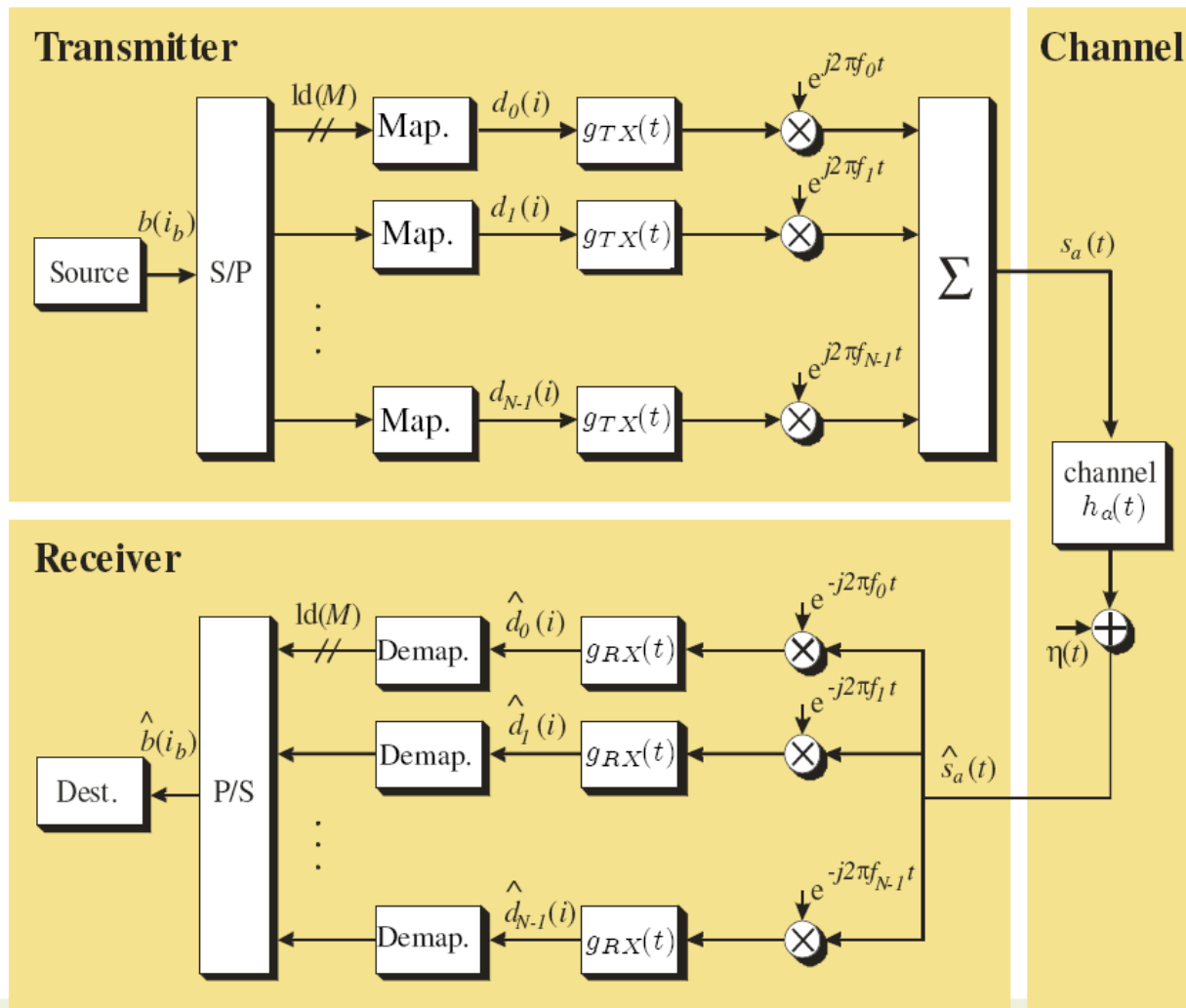


7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院

Multi Carrier Transmission (MC)



