

# 复习课

# 知识点回顾与平时习题讲解

通信原理

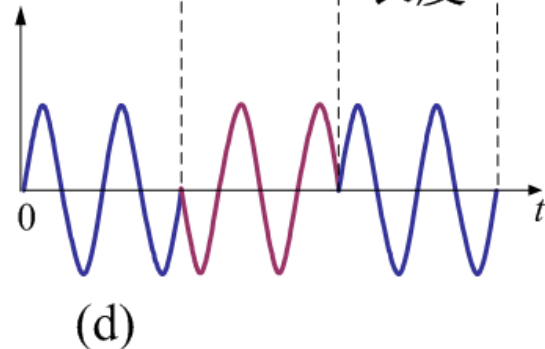
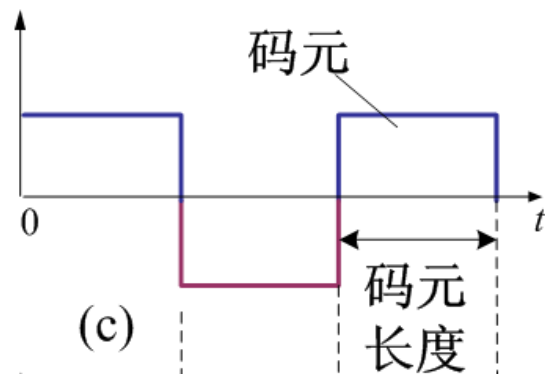
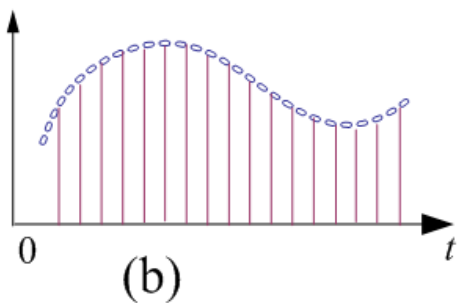
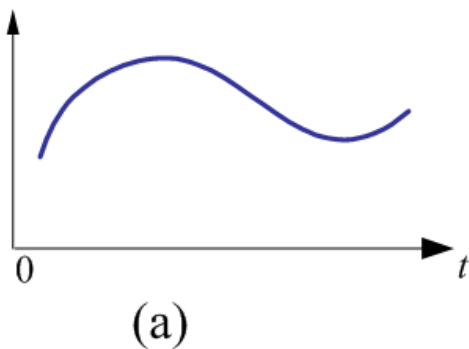


樊昌信 曹丽娜 编著

# 模拟信号与数字信号p3

取值连续  
(无穷多)

取值离散  
(有限个)



# 通信系统性能指标p13



(1) 码元传输速率 (传码率)

$$R_B = \frac{1}{T_s}$$

(2) 信息传输速率 (传信率)

$$R_b = R_B \cdot \log_2 M$$

(3) 频带利用率

$$\eta = \frac{R_B}{B} \quad (\text{Baud/Hz}) \quad \eta_b = \frac{R_b}{B} \quad (\text{b/s} \cdot \text{Hz}^{-1})$$

(1) 误码率

(2) 误信率 (误比特率)

## 习题1-9

如果二进制独立等概信号的码元宽度为0.5ms,求 $R_B$ 与 $R_b$ ;  
如改为四进制信号, 码元宽度不变, 求 $R_B$ 与 $R_b$

(1) 已知码元宽度  $T = 0.5 \text{ ms}$ , 则码元速率为

$$R_B = 1/T = 2000 \text{ (Baud)}$$

对于二进制等概信号, 平均信息速率为

$$R_b = R_B \times H = R_B \times \log_2 M = 2000 \times \log_2 2 = 2000 \text{ (bit/s)}$$

(2) 如果码元宽度不变, 则码元速率也不变, 即码元速率为

$$R_B = 1/T = 2000 \text{ (Baud)}$$

此时, 对于四进制等概信号, 平均信息速率为

$$R_b = R_B \times H = R_B \times \log_2 M = 2000 \times \log_2 4 = 4000 \text{ (bit/s)}$$

# 窄带高斯过程p39-42

高斯过程→带通滤波器→窄带高斯过程。

均值0、方差  $\sigma_\xi^2$  的平稳高斯窄带过程，它的  
**包络和相位的统计特性：**

- ◆ 包络 ~ 瑞利分布
- ◆ 相位 ~ 均匀分布

## 1. 噪声功率求解

如果信号带宽为 $B$ ，则噪声功率为：

(1) 单边带功率谱密度为 $P(f)$ ，

则： $P(f) \times B$ ；

(2) 双边带功率谱密度为 $P(f)$ ，

则： $P(f) \times 2B$ 。

## 2. 噪声类型

■ 按噪声来源

- 人为噪声
- 自然噪声
- 内部噪声  
(如热噪声)

## 1. 恒参传输特性

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\Phi(\omega)} \left\{ \begin{array}{l} |H(\omega)| \sim \omega \quad \text{幅频特性} \\ \phi(\omega) \sim \omega \quad \text{相频特性} \end{array} \right.$$

两种线性失真：

- ◆ 幅频失真：  $|H(\omega)| \neq K$
- ◆ 相频失真：  $\phi(\omega) \neq \omega t_d$

# 随参信道p62-63

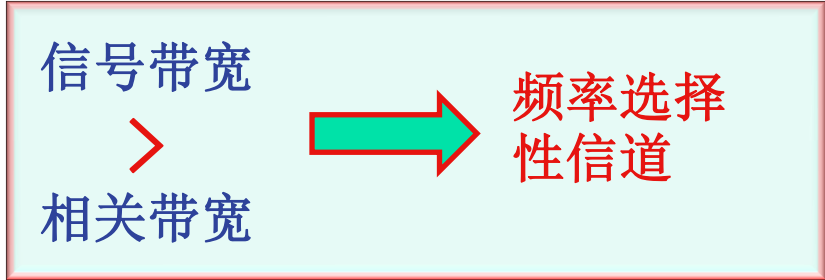
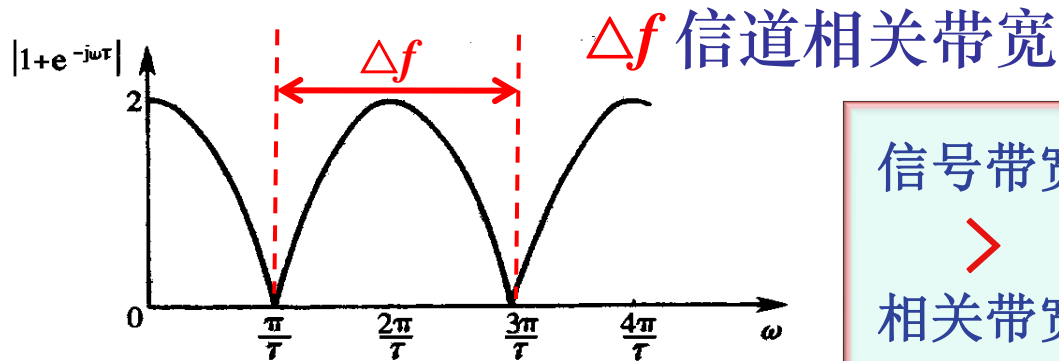
## ■ 随参信道特性

- 衰减随时间变化
- 时延随时间变化
- 多径传播

## ■ 多径效应

- 瑞利型衰落
- 频率弥散
- 频率选择型衰落

## 频率选择性衰落





# 连续信道容量p69-70

由香农信息论可证，白噪声背景下的连续信道容量为：

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \text{ (b/s)} \quad \text{——香农公式}$$

等价式：

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \text{ (b/s)}$$

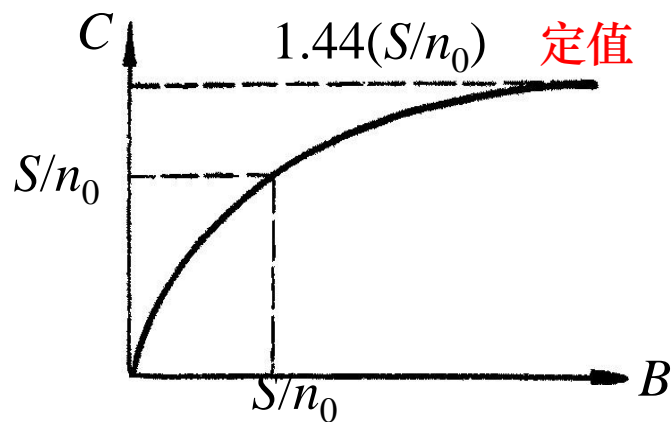
$S$  — 信号平均功率 (W) ;  $B$  — 带宽 (Hz)

