

# 第8章 模拟信号的数字传输

## 8.1 引言

## 8.2 模拟信号的抽样

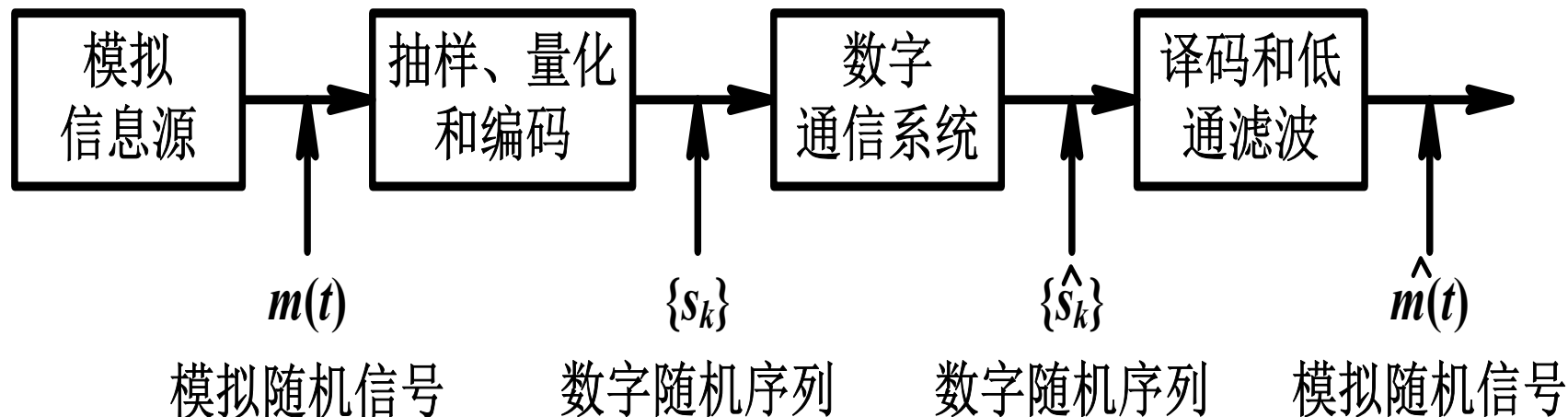
## 8.3 模拟脉冲调制

## 8.4 抽样信号的量化

## 8.5 脉冲编码调制

## 8.1 引言

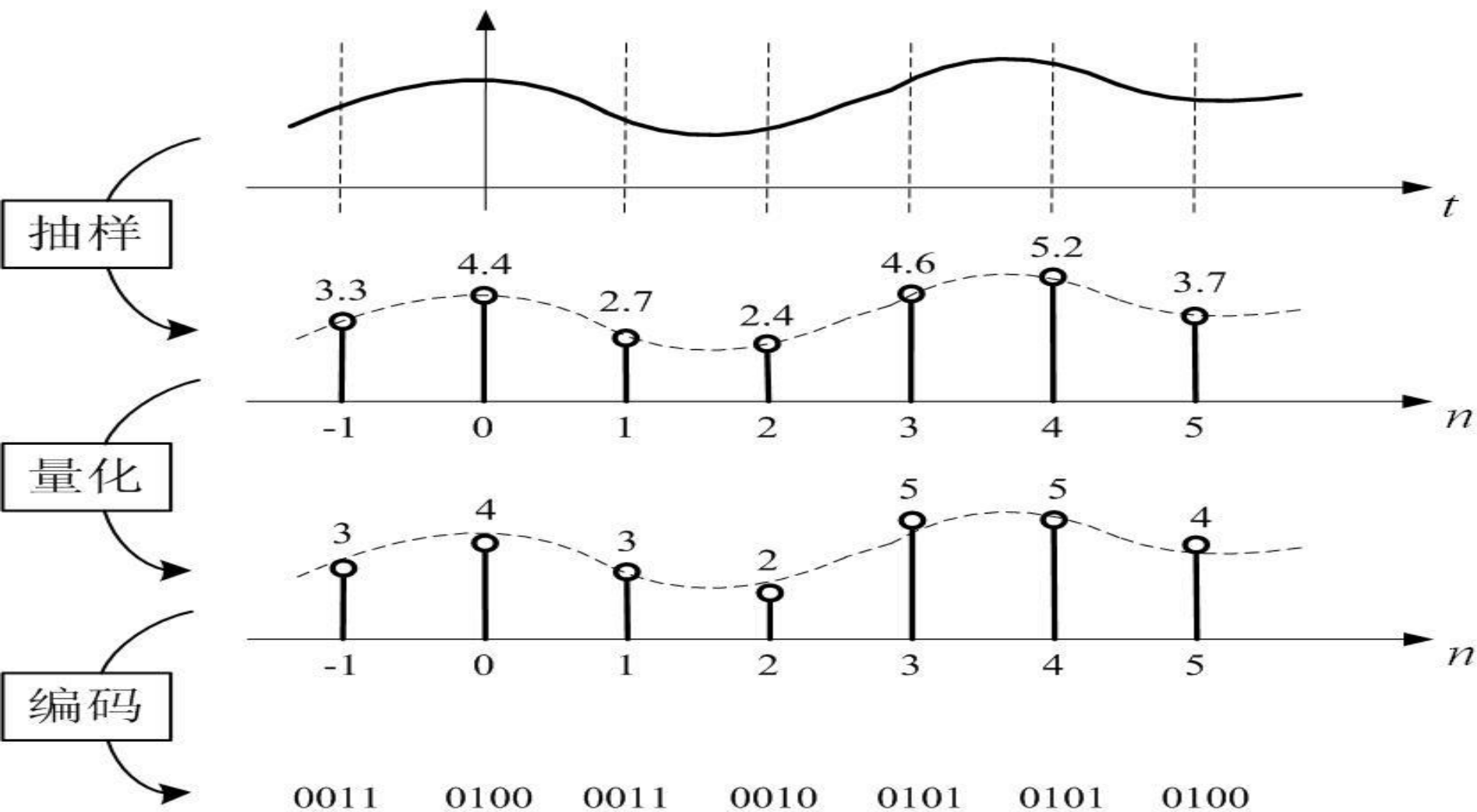
模拟信号的数字传输过程：



通信与信息处理的基础技术----模拟信号的数字化

电话通信系统----采用**PCM**（脉冲编码调制）技术  
实施语音信号的数字化。

数字化过程由**抽样**、**量化**与**编码**三个基本环节组成：



# 第8章 模拟信号的数字传输

## 8.1 引言

## 8.2 模拟信号的抽样

## 8.3 模拟脉冲调制

## 8.4 抽样信号的量化

## 8.5 脉冲编码调制

## 8.2 模拟信号的抽样

**抽样或采样** ---- 在某些时刻上抽取信号值，形成反映原信号的样值序列。

### 8.2.1 低通模拟信号的抽样定理

---

给定最高非零频率为  $f_H$  ( $B_{\text{基带}} = f_H$ ) 的带限信号  $m(t)$ ，如果取抽样率  $f_s > 2B_{\text{基带}}$ ，则  $m(t)$  唯一地由其样值序列： $\{m_n = m(nT_s), n \text{ 为整数}\}$  决定，即：

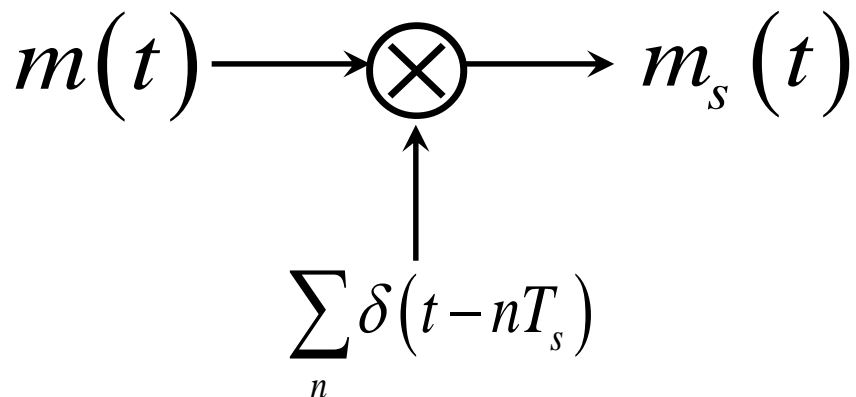
$$m(t) \xleftrightarrow{\text{只要 } f_s > 2B_{\text{基带}}} \{m_n, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$$

---

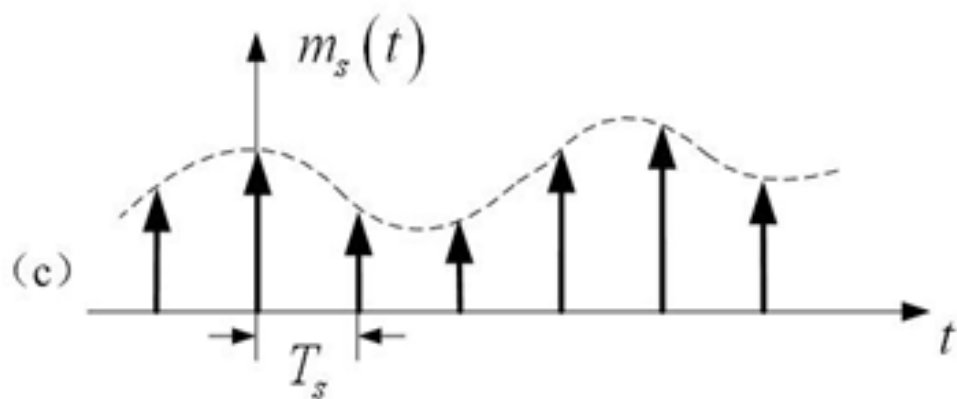
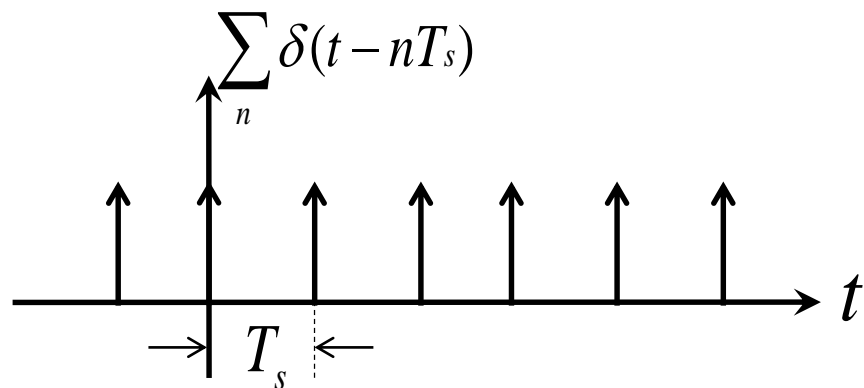
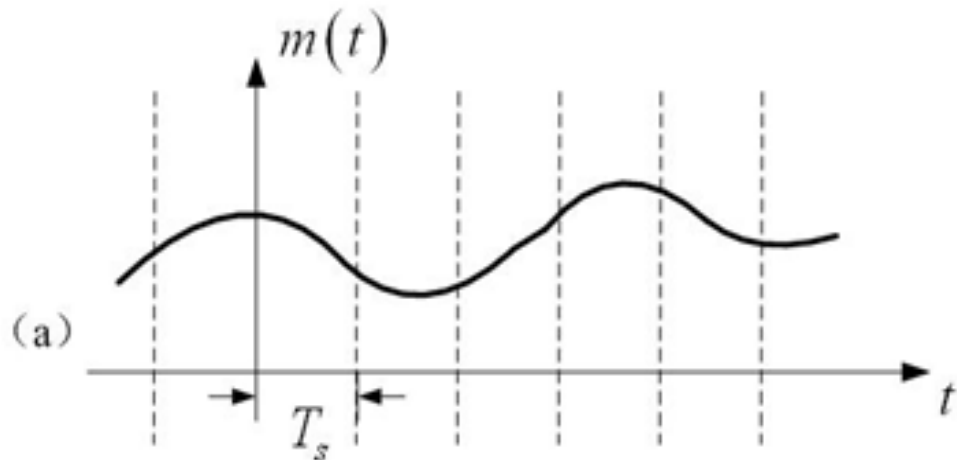
**奈奎斯特频率：**  $2f_H = 2B_{\text{基带}}$

# 1. 抽样过程

- 时域分析



$$\begin{aligned} m_s(t) &= m(t) \times \sum_n \delta(t - nT_s) \\ &= \sum_n m_n \delta(t - nT_s) \end{aligned}$$



- 频域分析

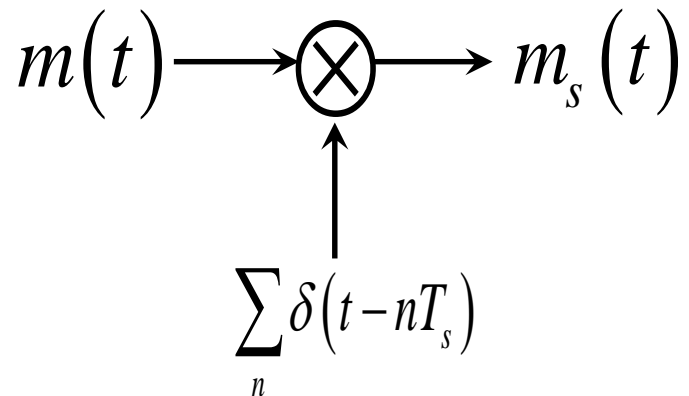
$$m(t) \leftrightarrow M(f) \quad m_s(t) \leftrightarrow M_s(f)$$

$$\sum_n \delta(t - nT_s) \leftrightarrow \frac{1}{T_s} \sum_n \delta(f - nf_s)$$

$$m_s(t) = m(t) \times \sum_n \delta(t - nT_s)$$

傅氏变换

$$M_s(f) = M(f) * \left[ \frac{1}{T_s} \sum_n \delta(f - nf_s) \right] = \frac{1}{T_s} \sum_n M(f - nf_s)$$



$$M_s(f) = \frac{1}{T_s} \sum_n M(f - nf_s)$$

抽样信号的频谱是原带限

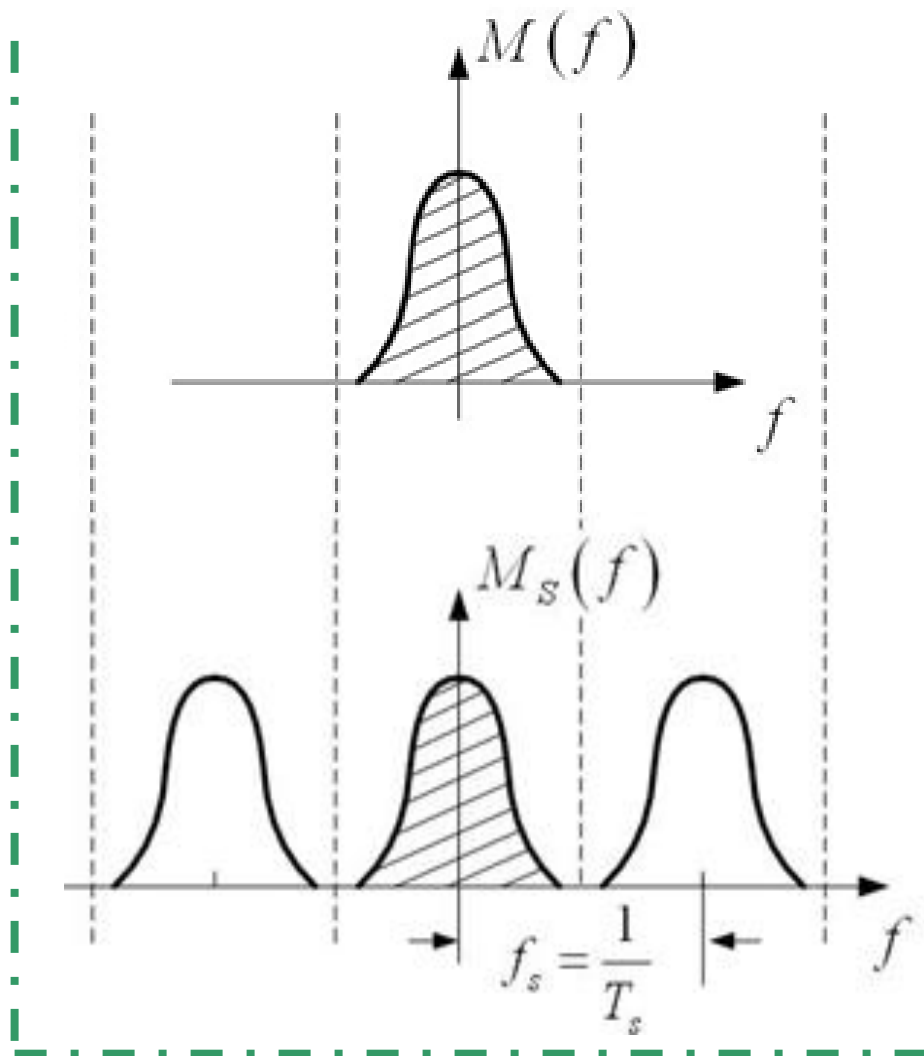
信号的谱按 $f_s$ 周期重复。

条件  $f_s > 2f_H$  保证了重复

过程中频谱彼此不重叠。

**混叠现象** —

如果  $f_s < 2f_H$ ，频谱重复中会出现交叠



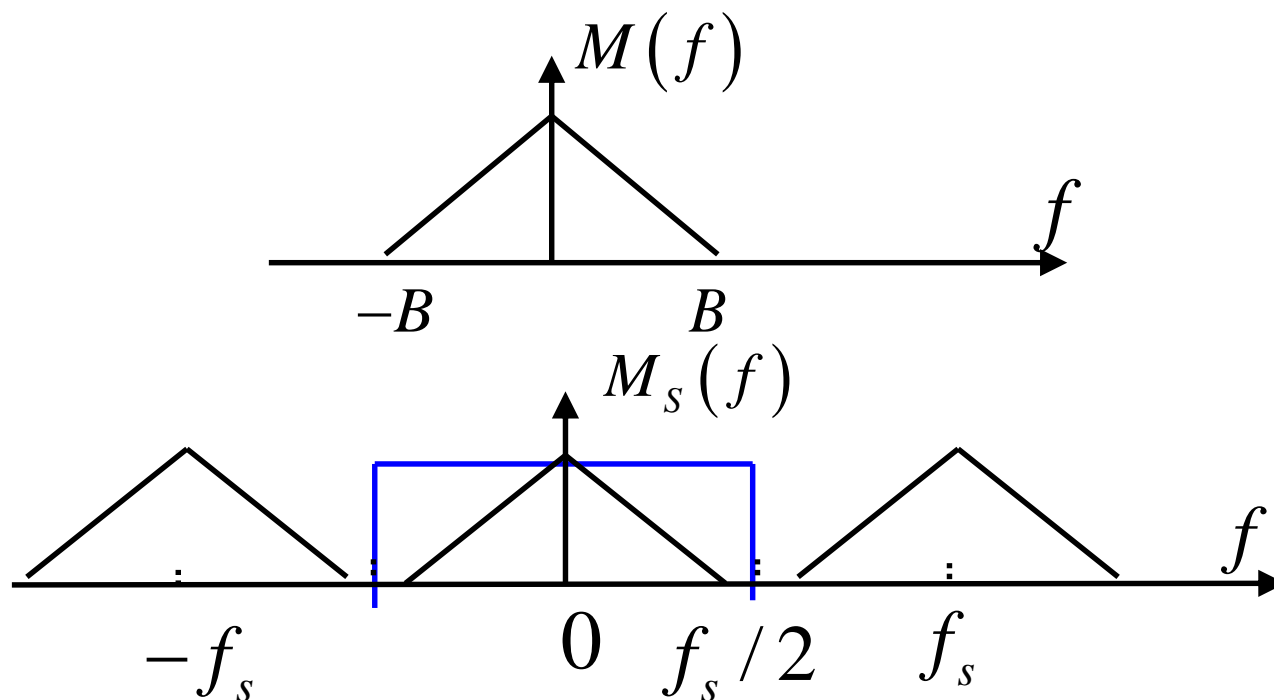


## 2. 重建过程

(1) 如果原带限信号被**过抽样**，即

$$f_s > 2B$$

抽样信号  $m_s(t)$  的谱不会产生混叠。



还原  $M(f)$  的方法：令  $B_{LPF} = f_s/2$

时域上看恢复信号的过程:

$$\text{由 } f_s \frac{\sin(\pi f_s t)}{\pi f_s t} \leftrightarrow \Pi\left[\frac{f}{f_s}\right]$$

则LPF的冲激响应:

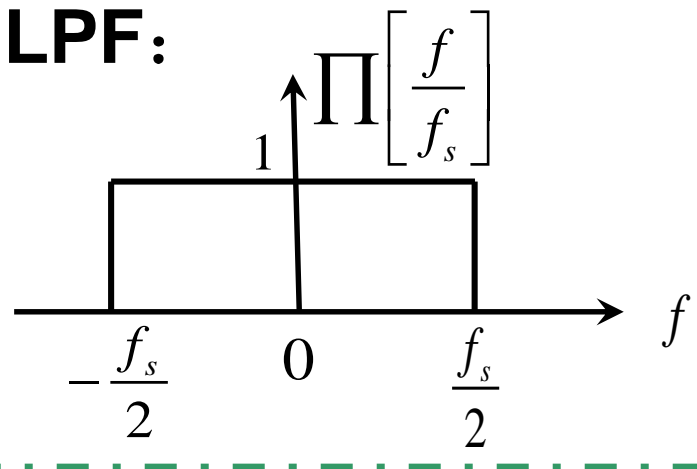
$$h(t) = f_s \frac{\sin(\pi f_s t)}{\pi f_s t}$$