森班学

本文件仅
习使用，

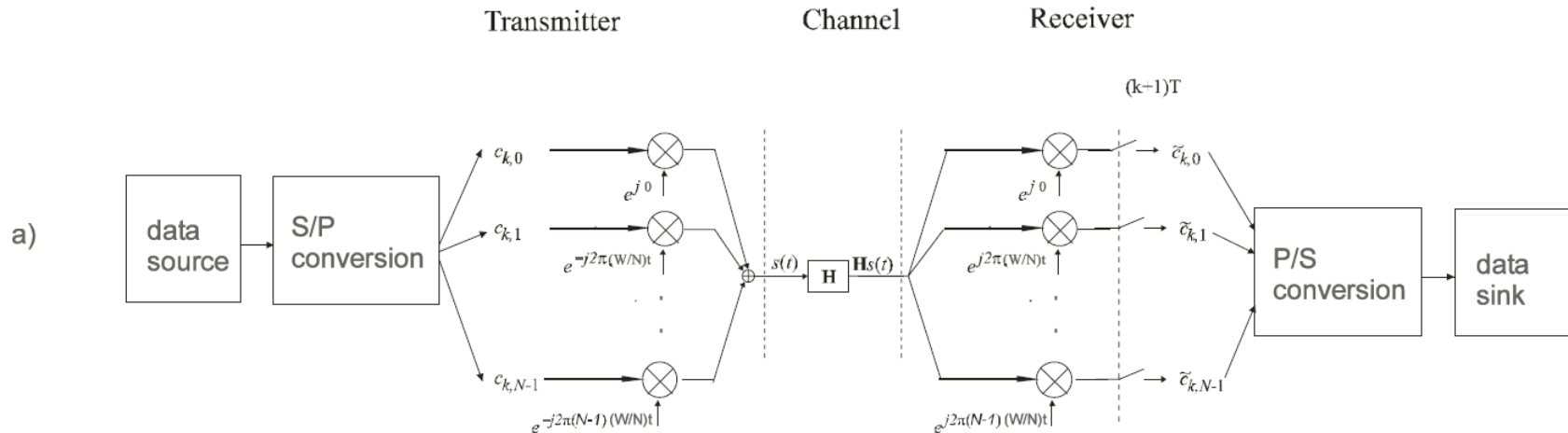


7.5 正交频分复用调制

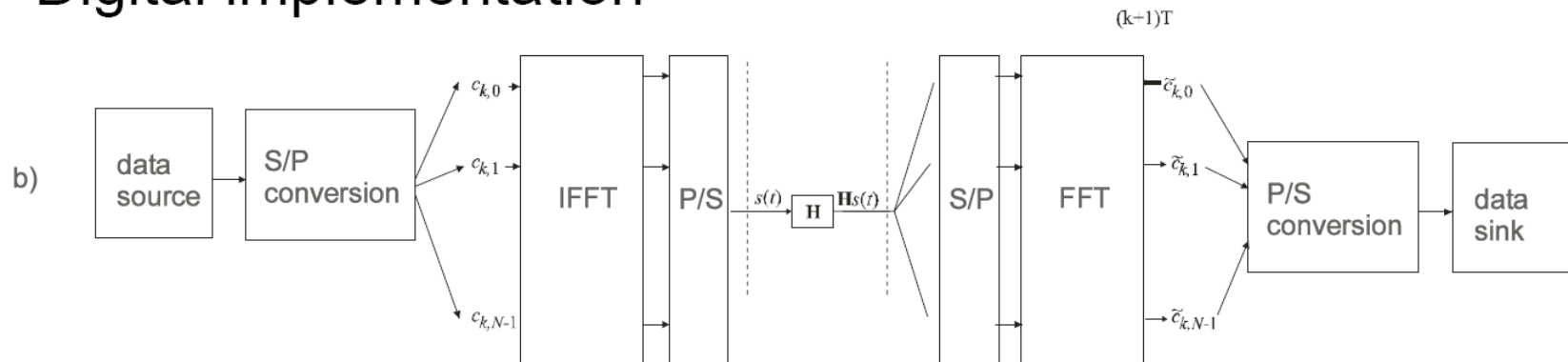
西安电子科技大学

通信工程学院

- Analogue implementation