$n_0$  — 噪声单边功率谱密度;  $N = n_0 B$  — 噪声功率 (W)

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right)$$

结论:

- 信道容量  $C$  依赖于  $B$ 、 $S$  和  $n_0$
- 增大  $B$  可增加  $C$ ，但不能使  $C$  无限制增大。  
当  $B \rightarrow \infty$  时， $C$  将趋向一个定值:



信道容量和带宽关系

## 习题4-7

设一幅黑白数字相片有**400**万个像素，每个像素有**16**个亮度等级，若用**3KHz**带宽的信道传输他，且信号噪声功率比为**10dB**，试问传输的时间？

每个像素的平均信息量为↵

$$H = \log_2 16 = 4 \text{ (b/像素)} \quad \leftarrow$$

该图片包含 400 万个像素，总信息量为↵

$$I = N \times H = 4 \times 10^6 \times 4 = 1.6 \times 10^7 \text{ (bit)} \quad \leftarrow$$

本题的信噪比可以表示为  $\frac{S}{N} = 10^{(10/10)} = 10$ ，由香农公式可得该信道最大信息速率为↵

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) = 3000 \times \log_2 (1 + 10) = 1.04 \times 10^4 \text{ (b/s)} \quad \leftarrow$$

所以，所需的传输时间为↵

$$t = I / C = 1.6 \times 10^7 / (1.04 \times 10^4) = 1.54 \times 10^3 \text{ (s)} \quad \leftarrow$$

## 模拟调制方式：

- 幅度调制（线性）： AM、DSB  
SSB、VSB
- 角度调制（非线性）： FM、PM

# 非线性调制（角度调制）原理p89

## ■ 概述

- 角度调制：FM和PM的总称。
- 载波的幅度恒定，而频率或相位受调制。
- 属于非线性调制。
- 抗噪声性能优于幅度调制——优势。

# 各种模拟调制系统的比较p104

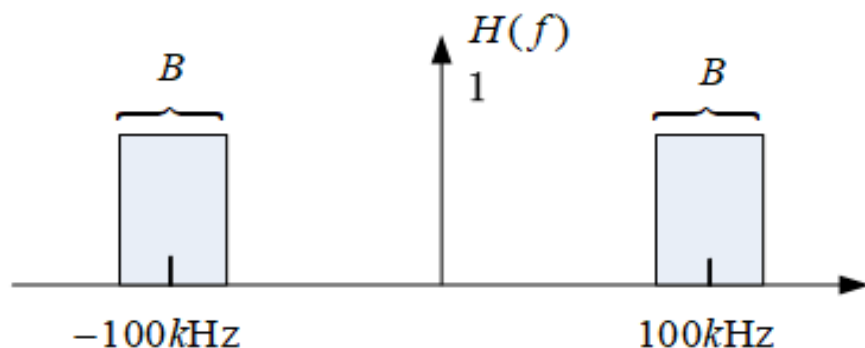
调制方式	信号带宽	制度增益	解调方式
<b>AM</b>	$2f_m$	$2/3$	相干解调 非相干解调：包络检波
<b>DSB</b>	$2f_m$	2	相干解调
<b>SSB</b>	$f_m$	1	相干解调
<b>VSB</b>	略大于 $f_m$	近似SSB	相干解调
<b>FM</b>	$2(m_f + 1)f_m$	$3m_f^2(m_f + 1)$	非相干解调：鉴频器 相干解调

## 习题5-9

设某信道具有均匀的双边带功率谱密度函数  $P_n(f) = 0.5 \times 10^{-3} W / Hz$ ，在该信道中传输 DSB 信号，并设调制信号  $m(t)$  的频带限制在  $5kHz$ ，而载波为  $100kHz$ ，已调信号的功率为  $10kW$ 。若接收机的输入信号加至解调器之前，先经过一理想带通滤波器，试问：

- (1) 该理想带通滤波器的中心频率与通带宽度。
- (2) 解调器输入端的信噪比为多少。
- (3) 解调器输出端的信噪比为多少。

(1) 为了保证信号顺利通过和尽可能减小噪声，带通滤波器的宽度等于已调信号的带宽，即  $B = 2f_H = 10kHz$ ，中心频率为载波频率，即  $100kHz$ 。带通滤波器的传输特性为



## 习题5-9

(2) 解调器输入信号的功率为  $S_i = 10kW$ 。由双边带功率谱密度可知，噪声功率为

$$N_i = 2P_n(f)B = 2 \times (0.5 \times 10^{-3}) \times (10 \times 10^3) = 10W$$

故，输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = 1000$$

(3) 由于 DSB 信号的制度增益  $G_{DSB} = 2$ ，可以得到解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = 2 \frac{S_i}{N_i} = 2000$$



## 二进制码功率谱密度p119-121

- ◆ 不归零波形，无定时分量
- ◆ 单极性归零波形，有定时分量
- ◆ 等概的双极性波形，无离散谱

# 基带传输的常用码型p122-123

## 1 AMI 码 —— 传号极性交替码

编码规则: "1" —— +1、-1交替  
"0" —— 0

举例:

信码: 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1

AMI码 (-1) :

+1 0 0 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1 0 0 -1 +1

特点:

- 不含直流分量,低频成分少;
- 三电平;
- 编译码电路简单,有宏观自检能力

## 2 HDB<sub>3</sub>码——3阶高密度双极性码

举例:

信码 1000 1 00 1 000 0 1 000 0 1 1 0 00 0 1 1

HDB<sub>3</sub>码 (-V) :

+1000 -1 00 +1 000 +V -1000 -V +1 -1 +1 000 +V -1 +1

反变换: HDB<sub>3</sub>码 -1 0 0 +1 -1 0 0 0 -1 +1 0 0 +1 -1 +1  
二进制信息 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1

特点:

除保持了AMI码的特点之外,还将连“0”码限制在 3 个以内,有利于位定时信号的提取。

## 习题6-7

已知信息代码为1011 0000 0000 0101，试确定相应的AMI码及HDB3码：AMI(-1)与HDB3(-V)

