

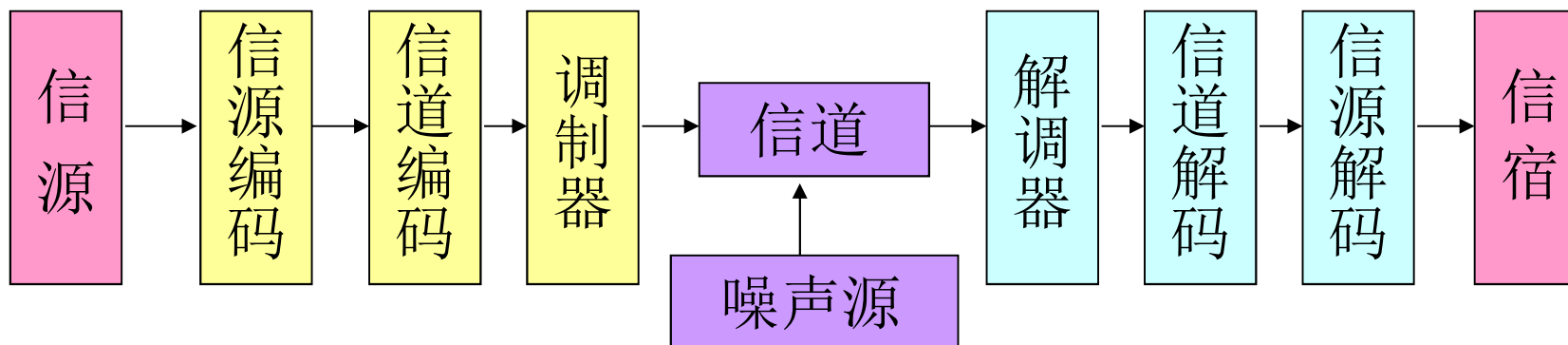


# 第10章 信源编码

- 10.1 引言
- 10.2 脉冲编码调制(PCM)
- 10.3 差分脉冲编码调制(DPCM)
- 10.4 增量调制( $\Delta M/DM$ )
- 10.5 时分复用和多路数字电话系统



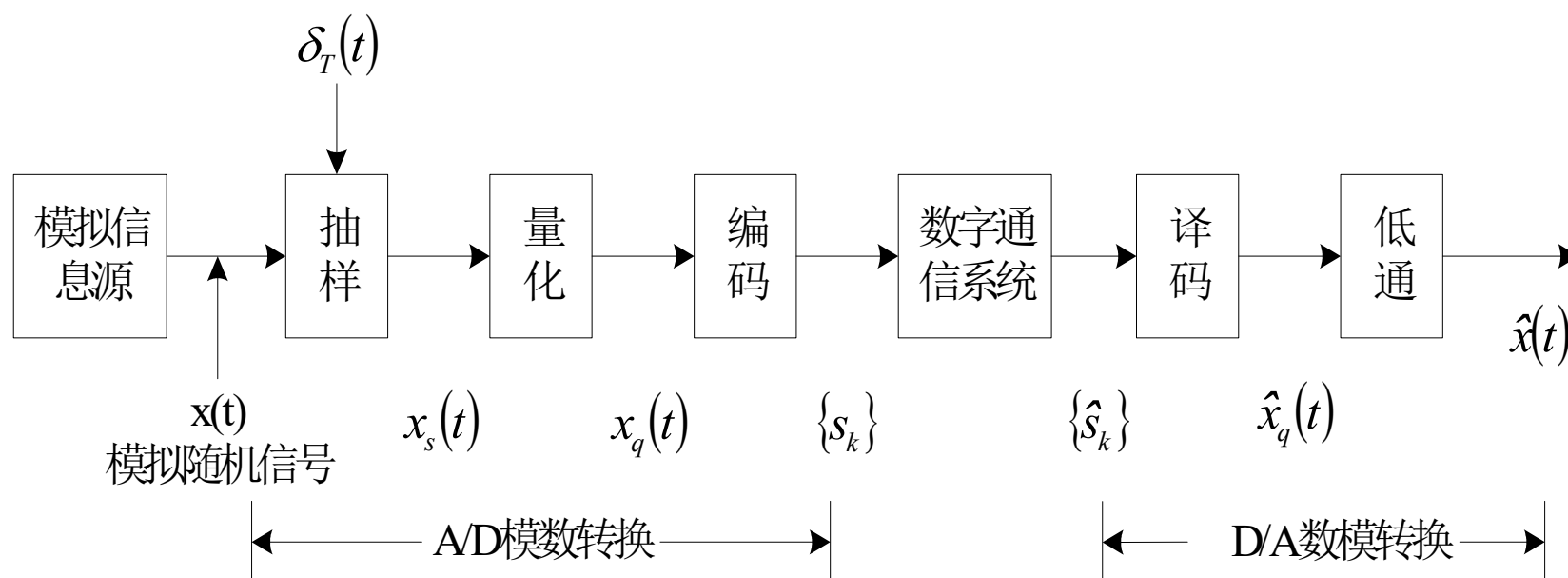
## 数字通信系统的模型

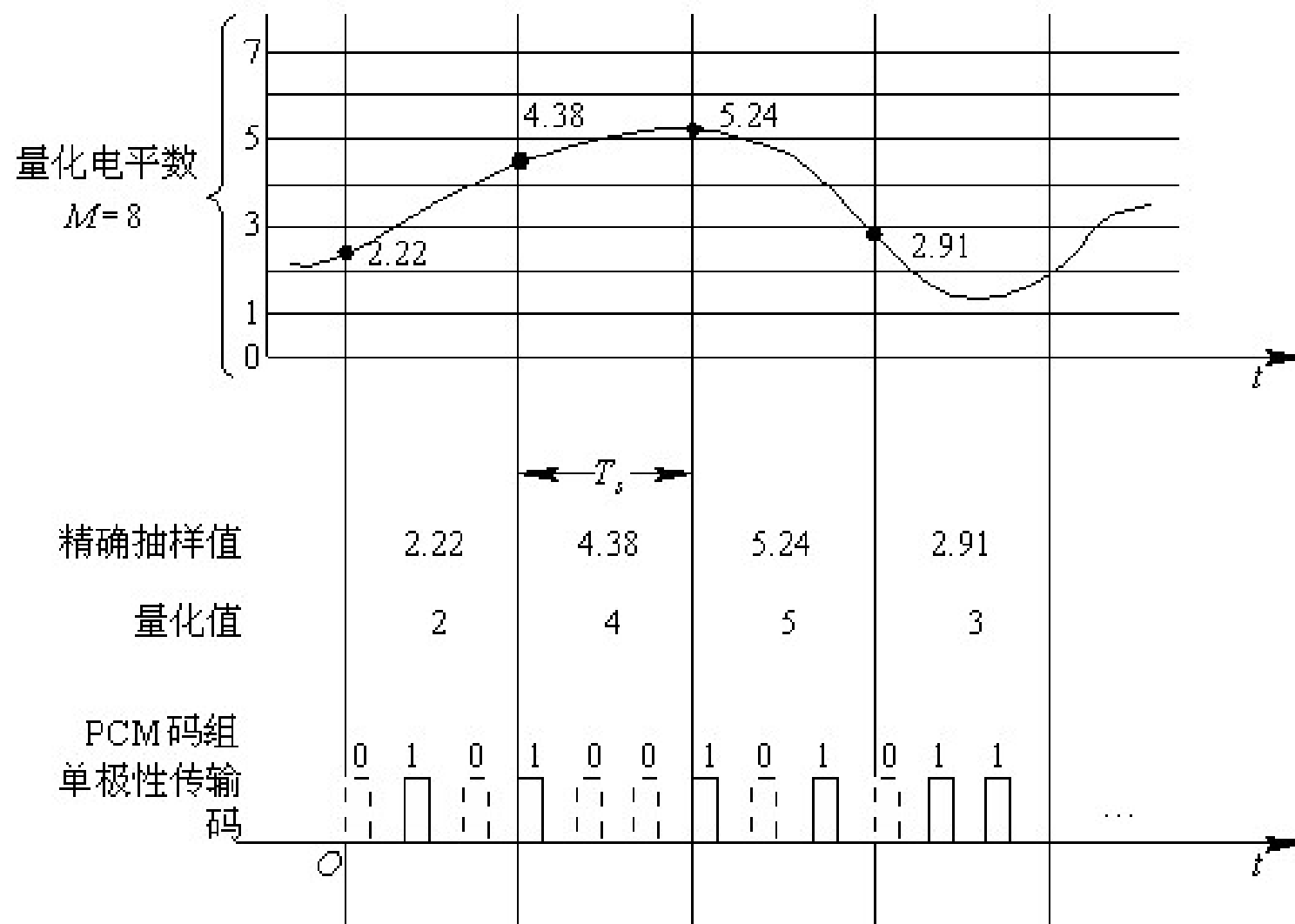




# 10.1 引言

## 模拟信号数字化过程：抽样、量化和编码

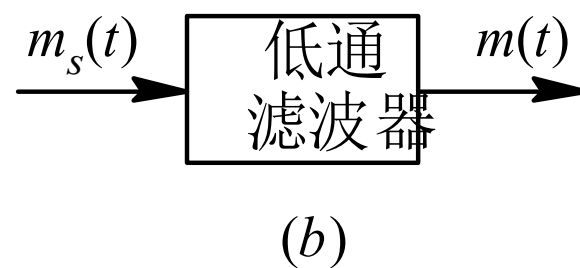
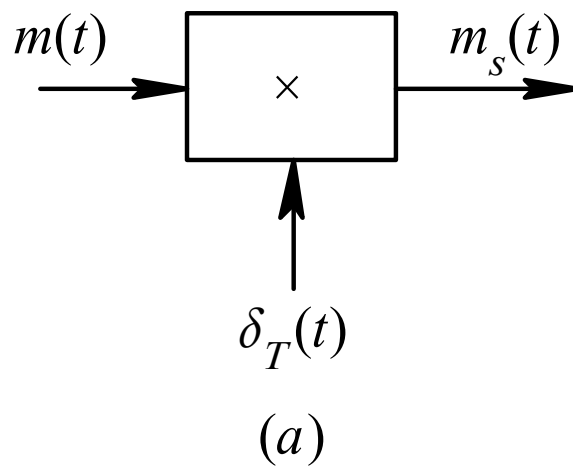






## 10.2 抽样定理

低通抽样定理：一个频带限制在 $(0, f_H)$ 内的时间连续信号 $x(t)$ ，如果以不大于 $1/(2f_H)$ 秒的间隔对它进行等间隔抽样(也就是  $f_s \geq 2f_H$  )，则 $x(t)$ 将被所得到的抽样值完全确定。



理想抽样与信号恢复



时域:  $x_s(t) = x(t) \cdot \delta_T(t)$

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$$

频域:  $X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X(\omega) * \delta_T(\omega)]$

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T} \left[ X(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s)$$

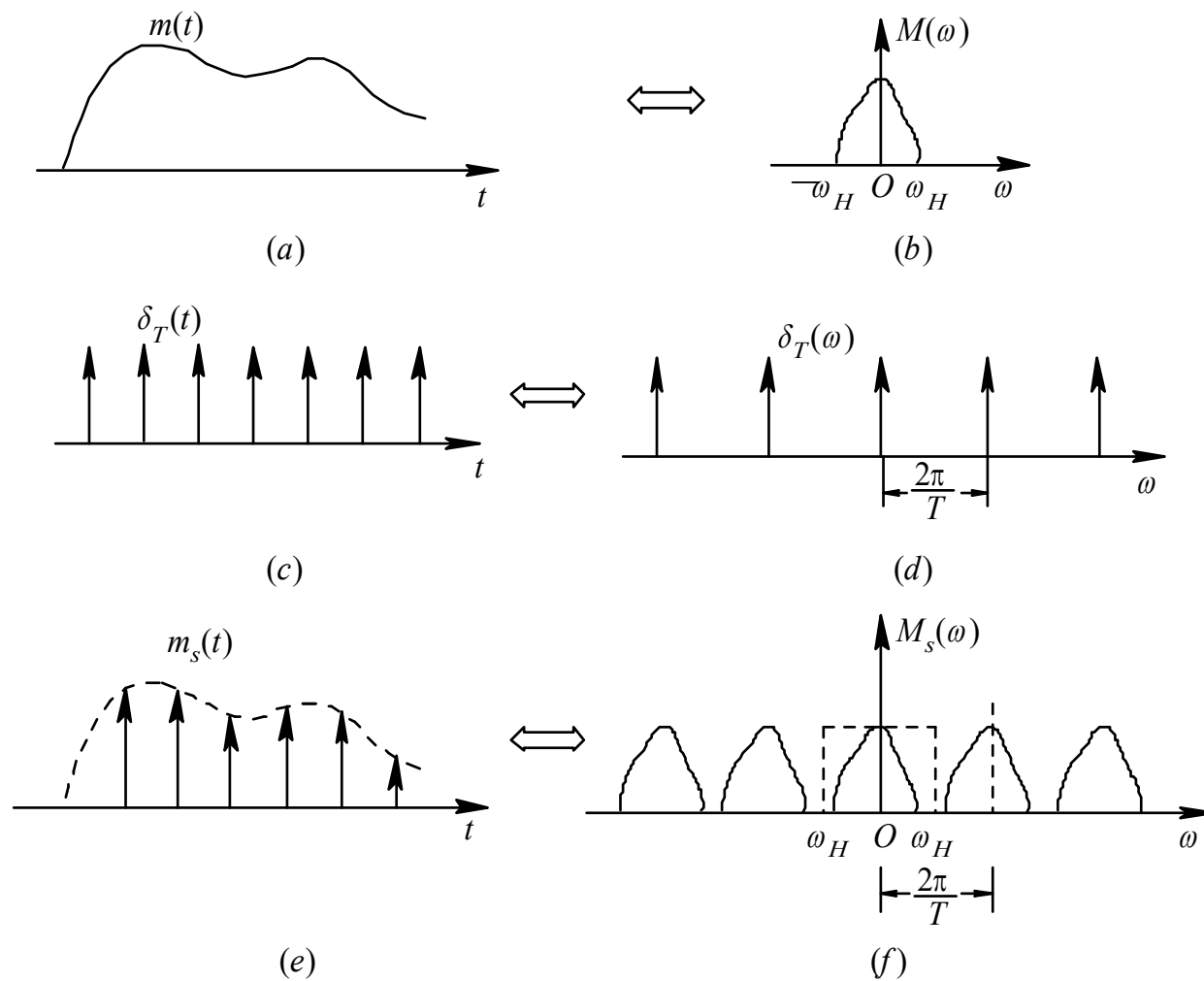
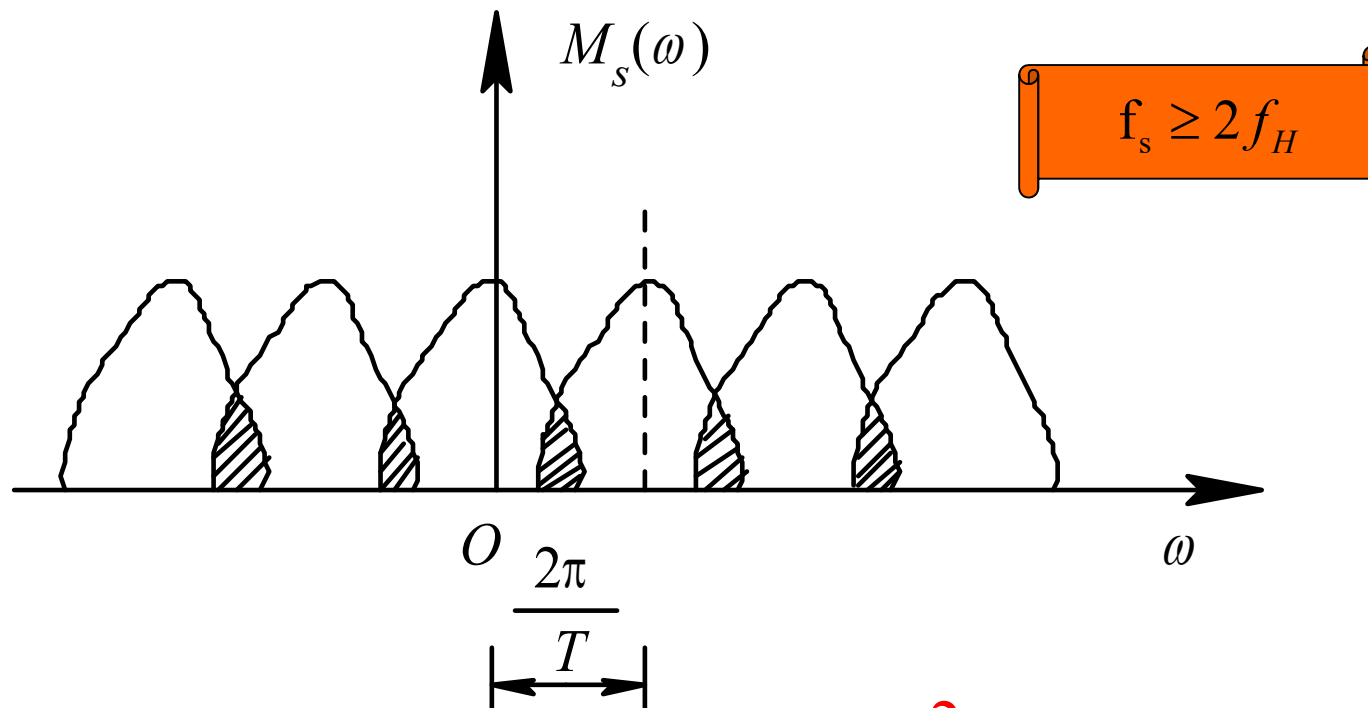