恢复的带限信号为:

$$\hat{m}(t) = T_s \times LPF[m_s(t)] = T_s \left[ m_s(t) * f_s \frac{\sin(\pi f_s t)}{\pi f_s t} \right]$$

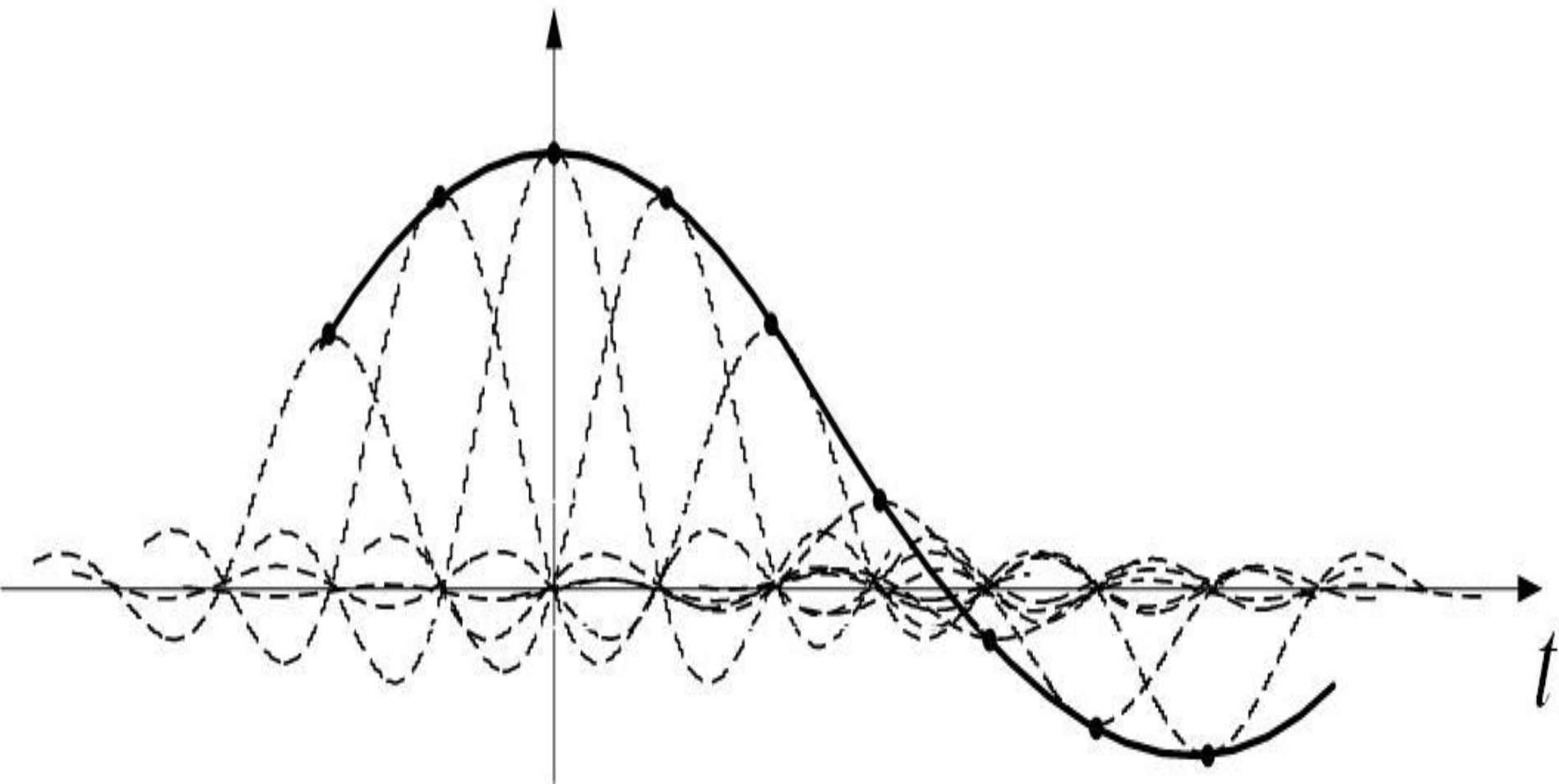
$$= T_s \left[ \sum_n m_n \delta(t - nT_s) * f_s \frac{\sin(\pi f_s t)}{\pi f_s t} \right] = \sum_n m_n \frac{\sin(\pi f_s (t - n/f_s))}{\pi f_s (t - n/f_s)}$$

LPF:



$$m(t) = \sum_n m_n \frac{\sin(\pi f_s (t - n/f_s))}{\pi f_s (t - n/f_s)}$$

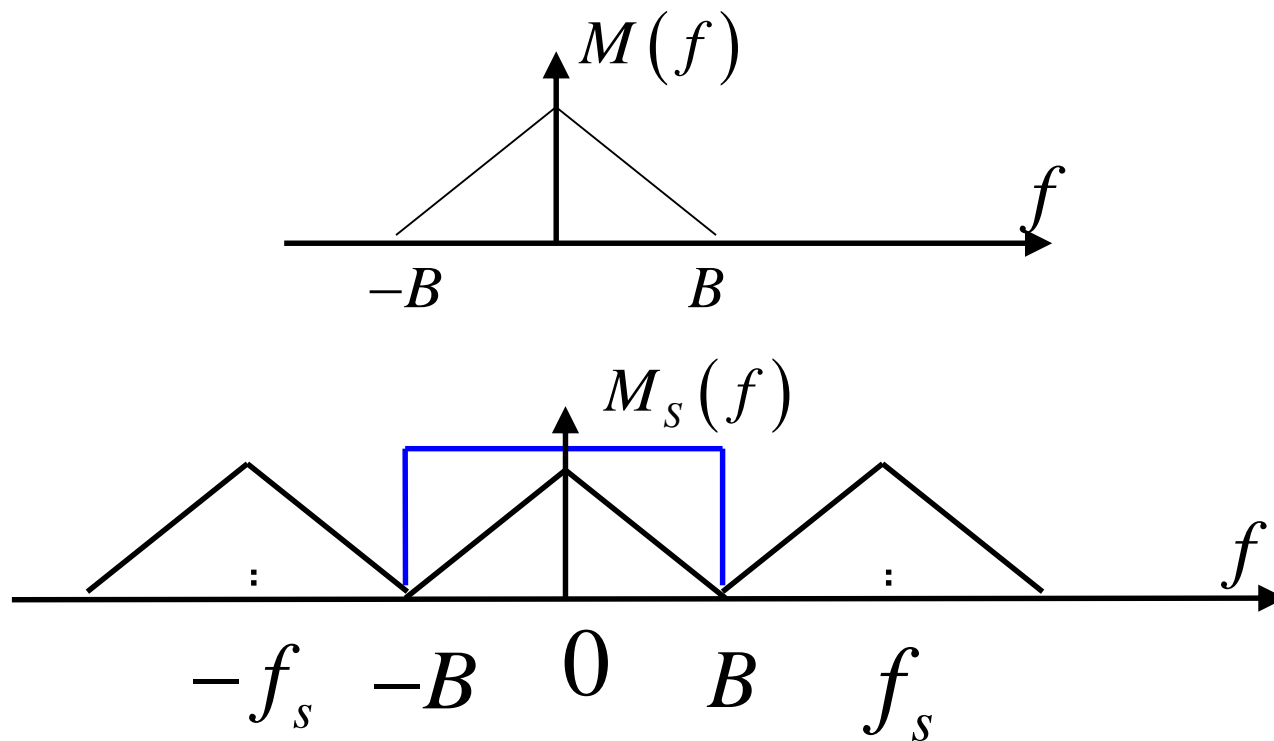
时域上看，就是用  $(\sin x)/x$  在样值点间进行内插。



(2) 如果原带限信号被奈奎斯特速率采样，即

$$f_s = 2B$$

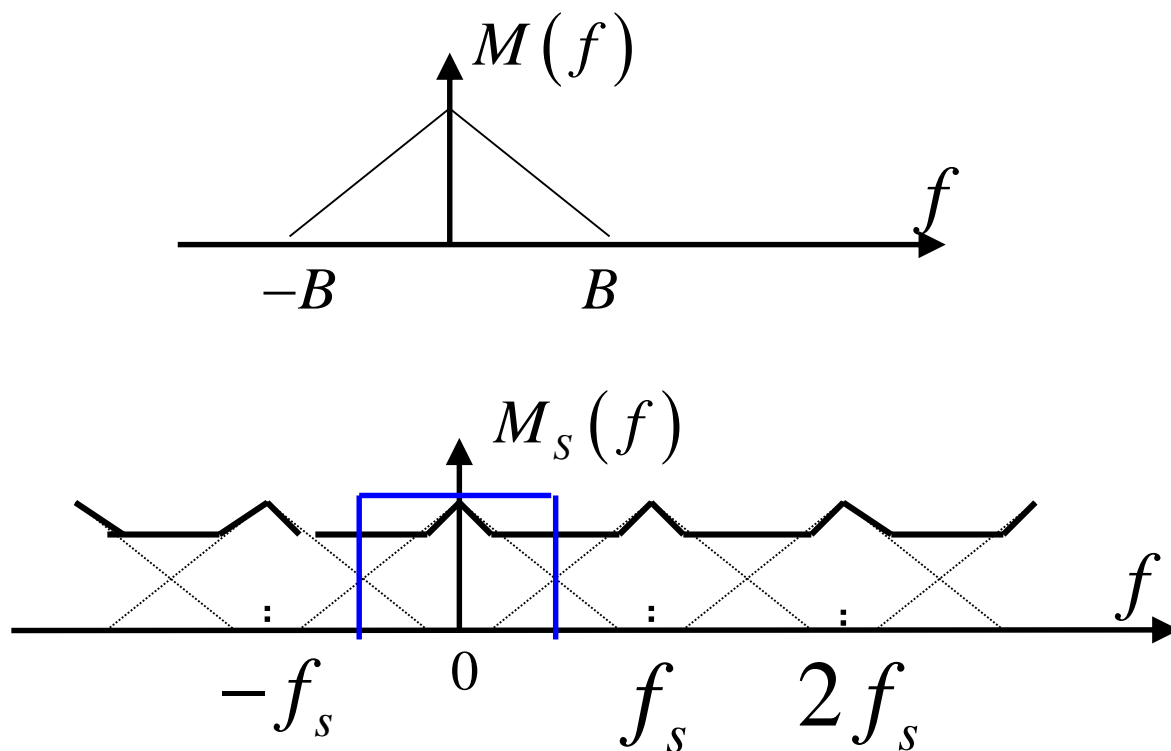
抽样信号  $m_s(t)$  的谱正好不产生混叠。



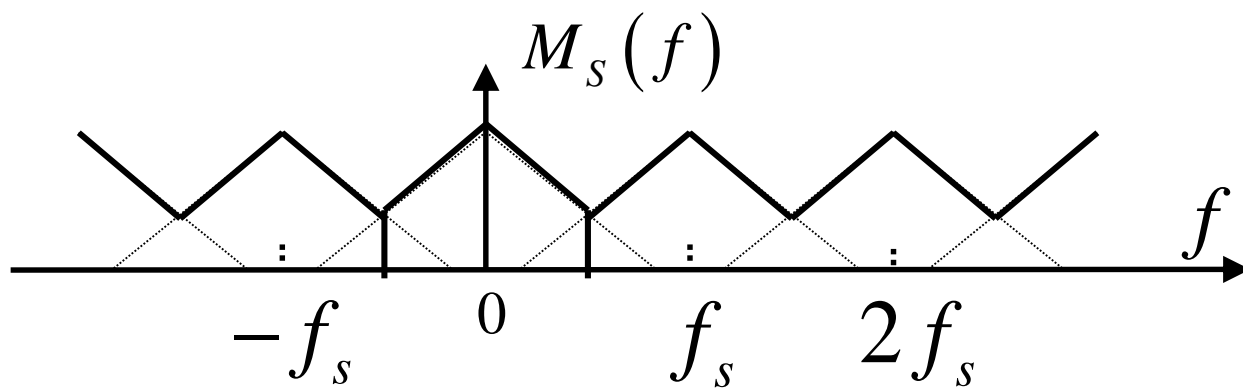
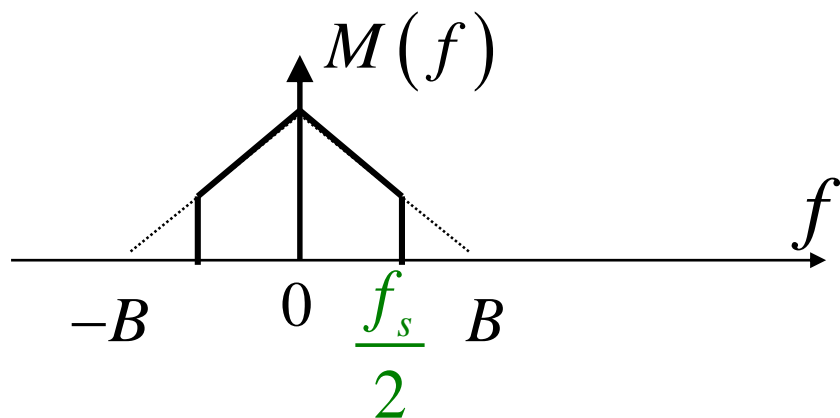
(3) 如果原带限信号被欠抽样，即

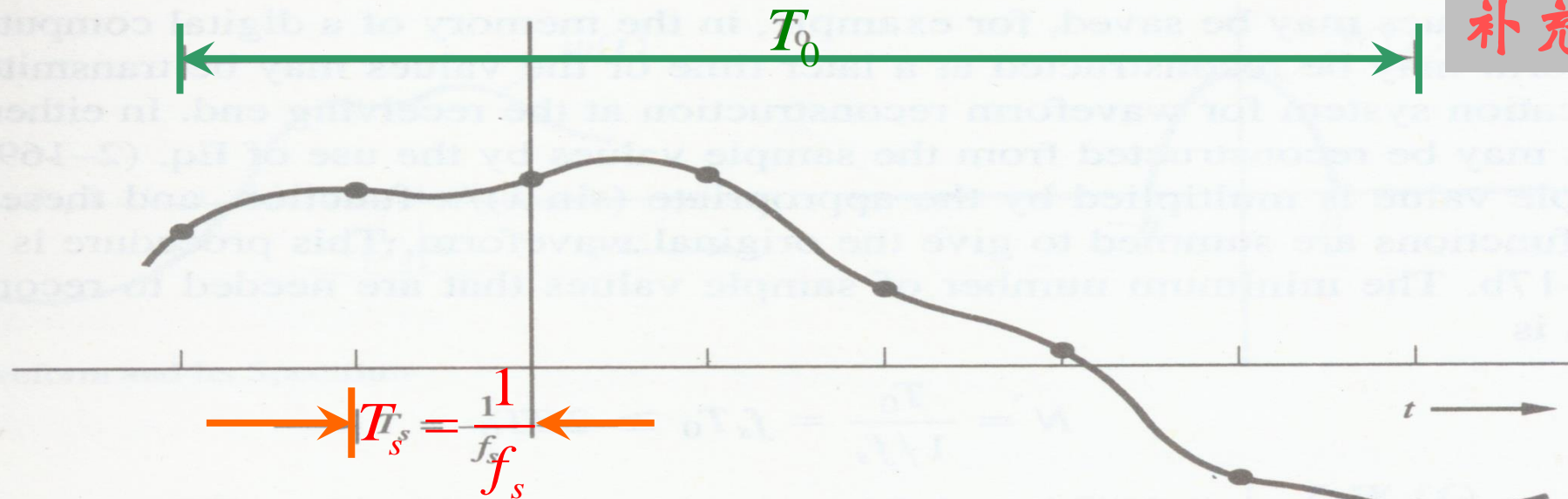
$$f_s < 2B$$

抽样信号  $m_s(t)$  的谱会产生混叠。



## 预滤波：防止混叠





(a) Waveform and Sample Values

无误恢复波形的**最小抽样点数**：即**维数定理**

$$N = \frac{T_0}{T_s} = f_s \cdot T_0 = 2BT_0$$

**应用：**

- (1) 计算表示波形所需要的存储单元数量
- (2) 估算波形的带宽

# 第8章 模拟信号的数字传输

8.1 引言

8.2 模拟信号的抽样

8.3 模拟脉冲调制

8.4 抽样信号的量化

8.5 脉冲编码调制

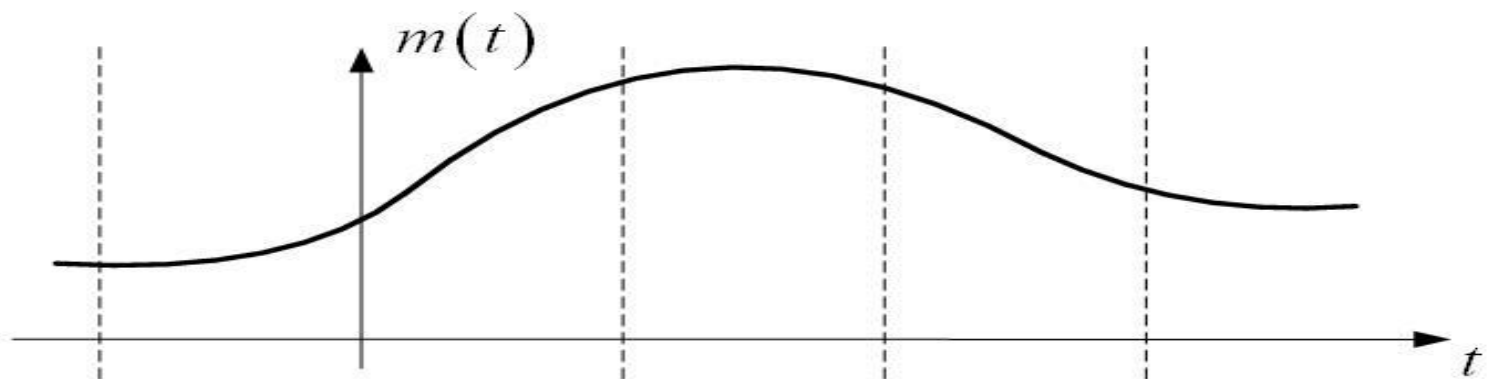


## 8.3 模拟脉冲调制

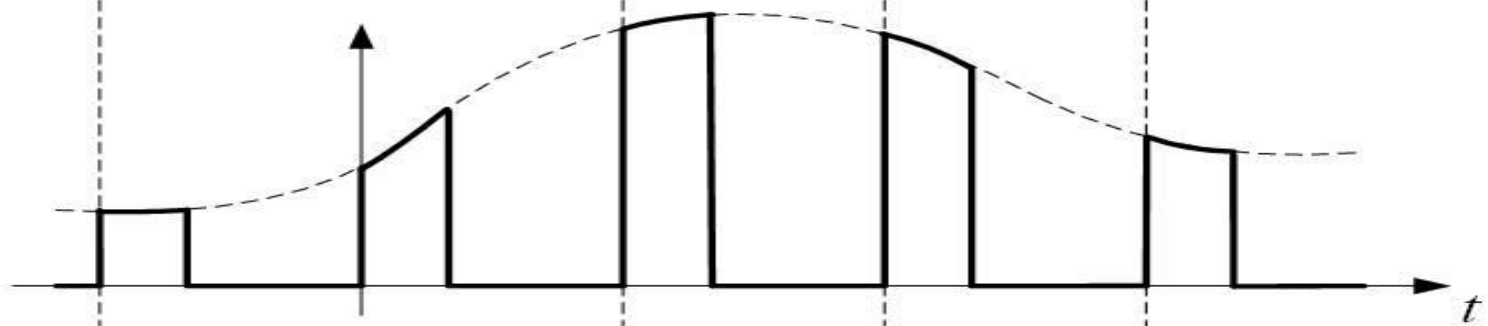
**模拟脉冲调制**----以脉冲串承载模拟信号的过程。

- ◆ 脉冲振幅调制 (**PAM**)
- ◆ 脉冲宽度调制 (**PDM**)
- ◆ 脉冲位置调制 (**PPM**)

