



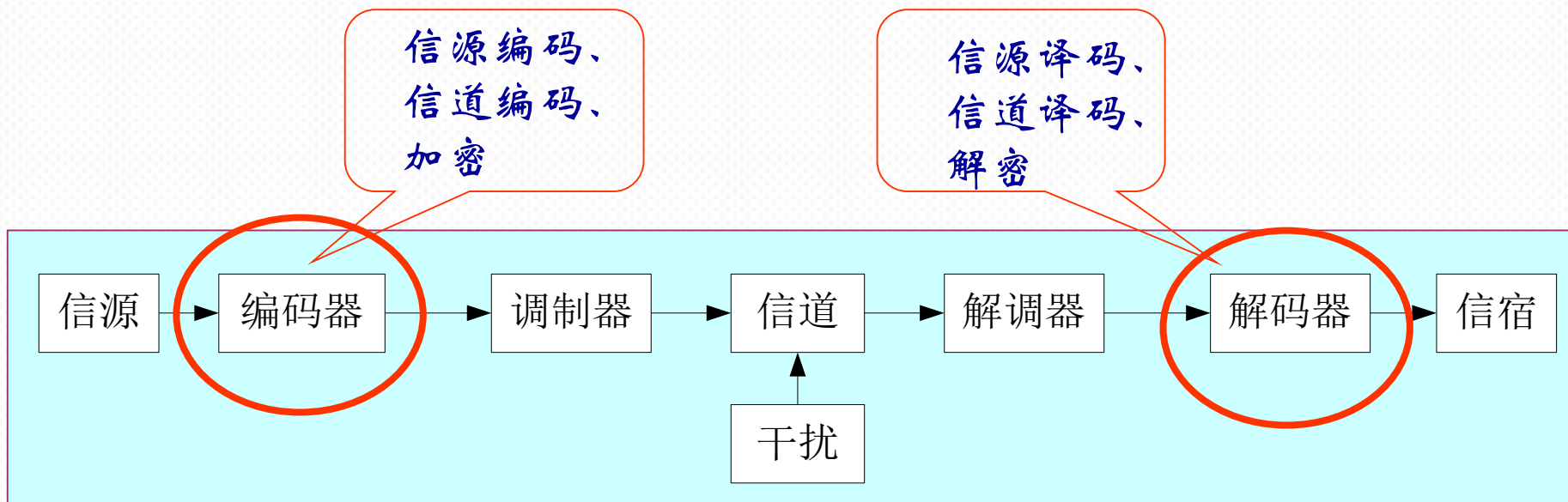
第六章

信源编码

本章内容在通信系统模型中的位置



西安交通大学



数字通信系统模型

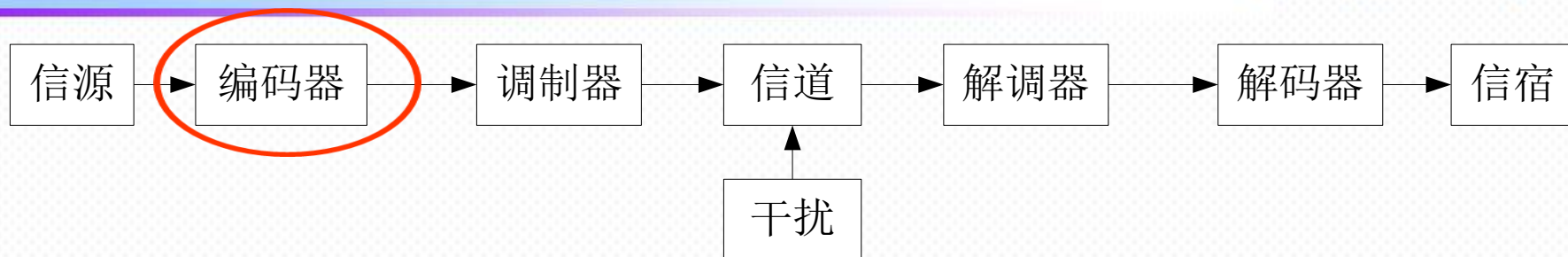
信源编码：提高系统的有效性。

信道编码(纠错编码)：提高系统的可靠性。

1. 离散无记忆信源 (DMS) 编码
2. 抽样定理
3. 脉冲编码调制 (PCM)
4. PCM 信号的时分复用
5. PCM 系统的抗噪声性能
6. 自适应差分脉冲编码调制 ($ADPCM$)
7. 增量编码调制(DM)
8. PCM 系统与 DM 系统的比较
9. 语音和图像信号的压缩编码



6.1. 离散无记忆信源 (DMS) 编码



信源编码：为使代表消息的信号在数字系统中有效地传输，必须将信源输出的信号**进行变换**，使之变成**合适的数字脉冲串**（一般为二进制脉冲）的过程。

信源编码目的：

- 第一，将信号变换为适合于数字通信系统处理和传输的数字信号形式。对**模拟信源**，应首先进行**A/D变换**；
- 第二，提高通信的有效性，尽可能地**减少**原消息中的**冗余度 (Redundancy)**，进行压缩信号带宽的编码，使单位时间或单位系统频带上所传的信息量最大。



6.1 离散无记忆信源 (DMS) 编码

离散信源编码：把每个符号用一定长度的代码来表示。

信息论中已经证明，每个符号的二进制代码平均长度 N 最短不应小于信源的熵。

$$H(x) = -\sum_{i=1}^L P(x_i) \log_2 P(x_i) \leq \log_2 L$$

$$H(x) \leq N$$

代码长度可以是等长的，也可以不等长。编码方法不同，编码效率也不同。

DMS编码效率： $H(x)/N$

即每位二进制码所代表的信源的信息量。



6.1.1 等长编码

等长编码（均匀编码）：不管符号出现的概率如何，每个符号都用 N 位二进制码表示。

[例]：一次实验可能出现四种概率不同结果，我们可以用两位码00，01，10，11分别表示四种结果。

设信源共有 L 种符号，需要编码长度为 N 。

L 为2的整数次幂

$$N = \log_2 L$$

L 不为2的整数次幂

$$N = \lceil \log_2 L \rceil + 1$$

6.1.1 等长编码

DMS编码效率: $H(x)/N$



西安交通大学

符号等概出现 $H(x) = -\sum_{i=1}^L P(x_i) \log_2 P(x_i) = \log_2 L$

■ L 为2的整数次幂时, 编码效率为100%。 $N = \log_2 L$

■ L 不为2的整数次幂时, 符号平均信息量与编码长度之间最多相差1比特。 $N = \lceil \log_2 L \rceil + 1$

因此, 当 $L \gg 1$ 时, 编码效率下降不严重, 但当值 L 较小时, 编码效率较低。

扩展编码: 为了提高编码效率, 将连续多个符号进行统一编码。

对 J 个符号扩展编码时, 必有 L^J 个不同码字, 每个码字编码长度为

$$N \geq \log_2 L^J = J \log_2 L$$



6.1.1 等长编码

对 N 取整数, 得 $N = \lceil J \log_2 L \rceil + 1$

这时, 每个信源符号平均位数

$$\bar{N} = N/J = \lceil \log_2 L \rceil + 1/J$$

由上看出, 扩展编码后使每个符号所增加的1比特下降到了 $1/J$ 比特, 从而提高了编码效率。

符号不等概出现时, 编码效率更低。

$$H(x) = -\sum_{i=1}^L P(x_i) \log_2 P(x_i) < \log_2 L$$

解决办法: 采用不等长编码。



6.1.2 不等长编码

不等长编码：将出现**概率较大**的符号用**位数较短**的二进制码字表示，而出现**概率较小**的符号用**位数较长**的二进制码字表示。

不等长编码提高了编码效率，是一种**概率匹配编码**。

哈夫曼 (Huffman) 码：最佳的**匹配编码**，**单义可译码**，平均编码长度最短的码。

哈夫曼码性质：码组中**任意一个码字**都不是**另一较长码字的前缀**。

这一重要性质使得哈夫曼码成为**唯一可译码**。



6.1.2 不等长编码

假设哈夫曼编码中，出现概率为 $P(x_i)$ 的符号的编码长度为 n_i ，则每个符号的平均码长为

$$\overline{N} = \sum_{i=1}^L P(x_i) \cdot n_i$$

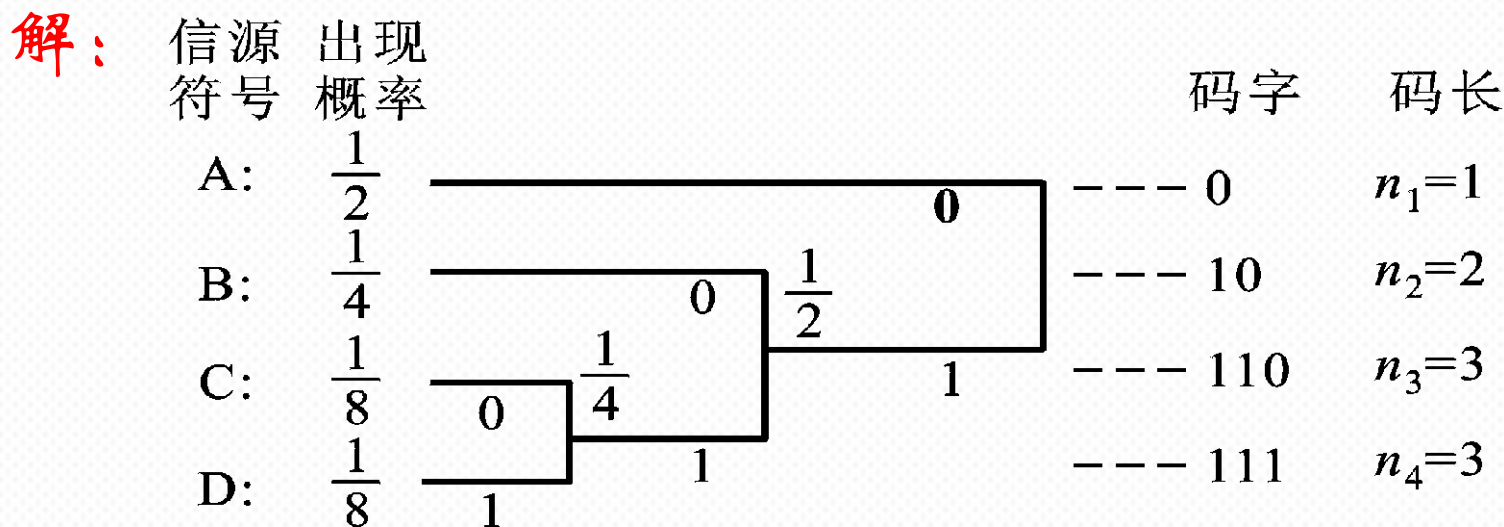
可以证明，每个符号的平均码长满足

$$H(x) \leq \overline{N} \leq H(x) + 1$$



6.1.2 不等长编码

[例] 若气象台用四种符号发布天气预报：A表示晴天，B表示阴天，C表示雨天，D表示雾天。设它们出现的概率分别为： $1/2$ ， $1/4$ ， $1/8$ ， $1/8$ 。求其哈夫曼编码及码的平均长度。



编码的结果为： A: 0; B: 10; C: 110; D: 111。



6.1.2 不等长编码

编码的结果为：A：0；B：10；C：110；D：111。

平均编码长度为

$$\bar{N} = \sum_{i=1}^L P(x_i) \cdot n_i = 1 \times \frac{1}{2} + 2 \times \frac{1}{4} + 3 \times \frac{1}{8} + 3 \times \frac{1}{8} = 1.75$$

该信源的熵为

$$H(x) = -\left[\frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} + \frac{1}{4} \log_2 \frac{1}{4} + \frac{1}{8} \log_2 \frac{1}{8} + \frac{1}{8} \log_2 \frac{1}{8}\right] = 1.75 \quad \text{比特/符号}$$

编码效率 $H(x)/N$ 为 100%。



6.1.2 不等长编码

香农第一定理

对不等长编码，如果不是对每一个符号单独进行编码，而是对 J 个符号进行扩展编码，则编码效率会进一步提高。这时平均码长可用下式表示

$$H(x) \leq \bar{N} \leq H(x) + \frac{1}{J}$$

---香农 (Shannon) 无干扰编码定理

上式说明我们总可以（通过扩展编码）使编码的平均长度任意接近信源的熵，从而提高信源的编码效率。

6.2 抽样定理



当信源输出是模拟信号（如：语音信号、图像信号等）时，为了使这些信号能在数字系统中传输，必须转换为数字信号，即进行A/D转换。在接收端进行相应的D/A转换。

A/D转换的步骤：

第一步，将时间上连续的模拟信号变为时间上离散的样值，该过程称为**抽样**。

第二步，将样值脉冲在幅度上离散化，它用预先规定的有限个电平来表示每一个模拟抽样值，该过程称为**量化**。

能否由离散的样值序列重建原始的模拟信号，是**抽样定理**要回答的问题。**抽样定理**是模拟信号数字化的理论基础。



6.2.1 低通信号的抽样定理

设信号的频谱限制在 f_L (下截止频率)与 f_H (上截止频率)之间。 $B=f_H-f_L$, 称为**信号的带宽**。

低通信号: $f_L < B$ 。如语音信号 (300~3400赫兹)

带通信号: $B < f_L$ 。如FDM信号 (4~7千赫兹)

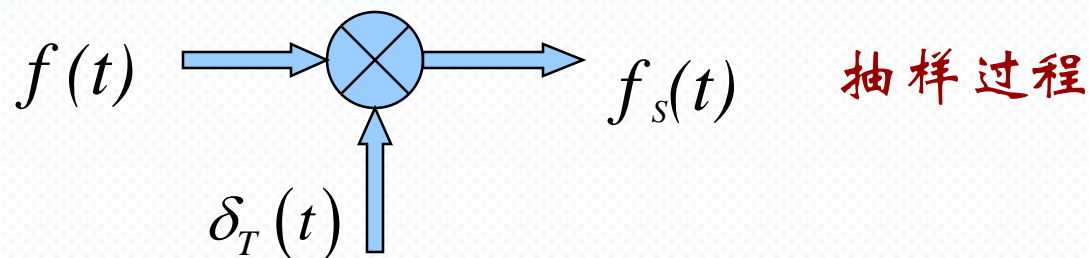
低通信号均匀抽样定理:

一个频带限制在 $(0, f_H)$ 赫兹内的低通信号 $f(t)$ 如果以 f_s 大于等于 $2f_H$ 赫兹的抽样频率 (或以 T_s 小于等于 $1/2f_H$ 秒的抽样间隔) 对其进行等间隔的抽样, 则信号将由所得到的抽样值完全确定。

最小抽样频率 ($2f_H$ 赫兹) 称为**奈奎斯特 (Nyquist) 速率**。



6.2.1 低通信号的抽样定理



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

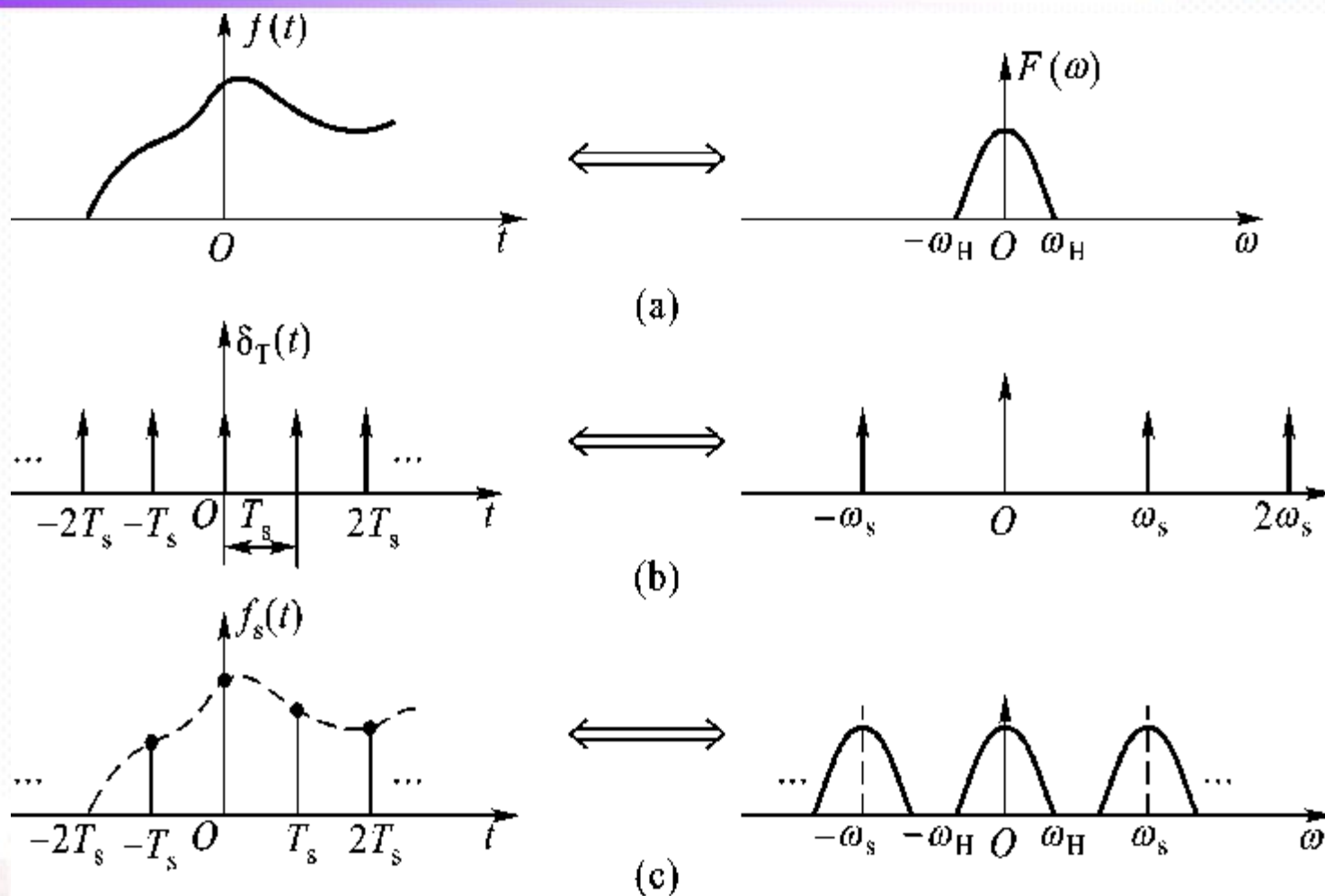
$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [F(\omega) * \delta_T(\omega)]$$

$$\delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s)$$

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T_s} [F(\omega) * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s)] = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(\omega - k\omega_s)$$



