

第8章 模拟信号的数字传输

一、本章教学目的与要求:

- 1、掌握低通型抽样定理、PCM基本工作原理。掌握均匀量化原理、非均匀量化原理（A律13折线）和编码理论。
- 2、理解时分复用和多路数字电话系统原理。
- 3、了解PCM抗噪声性能、 ΔM 和DPCM系统原理。

主要外语词汇

模-数转换 (A/D转换) (Analog-Digital conversion)

抽样 Sampling 量化 Quantization 编码 Encoding

脉冲位置调制 PPM (Pulse Position Modulation)

脉冲宽度调制 PDM (Pulse Duration Modulation)

脉冲振幅调 PAM (Pulse Amplitude Modulation)

脉冲编码调制 PCM (Pulse Code Modulation)

差分脉冲编码调制

DPCM (Differential Pulse Code Modulation)

增量调制 ΔM (或DM) (Delta Modulation)

时分复用 TDM (Time Division Multiplexing)

本章主要内容

8.1 概述

8.2 抽样定理

8.3 脉冲振幅调制PAM

8.4 模拟信号的量化

8.5 脉冲编码调制PCM

8.6 差分脉冲编码调制DPCM和增量调制 ΔM

8.7 时分复用和多路数字电话系统

§ 8.1 概述

一、什么是模拟信号数字化？

模拟信号数字化就是把模拟信号变换为数字信号的过程，即模数转换（模拟信号的数字编码）（A/D转换）。

这是本章欲解决的中心问题。

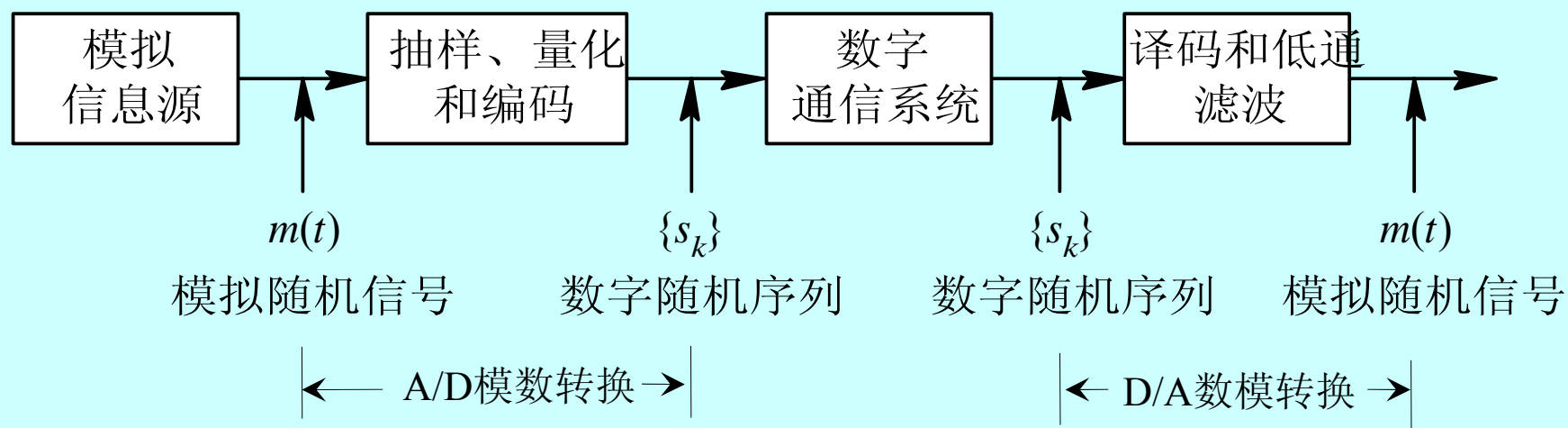
其逆过程称为数模转换（D/A转换）。

二、为什么要进行模数转换？

与模拟通信比较，数字通信主要有以下五大好处：

- 1、通信质量好，噪声不累积。
- 2、可以通过编码进行差错控制，改善传输质量。
- 3、可利用现代数字信号处理技术处理数字信息。
- 4、可加密，保安全。
- 5、可实现综合业务，使通信功能增强。

由于数字通信的诸多优点，数字通信系统日臻完善，致使许多模拟信源的信号也想搭乘数字通信的快车；先将模拟信号转化为数字信号，借数字通信方式（基带或频带传输系统）得到高效可靠的传输，然后在收端再恢复原模拟信号。



三、怎样进行数字化转换？

以目前通信中使用最多的模数转换方法——脉冲编码调制（PCM）为典型，它包含三大步骤：

- 1、**抽样**（§2和§3）：每隔一个相等的时间间隙，采集连续信号的一个样值。（**时间上离散化**）
- 2、**量化**（§4）：将量值连续分布的样值，归并到有限个取值范围内。（**幅值上离散化**）
- 3、**编码**（§5）：用二进制数字代码，表达这有限个值域（量化区）。

§ 8.2 抽样定理

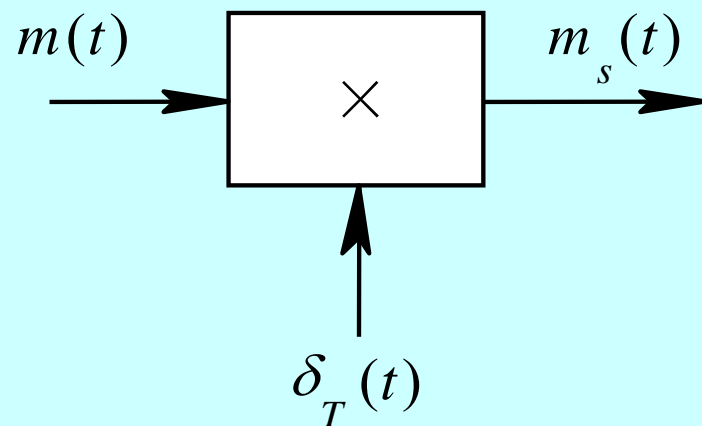
抽样就是实现模拟信号在时间上的离散化过程，即用一系列在时间上等间隔出现的脉冲调幅信号代替原来模拟信号。

一、理想抽样 1、抽样

❖ 抽样 - 时域数学描述

冲激序列 $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$

抽样后信号
$$m_s(t) = m(t) \cdot \delta_T(t)$$
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s)$$



见图 a、c、e

❖ 抽样 - 频域数学描述

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega)$$

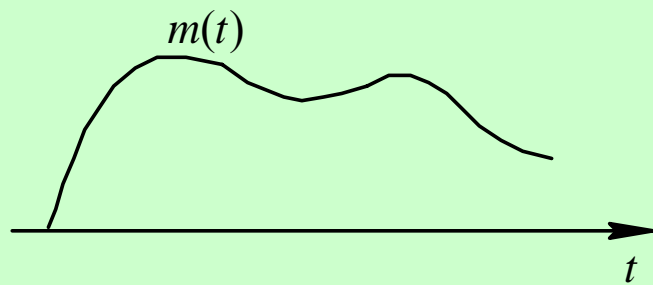
$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \leftrightarrow \delta_T(\omega) = \omega_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi / T_s$$

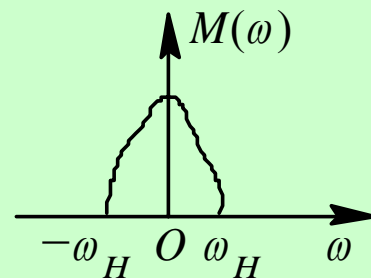
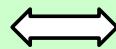
抽样后的信号可表示成

$$\begin{aligned} M_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * \delta_T(\omega)] \\ &= f_s \left[M(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s) \end{aligned}$$

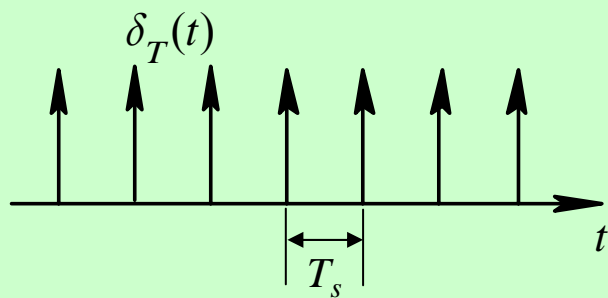
见图b、d、f



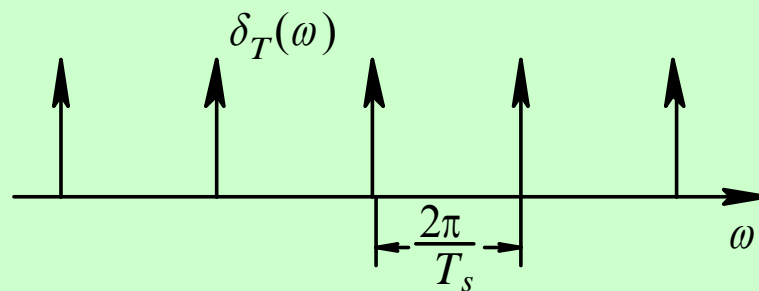
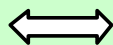
(a)



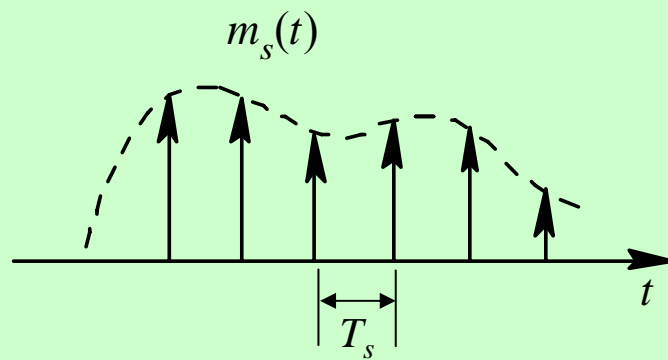
(b)



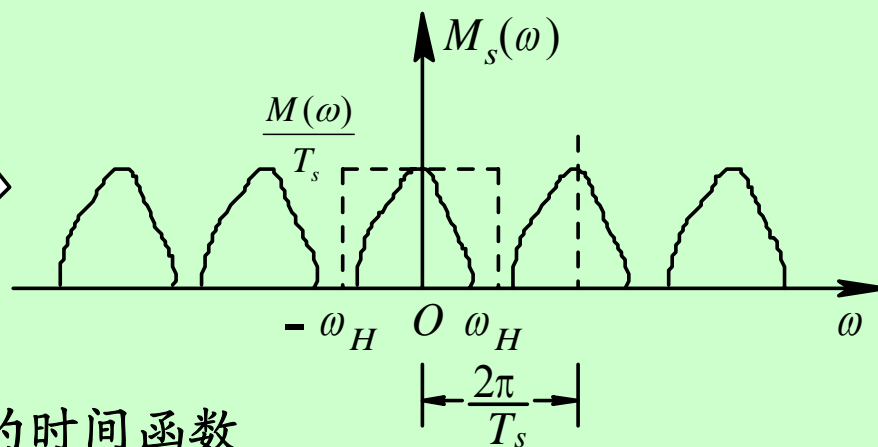
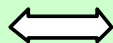
(c)



(d)



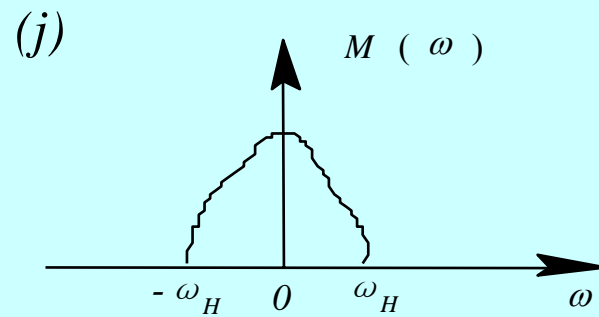
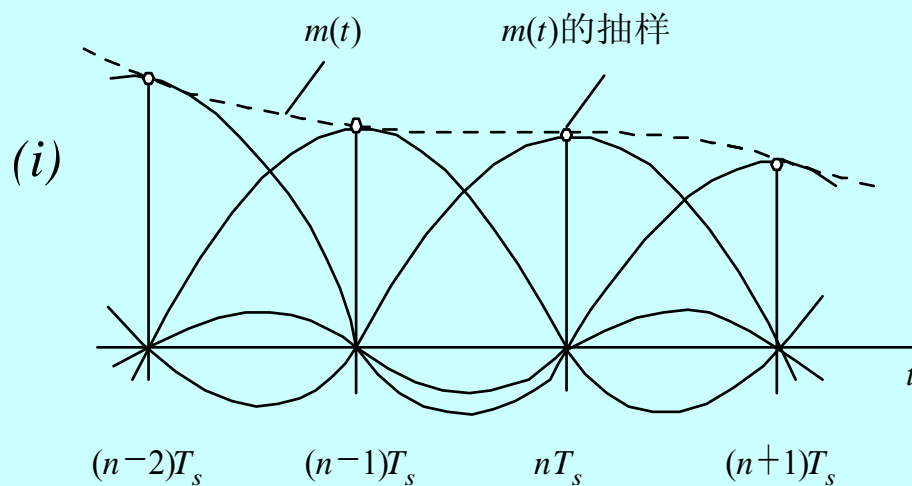
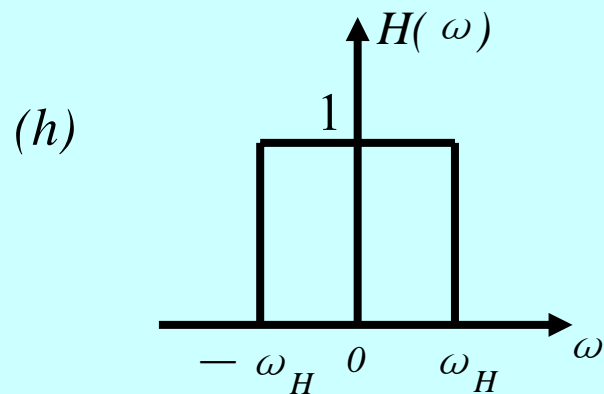
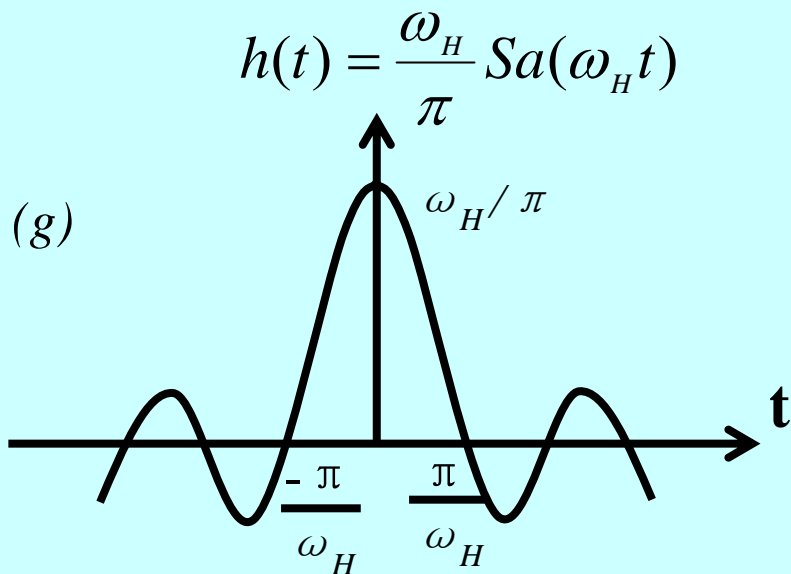
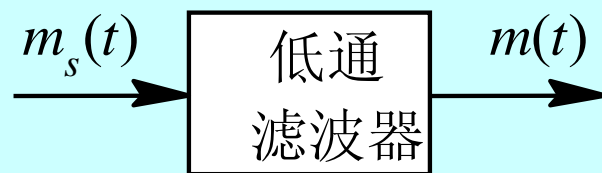
(e)



(f)

抽样过程的时间函数
及对应频谱图

2、信号恢复



❖ 信号恢复 - 频域数学描述

$$M(\omega) = M_s(\omega) \cdot H(\omega)$$

❖ 信号恢复 - 时域数学描述

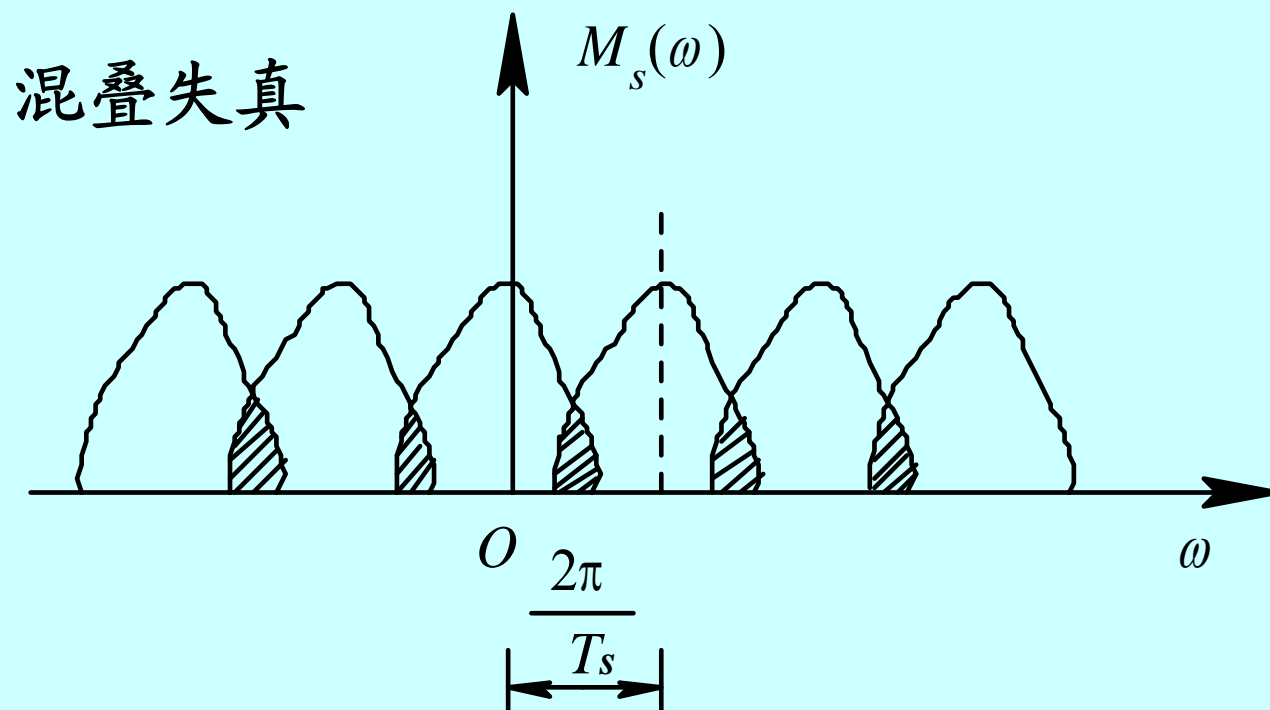
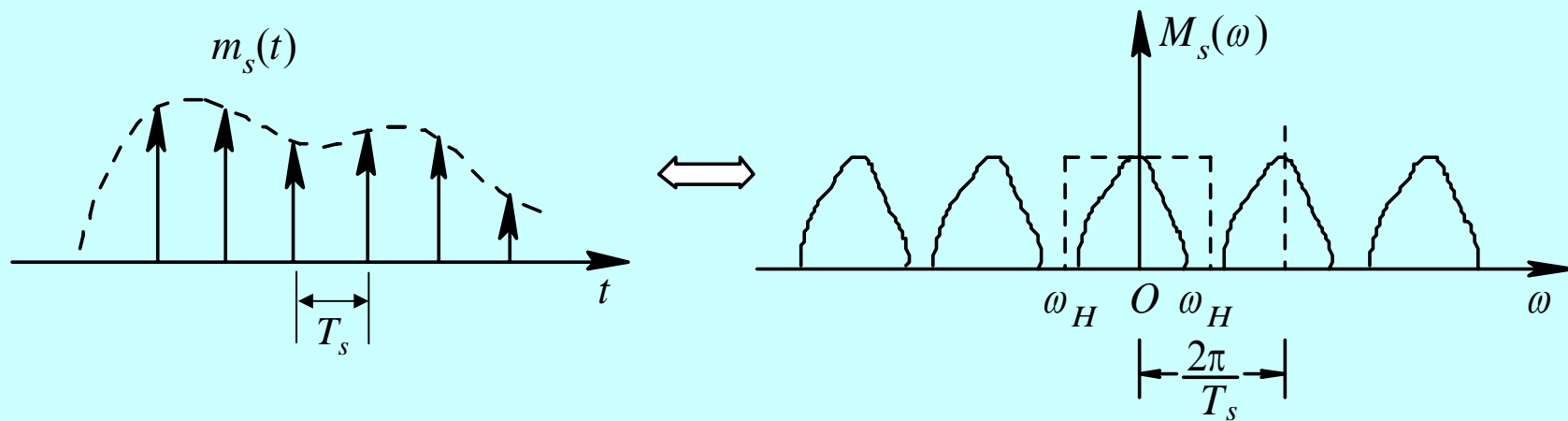
$$G_{2\omega_H}(\omega) \leftrightarrow h(t) = \frac{\omega_H}{\pi} \text{Sa}(\omega_H t)$$

$$m(t) = m_s(t) * h(t)$$

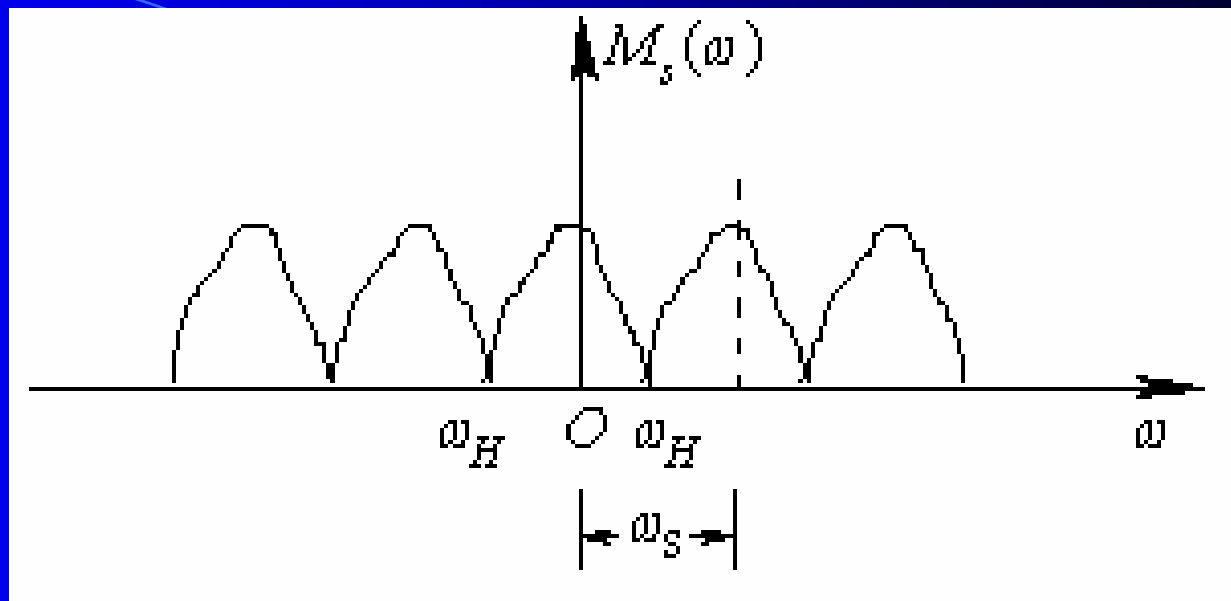
$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s) * \frac{\omega_H}{\pi} \text{Sa}(\omega_H t)$$

$$= \frac{\omega_H}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \text{Sa}[\omega_H (t - nT_s)]$$