图 10-2 抽样过程的时间函数及对应频谱图





混叠现象

$$\frac{2\pi}{T} \geq 2\omega_H \Rightarrow T \leq \frac{1}{2f_H}$$

通信原理



- 带通抽样定理

带通：若信号频谱分布在  $(f_L \sim f_H)$ ，且

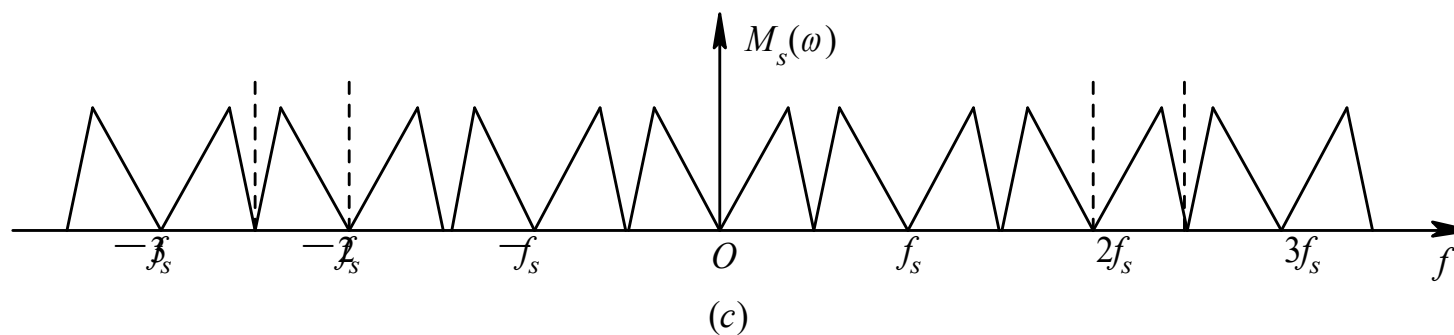
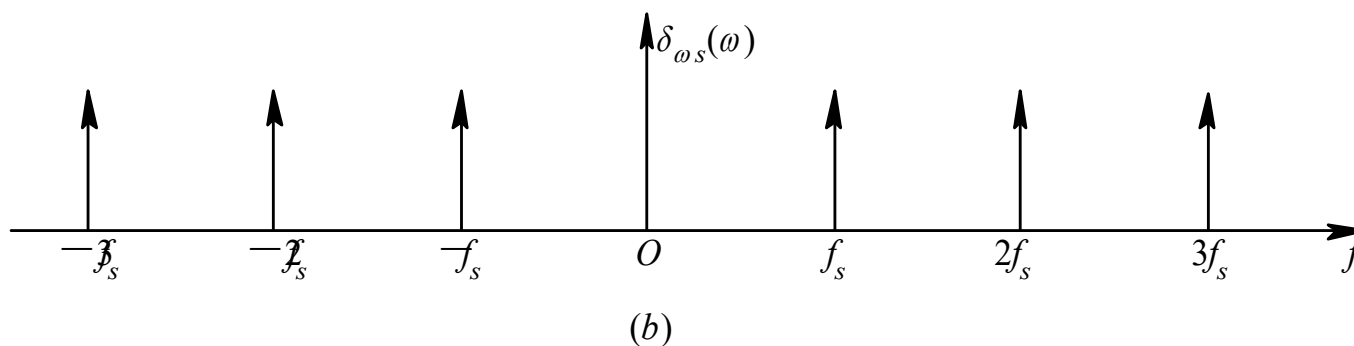
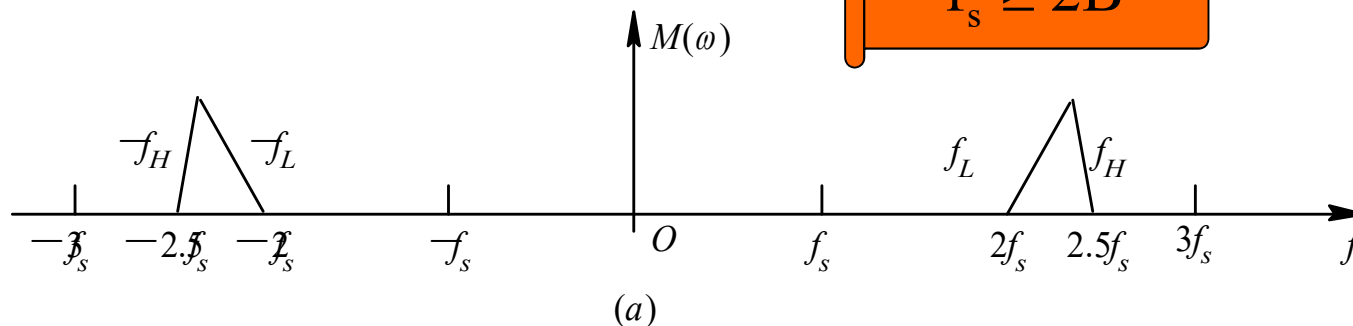
$B = f_H - f_L \leq f_L$ ，则称其为带通信号。

分两种情况讨论。



# $f_H = nB$ 时带通信号的抽样频谱

$$f_s \geq 2B$$



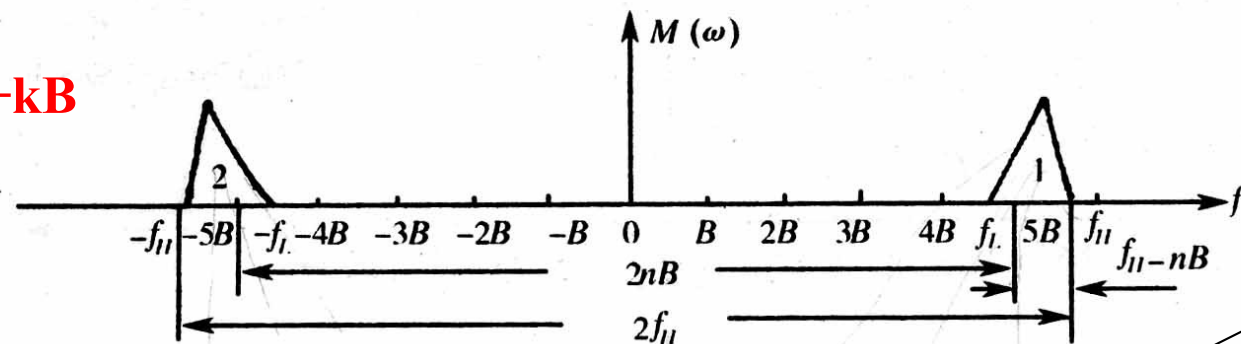
通信原理



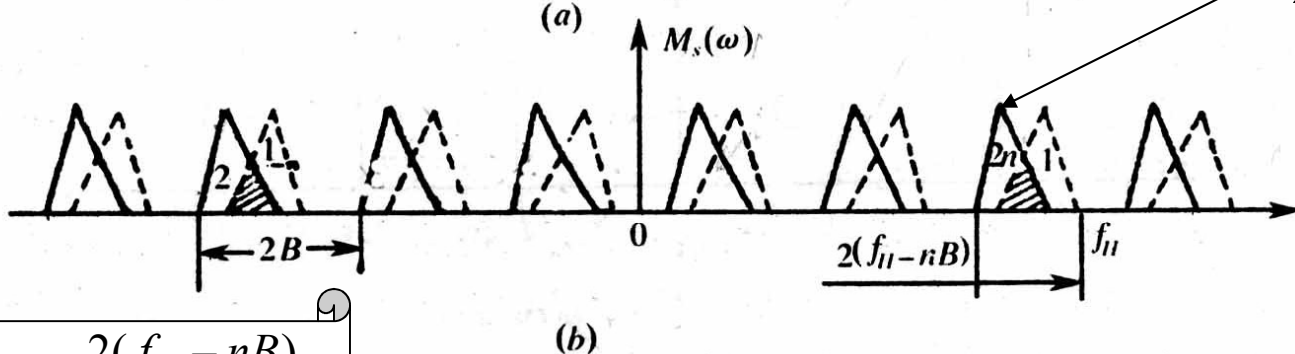
## $f_H \neq nB$ 时带通信号的抽样频谱

$$f_H = nB + kB$$

$$0 < k < 1$$

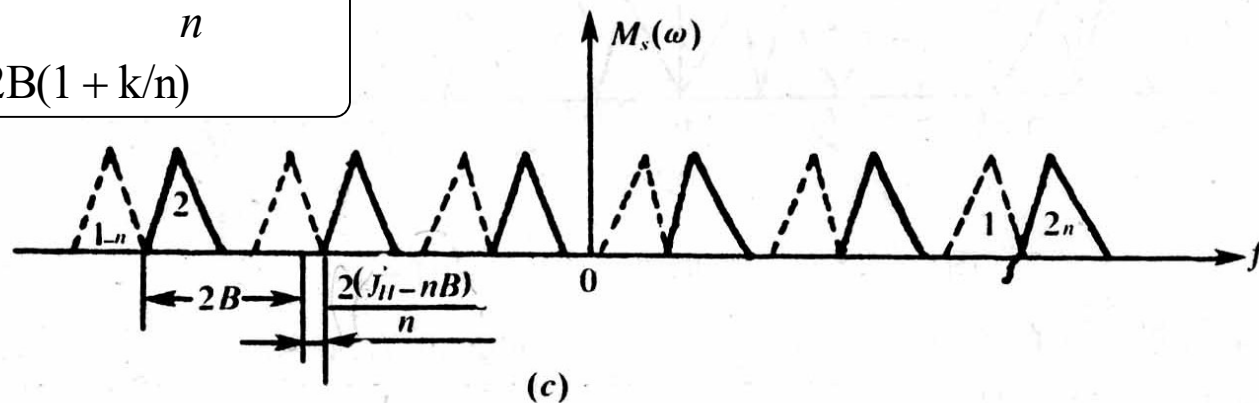


2移n次后



$$f_s = 2B + \frac{2(f_H - nB)}{n}$$

$$f_s \geq 2B(1 + k/n)$$



如2再向右多移  
 $2(f_H - nB)$ ,就不重叠

理

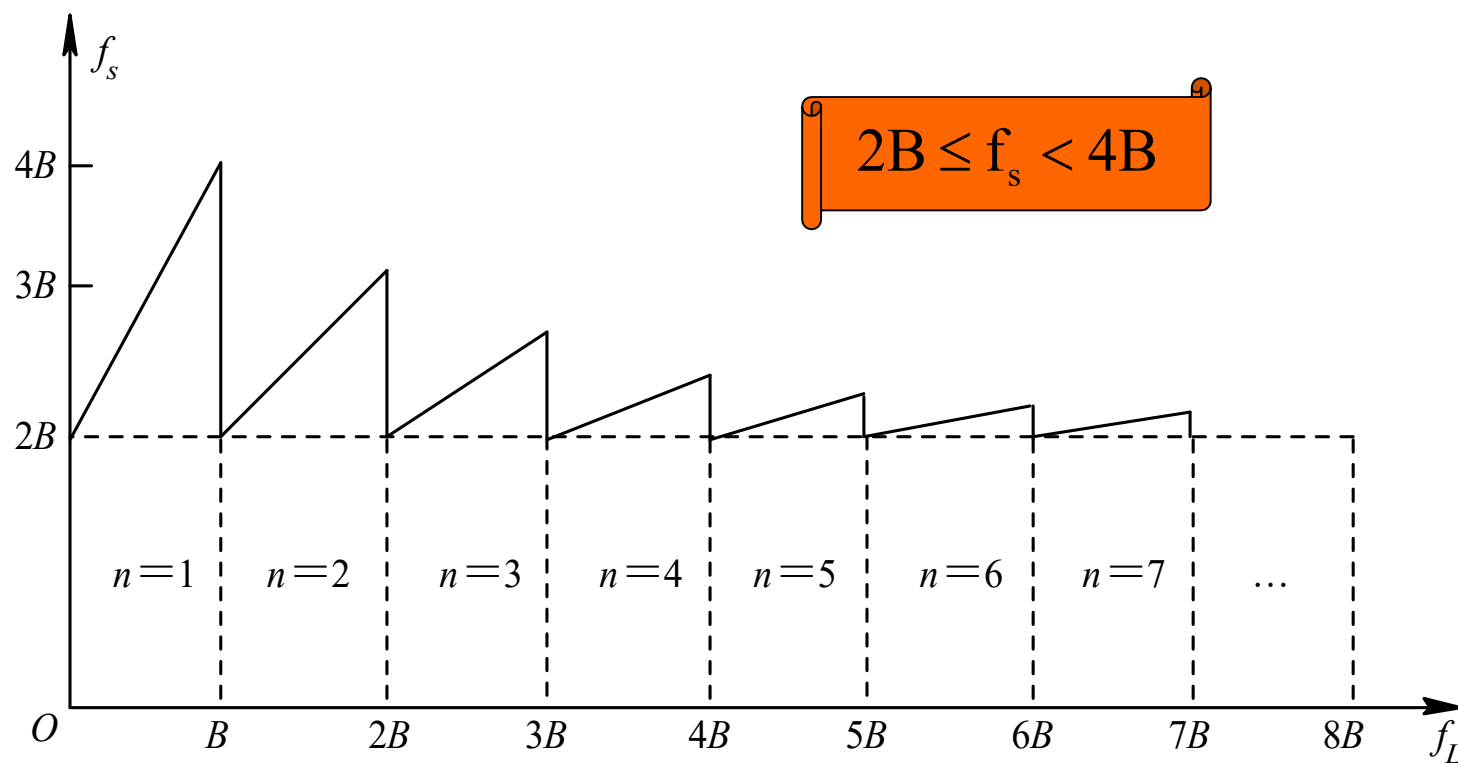
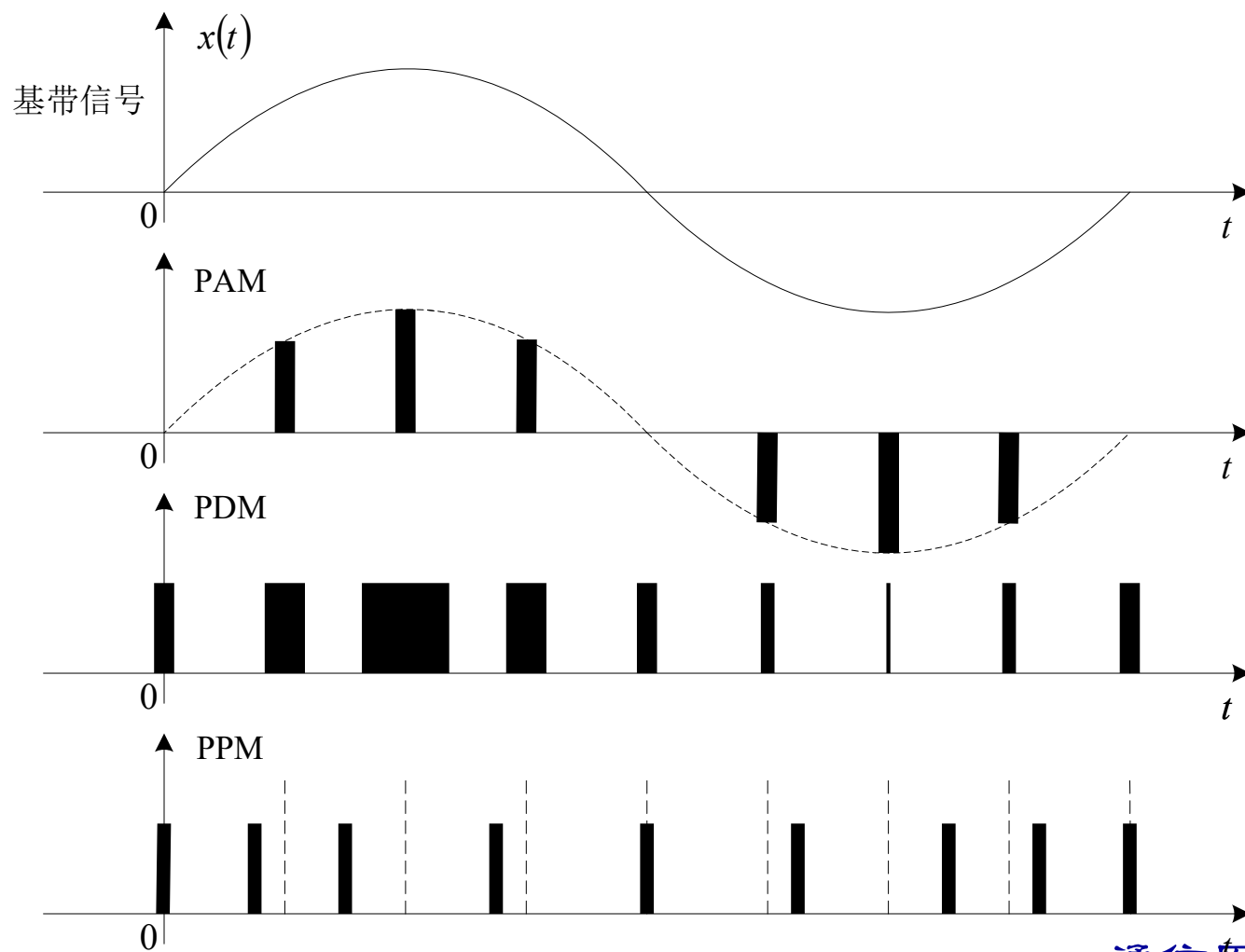