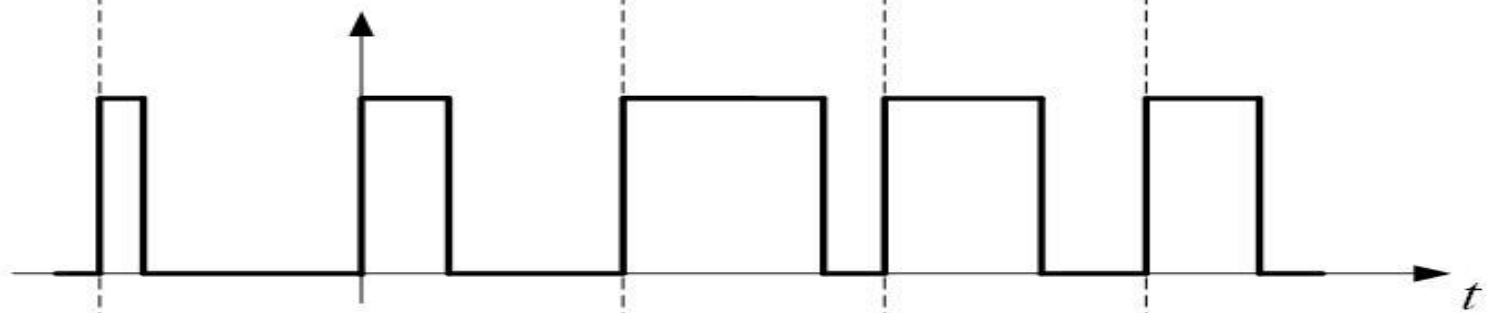
(a) 模拟信号



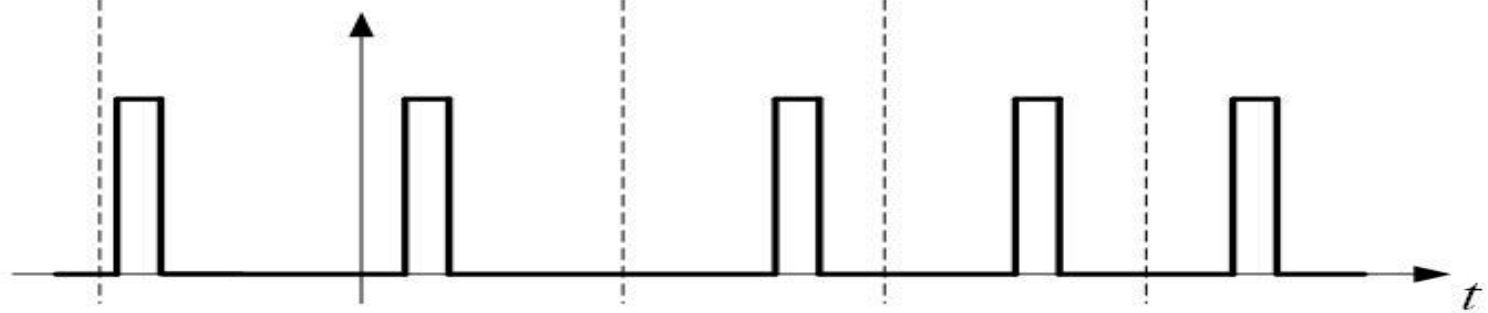
(b) PAM



(c) PDM



(d) PPM



实际抽样中采用某种物理可实现的窄脉冲。

常用的为矩形脉冲。

抽样过程称为-----脉冲振幅调制（PAM）

特点为：

- \* PAM ✓ 从模拟到脉冲形式
- ✓ 脉冲的幅度对应模拟信号的信息

仍然需要满足抽样定理：

$$f_s \geq 2B$$

- ◆ 自然抽样：仅用于模拟传输
- ◆ 瞬时抽样：可用于数字传输

# 1. 自然抽样（门控PAM）

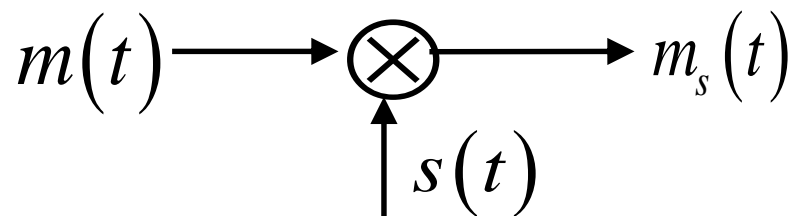
- 时域分析

对带限于**BHz**的基带信号，  
对应的**自然PAM**信号为：

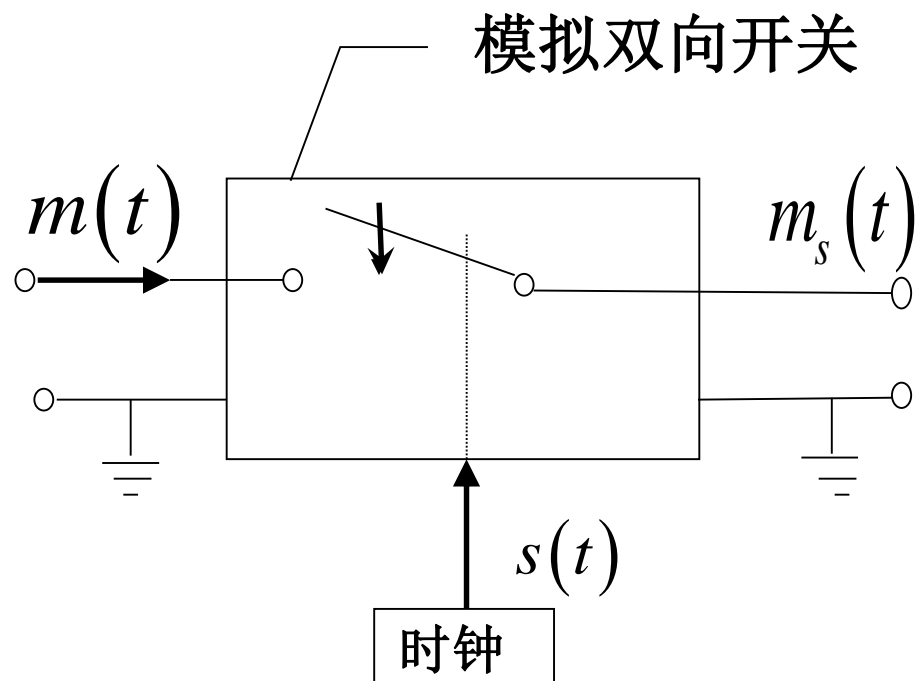
$$m_s(t) = m(t) \cdot s(t)$$

$$s(t) = \sum_n \Pi \left( \frac{t - nT_s - \tau/2}{\tau} \right)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \geq 2B$$

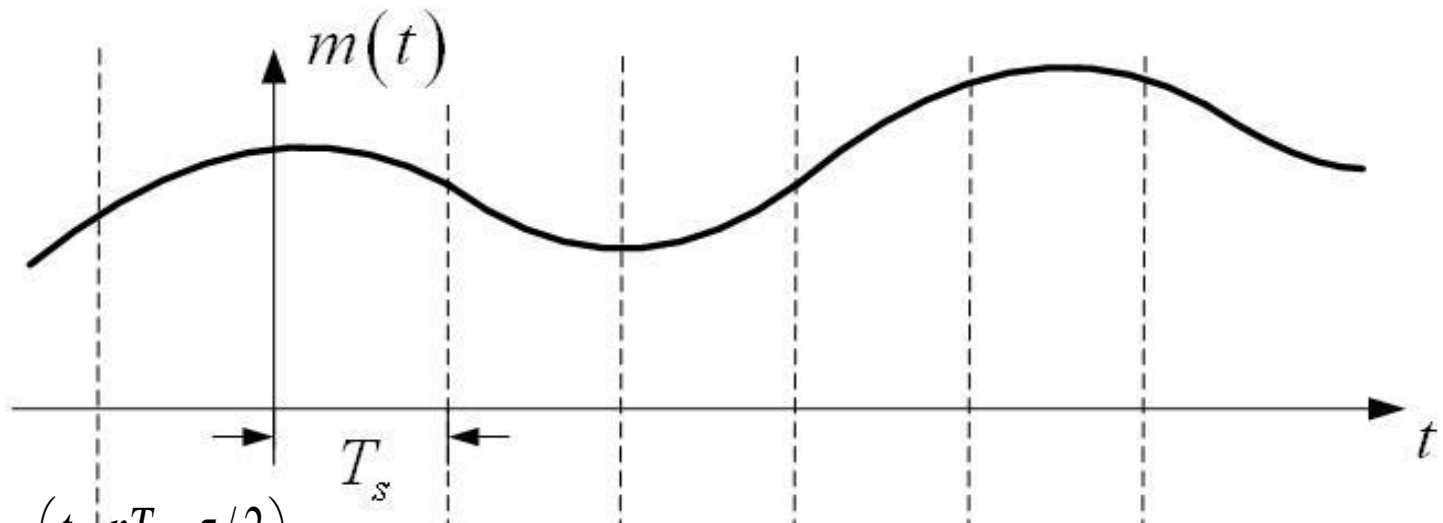


原理图



实际电路

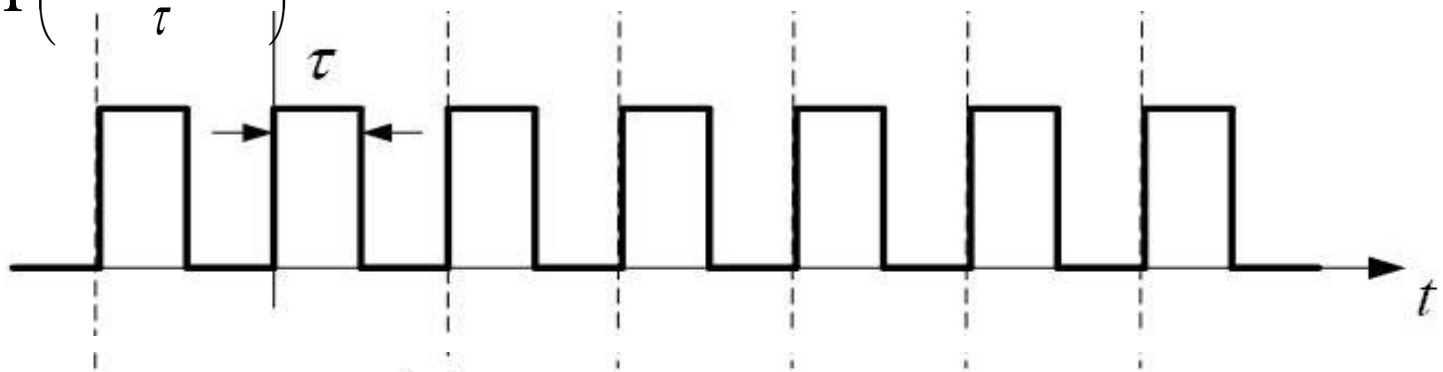
(a) 模拟信号



$$s(t) = \sum_n \Pi\left(\frac{t - nT_s - \tau/2}{\tau}\right)$$

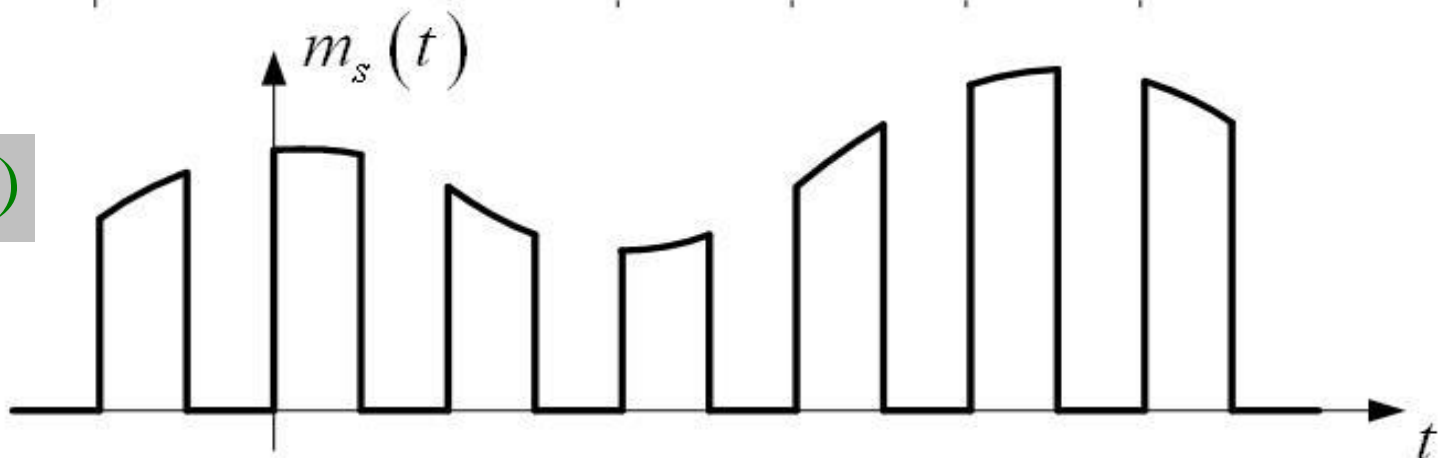
(b) 矩形脉冲串

占空比  $d = \frac{\tau}{T_s}$



$$m_s(t) = m(t) \cdot s(t)$$

(c) 自然抽样



## • 频域分析

矩形脉冲串  $\mathbf{s(t)}$  的频谱为:

$$S(f) = F[s(t)] = \sum_n C_n \delta(f - nf_s)$$

$$C_n = d \frac{\sin(\pi nd)}{\pi nd}$$

由  $m_s(t) = m(t) \cdot s(t)$

傅氏变换

$$M_s(f) = M(f) * S(f) = M(f) * \left[ \sum_n C_n \delta(f - nf_s) \right]$$

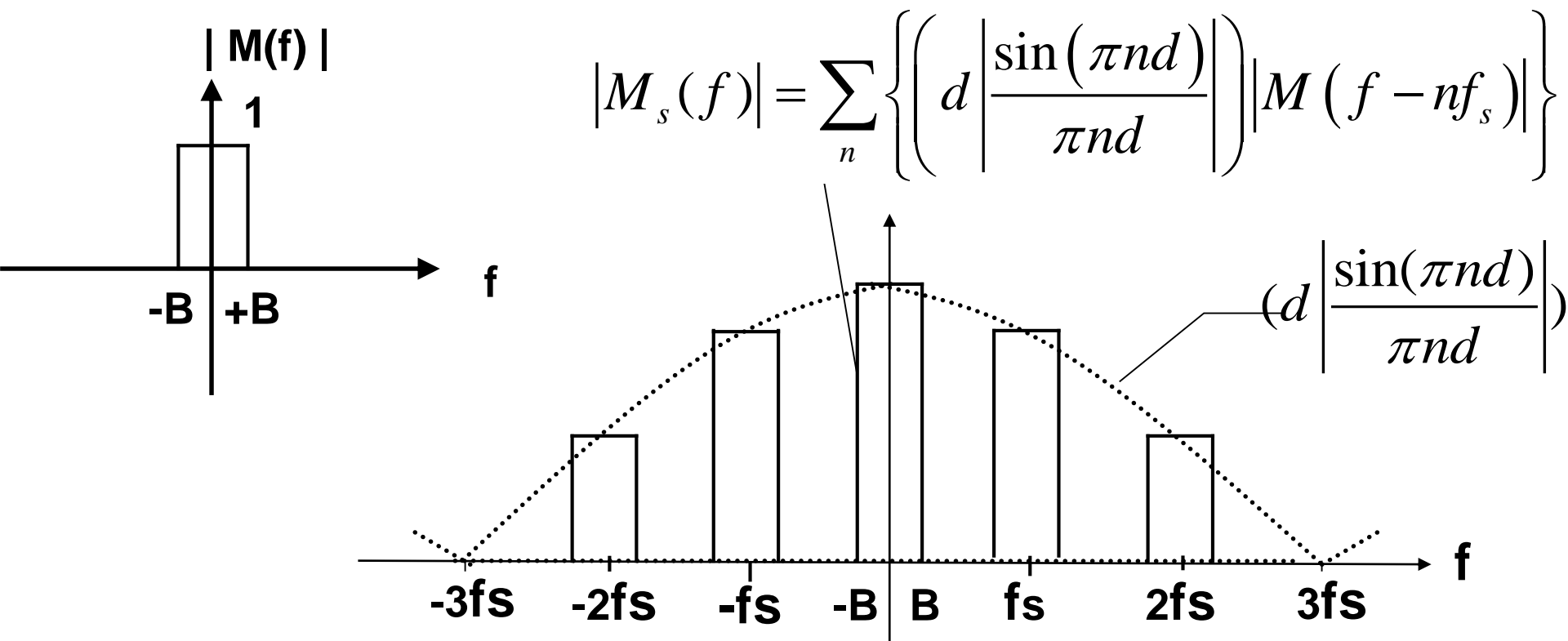
$$= \sum_n C_n M(f) * \delta(f - nf_s) = \sum_n C_n M(f - nf_s)$$

$$= d \sum_n \frac{\sin(\pi nd)}{\pi nd} M(f - nf_s)$$

- 频域分析

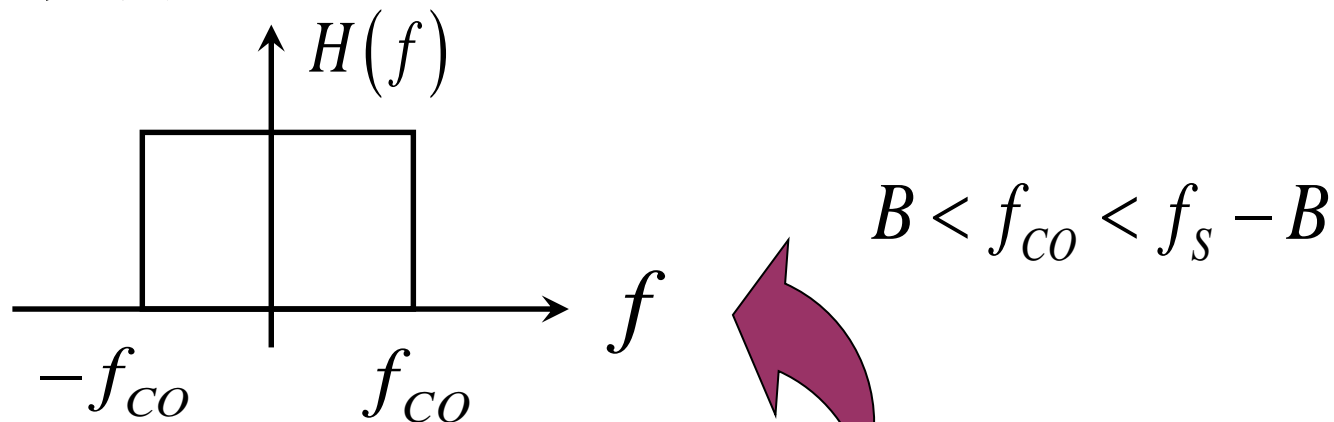
$$M_s(f) = d \sum_n \frac{\sin(\pi n d)}{\pi n d} M(f - n f_s)$$