- Digital implementation



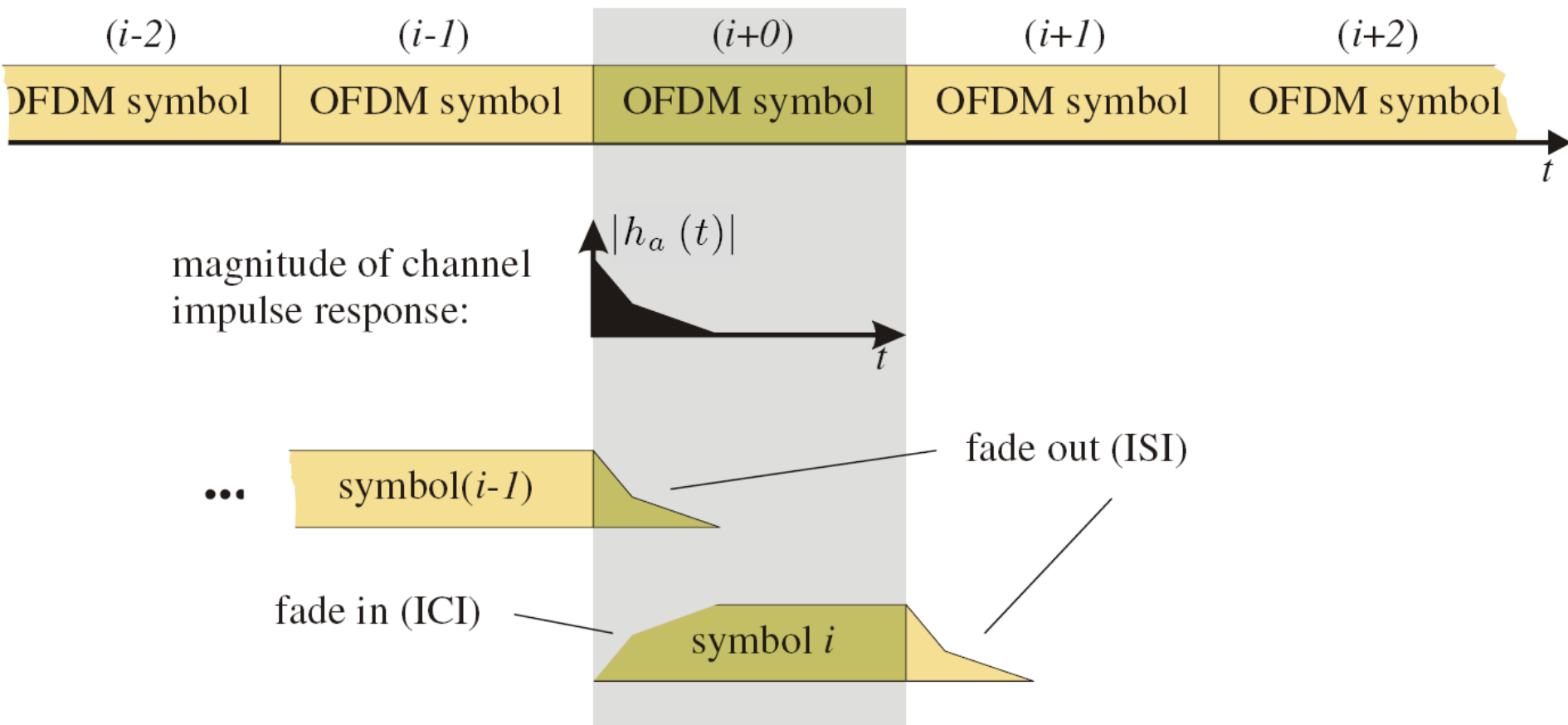


7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院

Inter-Symbol- (ISI) and Inter-Carrier-Interference (ICI)