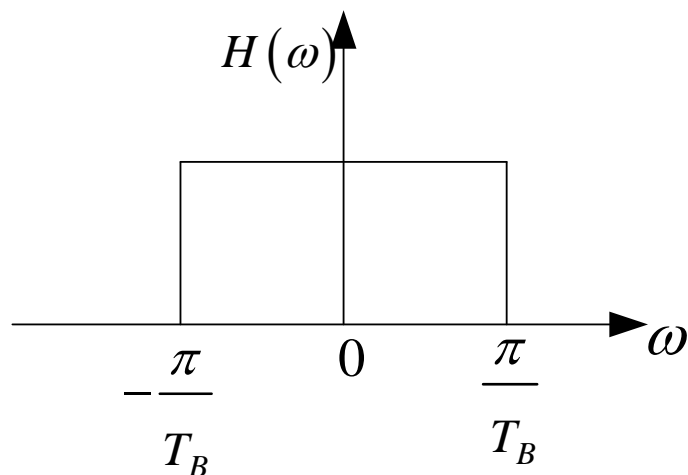
解：

AMI (-1) : +10-1+1 0000 0000 0-10+1

HDB3(-V): +10-1+1 000+V -B00-V 0+10-1

# 无码间串扰传输特性p131-133

## 1. 理想低通型：

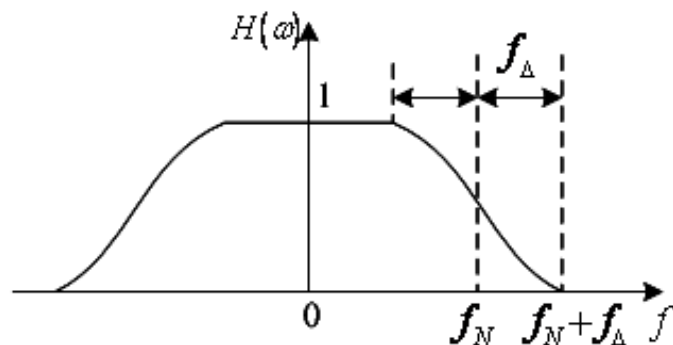


$$B = 1 / 2T_B = f_N \text{ (Hz)}$$

$$R_{Bmax} = 1/T_B = 2f_N \text{ (Baud)}$$

$$\eta = R_B / B = 2 \text{ (Baud/Hz)}$$

## 2. 滚降型：



$$B = f_N + f_{\Delta} = (1 + \alpha) f_N \text{ (Hz)}$$

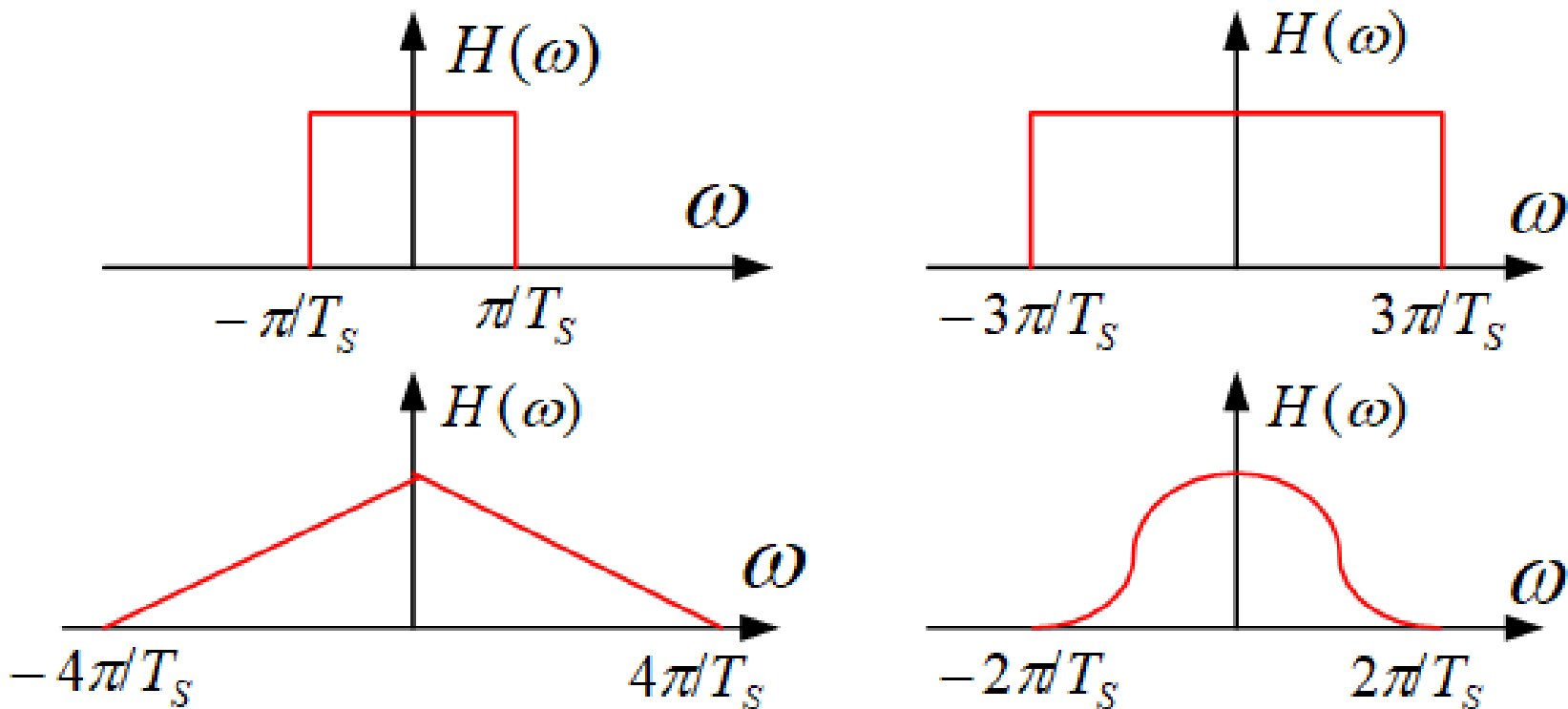
$$R_{Bmax} = 2f_N \text{ (Baud)}$$

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2f_N}{f_N + f_{\Delta}} = \frac{2f_N}{(1 + \alpha)f_N} = \frac{2}{(1 + \alpha)} \text{ (Baud/Hz)}$$

- 若  $R_B > R_{Bmax}$ , 或  $R_{Bmax} / R_B \neq \text{整数}$  存在码间串扰
- 若  $R_B \leq R_{Bmax}$ , 且  $R_{Bmax} / R_B = \text{整数}$ , 无码间串扰

# 习题6-11

设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为 $H(\omega)$ ，若要求为 $2/T_s$ 波特率进行数据传输，试验证下图各种 $H(\omega)$ 是否满足抽样点无码间串扰的条件？



## 习题6-11

图 (a), 奈奎斯特带宽  $f_N = \frac{1}{2T_s}$ , 最大码元速率  $R_{\max} = \frac{1}{T_s}$ , 可得

$R_B > R_{\max}$ , 故不能实现无码间串扰条件。

图 (b), 奈奎斯特带宽  $f_N = \frac{3}{2T_s}$ , 最大码元速率  $R_{\max} = \frac{3}{T_s}$ , 可得

$R_{\max}/R_B = 3/2$  非整数, 故不能实现无码间串扰条件。

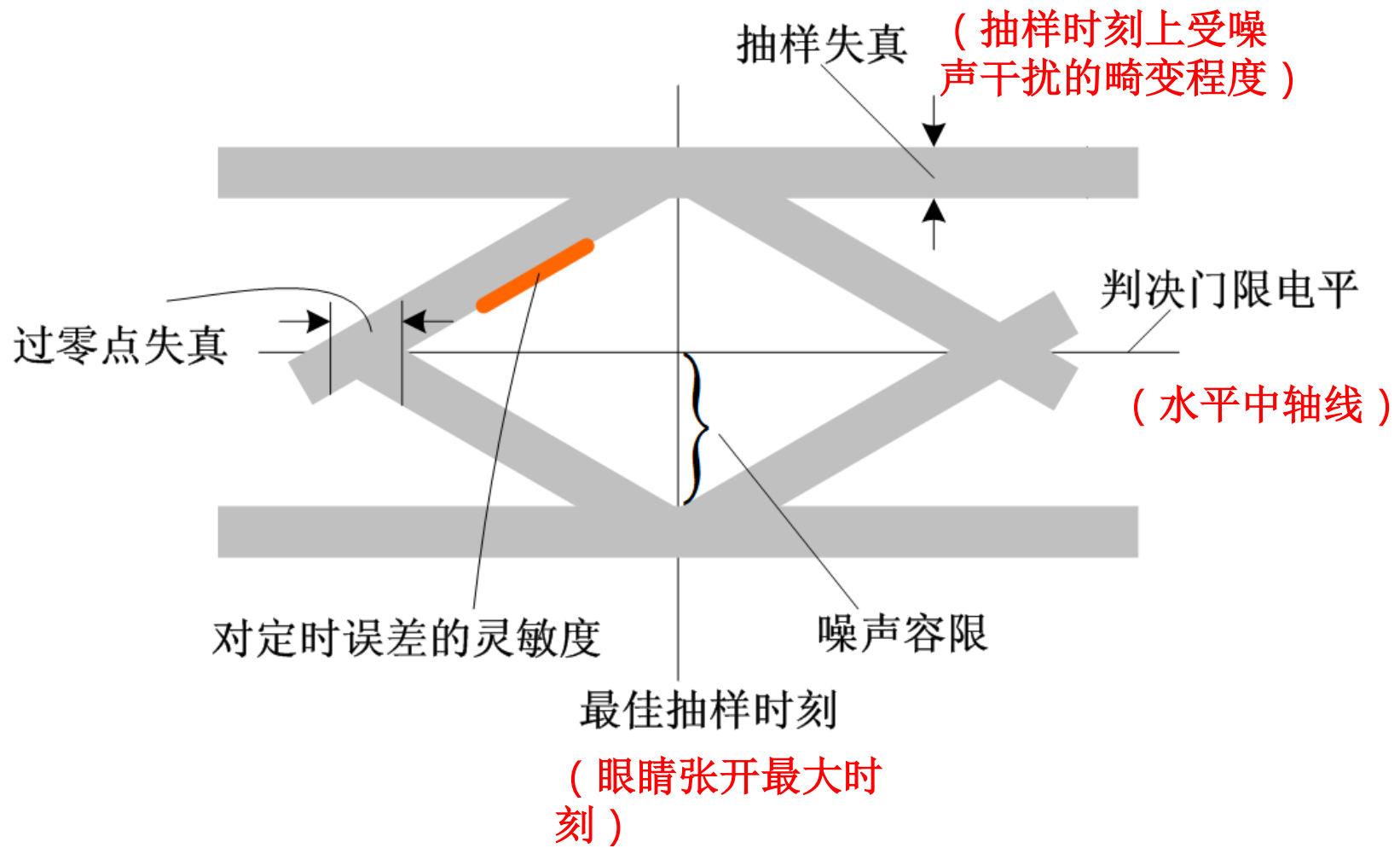
图 (c), 奈奎斯特带宽  $f_N = \frac{1}{T_s}$ , 最大码元速率  $R_{\max} = \frac{2}{T_s}$ , 可得