假设占空比  $d = \frac{1}{3}$  ,  $f_s = 4B$

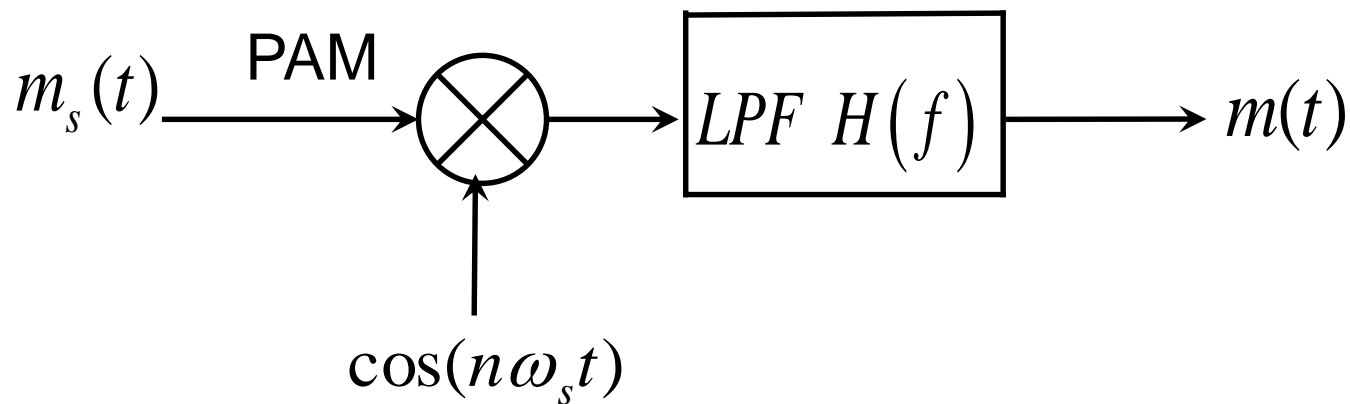


- 解调

- \* LPF检测



- \* 乘积检测



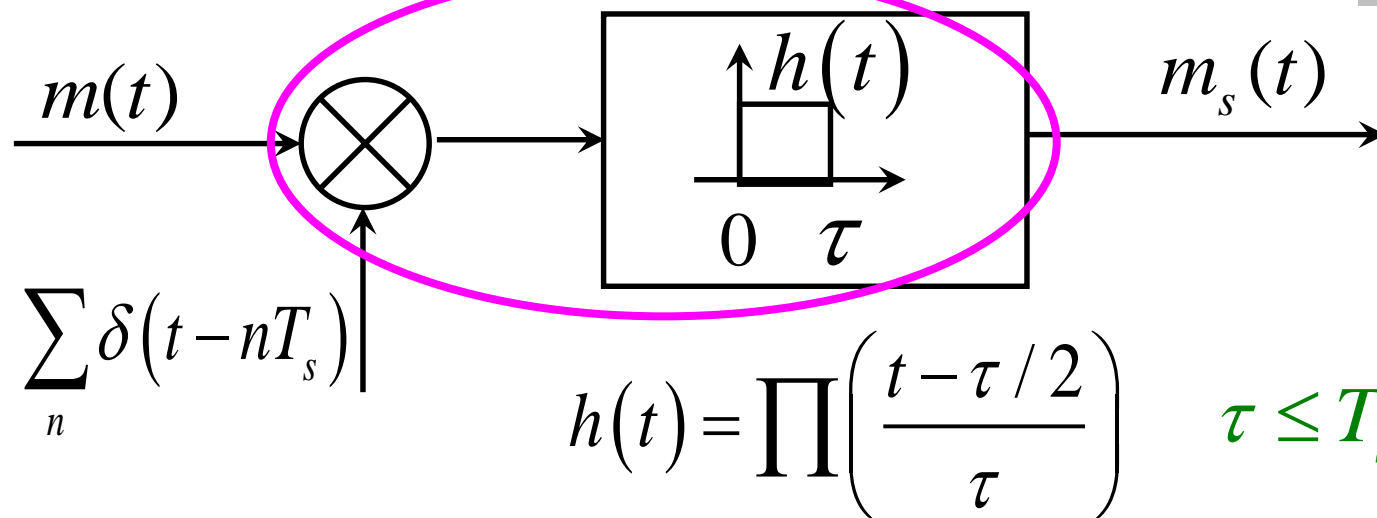


## 2. 瞬时抽样（平顶PAM）

- 时域分析

对带限于**B**Hz的基带信号，对应的**瞬时PAM**信号为：

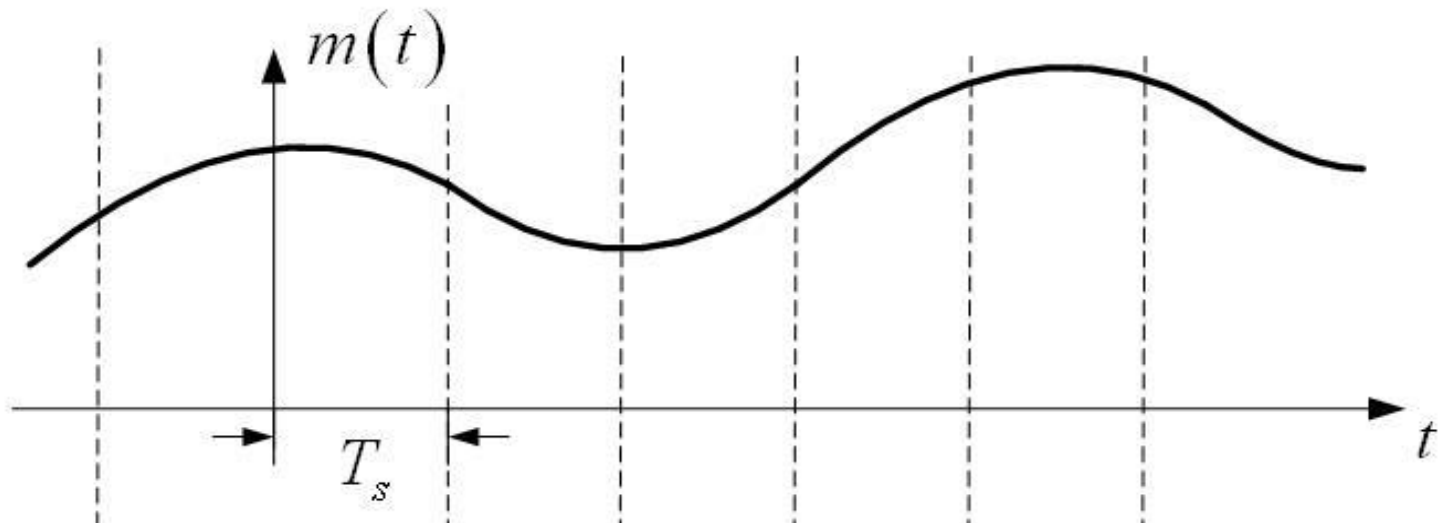
$$m_s(t) = \left[ \sum_n m_n \cdot \delta(t - nT_s) \right] * h(t) = \sum_n m_n \cdot h(t - nT_s)$$



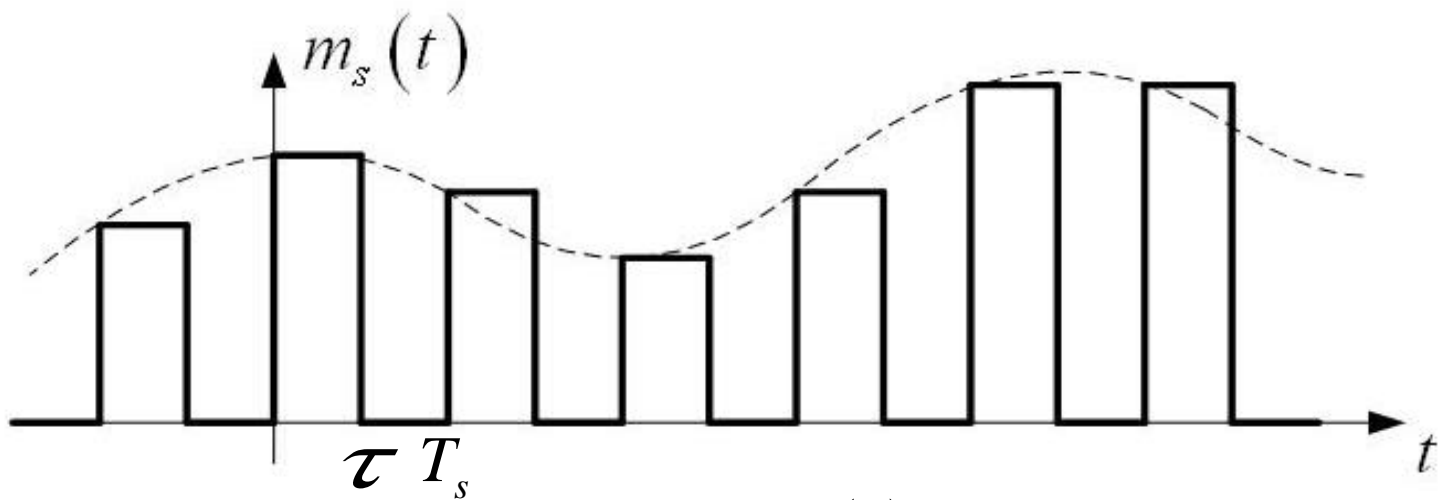
实际中用抽样  
保持电路实现

$$h(t) = \Pi\left(\frac{t - \tau/2}{\tau}\right) \quad \tau \leq T_s, f_s \geq 2B$$

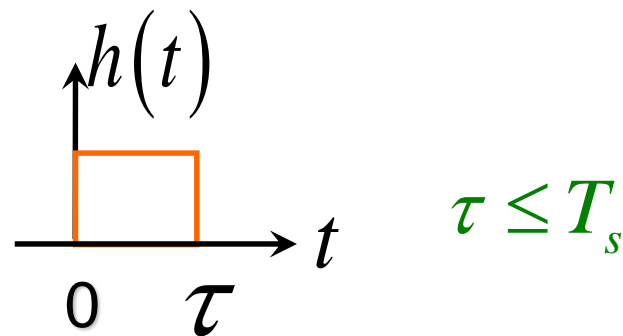
(a) 模拟信号



(d) 平顶抽样



$$m_s(t) = \sum_n m_n \cdot h(t - nT_s)$$



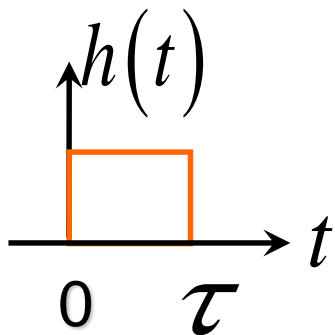
## • 频域分析

$$m_s(t) = \left[ m(t) \cdot \sum_n \delta(t - nT_s) \right] * h(t)$$

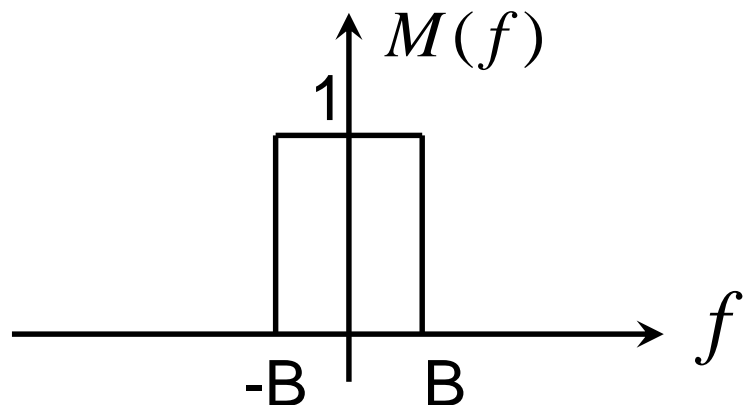
傅氏变换

$$M_s(f) = \left[ M(f) * \frac{1}{T_s} \sum_n \delta(f - nf_s) \right] \cdot H(f)$$

$$= \frac{1}{T_s} H(f) \sum_n M(f - nf_s)$$



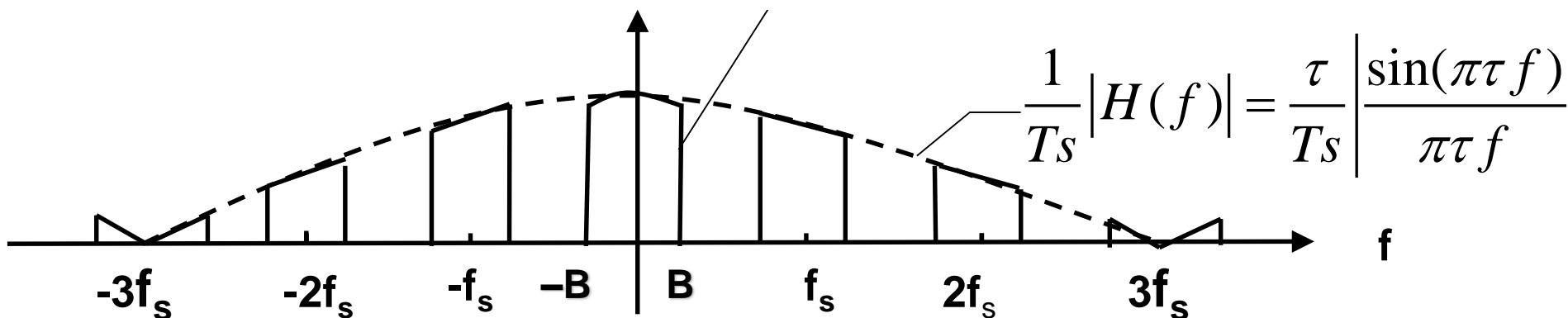
$$H(f) = \tau \frac{\sin(\pi \tau f)}{\pi \tau f} e^{-j\pi f \tau / 2}$$



$$M_s(f) = \frac{1}{T_s} H(f) \sum_n M(f - nf_s)$$

$$|H(f)| = \tau \left| \frac{\sin(\pi \tau f)}{\pi \tau f} \right|$$

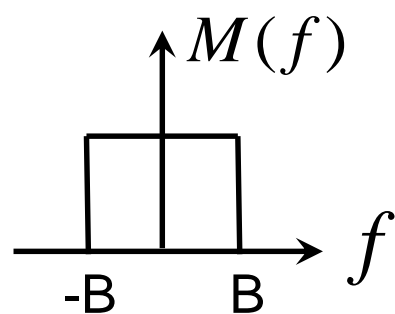
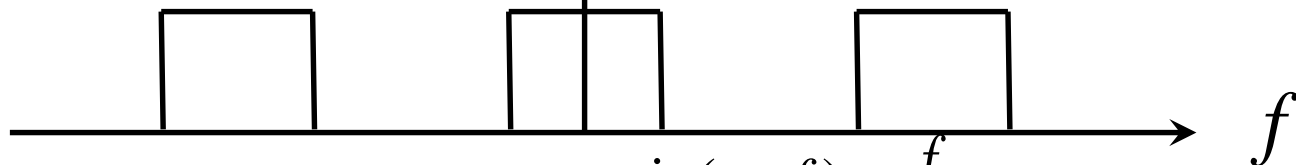
$$|M_s(f)| = \left[ \frac{1}{T_s} \sum_n |M(f - nf_s)| \right] |H(f)|$$



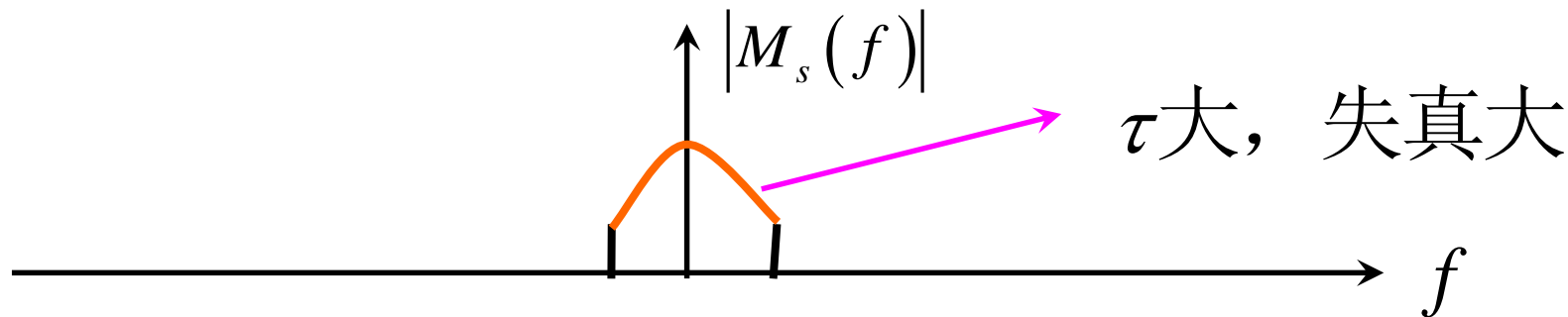
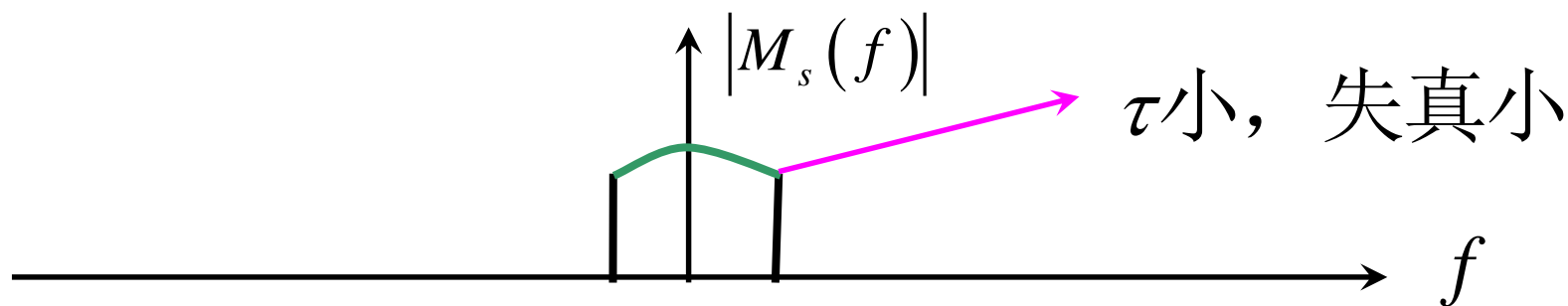
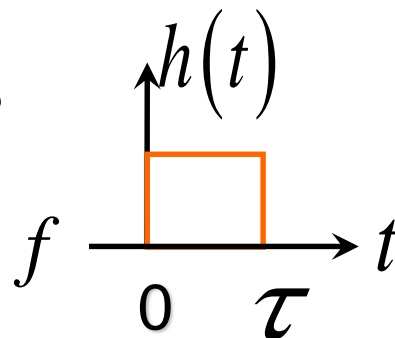
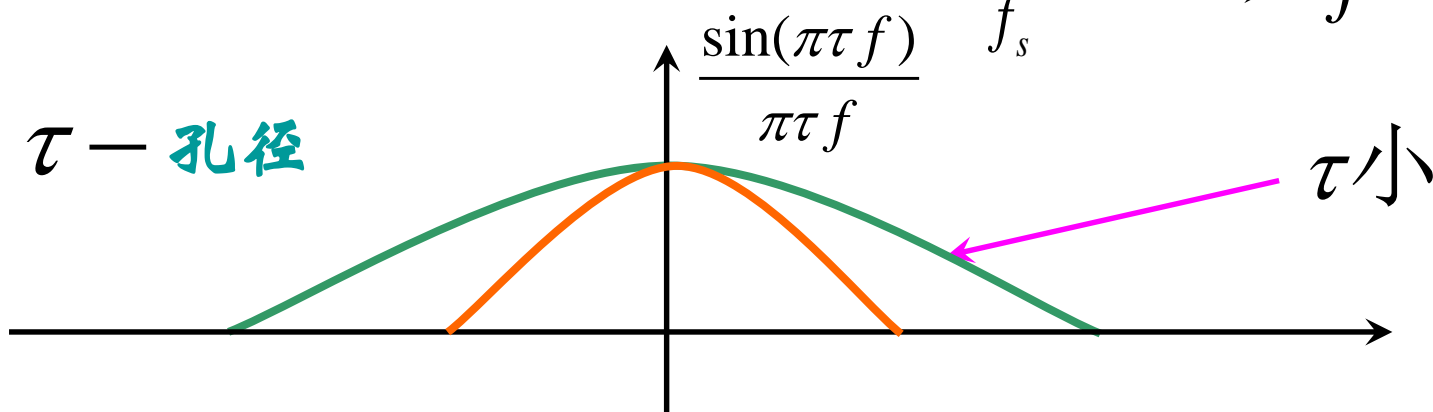
假设  $\tau / T_s = \frac{1}{3}$  ,  $f_s = 4B$

孔径失真:

$$\sum_n M(f - nf_s)$$



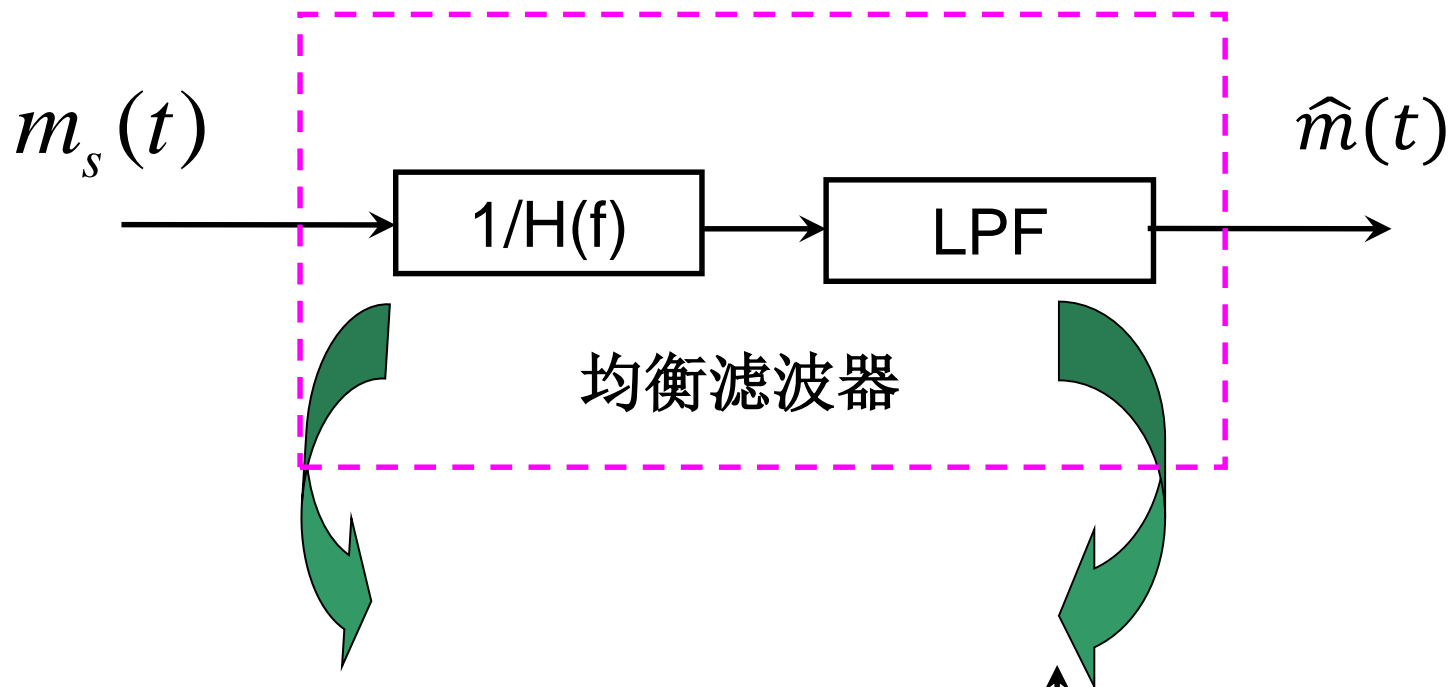
$\tau$  — 孔径



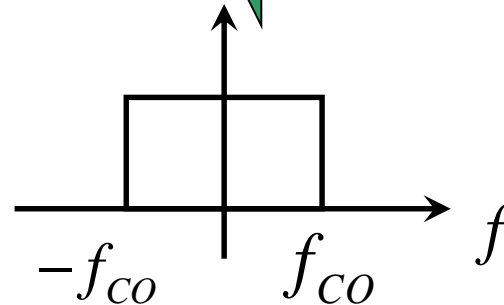
- 解调

$$M_s(f) = \left[ \frac{1}{T_s} \sum_n M(f - nf_s) \right] H(f)$$

- \* LPF检测

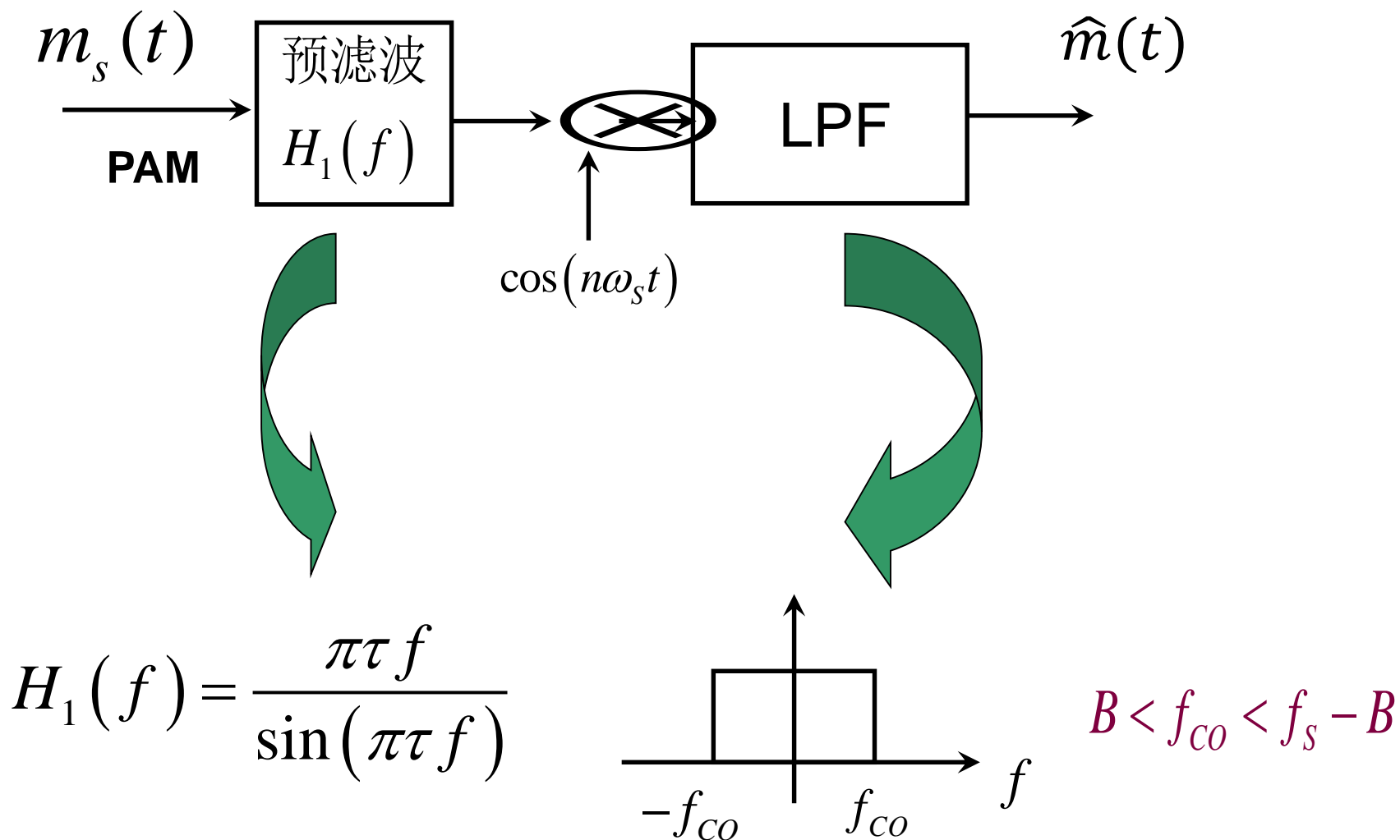


$$H(f) = \tau \left( \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \right)$$



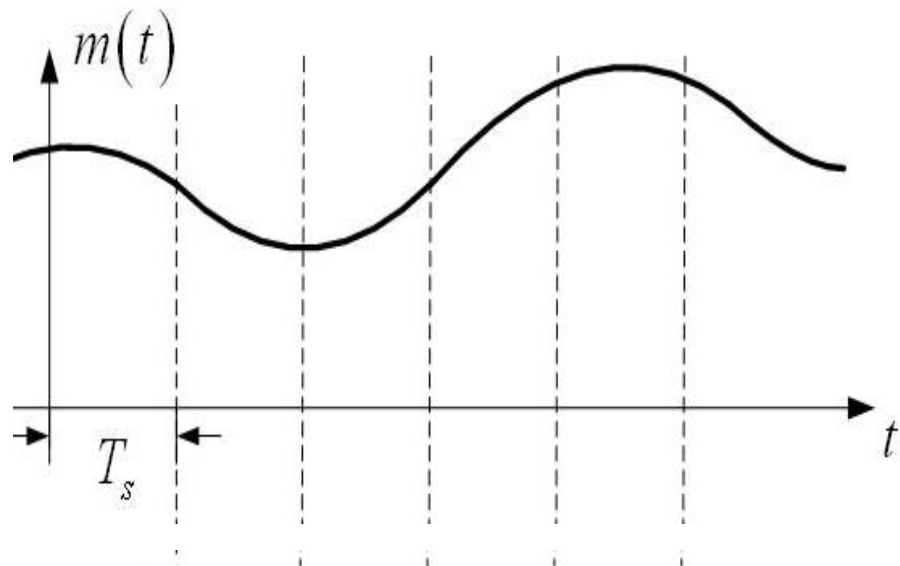
$$B < f_{co} < f_s - B$$

## \* 乘积检测

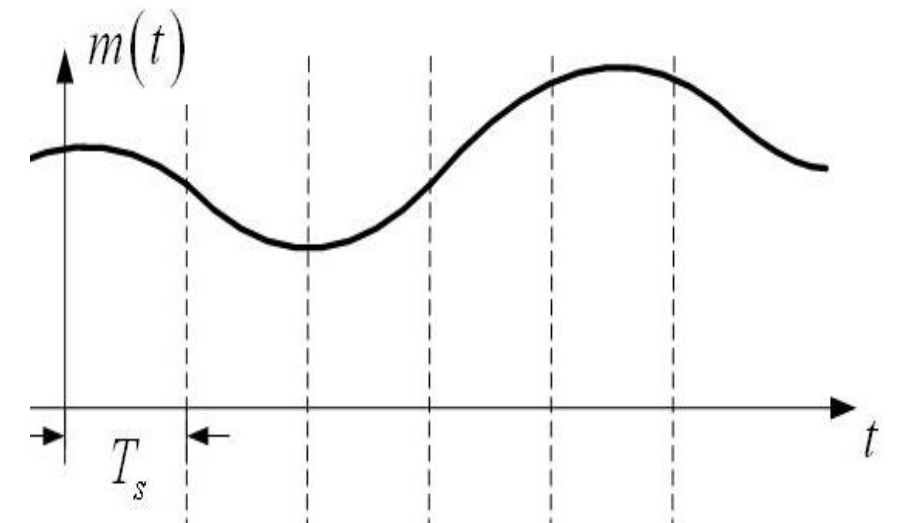


# 比较

## • 波形



自然抽样

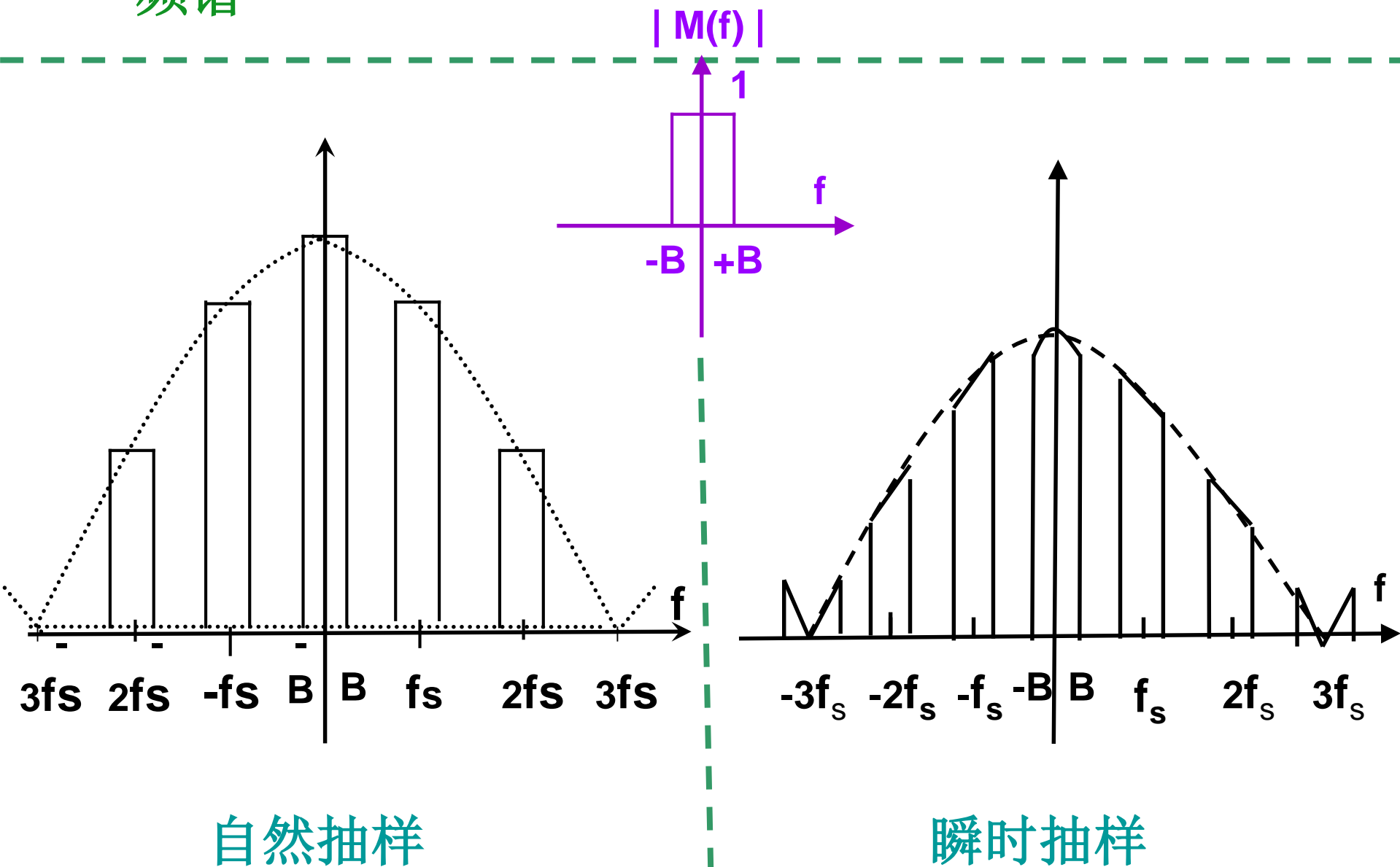


瞬时抽样



# 比较

## • 频谱



# 总 结

## 缺点:

- √ 传输**PAM**信号所需要的带宽，远大于传输原始模拟波形所需要的带宽
- √ **PAM** 系统的噪声性能，低于直接传输模拟波形的系统的噪声性能
- **PAM**信号不适用于长距离传输

## 优点:

- √ 它提供了一种将模拟信号转换成**PCM**信号的方法
- √ 来自不同信源的多个**PAM**信号可以交织在一起，从而在一个信道上传输多路**PAM**信号
- 时分复用**TDM** 技术