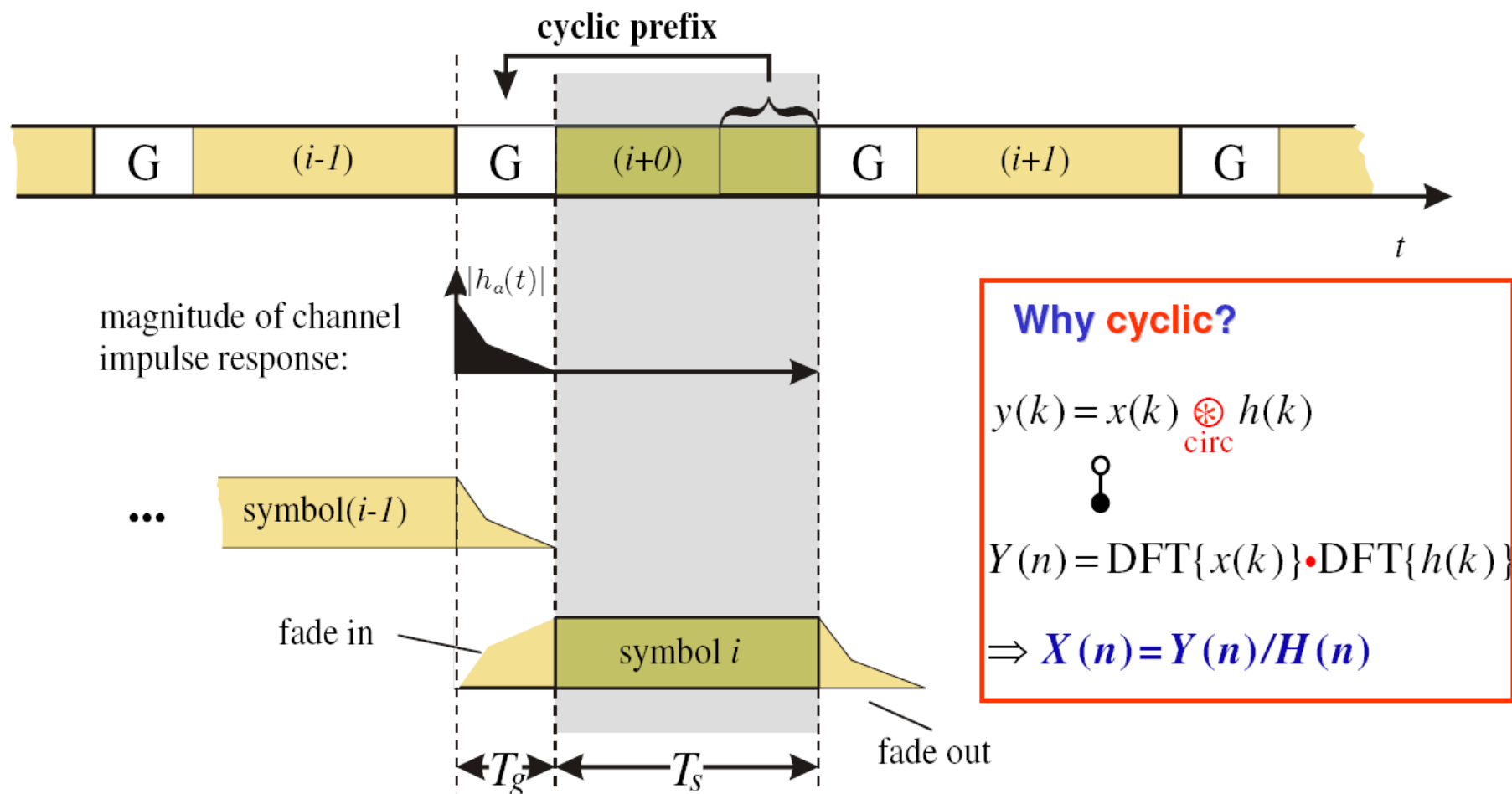


7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院

The OFDM Cyclic Prefix / Guard Interval



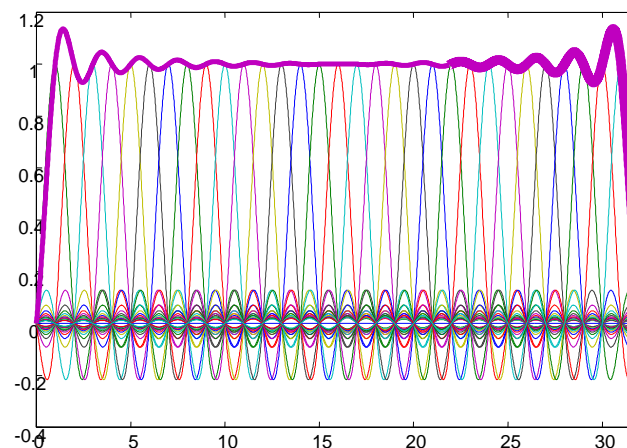