6.2.1 低通信号的抽样定理

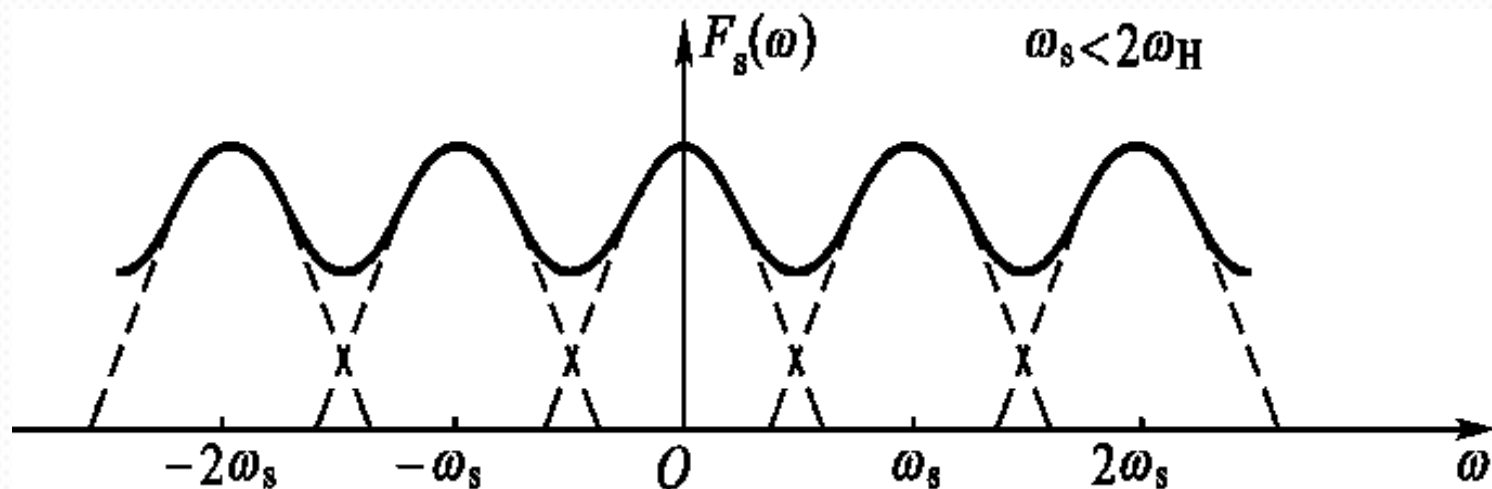


抽样过程中各点信号及其频谱



6.2.1 低通信号的抽样定理

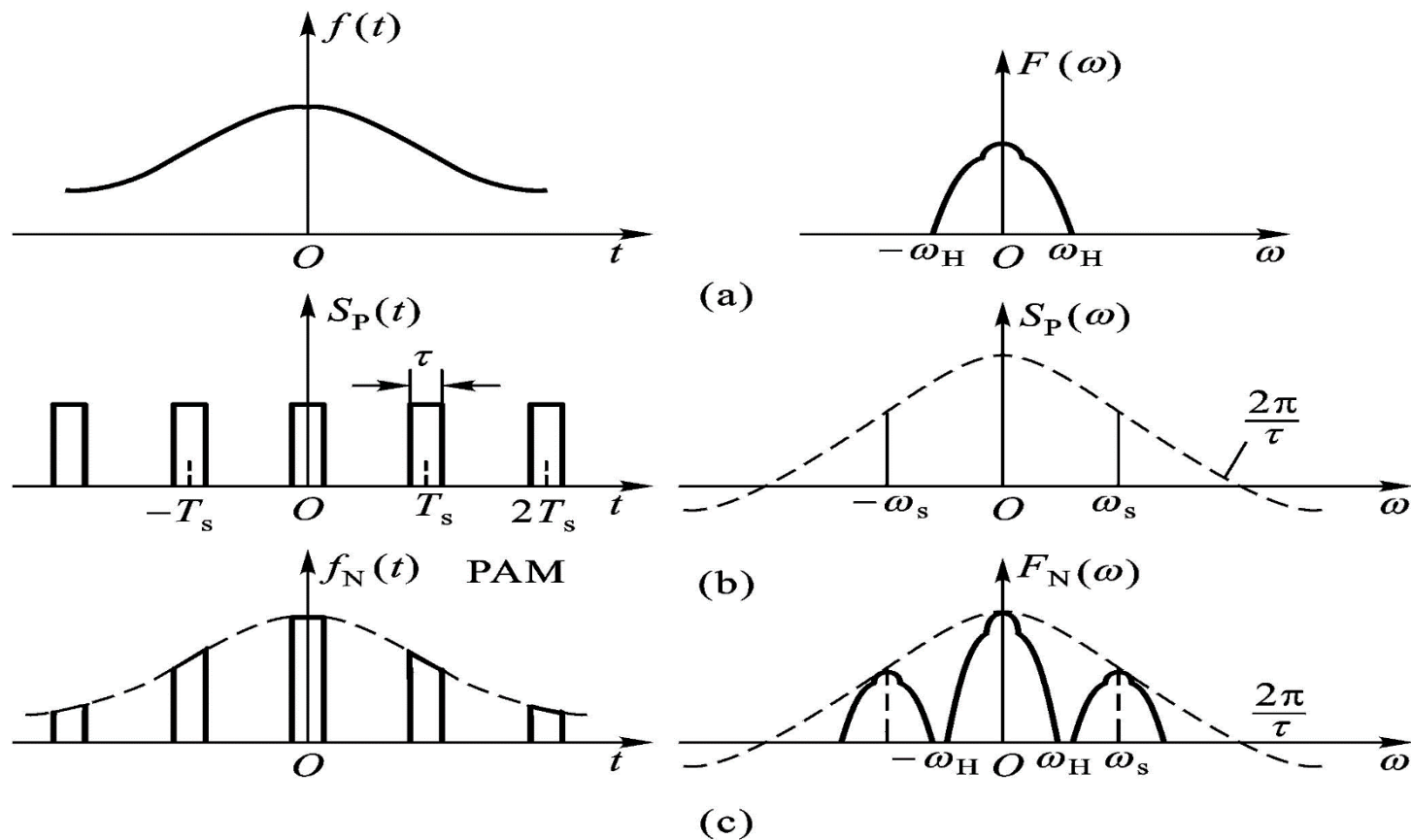
混叠现象：当 f_s 小于等于 $2f_H$ 时，抽样信号的频谱会出现混叠现象，带来恢复信号的失真。



6.2.2 自然抽样



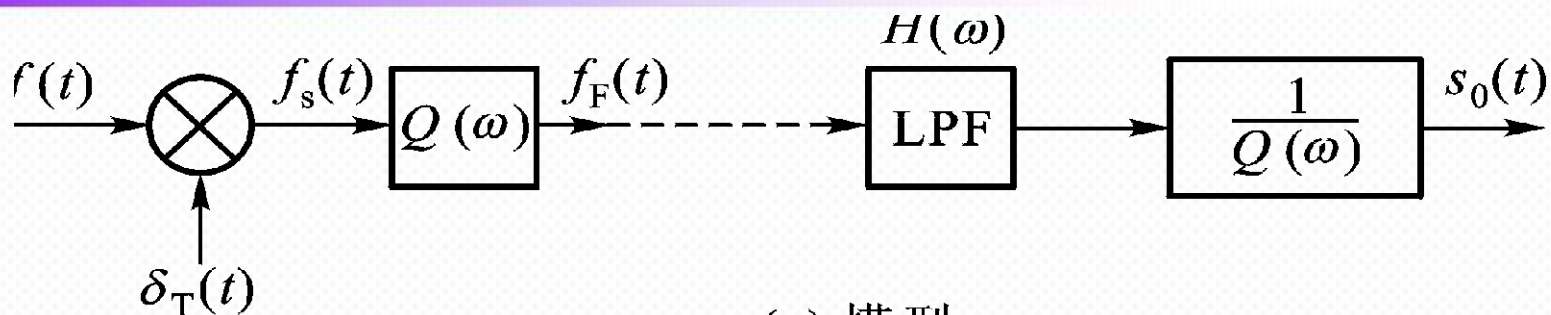
西安交通大学



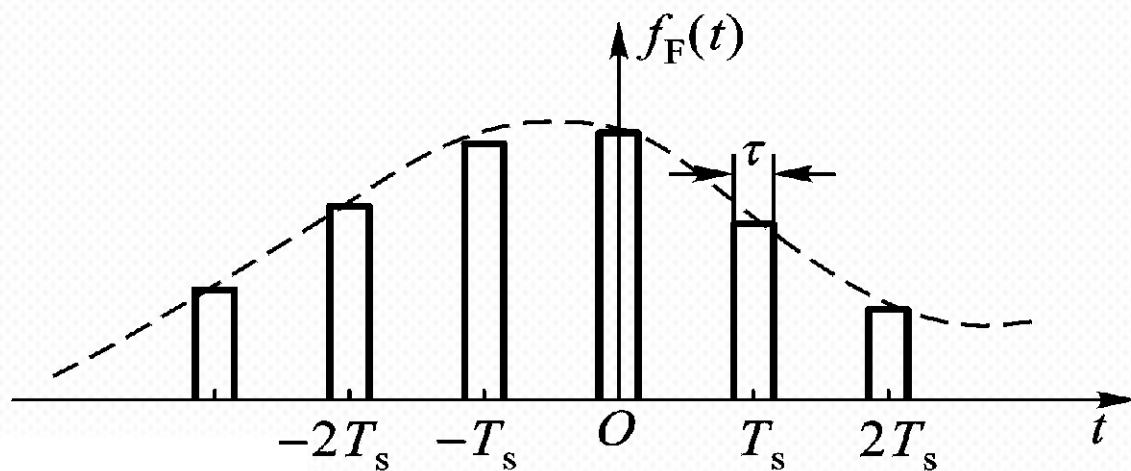
自然抽样波形及频谱



6.2.3 平顶抽样



(a) 模型



(b) 波形

平顶抽样模型及抽样波形



6.2.4 带通信号的抽样定理

带通信号：频谱限制在 f_L 与 f_H 之间， $B=f_H-f_L$ ，且 $B < f_L$ 的信号。

对带通信号来说，抽样频率不一定需要大于带通信号上截止频率的两倍。

带通信号抽样定理：设 $f_H=nB+kB$ ($0 \leq k \leq 1$)，则抽样频率为

$$f_s = 2B(1 + k/n)$$

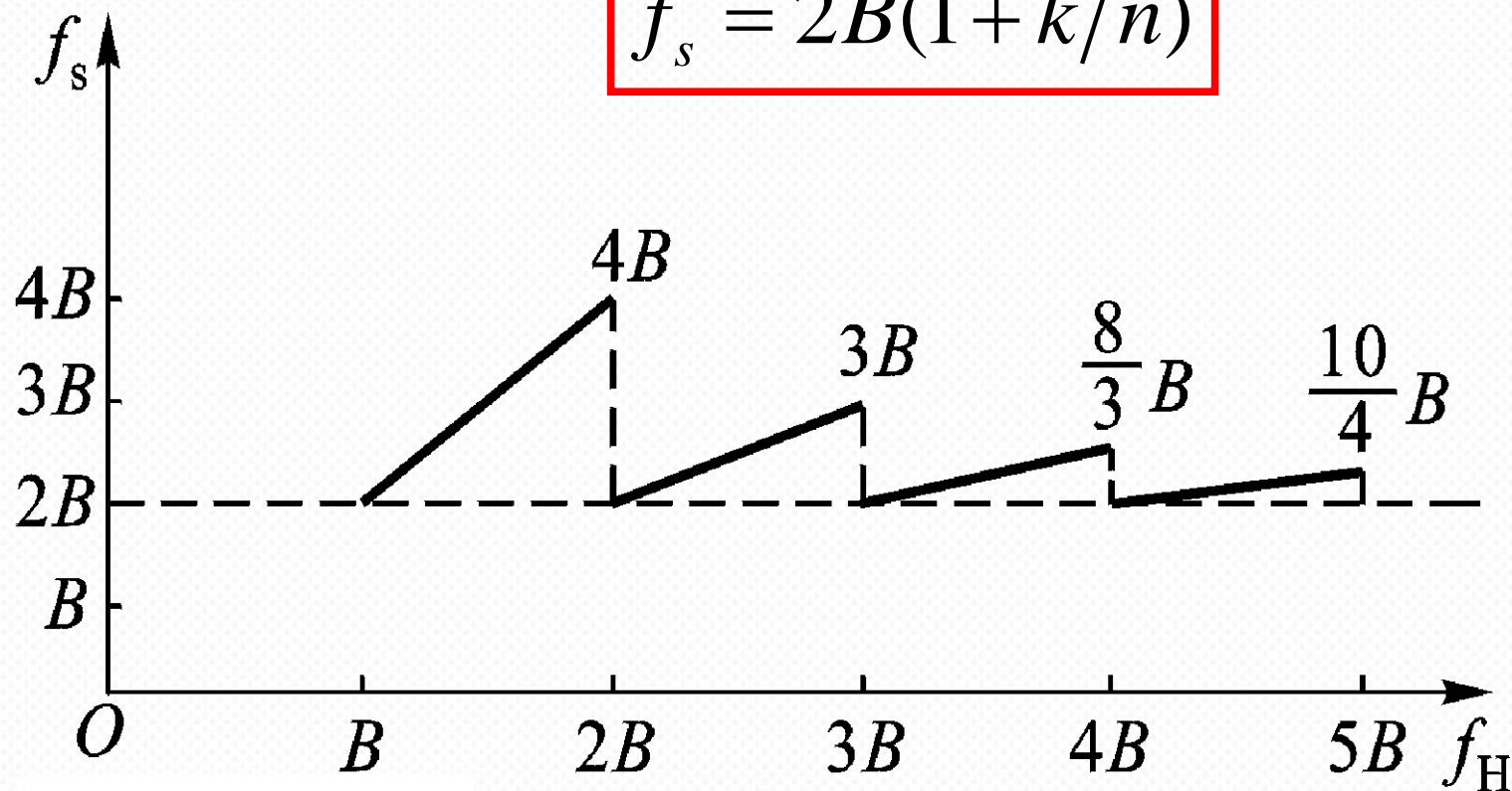
式中， n 为小于 f_H/B 的最大整数。

对带通信号来说，抽样频率接近信号带宽的两倍。当 f_H 是带宽 B 的整数倍时，抽样频率等于 $2B$ 。



6.2.4 带通信号的抽样定理

$$f_s = 2B(1 + k/n)$$



f_s 与 f_H 的关系曲线



6.2.4 带通信号的抽样定理

语音信号：0-4千赫兹（300~3400赫兹）

国际上，*CCITT* [1993年3月，*CCITT*改为*ITU-T*（国际电信联盟-电信标准部门）]建议：

ITU：国际电信联盟 *International Telecommunication Union*

■ 语音信号 *PCM* 编码时

- ✓ 每秒取 **8千** 个样值 (**8kHz速率抽样**)
- ✓ 或以 **125微秒** 间隔进行抽样

6.3 脉冲模拟调制



西安交通大学

脉冲模拟调制： 用脉冲作为载波的一种调制方式，即用模拟基带信号对脉冲的**参数**（**幅度**、**宽度**及**时间位置**）进行控制调制得到的一种调制方式。

脉冲模拟调制种类：

脉冲调幅 (*PAM -- Pulse Amplitude Modulation*)

脉冲调宽 (*PDM --- Pulse Duration Modulation*)

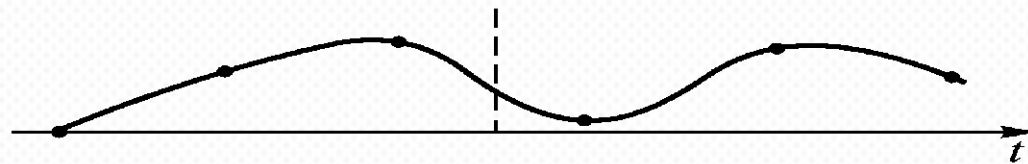
脉冲调位 (*PPM --- Pulse Position Modulation*)

6.3 脉冲模拟调制



西安交通大学

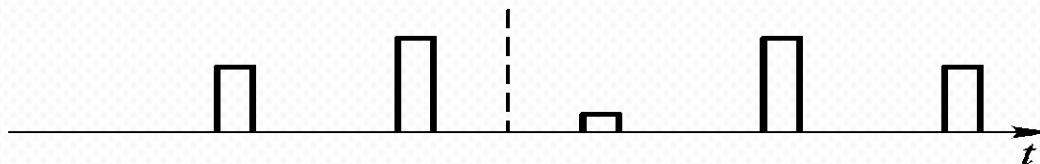
基带波形



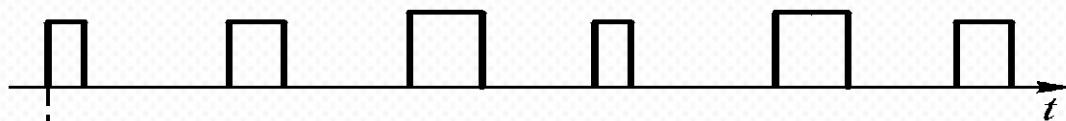
脉冲载波



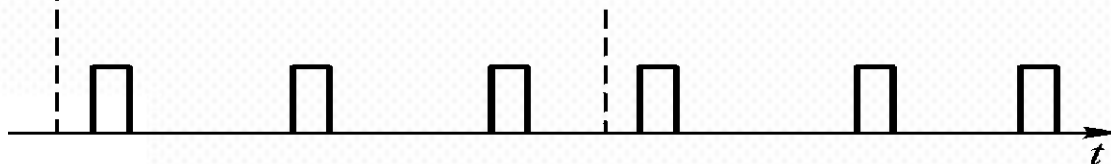
PAM



PDM



PPM



脉冲模拟调制信号波形

6.4 脉冲编码调制 (PCM)



脉冲编码调制 *PCM* --- *Pulse Code Modulation*, 是一种将模拟信号经过**抽样、量化和编码**变换成数字信号的编码方式。

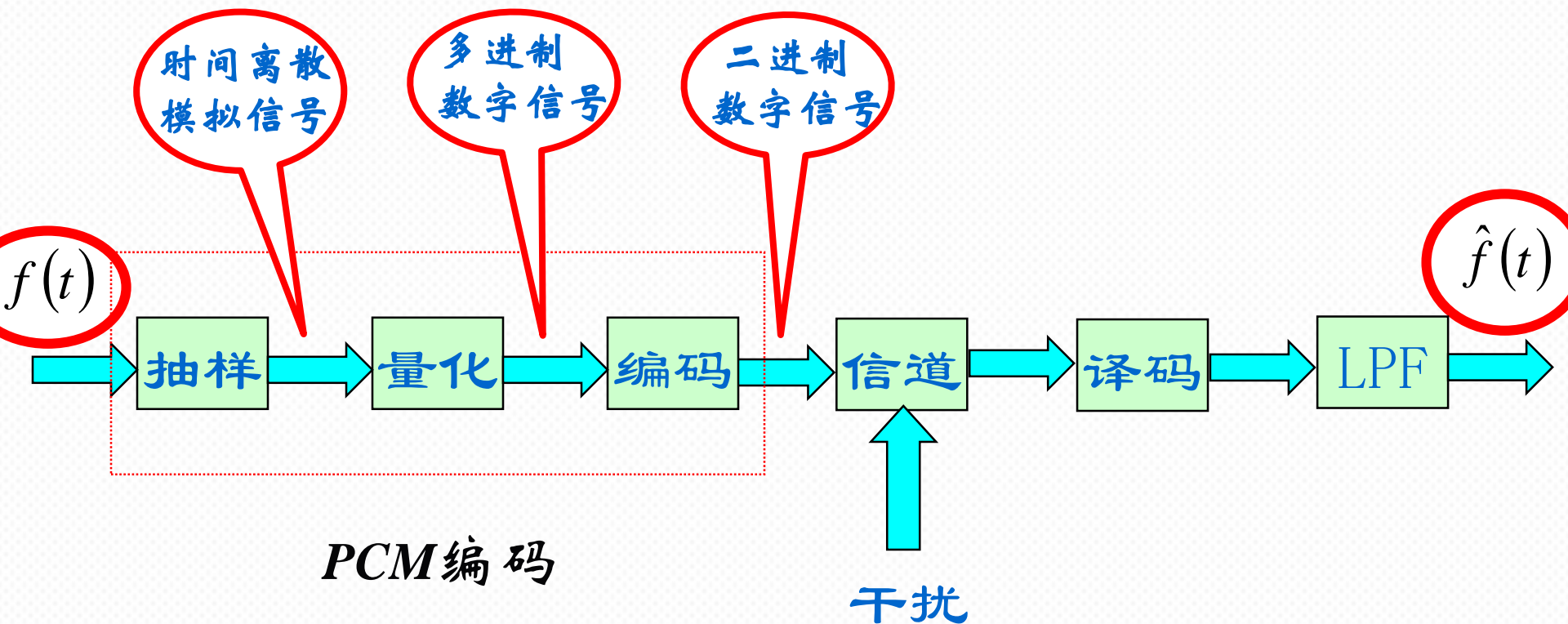
1937年: 由法国工程师瑞维斯 (*A.H.Reeves*) 提出。

1946年: 美国 *Bell* 实验室制造出第一台 *PCM* 数字电话终端机。

- ✓ 上世纪60年代以后, 晶体管 *PCM* 终端机开始大量应用于市话网的中继线路中
- ✓ 使市话电缆传输电话的路数扩大了几十倍
- ✓ 随着超大规模集成电路的 *PCM* 编、解码器的出现
- ✓ *PCM* 在通信系统中获得了更广泛的应用