❖ 问题



❖ 解决



☉ 相邻两频谱刚好交叠，此时有 $\omega_s = 2\pi f_s = 2\omega_H = 4\pi f_H$ ，即 $f_s = 2f_H$ 。

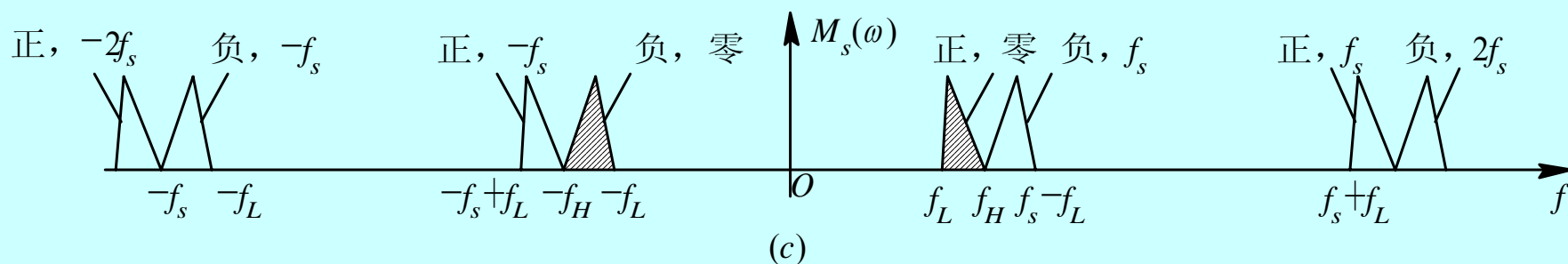
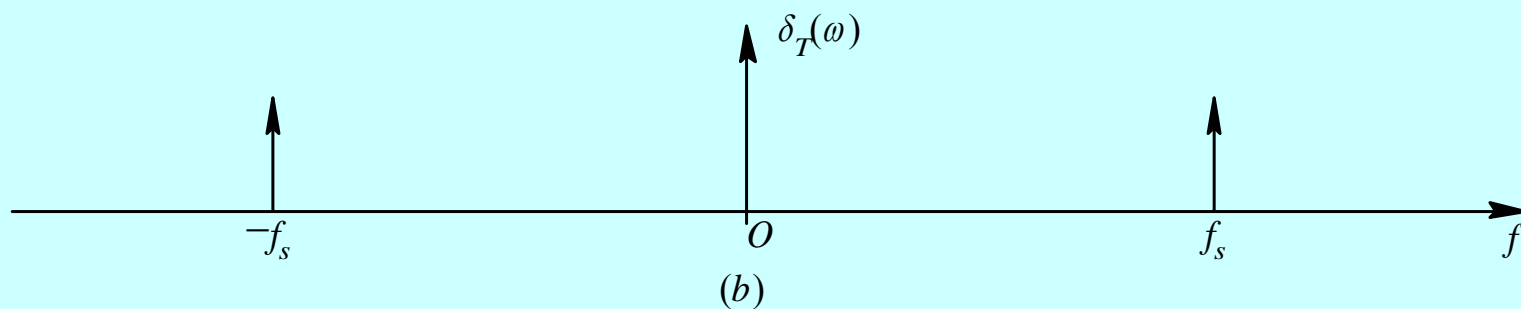
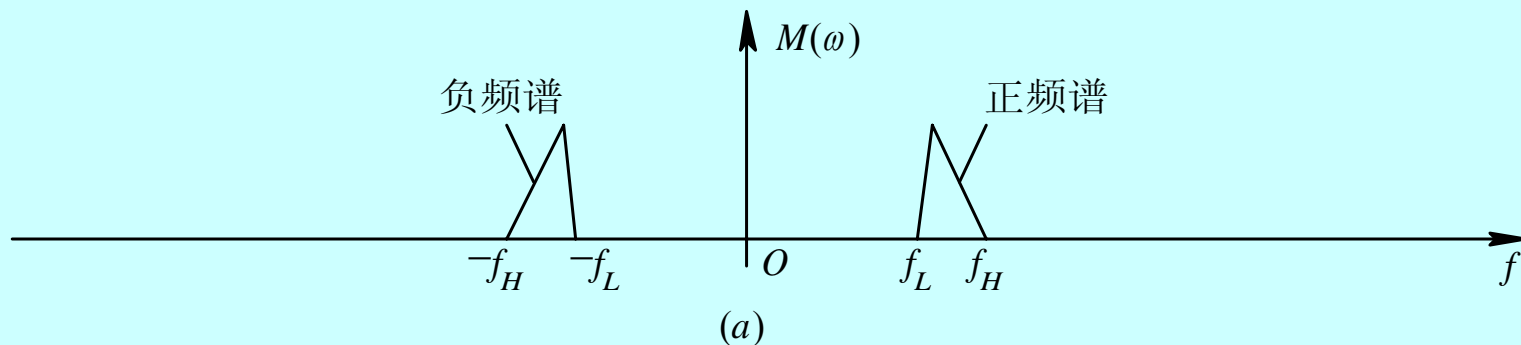
☉ 推广，当 $\omega_s \geq 2\omega_H$ ，即 $f_s \geq 2f_H$ 时，可无失真地恢复原模拟信号。

低通信号的均匀理想抽样定理

一个频带限制在 $(0, f_H)$ 内的低通信号 $m(t)$ ，如果以 $f_s \geq 2f_H$ 的抽样速率进行均匀抽样，则 $m(t)$ 可以由抽样后的信号完全确定 {可由抽样后的信号 $m_s(t)$ 完全的恢复原始信号 $m(t)$ }。

- ❖ 最小抽样速率 $f_s = 2f_H$ 称为奈奎斯特(Nyquist)速率。
- ❖ 最大抽样时间间隔 $T_s = 1/2f_H$ 称为奈奎斯特间隔。
- ❖ f_H 是基带信号最大频率。

二、带通抽样



带通信号的抽样频谱 ($f_s=2f_H$)

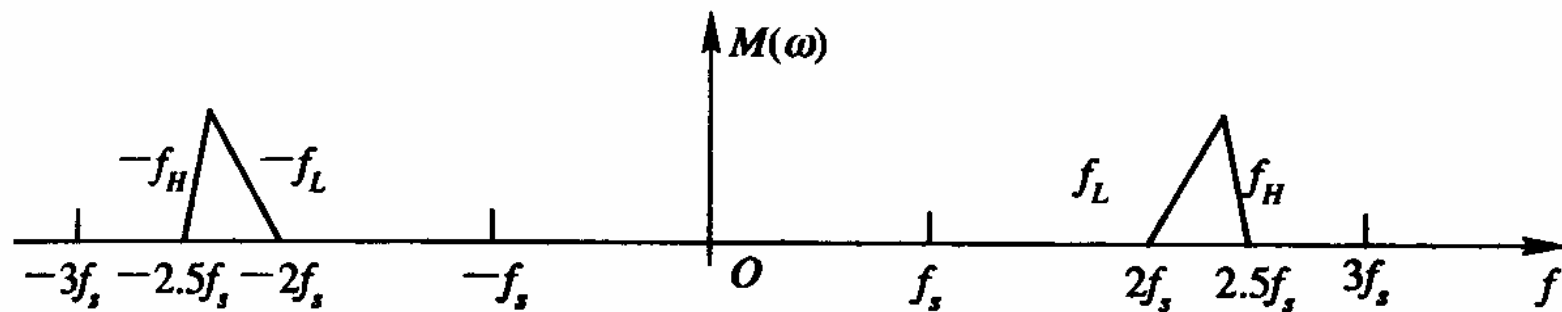
抽样后的 $M_s(\omega)$ 频谱中存在频谱空隙

带通均匀抽样定理

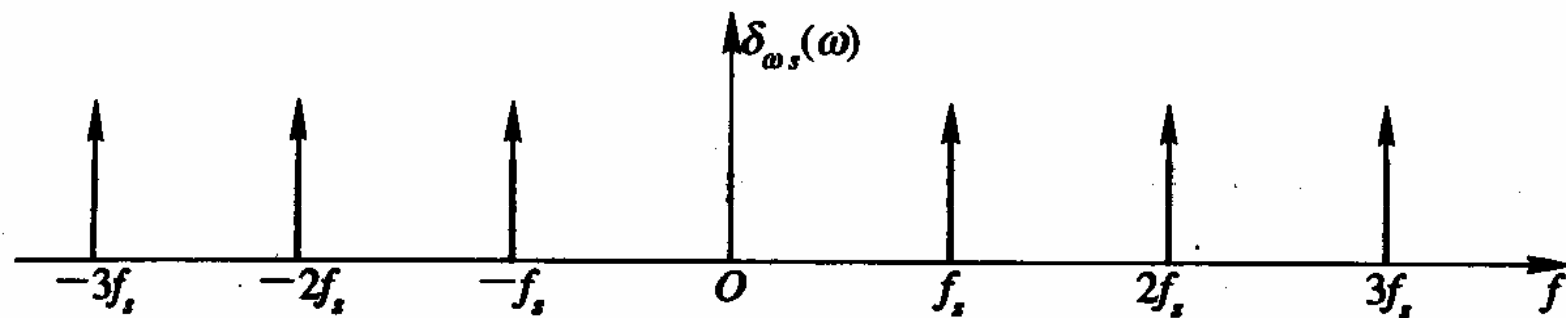
一个带通信号 $m(t)$ ，其频率限制在 f_L 与 f_H 之间，带宽为 $B=f_H-f_L \ll f_L$ ，如果最小抽样速率 $f_s = 2f_H / m$ ， m 是一个不超过 f_H / B 的最大整数，那么 $m(t)$ 可完全由其抽样值确定。

下面分两种情况加以说明：

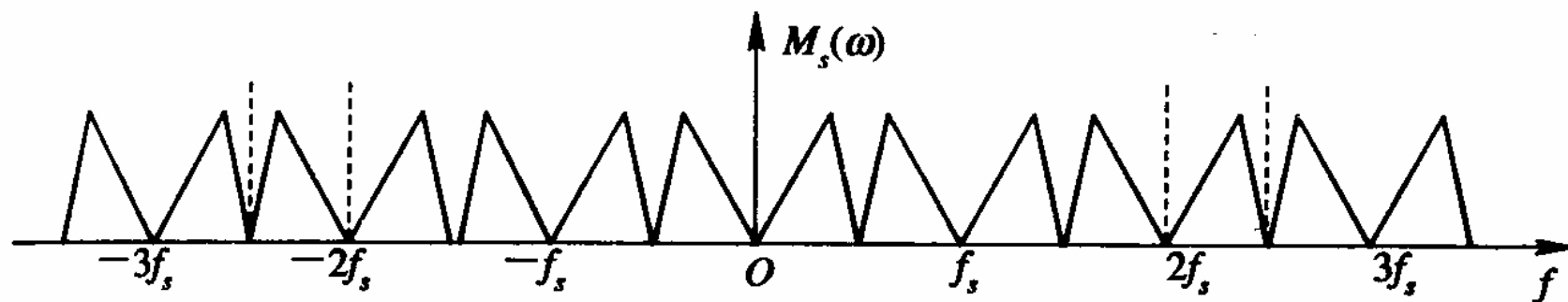
(1) 若最高频率 f_H 为带宽的整数倍，即 $f_H = nB$ 。此时 $f_H / B = n$ 是整数， m 是一个不超过 f_H / B 的最大整数，故 $m = n$ ，所以抽样速率 $f_s = 2f_H / m = 2B$ 。



(a)



(b)



(c)

$f_H = nB$ ($f_H = 5B$) 时带通信号的抽样频谱

(2) 若最高频率 f_H 不为带宽的整数倍, 即 $f_H = nB + C$ ($C < B$), 令 $C = kB$, $0 < k < 1$

此时, $f_H / B = n + k$, 由定理知, m 是一个不超过 $n + k$ 的最大整数, 显然, $m = n$, 所以能恢复出原信号 $m(t)$ 的最小抽样速率为

$$f_s \geq \frac{2f_H}{m} = \frac{2f_H}{n} = \frac{2(nB + kB)}{n} = 2B\left(1 + \frac{k}{n}\right)$$

其中, $f_H / B = n + k$, n 为 f_H / B 商的整数部分, k 为 f_H / B 商的小数部分。

带通均匀抽样定理

一个带通信号 $m(t)$ ，其频率限制在 f_L 与 f_H 之间，带宽为 $B=f_H-f_L \ll f_L$ ，如果抽样速率满足如下关系，那么 $m(t)$ 可完全由其抽样值确定。 n 是一个不超过 f_L/B 的最大整数。

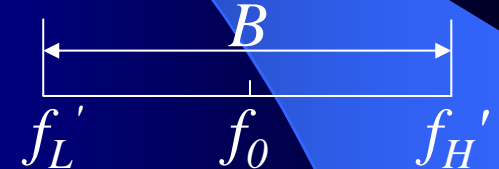
$$\frac{2f_H}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n}$$

【例】 话音信号 ($f_H=4kHz$)，经载波频率为 $f_0=1MHz$ 的频率调制 (调频指数 $\beta=3$) 后成为一个带通信号，求其抽样频率。

解：带通信号带宽为 $B = 2 (\beta + 1) f_H = 32kHz$

$$f_H' = f_0 + B/2 = 1.016MHz$$

调频后的带通信号



抽样频率 $f_s = 2B (1+k/n)$

$$f_H' / B = 1.016M / 32k = 31.75 \quad (n=31, k=0.75)$$

$$f_s = 2B (1+k/n) = 2 \times 32k \times (1+0.75/31)$$

$$\approx 1.55kHz$$

§ 8.3 脉冲振幅调制PAM

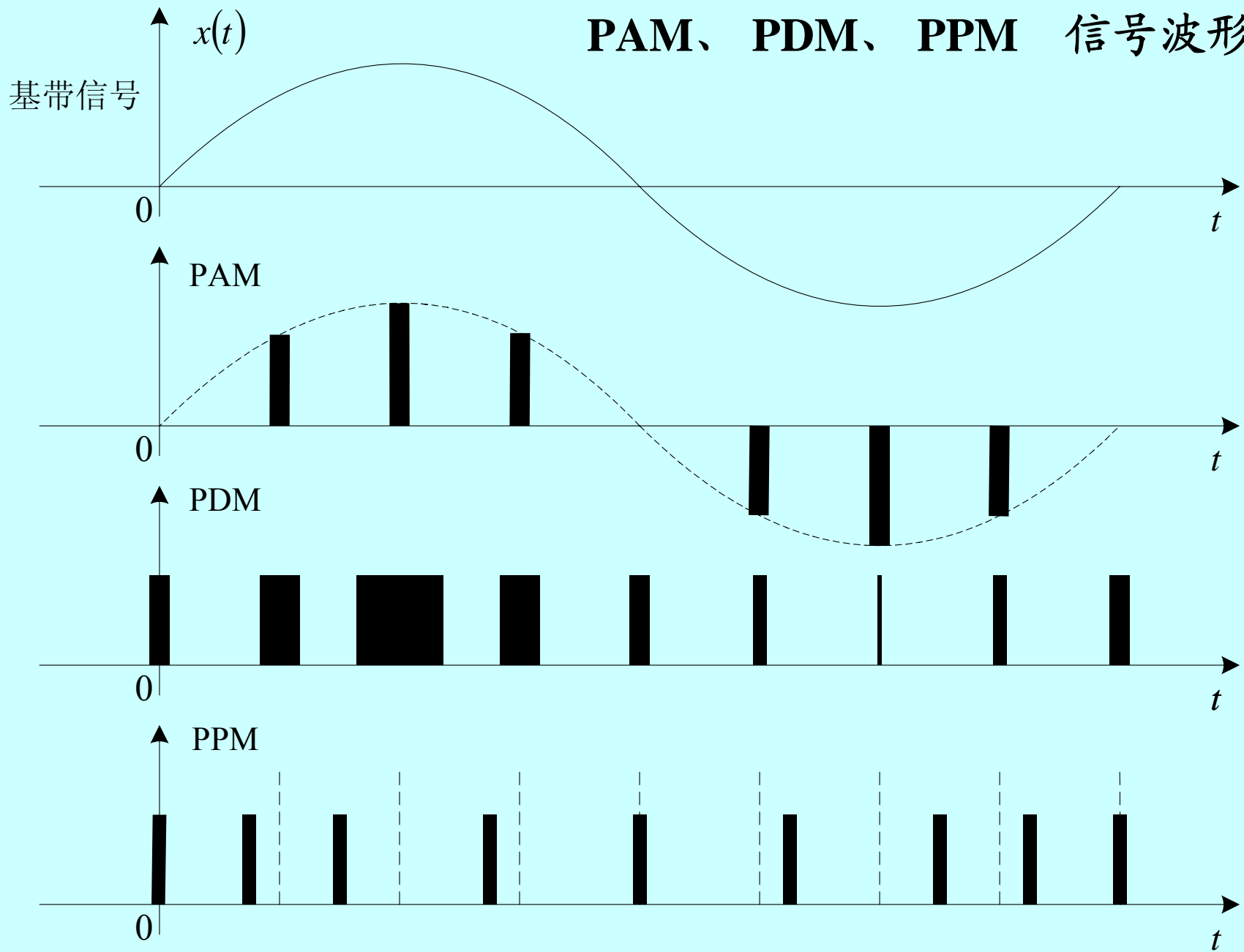
❖ 第3章“模拟调制系统”中讨论的连续波调制是以连续振荡的正弦信号作为载波。然而，正弦信号并非是惟一的载波形式，时间上离散的脉冲串，同样可以作为载波。

❖ 脉冲调制就是以时间上离散的脉冲串作为载波，用模拟基带信号 $m(t)$ 去控制脉冲串的某参数，使其按 $m(t)$ 的规律变化的调制方式。

❖ 正弦载波调制具有三种方式，分别将信息加载在它的幅度、频率和相位三个参数上。与此相似，脉冲序列也具有三个参数：脉宽、脉幅和脉冲位置。

❖ 通常，按基带信号改变脉冲参量（脉冲幅度、脉冲宽度和脉冲位置）的不同，把脉冲调制又分为脉幅调制(PAM)、脉宽调制(PDM)和脉位调制(PPM)，波形如图所示。虽然这三种信号在时间上都是离散的，但受调参量变化是连续的，因此也都属于模拟信号。

PAM、PDM、PPM 信号波形



脉冲振幅调制(PAM)是脉冲载波的幅度随基带信号变化的一种调制方式。若脉冲载波是冲激脉冲序列，则前面讨论的抽样定理就是脉冲振幅调制的原理。

也就是说，按抽样定理进行抽样得到的信号 $m_s(t)$ 就是一个PAM信号。

❖ 但是，用冲激脉冲序列进行抽样是一种理想抽样的情况，是不可能实现的。因为冲激序列在实际中是不能获得的，即使能获得，由于抽样后信号的频谱为无穷大，对有限带宽的信道而言也无法传递。

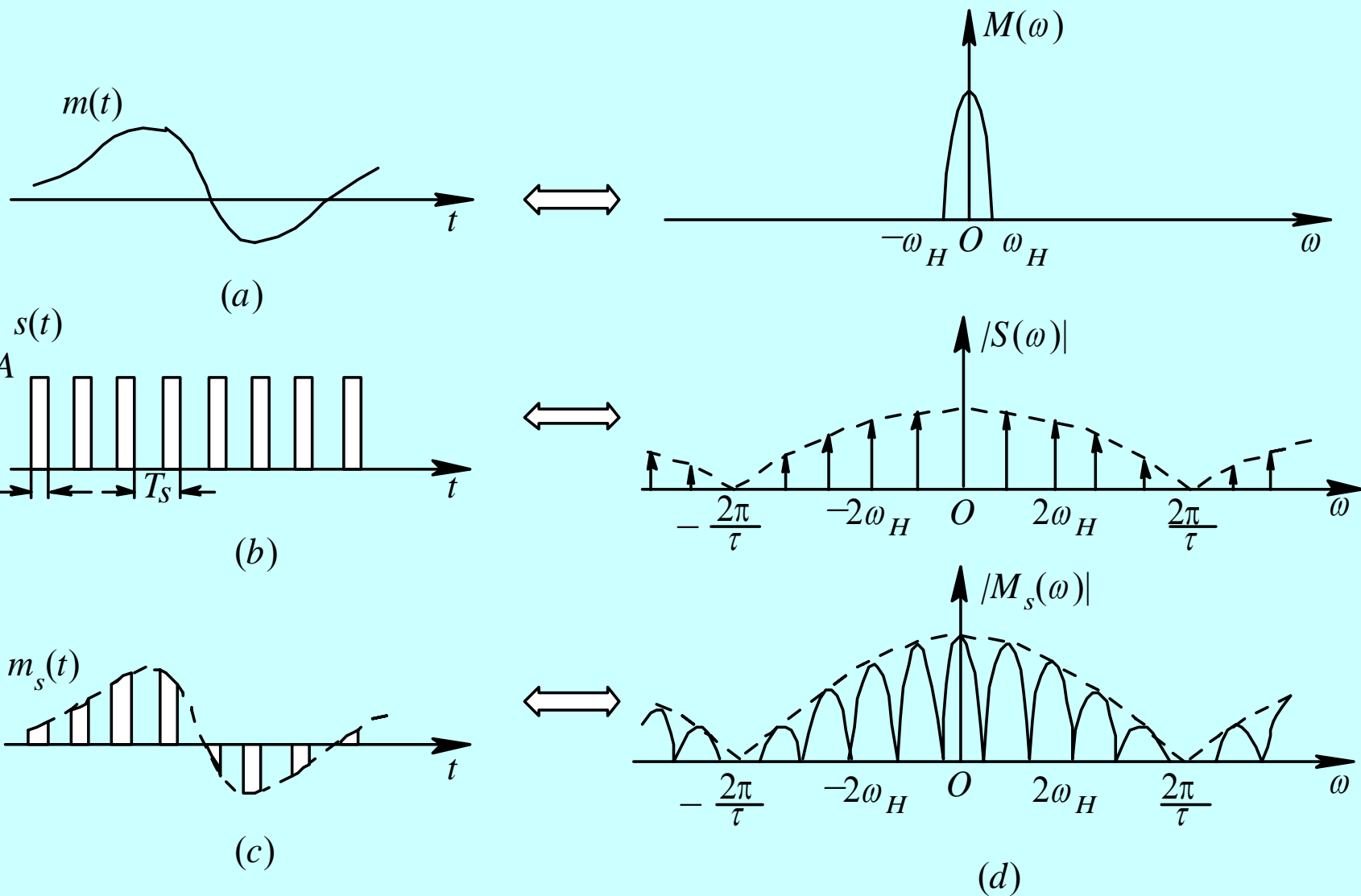
❖ 因此，在实际中通常采用脉冲宽度相对于抽样周期很窄的**窄脉冲序列**近似代替冲激脉冲序列，从而实现脉冲振幅调制。

❖ 这里我们介绍用窄脉冲序列进行实际抽样的两种脉冲振幅调制方式：

自然抽样的脉冲调幅和平顶抽样的脉冲调幅。

一、自然抽样（曲顶抽样）的PAM

自然抽样又称曲顶抽样，它是指抽样后的脉冲幅度（顶部）随被抽样信号 $m(t)$ 变化，或者说保持了 $m(t)$ 的变化规律。



自然抽样的PAM波形及频谱

理想抽样-对比

特点:

- 1、 $M_S(\omega)$ 中每个抽样谱都与基带信号频谱 $M(\omega)$ 相似，含有基带信号信息。
- 2、与理想抽样相比，理想抽样的 $M_S(\omega)$ 仅是 $M(\omega)$ 的简单搬移。而自然抽样的 $M_S(\omega)$ 是 $M(\omega)$ 按Sa函数包络分布搬移到 $2n\omega_H$ 位置。
- 3、与理想抽样相同，当 $f_s \geq 2f_H$ 时，可通过LPF（截频 f_H ）从 $M_S(\omega)$ 中恢复原基带信号频谱 $M(\omega)$ 。

脉冲载波 $s(t)$ 由脉宽为 τ ，幅度为 A ，周期为 T_s 的矩形脉冲串组成。

$$g_\tau(t) = \begin{cases} A, & |t| < \tau/2 \\ 0, & |t| > \tau/2 \end{cases} \Leftrightarrow G_\tau(\omega) = A\tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

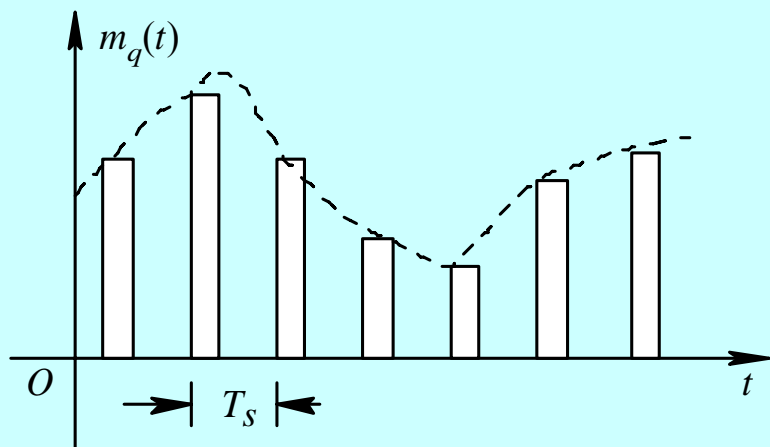
$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \Leftrightarrow \delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 2n\omega_H)$$

$$\begin{aligned} s(t) = g_\tau(t) * \delta_T(t) &\Leftrightarrow S(\omega) = G_\tau(\omega) \cdot \delta_T(\omega) \\ &= A \frac{2\pi\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) \delta(\omega - 2n\omega_H) \end{aligned}$$

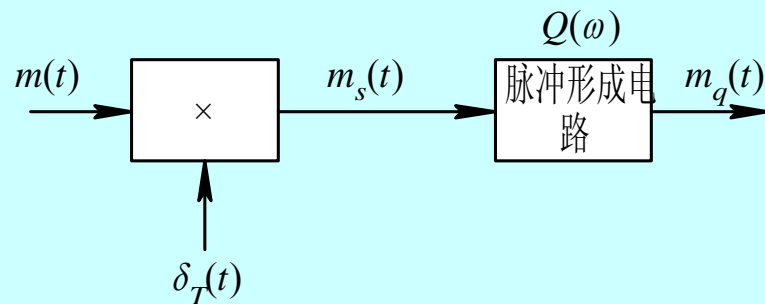
$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) M(\omega - 2n\omega_H)$$

二、瞬时抽样（平顶抽样）PAM

瞬时抽样又叫平顶抽样，它与自然抽样的不同之处在于它的抽样后信号中的脉冲均具有相同的形状——顶部平坦的矩形脉冲，矩形脉冲的幅度即为瞬时抽样值。



(a)



(b)