$R_{\max}/R_B = 1$  为整数, 故能实现无码间串扰条件。

图 (d), 奈奎斯特带宽  $f_N = \frac{1}{2T_s}$ , 最大码元速率  $R_{\max} = \frac{1}{T_s}$ , 可得

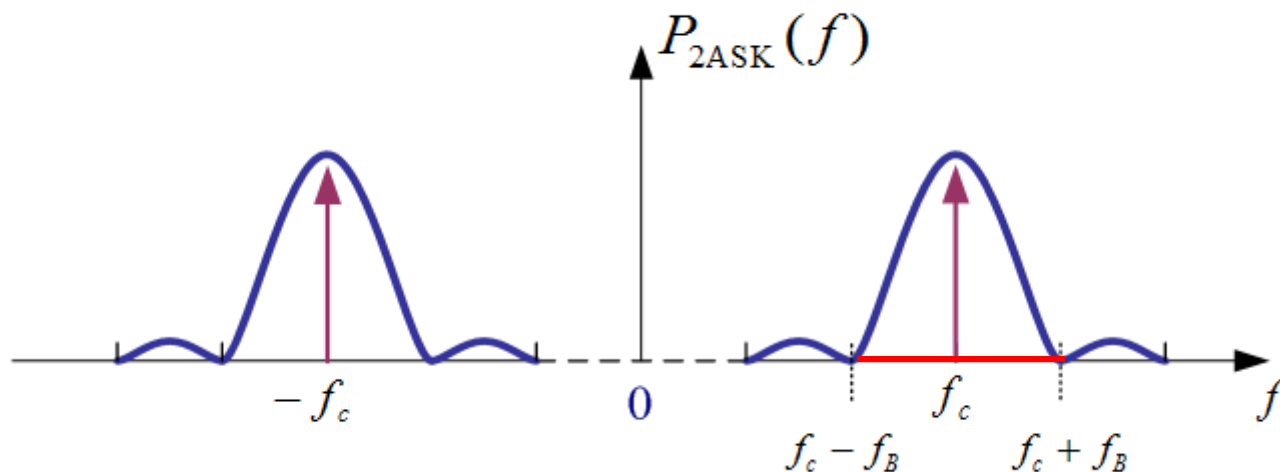
$R_B > R_{\max}$ , 故不能实现无码间串扰条件。

# 眼图模型 p138





## 2ASK信号的功率谱密度

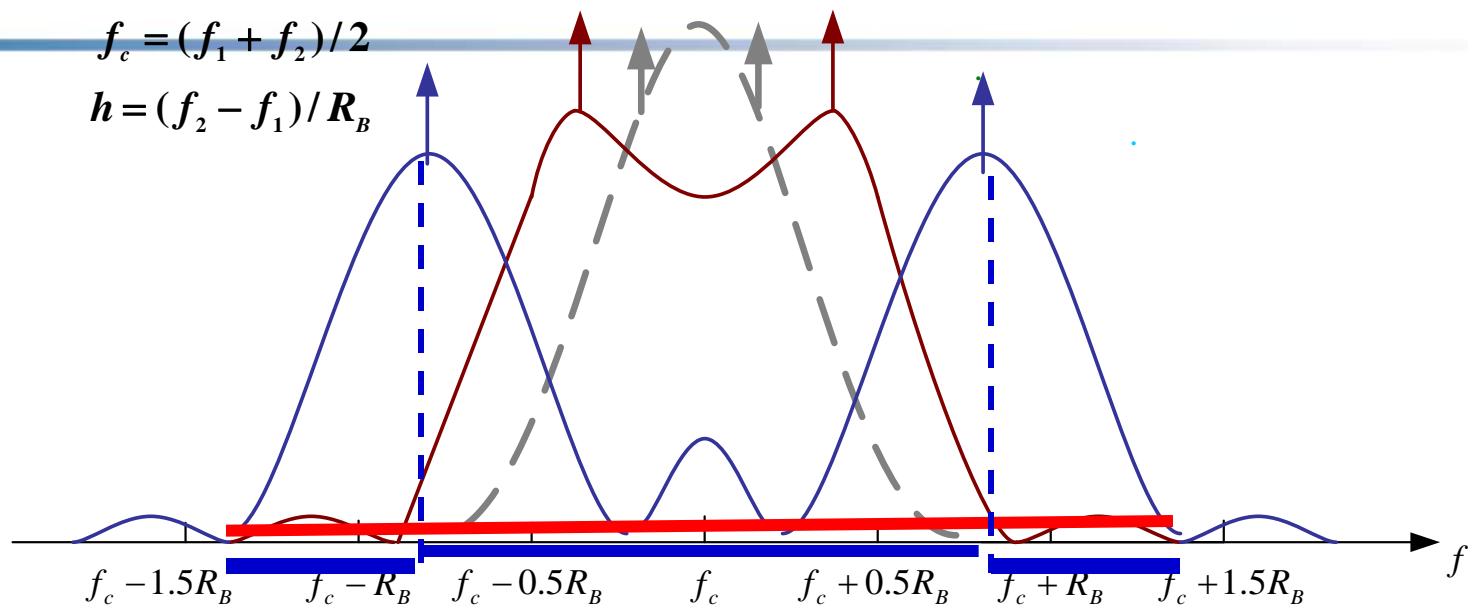


- 2ASK信号的带宽是基带信号带宽的两倍。
- 谱的主瓣带宽（谱零点带宽）：

$$B_{2ASK} = 2f_B$$

$$f_B = 1/T_B = R_B$$

# 2PSK信号的功率谱密度



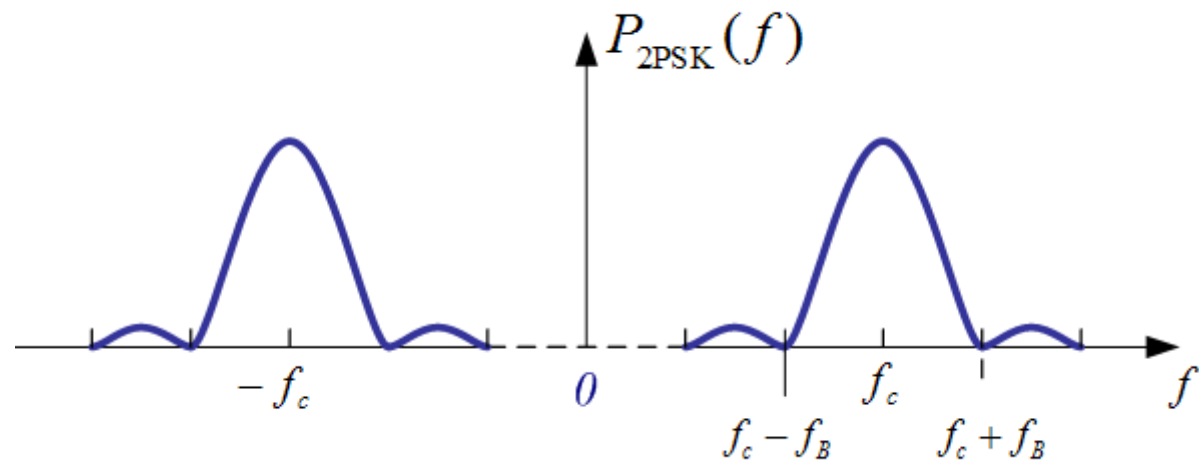
▶ 连续谱形状随着两个载频之差的大小而变化

$|f_2 - f_1| > f_B$  双峰；  $|f_2 - f_1| < f_B$  单峰；

▶ 谱零点带宽：

$$B_{2\text{FSK}} \approx |f_2 - f_1| + 2f_B$$

## 2PSK信号的功率谱密度



- **2PSK**信号的频谱与**2ASK**的十分相似；
- 带宽也是基带信号带宽的两倍：

$$B_{2DPSK} = B_{2PSK} = 2f_B$$

# 小结 1 误码率 —— 可靠性 p192

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} \quad \sigma_n^2 = n_0 B$$