6.4.1 PCM基本原理



PCM通信系统的基本组成



6.4.1 PCM基本原理

PCM三个步骤：**抽样、量化和编码**。

抽样 将**时间上连续**的模拟信号变为**时间上离散**的抽样信号。

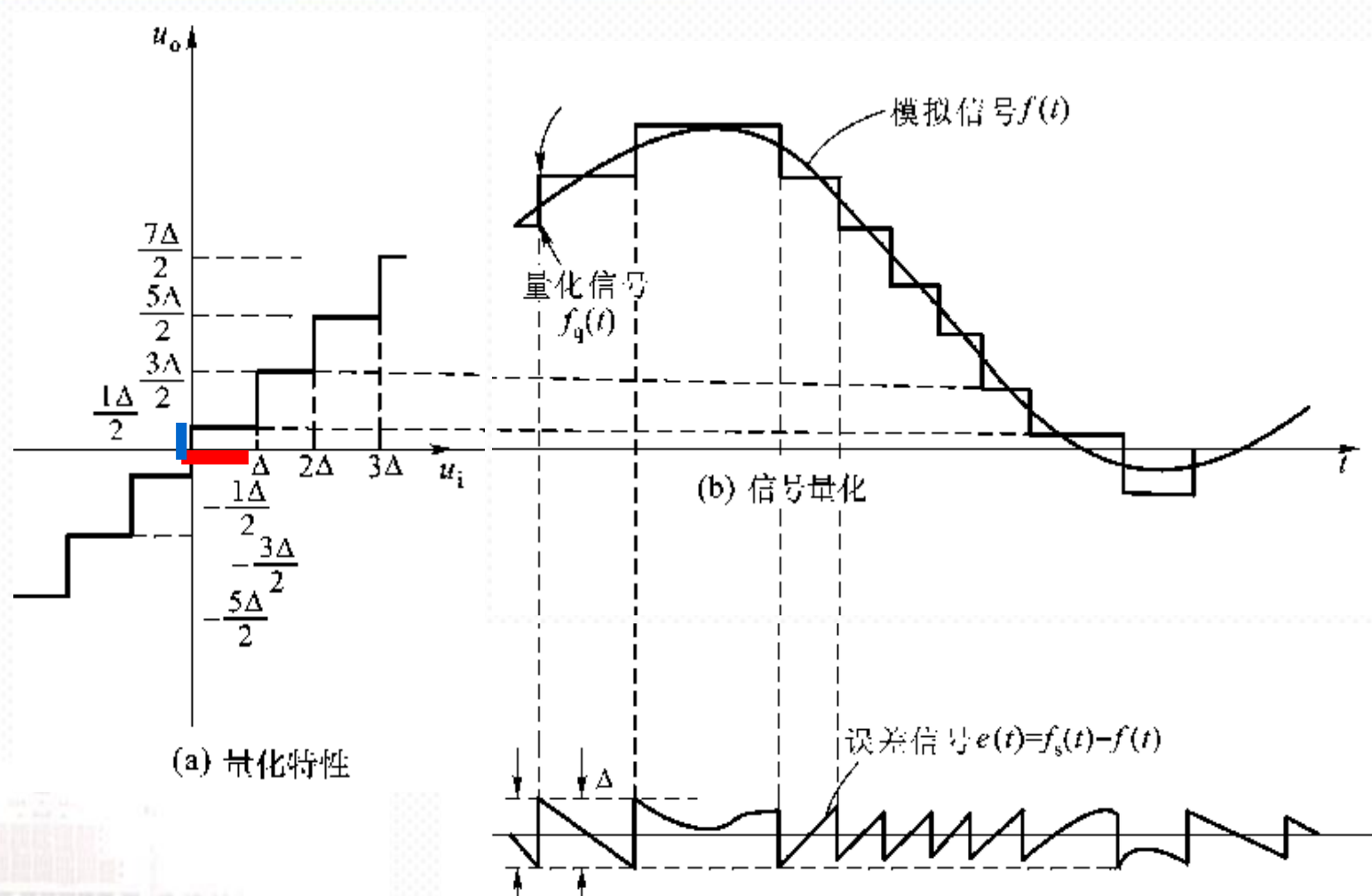
量化 把抽样信号变为幅度离散的**数字信号**。

编码 将量化后的**数字信号（多进制）**表示为**二进制码组**输出。

PCM码组，经信道传输到接收端后，先对PCM码组进行译码，然后通过理想低通滤波器滤波，就得到重构的模拟信号。

从调制角度来看，PCM编码过程可认为是一种特殊的调制方式，即用模拟信号去改变脉冲载波序列有无或“0”、“1”，所以PCM称为脉冲编码调制。

6.4.2 均匀量化与量化噪声



6.4.2 均匀量化与量化噪声

量化过程： 用预先规定的有限个电平来表示每一个模拟抽样值，将样值脉冲在幅度上离散化。

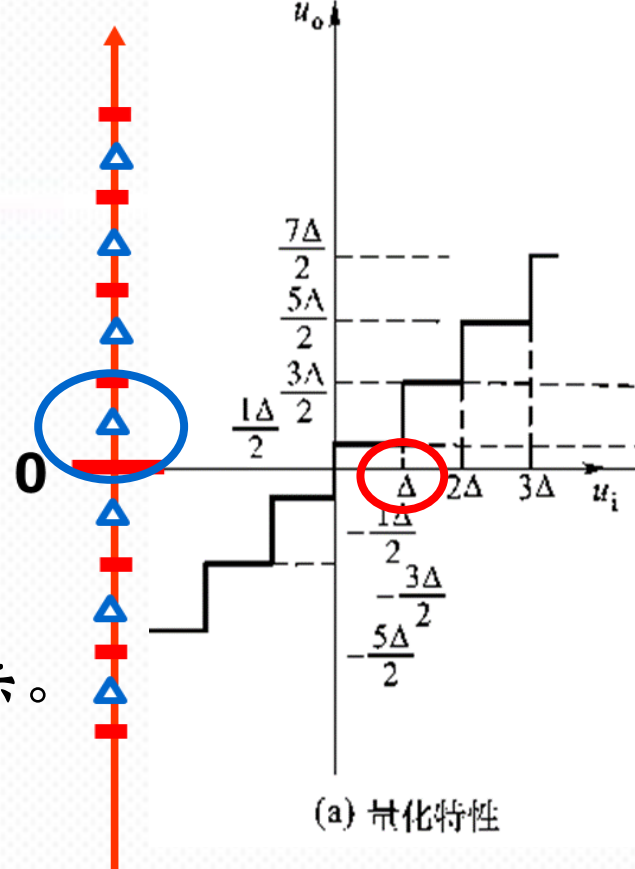
量化台阶（量化节）： 量化区间大小，用符号 Δ 表示。

量化分层数： 量化区间个数，用符号 L 表示。

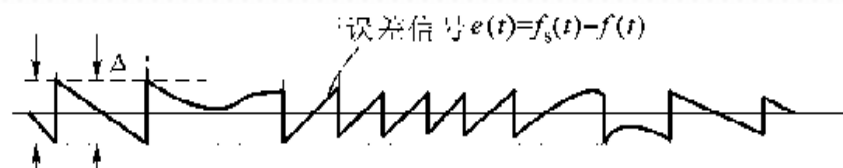
均匀量化时，量化台阶大小相同，为

$$\Delta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{L}$$

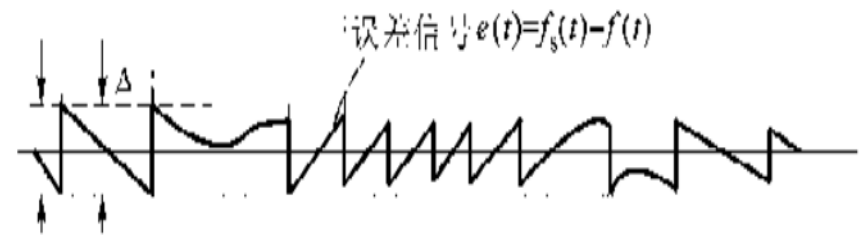
量化误差（量化噪声）： 量化信号与原信号之间存在着一定的误差。量化误差一般在 $\pm \frac{\Delta}{2}$ 内变化。



(a) 量化特性



6.4.2 均匀量化与量化噪声



量化噪声平均功率

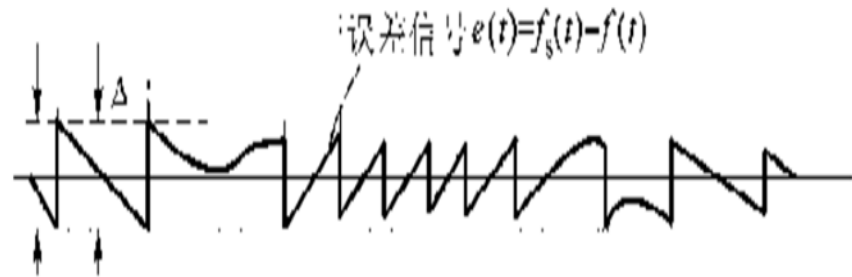
假设信号取值的概率分布是均匀的，且误差信号 $e(t)$ 的分布在 $\pm\frac{\Delta}{2}$ 内也是均匀的，则误差信号的概率密度为

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & |x| \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

量化噪声平均功率 N_q ，可由下式求得

$$N_q = E[e^2(t)] = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 f(x) dx = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 \frac{1}{\Delta} dx = \frac{\Delta^2}{12}$$

6.4.2 均匀量化与量化噪声



量化噪声平均功率

$$N_q = E[e^2(t)] = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 f(x) dx = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 \frac{1}{\Delta} dx = \frac{\Delta^2}{12}$$

$$\Delta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{L}$$

■ N_q 仅与量化台阶平方成正比

■ 当信号变化范围确定时

✓ 量化分层数 (L 值) 越大, 量化台阶越小

✓ 量化噪声平均功率越小。

□ 量化噪声永远不可能消除。

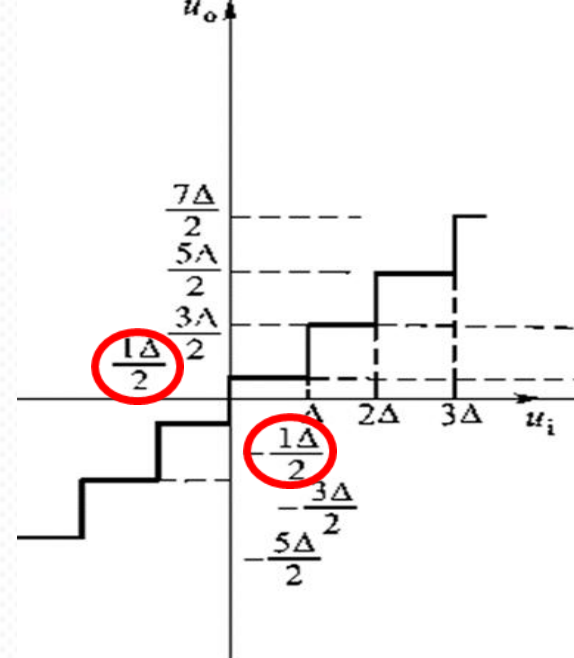
□ 量化噪声随信号出现而存在, 随信号消失而消失。

6.4.2 均匀量化与量化噪声

量化信号平均功率

设信号在 $[-A, A]$ 范围内均匀分布，
即信号概率密度函数为

$$f(x) = 1/2A$$



(a) 量化特性

信号均匀地量化为 L 个电平 f_{qi} ， f_{qi} 取值为： $\pm \frac{\Delta}{2}, \pm \frac{3\Delta}{2}, \pm \frac{5\Delta}{2}, \dots, \pm \frac{(L-1)\Delta}{2}$

量化后信号功率为

$$\begin{aligned} S = E(f_{qi}^2) &= \sum_{i=1}^L (f_{qi})^2 \int_{f_{qi-1}}^{f_{qi}} f(x) dx = 2 \sum_{i=1}^{L/2} \left(f_{qi} \right)^2 \int_{\frac{2A}{L}}^{\frac{1}{2A}} dx \\ &= \frac{2}{L} \sum_{i=1}^{L/2} \left(\frac{2i-1}{2} \right)^2 \Delta^2 = \frac{\Delta^2}{12} (L^2 - 1) \end{aligned}$$



6.4.2 均匀量化与量化噪声

$$S = \frac{2}{L} \sum_{i=1}^{L/2} \left(\frac{2i-1}{2} \right)^2 \Delta^2 = \frac{\Delta^2}{12} (L^2 - 1)$$

当 $L \gg 1$ 时，信号功率近似为

$$S = \frac{\Delta^2}{12} L^2$$

量化信噪比

$$\frac{S}{N_q} = \frac{\Delta^2}{12} L^2 \bigg/ \frac{\Delta^2}{12} = L^2$$

或

$$\left(\frac{S}{N_q} \right)_{dB} = 20 \lg L$$



均匀量化不足:

- 量化台阶固定，量化噪声不变。 $N_q = \frac{\Delta^2}{12}$
- 信号较小时，信号的量化信噪比也小。
- 小信号时，信号的动态范围将受到较大限制。

动态范围： 满足信噪比要求的输入信号的取值范围。

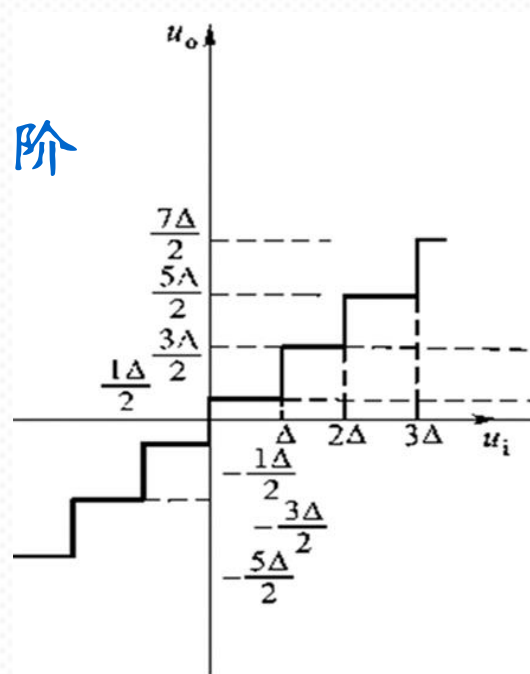
解决办法： 采用非均匀量化。



6.4.3 压扩原理及非均匀量化

非均匀量化思想：

- 根据信号不同的取值区间来确定量化台阶
- 信号取值小的区间，量化台阶小
- 信号取值大的区间，量化台阶大



(a) 量化特性

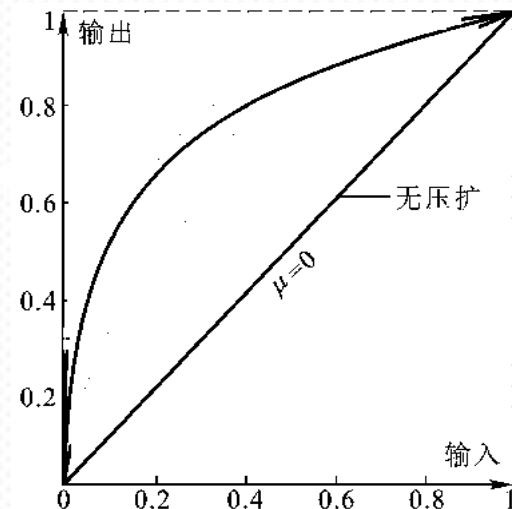
实现方法：

- 对信号进行压扩处理
- 发送端对信号进行压缩后再均匀量化
- 接收端进行相应的扩张以恢复原信号

6.4.3 压扩原理及非均匀量化

压缩：对信号进行不均匀放大的过程，小信号时放大倍数大，大信号时放大倍数小。

扩张：压缩的反变换过程。



(a) 压缩特性

压缩器是一个非线性变换电路，它将输入变量变换成另一个变量，即 $y=g(x)$ ，接收端采用一个传输特性为 $x=g^{-1}(y)$ 的扩张器来恢复。实际系统中常采用对数式压扩特性。