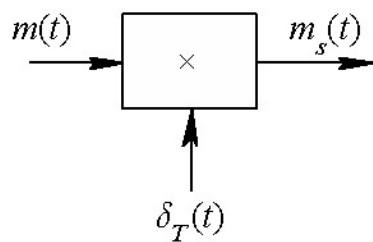
图 10-4  $f_s$ 与 $f_L$ 关系



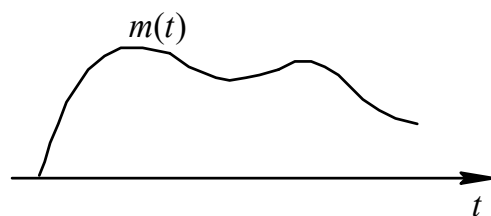
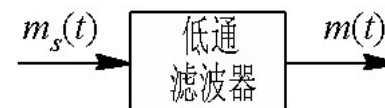
## 10.3 脉冲振幅调制(PAM)



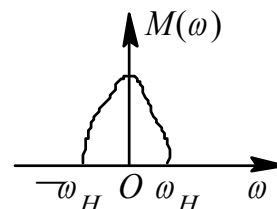
通信原理



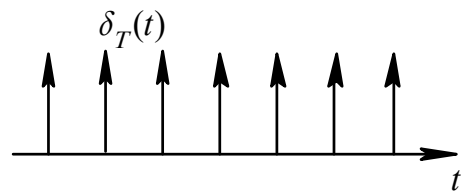
## 理想抽样



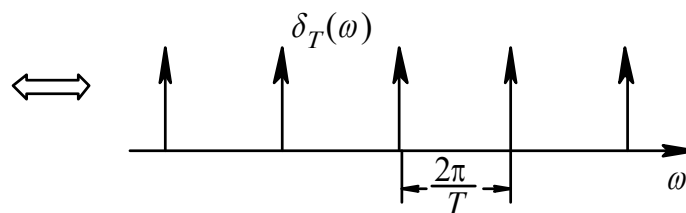
(a)



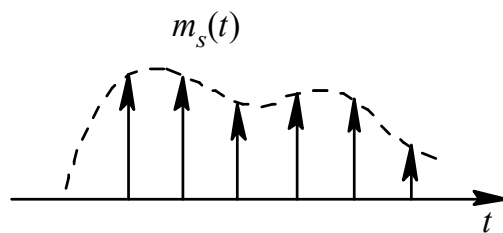
(b)



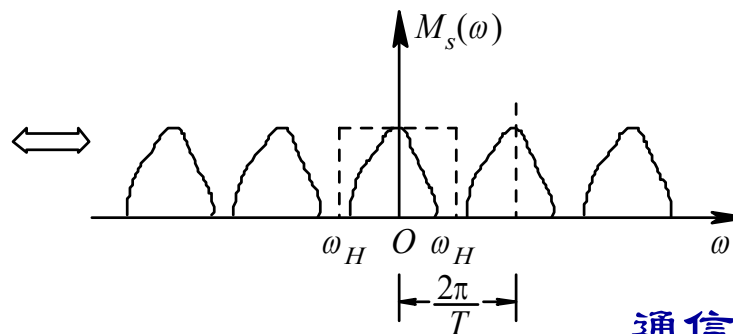
(c)



(d)



(e)



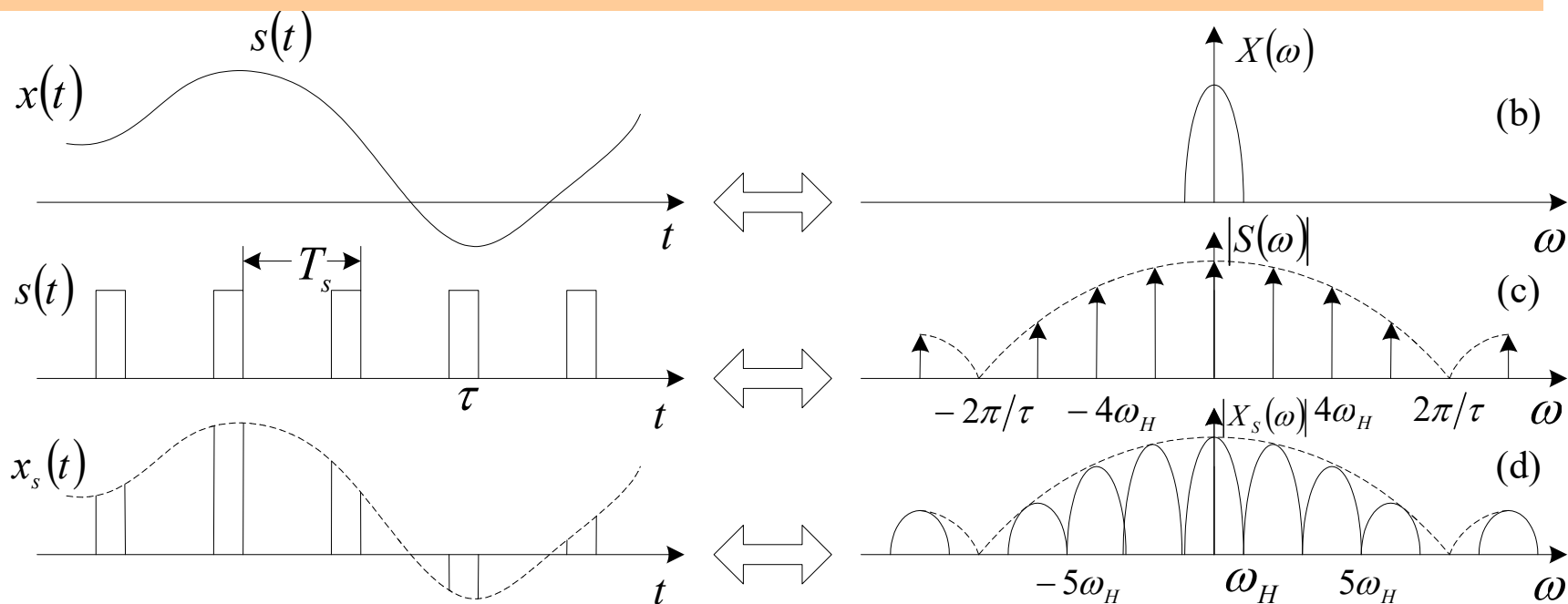
(f)

通信原理



# 自然抽样

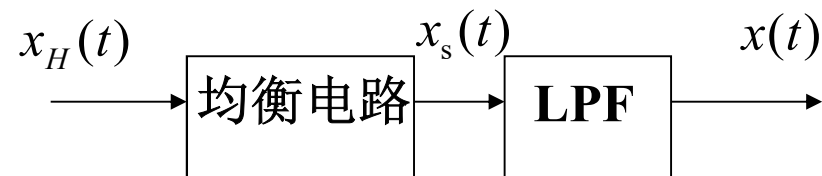
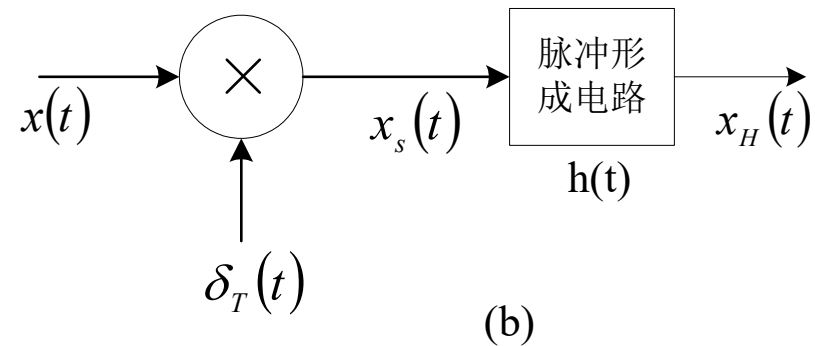
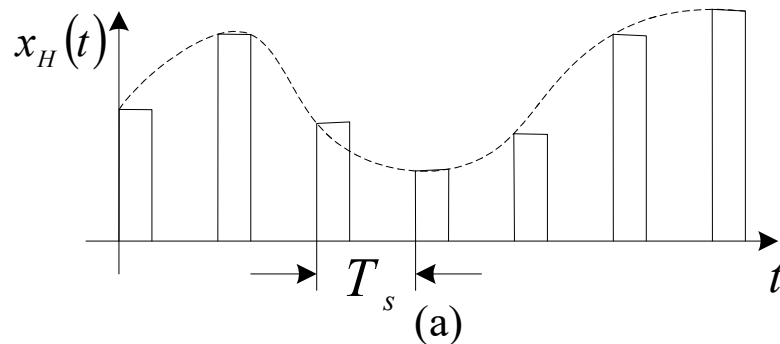
$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X(\omega) * S(\omega)] = \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) X(\omega - 2n\tau\omega_H)$$







## 平顶抽样（瞬时抽样）



$$X_H(\omega) = X_S(\omega) \cdot H(\omega)$$

$$H_{eq}(\omega) \cdot H(\omega) = 1$$

$$= \frac{1}{T_s} H(\omega) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - 2n\omega_H) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(\omega) X(\omega - 2n\omega_H)$$

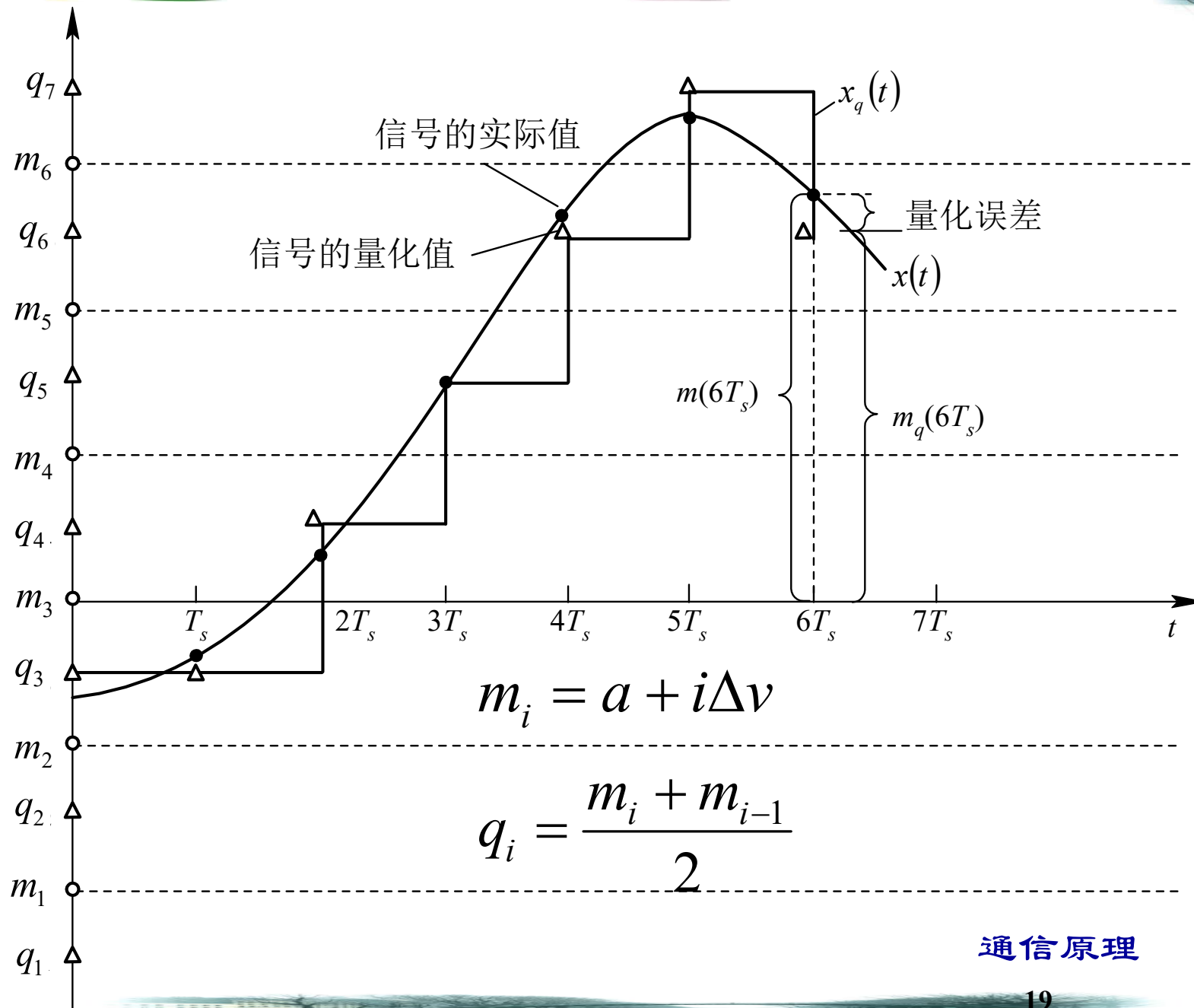


## 10.4 抽样信号的量化

定义：用有限个电平来表示模拟信号抽样值被称为量化。

量化后的信号和原来信号存在误差，这种误差被称为量化误差。因此，量化信噪功率比为：

$$\frac{S_q}{N_q} = \frac{E[m^2(kT_s)]}{E[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2}$$





## 1、均匀量化和量化信噪功率比

均匀量化：把原来信号的值域按等幅值分割的量化

均匀量化时的量化间隔为： $\Delta v = (b - a) / M$

量化后信号功率为：

$$S_q = E \{ (m_k)^2 \} = \int_a^b (m_k)^2 f(m_k) dm_k$$

量化噪声功率为：

$$N_q = E \{ (m - m_q)^2 \} = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (m_k - q_i)^2 f(m_k) dm_k$$