平顶抽样信号及其产生原理

1、抽样（调制）：

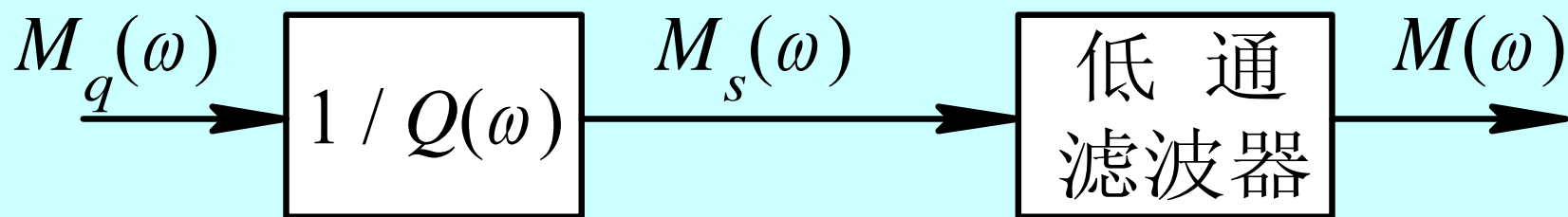
设脉冲形成电路的传输函数为 $Q(\omega)$ ，其输出信号频谱应为

$$\begin{aligned}
 M_q(\omega) &= M_s(\omega) \cdot Q(\omega) \\
 &= \frac{1}{T_s} Q(\omega) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - 2n\omega_H) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q(\omega) M(\omega - 2n\omega_H)
 \end{aligned}$$

由上式看出，平顶抽样的PAM信号频谱 $M_q(\omega)$ 是由 $Q(\omega)$ 加权后的周期性重复的 $M(\omega)$ 所组成，由于 $Q(\omega)$ 是 ω 的函数，如果直接用低通滤波器恢复，得到的是 $Q(\omega)M(\omega)/T_s$ ，它必然存在失真。

为了从 $m_q(t)$ 中恢复原基带信号 $m(t)$ ，可采用下页图所示的解调原理方框图。

2、恢复（解调）：



在滤波之前先用特性为 $1/Q(\omega)$ 频谱校正网络加以修正，则低通滤波器便能无失真地恢复原基带信号 $m(t)$ 。

低通滤波器的输入为

$$M_s(\omega) = \frac{1}{Q(\omega)} \cdot M_H(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - 2n\omega_H)$$

经低通滤波器后可无失真的恢复 $M(\omega)$ 。

以上按自然抽样和平顶抽样均能构成PAM通信系统，也就是说可以在信道中直接传输抽样后的信号，但由于它们抗干扰能力差，目前很少使用。它已被性能良好的脉冲编码调制(PCM)所取代。

§ 8.4 模拟信号的量化

量化：就是用预先指定的有限个电平值来近似表达所有的抽样值，即将无穷多个幅度值归并为有限个幅度，从而把连续分布的**幅度离散化**。

一、均匀量化

量化间隔相等的量化称为均匀量化。

1、步骤

(1) 首先确定信号的动态范围：设信号范围为 $[m(t)]_{\min} \leq m(t) \leq [m(t)]_{\max}$ ，最大值 $[m(t)]_{\max} = A$ ，一般情况下 $m(t)$ 总是正负动态范围相等，故动态范围为 $2A$ 。

(2) 设计量化级数 M ：一般 $M = 2^k$ ，（ $k = 1, 2, \dots$ ）以方便于将来用 K 位二进制码表示 M 个不同的电平值。

(3) 确定量化间隔（量化台阶）：将动态范围 $2A$ 均分为 M 等份，每份宽度称为一个量化台阶。

$$\Delta = \{ [m(t)]_{\max} - [m(t)]_{\min} \} / M = 2A/M$$

(4) 取量化台阶中心值为该量化级的量化电平。第 i 级量化电平可表为:

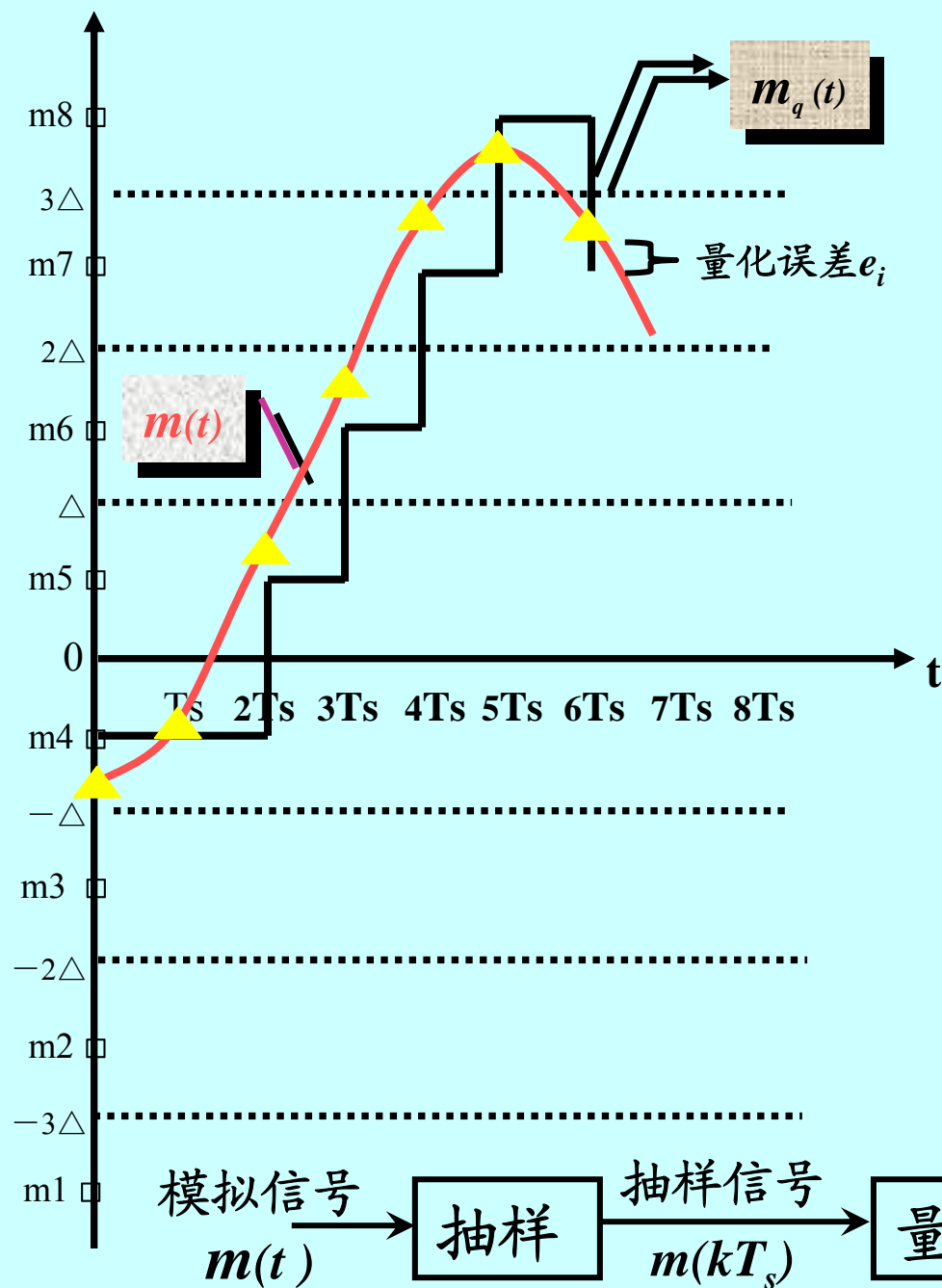
$$m_i = (i - 1/2) \Delta + [m(t)]_{\min} \quad (i=1, \dots, M)$$

(5) 抽样值 $m(KT_s)$ 的集合, 是分布于信号动态范围之间的随机变量, 记作 x , 当 x 位于第 i 个量化台阶中:

$$m_i - \Delta/2 \leq x \leq m_i + \Delta/2 \quad \text{时,}$$

我们就把该抽样值 x 近似取为 m_i 。

量化的物理过程



量化电平:

$$m_i = (i - 1/2) \Delta + [m(t)]_{\min} \quad (i=1 \sim M)$$

量化台阶 (间隔):

$$m_i \sim m_{i-1} = \Delta$$

如图所示: $M = 2^3 = 8$

$$\Delta = 2A/M = A/4$$

2、量化误差

(1) 绝对误差: $e_i = m_i - x$

(由于 $m_i - \Delta/2 \leq x \leq m_i + \Delta/2$, 所以 $|e_i| \leq \Delta/2$)

(2) 相对误差: e_i / m_i

(3) 量化噪声: 量化的舍入误差是随机的, 可视为迭加于“正确”信号上的噪声。

设输入模拟信号 x 概率密度函数是 $f_x(x)$, x 的取值范围为 $(-A, A)$, 则量化噪声功率 N_q 为:

$$N_q = E[e_i^2] = E[(m_i - x)^2] = \int_{-A}^A (m_i - x)^2 f_x(x) dx$$

一般来说, 量化电平数 M 很大, Δ 很小, 因而可认为在 Δ 量化间隔内 $f_x(x)$ 不变, 为均匀分布, 则 $f_x(x) = 1 / 2A$, ($-A \leq x \leq A$), 且假设各层之间量化噪声相互独立, 则 N_q 表示为

$$\begin{aligned} N_q &= \int_{-A}^A (m_i - x)^2 f_x(x) dx \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{m_i - \Delta/2}^{m_i + \Delta/2} (x - m_i)^2 f_x(x) dx \\ &= \frac{1}{2A} \sum_{i=1}^M \int_{m_i - \Delta/2}^{m_i + \Delta/2} (x - m_i)^2 dx \\ &= \frac{1}{2A} \sum_{i=1}^M \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \mu^2 d\mu \quad (\text{令 } \mu = x - m_i) \\ &= \frac{1}{2A} \cdot \sum_{i=1}^M \frac{\Delta^3}{12} = \frac{1}{M\Delta} \cdot M \cdot \frac{\Delta^3}{12} = \frac{\Delta^2}{12} \end{aligned}$$

(4) 量化信噪比:

信号功率为

$$S_q = E[x^2] = \int_{-A}^A x^2 f(x) dx = \int_{-A}^A x^2 \cdot \frac{1}{2A} dx = \frac{A^2}{3} = \frac{M^2 \Delta^2}{12}$$

量化信噪比为:

$$\frac{S_q}{N_q} = \left[\frac{M^2 \Delta^2}{12} \right] / \left(\frac{\Delta^2}{12} \right) = M^2$$

如果用分贝表示:

$$\left(\frac{S_q}{N_q} \right) dB \approx 10 \lg M^2 = 20 \lg M = 20 \lg 2^k = 20k \lg 2 \approx 6k (dB)$$

(对均匀量化的均匀分布信号)

均匀量化的缺点

如上所述，均匀量化时其量化信噪比随信号电平的减小而下降。产生这一现象的原因就是均匀量化时的量化级间隔 Δ 为固定值，而量化误差不管输入信号的大小均在 $(-\Delta/2, \Delta/2)$ 内变化。故大信号时量化信噪比大，小信号时量化信噪比小。

对于语音信号来说，小信号出现的概率要大于大信号出现的概率，这就使平均信噪比下降。

通常，把满足一定的信噪比输出要求的输入信号的取值范围定义为动态范围，由于小信号信噪比明显下降，也使输入信号范围减小。要改善小信号量化信噪比，可以采用量化间隔非均匀的方法，即非均匀量化。

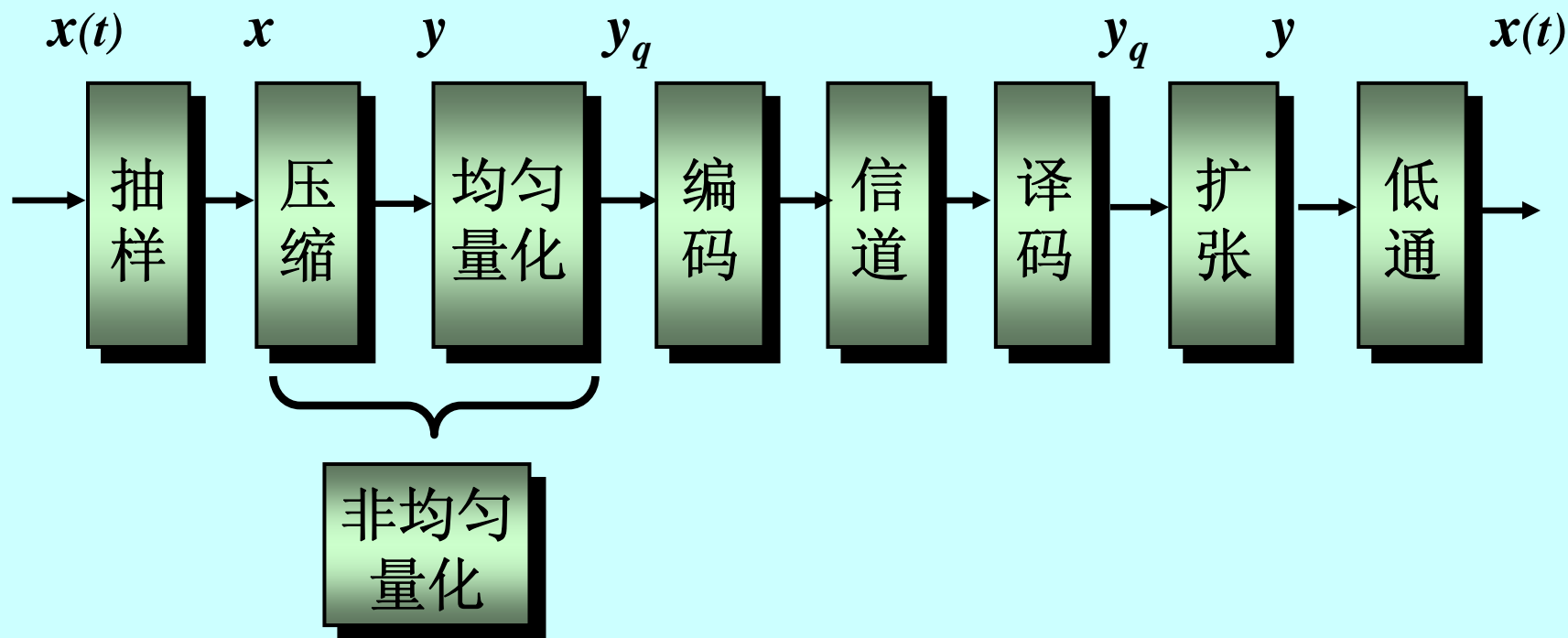
二、非均匀量化

1、引言

所谓非均匀量化就是对信号的不同部分用不同的量化间隔。

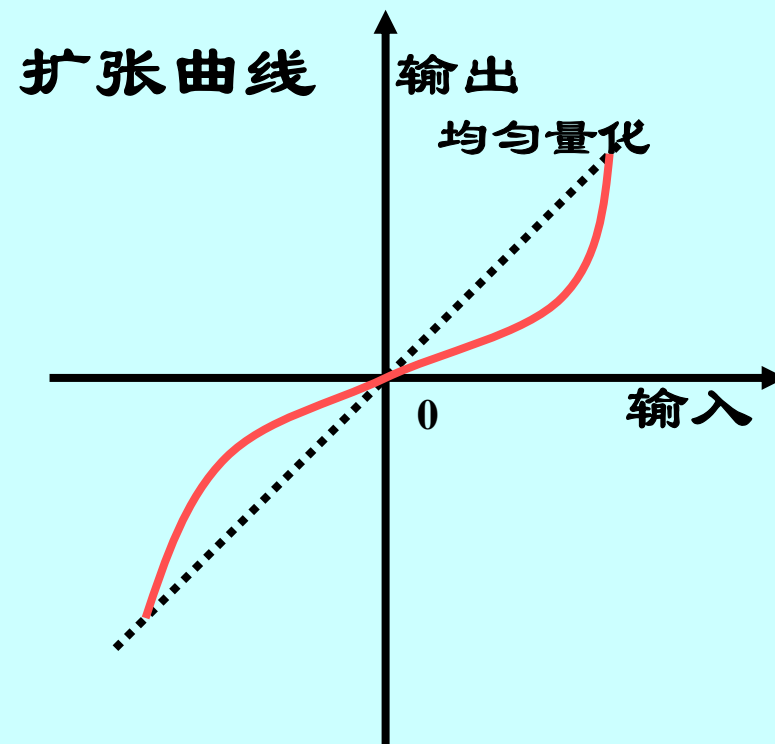
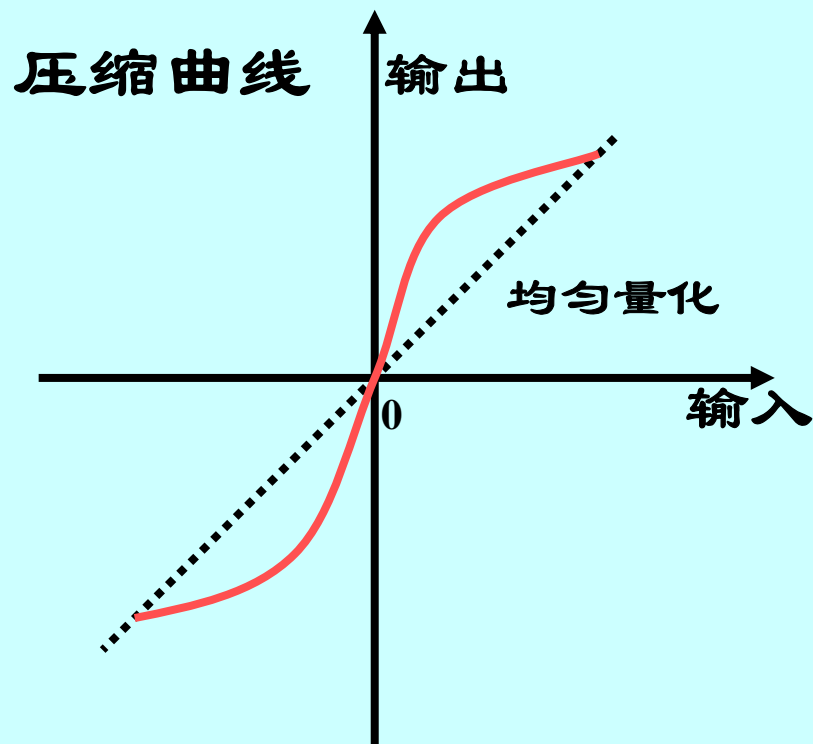
具体地说，就是对小信号部分采用较小的量化间隔，而对大信号部分就用较大的量化间隔。实现这种思路的一种方法就是压缩与扩张法。

2、压扩曲线:

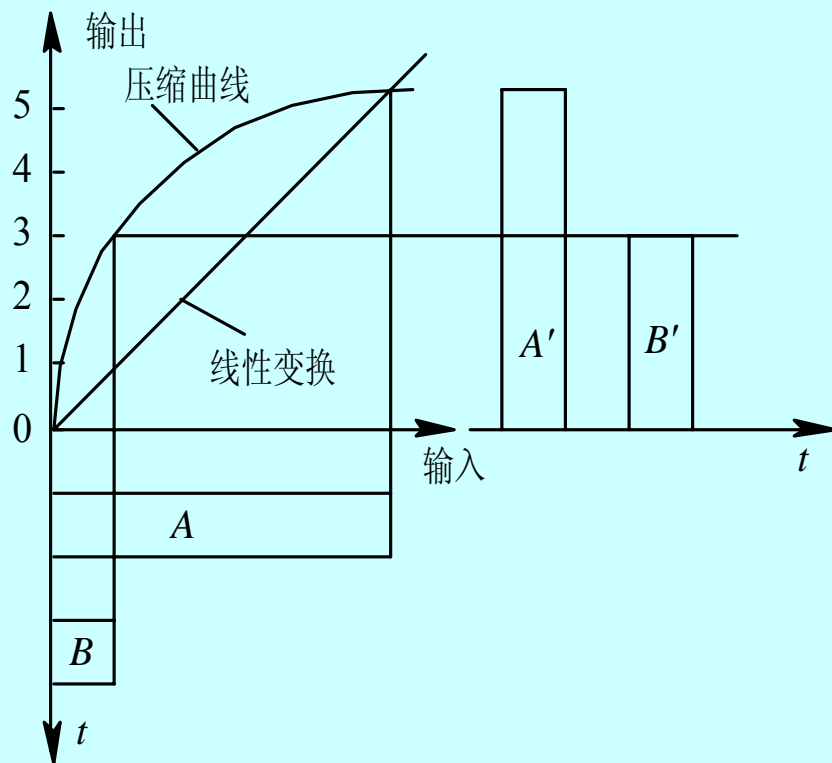


带有压缩扩张器的PCM系统方框图

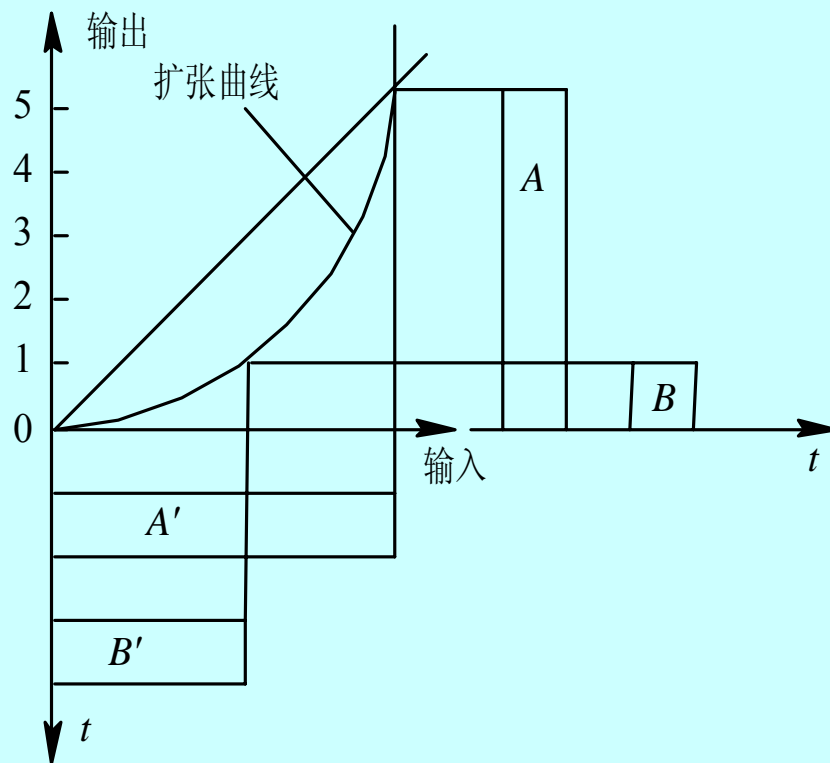
压缩和扩张特性



“压大补小”



(a) 压缩器输入输出示意图



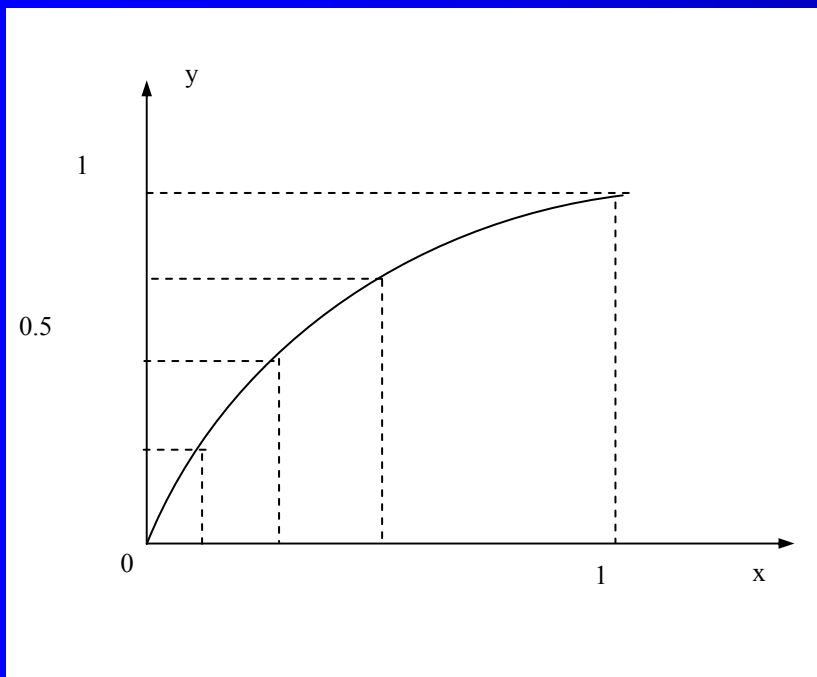
(b) 扩张器输入输出示意图

压缩与扩张的示意图

3、A律压扩曲线

A律压扩曲线是欧洲和我国32路PCM所采用的量化标准。它要求量化台阶宽度 Δ 随 x 成正比变化。

A律特性中输出 y 与输入信号 x 之间满足下式：



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

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

式中， y 为归一化的压缩器输出电压，即实际输出电压与可能输出的最大电压之比； x 为归一化的压缩器输入电压，即实际输入电压与可能输入的最大电压之比； A 为压缩系数，表示压缩程度。

从上式可见，在 $0 \leq x \leq 1/A$ 的范围内，压缩特性为一条直线，相当于均匀量化特性；在 $1/A < x \leq 1$ 范围内是一条对数曲线。