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

抗噪声性能优劣次序

**2PSK**  
 >  
**2DPSK**  
 >  
**2FSK**  
 >  
**2ASK**

## 小结2 频带带宽——有效性p192

- 设基带信号的谱零点带宽为 $R_B=1/T_s$ ，则有：

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

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

带宽最大

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

例

p181

**【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  $a = 1$  mV, 信道加性高斯白噪声的单边PSD为  $n_0 = 2 \times 10^{-15}$  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

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

例

p185

【7-2】采用**2FSK**方式在等效带宽为**2400Hz**的信道上传输二进制数字。 $f_1 = 980 \text{ Hz}$ ， $f_2 = 1580 \text{ Hz}$ ， $R_B = 300$ 波特。接收端输入（信道输出端）的信噪比为**6dB**。试求：

- (1) 2FSK信号的带宽；
- (2) 包络检波时系统的误码率；
- (3) 同步检测时系统的误码率。 ( $\text{erfc}(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{\pi}} e^{-x^2}$ )

解

$$B_{2\text{FSK}} = |f_2 - f_1| + 2f_B = 1580 - 980 + 2 \times 300 = 1200 \text{ Hz}$$

(2) 上、下支路带通滤波器(BPF)的带宽近似为：

$$B = 2f_B = 2R_B = 600 \text{ Hz}$$

接收端输入噪声功率为 $N_i = n_o \times B_c = n_o \times 2400$ ；

带通滤波器输出端噪声功率为 $N_o = n_o \times B = n_o \times 600 = N_i / 4$ ；

由于信号功率 $S_o = S_i$ ，则带通滤波器输出端输出信噪比为 $S_o/N_o = 4 \times S_i/N_i$



∴信道输出端信噪比为 6dB（即4），∴带通滤波器输出端（解调器输入端）的信噪比为：

$$r = 4 \times 4 = 16$$

因此，包络检波时系统的误码率：

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2} = \frac{1}{2} e^{-8} = 1.7 \times 10^{-4}$$

(3) 同步解调时系统的误码率：

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}} = \frac{1}{\sqrt{32\pi}} e^{-8} = 3.39 \times 10^{-5}$$

# 多进制数字调制系统p194

二进制：每个码元只携带 1 bit 信息

M进制：每个码元携带  $\log_2 M$  bit 信息

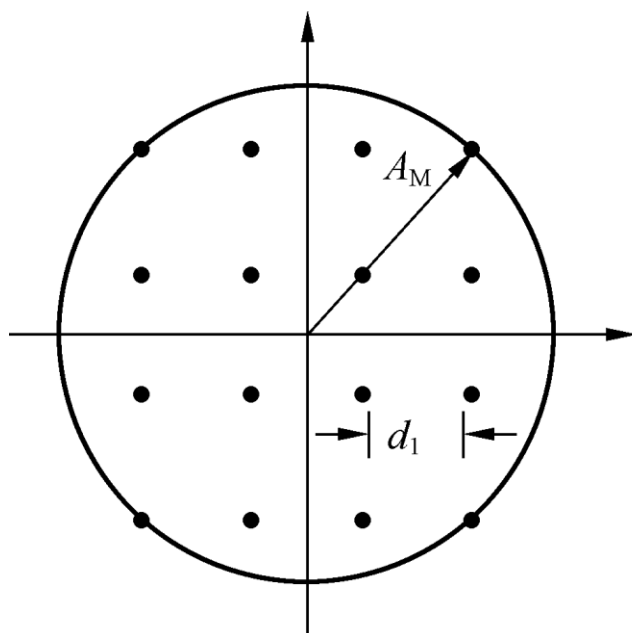
$$R_b = R_B \log_2 M$$

- ◆ **目的**：提高信道的 **频带利用率** 。
- ◆ **代价**：误码率增大（判决范围减小）；系统复杂。

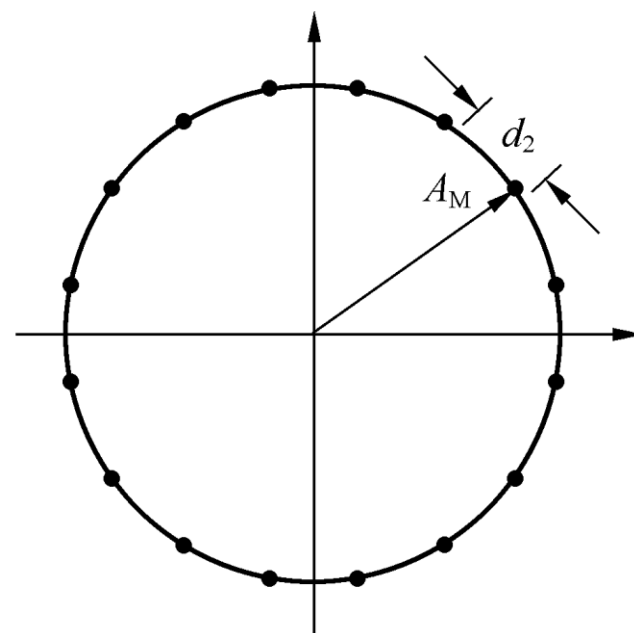
多进制系统：**有效性**  **可靠性** 

# 正交振幅调制 (QAM) p217

**QAM**是一种**振幅**与**相位**联合键控调制方式。其频谱利用率高，抗噪声性能优于MPSK。



(a) 16QAM



(b) 16PSK

# 最小频移键控 (MSK) p220

——MSK就是一种包络恒定、相位连续、频差最小，并且严格正交的2FSK信号。

最小频差:

$$\Delta f = f_1 - f_0 = 1/2T_B$$

当输入码元“1”时 ( $a_k = +1$ )，码元频率  $f_1 = f_c + 1/(4T_B)$

当输入码元“0”时 ( $a_k = -1$ )，码元频率  $f_0 = f_c - 1/(4T_B)$

$a_k = +1$  , 第 $k$ 个码元的附加相位增加  $\pi/2$  ;  
 $a_k = -1$  , 第 $k$ 个码元的附加相位减小  $\pi/2$

- 附加相位  $\theta_k(t)$  的路径示例 :

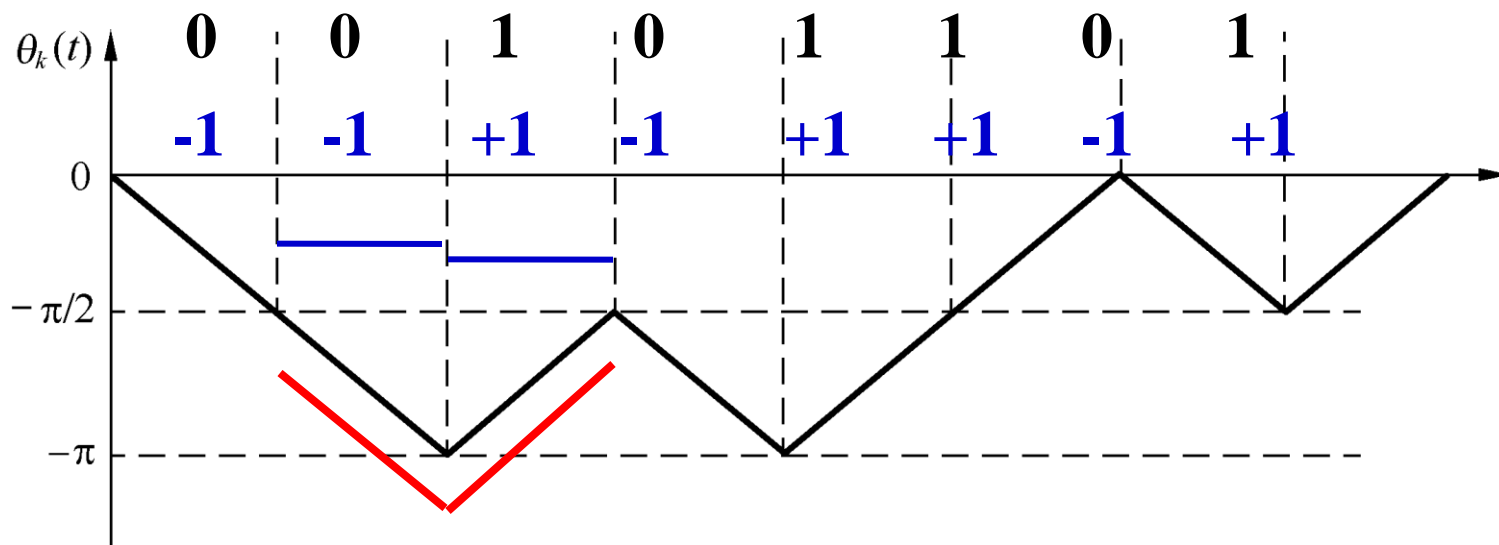


图 7-38 MSK 信号附加相位路径

可见:

每经过一个码元的持续时间, MSK码元的附加相位就改变  $\pm\pi/2$

例

设发送数据序列为 **0010110101**，采用 **MSK** 方式传输，码元速率为 **1200Baud**，载波频率为 **2400Hz**。

- (1) 试求 “0”符号和 “1”符号对应的频率；
- (2) 画出 **MSK**信号时间波形；
- (3) 画出 **MSK**信号附加相位路径图（初始相位为0）。

解

(1) 设 “0” 对应  $f_0$ ， “1” 对应  $f_1$ ，则有

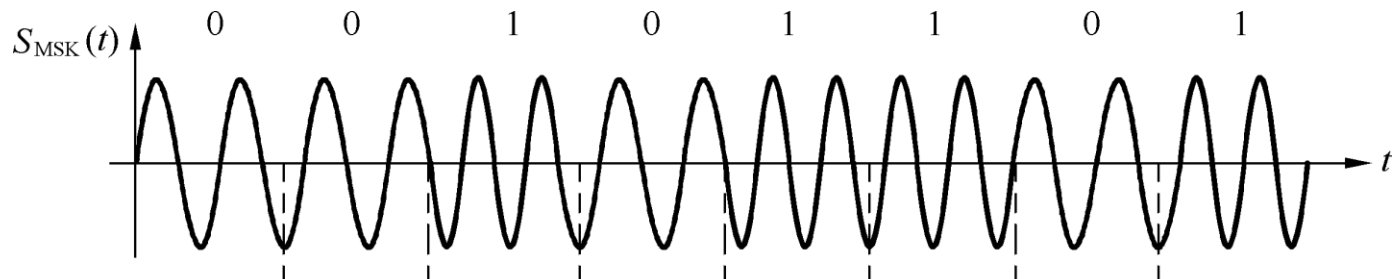
$$f_0 = f_c - \frac{1}{4T_B} = 2400 - \frac{1200}{4} = 2100\text{Hz}$$

$$f_1 = f_c + \frac{1}{4T_B} = 2400 + \frac{1200}{4} = 2700\text{Hz}$$

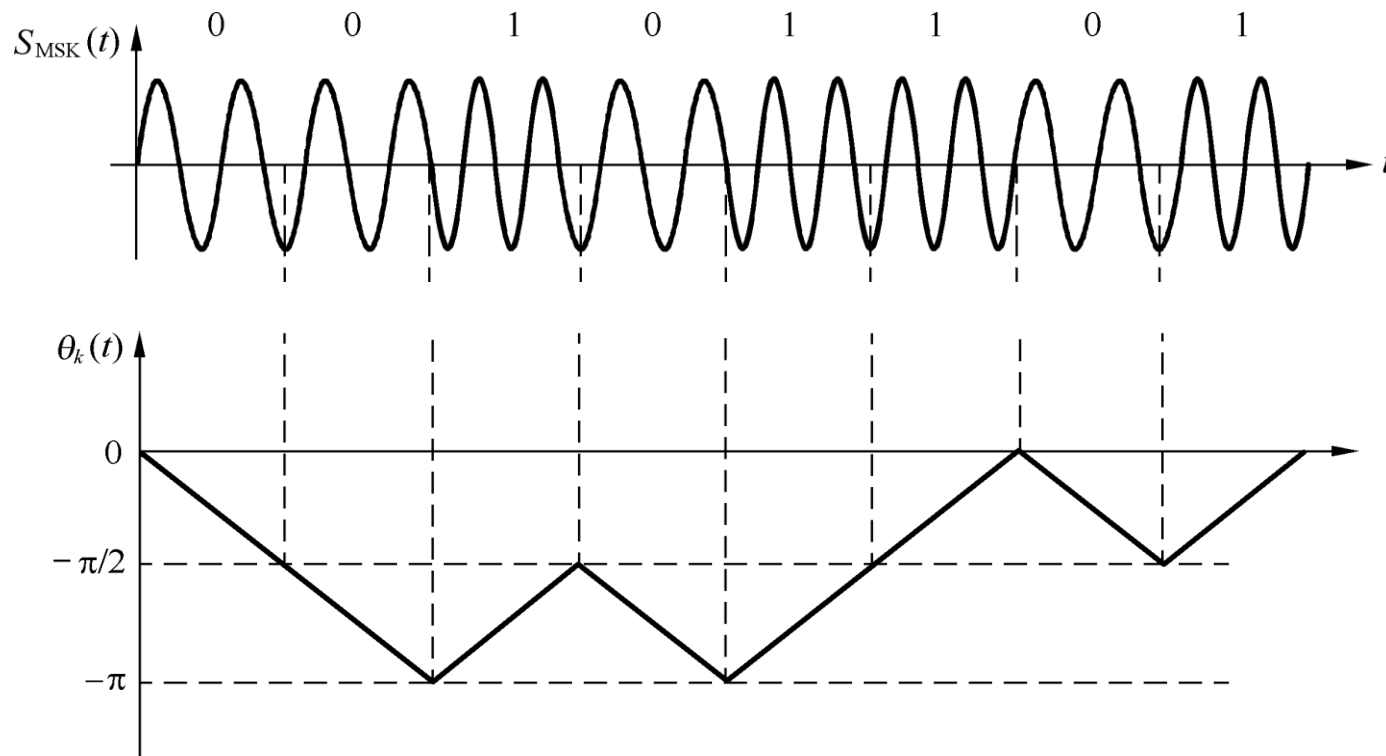
$$f_0 = 2100\text{Hz} = \frac{7}{4} R_B \quad \left( \text{一个码元周期 } T_B \text{ 内画 } 1\frac{3}{4} \text{ 周 正弦波} \right)$$

$$f_1 = 2700\text{Hz} = \frac{9}{4} R_B \quad \left( \text{一个码元周期 } T_B \text{ 内画 } 2\frac{1}{4} \text{ 周 正弦波} \right)$$

( 2 ) MSK信号时间波形如图所示 :



### ( 3 ) MSK信号附加相位路径图 :



可见：在码元转换时刻，MSK信号的相位是连续的。



# 低通模拟信号的抽样定理p241

- **定理**：最高频率小于  $f_H$  的模拟信号  $m(t)$  可由其等间隔的抽样值唯一确定，抽样间隔  $T_s$  或 抽样速率  $f_s$  应满足：

$$f_s \geq 2f_H$$

例如：对于最高频率为  $3400\text{Hz}$  的典型电话信号，抽样速率为  $8000\text{Hz}$

$f_H$   $f_s$

## ■ ITU（国际电联）的建议：

关于电话信号的对数压缩特性，**ITU** 制定了两种建议：  
国际电信联盟

**A** 压缩律 ----- **13**折线近似法

$\mu$  压缩律 ----- **15**折线近似法

- 中国大陆、欧洲各国及国际间互连时采用 **A** 律；
- 北美、日本和韩国等少数国家和地区采用  $\mu$  律。

# A律13折线编码方法p256-257

8位 二进制码:

$\frac{C_1}{\text{极性码}}$

$\frac{C_2 C_3 C_4}{\text{段落码}}$

$\frac{C_5 C_6 C_7 C_8}{\text{段内码}}$

A律13折线编码方法分成三步（以样值为电流信号  $I_s$  为例）：

- **极性码判决**：样值  $I_s$  为正，则  $C_1=1$ ；为负，则  $C_1=0$ 。
- **段落码判决**：确定  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  各位的判决值  $I_{W1}$ 、 $I_{W2}$ 、 $I_{W3}$ 。比较样值和判决值，若样值大于等于判决值，则此位编为1，反之编为0。**段落码一旦确定，则可以确定段落起始电平  $I_{Bi}$  和段内量化间隔  $\Delta_i$ 。**
- **段内码判决**：确定  $C_5$ 、 $C_6$ 、 $C_7$ 、 $C_8$  各位的判决值  $I_{W4}$ 、 $I_{W5}$ 、 $I_{W6}$ 、 $I_{W7}$ 。比较样值和判决值，若样值大于等于判决值，则此位编为1，反之编为0。