压扩种类： μ 律对数压扩、A律对数压扩。

μ 律压缩标准：美国和日本等国采用

A律压缩标准：我国和欧洲采用

6.4.3 压扩原理及非均匀量化



西安交通大学

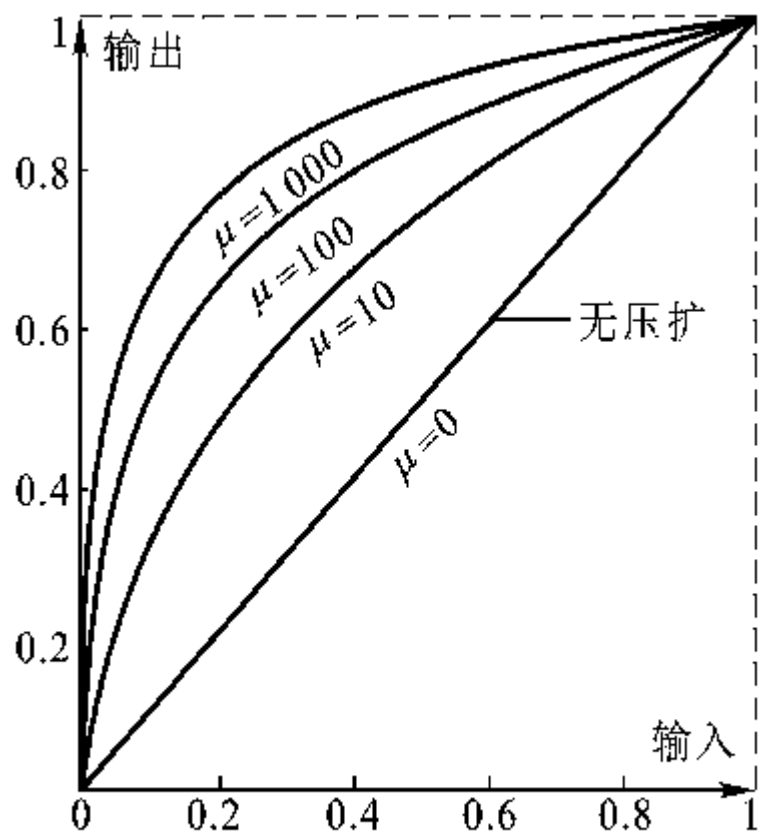
μ 律对数压缩特性为

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

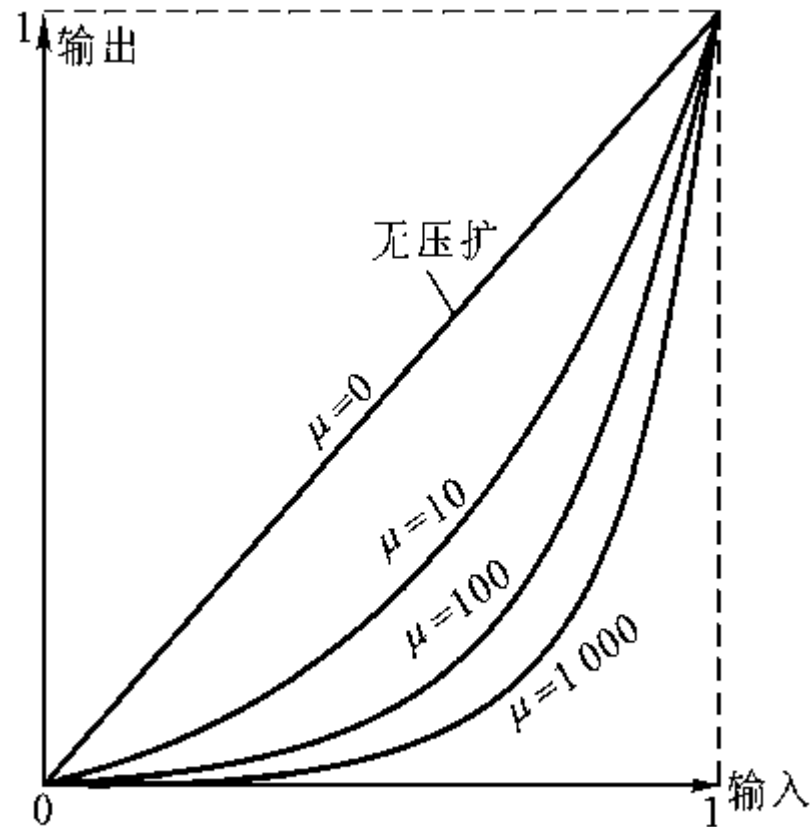
6.4.3 压扩原理及非均匀量化



西安交通大学



(a) 压缩特性



(b) 扩张特性

μ 律对数压扩特性图

6.4.3 压扩原理及非均匀量化



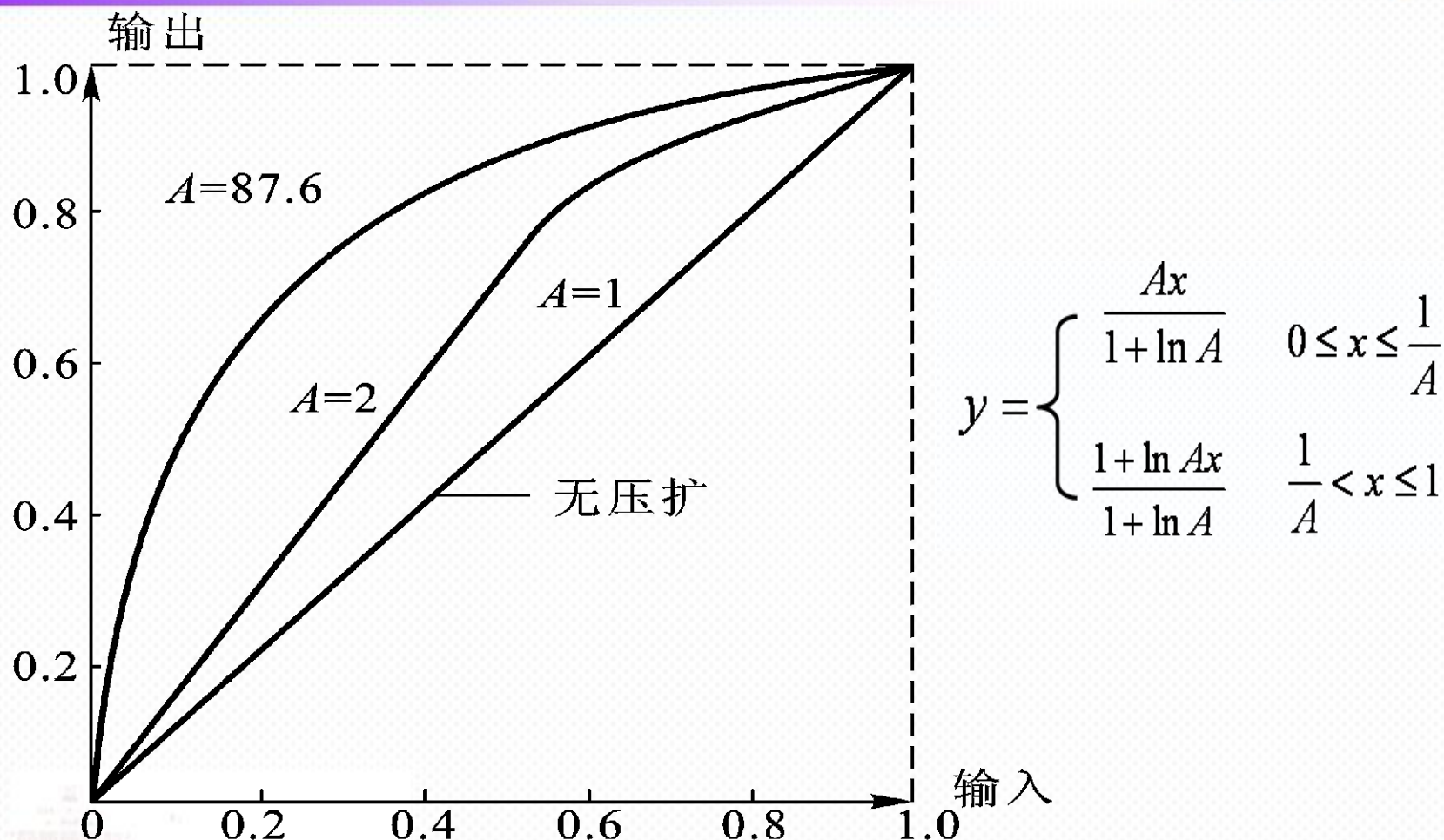
西安交通大学

A律对数压缩特性为

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



6.4.3 压扩原理及非均匀量化



A律对数压缩特性



6.4.3 压扩原理及非均匀量化

对数压缩特性的折线近似

理想压缩特性早期是用二极管的非线性来实现的。

问题：

二极管的一致性不好，难以保证压缩特性的一致性与稳定性，同时也很难做到压缩与扩张特性相匹配。

解决办法：

采用数字电路技术用折线方法来近似压缩特性。

按原CCITT (ITU-T) 建议，对话音信号的PCM编码采用
13折线逼近A律压缩特性，**15折线逼近 μ 律**压缩特性。



6.4.3 压扩原理及非均匀量化

13折线的产生方法(1):

第一步，把 x 划分为不均匀的8段。第一分点取在 $1/2$ 处，第二分点取在 $1/4$ 处，以后每个分点都取在剩余段的 $1/2$ 处。这样得到8段分别为：第1段，第2段，第3段，...，第8段。

第二步，把 y 轴表示的输出信号均匀地划分为8段，分别为：第1段，第2段，第3段，...，第8段。

第三步，将原点与坐标点相连，再将各坐标点互连，得到8段直线连成的一条折线。由于第1段和第2段直线的斜率相同，都为16，所以实际上只有7段直线。由于负方向第1段与正负方向第1段直线的斜率相同，因而，正负双向的折线一共由13段直线组成，故称其为13折线。

$$k_1 = \frac{1/8}{1/128} = 16$$

$$k_3 = 8$$

$$k_4 = 4$$

$$k_5 = 2$$

$$k_6 = 1$$

$$k_7 = \frac{1}{2}$$

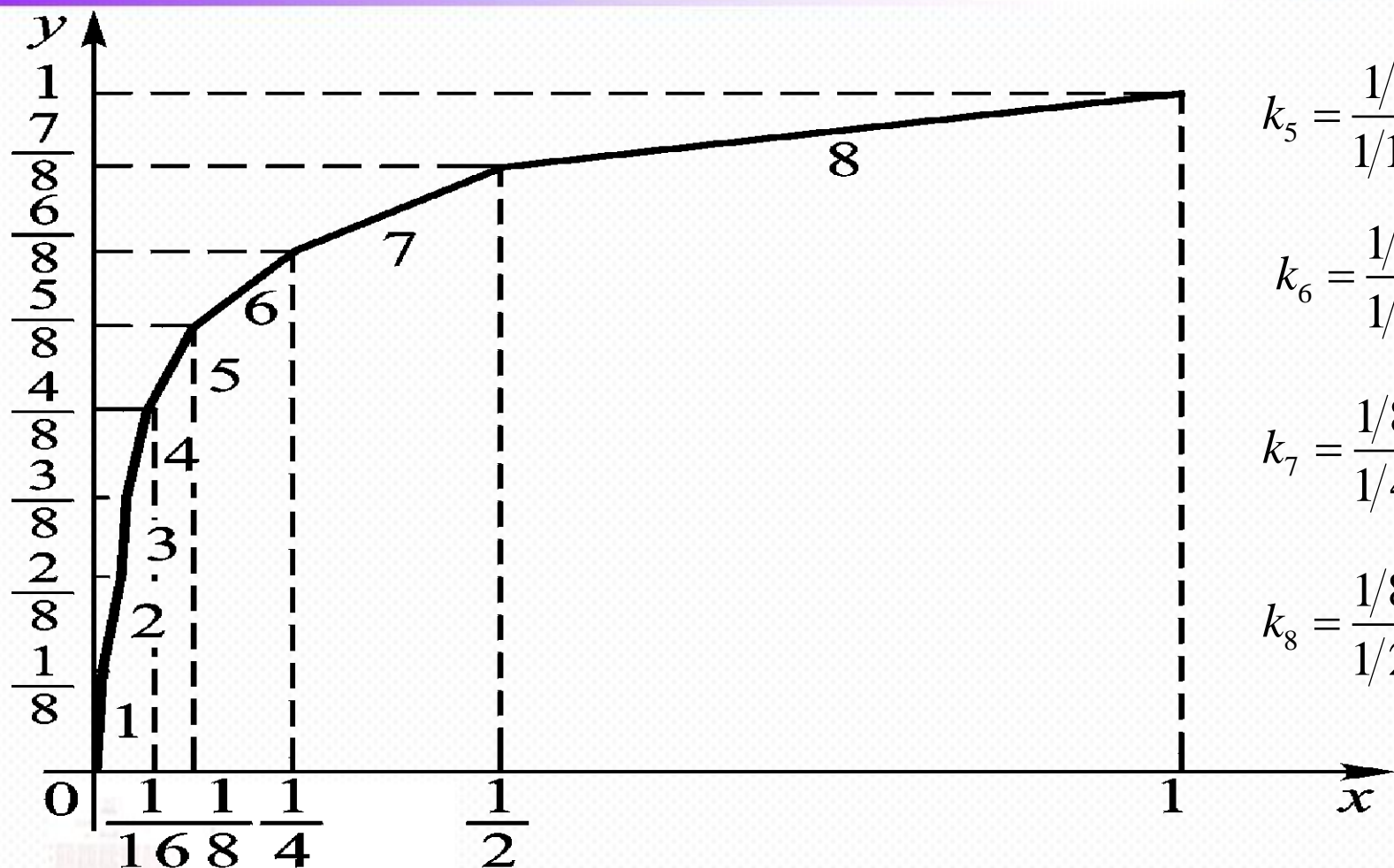
$$k_8 = \frac{1}{4}$$



6.4.3 压扩原理及非均匀量化



西安交通大学

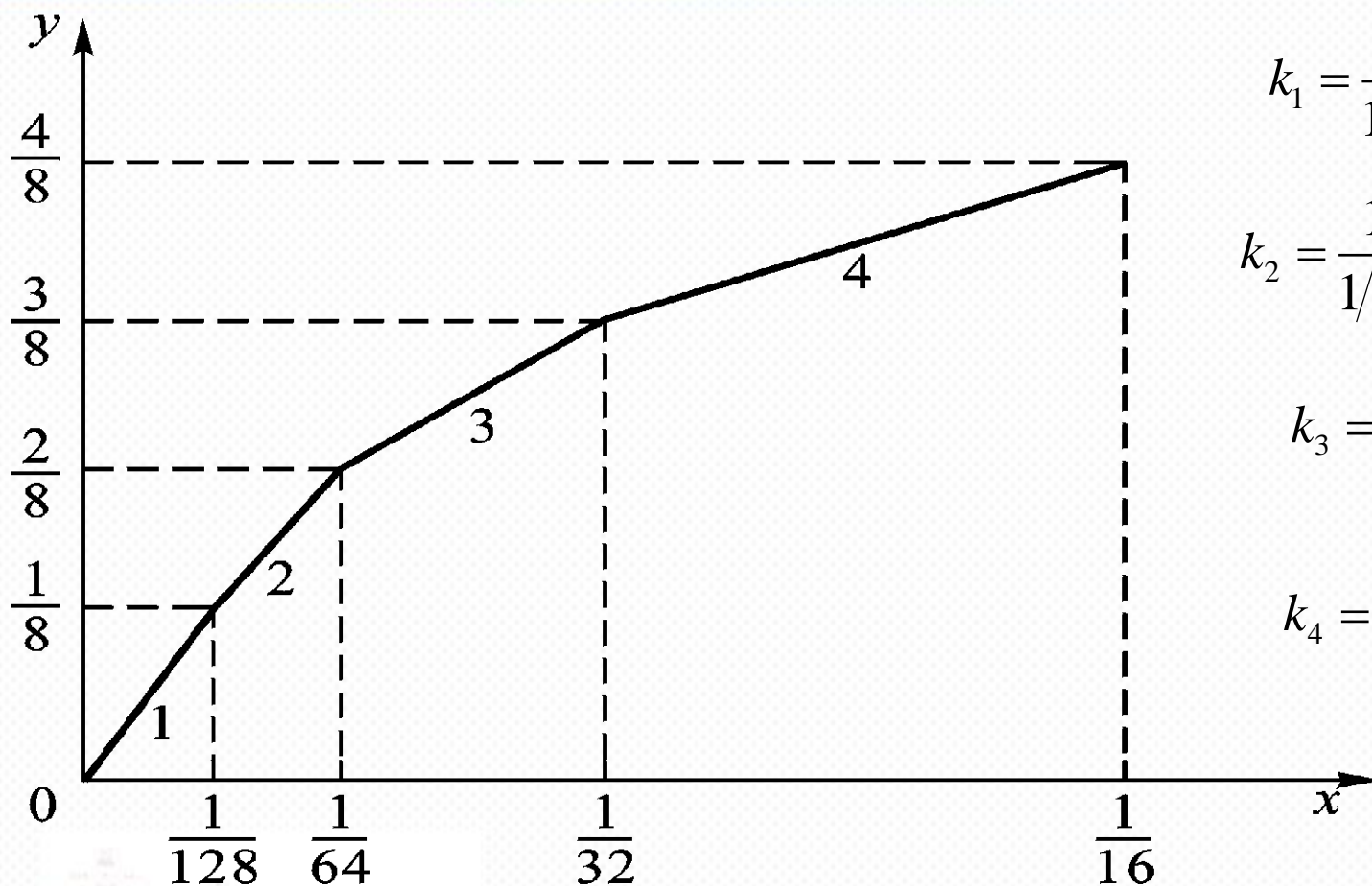


13折线的产生方法(1)

6.4.3 压扩原理及非均匀量化



西安交通大学



$$k_1 = \frac{1/8}{1/128} = 16$$

$$k_2 = \frac{1/8}{1/128} = 16 = k_1$$

$$k_3 = \frac{1/8}{1/64} = 8$$

$$k_4 = \frac{1/8}{1/32} = 4$$

13折线的产生方法 (2)



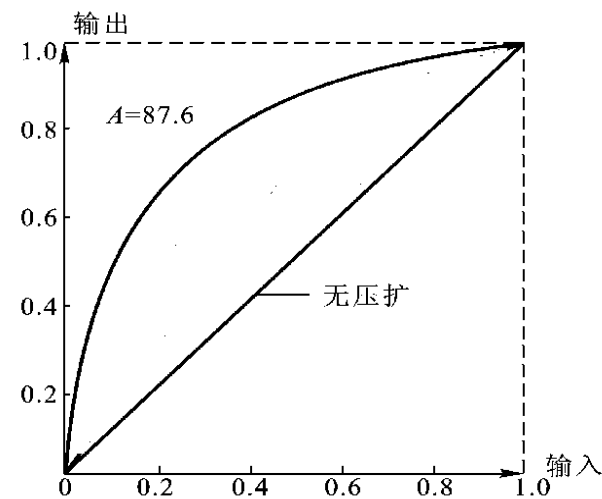
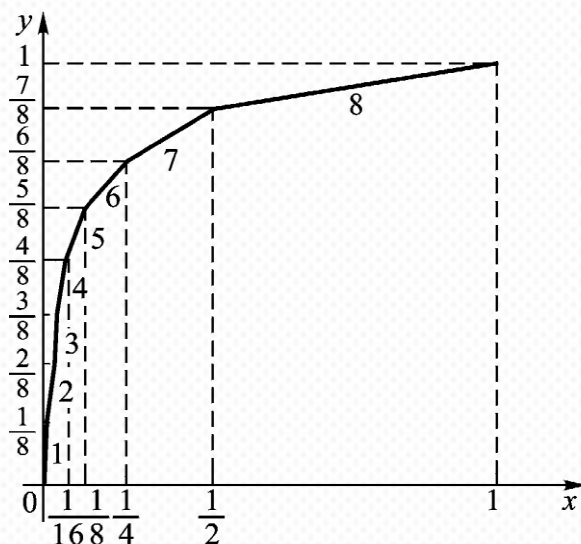
6.4.3 压扩原理及非均匀量化

13折线与A律压缩特性曲线近似程度：

由A律压缩特性，可求出直线斜为 $k' = \frac{dy}{dx} = \frac{A}{1 + \ln A}$ ，

将 $A=87.6$ 代入此式，可得 $k' = 16$ 。

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



6.4.3 压扩原理及非均匀量化



非均匀量化过程(1)

- 非均匀量化是通过对输出信号均匀地分层实现的。
- 输出信号被均匀地划分为8段，再将每段均匀地划分为16等份，共有个 $8 \times 16 = 128$ 个均匀量化级。
- 输出信号的均匀量化对应到输入信号是非均匀量化。



6.4.3 压扩原理及非均匀量化

非均匀量化过程(2)

小信号时，量化台阶小，大信号时，量化台阶大。

■ 最小的是第1段，量化台阶为 $1/2048$ ；

$$\Delta_1 = 1/(128 \times 16) = 1/2048$$

■ 第2段的长度与第1段的长度相同；

$$\Delta_2 = 1/(128 \times 16) = 1/2048$$

■ 第3段的量化台阶为 $1/1024$ ；

$$\Delta_3 = 1/(64 \times 16) = 1/1024$$

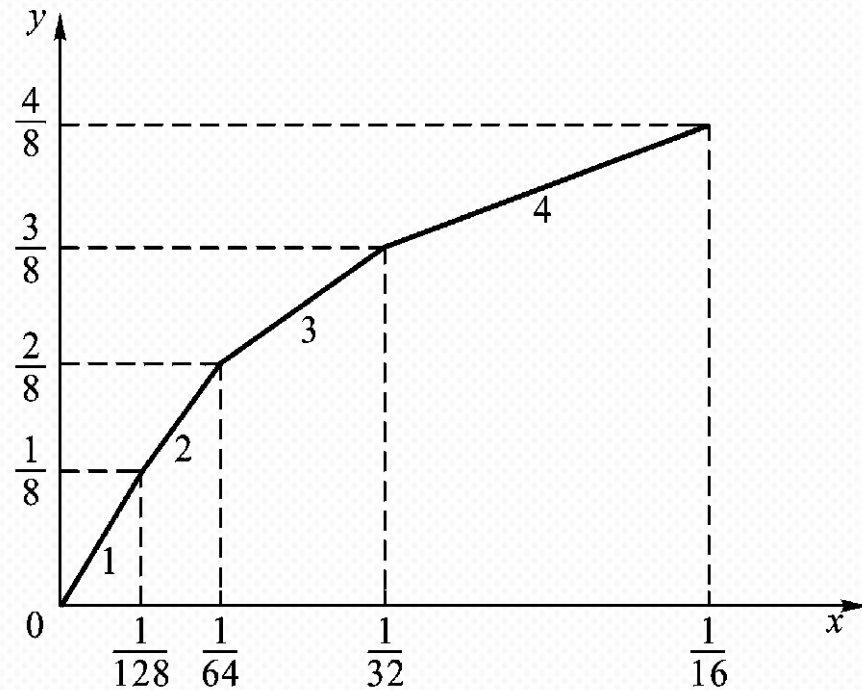
■ 第4段的量化台阶为 $1/512$ ；

$$\Delta_4 = 1/(32 \times 16) = 1/512$$

...