**[例10.1]** 设一个M个量化电平的均匀量化器，其输入信号在区间 $[-a, a]$ 具有均匀概率密度函数，试求该量化器平均信号功率与量化噪声功率比。

解： 
$$S_0 = E[m(kT_s)^2] = \int_{-a}^a m_k^2 \cdot \frac{1}{2a} dm_k = \frac{a^2}{3} = \frac{1}{12} M^2 \cdot \Delta v^2$$

$$\begin{aligned} N_q &= E[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2 = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (m_k - q_i)^2 \cdot \frac{1}{2a} dm_k \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{-a+(i-1)\Delta v}^{-a+i\Delta v} (m_k + a - i\Delta v + \frac{\Delta v}{2})^2 \cdot \frac{1}{2a} dm_k = \frac{M(\Delta v)^3}{24a} = \frac{\Delta v^2}{12} \end{aligned}$$

$$\frac{S_0}{N_q} = M^2 = 2^{2n} \rightarrow 6n(\text{dB})$$

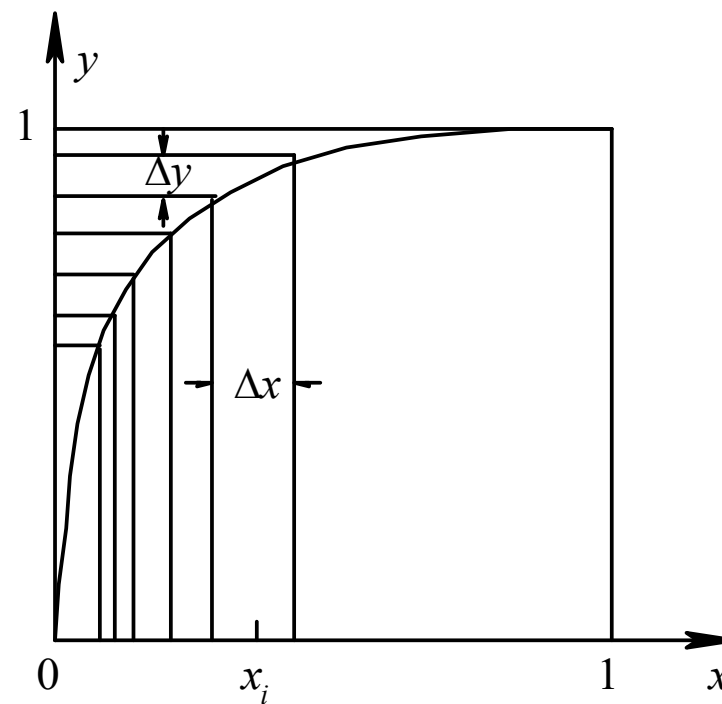
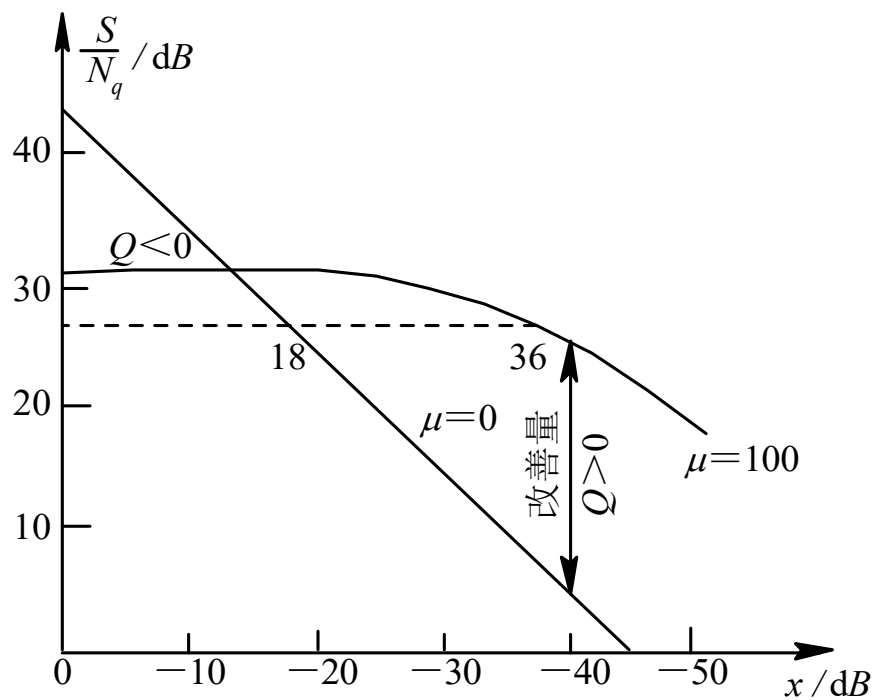
每增加1位码，信噪比增加6dB

通信原理



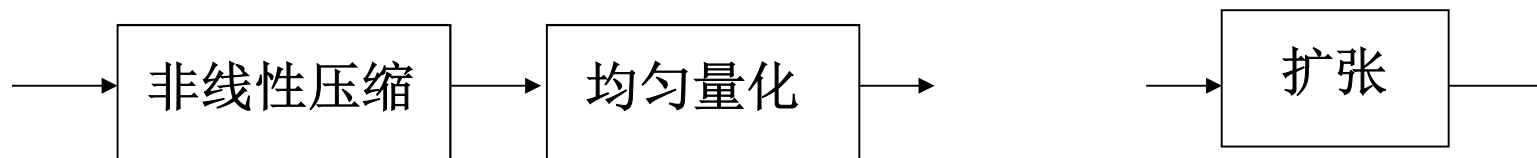
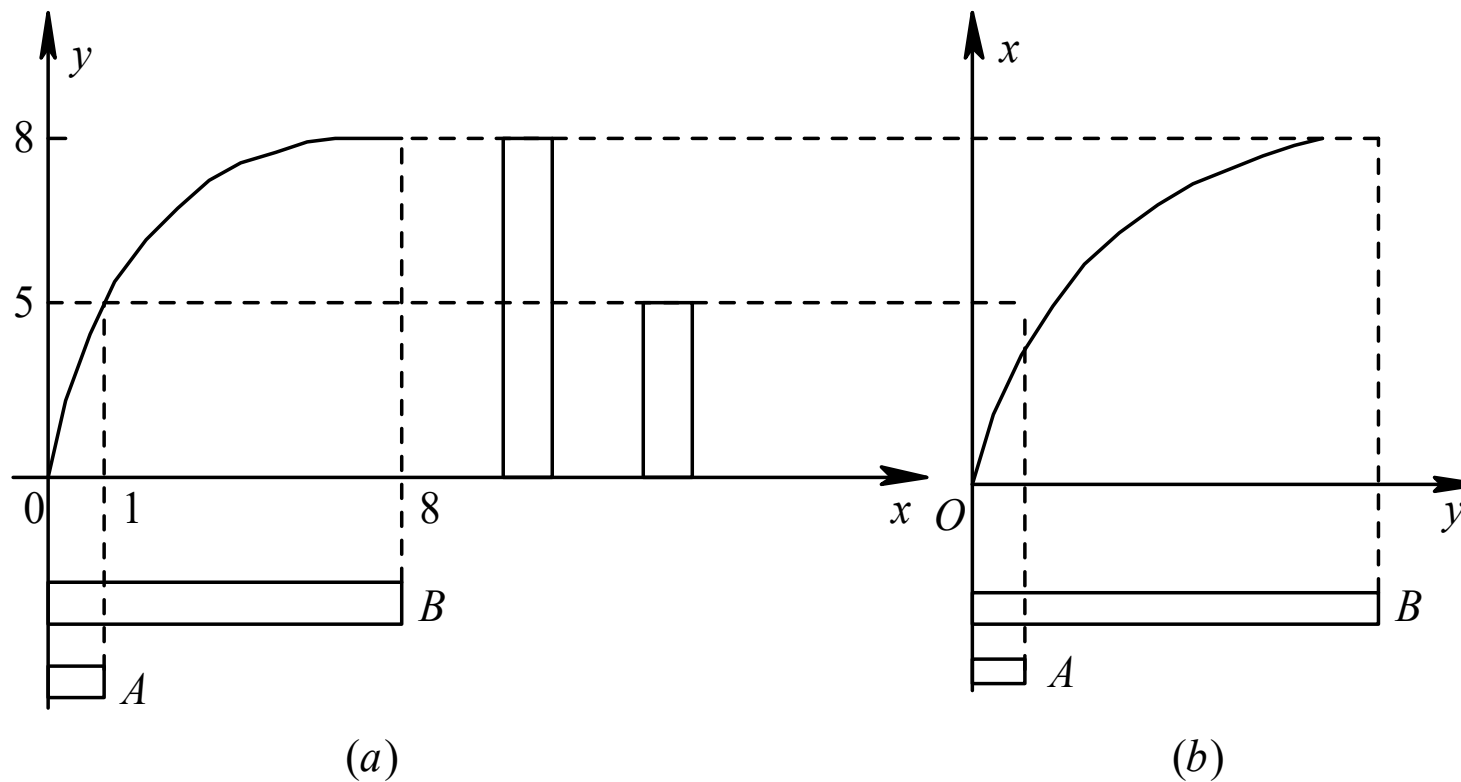
## 2、非均匀量化

均匀量化:  $6n - 40 \geq 26 \Rightarrow n \geq 11$





## 压缩与扩张的示意图



通信原理



(1)  $\mu$  压缩律

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1$$

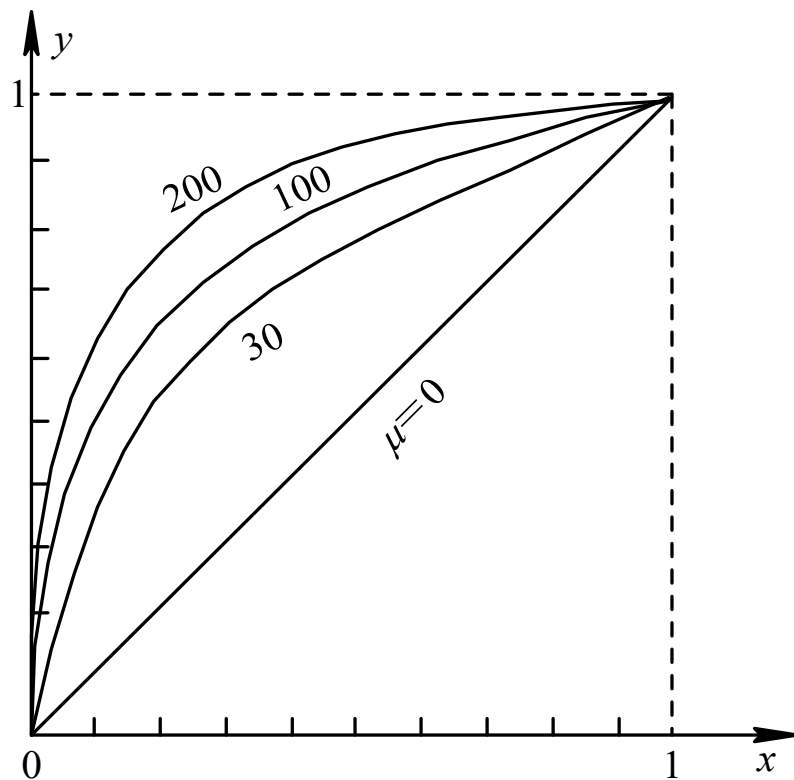
(2)  $A$  压缩律

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & , 0 < x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & , \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases}$$



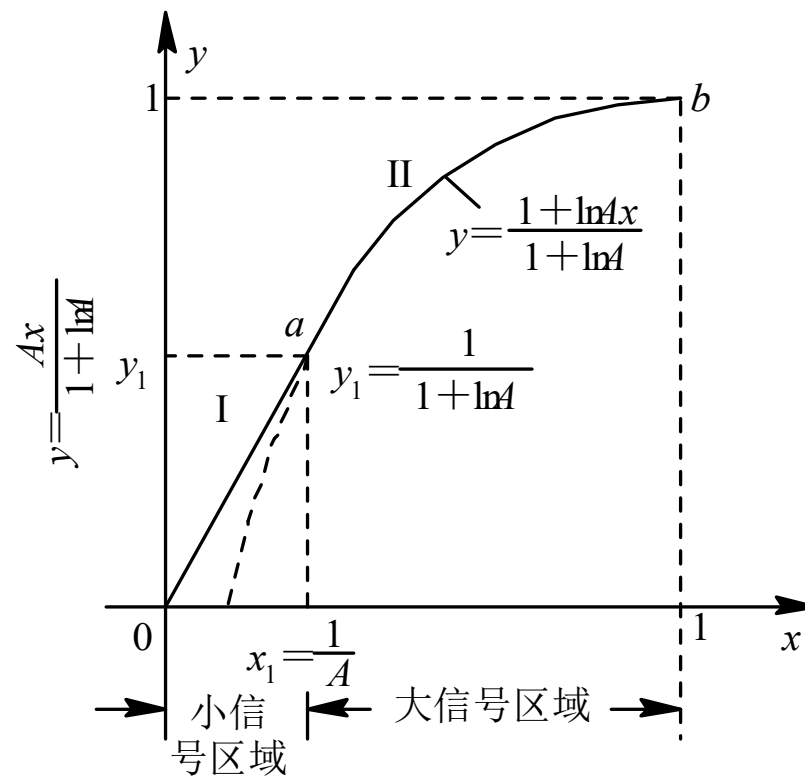


## 对数压缩特性



(a)

(a)  $\mu$ 律;



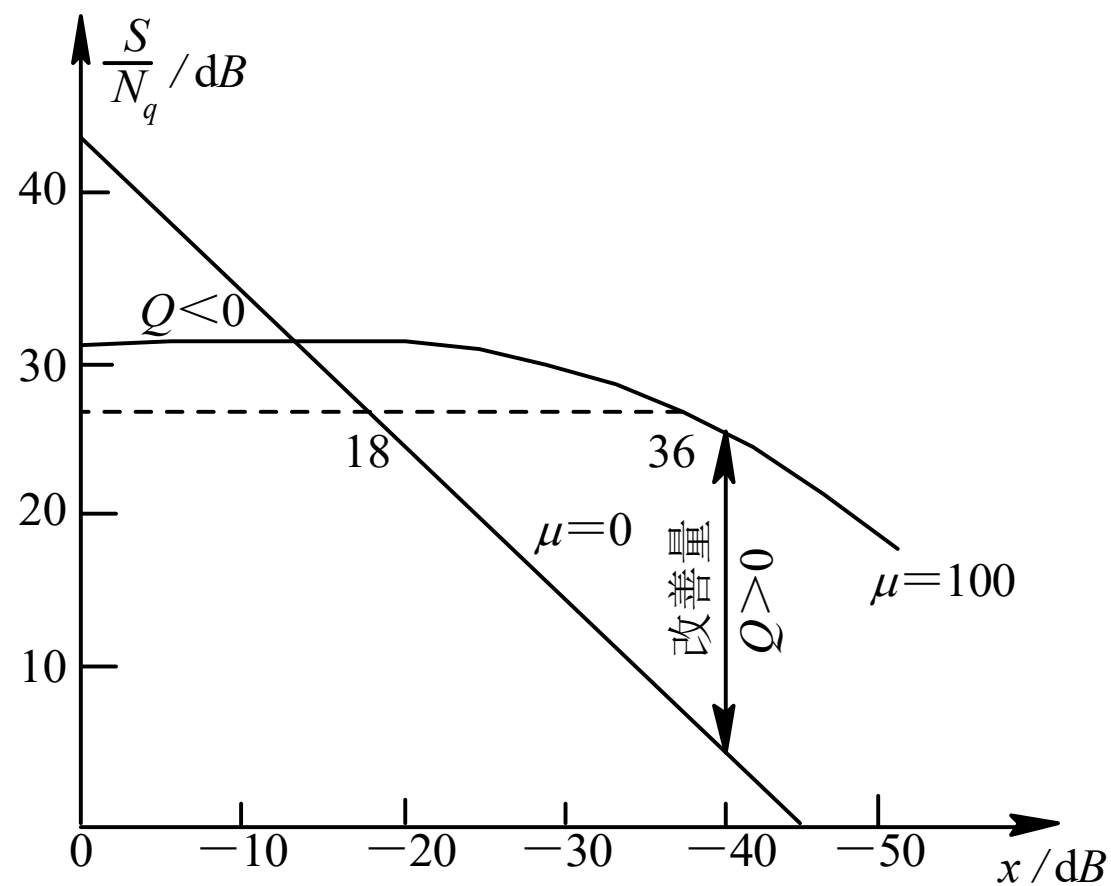
(b)