通常，国际上取 $A = 87.6$ 。

4、十三折线的A律近似

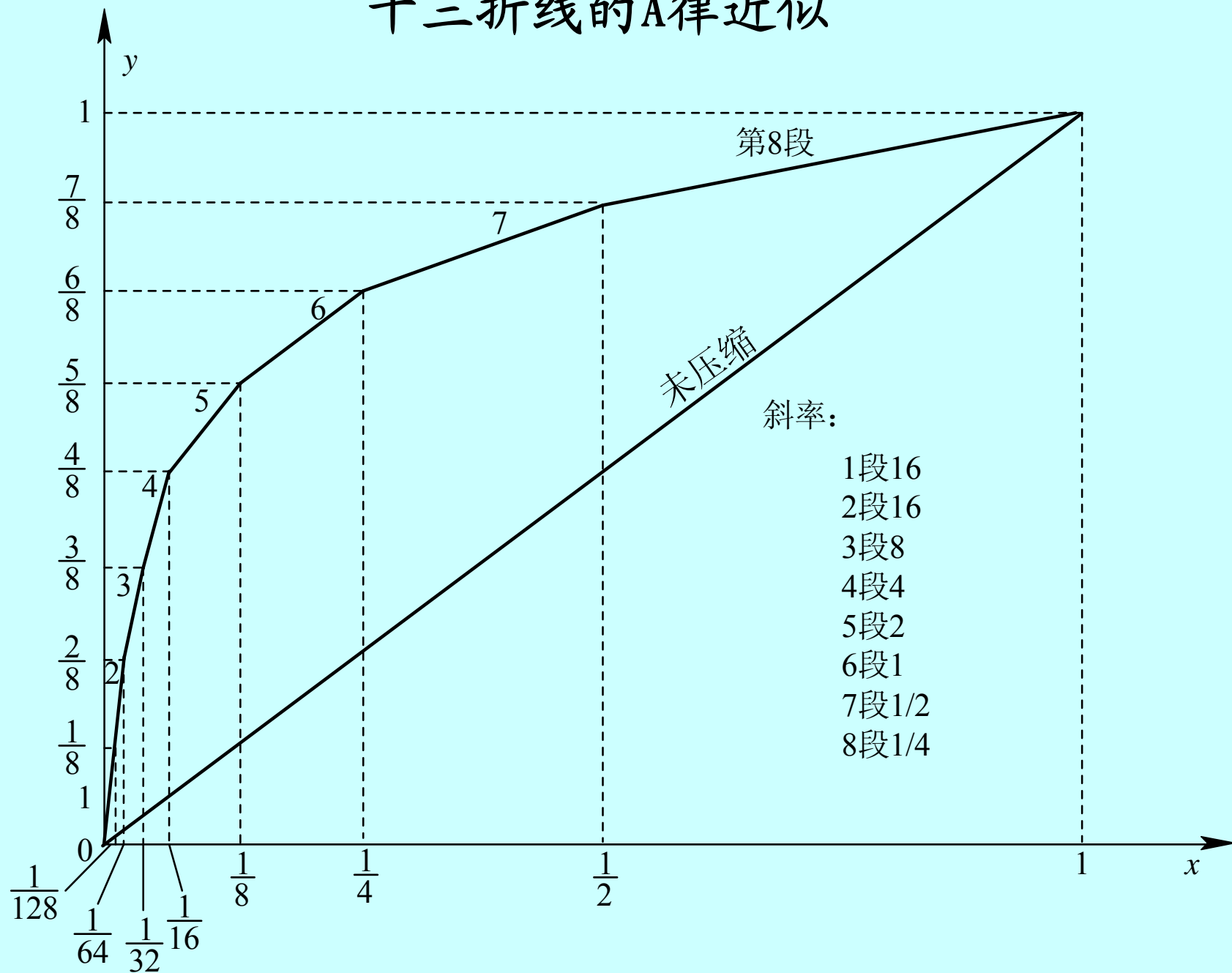
❖ 将 $x[0,1]$ 区间对分为8段, $y[0,1]$ 区间均分为8段。

❖ 将 $x[0,1]$ 区间对分为8段, 得到非均匀量化区间端点为: 1, $1/2$, $1/4$, $1/8$, $1/16$, $1/32$, $1/64$, $1/128$ 共8段;

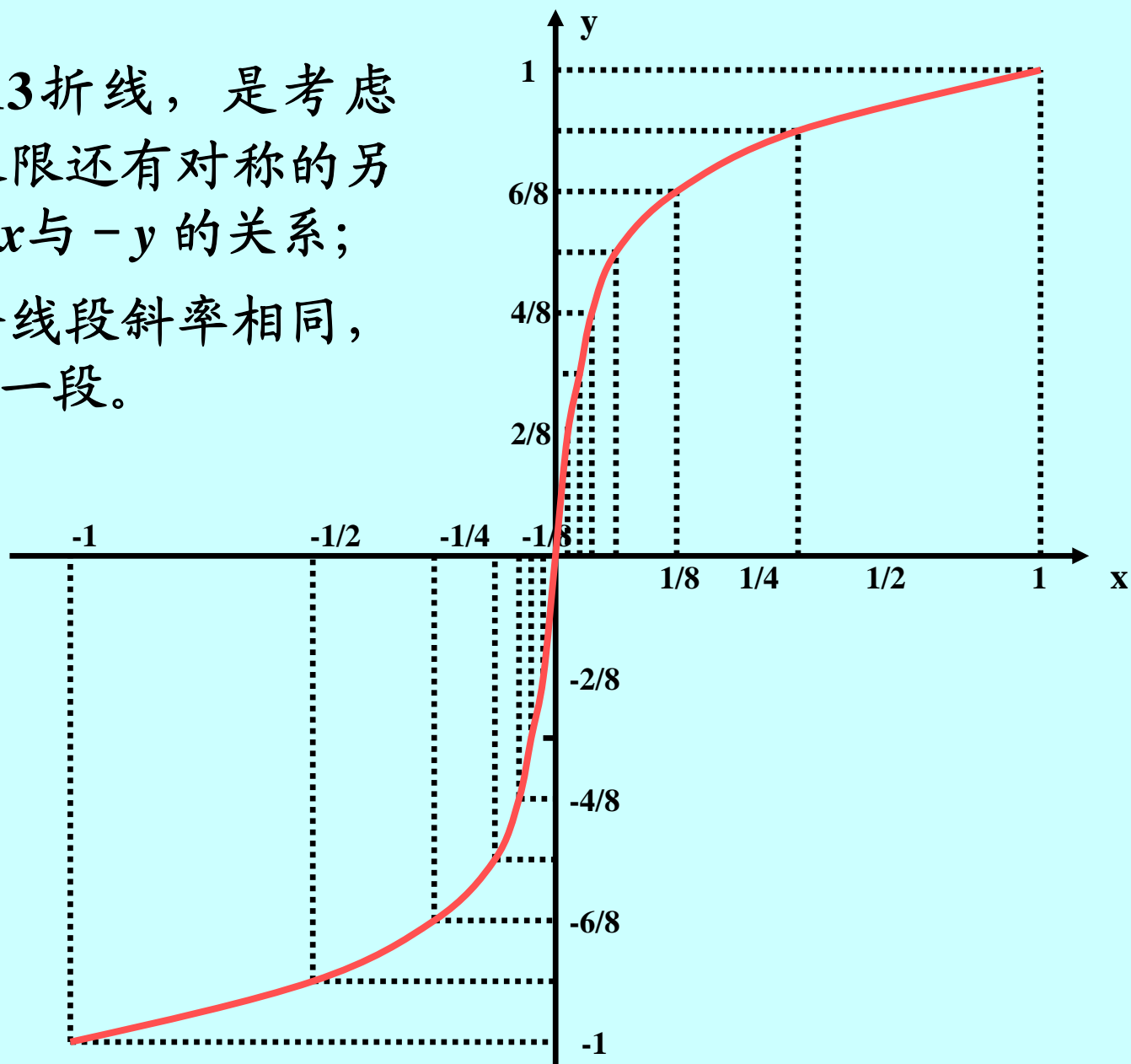
❖ $y[0, 1]$ 则均分8段: 1, $7/8$, $6/8$, $5/8$, $4/8$, $3/8$, $2/8$, $1/8$;

❖ 连接各对应端点坐标, 得到8条折线构成的压扩曲线。

十三折线的A律近似



❖ 之所以是13折线，是考虑到：
① 第三象限还有对称的另一半，给出 $-x$ 与 $-y$ 的关系；
② 最小的四个线段斜率相同，均为16，并为一组。



❖ 为什么说它能近似A律呢？

在x最小的直线段（斜率为16）里，它必能吻合A律直线。

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A}, \quad 0 < x \leq \frac{1}{A}$$

由此还可推知：

因为A律直线斜率为 $A / (1 + \ln A) = 16$,

所以 $A = 87.6$ 。

❖ 13折线A律压扩，它的特性近似 $A = 87.6$ 时的A律压扩特性。

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	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$		

A=87.6与 13 折线压缩特性的比较

注：x为按A律压缩函数（A=87.6），y均分8段时对应的x坐标。

5、 μ 律压扩曲线

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

6、15折线近似 μ 律

❖ 15折线 μ 律压扩，其特性近似 $\mu = 255$ 时的 μ 律压扩特性。

❖ 采用15折线逼近 μ 律压缩特性（ $\mu=255$ ）的原理与A律13折线类似，也是把y轴均分8段，对应于y轴分界点 $i/8$ 处的x轴分界点的值根据式

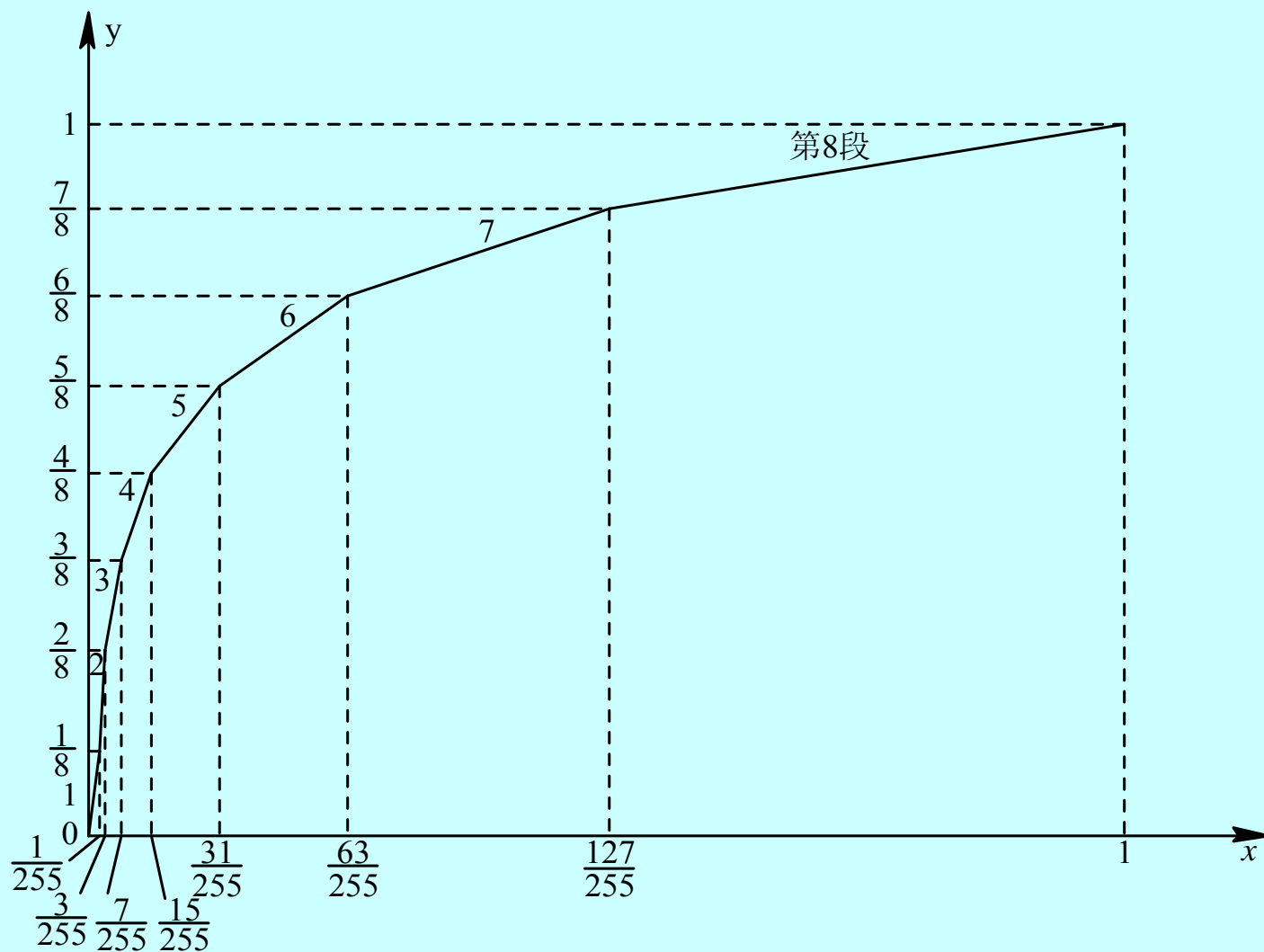
$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1$$

来计算，即

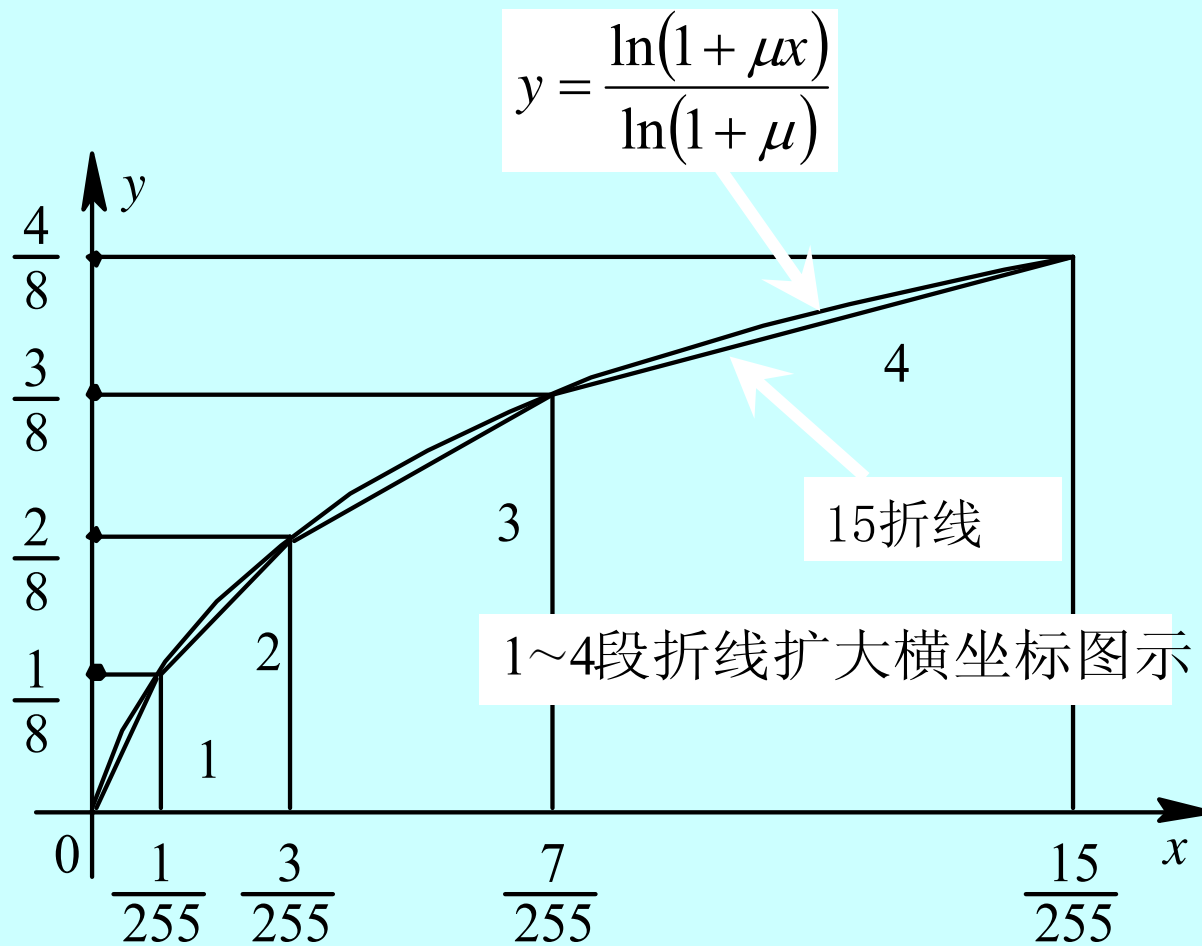
$$x = \frac{256^y - 1}{255} = \frac{256^{i/8} - 1}{255} = \frac{2^i - 1}{255}$$

μ 律15折线参数表

i	1	2	3	4	5	6	7	8	
y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
$x = \frac{2^i - 1}{255}$	0	$\frac{1}{255}$	$\frac{3}{255}$	$\frac{7}{255}$	$\frac{15}{255}$	$\frac{31}{255}$	$\frac{63}{255}$	$\frac{127}{255}$	1
段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜率 (255/8)	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{128}$	



μ 律15折线



μ 律15折线

§ 8.5 脉冲编码调制 (*PCM*)

Pulse Code Modulation

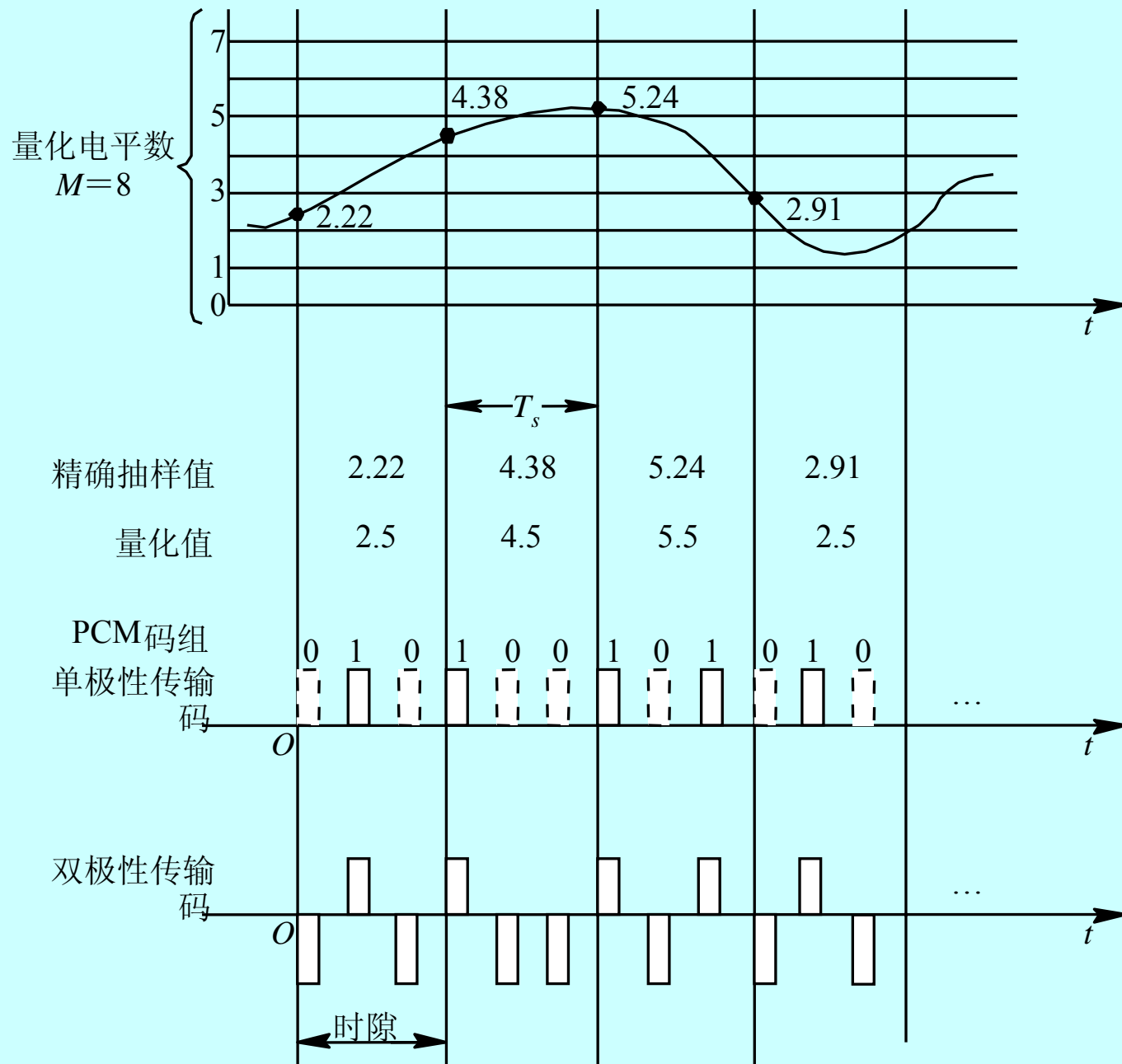
❖ **抽样**: 按抽样定理把时间上连续的模拟信号转换成时间上离散的抽样信号。即把**模拟信号时间上离散化**。<抽样PAM信号(模拟)>

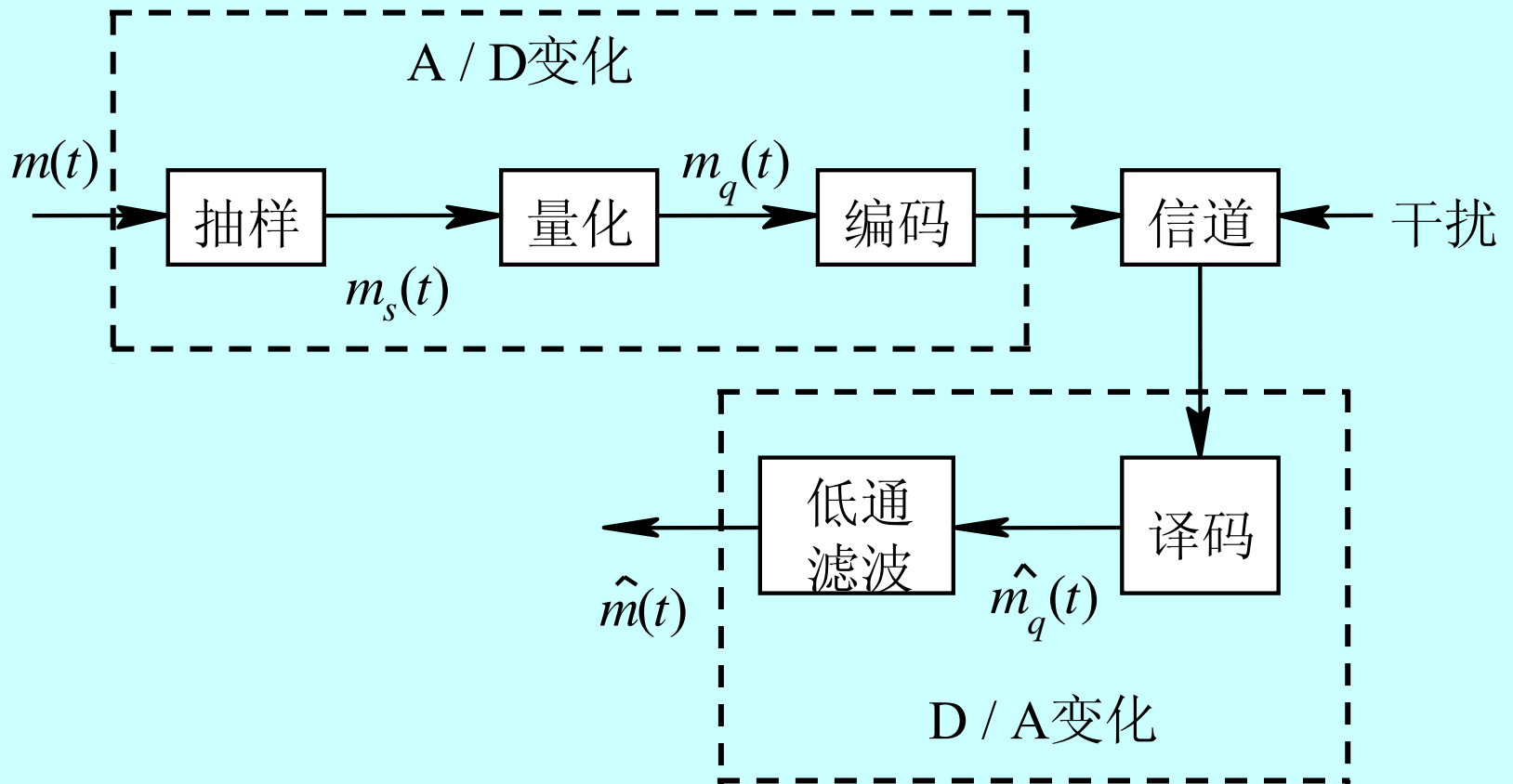
❖ **量化**: 把幅度上仍连续(无穷多个取值)的抽样信号进行**幅值上离散化**, 即指定M个规定的电平, 把抽样值用最接近的电平表示。