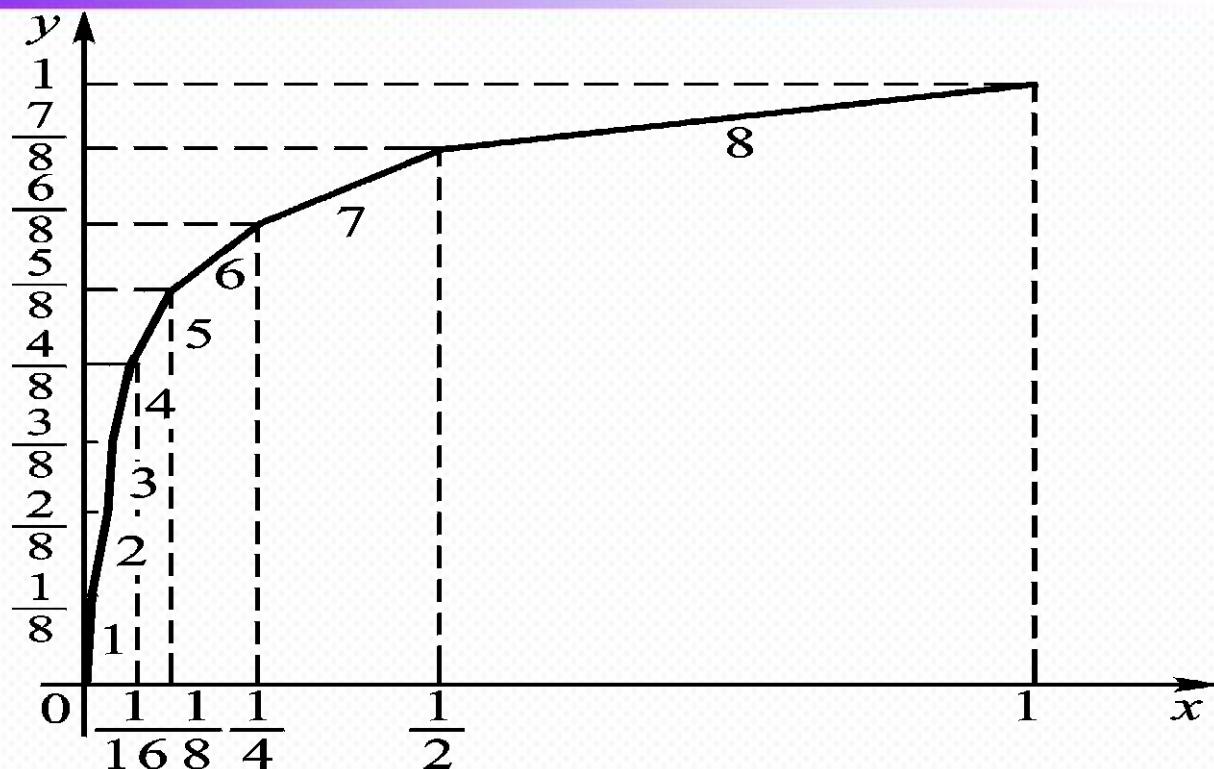
■ 第8段的量化台阶为 $1/32$ 。

$$\Delta_8 = 1/(2 \times 16) = 1/32$$





6.4.3 压扩原理及非均匀量化



$$\Delta_1 = \Delta_2 = 1/2048$$

$$\Delta_3 = 1/1024$$

$$\Delta_4 = 1/512$$

$$\Delta_5 = 1/256$$

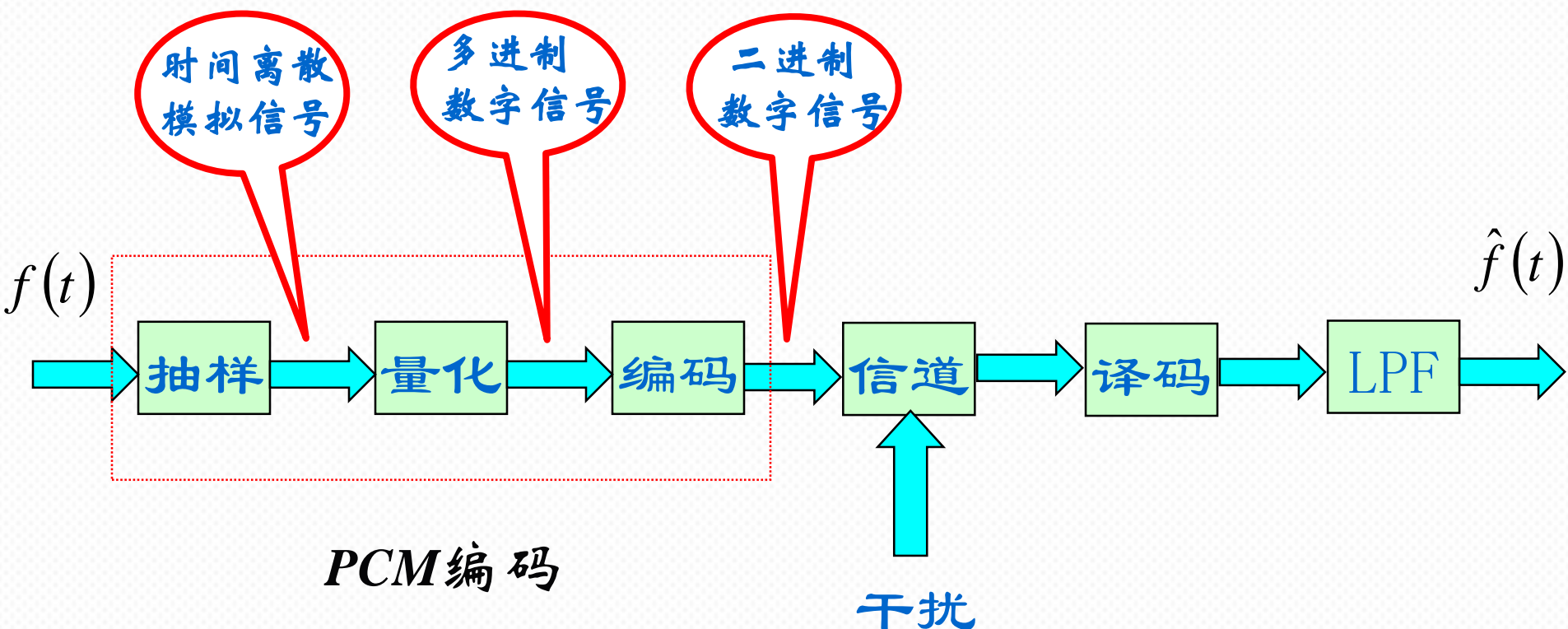
$$\Delta_6 = 1/128$$

$$\Delta_7 = 1/64$$

$$\Delta_8 = 1/32$$

$$\Delta = \Delta_1 = \Delta_2 = 1/2048$$

- 大信号与小信号的量化台阶相差64倍
- 若以为量化台阶进行均匀量化的话，则量化级数为2048
- 采用非均匀量化时，量化级数仅为128



PCM通信系统的基本组成

上节课主要内容(1)



西安交通大学

- **抽样定理** 低通信号均匀抽样($2f_H$)、带通信号抽样($2B$)

ITU-T国际建议：语音信号 $8kHz$ ，或以 $125\mu s$ 间隔进行抽样。

ITU：国际电信联盟 *International Telecommunication Union*

- **PCM三个步骤**：抽样、量化和编码。
- **量化过程**：用预先规定的有限个电平来表示每一个模拟抽样值，将样值脉冲在幅度上离散化。

$$\Delta ; L \quad \Delta = (f_{\max} - f_{\min}) / L$$

- **量化信噪比**

$$(S/N_q)_{dB} = 20 \lg L \quad S/N_q = L^2$$

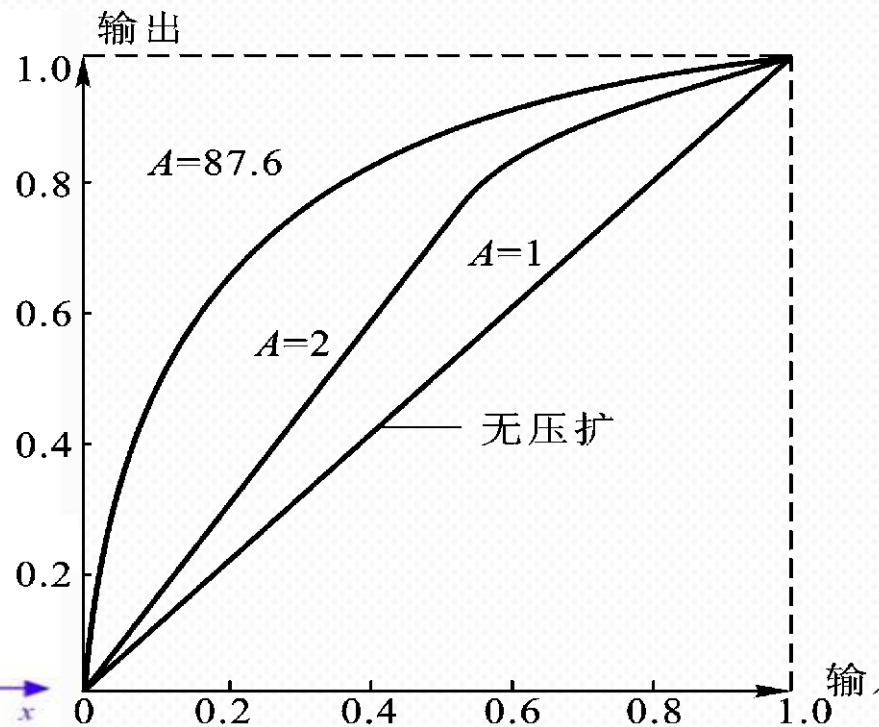
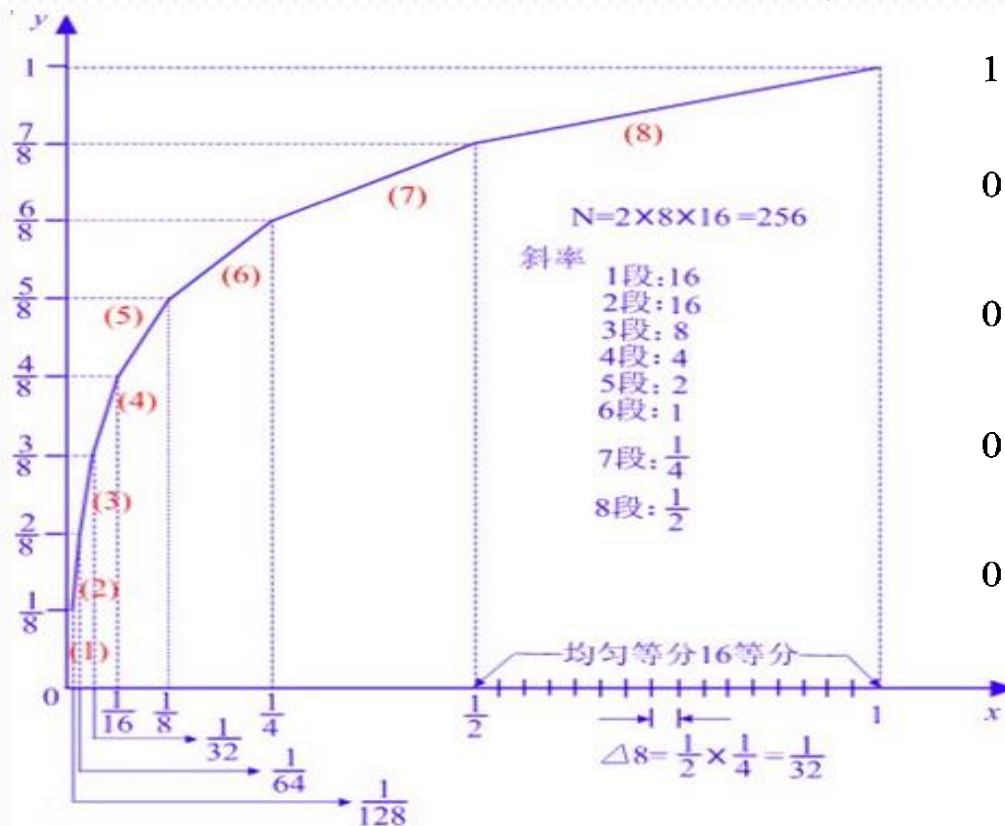
- **均匀量化的特点、不足**：动态范围受限

上节课程内容(2)



西安交通大学

- 非均匀量化实现：压扩 + 均匀量化
- 压扩种类： μ 律对数压扩、A律对数压扩。
- 对数压缩特性的折线近似 A律87.6对数压扩13折线





6.4.4 PCM编码

PCM编码：把量化后的多进制信号电平值转换成二进制码组的过程。其逆过程称为解码或译码。

PCM编码涉及：码组类型选择、码位数 N 的确定

常见二进制码组：

- 自然二进制码组 *NBC(Natural Binary Code)* ；
- 折叠二进制码组 *FBC(Folded Binary Code)* ；
- 格雷二进制码组 *RBC(Gray or Reflected Binary Code)* 。



6.4.4 PCM编码

量化电平	自然二进制码	折叠码	格雷码
0	000	011	000
1	001	010	001
2	010	001	011
3	011	000	010
4	100	100	110
5	101	101	111
6	110	110	101
7	111	111	100

PCM编码时常用的码组



6.4.4 PCM编码

码位数 N 的确定

N 与量化分层数 L 有关。等长编码时

当 L 为 2 的整数次幂时

$$N = \log_2 L$$

当 L 不为 2 的整数次幂时

$$N = [\log_2 L] + 1$$

$$\Delta = (f_{\max} - f_{\min}) / L$$

输入信号变化范围一定时，**量化台阶越小， L 越大，量化噪声就越小，通信质量越好，码位数也越多（可靠性和有效性互换）。**

从话音可懂度来说

- 采用 3~4 位非线性编码（非均匀量化编码）即可，但有失真。
- 当编码位数增加到 7~8 位时，话音质量就比较理想了。



6.4.4 PCM编码

按原CCITT (ITU-T) 建议:

- 对话音信号, 采用A律13折线PCM编码时,
抽样速率 8kHz
- 抽样间隔 125微秒
- 量化分层数 $L=256$

因此, 话音信号PCM编码时需要 $N=8$ 的码位数。这样对一路话音信号进行PCM编码后, 信号的速码率为

$$R = Nf_s = 8 \times 8000 = 64 \text{ kb/s}$$



6.4.4 PCM编码

实际PCM系统中常把量化器和编码器合在一起。

编码器种类：计数式编码器
并行编码器
逐位比较反馈型编码器

计数式编码器，用一个斜坡电压去逼近样值脉冲取值。逼近过程中计数斜坡电压上升的台阶数且编出相应的码字。

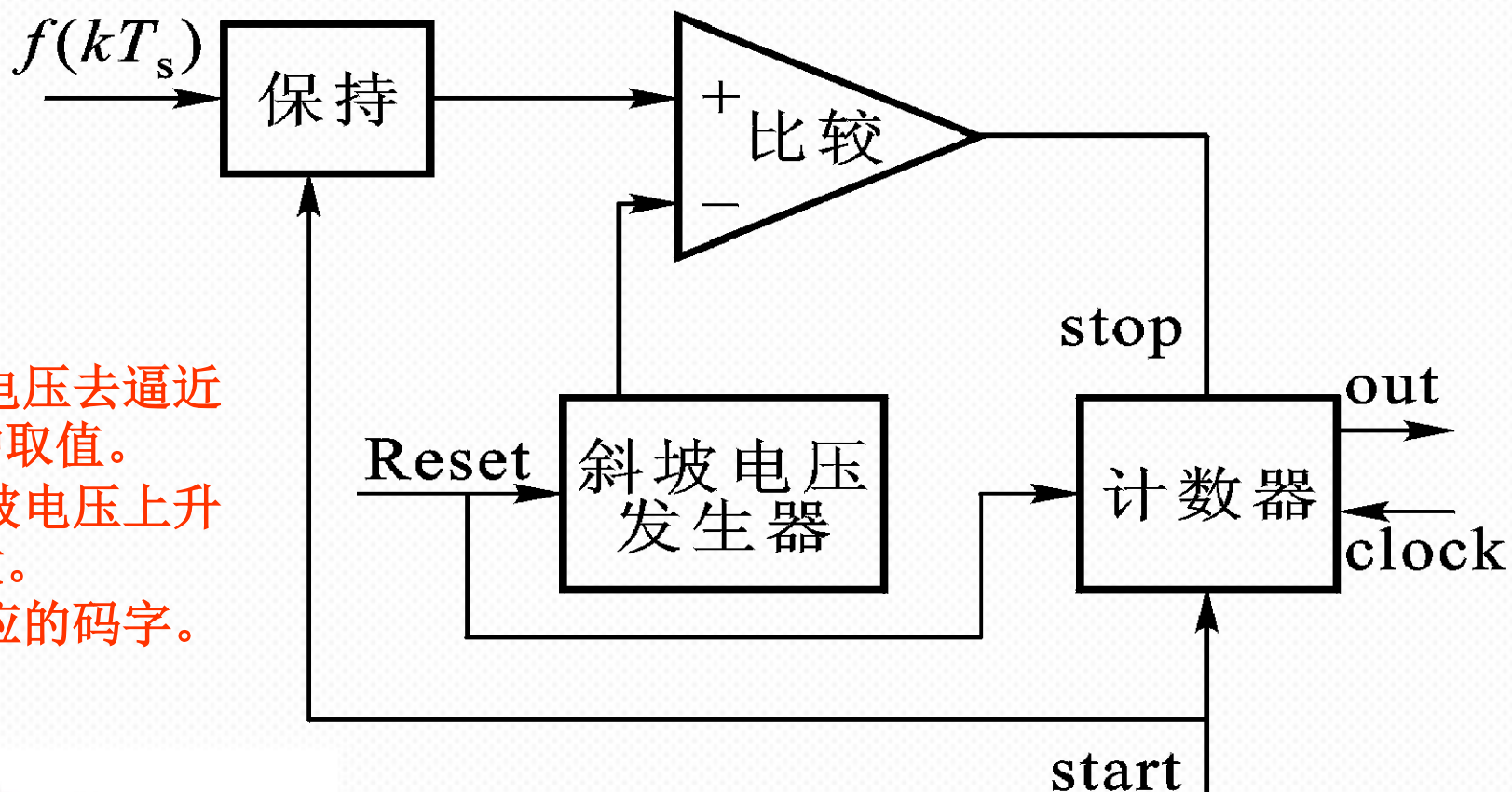
并行编码器，把样值脉冲同时与各预置电平比较，编出相应的码字。

逐位比较反馈型编码器，是目前用得较为广泛的编码器。



6.4.4 PCM编码

- 用斜坡电压去逼近样值脉冲取值。
- 计数斜坡电压上升的台阶数。
- 编出相应的码字。

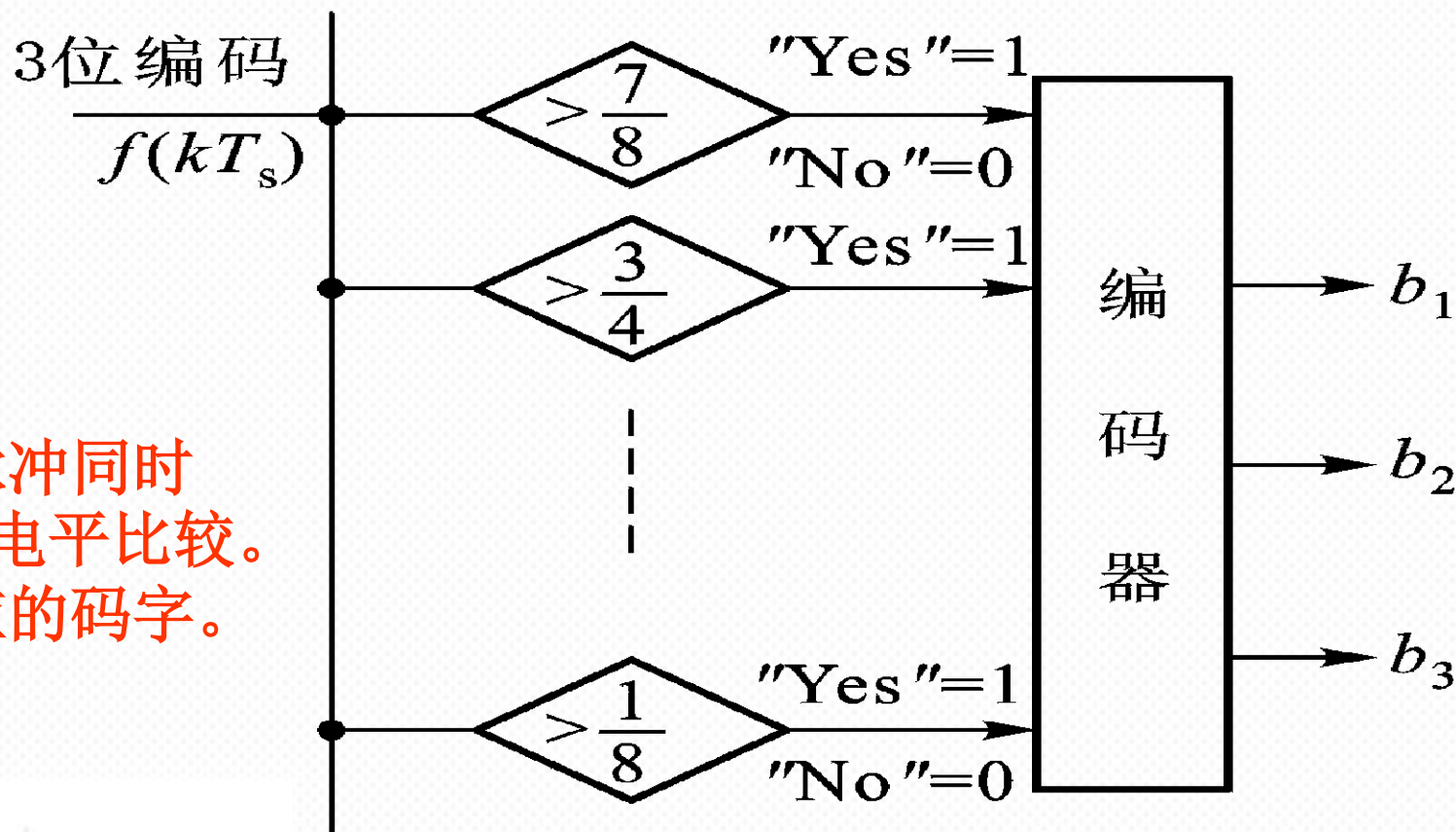


计数式编码器



6.4.4 PCM编码

- 把样值脉冲同时与各预置电平比较。
- 编出相应的码字。

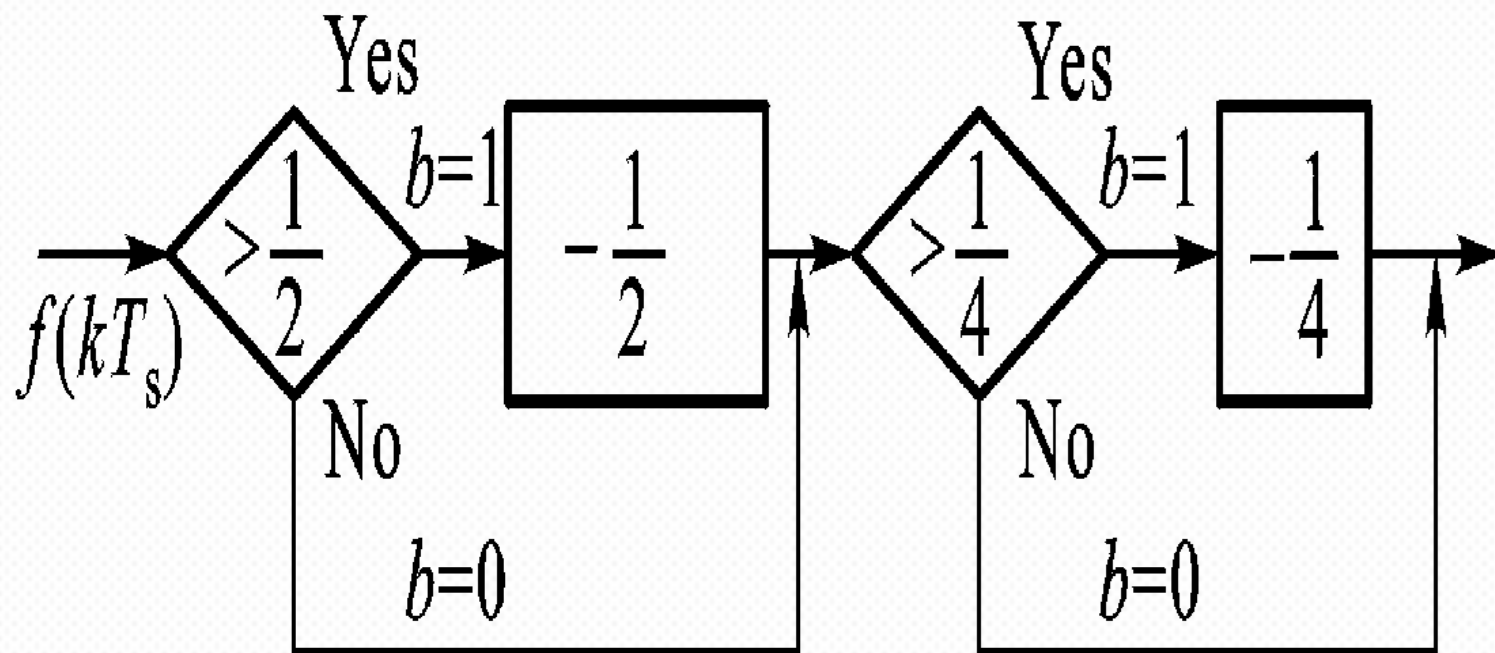


三位码并行编码器

6.4.4 PCM编码



西安交通大学

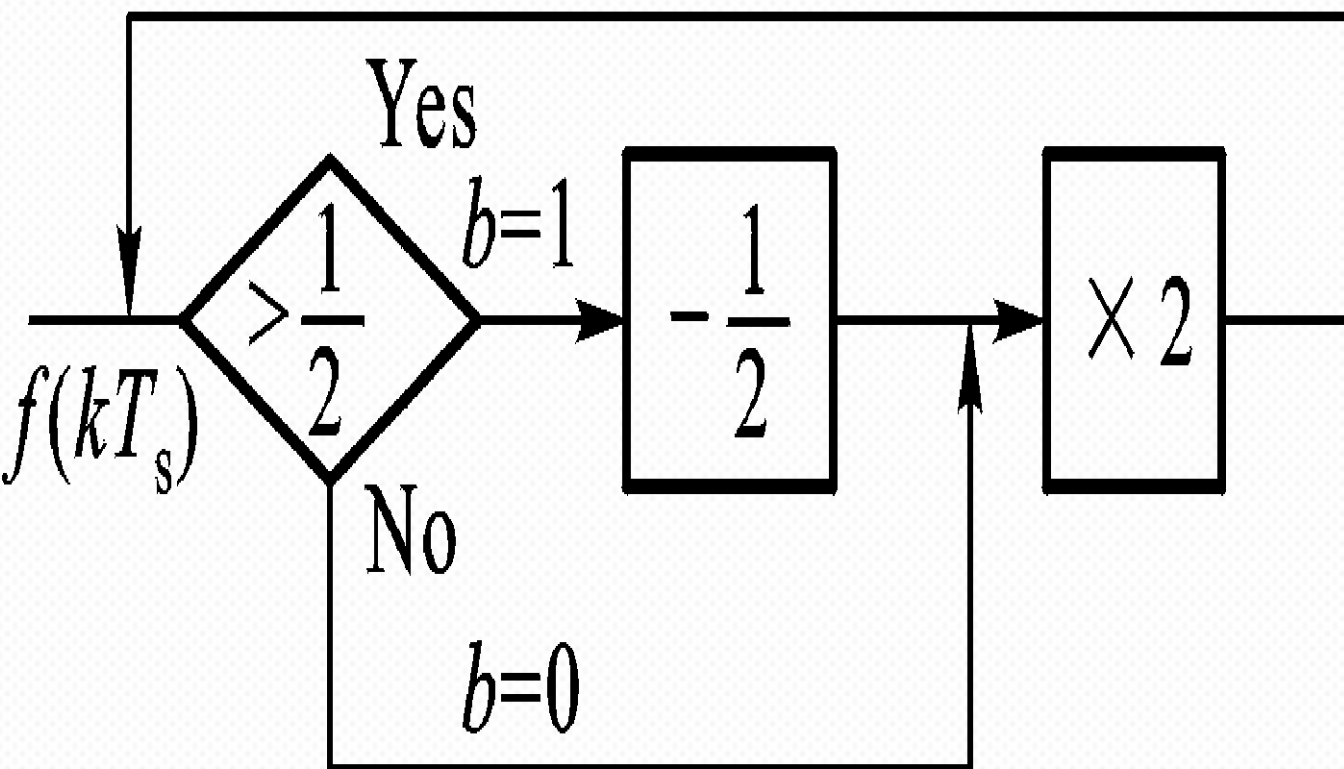


逐位比较反馈型编码器

6.4.4 PCM编码



西安交通大学



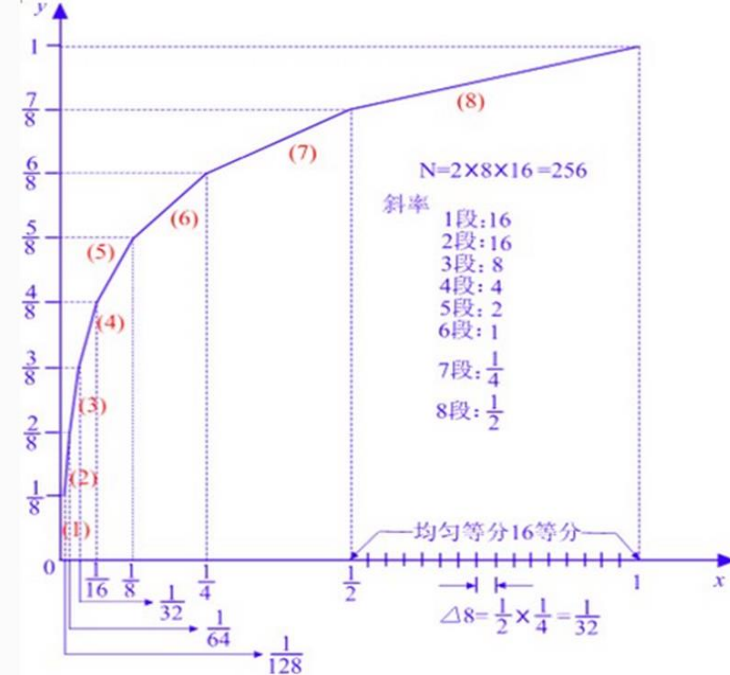
量化电平	自然二进制码	折叠码
0	<u>000</u>	011
1	<u>001</u>	010
2	010	001
3	<u>011</u>	000
4	100	100
5	101	101
6	110	110
7	111	111

逐位比较反馈型编码器

6.4.4 PCM编码

8位码的排列顺序

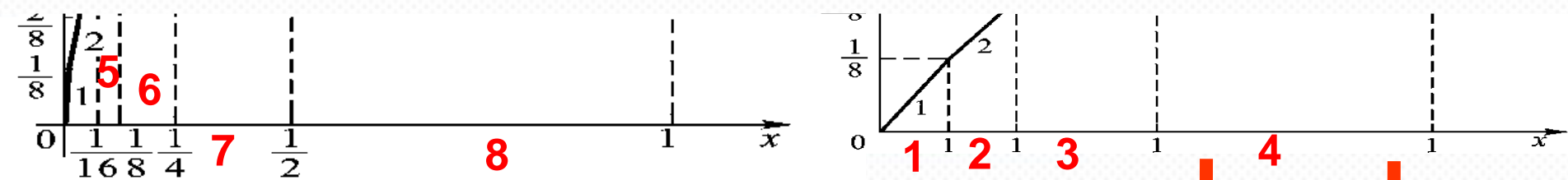
极性码	段落码	段内码
D_1	$D_2 D_3 D_4$	$D_5 D_6 D_7 D_8$



D_1 : **极性码**。样值脉冲为正值时，编“1”；为负值时，编“0”。

$D_2 D_3 D_4$: **段落码**。对输入信号，正部分共有8个不均匀段落，可用3位二进制码表示。**段落码选用自然码组。**

$D_5 D_6 D_7 D_8$: **段内码**(电平码)。由于每段均匀分为16等级，故每级可用4位码表示。**段内码选用自然码组。**



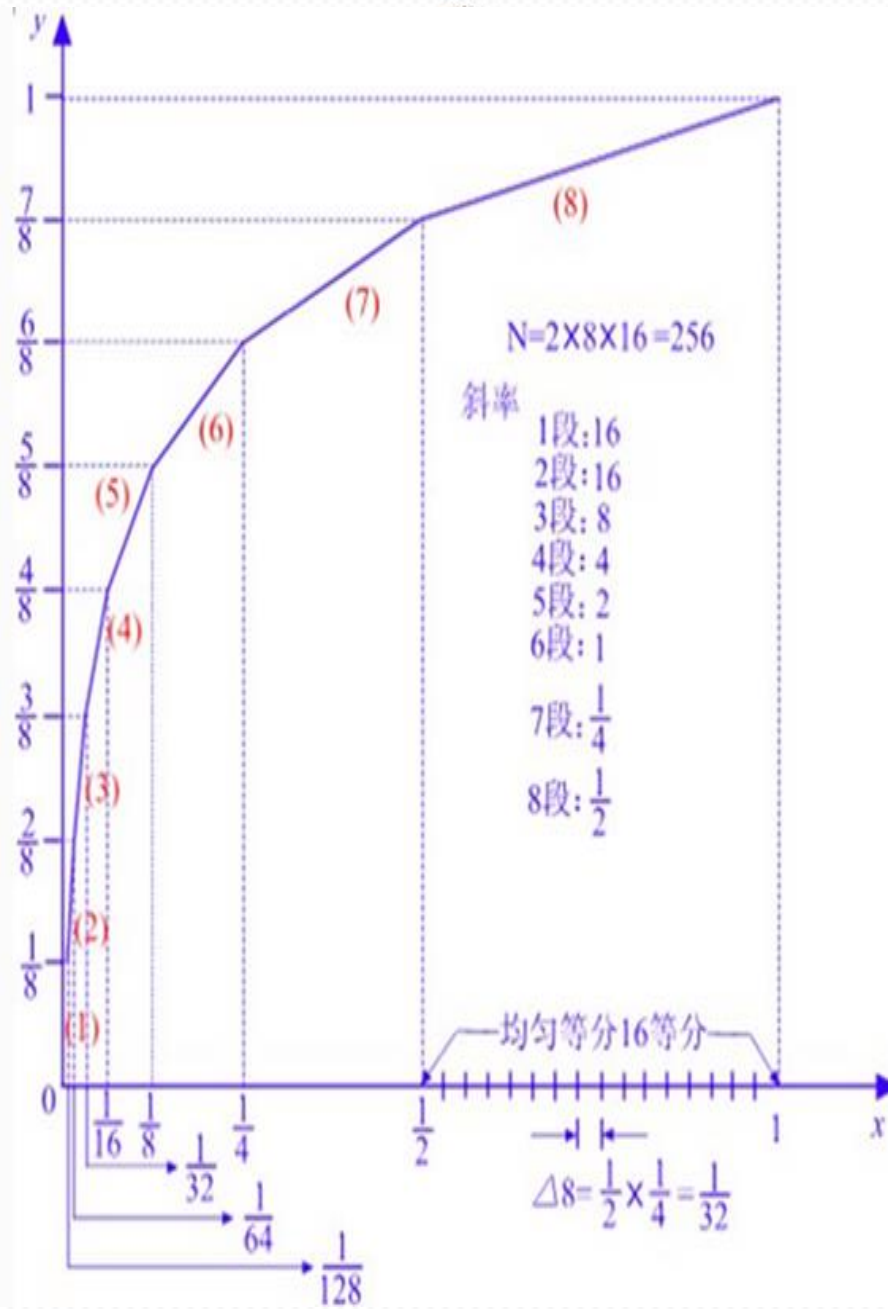
段落号	1	2	3	4	5	6	7	8
段落码 (<u>$D_2D_3D_4$</u>)	000	001	010	011	100	101	110	111
起始电平 (以 Δ 为单位)	0 0-15	16 16-31	32 32-63	64 64-127	128 128-255	256 256-511	512 512-1023	1024 1024-2047
各段量化 台阶与 Δ 的比值	1	1	2	4	8	16	32	64