## ■ 起始电平和量化间隔

段落序号 $i=1\sim 8$	段落码 $C_2 C_3 C_4$	段落范围 ( $\Delta$ )	段落起始电平 ( $\Delta$ )	段内量化间隔 ( $\Delta$ )
8	1 1 1	1024 ~ 2048	1024	64
7	1 1 0	512 ~ 1024	512	32
6	1 0 1	256 ~ 512	256	16
5	1 0 0	128 ~ 256	128	8
4	0 1 1	64 ~ 128	64	4
3	0 1 0	32 ~ 64	32	2
2	0 0 1	16 ~ 32	16	1
1	0 0 0	0 ~ 16	0	1

$$\Delta = \frac{1}{2048}$$

---归一化输入电压的最小量化单位

## 段内码判决值:

$$I_{W_4} = I_{B_i} + 8\Delta_i$$

$$I_{W_5} = I_{B_i} + c_5 \cdot 8\Delta_i + 4\Delta_i$$

$$I_{W_6} = I_{B_i} + c_5 \cdot 8\Delta_i + c_6 \cdot 4\Delta_i + 2\Delta_i$$

$$I_{W_7} = I_{B_i} + c_5 \cdot 8\Delta_i + c_6 \cdot 4\Delta_i + c_7 \cdot 2\Delta_i + \Delta_i$$

$I_{B_i}$ : 段落起始电平

## 习题9-9

采用13折线A律编码，设最小量化间隔为1个单位，已知抽样脉冲为+635单位，

- (1) 试求此时编码器输出码组，并计算量化误差；
- (2) 写出7位码的均匀量化11位码。

1) 极性位：↵

$$I = +635\Delta > 0, C_1 = 1; \leftarrow$$

2) 段落码：↵

$$\text{权值电流为 } I_1 = 128\Delta, I = 635\Delta > I_1, C_2 = 1; \leftarrow$$

$$\text{权值电流为 } I_2 = 512\Delta, I = 635\Delta > I_2, C_3 = 1; \leftarrow$$

$$\text{权值电流为 } I_3 = 1024\Delta, I = 635\Delta < I_3, C_4 = 0; \leftarrow$$

## 习题9-9

3) 段内码： 起始电平为  $I_B = 512\Delta$ ， 量化间隔  $v=32\Delta$ ；  
权值电流为  $I_4 = I_B + 8v = 768\Delta$ ，  $I = 635\Delta < I_4$ ，  $C_5=0$ ；  
权值电流为  $I_5 = I_B + 4v = 640\Delta$ ，  $I = 635\Delta < I_5$ ，  $C_6=0$ ；  
权值电流为  $I_6 = I_B + 2v = 576\Delta$ ，  $I = 635\Delta > I_6$ ，  $C_7 = 1$ ；  
权值电流为  $I_7 = I_B + C_7 \times 2v + v = 608\Delta$ ，  $I = 635\Delta > I_7$ ，  $C_8 = 1$ ；

输出 PCM 码组为： **1 110 0011**

量化电平为  $I_q = 608\Delta$ ，

量化误差为  $E = |I_q - I| = 27\Delta$ 。

(2) 对应的 11 位码组为 **0 1 0011 00000**

# 复习题

来自第12章课件 相关复习题

A 律 13 折线编码器，一个样值为  $u_s=155\Delta$ 。

(1) 将此样值编成相应的码字。（要有码字判决过程）

(2) 后 7 位 PCM 码对应的 11 位线性编码。

(3) 计算接收端译码器输出的样值的大小，并计算量化误差。

解：(1)  $\because u_s=155\Delta > 0$ ,  $\therefore C1=1$

$$U_s=|u_s|=155\Delta$$

$\because U_s > U_{R2}=128\Delta$   $\therefore C2=1$ , 信号在 5~8 段。

$\because U_s < U_{R3}=512\Delta$   $\therefore C3=0$ , 信号在 5~6 段。

$\because U_s < U_{R4}=256\Delta$   $\therefore C4=0$ , 信号在第 5 段。

段落码为 100，样值在第 5 量化段。  $U_{B5}=128\Delta$ ，  $\Delta_5=8\Delta$ 。



# 例

$$U_{R5} = U_{B5} + 8\Delta_5 = 192\Delta$$

$$\because U_S < U_{R5} \quad \therefore C5=0$$

$$U_{R6} = U_{B5} + 4\Delta_5 = 160\Delta$$

$$\because U_S < U_{R6} \quad \therefore C6=0$$

$$U_{R7} = U_{B5} + 2\Delta_5 = 144\Delta$$

$$\because U_S > U_{R7} \quad \therefore C7=1$$

$$U_{R8} = U_{B5} + 3\Delta_5 = 152\Delta$$

$$\because U_S > U_{R8} \quad \therefore C8=1$$

所以码字为: **1 100 0011**。(2) 11 位线性码 000**10011**000

(3) 接收端译码的结果为:

$$U_D = U_{B5} + (C5 \times 8 + C6 \times 4 + C7 \times 2 + C8 \times 1) \times \Delta_5 + \Delta_5/2 \\ = 128\Delta + 28\Delta = 156\Delta \text{。 量化误差 } e = |155\Delta - 156\Delta| = \Delta \text{。}$$

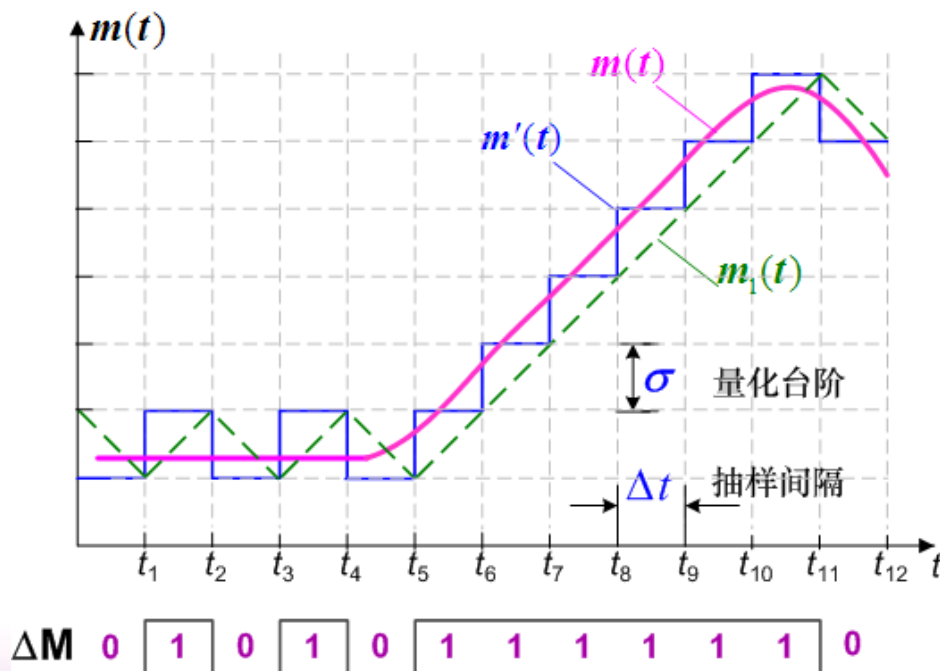
# 增量调制( $\Delta M$ ) 原理p265

$\Delta M$  :