<量化PAM信号(数字)>

❖ **编码**: 是用二进制码组表示量化后的M个样值脉冲。多电平→二电平 <PCM信号(数字)>

PCM信号 形成示意图





PCM系统原理框图

一、编码原理

1、码字位数的选择

二进制码具有抗干扰能力强，易于产生等优点，因此 PCM中一般采用二进制码。

对于M个量化电平，可以用k位二进制码来表示， $M=2^k$ ($k=1, 2, \dots$)。

其中的每一个组合称为一个码字。

2、码型的选择

码型指的是代码的编码规律，其含义是把量化后的所有量化级，按其量化电平的大小次序排列起来，并列出各对应的码字，这种对应关系的整体就称为码型。

在PCM中常用的二进制码型有三种：

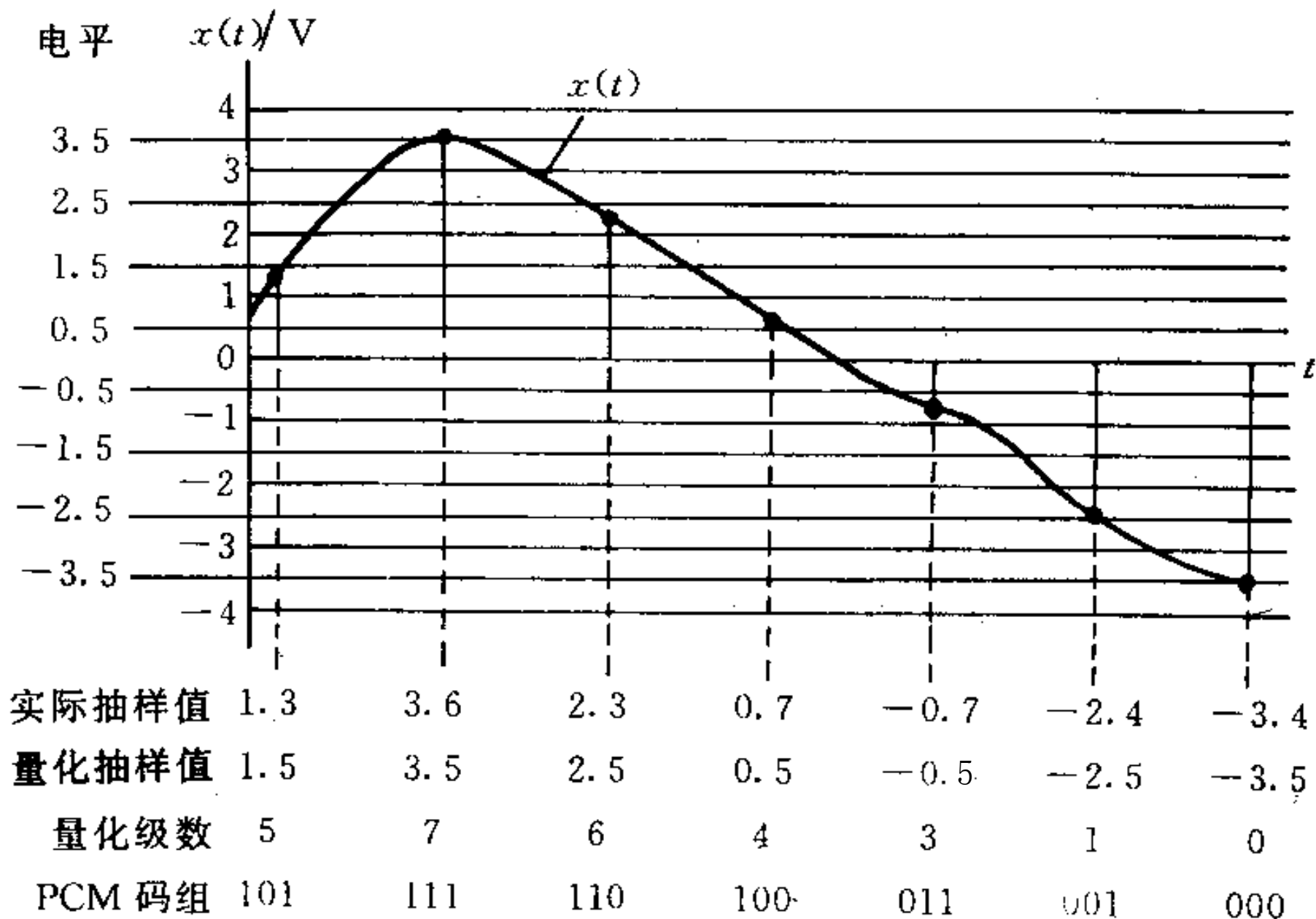
自然二进制码(*NBC — Natural Binary Code*)、
折叠二进制码(*FBC — Folded Binary Code*)和
格雷二进制码（反射二进制码）(*RBC — Grayor Reflected Binary Code*) 三种。

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

二、均匀量化编码

- ❖ 信号变化范围: $-A \leq m(t) \leq A$
- ❖ 量化级数: $M = 2^k$, ($k=1, 2, \dots$)
- ❖ 量化间隔 (量化台阶): $\Delta = 2A / M$
- ❖ 均匀量化编码按自然二进制方式。
- ❖ 如 $A=4V$, 取量化级数 $M = 2^3 = 8$,
量化间隔 $\Delta = 2A / M = 8 / 8 = 1V$ 。
量化电平为各量化区间的中心值。



PCM抽样、均匀量化、编码波形图

三、非均匀量化编码

❖ 在13折线A律压扩特性编码中，普遍采用8位二进制码，对应有 $M=2^8=256$ 个量化级，即正、负输入幅度范围内各有128个量化级。

❖ 这需要将13折线（正方向）中的归一化的压缩器输入电压 x 对分为8段后，每段再均匀量化为16份（16个量化级），要注意在每一段内，这些等份之间（即16个量化级之间）长度是相等的。但是，在不同的段内，这些量化级又是不相等的。因此，正输入的8个段落被划分成 $8 \times 16=128$ 个不均匀的量化级。

❖ 可见，用这种分段方法就可对输入信号形成一种不均匀量化分级。

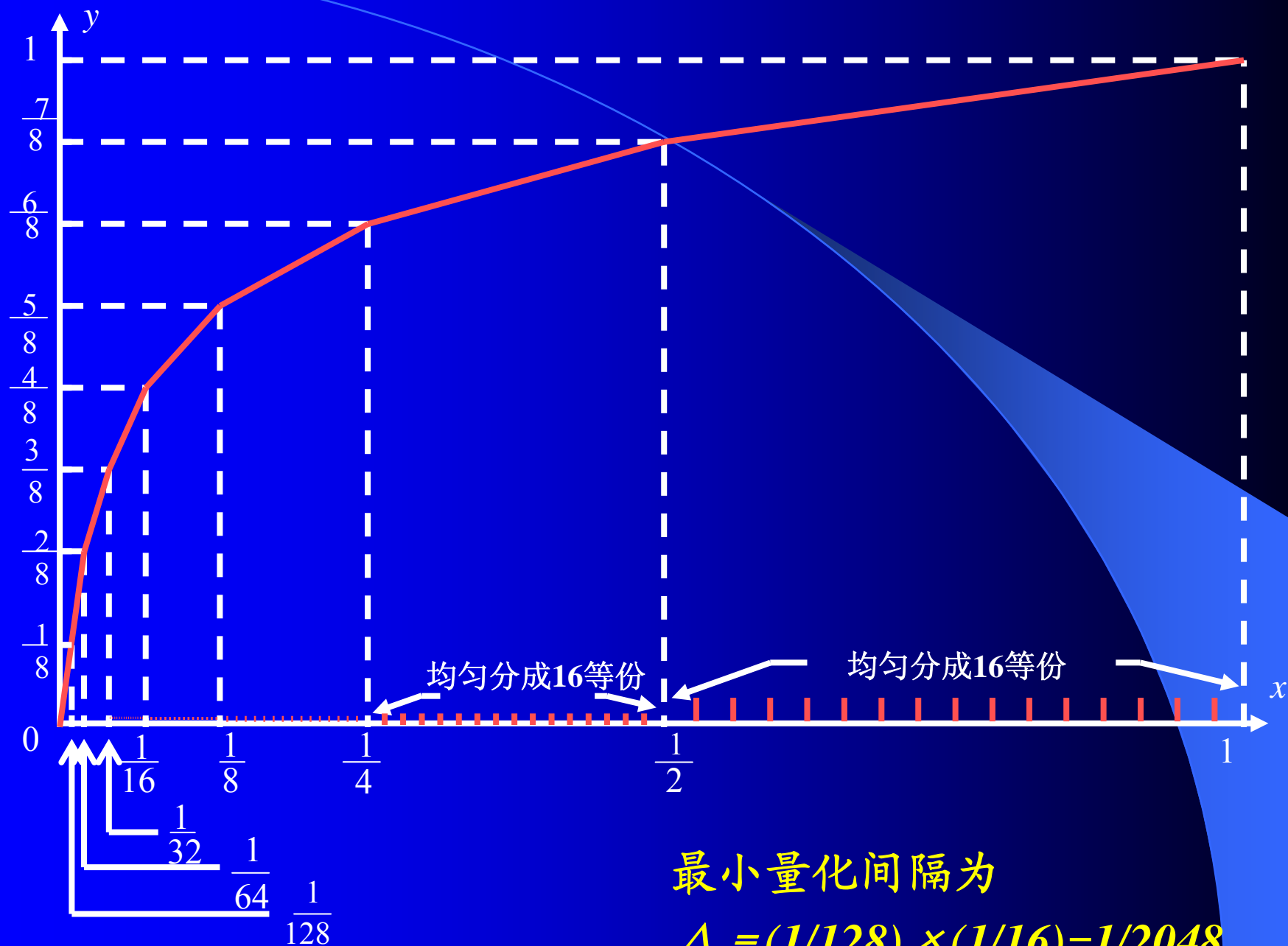
❖ 它对小信号分得细，最小量化级(第一、二段的量化级)为： $(1/128) \times (1/16) = 1/2048$

❖ 对大信号的量化级分得粗，最大量化级为：

$$(1/2) \times (1/16) = 1/32$$


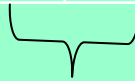
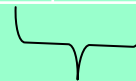
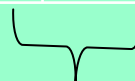
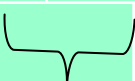


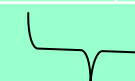
❖ 一般设最小量化级为一个量化单位，用 Δ 表示，

$\Delta = 1/2048$ 。可以计算出输入信号的取值范围0至1总共被划分为 2048Δ 。



最小量化间隔为

$$\Delta = (1/128) \times (1/16) = 1/2048$$

13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
用量化间隔 $\Delta = 1/2048$ 表示 (每段起始电平)	0	16Δ	32Δ	64Δ	128Δ	256Δ	512Δ	1024Δ	$2048\Delta = 1$
段落	 1	 2	 3	 4	 5	 6	 7	 8	
每段等分成16份， 每份长度	$\frac{1}{2048}$	$\frac{1}{2048}$	$\frac{1}{1024}$	$\frac{1}{512}$	$\frac{1}{256}$	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	
用 $\Delta = 1/2048$ 表示	Δ	Δ	2Δ	4Δ	8Δ	16Δ	32Δ	64Δ	

❖ 这8位二进制码的安排如下：

极性码

段落码

段内码

C_1

$C_2C_3C_4$

$C_5C_6C_7C_8$

❖ 其中第1位码 C_1 的数值表示信号的正、负极性，称为极性码。

$C_1 = \text{“1”}$ ，表示信号为正；

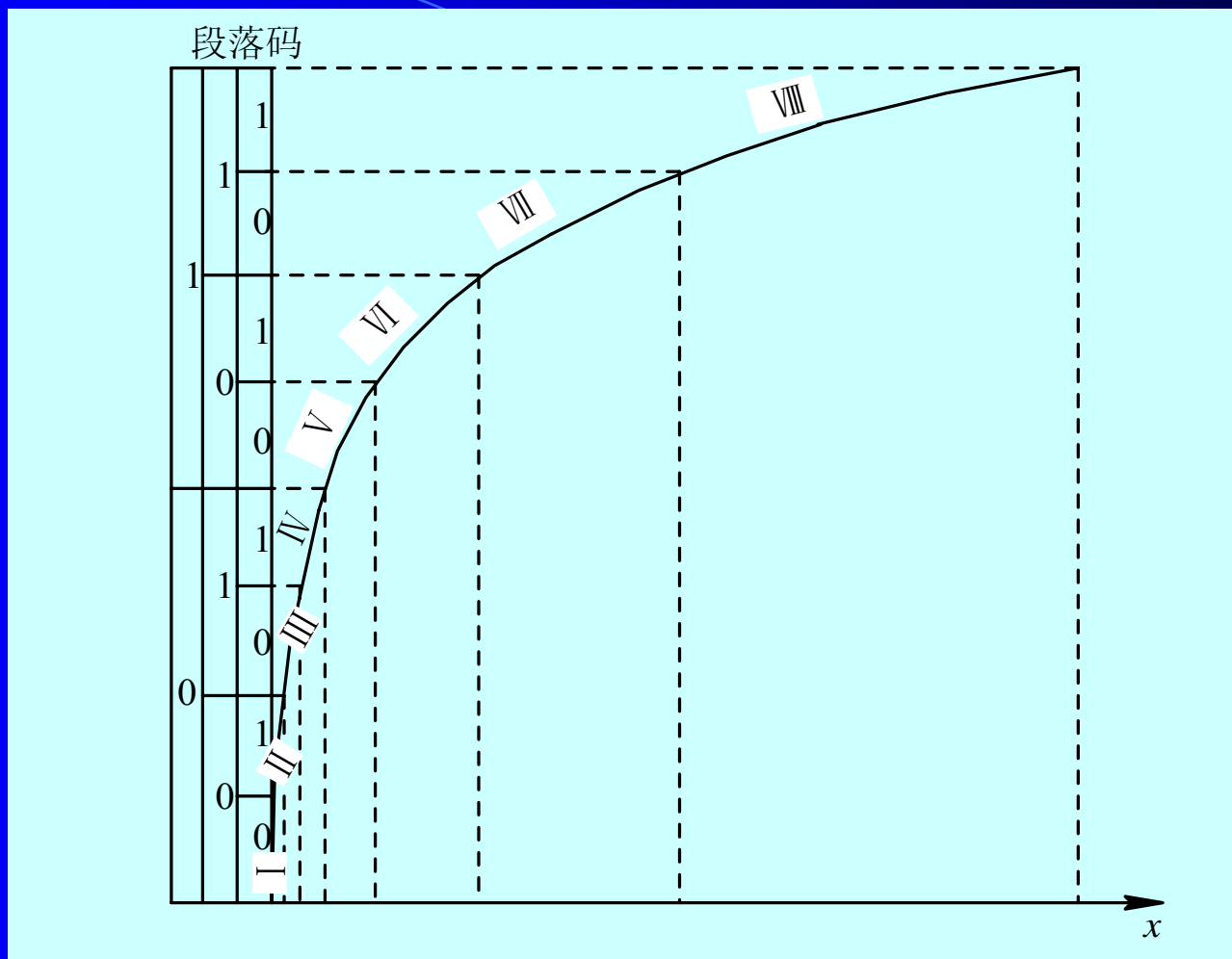
$C_1 = \text{“0”}$ ，表示信号为负。

❖第2至第4位码 $C_2C_3C_4$ 为段落码，表示信号绝对值处在哪个段落，3位码的8种可能状态分别代表8个段落的起点电平。

段落码

❖可见，第1至第4位码 $C_1C_2C_3C_4$ 为折叠码。

段落序号	段落码		
	C_2	C_3	C_4
8	1	1	1
7	1	1	0
6	1	0	1
5	1	0	0
4	0	1	1
3	0	1	0
2	0	0	1
1	0	0	0



段落码与各段的关系

❖ 第5至第8位码 $C_5C_6C_7C_8$ 为段内码，表示每一段落内的16个均匀划分的量化级。段内码与16个量化级之间的关系如表所示。

电平序号	段内码	电平序号	段内码
	$C_5C_6C_7C_8$		$C_5C_6C_7C_8$
15	1 1 1 1	7	0 1 1 1
14	1 1 1 0	6	0 1 1 0
13	1 1 0 1	5	0 1 1 0
12	1 1 0 0	4	0 1 0 1
11	1 0 1 1	3	0 0 1 1
10	1 0 1 0	2	0 0 1 0
9	1 0 0 1	1	0 0 0 1
8	1 0 0 0	0	0 0 0 0

可见，段内码为均匀量化编码（自然二进制码）。

总结

C_1 (极性码)

1代表正极性, 0代表负极性。

$C_2C_3C_4$ (段落码)

表示抽样值处于8个段落中
哪一个段落 (折线段)。

$C_5C_6C_7C_8$ (段内码)

表示抽样值处于段内16个量化
级中的哪一个量化级 (子区)。

需要记住的表

极性 码	段落 序号	段内量 化级差 (段内量化 间隔)	起始电平	段落码			段内码
				c ₂	c ₃	c ₄	
正为1 负为0	8	64 Δ	1024 Δ	1	1	1	段内码编 码方式同 均匀量化 编码表 (自然二 进码)
	7	32 Δ	512 Δ	1	1	0	
	6	16 Δ	256 Δ	1	0	1	
	5	8 Δ	128 Δ	1	0	0	
	4	4 Δ	64 Δ	0	1	1	
	3	2 Δ	32 Δ	0	1	0	
	2	Δ	16 Δ	0	0	1	
	1	Δ	0	0	0	0	

均匀量化与非均匀量化的对比

❖均匀量化:

每个量化间隔为 $\Delta = 1/2048$ ，共2048个均匀量化区间， $2^{11} = 2048$ ，需11位编码。

❖非均匀量化:

只有 $16(\text{个段内量化间隔/段落}) \times 8(\text{段落}) = 128$ 个量化间隔，只需7位编码。

❖可见，在保证小信号时的量化间隔相同的条件下，7位非线性编码与11位线性编码等效。由于非线性编码的码位数减少，因此设备简化，所需传输系统带宽减小。

【例1】设信号动态范围 $\pm A = \pm 2.048V$ ，若给定某抽样值 $x = 0.725V$ ，求采用13折线A律编码方式的编码和误差。

解：13折线A律编码方式采用8位码。

1、换算量化单位：

$$\text{最小量化间隔 } \Delta = A / 2048 = 1\text{mv}$$

$$\text{抽样值 } x = 0.725V = 725 \Delta$$

2、极性码： $C_1 = 1$ （因为 x 为正）

3、段落码:

查表知, $x = 725 \Delta > 512 \Delta$, 位于第7区段。

编码为 $C_2C_3C_4=110$

起始电平 512Δ

段内量化级差 32Δ

极性 码	段落 序号	段内量 化级差	起始电平	段落码		
				c_2	c_3	c_4
正为 1	8	64Δ	1024Δ	1	1	1
	7	32Δ	512Δ	1	1	0
	6	16Δ	256Δ	1	0	1
	5	8Δ	128Δ	1	0	0
	4	4Δ	64Δ	0	1	1
	3	2Δ	32Δ	0	1	0
	2	Δ	16Δ	0	0	1
负为 0	1	Δ	0	0	0	0

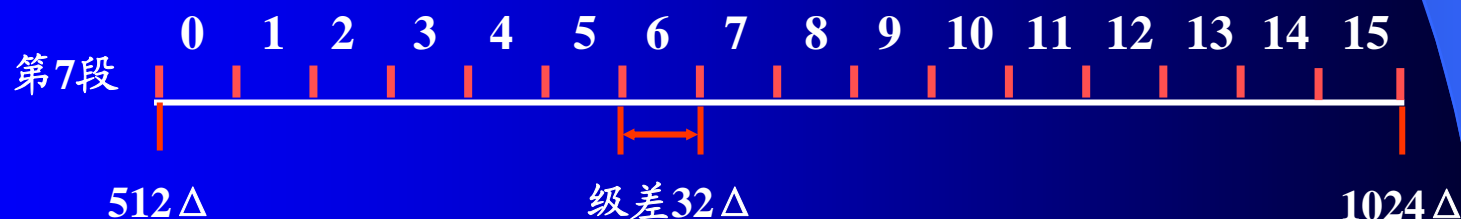
4、段内码:

段内电平 = x - 段落起始电平 = $725\Delta - 512\Delta = 213\Delta$ 。

段内电平/该段级差 = $213\Delta / 32\Delta = 6$ 余 21 。

或者 $725\Delta = 512\Delta + 32\Delta \times 6 + 21\Delta$

若用 0 ~ 15 表示 16 个子区序号，商就是所在子区号，有余数，表明已进入此一小区。故知 $C_5C_6C_7C_8 = 0110$ （表示样值位于第 6 子区内）。



5、编码为 $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8 = \underline{1} \underline{110} \underline{0110}$ 。

6、量化电平为 $512\Delta + 32\Delta \times 6 + 32\Delta / 2 = 720\Delta$

误差 $e_i = m_i - x = 720\Delta - 725\Delta = -5\Delta$

或 $e_i = \text{段内级差的一半} - \text{段内电平余数}$

$$= 32\Delta / 2 - 21\Delta = -5\Delta = -5\text{mv}$$

7、对应于该7位码（不包括极性码）的均匀量化11位码为 1011010000（720的二进制表示）

【例2】接收端收到PCM码组“01011001”，采用13折线A律编译码电路，最小量化单位为1个单位，求译码器输出为多少个单位？误差是多少？

解： 0 $C_1 = 0$ 表示量化电平为负

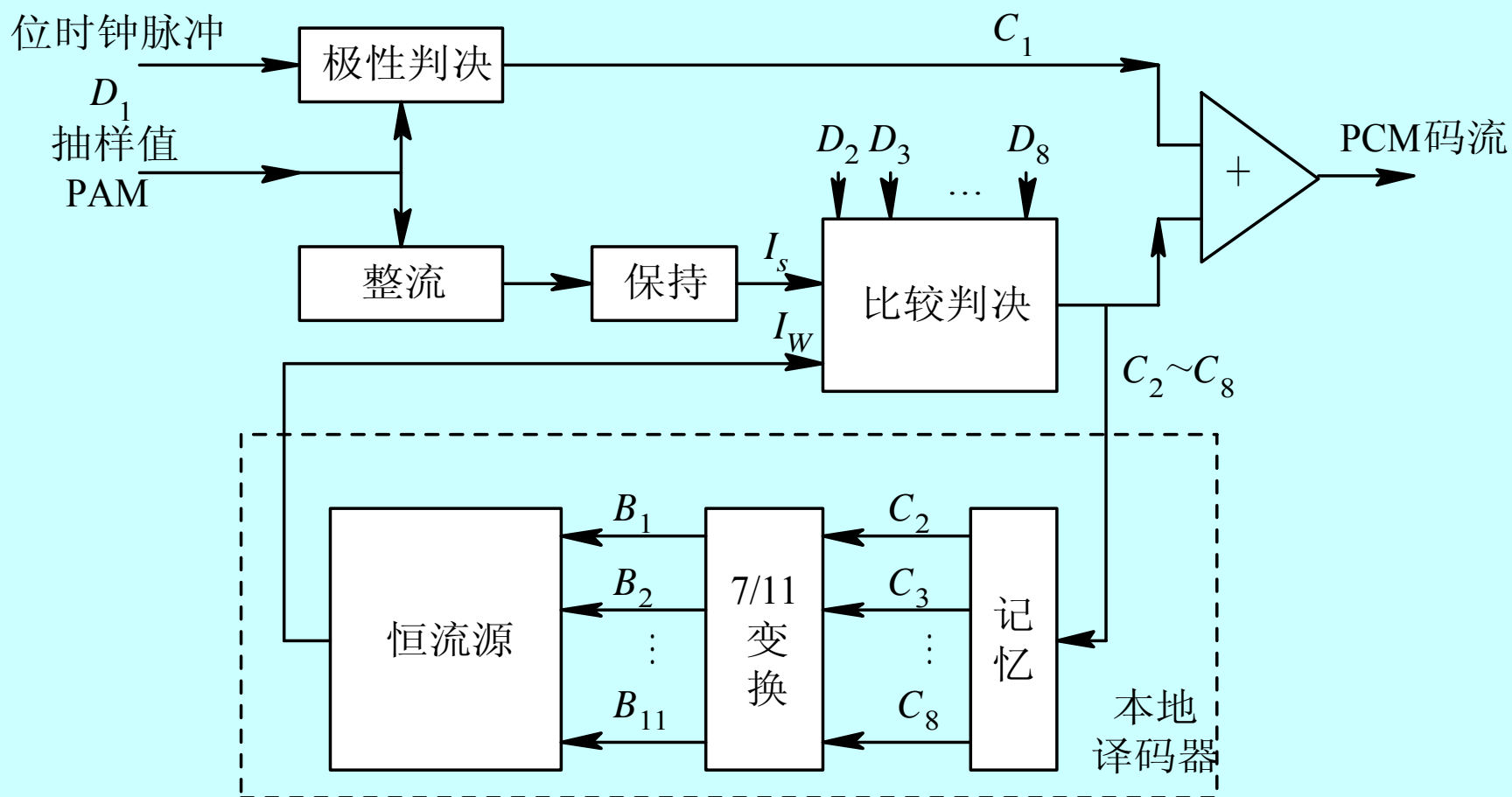
101 $C_2C_3C_4 = 101$ 表示量化电平位于第6段落，
第6段落起始电平 256Δ ，段内量化级差 16Δ 。

1001 $C_5C_6C_7C_8 = 1001$ 表示量化电平位于第6段落
中第9子区。

量化电平为 $256\Delta + 9 \times 16\Delta + 16\Delta/2 = 408\Delta$

误差最大为段内量化级差的一半 $16\Delta/2 = 8\Delta$

逐次比较型编码器原理



❖ 实现A律13折线压扩特性的逐次比较型编码器的原理框图如图所示，它由整流器、极性判决、保持电路、比较器及本地译码电路等组成。

❖ 极性判决电路用来确定信号的极性。输入PAM信号是双极性信号，其样值为正时，在位脉冲到来时刻出“1”码；样值为负时，出“0”码；同时将该信号经过全波整流变为单极性信号。