(b) A律

通信原理



## 有无压阔的比较曲线



通信原理

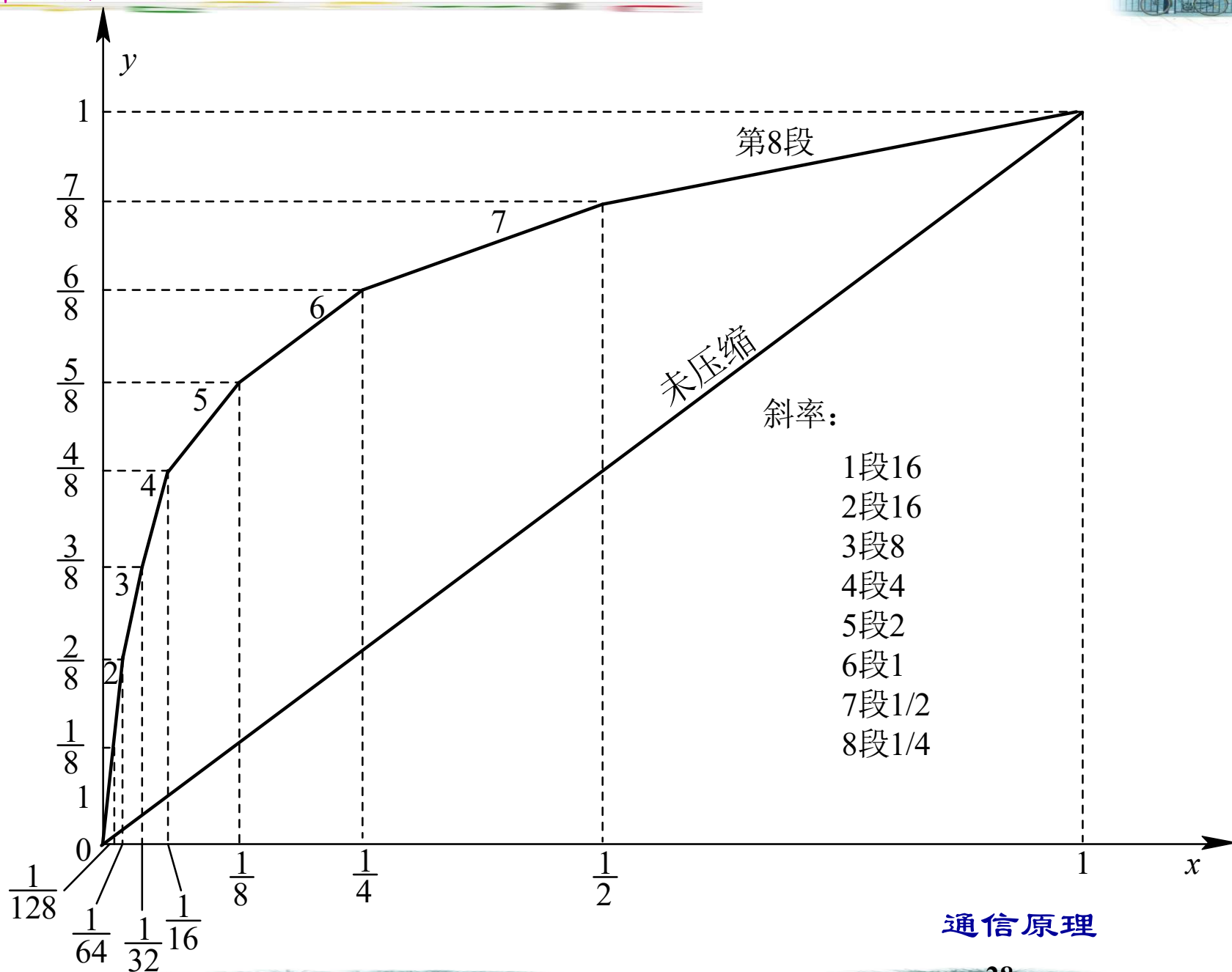


## 两种常用的数字压扩技术:

- (1) 13折线A律压扩, 它的特性近似 $A=87.6$ 的A律压扩特性, 主要用于英、法、德等欧洲各国的PCM 30/32路基群中。
- (2) 15折线 $\mu$ 律压扩, 其特性近似 $\mu=255$ 的 $\mu$ 律压扩特性。主要用于美国、加拿大和日本等国的PCM 24路基群中。

13折线A律压扩特性各段落的斜率:

折线段 落	1	2	3	4	5	6	7	8
斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4





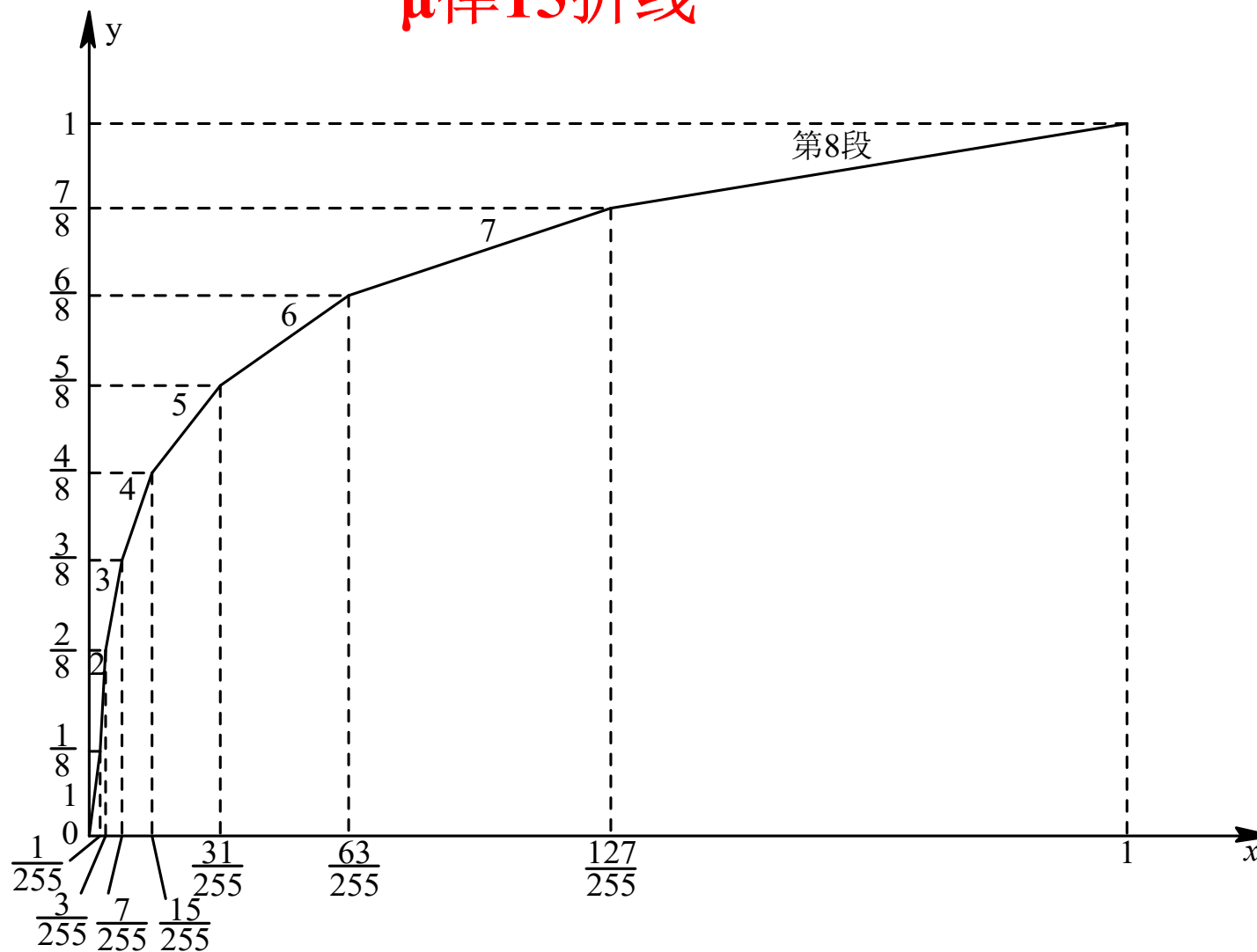
## A=87.6与 13 折线压缩特性的比较

y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1	
x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{60.6}$	$\frac{1}{30.6}$	$\frac{1}{15.4}$	$\frac{1}{7.79}$	$\frac{1}{3.93}$	$\frac{1}{1.98}$	1	
按折线分段时的x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1	
段落		$\underbrace{\hspace{1cm}}_1$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_2$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_3$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_4$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_5$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_6$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_7$	$\underbrace{\hspace{1cm}}_8$	
斜率	16	16	8	4	2	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$		