# 第8章 模拟信号的数字传输

8.1 引言

8.2 模拟信号的抽样

8.3 模拟脉冲调制

8.4 抽样信号的量化

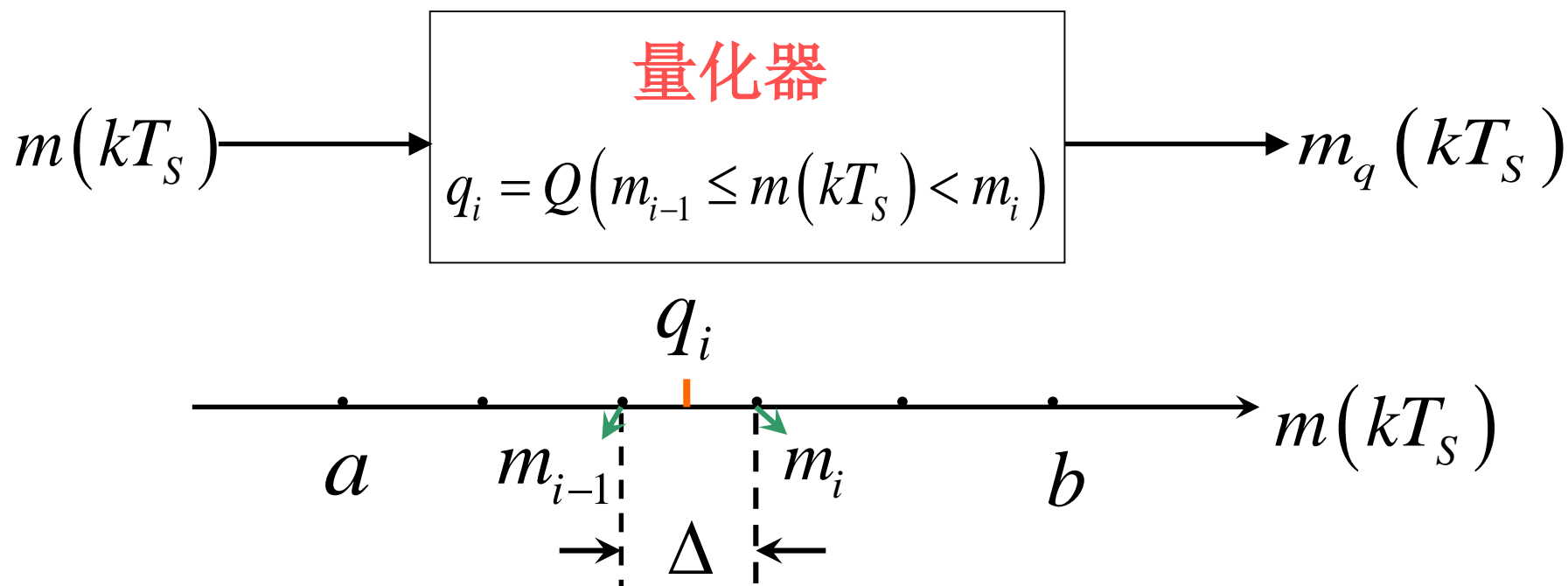
8.5 脉冲编码调制

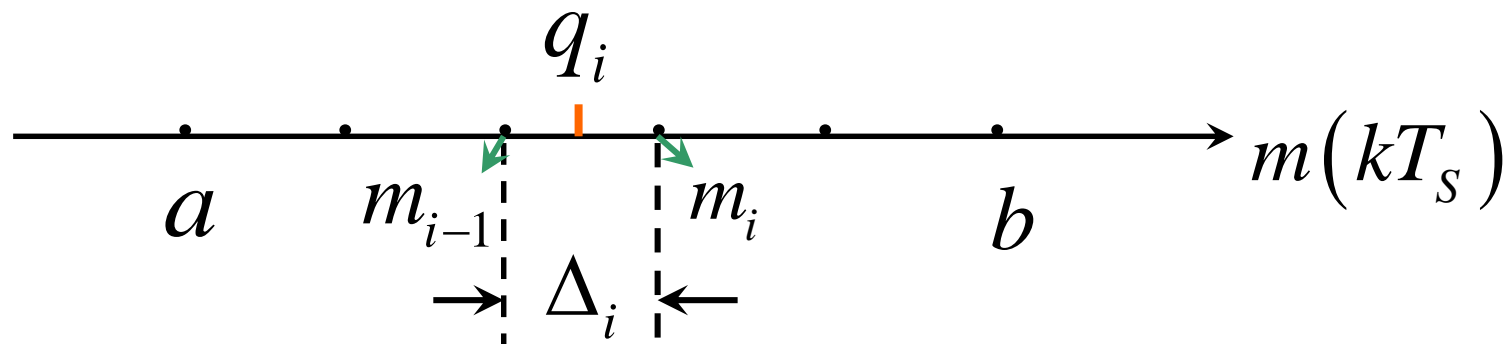
## 8.4 抽样信号的量化

### 8.4.1 量化原理

**量化** ----利用预先规定的有限个电平来表示模拟抽样值的过程。

#### 1. 量化框图及原理





## 量化器要点:

(1) **分层或阈值电平** — 区间的分界  $m_i$

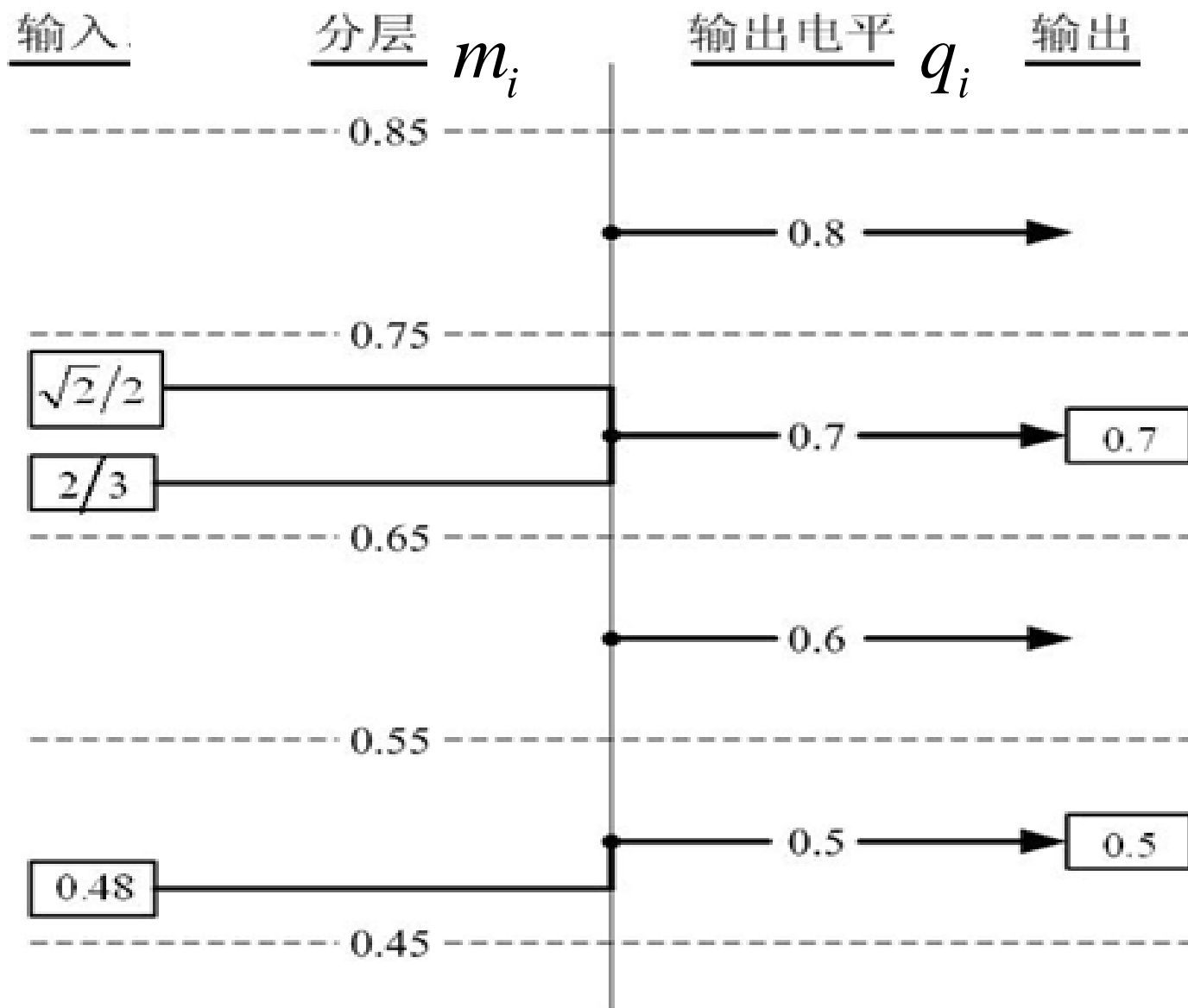
(2) **输出电平** — 区间对应的输出  $q_i$

(3) **量化间隔** — 区间的长度  $\Delta_i$

(4) **量化电平数** — 区间个数  $M$

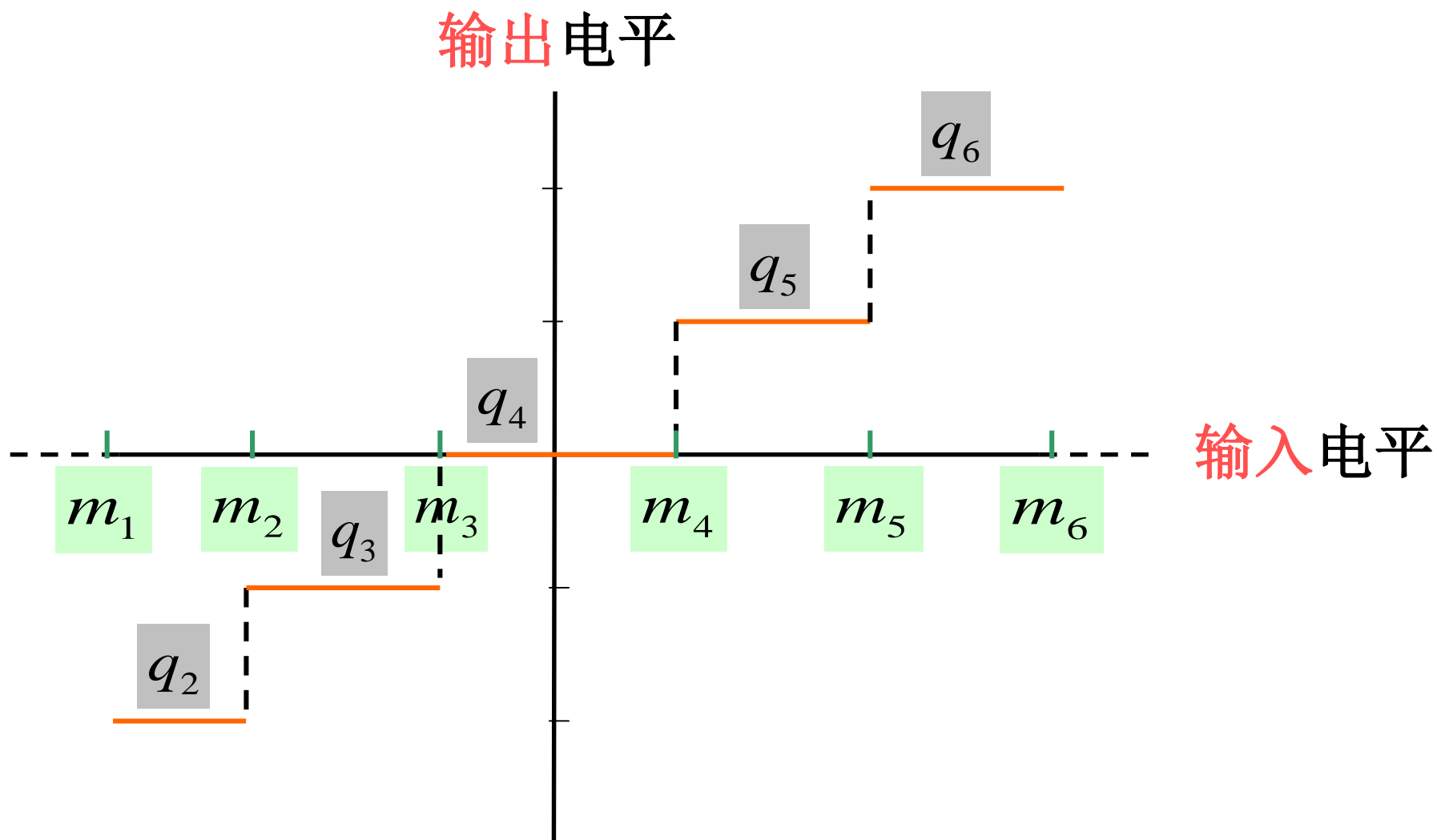
$$M = 2^N, \quad N \text{ — 量化器的位数 (比特数)}$$

(5) **量化范围(设计电平)** — 量化器的最大量化电平



**量化** ---- 以适度的误差为代价，使无限精度（或较高精度）的数值可以用较少的数位来表示。

## 2. 量化器输入输出特性



### 3. 量化误差和量化噪声



**量化误差：**  $e_q = m(kT_s) - m_q(kT_s)$

**量化噪声：** 假设以大于奈奎斯特频率的频率抽样，并且信道噪声可以忽略，那么由于量化误差的存在，恢复的模拟波形中仍将存在噪声，此噪声就称为量化噪声。它是一种舍入误差。

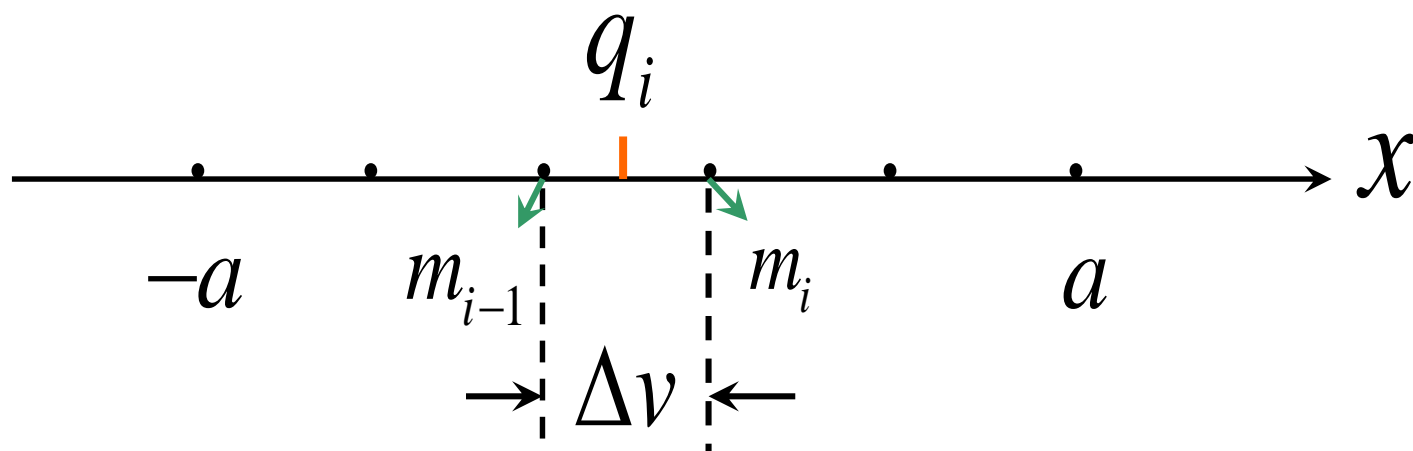
**量化噪声** 分成四种类型：

- |        |        |
|--------|--------|
| ◆ 过载噪声 | ◆ 随机噪声 |
| ◆ 颗粒噪声 | ◆ 振荡噪声 |



## 8.4.2 均匀量化

**M电平**均匀量化器（输入范围为  $[-a, +a]$ ）



(1) 区间长度相等  $\Delta v = 2a / M$

(2) 输出电平位于区间中心

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

•平均信号量噪比（信号平均功率/量化噪声平均功率）

## 1) 量化噪声平均功率

$$N_q = E[(x - m_q)^2] = \int_{-a}^a (x - m_q)^2 f(x) dx = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx$$

式中， $x$  为模拟信号的抽样值；

$m_q$  为量化信号值，是  $x$  的函数；

$f(x)$  为信号抽样值  $x$  的概率密度函数。

当  $M \gg 1$  时，抽样值落入第  $k$  量化区间的概率为

$$P_i = P(m_{i-1} < x \leq m_i) \approx f(x) \Delta v \Rightarrow f(x) \approx \frac{P_i}{\Delta v}$$

## 量化噪声平均功率

$$f(x) \approx \frac{P_i}{\Delta \nu}$$

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \approx \sum_{i=1}^M \frac{P_i}{\Delta \nu} \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 dx \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{P_i}{\Delta \nu} \int_{m_{i-1}}^{m_i} \left(x - \frac{m_i + m_{i-1}}{2}\right)^2 dx = \sum_{i=1}^M \frac{P_i}{\Delta \nu} \left[ \frac{1}{3} \left(x - \frac{m_i + m_{i-1}}{2}\right)^3 \right]_{m_{i-1}}^{m_i} \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{P_i}{\Delta \nu} \frac{(\Delta \nu)^3}{12} = \frac{(\Delta \nu)^2}{12} \sum_{i=1}^M P_i = \frac{(\Delta \nu)^2}{12} \end{aligned}$$

由于  $\Delta \nu = 2a / M$

于是  $N_q = \frac{a^2}{3M^2}$

## 2) 信号平均功率

随机信号  $x$  (一般为零均值)

$$S_0 = E[x^2] = \int_{-a}^a x^2 f(x) dx$$

当  $x$  在  $[-a, +a]$  上均匀分布时  $S_0 = a^2/3$

周期信号

$$S_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt$$

非周期信号

$$S_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)^2 dt$$

### 3)信号量噪比

量化器量化范围为  $[-a, +a]$ ，有  $M=2^N$

$$N_q = \frac{a^2}{3M^2} = \frac{a^2}{3 \times 2^{2N}}$$

$$\frac{S_0}{N_q} = 3 \times 2^{2N} \frac{S_0}{a^2}$$

$$\left( \frac{S_0}{N_q} \right)_{dB} = 10 \lg \frac{S_0}{N_q} \approx 6.02N + 4.77 + 10 \lg \frac{S_0}{a^2}$$

-----均匀量化时的平均信号量噪比

**【例8.1】** 设均匀量化器的量化电平数为 $M$ ，其输入信号抽样值在区间 $[-a, a]$ 内具有均匀的概率密度。试求该量化器的平均信号量噪比。

---

**【解】**  $N_q = \frac{a^2}{3M^2}$      $S_0 = \frac{a^2}{3}$      $\Rightarrow$      $\frac{S_0}{N_q} = M^2$

设  $M = 2^N$

量化器的平均信号量噪比为：

$$\left( \frac{S_0}{N_q} \right)_{dB} = 10 \lg M^2 = 10 \lg 2^{2N} = 20N \lg 2 \approx 6.02N \text{ (dB)}$$

## 8.4.3 非均匀量化

### 1. 语音信道量化的问题

◆ **模拟语音信号**是一种峰平功率差异很大的信号，有效幅度通常只有最大量化范围的**20%**左右。

◆ 实用电话语音信号的幅度难于控制：

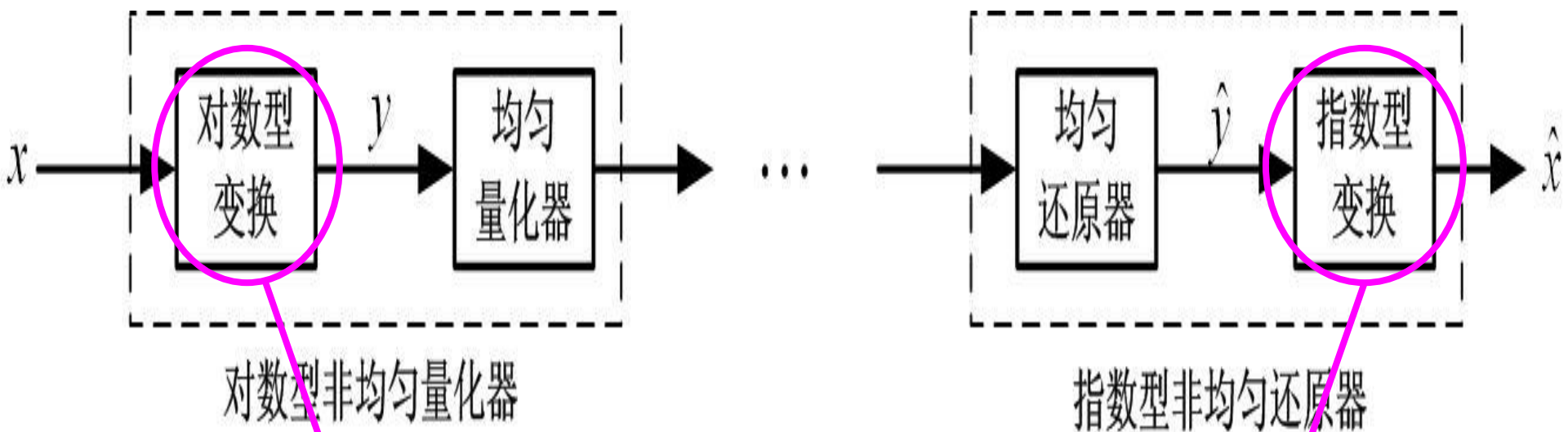
(1) 不同的发话人与情绪状态；

(2) 话机与数字化单元间的距离、衰耗差别。

◆ 实际电话系统要求：

在宽的输入动态范围上（约**40~50dB**），采用较少的**量化比特**（通常为**8**），达到良好的**量化信噪比**（至少**25dB**）。

## 2. 对数量化



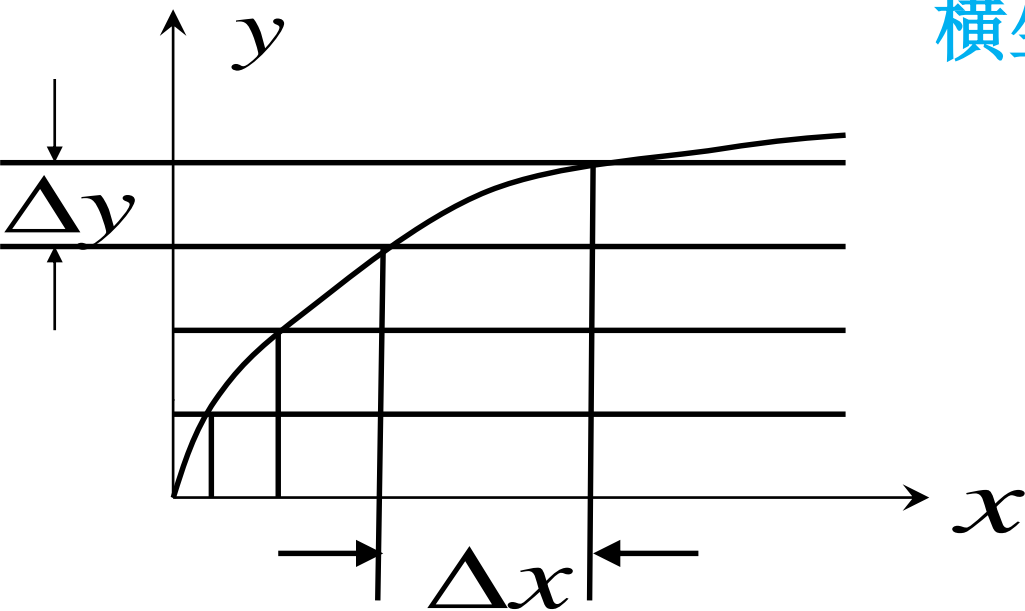
**压缩：**使大幅度的语音信号值缩小到量化范围内

**扩张：**把相应的量化值扩张回去

**压扩器：**两个处理单元合在一起的简称。



## a. 压缩



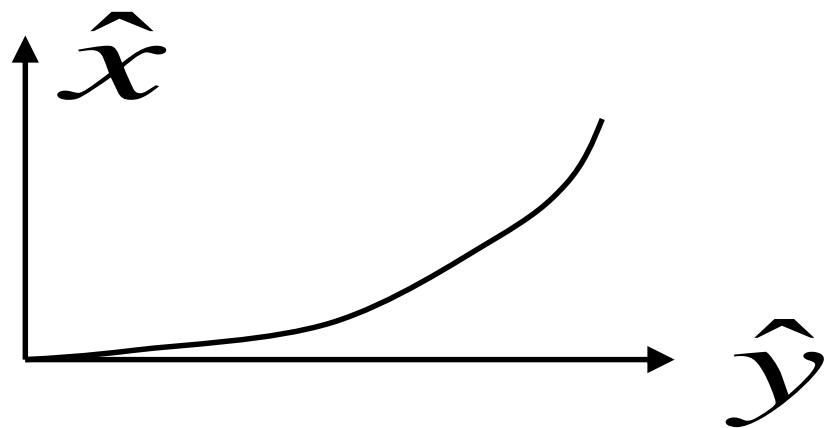
图中纵坐标 $y$ 是均匀刻度的，  
横坐标 $x$ 是非均匀刻度的。

增大小信号的幅度

减少大信号的幅度

-----小信号和大信号之间的  
差别就减小了

## b. 扩张



对压缩环节的**逆变换**，  
以恢复实际语音信号

国际电信联盟（ITU）制定了两种对数压缩建议：

（1）A律（我国大陆、欧洲各国采用）：

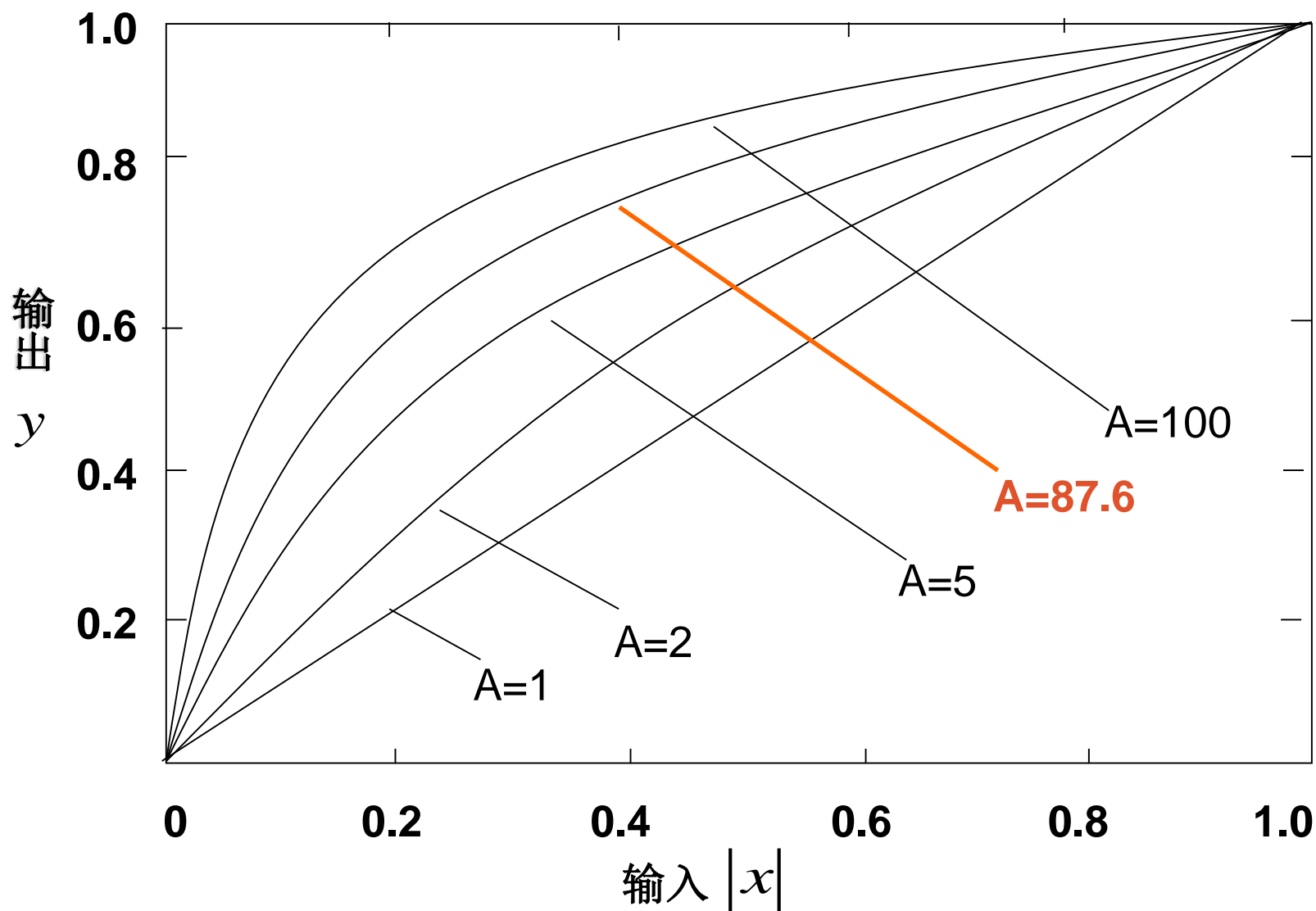
说明中使用归一化量化范围，即取  $a=1$

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & , \quad 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \\ \text{Sgn}(x) \cdot \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A} & , \quad \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases}$$

A— 压缩参数      典型值：  $A=87.6$

$$\frac{S_0}{N_q} \approx \frac{3M^2}{(1 + \ln A)^2} = 6.02n + 4.77 - 20\lg(1 + \ln A)$$

# A律特性



**A=87.6**

$SNR \approx 38dB$

(2)  $\mu$  律 (北美、日本等国采用):