❖ **保持电路**的作用是在整个比较过程中保持输入信号的幅度不变。由于逐次比较型编码器编7位码(极性码除外)需要在一个抽样周期 T_s 以内完成 I_s 与 I_w 的7次比较，在整个比较过程中都应保持输入信号的幅度不变，因此要求将样值脉冲展宽并保持。这在实际中要用**平顶抽样**，通常由抽样保持电路实现。

❖ **比较器**是编码器的核心。它的作用是通过比较样值电流 I_s 和标准电流 I_w ，从而对输入信号抽样值实现非线性量化和编码。每比较一次输出一位二进制代码，且当 $I_s > I_w$ 时，出“1”码，反之出“0”码。由于在13折线法中用7位二进制代码来代表段落和段内码，所以对于一个输入信号的抽样值需要进行**7次比较**。每次所需的标准电流 I_w 均由本地译码电路提供。

❖ 本地译码电路包括记忆电路、7 / 11变换电路和恒流源。

❖ 记忆电路用来寄存二进制代码，因除第一次比较外，其余各次比较都要依据前几次比较的结果来确定标准电流 I_w 值。因此，7位码组中的前6位状态均应由记忆电路寄存下来。

❖ 7 / 11变换电路就是前面非均匀量化中谈到的数字压缩器。由于按A律13折线只编7位码，加至记忆电路的码也只有7位，而线性解码电路（恒流源）需要11个基本的权值电流支路，这就要求有11个控制脉冲对其控制。因此，需通过7 / 11逻辑变换电路将7位非线性码转换成11位线性码，其实质就是完成非线性和线性之间的变换。

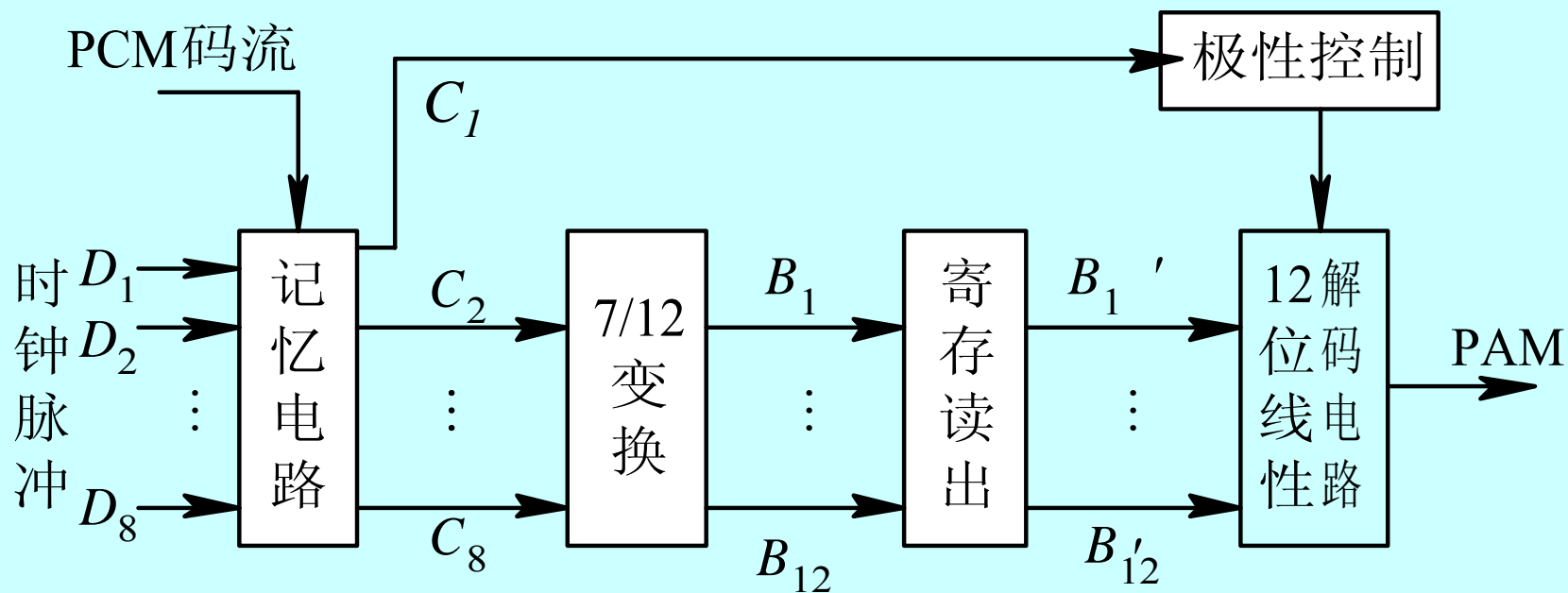
❖ 恒流源也称11位线性解码电路或电阻网络，它用来产生各种标准电流 I_w 。在恒流源中有数个基本的权值电流支路，其个数与量化级数有关。按A律13折线编出的7位码，需要11个基本的权值电流支路，每个支路都有一个控制开关。每次应该哪个开关接通形成比较用的标准电流 I_w ，由前面的比较结果经变换后得到的控制信号来控制。

❖ 附带指出，原理上讲模拟信号数字化的过程是抽样、量化以后才进行编码。但实际上量化是在编码过程中完成的，也就是说，编码器本身包含了量化和编码的两个功能。

❖ 见书中P₂₄₁例8.4.1来说明编码过程。

译码器原理

译码的作用是把接收端收到的PCM信号还原成相应的PAM信号，即实现数/模变换(D/A变换)。



❖ **A律13折线译码器**原理框图如图所示，它与逐次比较型编码器中的本地译码器基本相同，所不同的是增加了极性控制部分和带有寄存读出的7/12位码变换电路。

❖ **串/并变换记忆电路**的作用是将加进的串行PCM码变为并行码，并记忆下来，与编码器中译码电路的记忆作用基本相同。

❖ **极性控制部分**的作用是根据收到的极性码 C_1 是“1”还是“0”来控制译码后PAM信号的极性，恢复原信号极性。

❖ **7/12变换电路**的作用是将7位非线性码转变为12位线性码。在编码器的本地译码器中采用7/11位码变换，使得量化误差有可能大于本段落量化间隔的一半。译码器中采用7/12变换电路，是为了增加一个 $\Delta i/2$ 恒流电流，人为地补上半个量化级，使最大量化误差不超过 $\Delta i/2$ ，从而改善量化信噪比。两种码之间转换原则是两个码组在各自的意义上所代表的权值必须相等。

❖ **寄存读出电路**是将输入的串行码在存储器中寄存起来，待全部接收后再一起读出，送入解码网络。

❖ **12位线性解码电路**主要是由恒流源和电阻网络组成，与编码器中解码网络类同。它是在寄存读出电路的控制下，输出相应的PAM信号。

8-10

采用A律13折线8比特编码器，设最小量化间隔为 Δ ，已知编码器输出码组为：01100011，求发送端本地译码器和接收端译码器输出的样值大小各是多少？

四、PCM信号的码元速率和带宽

❖ 由于PCM要用 k 位二进制代码表示一个抽样值，即一个抽样周期 T_s 内要编 k 位码，因此每个码元宽度为 T_s / k 。

❖ 码位越多，码元宽度越小，占用带宽越大。

❖ 显然，传输PCM信号所需要的带宽要比模拟基带信号 $m(t)$ 的带宽大得多。

1、码元速率:

❖ 设 $x(t)$ 为低通信号, 最高频率为 f_H , 抽样速率 (每秒的抽样值个数) $f_s \geq 2f_H$, 如果量化电平数为 M , 采用二进制代码, 每个量化电平需要的代码数为 $k = \log_2 M$, 因此码元速率为 $k f_s$ 。

❖ 以常用的 $k=8$, $f_s=8kHz$ 为例, 实际应用的码元速率 $R_B = k \cdot f_s = 64 \text{ kB}$, 信息速率为 $R_b = 64 \text{ kb/s}$ 。

2、传输PCM信号所需的最小带宽:

❖ 抽样速率的最小值 $f_s=2f_H$ ，这时码元传输速率为 $R_B=k f_s=2k f_H$ ，按照第5章数字基带传输系统中分析的结论，在无码间串扰和采用理想低通传输特性的情况下，所需最小传输带宽（Nyquist 带宽）为

$$B_{PCM}=R_B/2=k f_s/2=k f_H。$$

❖ 采用升余弦传输特性的情况下，所需最小传输带宽为

$$B_{PCM}=R_B=k f_s=2k f_H$$

❖ 以常用的 $k=8$ ， $f_s=8kHz$ 为例，实际应用的带宽 $B=k \cdot f_s=64 kHz$ ，显然比直接传输语音信号 $m(t)$ 的带宽（ $4kHz$ ）要大得多。

【例3】 单路话音信号的带宽为4kHz，对其进行PCM传输，求：

(1)最低抽样频率；

(2)抽样后按8级量化，求PCM系统的信息传输速率；

(3)若抽样后按128级量化，PCM系统的信息传输速率又为多少？

解：(1) 由于 $f_H=4kHz$ ，根据低通抽样定理，可知最低抽样频率 $f_s=2f_H=8kHz$ 。也就是说，对一个抽样值编码后的码元所占时间为 $T_s=1/f_s$ 。

(2) 对抽样值进行8级量化意味着要用3位二进制码组。因为是单路信号，每秒有8000个抽样值，一个抽样值用3个码元，所以码元传输速率（波特率）为 $R_B = 3 \times 8000 = 24000$ (Baud)

因为是二进制码元，波特率与比特率相等，所以信息传输速率（比特率）为 $R_b = 24kb/s$ 。

(3) 因为128级量化需用7位二进制码进行编码，所以，比特率为 $R_b = 7 \times 8000 = 56kb/s$ 。

五、PCM系统的抗噪性能

❖ 低通滤波后得到的模拟信号: $\hat{x}(t) = x(t) + n(t)$

❖ PCM系统的噪声来源有两个（认为二者相互独立）：

(1)是量化误差带来的量化噪声 N_q ；

(2)是任何信道都存在的加性噪声，它可以引起误码，称为误码噪声 N_e 。

$$n(t) = n_q(t) + n_e(t)$$

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

在均匀量化情况下，信号 $x(t)$ 的概率密度函数在 $(-A, +A)$ 区域内均匀分布时，其量化信噪比为：

$$S_0 / N_q = M^2 = 2^{2k}$$

注意：

第一，当采用非均匀量化的非线性编码时，在**码位数相同、信号较小的条件下**，非线性编码的量化信噪功率比要比线性编码的**高**。

第二，实际信号的 $f_x(x)$ 不是常数，此时的计算要复杂得多。

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：对于折叠二进制码， $x(t)$ 可正可负的情况为例，总的信噪比可以写为：

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{1}{\frac{1}{S_0/N_q} + \frac{1}{S_0/N_e}} = \frac{1}{(2^{-2k}) + 5P_e}$$

❖ 当 $P_e=10^{-5} \sim 10^{-6}$ 时的误码信噪比大体上与 $k=7\sim 8$ 位代码时的量化信噪功率比差不多。

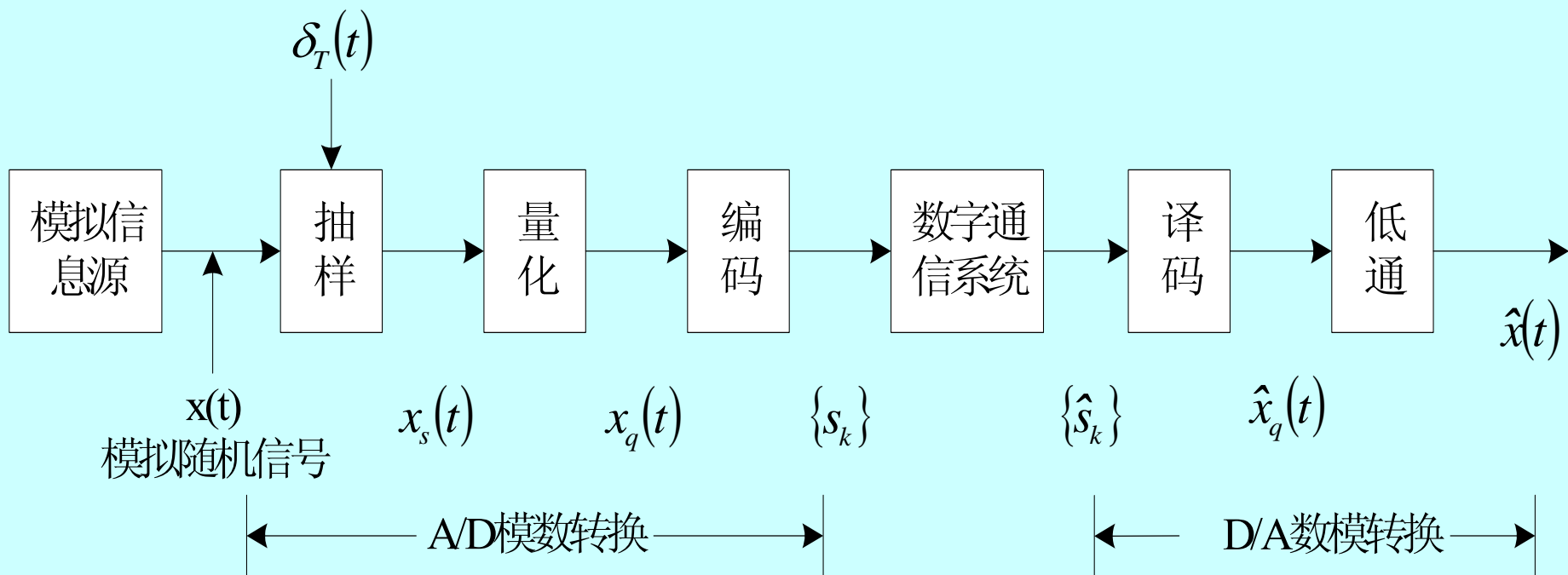
❖ 对于A律13折线的情况，

当大信噪比时， $P_e < 10^{-5}$ ，忽略由误码引起的噪声；

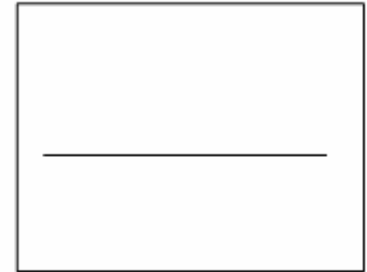
当小信噪比时， $P_e > 10^{-5}$ ，误码噪声将变成主要的噪声。

小结

脉冲编码调制：模拟信号数字化

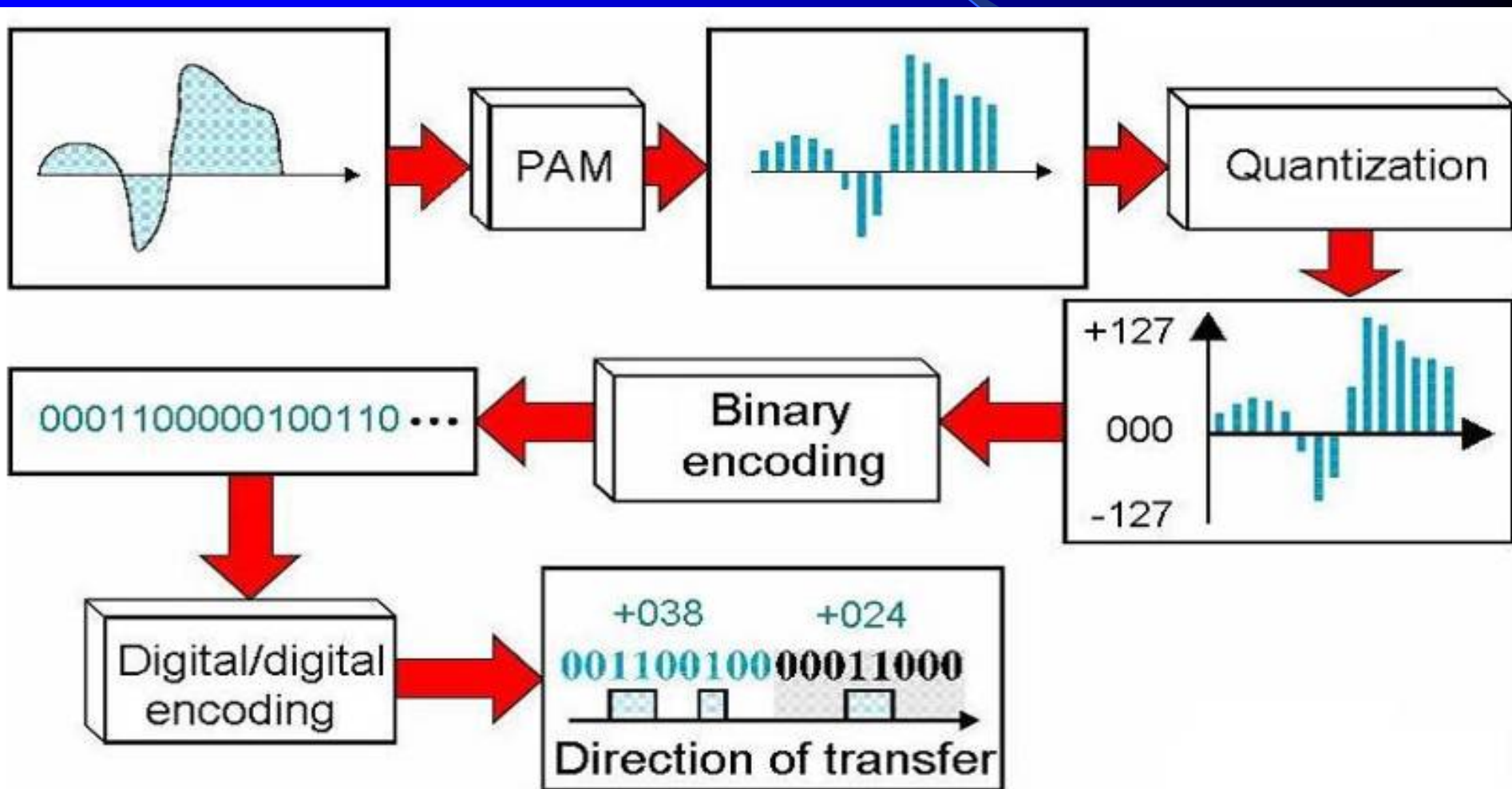


PCM: From analog to digital signal



从模拟信号到PCM

脉幅调制(PAM) → 量化 → 二进制编码 → “数字-数字”编码



§ 8.6 差分脉冲编码调制DPCM和增量调制 ΔM

一、差分脉冲编码调制DPCM

(Differential Pulse-Code Modulation)

❖ 64kb/s的A律或 μ 律的对数压扩PCM编码已经在大容量的光纤通信系统和数字微波系统中得到了广泛的应用。但PCM信号占用频带要比模拟通信系统中的一个标准话路带宽(4kHz)宽很多倍。这样,对于大容量的长途传输系统,尤其是卫星通信,采用PCM的经济性能很难与模拟通信相比。

❖ 以较低的速率获得高质量编码,一直是语音编码追求的目标。通常,人们把话路速率低于64kb/s的语音编码方法,称为语音压缩编码技术。

❖ 在PCM中，每个波形样值都独立编码，与其他样值无关，这样，样值的整个幅值编码需要较多位数，比特率较高，造成数字化的信号带宽大大增加。

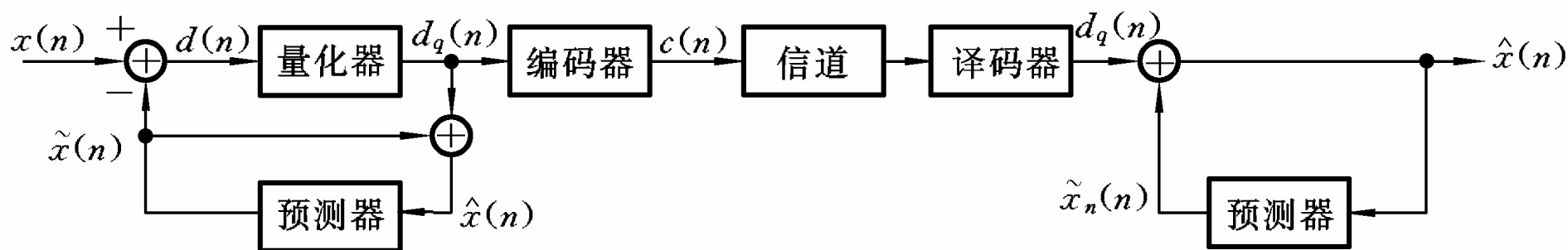
❖ 然而，大多数以奈奎斯特或更高速率抽样的信源信号在相邻抽样值间表现出很强的相关性，有很大的冗余度。

❖ 利用信源的这种相关性，一种比较简单的解决方法是**对相邻样值的差值而不是样值本身进行编码**。由于相邻样值的差值比样值本身小，可以用较少的比特数表示差值。这样，用样值之间差值的编码来代替样值本身的编码，可以在量化台阶不变的情况下（即量化噪声不变），编码位数显著减少，信号带宽大大压缩。这种**利用差值的PCM编码称为差分PCM（DPCM）**。

❖ 如果将样值之差仍用 k 位编码传送，则DPCM的量化信噪比显然优于PCM系统。

❖ 实现差分编码的一个好办法是根据前面的 k 个样值预测当前时刻的样值。编码信号只是当前样值与预测值之间的差值的量化编码。

❖ DPCM系统的框图如下所示。图中， $x(n)$ 为抽样信号， $\tilde{x}(n)$ 为预测信号， $d(n)$ 为预测误差， $d_q(n)$ 为预测误差的量化值， $c(n)$ 是DPCM信号， $\hat{x}(n)$ 为重建信号。



❖ $x(n)$ 表示当前的信号样值，预测器的输入代表重建语音信号。预测器的输出为

$$\tilde{x}_n = \sum_{i=1}^K a_i \hat{x}_{n-i}。$$

❖ 预测误差 $d(n) = x(n) - \tilde{x}(n)$ 作为量化器输入， $d_q(n)$ 代表量化器输出，量化后的每个预测误差 $d_q(n)$ 被编码成二进制数字序列，通过信道传送到目的地。该误差 $d_q(n)$ 同时被加到本地预测值而得到重建信号。

ADPCM

(Adaptive Differential Pulse-Code Modulation)

值得注意的是，DPCM系统性能的改善是以最佳的预测和量化为前提的。但对语音信号进行预测和量化是复杂的技术问题，这是因为语音信号在较大的动态范围内变化。为了能在相当宽的变化范围内获得最佳的性能，只有在DPCM基础上引入自适应系统。有自适应系统的DPCM称为自适应差分脉冲编码调制，简称ADPCM。

❖ ADPCM是在差分脉冲编码调制（DPCM）的基础上发展起来的。

❖ ADPCM的主要特点是用自适应量化取代固定量化，用自适应预测取代固定预测。

❖ 自适应量化指量化台阶随信号的变化而变化，使量化误差减小；

❖ 自适应预测指预测器系数 $\{a_i\}$ 可以随信号的统计特性而自适应调整，提高了预测信号的精度，从而得到高预测增益。

❖ 通过这两点改进，可大大提高输出信噪比和编码动态范围。

❖ 如果DPCM的预测增益为6~11dB，自适应预测可使信噪比改善4dB；自适应量化可使信噪比改善4~7dB，则ADPCM比PCM可改善16~21dB，相当于编码位数可以减小3位到4位。

❖ 因此，在维持相同的语音质量下，ADPCM允许用32 kb/s比特率编码，这是标准64kb/s PCM的一半。

❖ 因此，在长途传输系统中，ADPCM有着远大的前景。相应地，CCITT也形成了关于ADPCM系统的规范建议G.721、G.726等。

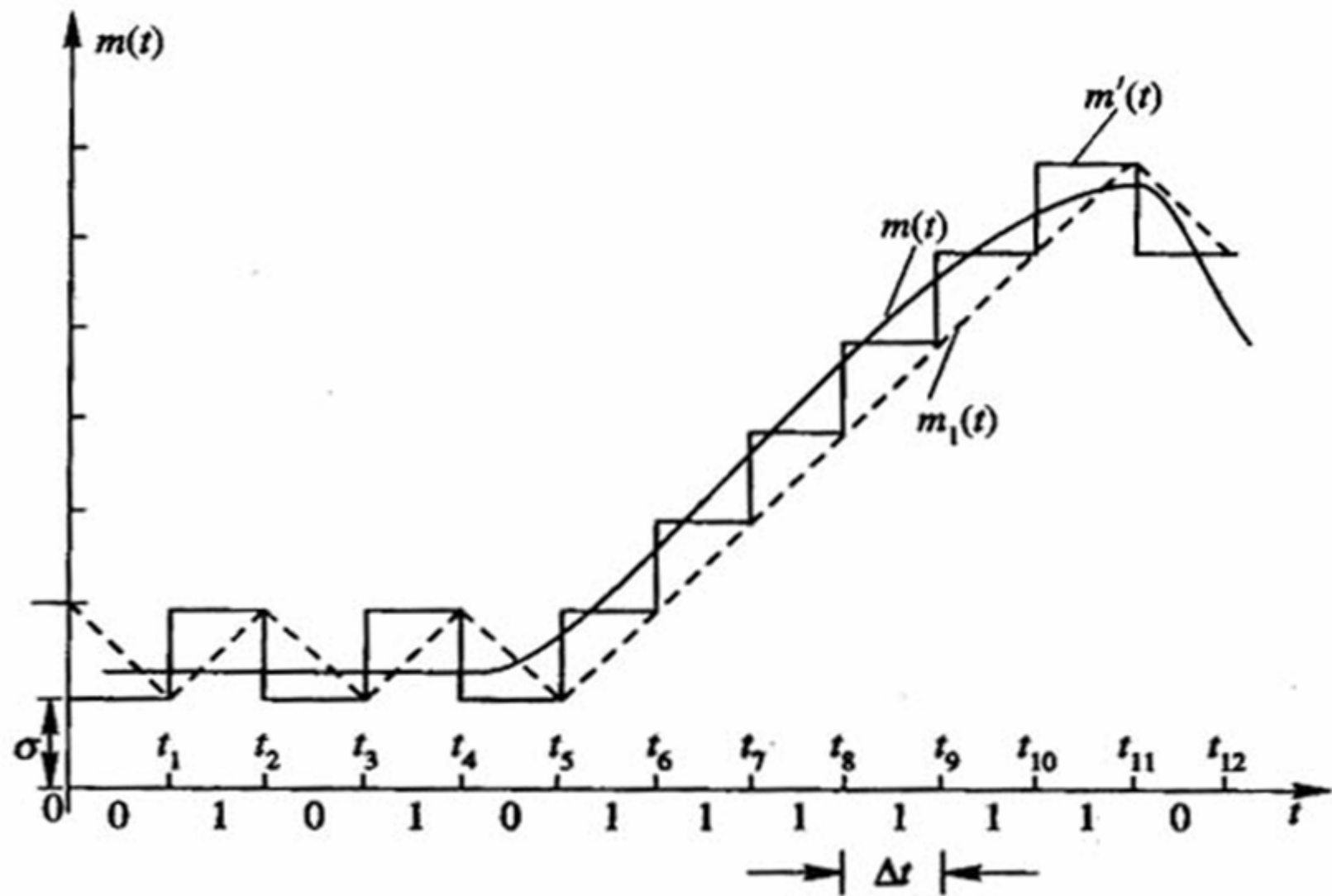
二、增量调制 (ΔM 或DM)