段落编码电平表

6.4.4 PCM编码

电平序号	段内码 $D_5D_6D_7D_8$			
15	1	1	1	1
14	1	1	1	0
13	1	1	0	1
12	1	1	0	0
11	1	0	1	1
10	1	0	1	0
9	1	0	0	1
8	1	0	0	0
7	0	1	1	1
6	0	1	1	0
5	0	1	0	1
4	0	1	0	0
3	0	0	1	1
2	0	0	1	0
1	0	0	0	1
0	0	0	0	0

段内码电平表





6.4.4 PCM编码

[例]: 设输入抽样脉冲值为+1270个量化单位, 试采用逐位比较反馈型编码器将其编为8位码。

解: 方法1 设8位码为 $D_1D_2D_3D_4D_5D_6D_7D_8$

(1) 确定极性码 D_1 , 由于脉冲值为正, 故极性码 $D_1=1$

(2) 确定段落码 $D_2D_3D_4$

第一次比较, 确定段落码中的 D_2 , 权值电流取 $I_w=128$

$$I_s=1270 > I_w=128 \quad D_2=1$$

第二次比较, 确定段落码中的 D_3 , 权值电流取 $I_w=512$

$$I_s > I_w \quad D_3=1$$

第三次比较, 确定段落码中的 D_4 , 权值电流取 $I_w=1024$

$$I_s > I_w \quad D_4=1$$

因此, 段落码 $D_2D_3D_4$ 为111, 表示输入抽样脉冲值处于第8段。



6.4.4 PCM编码

(3) 确定段内码 $D_5D_6D_7D_8$

段内码用来确定抽样脉冲值处于第8段中的哪一个量化级上。

第四次比较，确定段内码中的 D_5

故权值电流取 $I_w = 1024 + 8 \times 64 = 1536\Delta$

$$I_s < I_w \quad D_5 = 0$$

第五次比较，确定段内码中的 D_6

故权值电流取 $I_w = 1024 + 4 \times \Delta_8 = 1024 + 4 \times 64 = 1280\Delta$

$$I_s < I_w \quad D_6 = 0$$

第六次比较，确定段内码中的 D_7

故权值电流取 $I_w = 1024 + 2 \times \Delta_8 = 1024 + 2 \times 64 = 1152\Delta$

$$I_s > I_w \quad D_7 = 1$$



6.4.4 PCM编码

第七次比较，确定段内码中的 D_8

权值电流取 $I_w = 1024 + 3 \times \Delta_8 = 1024 + 3 \times 64 = 1216\Delta$

$$I_s > I_w \quad D_8 = 1$$

故段内码 $D_5D_6D_7D_8$ 确定为：**0011**。

最后编码器输出的8位码组为：**11110011**

- 它表示输入抽样脉冲值被量化在了**第8段中的第3级**上。
- **量化电平值为** $1024 + 3 \times 64 = 1216\Delta$
- **量化误差为** $|1270 - 1216| = 54\Delta$
- 小于该段的量化台阶 ($\Delta_8 = 64\Delta$) 。



6.4.4 PCM编码

方法2 设8位码为 $D_1D_2D_3D_4D_5D_6D_7D_8$

(1) 确定极性码 D_1 , 由于脉冲值为正, 故极性码 $D_1=1$

(2) 确定段落码 $D_2D_3D_4$

由于 $1024 < 1270$ 个量化单位, 所以, 位于第八段, 故段落码为111

(3) 确定段内码 $D_5D_6D_7D_8$

$$[(1270-1024)/64]=[3.8]=3$$

查段落表知: 位于第3段, 故段内码为0011

最后编码器输出的8位码组为: 11110011, 它表示输入抽样脉冲值被量化在了第8段中的第3级上。

量化电平值为 $1024+3 \times 64=1216\Delta$

量化误差为 $|1270-1216|=54\Delta$

小于该段的量化台阶 ($\Delta_8=64\Delta$)。



6.4.4 PCM编码

非均匀量化编码与均匀量化编码比较(1)

(1) 13折线非均匀量化编码过程中

- 最小量化台阶为 $1/2048$ ，128个量化级，只需编7位码；
- 若以最小量化台阶对信号进行均匀量化，则有2048个量化级，需编11位码。

可见，在保证小信号量化台阶相同条件下，7位非线性码与11位线性码等效。

上例中，输入抽样脉冲值为1270个量化单位

- 量化电平为1216个量化单位，7位非线性码为1110011；
- 对应的11位线性码为10011000000 ($1216 = 1024 + 128 + 64$)。

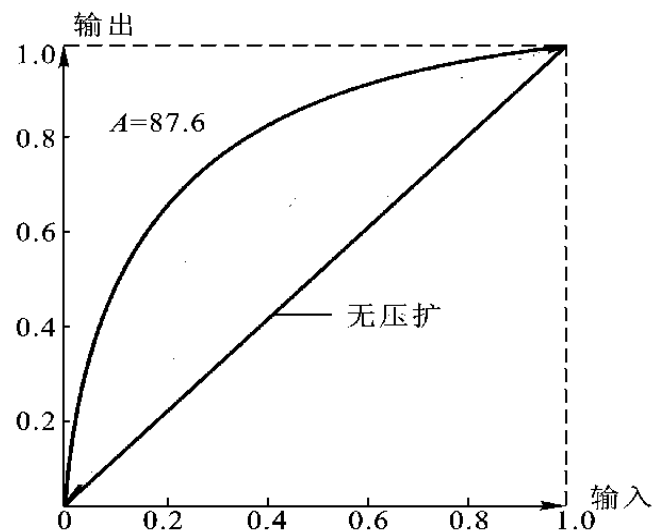


6.4.4 PCM编码

非均匀量化编码与均匀量化编码比较(2)

(2) 非均匀量化编码的性能比均匀量化编码的性能有了很大的改善。

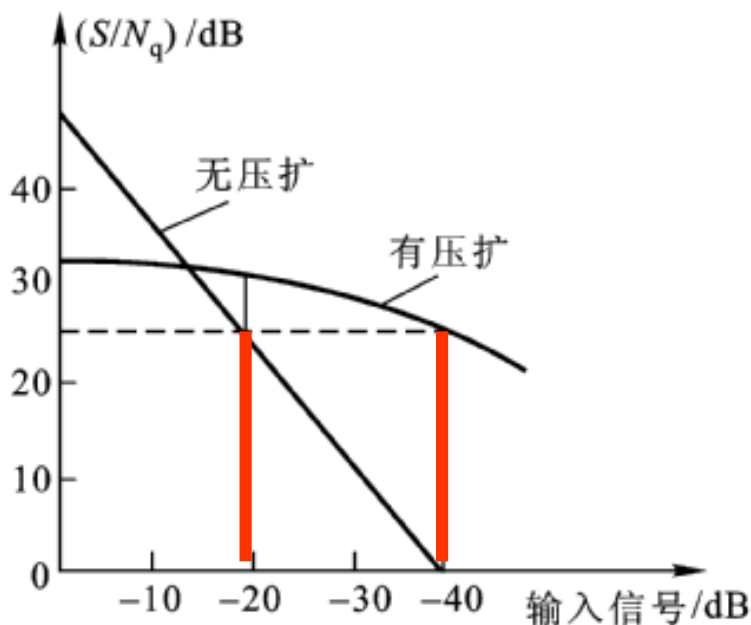
- 如A律压缩编码时，对小信号大约改善了约**24dB**（**小信号放大了16倍**）（ $20\lg 16=24\text{dB}$ ）。





6.4.4 PCM编码

动态范围： 满足信噪比要求的输入信号的取值范围。



- **均匀量化编码**的信噪比随信号下降而线性下降。
- **压扩编码信号**的信噪比随信号下降缓慢下降，大大增加了输入信号的编码动态范围。

有、无压扩的编码性能比较



6.4.5 PCM译码

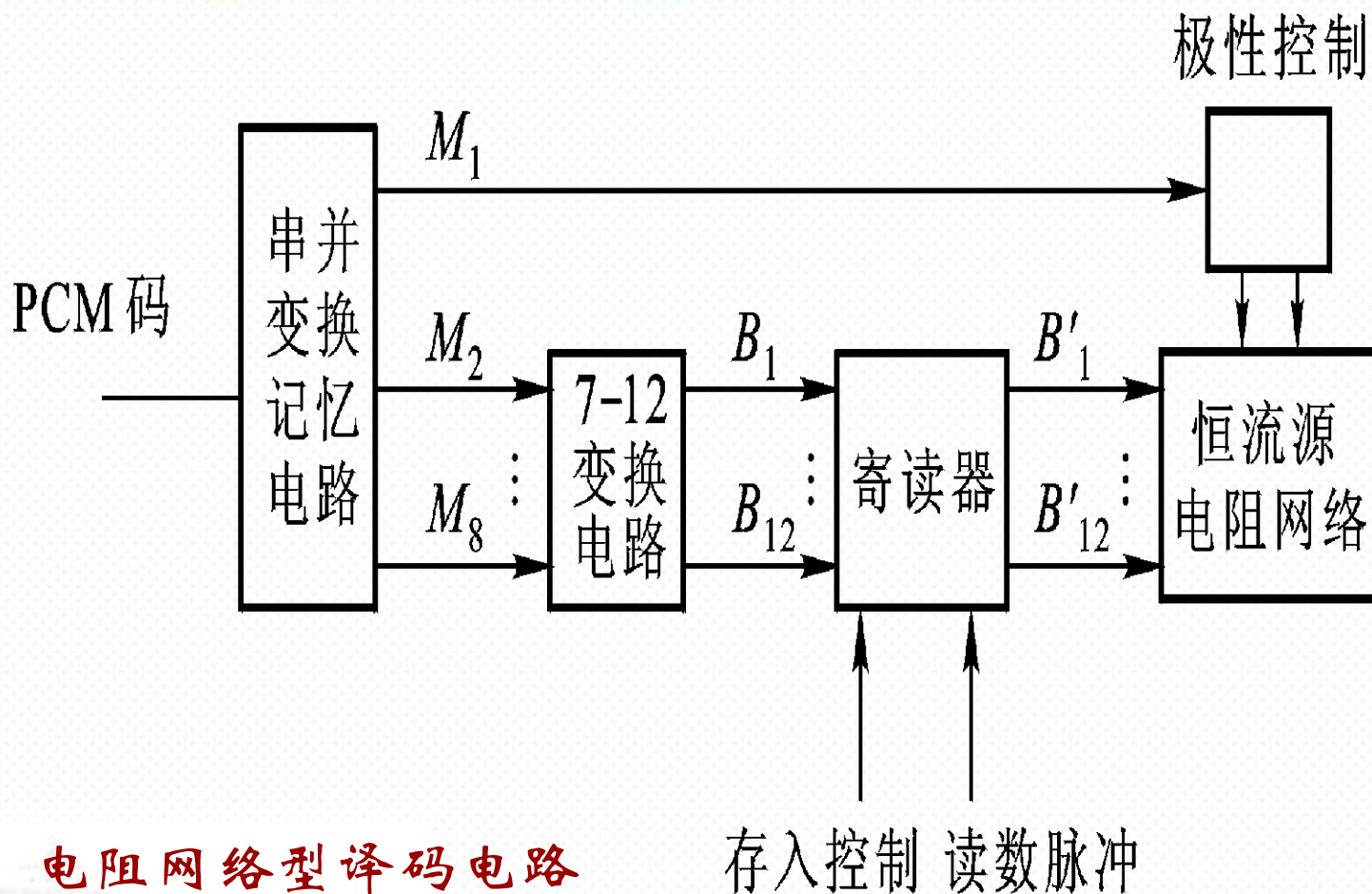
译码 将收到的PCM码组还原为发端抽样脉冲幅度的过程。

译码得到的抽样脉冲信号经过低通滤波器后，就可恢复原始的模拟信号。

译码电路的类型：电阻网络型、级联型以及级联--网络混合型。



6.4.5 PCM译码



电阻网络型译码电路

存入控制 读数脉冲



集成PCM编译码电路模块：

Motorola : MC145540、 MC14402、 MC14403

Intel: 2913/2914/2916

实验用集成电路模块：TP3057
(NSC: National Semiconductor)



6.5.1 PCM信号的时分复用

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

利用不同时隙来传送各路信号，其理论基础是**抽样定理**。

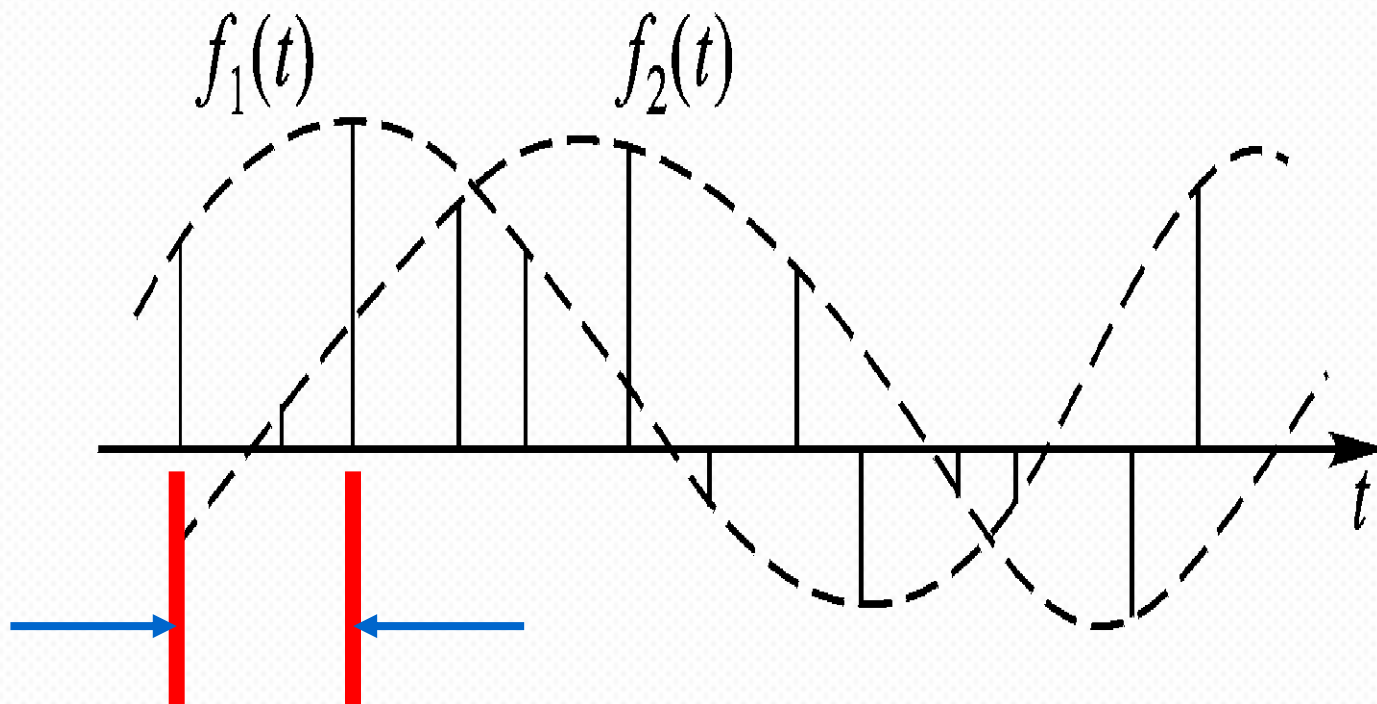
在数字通信系统中，一般都采用时分复用方式来提高信道的传输效率。

抽样定理告诉我们，模拟信号可用时间上离散出现的抽样脉冲值来代替，这样在抽样脉冲之间就留出了时间空隙。利用这种空隙就可以传输其它信号的抽样值，因此在一个信道上可以同时传输多路信号。