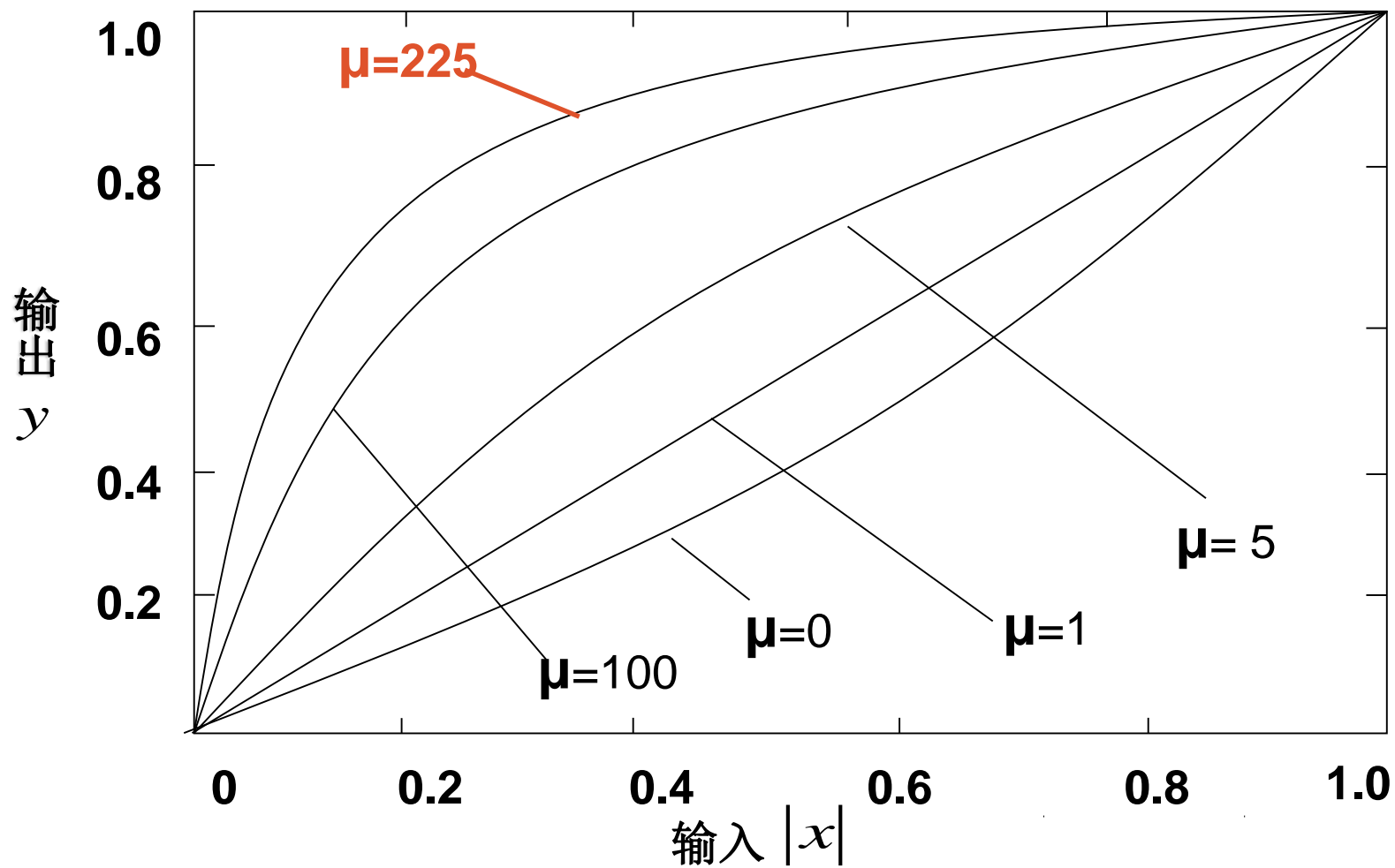
说明中使用归一化量化范围, 即取  $a=1$

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

$\mu$  - 压缩参数      典型值:  $\mu = 225$

$$\frac{S_0}{N_q} \approx \frac{3M^2}{[\ln(1 + \mu)]^2} = 6.02n + 4.77 - 20\lg[\ln(1 + \mu)]$$

## $\mu$ 律特性

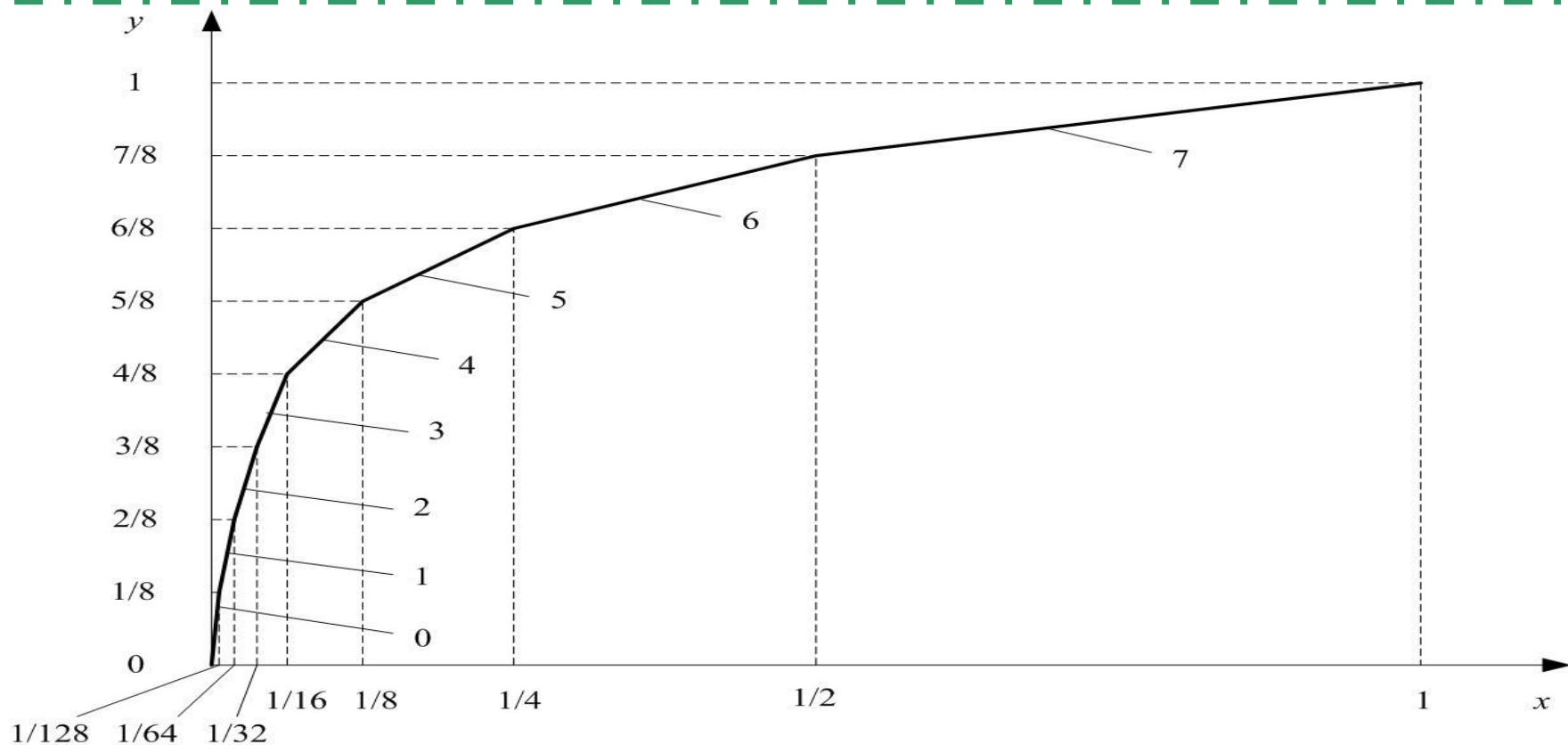
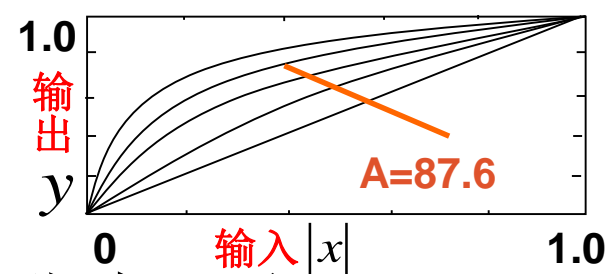


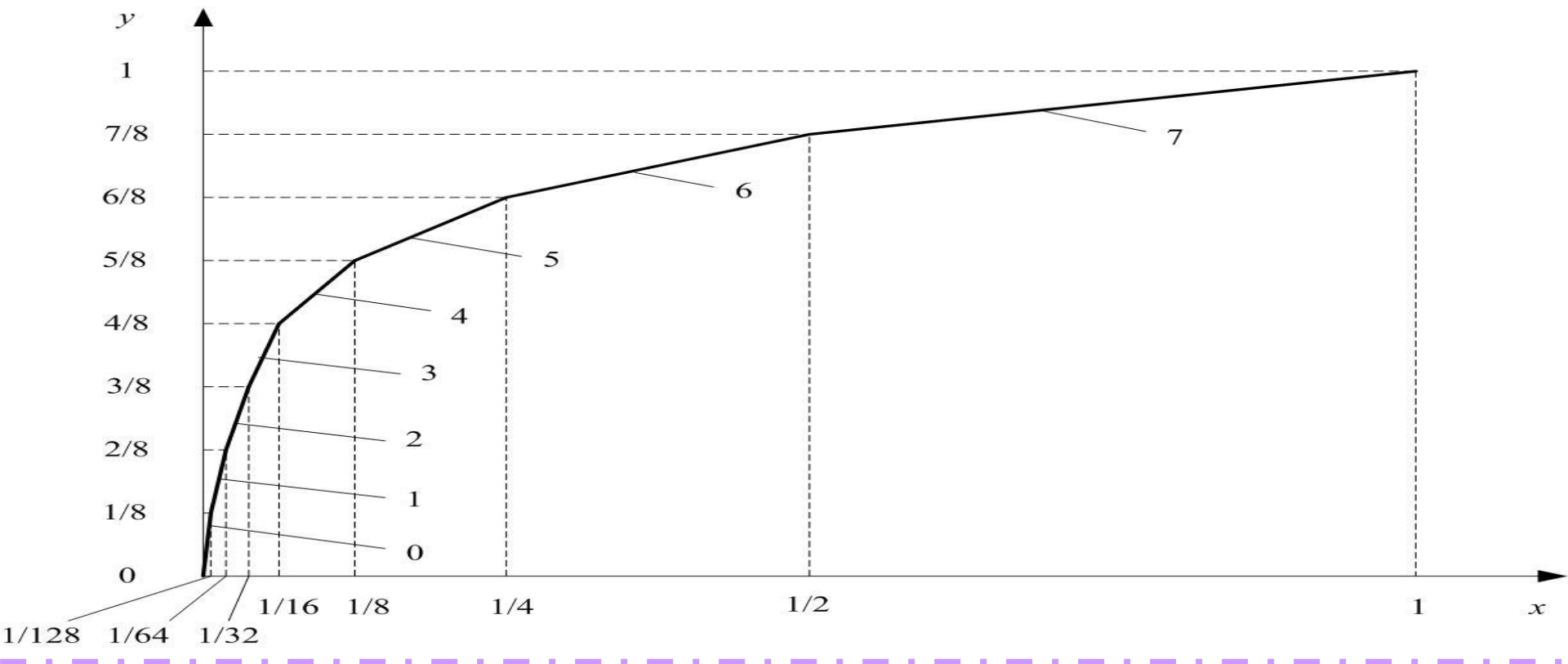
$\mu = 225$

$SNR \approx 38dB$

### 3. A律的折线近似

- ✓ 归一化  $|x| \leq 1, |y| \leq 1$
- ✓ 输入不均匀地划为8段，每段再等分为16段
- ✓ 输出等分为8个段，每段再等分为16段
- ✓ 负值部分同样划分





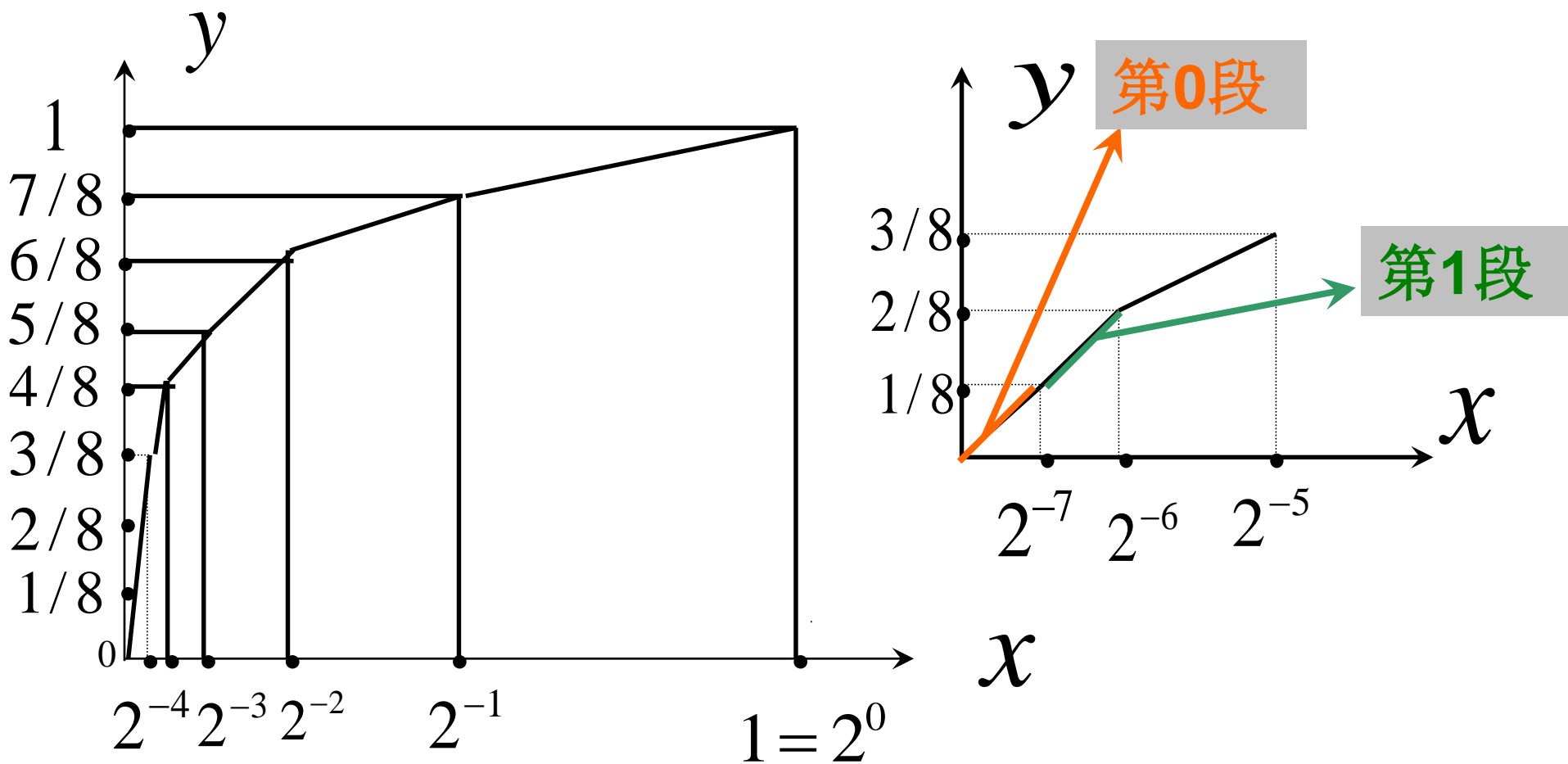
量化电平数:

$$M = 16 \times 8 \times 2 = 256$$

量化比特数:

$$N = \log_2 M = \log_2 256 = 8$$

## A律近似—13折线法:



第0、1段的斜率相同，可合并做一条折线。

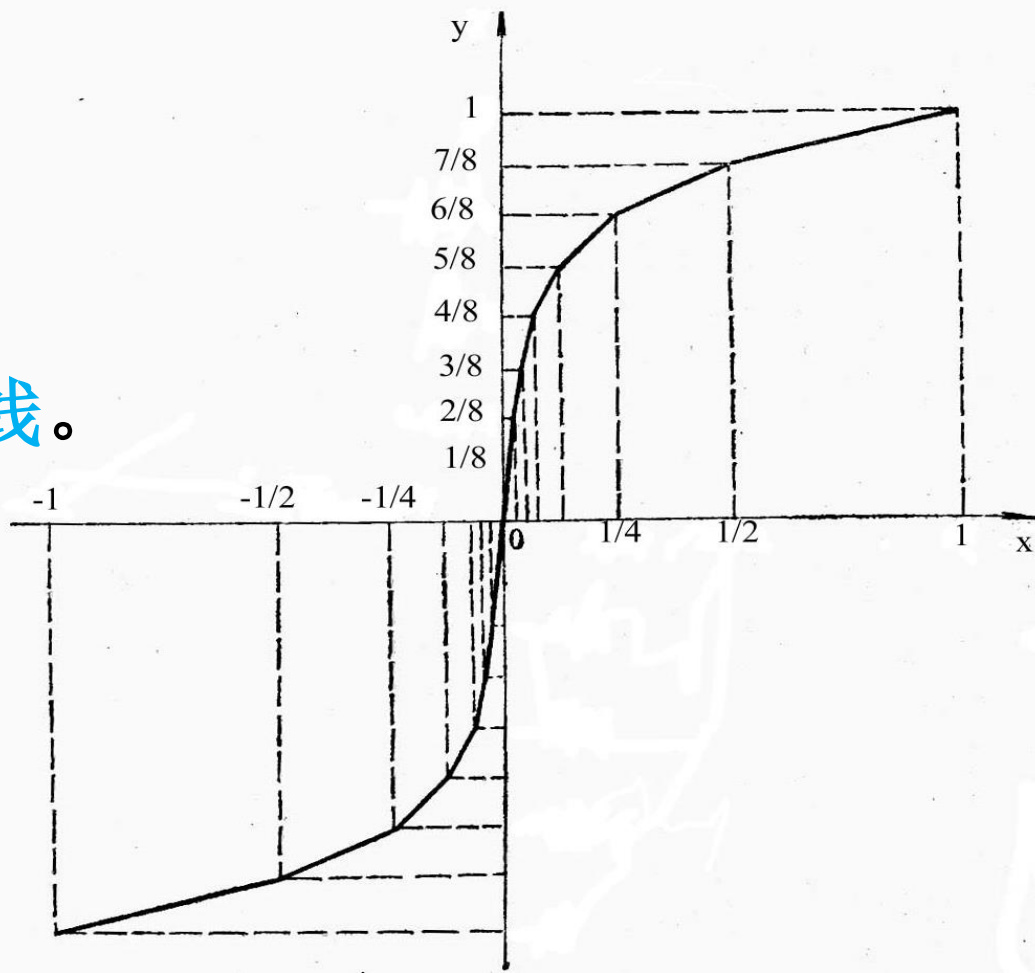
第0段的量化间隔最小， $\Delta = (1/128) \div 16 = 1/2048$