可看作是一种最简单的 DPCM。-----一种预测编码

量化电平数取 2 即每样值用 1bit 编码

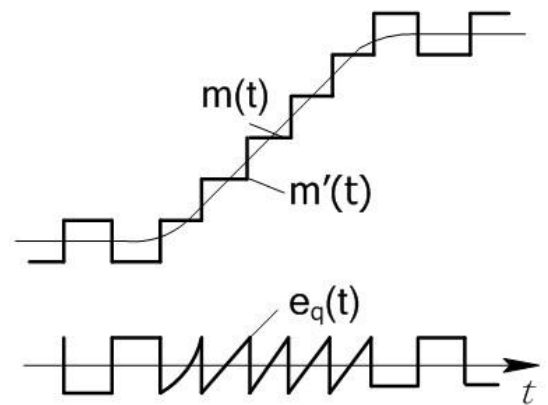
## 增量调制波形图



# 增量调制系统中的2种量化噪声

始终存在

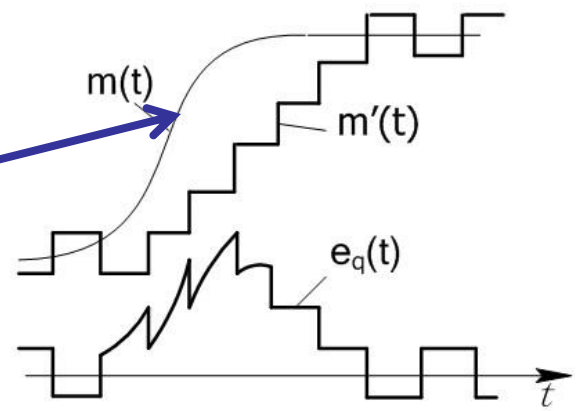
(1) 一般量化噪声



信号斜率 > 最大跟踪斜率

(2) 过载量化噪声

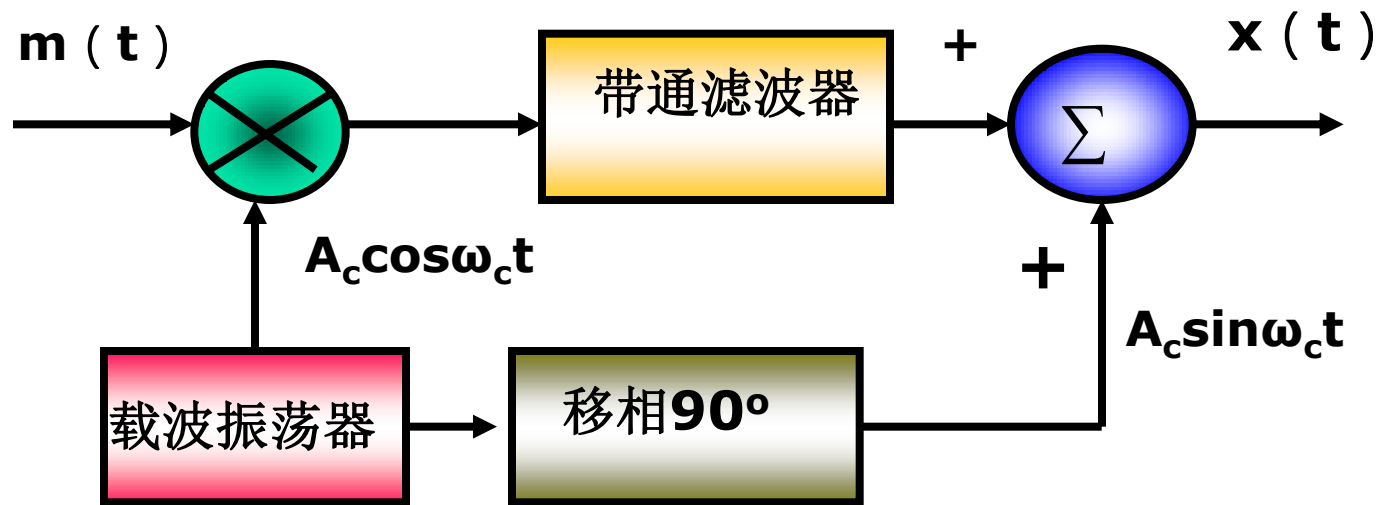
变化过快



# 同步的类型、作用p347

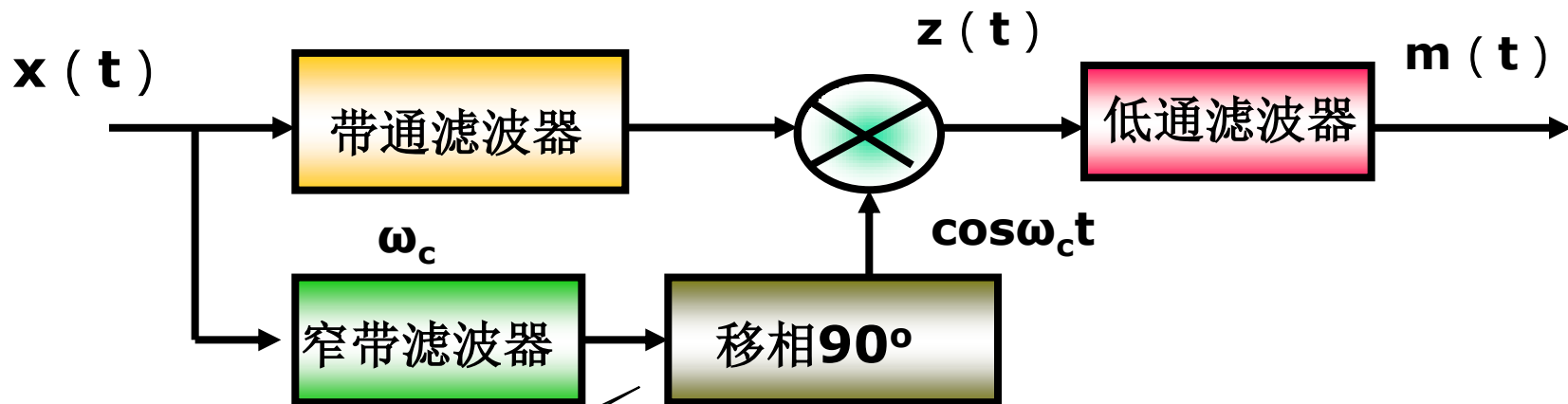
- **载波同步**：相干解调时，（包括**模拟、数字系统相干解调**）提供同频同相的本地载波（相干载波）。
- **码元同步**：抽样判决时，差分编/译码、PCM编/译码时，提供时钟同步脉冲序列。

## (1)插入导频法--发送端插入导频原理



$$x(t) = m(t) A_c \cos \omega_c t + A_c \sin \omega_c t$$

## 接收端载波提取及解调原理



$\sin\omega_c t$

$$x(t) = m(t) A_c \cos\omega_c t + A_c \sin\omega_c t$$

$$z(t) = [m(t) A_c \cos\omega_c t + A_c \sin\omega_c t] \cos\omega_c t$$

$$= A_c m(t)/2 + [A_c m(t) \cos 2\omega_c t]/2 + [A_c m(t) \sin 2\omega_c t]/2$$

## (2)直接法：2PSK信号提取相干载波

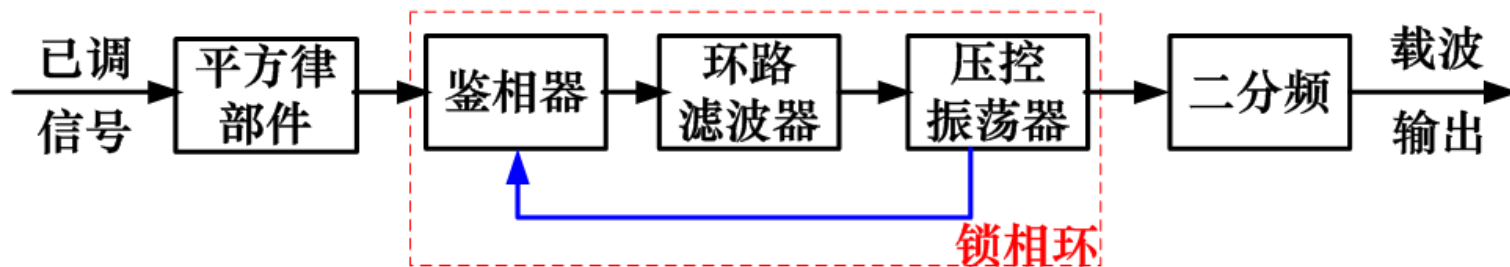
- 设2PSK信号

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta)$$

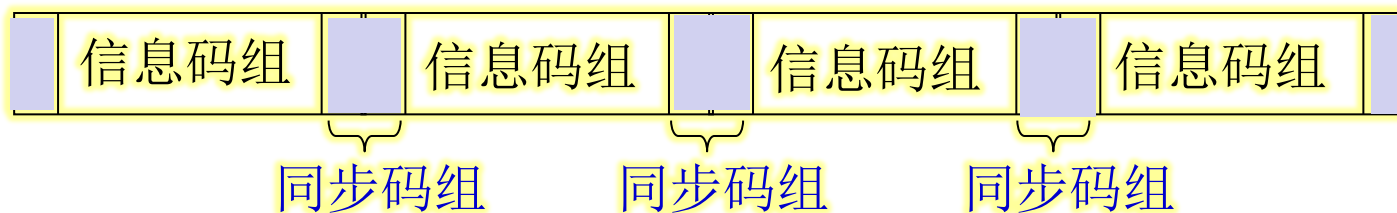
- 当 $m(t)$ 取 +1和 -1的概率相等时

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

- 滤波器提取载频的2次谐波后，再作2分频，即可得到所需的载波。
- 实用中，常用锁相环代替窄带滤波器，称之为平方环法：



- **原理：** 在每群的开头**集中插入群同步码组**，作为**帧标记**。



- **要求：** 群同步码组的**自相关函数**具有尖锐的**单峰**，以便接收端检测或识别出帧标记。

一种常用的帧同步码组 —— **巴克码**