通信原理



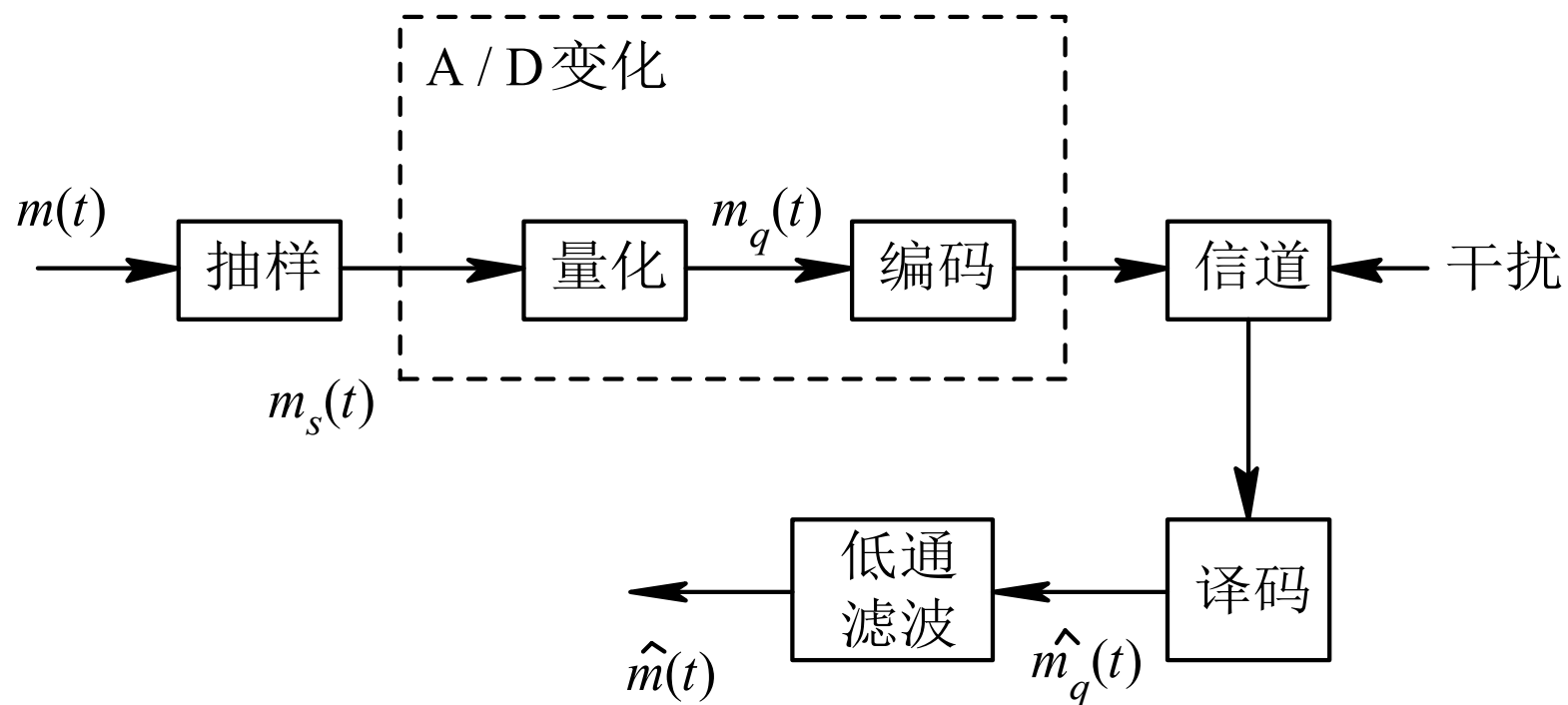
## $\mu$ 律15折线



通信原理

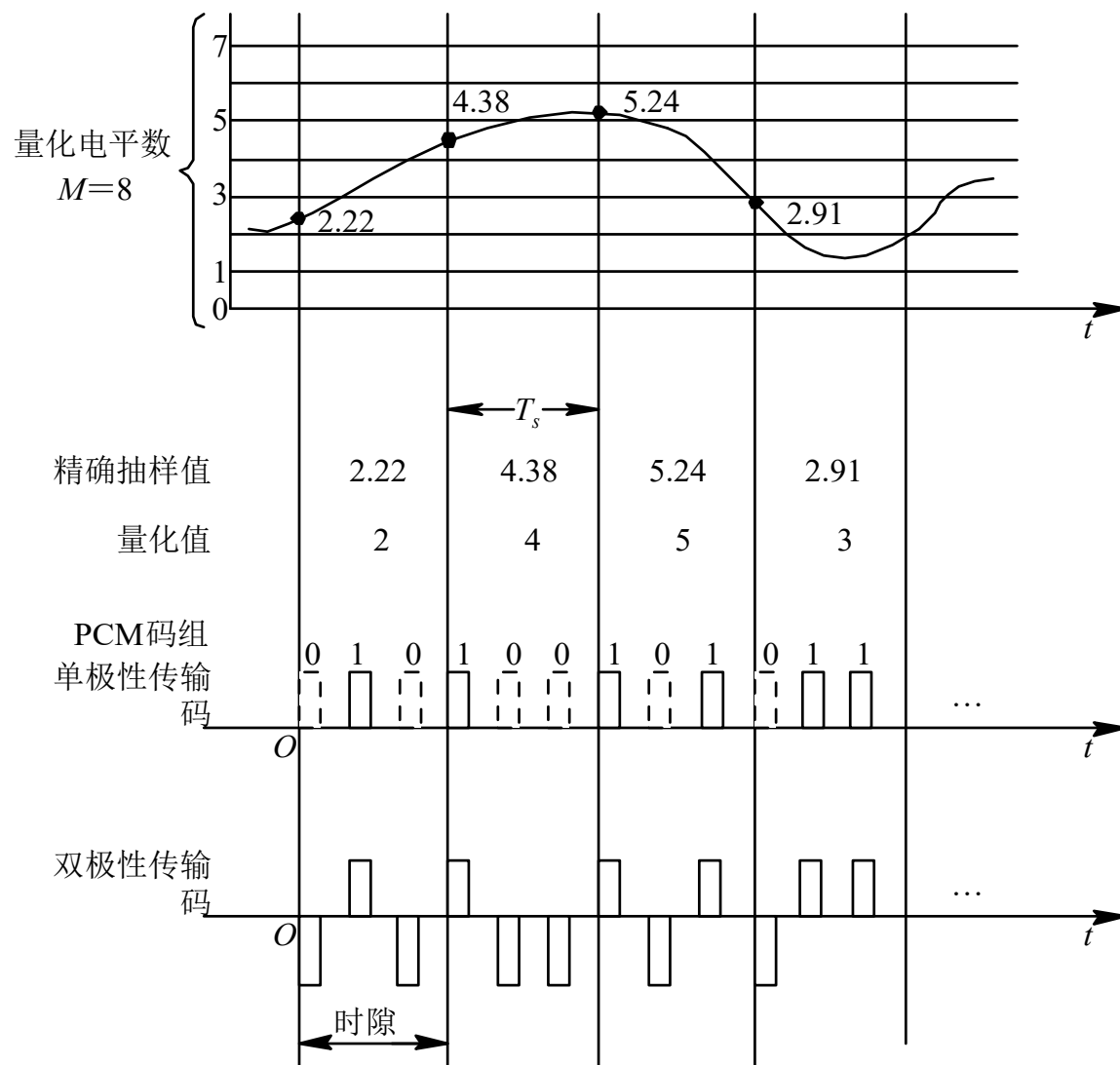


## 10.5 脉冲编码调制 (PCM)





## PCM信号形成示意图



通信原理





## • PCM编码过程

1、常用的二进制编码码型

2、13折线的码位安排

极性码

$M_1$

段落码

$M_2M_3M_4$

段内码

$M_5M_6M_7M_8$



## 常用二进制码型

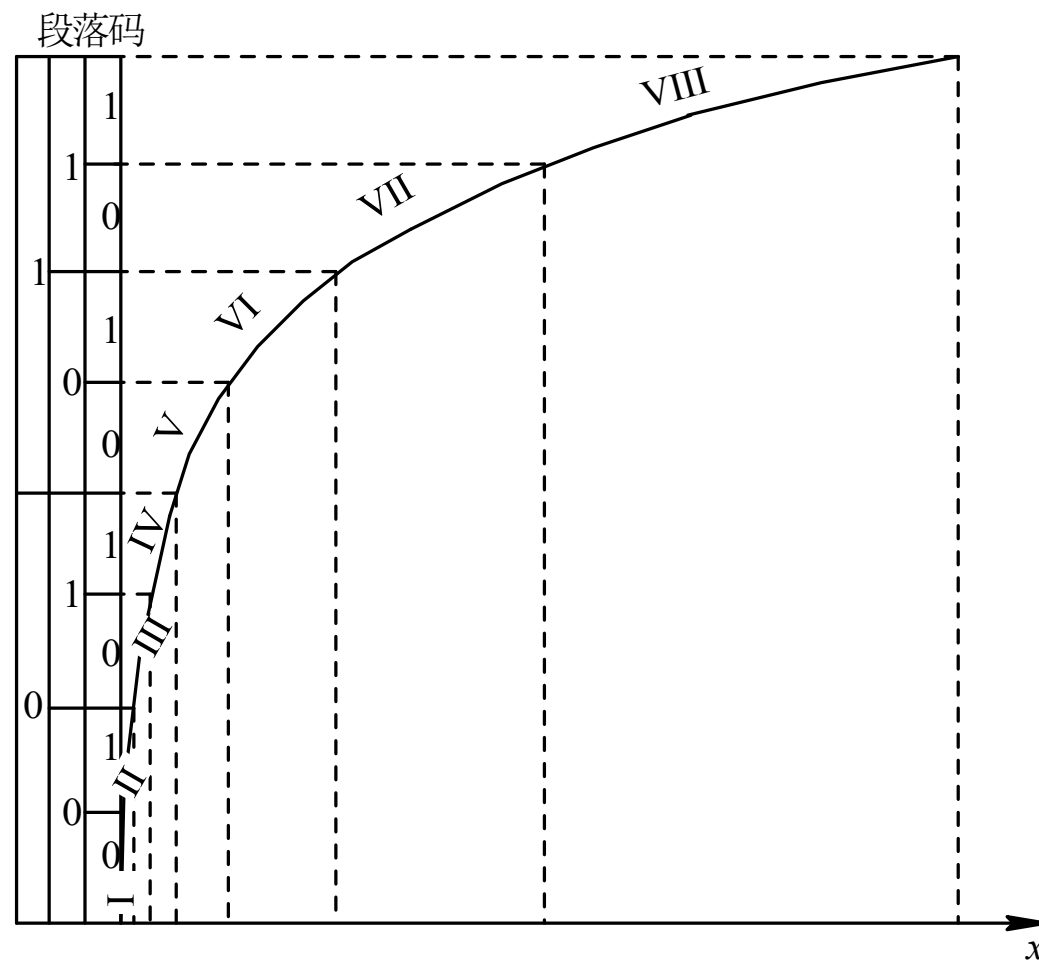
样值脉冲极性	格雷二进制	自然二进制	折叠二进制	量化级序号
正极性部分	1000	1111	1111	15
	1001	1110	1110	14
	1011	1101	1101	13
	1010	1100	1100	12
	1110	1011	1011	11
	1111	1010	1010	10
	1101	1001	1001	9
	1100	1000	1000	8
负极性部分	0100	0111	0000	7
	0101	0110	0001	6
	0111	0101	0010	5
	0110	0100	0011	4
	0010	0011	0100	3
	0011	0010	0101	2
	0001	0001	0110	1
	0000	0000	0111	0



通信原理



## 段落码与各段的关系



通信原理



## 段落电平关系表

段落序号	段落码	段落起 点电平	段内码对应电平				段落长度
1	000	0	8	4	2	1	16
2	001	16	8	4	2	1	16
3	010	32	16	8	4	2	32
4	011	64	32	16	8	4	64
5	100	128	64	32	16	8	128
6	101	256	128	64	32	16	256
7	110	512	256	128	64	32	512
8	111	1024	512	256	128	64	1024

通信原理



**[例10.2]** 设码组的8位码为11110011。求其量化电平。

解：  $c_1 = 1$ ，极性为正

$c_2c_3c_4 = 111$ ，位于第8段，起点电平为1024 $\Delta$

$c_5c_6c_7c_8 = 0011$ ，段内电平为128 + 64 = 192 $\Delta$

$$\therefore \text{量化电平} = +(1024 + 192 + \frac{64}{2}) = 1248\Delta$$



### 3、逐次比较型编码原理

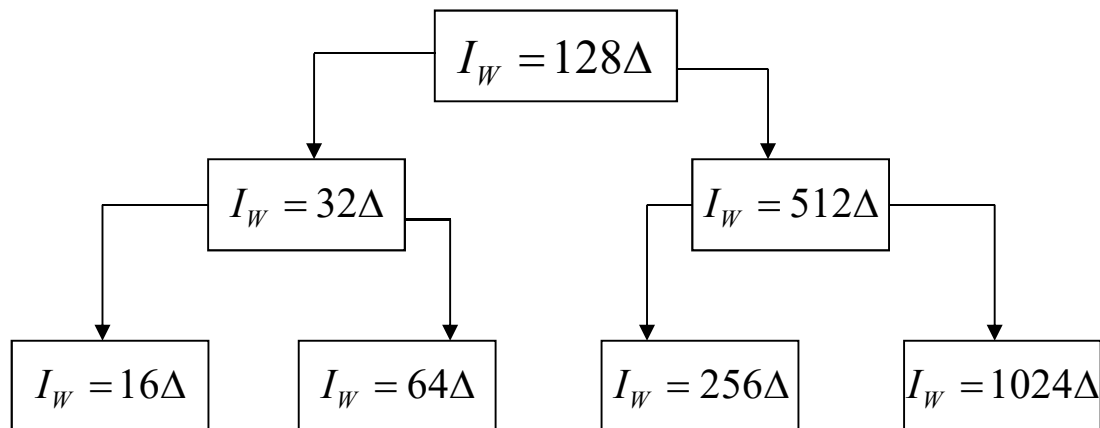
1) 决定极性码：正→“1”；负→“0”

2) 决定段落码：

第一次比较：

第二次比较：

第三次比较：



3) 决定段内码：

第四次比较：  $I_W = \text{段落起点电平} + \Delta_{M_5}$

第五次比较：  $I_W = \text{段落起点电平} + M_5 \cdot \Delta_{M_5} + \Delta_{M_6}$

第六次比较：  $I_W = \text{段落起点电平} + M_5 \cdot \Delta_{M_5} + M_6 \cdot \Delta_{M_6} + \Delta_{M_7}$

第七次比较：  $I_W = \text{段落起点电平} + M_5 \cdot \Delta_{M_5} + M_6 \cdot \Delta_{M_6} + M_7 \cdot \Delta_{M_7} + \Delta_{M_8}$

通信原理



**[例10.3]** 设输入信号抽样值 $I_s=+1270\Delta$ ，采用逐次比较型编码器，按A律13折线编成8位码 $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8$ 。

解：（1）确定极性码 $C_1$ ：由于输入信号抽样值 $I_s$ 为正，故 $C_1=1$ 。

（2）确定段落码 $C_2C_3C_4$ ：

第一次比较：  $I_w=128\Delta$ ，  $I_s=+1270\Delta>I_w$ ， 故 $C_2=1$

第二次比较：  $I_w=512\Delta$ ，  $I_s=+1270\Delta>I_w$ ， 故 $C_3=1$

第三次比较：  $I_w=1024\Delta$ ，  $I_s=+1270\Delta>I_w$ ， 故 $C_4=1$

**所以段落码为111，位于第8段，起点电平为1024 $\Delta$**



(3) 确定段内码 $C_5C_6C_7C_8$ :

第四次比较:  $I_W=1024+512=1536\Delta$ ,  $I_s < I_W$ , 故 $C_5=0$

第五次比较:  $I_W=1024+256=1280\Delta$ ,  $I_s < I_W$ , 故 $C_6=0$

第六次比较:  $I_W=1024+128=1152\Delta$ ,  $I_s > I_W$ , 故 $C_7=1$

第七次比较:  $I_W=1024+128+64=1216\Delta$ ,  $I_s > I_W$ , 故 $C_8=1$

所以编出的8位码为**11110011**。

其代表的量化电平为 **$1216+32=1248\Delta$** , 量化误差为 **$22\Delta$**

化为**11位线性码**:

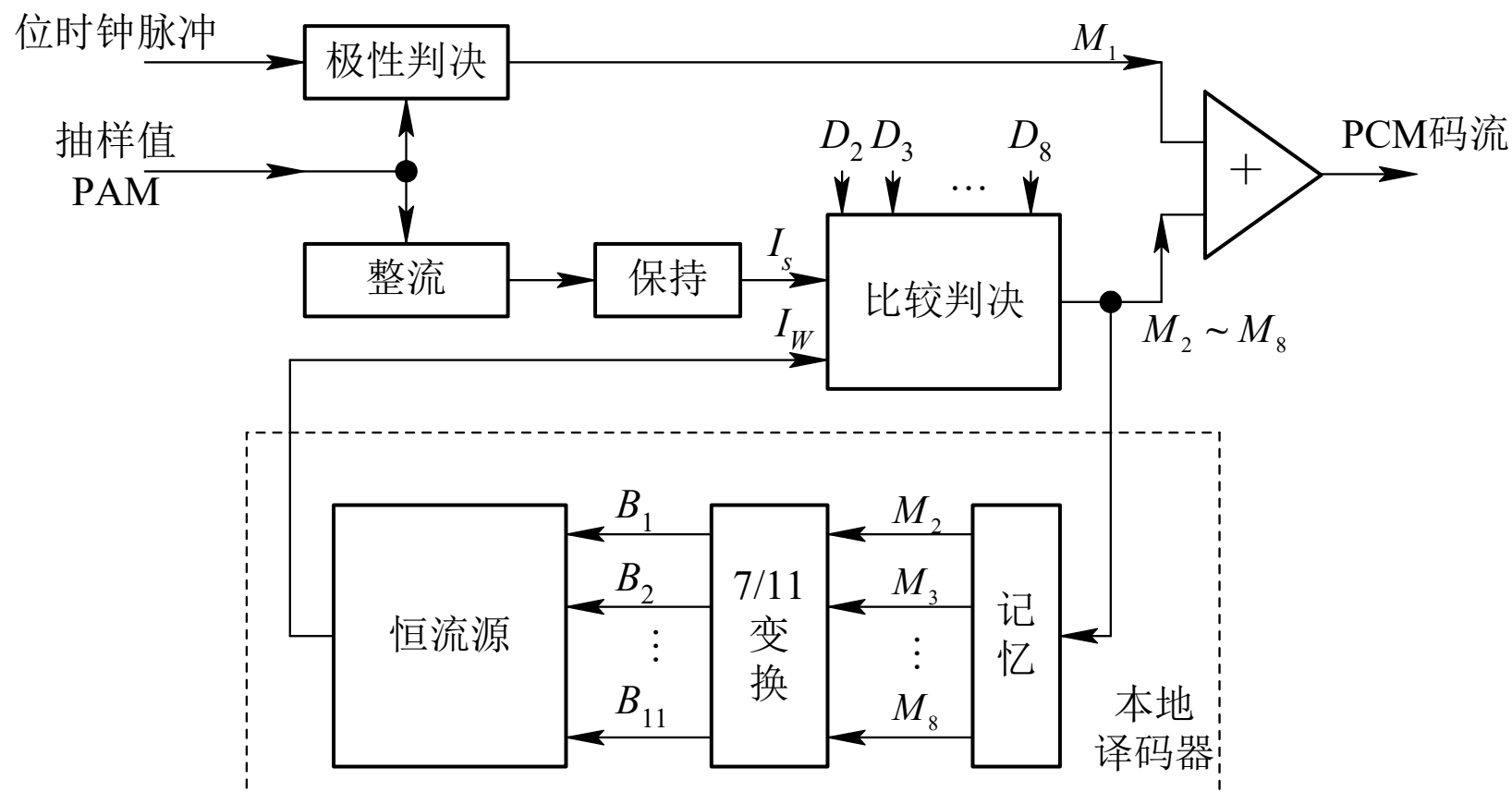
1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0

通信原理





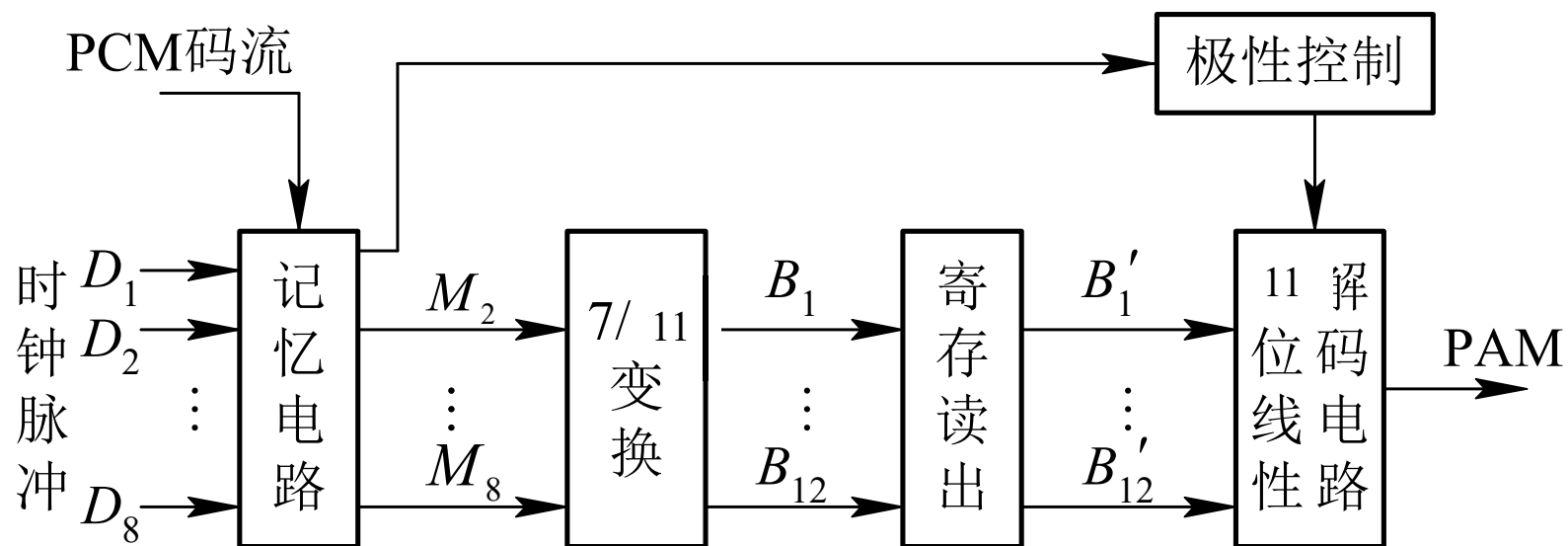
## 逐次比较法编码器



通信原理



## 逐次比较法译码器





## 4、PCM信号的码元速率和带宽

### (1) 码元速率

设 $x(t)$ 为低通信号，最高频率为 $f_H$ ，编码位数为 $n$

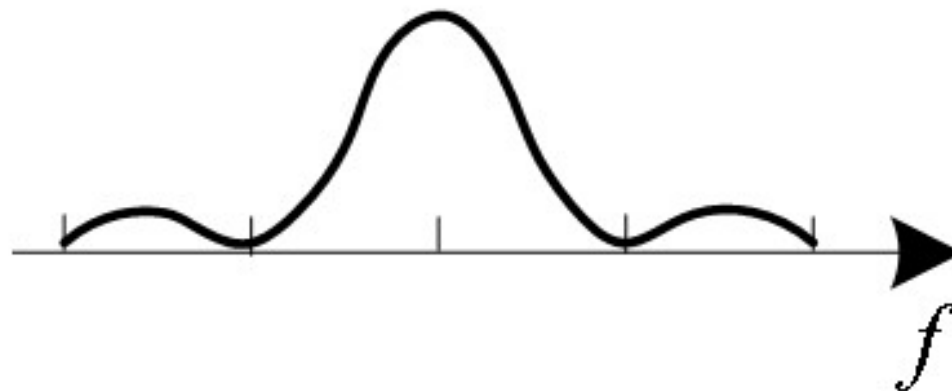
因此码元速率为  $R_B = nf_s$ 。

PCM信号带宽  $B_{PCM} = R_B = n \cdot f_s$  (第一零点频宽)

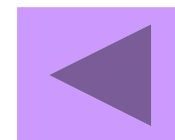
(2) 传输PCM信号所需的最小带宽 (奈奎斯特带宽)

$$B_N = \frac{R_B}{2} = \frac{n \cdot f_s}{2}$$





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





**[例10.4]** 均匀量化PCM中，抽样频率为8kHz，输入为单位正弦信号，若编码后比特率由16kbps增加为64kbps，量化信噪比增加多少dB？



## 5 PCM系统的抗噪性能

低通滤波后得到的模拟信号：

$$\hat{x}(t) = x(t) + n_q(t) + n_e(t)$$

噪声分为：量化噪声和信道加性噪声。

系统输出端总的信噪比定义为：

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{E[x^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]} = \frac{S_0}{N_q + N_e}$$