—语音为交流信号，故在第3象限还有对**原点奇对称**的另一半曲线，如下图：

—图中，第1象限中的第0和第1段折线合并，同样，第3象限中的第0和第1段折线斜率也相同，并且和第1象限中的斜率相同。则，**这4段折线构成一条直线。**

因此，共有**13**段折线，故称**13折线压缩特性**。



# 第8章 模拟信号的数字传输

8.1 引言

8.2 模拟信号的抽样

8.3 模拟脉冲调制

8.4 抽样信号的量化

8.5 脉冲编码调制

## 8.5 脉冲编码调制

### 8.5.1 PCM的基本原理

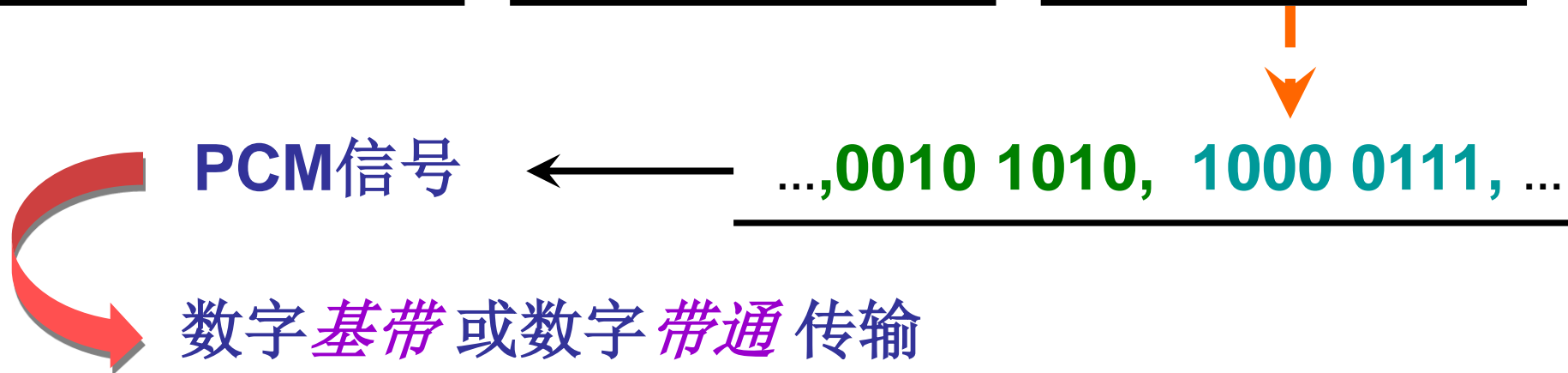
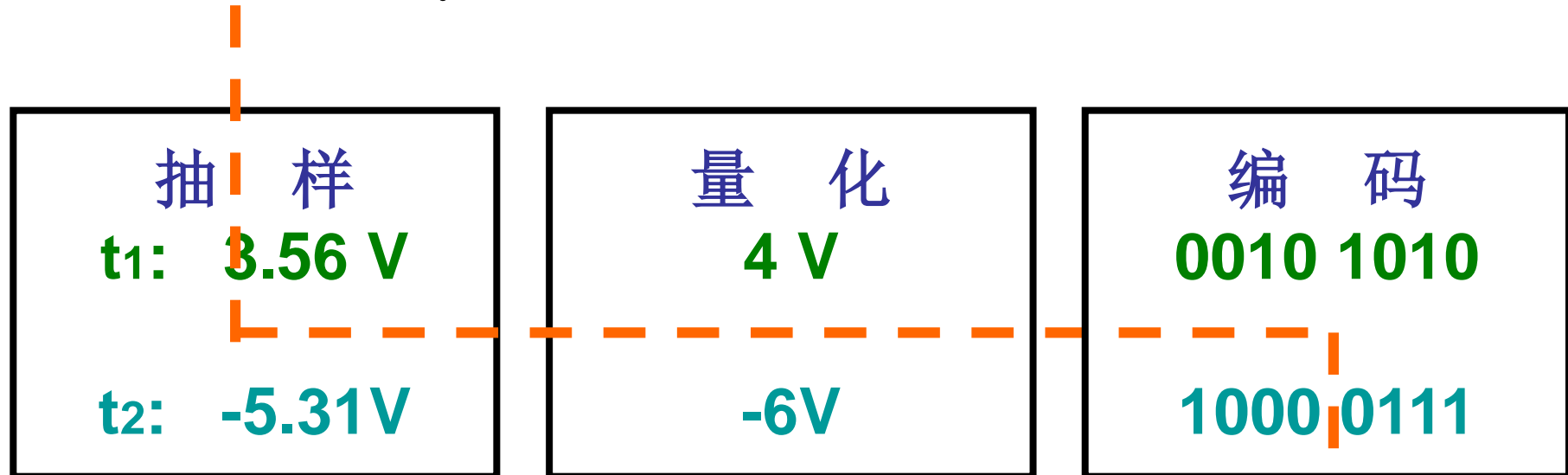
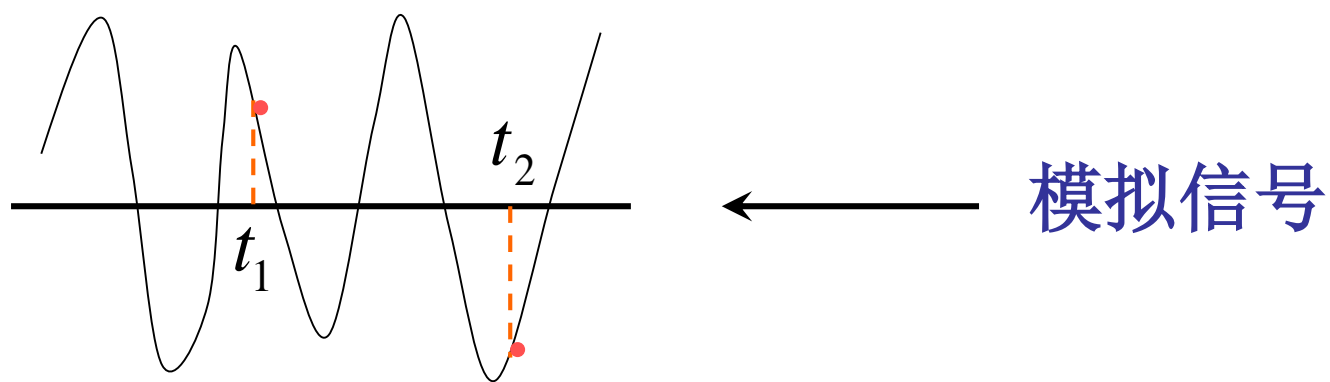
**脉冲编码调制** ---- 把模拟信号表示成串行二进制码流。

1. 数字化过程由**抽样**、**量化**与**编码**三个基本环节组成：

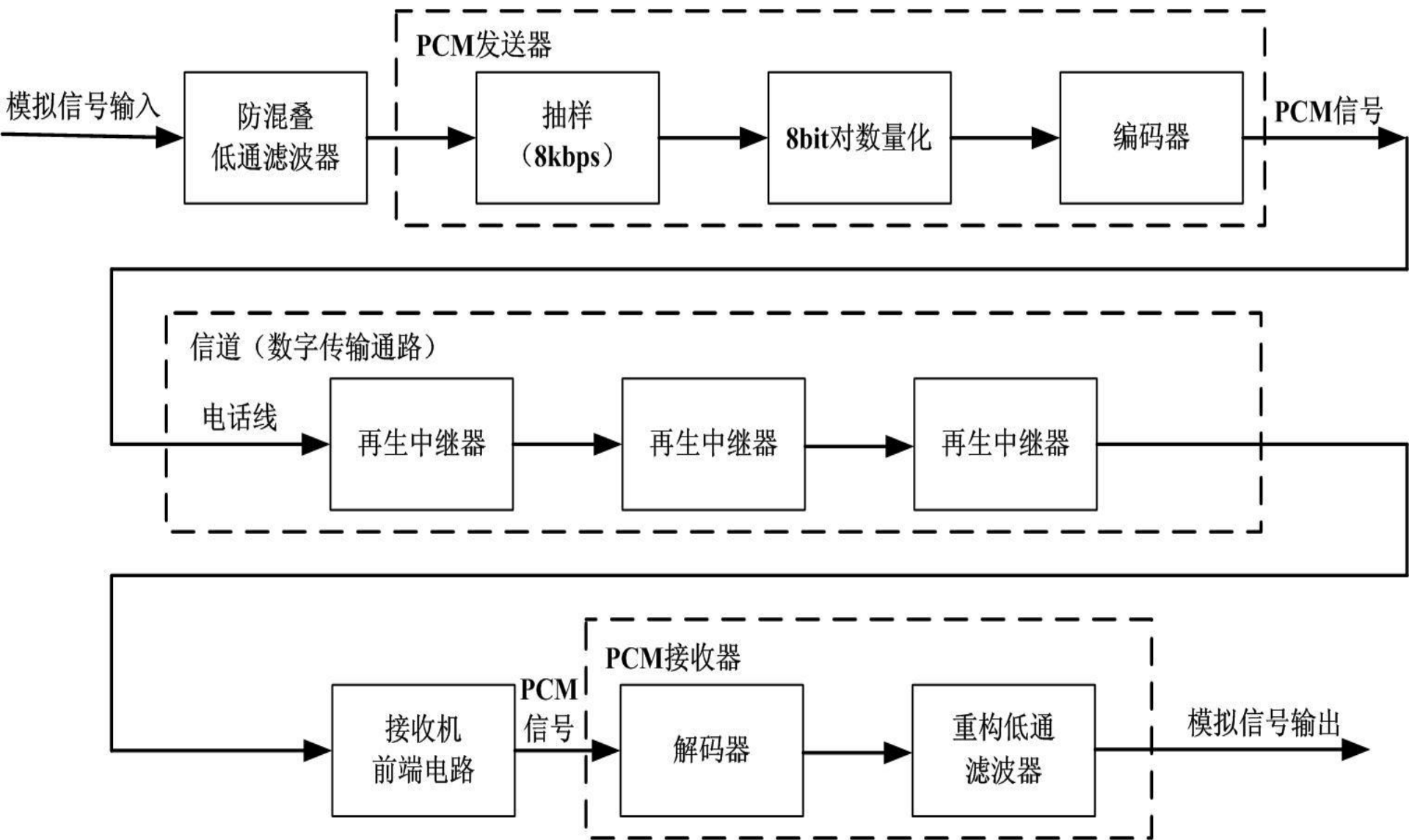
(1) **抽样** — 实际语音信号带宽为300 ~ 3400 Hz，  
抽样率为8kHz；

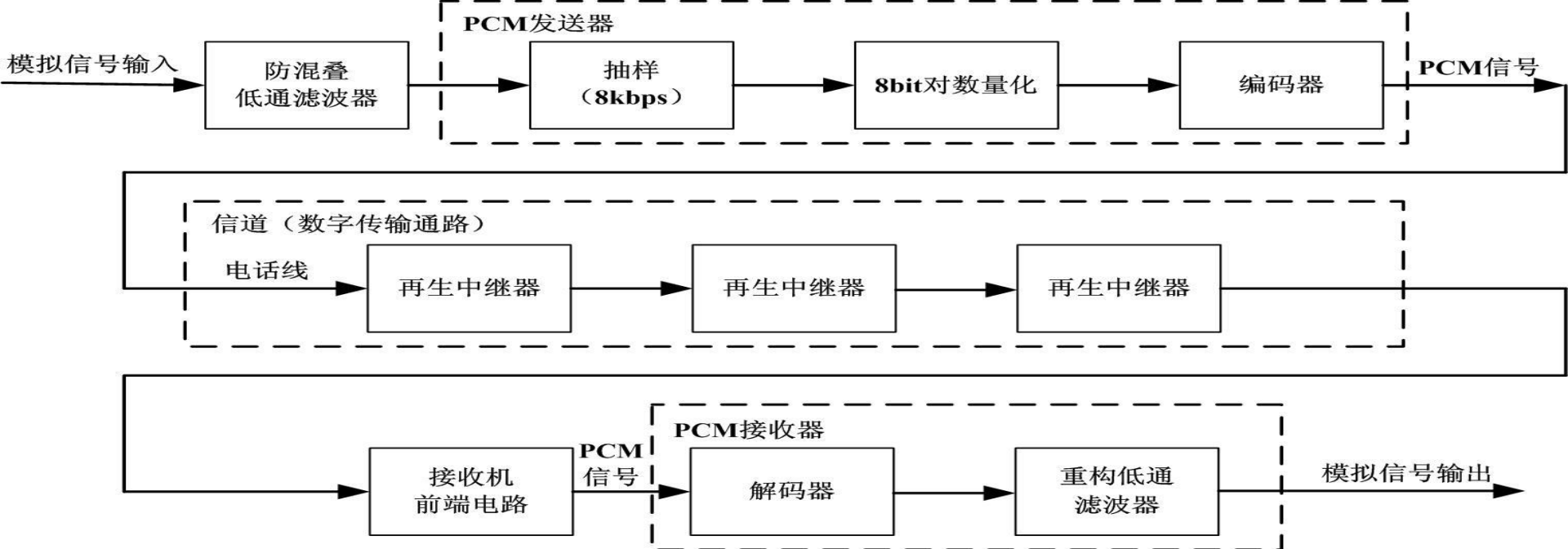
(2) **量化** — 8比特A 律或 $\mu$  律对数量化，在40~50dB  
的输入动态范围上保持良好的信噪比；

(3) **编码** — 将量化输出电平表示为串行二进制格式的码字，电话PCM中采用折叠码。



# 电话系统中的PCM传输框图：



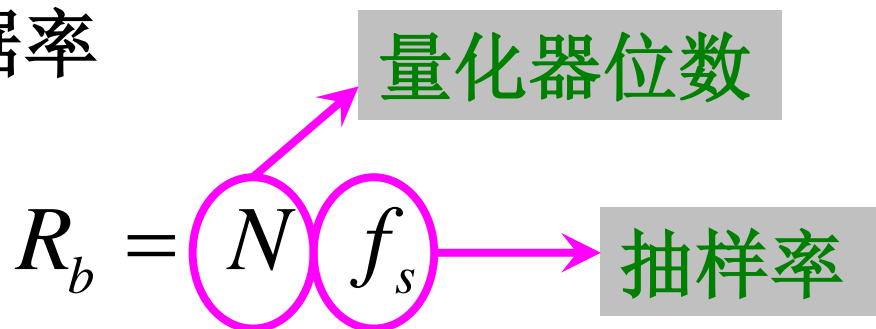


## 2. PCM信号的主要优点:

- (1) 长途通信中借助中继, 及时再生出“干净”的数字信号, 使总的传输错误非常低;
- (2) 数字化信号格式规范统一, 便于多个用户共用;
- (3) 数字化技术方便可靠、成本低;
- (4) 可充分利用多种纠错技术与保密技术。

### 3. PCM信号的数据率和带宽:

#### (1) 数据率

$$R_b = N f_s$$


量化器位数

抽样率

#### (2) 带宽

- ✓ 采用数字基带信号传输时

带宽见CH6的总结。

- ✓ 采用数字带通信号传输时

带宽见CH7的总结。

例 试计算标准 PCM 电话系统的数据率与基带信号的带宽 (考虑矩形 NRZ 脉冲); 如果改用 12bit 线性 (均匀) 量化, 重新计算。

---

解: (1) 数据率  $R_b = Nf_s = 8 \times 8000 = 64kbps$

采用矩形NRZ脉冲时, 第一零点带宽为:

$$B_{null} = R_B = R_b = 64kHz$$

(2) 12位时, 数据率为:

$$R_b = Nf_s = 12 \times 8000 = 96kbps$$

采用矩形NRZ脉冲时, 第一零点带宽为:

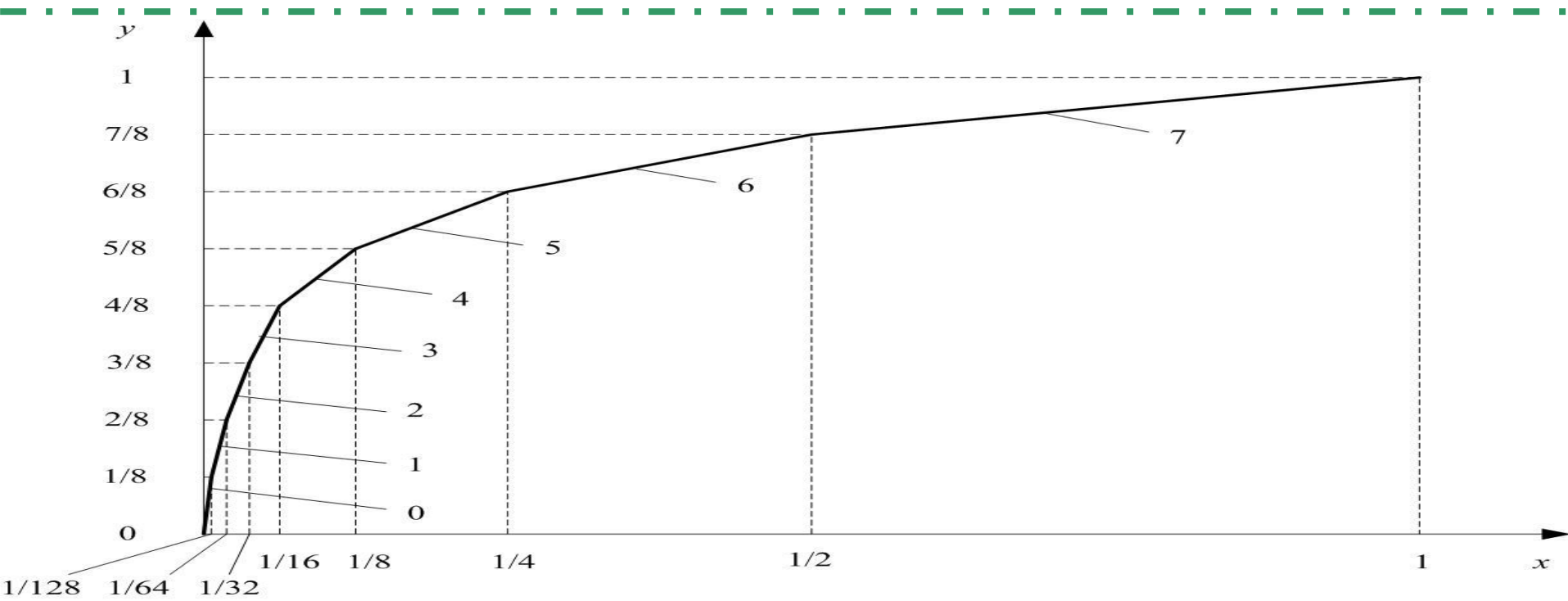
$$B_{null} = R_B = R_b = 96kHz$$



## 8.5.2 编码规则

8位PCM的编码结合13或15折线法进行，  
用折叠二进制编码：

$b_7$	$b_6b_5b_4$	$b_3b_2b_1b_0$
1 位极性码	3 位段落码	4 位段内码
1=正，0=负	(对应 8 段)	(对应 16 电平)



## 折叠码与自然码规则

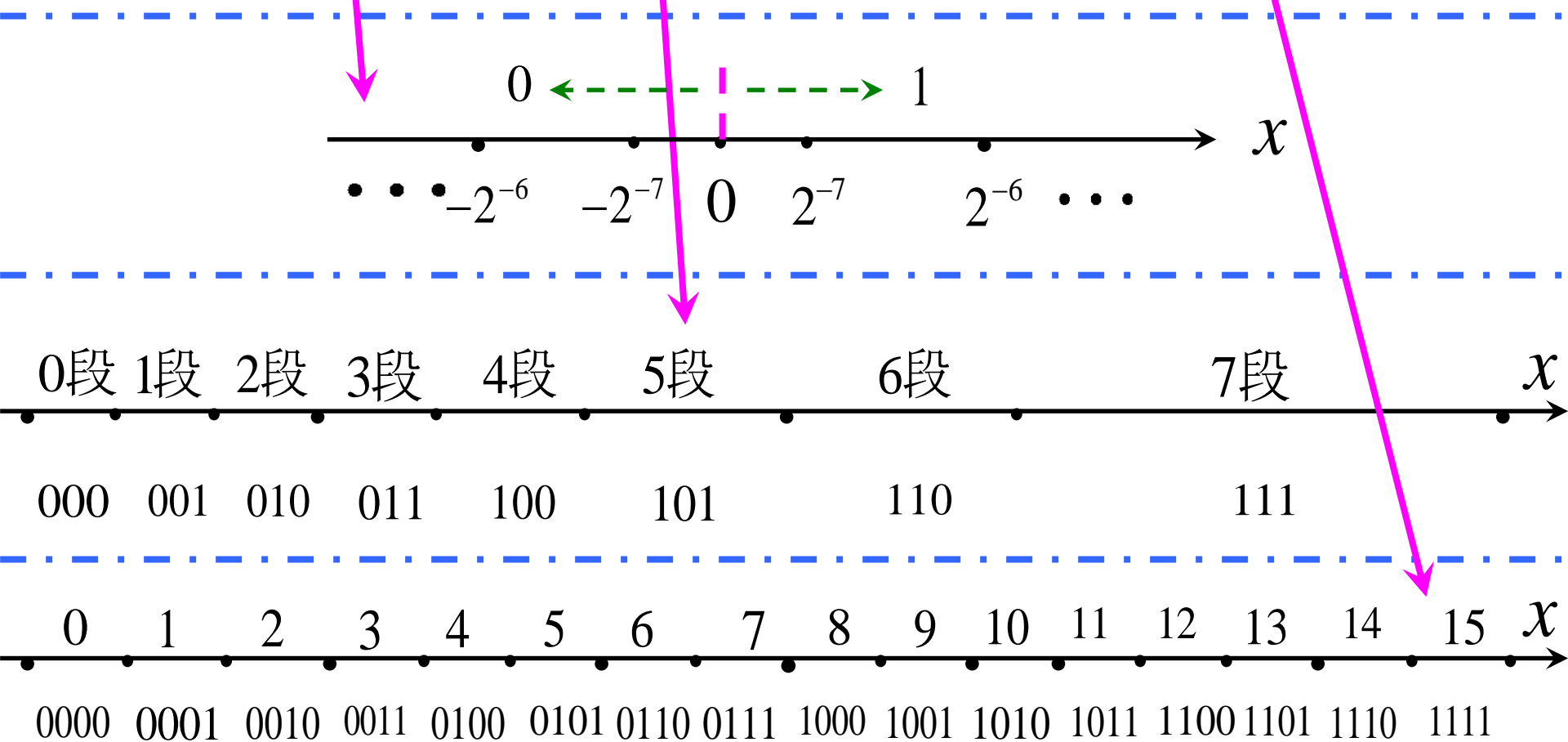
量化电平序号	量化电平极性	自然码	折叠码
7	正	111	111
6		110	110
5		101	101
4		100	100
3	负	011	000
2		010	001
1		001	010
0		000	011

折叠码的优点：

折叠码在绝对值小的电平附近，1位传输错误造成的信号误差比自然码的小。可在平均意义下使传输误码造成的破坏轻一些。

# 编 码 表

$b_7$	$b_6b_5b_4$	$b_3b_2b_1b_0$
1 位极性码	3 位段落码	4 位段内码
1=正, 0=负	(对应 8 段)	(对应 16 电平)



# 模拟信号的数字传输

## 抽样

### 抽样定理

低通抽样

带通抽样

### 模拟脉冲调制

脉冲振幅调制(PAM)

脉冲宽度调制(PDM)

脉冲位置调制(PPM)

## 量化

### 均匀量化

### 非均匀量化

A压缩律

13折线法 (我国大陆、欧洲各国以及国际间互联使用)

$\mu$ 压缩律

15折线法 (北美、日本和韩国等少部分国家和地区使用)

## 编码

脉冲编码调制 (PCM)

增量调制 $\Delta M$

差分脉冲编码调制 (DPCM)

## 时分复用(TDM)

准同步数字体系 (PDH)

E体系

T体系

同步数字体系 (SDH)