1、编码的基本思想

❖ 克服PCM编码中相邻样值中重复信息较多的另一方案，是只对样值的变化进行编码：增大就编为1，减小就编为0，只用一位编码即可。

❖ ΔM 是用一位码反映信号的增量是正还是负。

❖ 当然，为了及时地反映出信号的变化，抽样频率就应当比PCM快得多，它不再服从奈奎斯特抽样率的公式，因为它已不再基于原来的抽样与恢复原理。



增量编码波形示意图
(用阶梯波或锯齿波逼近模拟信号)

❖ 量化公式为

$$m'((k+1)T_s) = \begin{cases} m'(kT_s) + \sigma, & \text{当 } m(kT_s) > m'(kT_s), \text{ 编码为 “1”} \\ m'(kT_s) - \sigma, & \text{当 } m(kT_s) < m'(kT_s), \text{ 编码为 “0”} \end{cases}$$

式中 $m'(t)$ 为阶梯波, $m(t)$ 为信号波。

❖ 即增高一个台阶就编为“1”,

凡降低一个台阶就编为“0”。

2、译码的基本思想

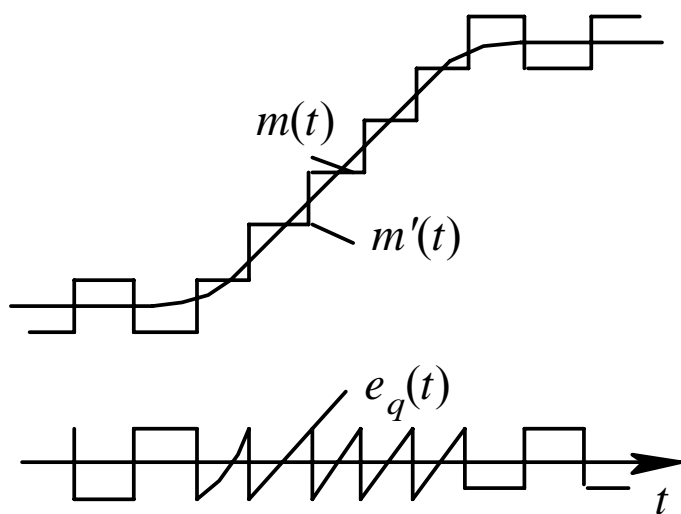
收到“1”码上升一个量化阶(跳变), 收到“0”码下降一个量化阶(跳变), 这样就可以把二进制代码经过译码变成阶梯波。

经过积分电路和低通滤波器就可恢复十分接近原始模拟信号的连续波形。

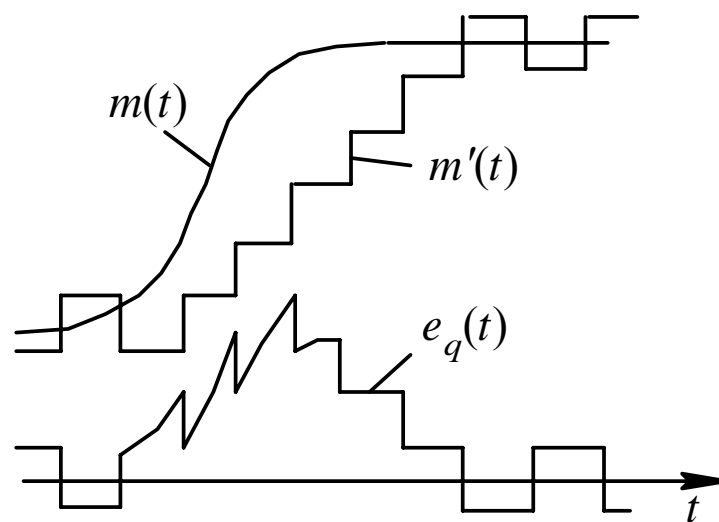
3、 增量调制的过载特性与编码的动态范围

(1) 增量调制系统的量化误差

增量调制系统中量化噪声有两种形式，**一般量化噪声和过载量化噪声。**



(a)



(b)

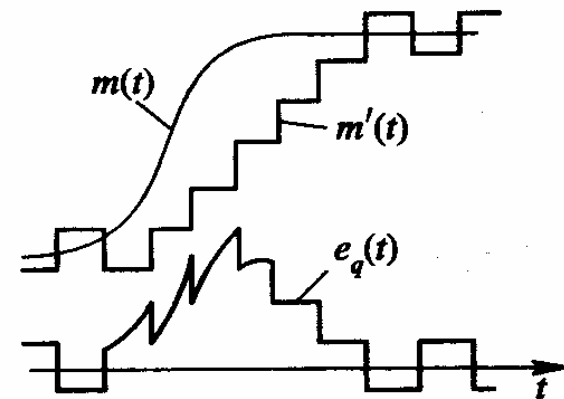
❖ 一般量化误差：这时 $m'(t)$ 与 $m(t)$ 之间存在一定的误差 $e_q(t)$ ，它局限在 $[-\sigma, \sigma]$ 区间内变化。

❖ 过载量化噪声：发生在模拟信号 $m(t)$ 斜率陡变时，由于量化台阶是固定的，而且每秒内台阶数也是确定的，因此，阶梯电压波形 $m'(t)$ 就有可能跟不上信号 $m(t)$ 的变化，这时， $m'(t)$ 与 $m(t)$ 之间的误差明显增大，引起译码后信号的严重失真，这种现象叫过载现象，也称过载噪声。这是在正常工作时必须而且可以避免的噪声。

❖ 译码器的最大跟踪斜率

(即阶梯波斜率):

$$K = \frac{\sigma}{T_s} = \sigma \cdot f_s$$

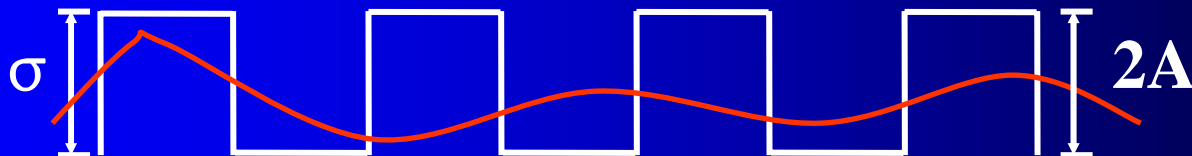


当信号实际斜率超过这个最大跟踪斜率时，则将造成过载噪声。

❖ 为防止过载噪声有如下要求:

$$K = \frac{\sigma}{T_s} = \sigma \cdot f_s \geq \left| \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max}$$

❖ 为防止对变化幅度不大的小信号无法编码，要求信号峰-峰值 $2A \geq \sigma$ 。

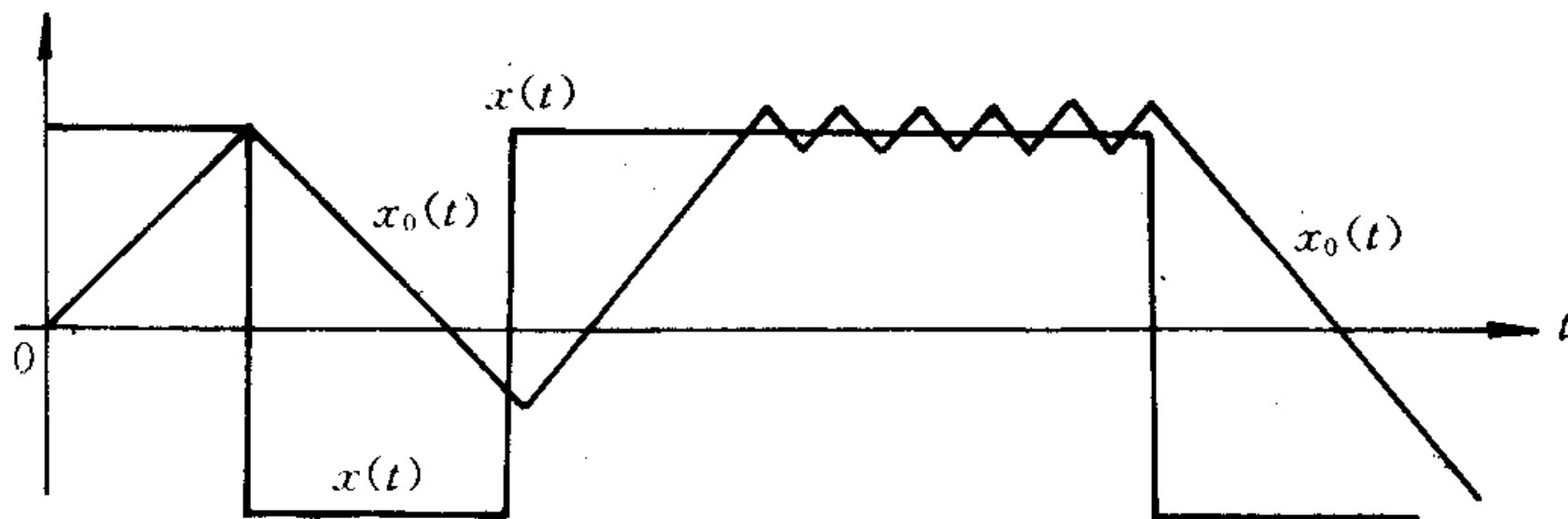


改进型增量调制

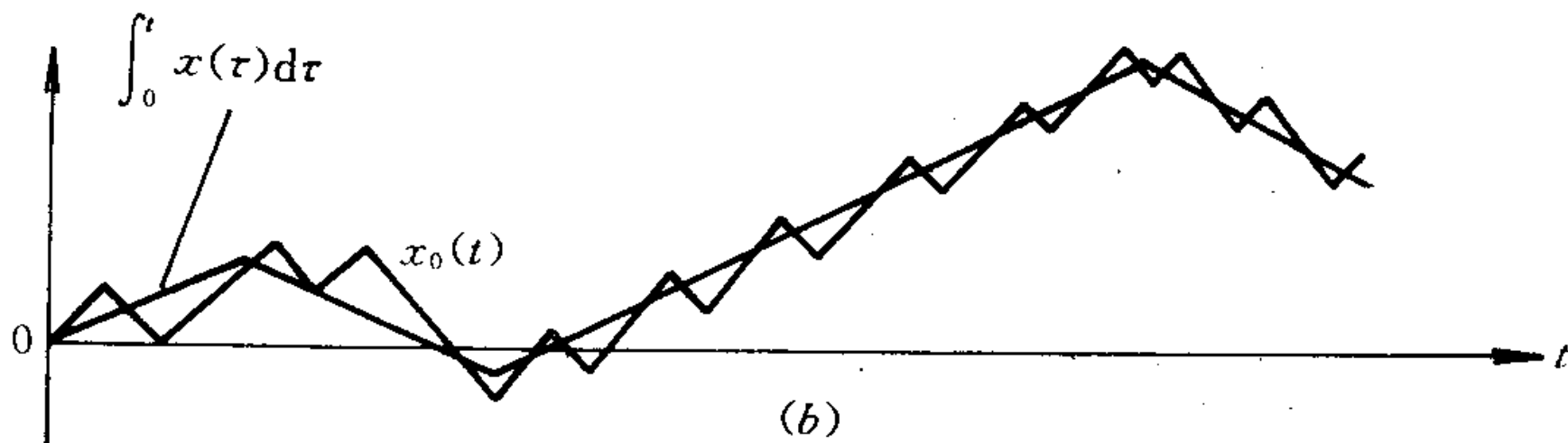
——总和增量调制

对于简单增量调制系统，当采样频率和量化阶确定以后，经加重处理后的语音信号很容易产生过载现象。

总和增量调制的编码方法是首先对 $x(t)$ 信号进行积分，然后再进行简单增量调制。



(a)



(b)

§ 8.7 时分复用和多路数字电话系统

❖ 多路复用通信方式:

把多路信号复合在一个信道上一一起传输的技术。

在发端将各个信号进行复接;

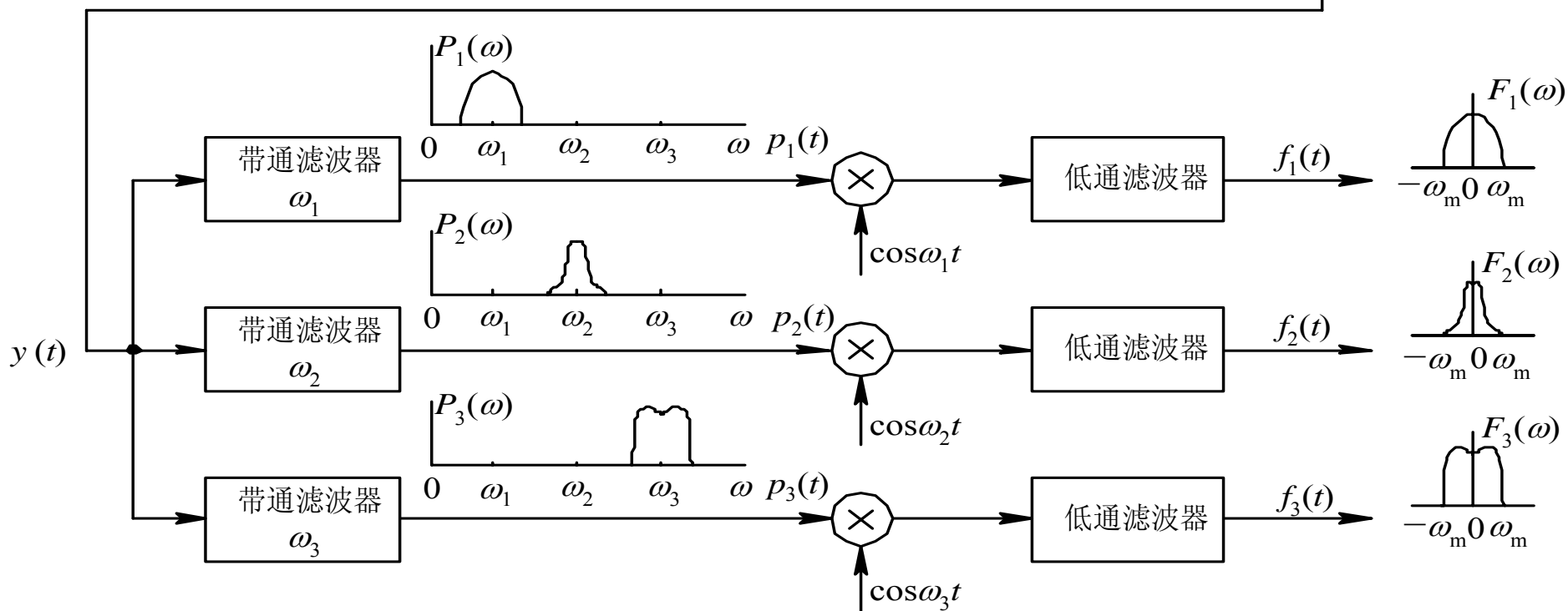
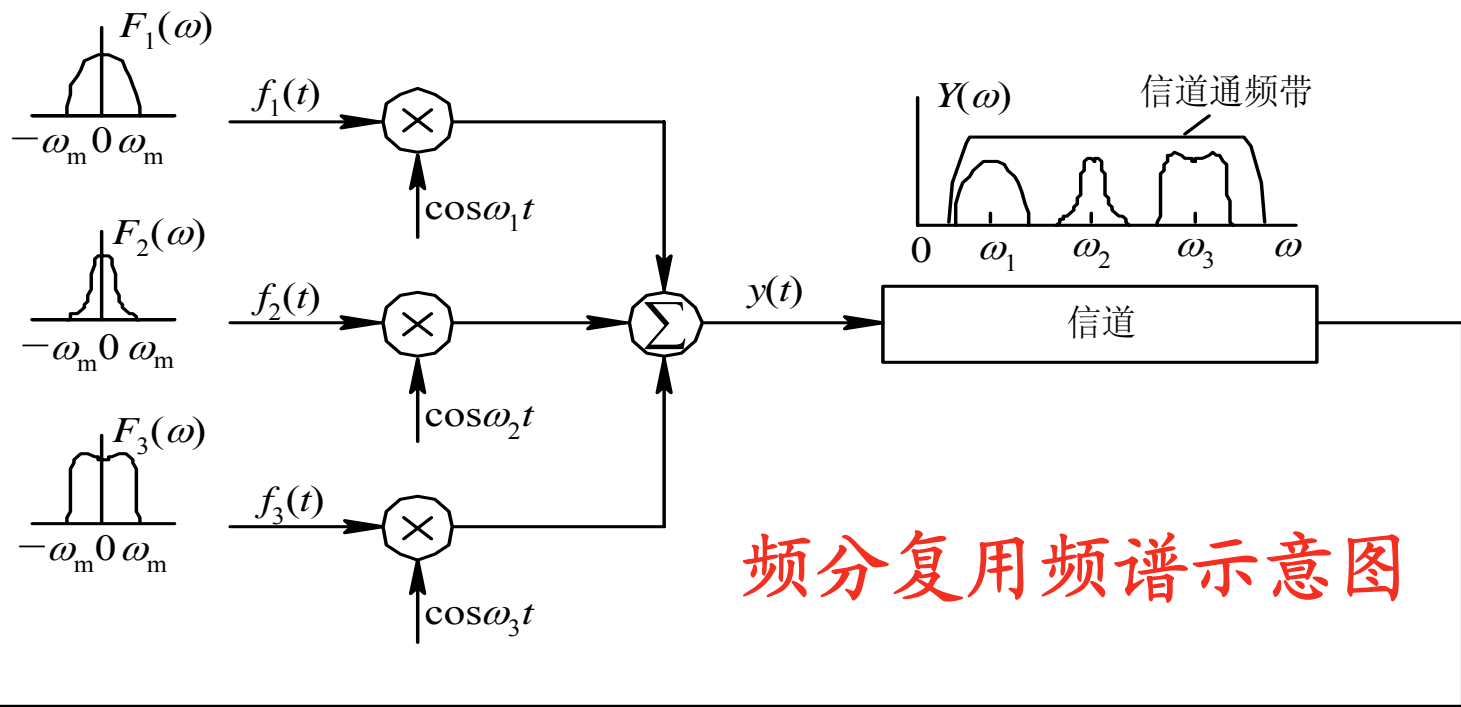
在收端将各个信号进行分接。

❖ 复用技术有多种工作方式, 例如

频分复用 (*FDM: Frequency Division Multiplexing*) 、

时分复用 (*TDM: Time Division Multiplexing*) 、

码分复用 (*CDM: Code Division Multiplexing*) 等。



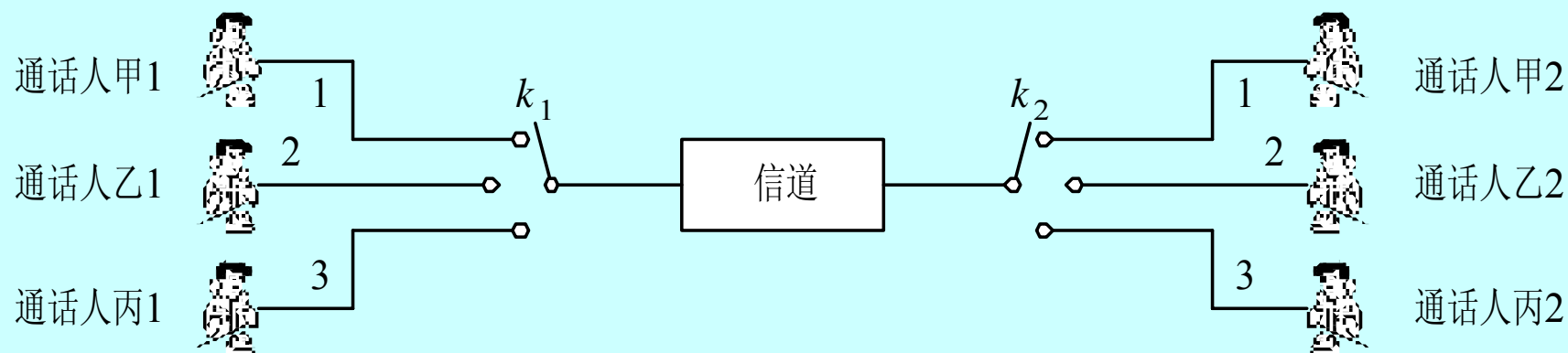
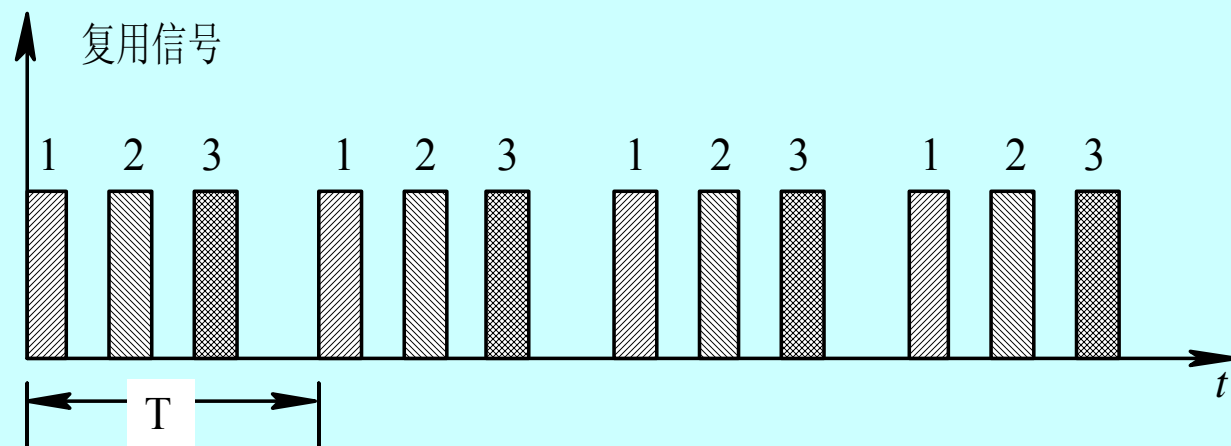
一、时分复用原理