## 1、量化信噪功率比 $S_0/N_q$

$$\frac{S_0}{N_q} = \frac{E[m_0^2(t)]}{E[n_q^2(t)]} = M^2 = 2^{2n}$$

$$\text{若 } f_s = 2f_H, \quad B = nf_H, \quad \text{则 } n = \frac{B}{f_H}$$

$$\therefore \frac{S_0}{N_q} = 2^{\frac{2B}{f_H}}$$

**PCM信噪比改善与带宽呈指数关系，带宽换功率效率较高**



## 2、误码信噪功率比 $S_0/N_e$

由于信道中加性噪声对PCM信号的干扰，将造成接收端判决器判决错误。误码信噪功率比与误码率的关系为：

$$\frac{S_0}{N_e} = \begin{cases} \frac{1}{P_e} & x(t) \geq 0, \text{自然二进制码} \\ \frac{1}{4P_e} & x(t) \text{为可正可负的自然二进制码} \\ \frac{1}{5P_e} & x(t) \text{为可正可负的折叠二进制码} \end{cases}$$





**小结：**以自然二进制码为例，总的信噪比可以写为：

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{2^{2n}}{1 + 4P_e \cdot 2^{2n}}$$

**分析：**

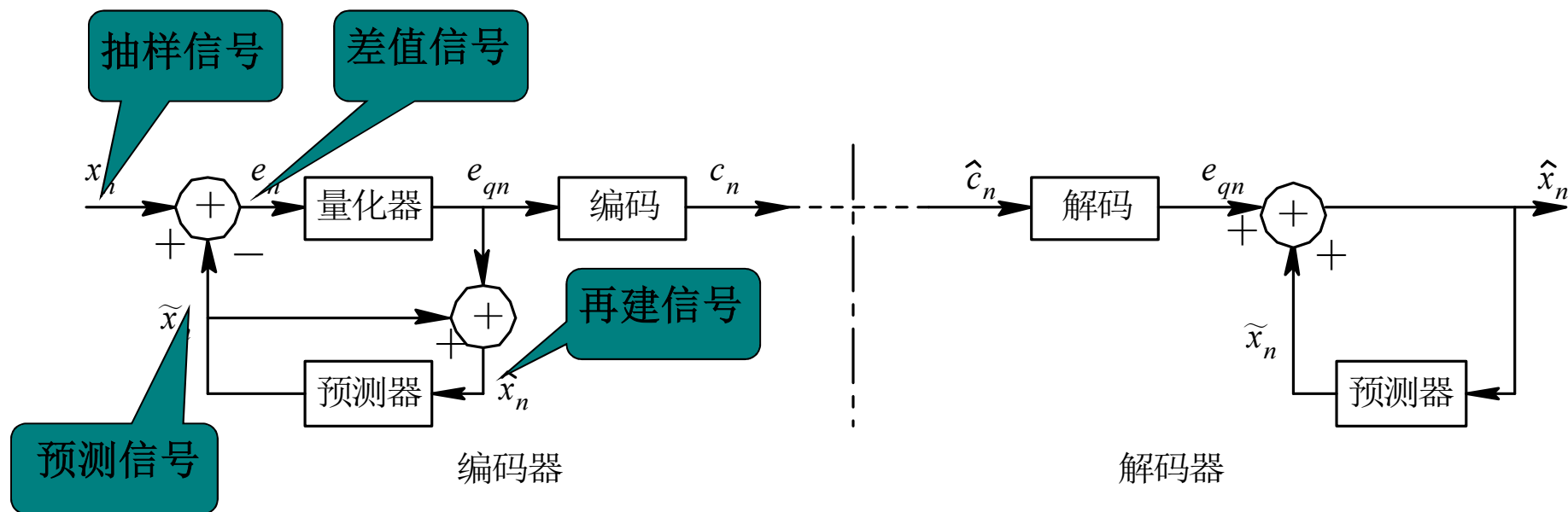
1. 大信噪比时， $P_e$ 小， $4P_e 2^{2n} \ll 1$ ， $\frac{S_0}{N_0} \approx 2^{2n}$

2. 小信噪比时， $P_e$ 大， $4P_e 2^{2n} \gg 1$ ， $\frac{S_0}{N_0} \approx \frac{1}{4P_e}$

一般PCM系统， $P_e \leq 10^{-6}$ ，此时主要噪声为量化噪声。



## 10.6 差分脉冲编码调制(DPCM)



DPCM系统原理框图

预测公式: 
$$m'_k = \sum_{i=1}^P a_i m_{k-i}^{\sim}$$

若用自适应量化代替固定量化, 用自适应预测代替固定预测, 则为ADPCM。

通信原理

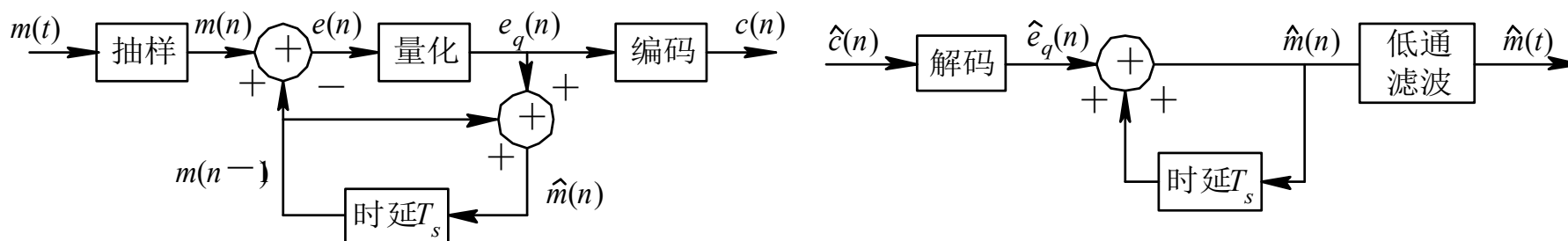


## DPCM编码的性能

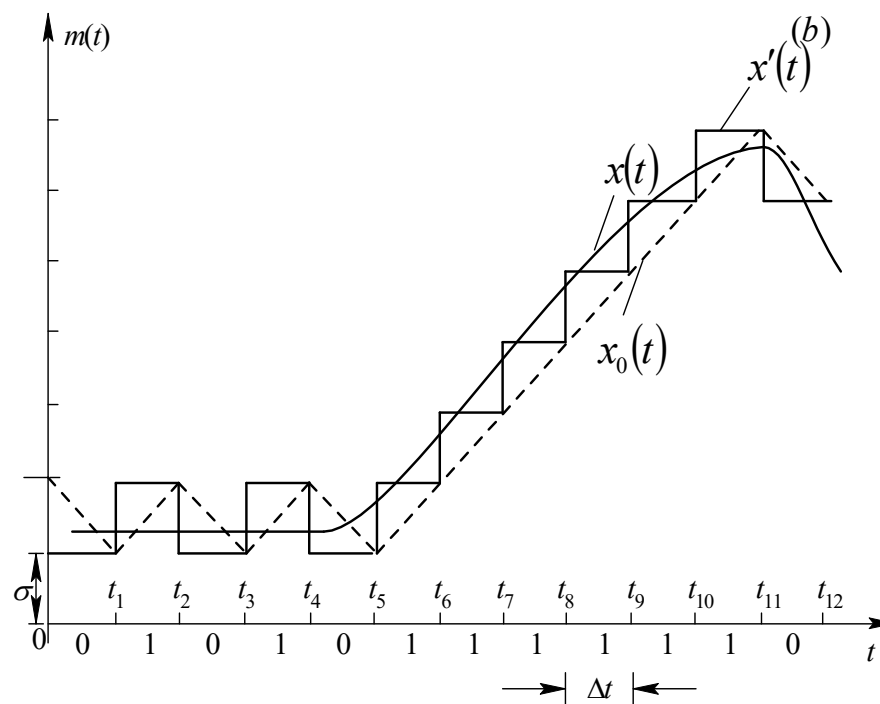
- 压缩倍数 $K=4$ ，可从未压缩的PCM 64Kbps降至1/4速率的16Kbps。
- 低于64Kbps的语音编码，称作语音压缩技术。
- 目前已实用化的为32Kbps的ADPCM，可实现与64Kbps的PCM相同的语音效果。



## 10.7 增量调制 ( $\Delta M$ )



(a)



通信原理



## 简单增量调制系统的带宽

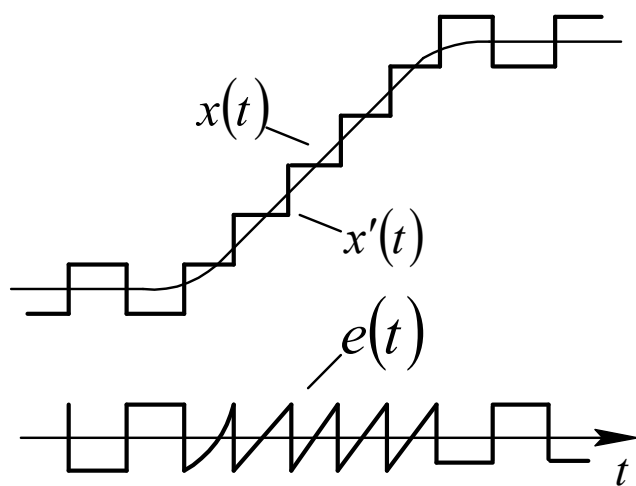
信号带宽  $B_{\Delta M} = R_B = f_s$

基带带宽  $B_{\Delta M} = \frac{R_B}{2} = \frac{f_s}{2}$



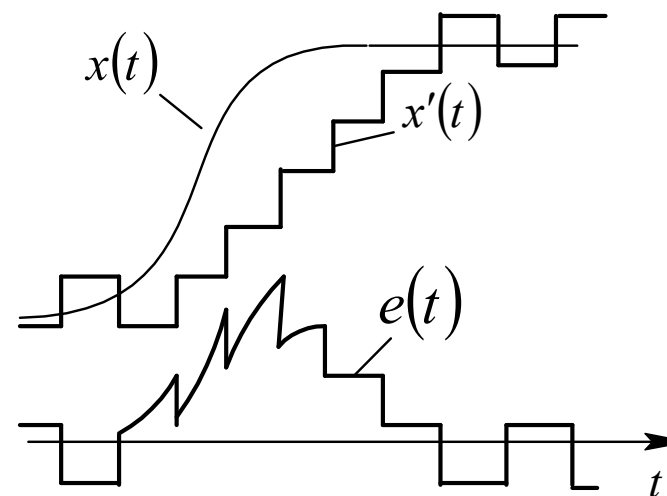
## 增量调制系统的噪声

一般量化噪声



(a)

过载量化噪声



(b)



避免斜率过载的条件

$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{\sigma}{T_s}$$

若  $m(t) = A \sin \omega_k t$

则  $A \omega_k \leq \frac{\sigma}{T_s} \Rightarrow A \leq \frac{\sigma}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_k}$

**结论1:**  $\Delta M$  适合传输功率谱随频率的平方增加而下降的信号.

**结论2:** 为了避免过载,  $\Delta M$  的抽样频率要比 PCM 高得多.

$$f_s \geq \frac{2\pi A}{\sigma} \cdot f_k \gg 2f_k$$



## 增量调制的抗噪性能（不过载）

$$\frac{S_0}{N_q} = \frac{3A^2}{2\sigma^2} \cdot \frac{f_s}{f_m}$$

抽样频率

LPF截止频率

临界情况下

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{2\pi f_k}$$

信号最高频率

最大信噪比

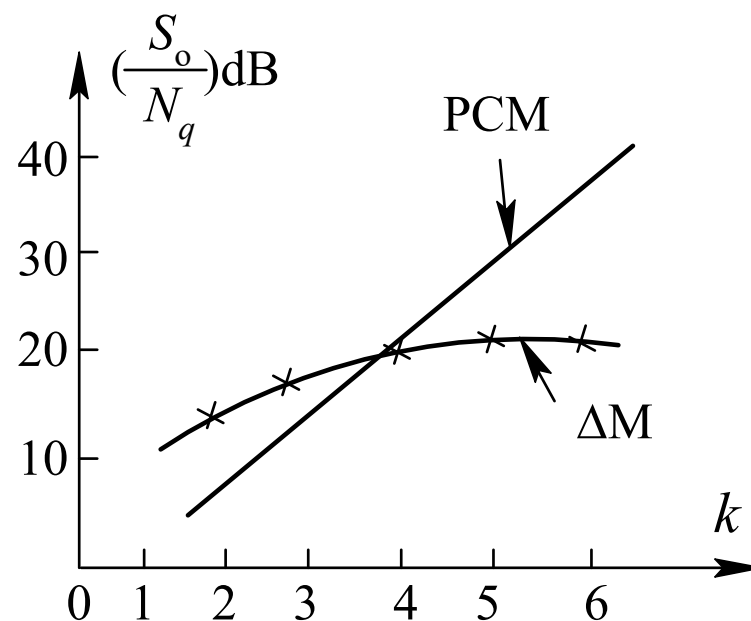
$$\left( \frac{S_0}{N_q} \right)_{\max} = \frac{3}{8\pi^2} \cdot \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \approx 0.04 \times \frac{f_s^3}{f_m \cdot f_k^2}$$