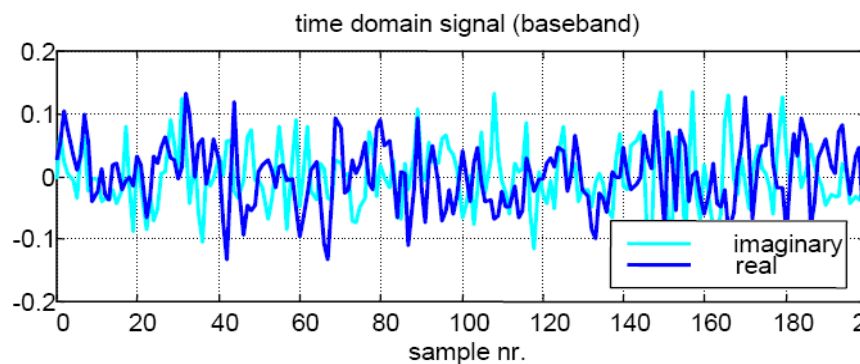
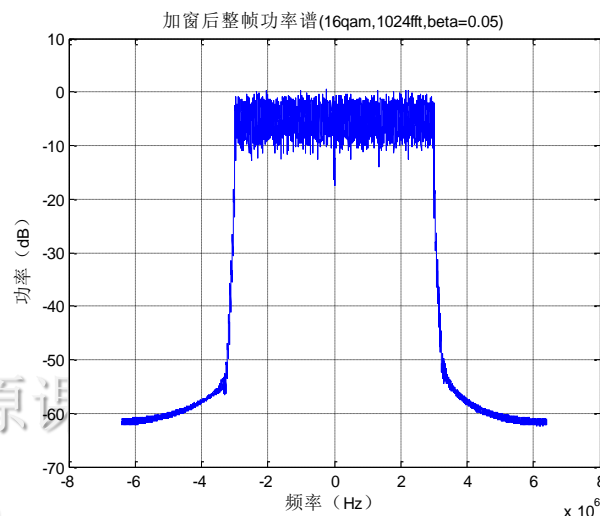
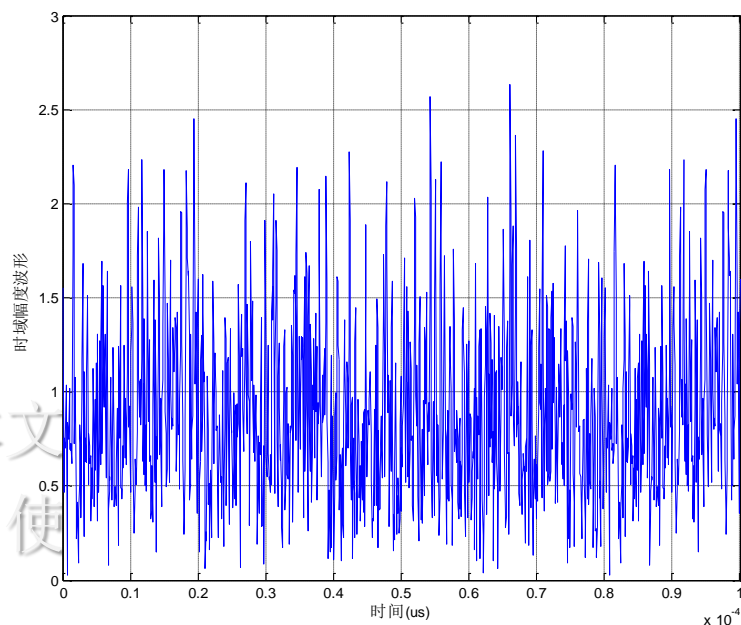
➤ The OFDM cyclic prefix serves for the suppression of ISI and ICI !