时分复用基本原理是：

将传输时间分割为若干个互不重叠的时隙，各个信号按照一定的顺序占用各自的时隙。

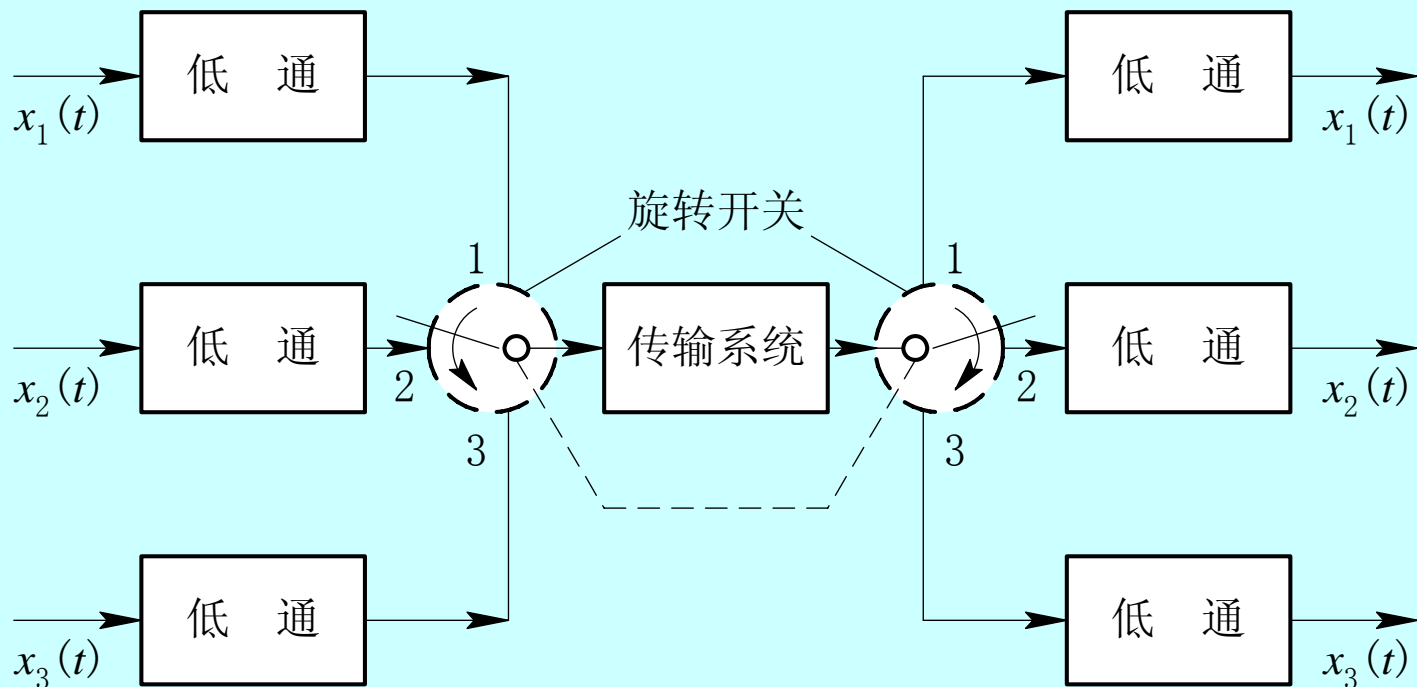
在发端，按照这一顺序将各个信号进行复接；

在收端，按照这一顺序再将各个信号进行分接。



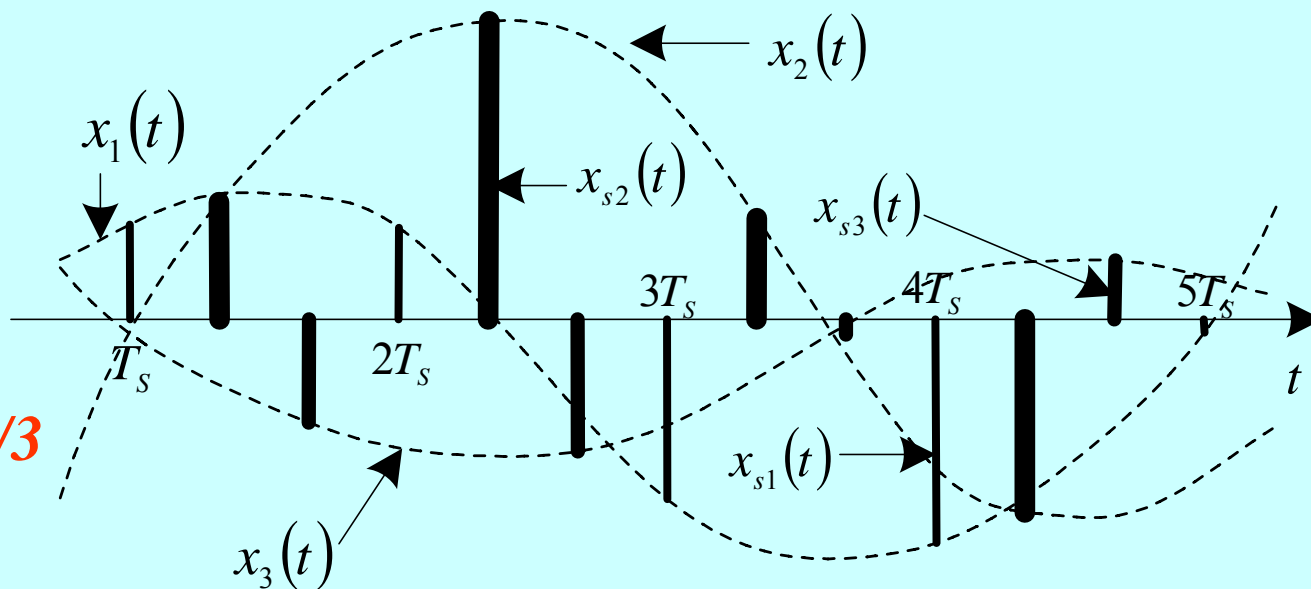
时分复用示意图

PAM 时分复用原理

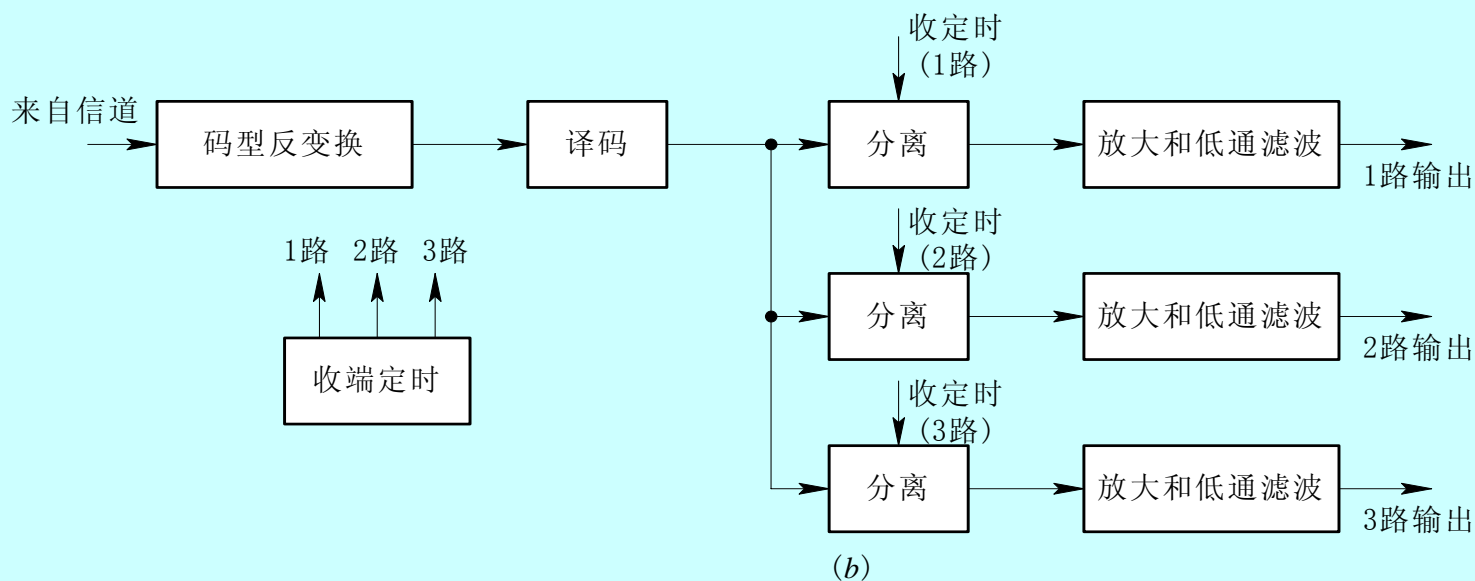
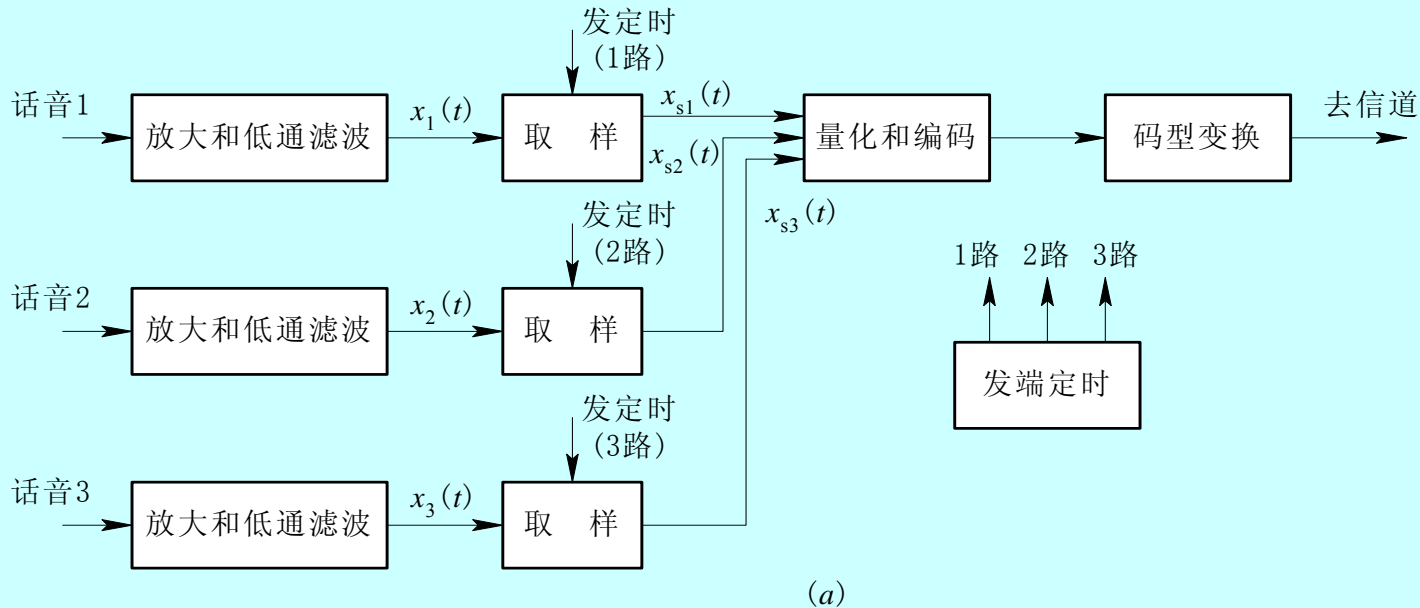


❖ 帧 - T_s

❖ 时隙 - $T_s/3$



时分复用的PCM系统 (TDM—PCM)



二、数字电话系统的帧结构和传码率

1、PCM30/32路电话

(1) 传码率

话音信号最高频率 3400Hz ，故可选

❖ 抽样频率 $f_s = 8000\text{Hz}$

❖ 于是抽样周期 $T_s = 1/f_s = 1/8000 = 125\ \mu\text{s}$

(PCM 30/32 的帧周期)

❖ 即同一路信号每隔 $125\ \mu\text{s}$ 抽一个样，而在这 $125\ \mu\text{s}$ 内有32路样值（复用路数 $N=32$ ），叫做一帧，而这32路的排列方式称之为帧结构。

先来算一下传码率。

❖每路样值占用时间为 $125\ \mu s/32=3.9\ \mu s$ 称为一个路时隙。

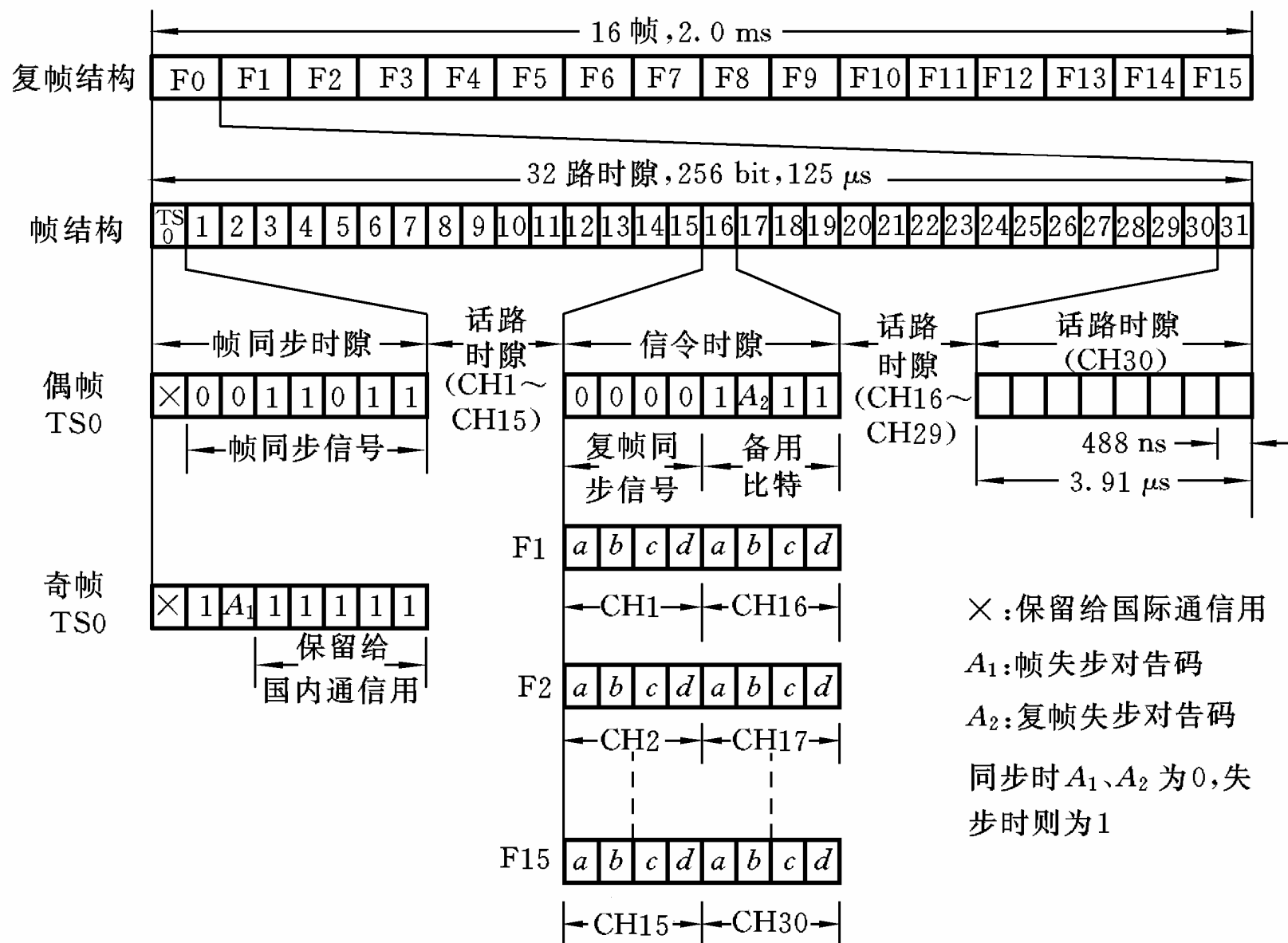
❖一个样值采用PCM-A律8位二进制码表示，故码元周期 $T_b=3.9\ \mu s/8=0.488\ \mu s=488\ ns$ 。

❖若采用占空率50%的归零码型，则每个码元脉冲宽度 $\tau=T_b/2=0.244\ \mu s$ 。

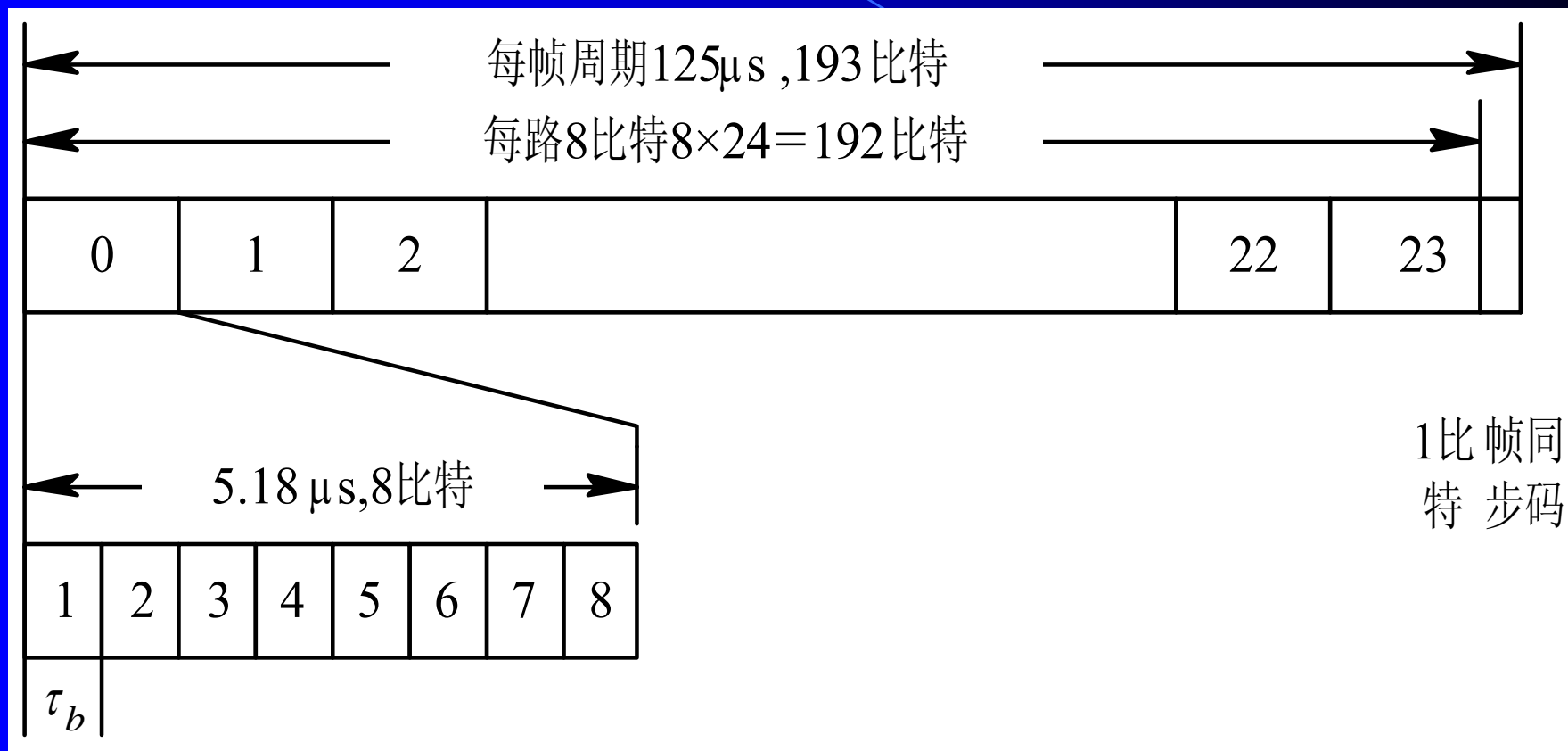
❖因此，PCM30 / 32路基群系统传码率为

$$\begin{aligned} R_B &= f_s \cdot N \cdot k = 8000\ \text{帧/秒} \times 32\ \text{时隙/帧} \times 8\ \text{bit/时隙} \\ &= 2048\ \text{kb/s} = 2.048\ \text{Mb/s} \end{aligned}$$

(2) PCM30 / 32路基群的帧结构



2、PCM24路电话



PCM 24路制式基群帧结构

❖ 抽样频率为 8000Hz ，帧仍为 $125\mu\text{s}$ 。

❖ 一帧分为24个路时隙（从0到23），外加一位帧同步码，共 $24 \times 8 + 1 = 193$ 比特，因此传码率为

$$R_b = 8000 \text{ 帧/秒} \times (24 \times 8 + 1) \text{ bit/帧} = 1.544 \text{ Mb/s}$$

❖ 码元周期 $T_b = 1/R_b = 0.647\mu\text{s}$

路时隙为 $8T_b = 5.18\mu\text{s}$

❖ 12帧构成一个复帧，复帧周期为

$$125\mu\text{s} \times 12 = 1.5\text{ms}$$

❖其中奇数帧的第193比特构成101010为帧同步码。

❖而偶数帧的第193比特构成000111为复帧同步码。

❖它采用了从多帧中提取同步的方法，让多个帧的193位服从指定的规律，是很有特色的。

【例】

对10路带宽均为300 ~ 3400Hz的模拟信号进行PCM时分复用传输。抽样频率为8000Hz，抽样后进行8级量化，并编为自然二进制码。码元波形为矩形脉冲，宽度为 τ ，占空比为1。求传输此PCM信号所需Nyquist 基带带宽和传码率。

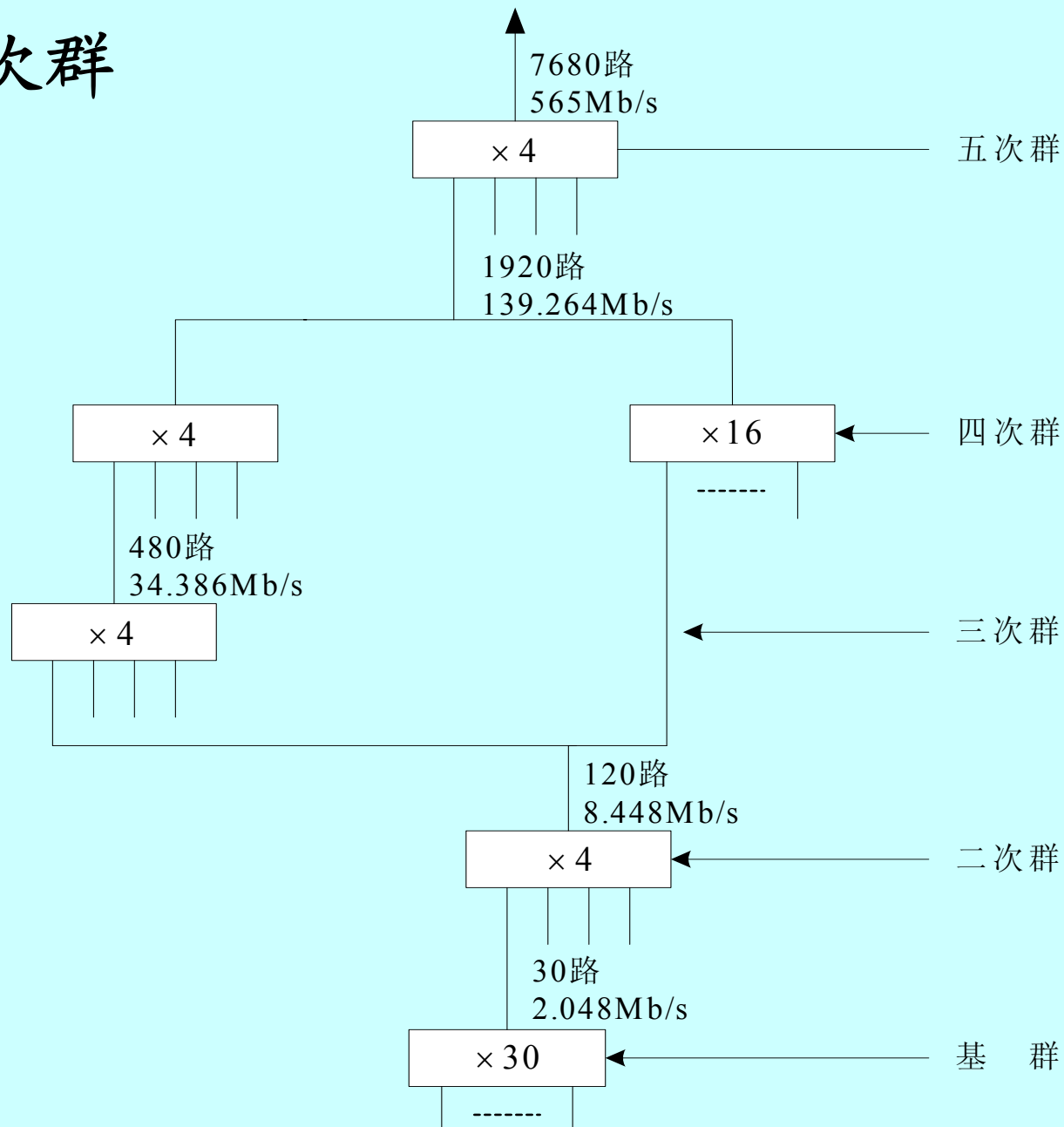
三、数字通信系统的高次群

随着话路的迅速增加和复用技术的发展，基本的30路或24路时分复用，需要再次复用。一般由四个基群汇合为一个二次群，四个二次群汇合为一个三次群，四个三次群汇合为一个四次群，它们都采用准同步方式来复接。再往上，到五次群，都是采用同步数字数列（SDH）标准，分STM-1，STM-4，STM-16。

PCM数字复接系列

制式	μ 律		A律	
等级	信息速率kb/s	路 数	信息速率kb/s	路 数
基 群	1544	24	2048(2M)	30
二次群	6312	96	8448(8M)	120
三次群	32064或44736	480或672	34368(34M)	480
四次群	97728或274176	1440或4032	139264(140M)	1920
STM-1	$R_b=155520 \text{ kb/s}$			
STM-4	622080			
STM-16	2488320			
STM-64	9953280(10Gb/s)			
STM-256	39813120(40Gb/s)			

PCM的高次群



Analog Signals'digital Transmission summary

- *Sampling, which is basic to all forms of pulse modulation.*
- *Pulse-amplitude modulation, which is the simplest form of pulse modulation.*
- *Quantization, which, when combined with sampling, permits the representation of an analog signal in discrete form in both amplitude and time.*

➤ *Pulse-code modulation, which is the standard method for the transmission of an analog message signal by digital means.*

➤ *Time-division multiplexing, which provides for the time sharing of a common channel by a plurality of users by means of pulse modulation.*

➤ *Digital multiplexers , which combine many slow bit streams into a single faster stream.*

➤ *Other forms of digital pulse modulation , namely , delta modulation and differential pulse-code modulation.*



谢 谢 大 家