**$\Delta M$ 调制的抽样速率要比PCM高很多，才能保证通信质量**





## PCM与增量调制系统性能比较



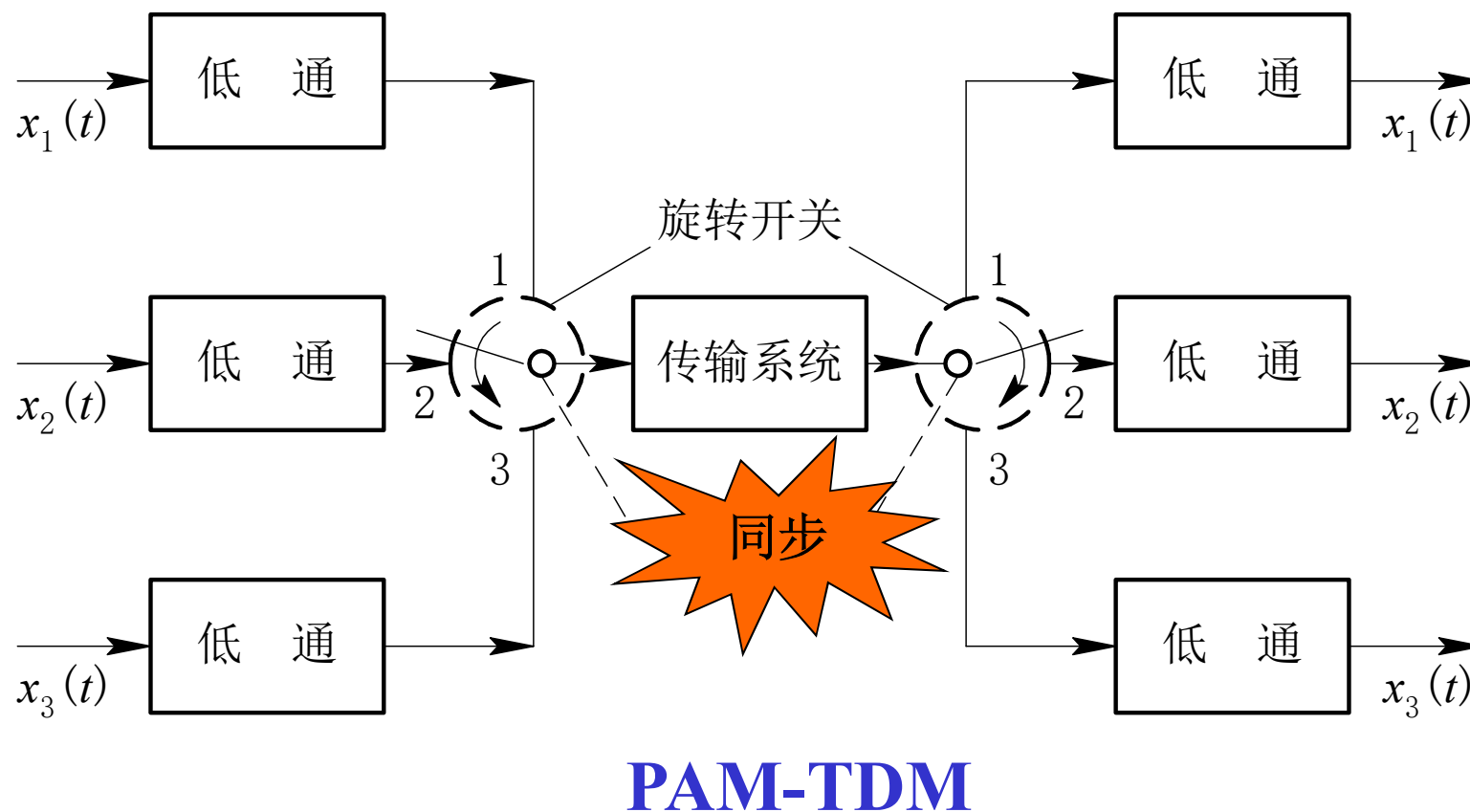


## 讨论：PCM、DPCM与 $\Delta M$ 的比较

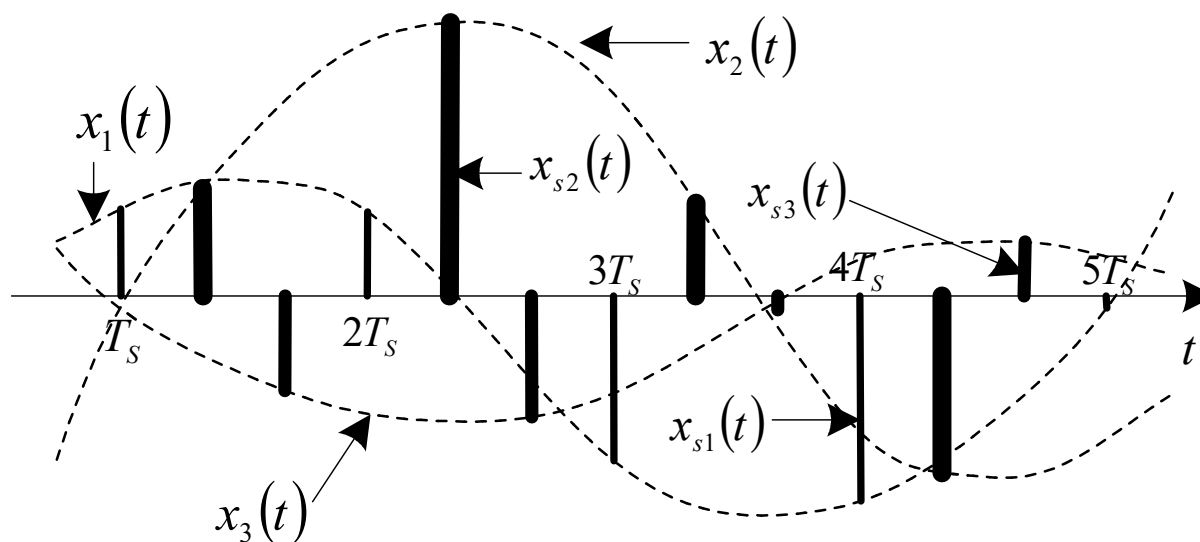




## 10.8 时分复用和多路数字电话系统



通信原理



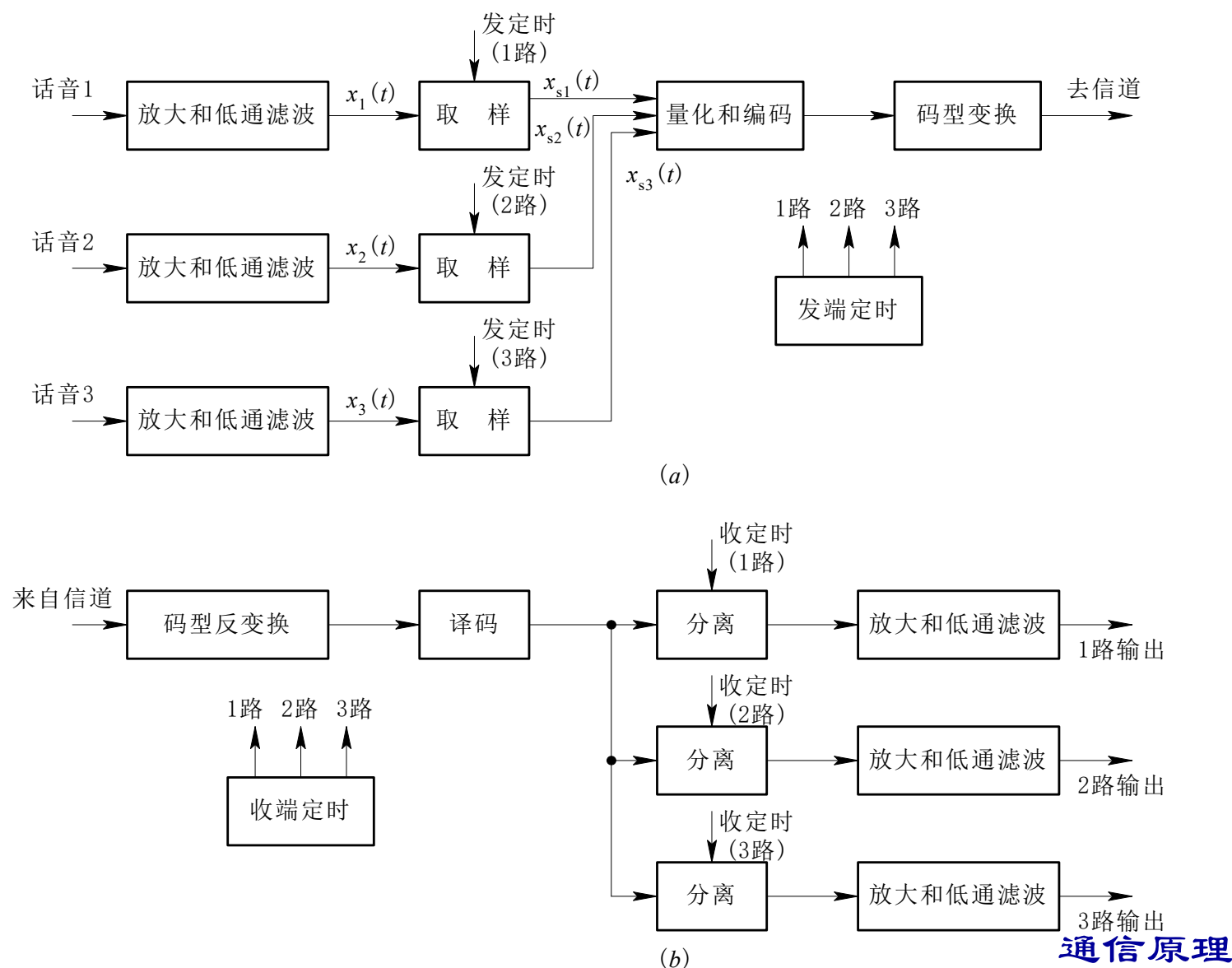
PAM复用后的带宽

$$B_{\text{信号}} = R_B = Nf_s$$

$$B_{\text{信道}} = \frac{R_B}{2} = \frac{Nf_s}{2}$$



# 时分复用的PCM系统 (TDM—PCM)





二进制码元速率可以表示为:  $R_B = N \cdot n \cdot f_s$

所需最小奈奎斯特带宽为:  $B = \frac{N \cdot n \cdot f_s}{2}$



**【例10.5】：**对24路最高频率均为4KHz的信号进行时分复用，采用PAM方式传输，假定所用脉冲为周期性矩形脉冲，占空比为0.5，试求此24路PAM系统所需的最小奈奎斯特带宽。

解法一：

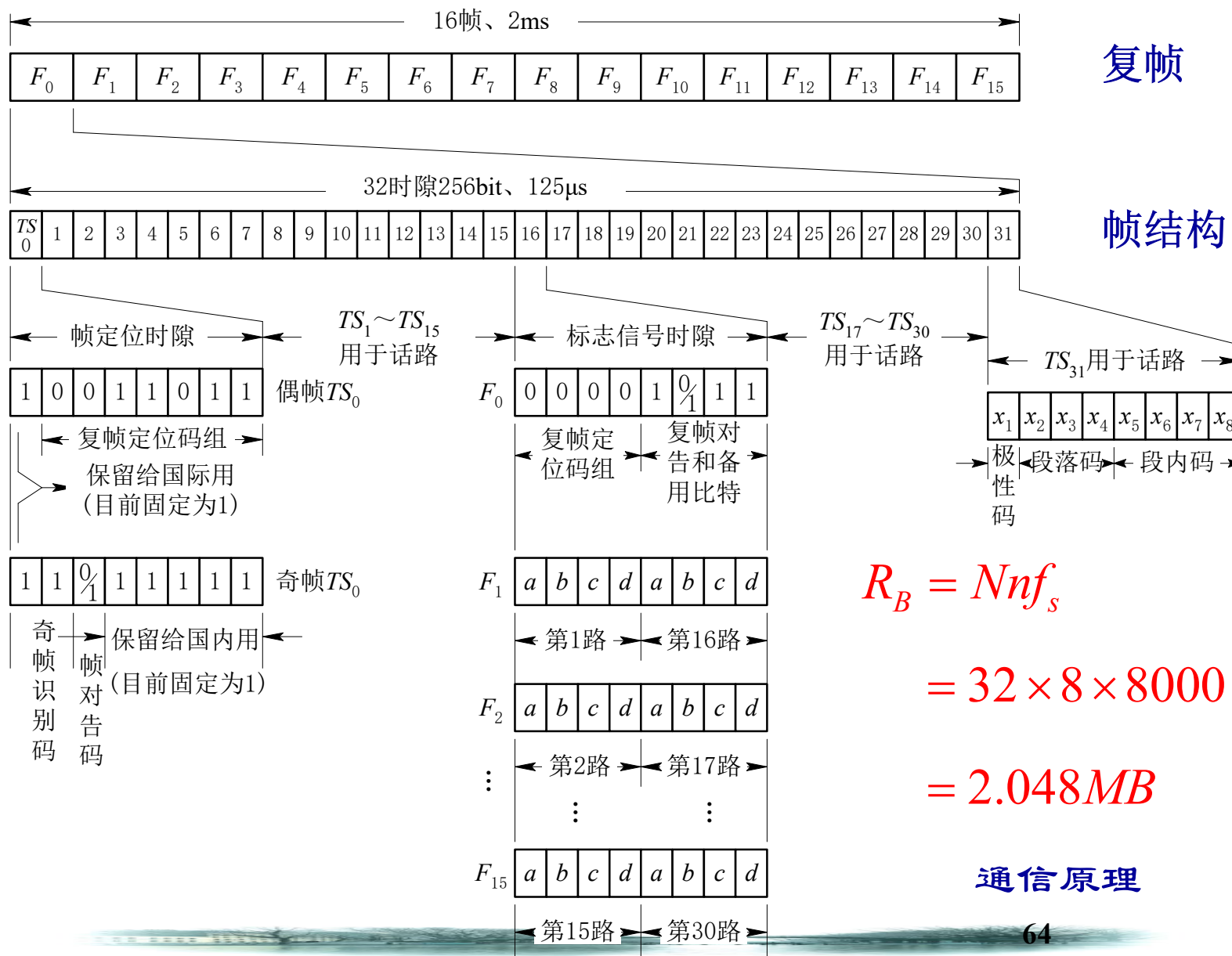
$$f_s = 2f_H = 8kHz, \quad T_s = \frac{1}{f_s} = 0.125ms$$
$$\tau = \frac{T_s}{2} = 0.0625ms \quad B = \frac{1}{2}N \cdot \frac{1}{\tau} = 192kHz$$

解法二：

$$B = Nf_s/2 \text{占空比} = 24 \times 4 \div 0.5 = 192kHz$$



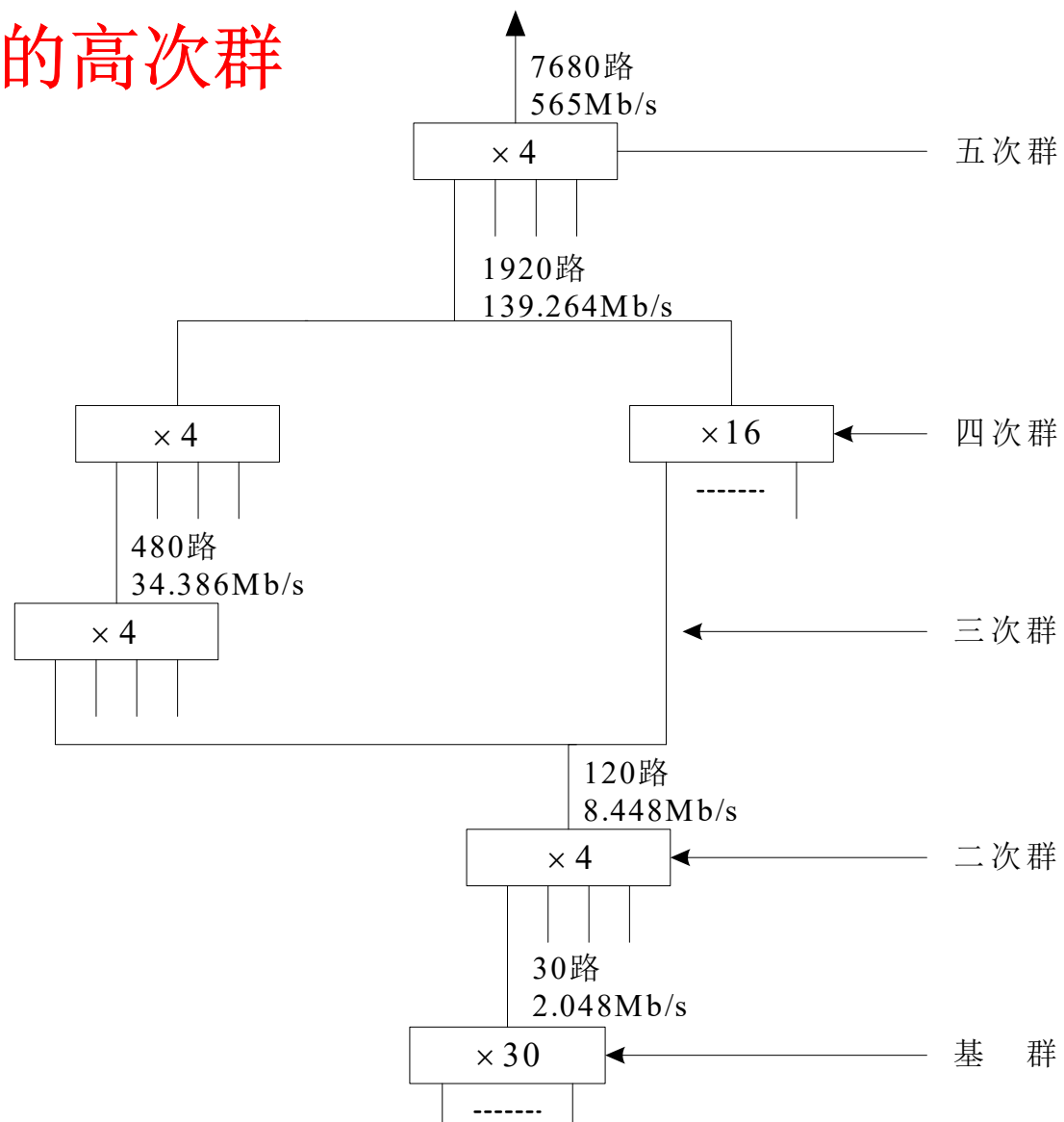
# 30/32路PCM的帧结构







# PCM的高次群





# TDM制数字复接系列

## PDH系列

## SDH系列

国家	单位	基群	二次群	三次群	四次群	STM-1	STM-4	STM-16
北美 日本 (T体系)	kb/s	1544	6312	44736 或 32064	274176 或 97723	155.52 Mb/s	622.0 8 Mb/s	2488.3 2 Mb/s
	路数	24	96	672或 480	4032或 1440			
欧洲 中国 (E体系)	kb/s	2048	8448	34368	139264			
	路数	30	120	480	1920			

通信原理



# PCM基群复接设备



通信原理



## 第十章 小结

- 脉冲编码调制（PCM）
  - 抽样（抽样定理）
  - 量化（量化信噪比、13折线A律）
  - 编码（码型、码位安排、逐次比较法编码）
- 差分脉冲编码调制（DPCM）
- 增量调制（ $\Delta M$ ）
  - 斜率过载量化噪声
- 时分复用（TDM）和多路数字电话系统



## 第十章 作业

- 10-4, 10-6, 10-7, 10-10, 10-11, 10-12, 10-15, 10-16, 10-17

补充:

将频率为 $f_m$ 幅度为 $A_m$ 的正弦波加在量化阶为 $\Delta$ 的 $\Delta M$ 调制器, 且抽样周期为 $T_s$ , 试求不发生斜率过载时的信号的最大允许发送功率是多少?