7.5 正交频分复用调制

西安电子科技大学

通信工程学院





第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院

【例】 已知PCM系统输入信号 $f(t) = 6.4\sin(8000\pi t)$ ，以Nyquist速率进行抽样后，按64个电平均匀量化编码，用自然二进制码。

(1) 计算量化信噪比和编码后信号的码元速率；

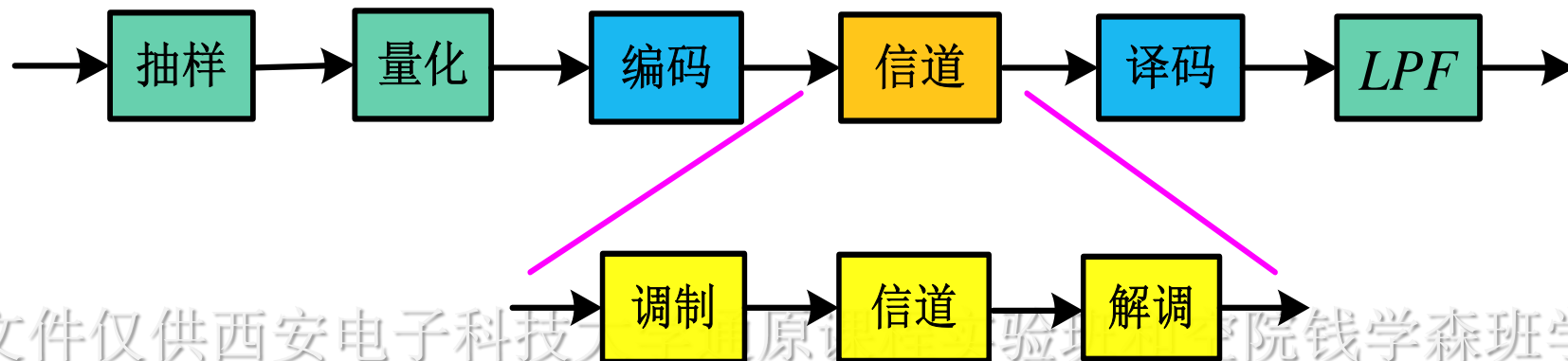
(2) 对此信号采用2DPSK方式传输，差分相干解调，解调器输入端信噪比为10dB，求接收端最终输出信号的信噪比。



第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院



本文件仅供西安电子科技大学原试验班钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。

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

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{2^{2N}}{1 + 4P_e \cdot 2^{2N}}$$



第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院

思考：一理想通信系统带宽为10kHz，若采用MPSK数字调制方式传输，则该系统无码间干扰传输的最大信息速率为多少？

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。



第7章 数字频带传输系统

西安电子科技大学

通信工程学院

本章主要内容:

★ 二进制（2ASK、2FSK、2PSK和2DPSK）数字

调制与解调原理

★ 二进制数字调制系统的抗噪声性能

★ 多进制数字调制系统

本文件仅供西安电子科技大学通原课程实验班和空院钱学森班学习使用，不得用于任何商业用途。