6.5.1 PCM信号的时分复用



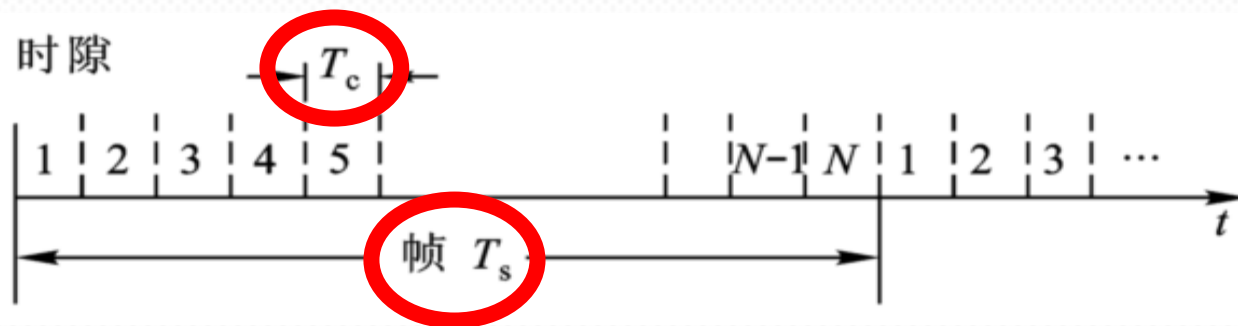
西安交通大学



两路信号时分复用



6.5.1 PCM信号的时分复用



N 路信号时分复用

帧长时间： T_s ，对话音信号， $T_s = 125$ 微秒。

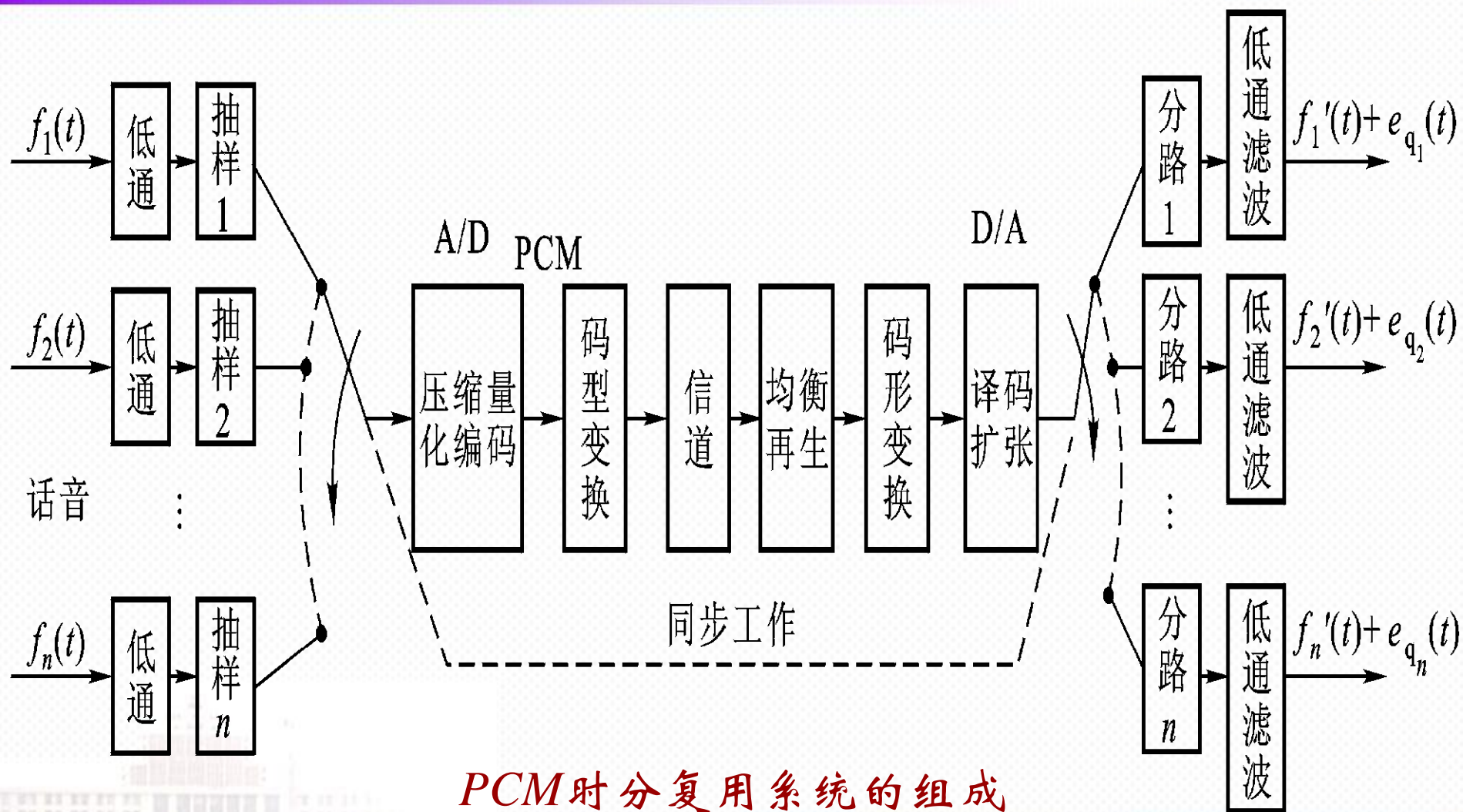
时隙： $T_c = T_s / N$ 。

对话音信号， $N=24$ ， $T_c = 125 / 24 = 5.2$ 微秒

$N=32$ ， $T_c = 125 / 32 = 3.91$ 微秒



6.5.1 PCM信号的时分复用





6.5.2 PCM基群帧结构及高次群

PCM基群

在进行PCM信号TDM复用时，先把一定路数的信号复合成一个标准的数据流，称为基群（一次群），然后再把基群数据流采用数字复接技术，汇合成速率更高的高次群。

时分制多路电话系统（ITU）体系标准：

PDH（Plesiochronous Digital Hierarchy）准同步数字体系

SDH（Synchronous Digital Hierarchy）同步数字体系

PDH准同步数字体系：E标准体系、T标准体系

PDH的两种体系标准

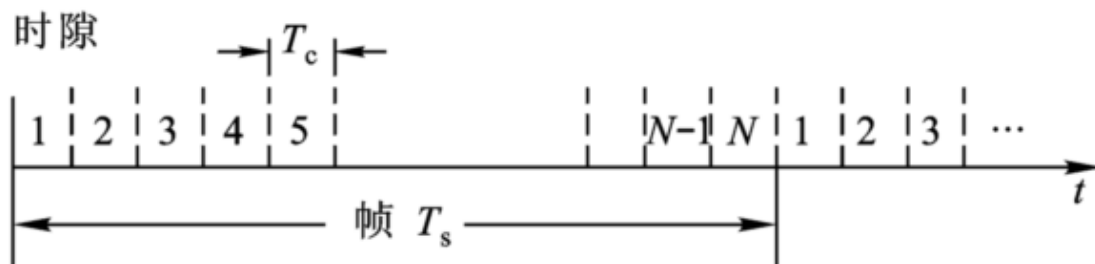
{	A律PCM30/32路(E标准)
	μ 律PCM24路(T标准)

6.5.2 PCM基群帧结构及高次群



西安交通大学

PCM30/32路体系标准基群信息速率



时隙: $T_c = T_s / N$ 。

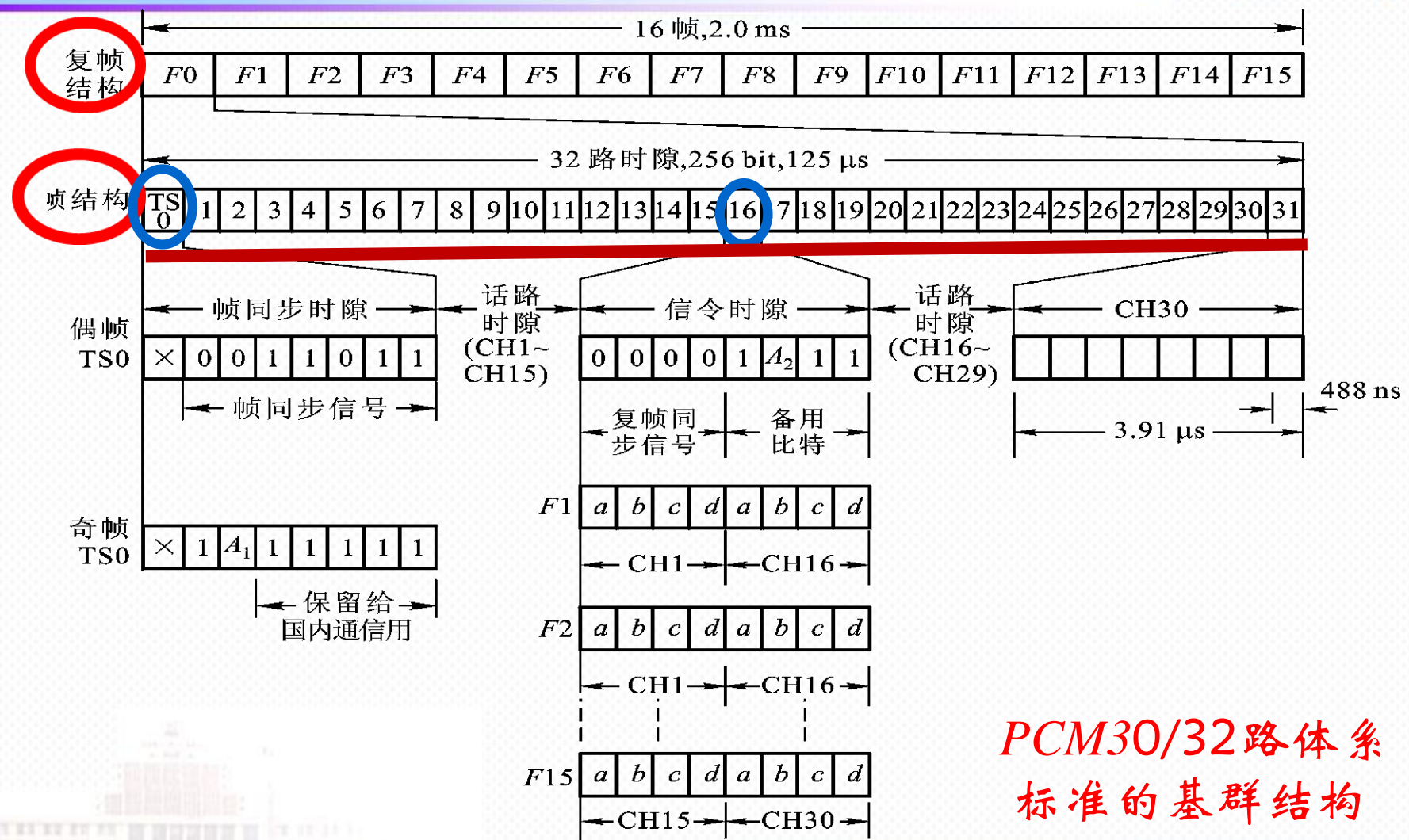
对话音信号, **$N=32$** , $T_c = 125 / 32 = 3.91$ 微秒

每个时隙包含有**8位码**, 每位码占用时间为**588纳秒**。

一帧内共有**256 (8×32)** 个二进制码元, 一秒内有**8000帧**, 由此可计算出

$$f_B = 256 \times 8000 = 2,048 \text{ kb/s}$$

6.5.2 PCM基群帧结构及高次群

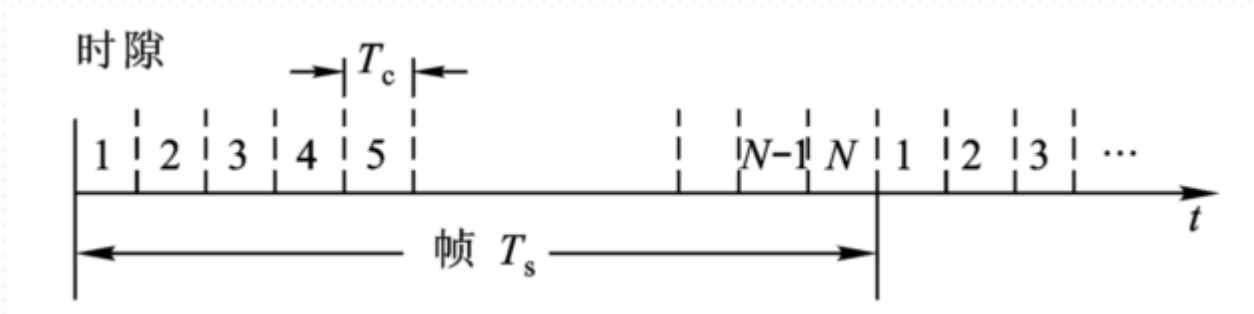


PCM30/32路体系
标准的基群结构

6.5.2 PCM基群帧结构及高次群



PCM24路标准的基群信号的信息速率为



μ 律PCM24路标准的基群信号采用另外一种帧结构。一帧包含有**24个路时隙**及**1位帧同步码**，每个时隙内传送8位二进制码元，每帧共有193个码元，一秒内有8000帧。故

$$f_B = 193 \times 8000 = 1,544 \text{ kb/s}$$



6.5.2 PCM基群帧结构及高次群

高次群

更多路数话音信号的复用是在基群的基础上复合得到的。

- PCM30/32路标准，四个基群复合得到一个二次群；四个二次群复合得到一个三次群...等。
- PCM24路标准，四个基群复合得到一个二次群；五个或七个二次群复合得到一个三次群...等。

以上关系如表7.5所列。表中每一种群路可以用来传输多路电话信号，也可以用来传输具有相同速率的数字信号，如电视电话信号、频分多路复用的群路编码信号或数据信号等。



6.5.2 PCM基群帧结构及高次群

表7.5 数字复接系列

标准	PCM 24 (北美、日本)		PCM 30/32 (欧洲、中国)	
群路等级	路数	信息速率 (Kb/s)	路数	信息速率 (Kb/s)
基 群	24	1, 544	30	2, 048
二次群	96	6, 312	120	8, 448
三次群	480或672	32或44, 736	480	34, 368
四次群	1440	97,728	1920	139, 264
五次群	5760	397, 200	7680	564, 992



6.5.3 PCM信号带宽

- 对模拟信号来说，PCM编码后信号带宽远大于模拟信号自身带宽。
- 单路话音信号带宽不超过4kHz，对话音信号进行PCM编码后信息速率64kbps，其带宽远大于4kHz。

对一个宽度为 T 的矩形脉冲来说，为了不使脉冲失真太大，则要求传输此脉冲的信道带宽满足

$$B_{ch} \geq \frac{1}{2T}$$

对一个脉冲宽度为 T 的周期矩形脉冲来说，传输此周期矩形脉冲的信道带宽应满足

$$B_{ch} \geq \frac{1}{2T} = R/2$$

6.5.3 PCM信号带宽



PCM编码时，单路编码信号的码元速率为

$$R = N f_s = 2 N f_H$$

如果是 n 路PCM信号时分复用，则总码元速率为

$$R = n N f_s = 2 n N f_H$$

这时，信号的最小带宽应为

$$B_{ch} = \frac{R}{2} = n N f_H$$



6.5.3 PCM信号带宽

[例] 对32路话音信号进行PCM时分复用编码，话音信号的抽样频率 $f_s = 8 \text{ kHz}$ ，编码位数 $N=8$ ，则32路时分复用信号的总码元速率为

$$R = 32 \times 8 \times 8000 = 2,048 \text{ kb/s}$$

因而，信号的带宽为

$$B_{ch} = \frac{R}{2} = 1024 \text{ kHz}$$

上节课主要内容



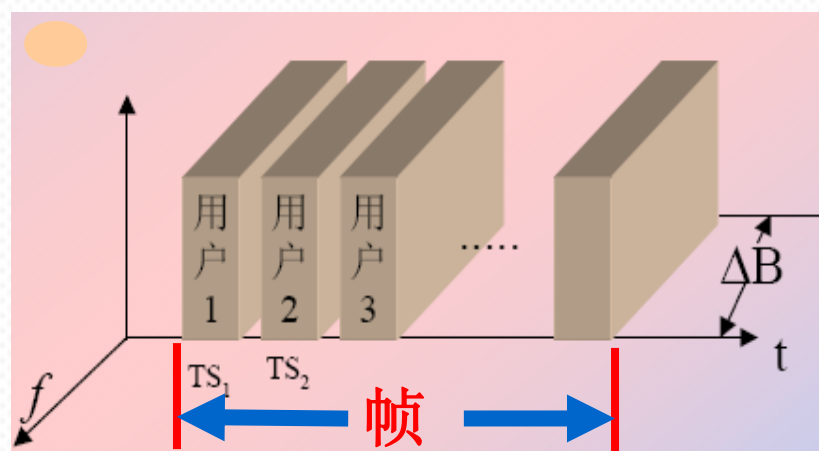
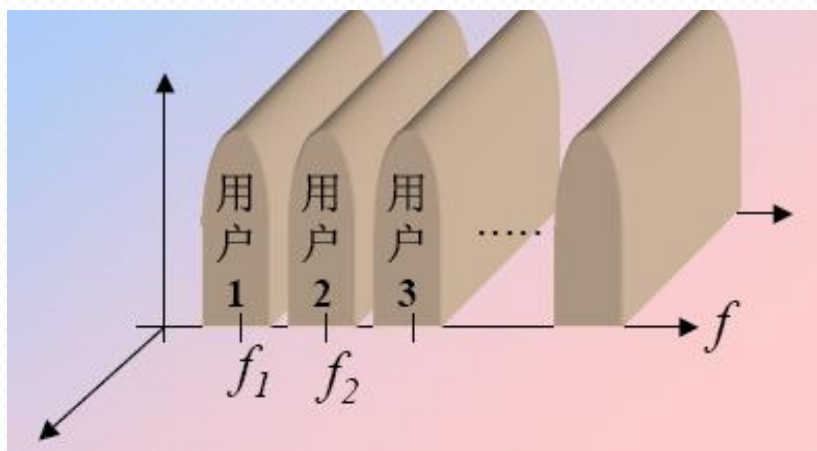
西安交通大学

- PCM编码：把量化后的多进制信号电平值转换成二进制码组的过程。其逆过程称为解码或译码。
- 小信号量化台阶相同时，7位非线性码与11位线性码等效。
- 时分复用（TDM--Time Division Multiplexing）：利用不同时隙来传送各路信号，其理论基础是抽样定理。
- 两种体系标准：
 - A律PCM30/32路（E体系）、 μ 律PCM 24路（T体系）
 - 高次群：基群；二次群；三次群...等。
- PCM信号带宽
$$B_{ch} = \frac{R}{2} = n N f_H$$
- 时分复用与频分复用的比较



6.5.4 时分复用与频分复用的比较

- *TDM*信号在**时间上**是分开的，但在**频域内**是重叠的。
- *FDM*信号在**频域内**是分开的，但在**时间上**是重叠的。
- *TDM*系统中的电路比*FDM*系统中的电路简单很多。
- *TDM*系统具有相当小的串话干扰。

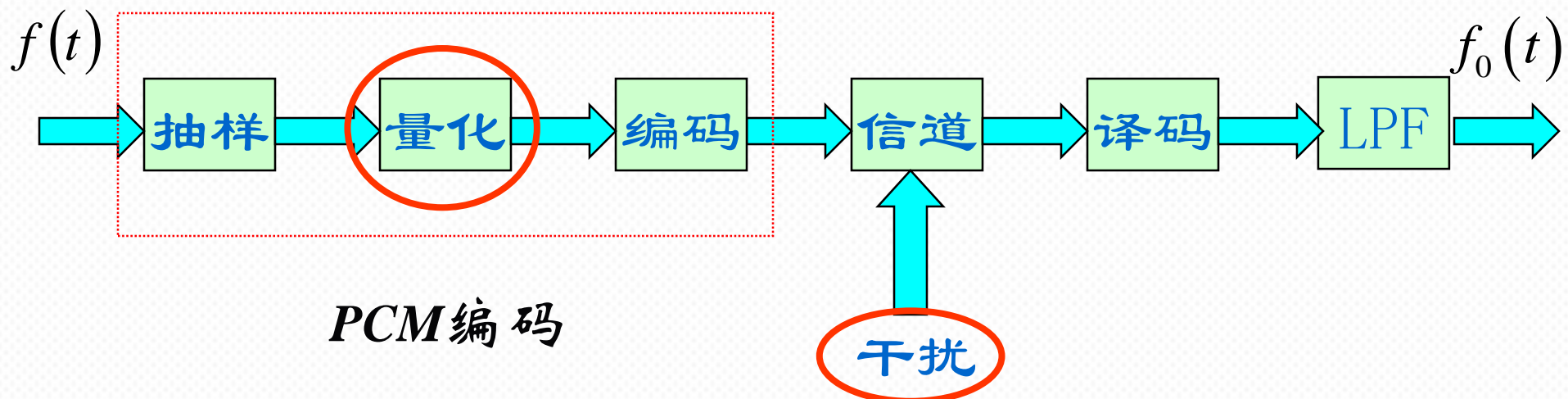


但*TDM*要求系统的接收端和发送端必须**保持严格的同步**，因而增加了系统的复杂性。

6.6 PCM系统的抗噪声性能



西安交通大学



*PCM*通信系统的基本组成



6.6 PCM系统的抗噪声性能

PCM系统抗噪声性能是用系统输出端的**信噪比**来衡量的。

影响PCM系统性能因素：量化噪声、信道加性噪声。

输出端总信噪比为

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{E[f_0^2(t)]}{N_q + N_e}$$

式中， S_0 为输出信号平均功率

N_0 为接收端平均噪声功率

$f_0(t)$ 为接收端输出信号

N_q 为量化噪声功率

N_e 为误码在接收端产生的噪声平均功率



6.6.1 量化噪声的影响

可以证明，输出量化信噪比与发送端的量化信噪比相同，为

$$\left(\frac{S}{N_q}\right)_{dB} = 20\lg L$$

$$(S_0/N_q)_{dB} = 10\lg 2^{2N} = 20N\lg 2 = 6N \quad (N \text{ 为编码位数})$$

由于 $N = B_{ch}/f_H$ ，故量化信噪比为 $R = Nf_s = 2Nf_H$

$$S_0/N_0 = 2^{2N} = 2^{2(B_{ch}/f_H)}$$

以上说明，若要提高PCM量化信噪比，可以增加编码位数 N ，但这是用扩展信道带宽换来的。（有效性与可靠性互换）



6.6.2 误码对输出信号的影响

*PCM*信号在信道中传输时，会受到信道中加性噪声的影响，造成接收端判决器的判决错误，形成误码。误码将会使译码器恢复出的量化样值脉冲与发端原样值脉冲不同，造成误差。

由于*PCM*编码时， N 位长的码组中每一位二进制码的权值是不同的，因此，误码发生的位置不同，产生的误差大小也不相同。

95



6.6.2 误码对输出信号的影响

加性高斯白噪声条件下，误码可认为是独立出现的。设误码发生的概率（误码率）为 P_e 。可以计算出 N 位长的码组中只发生一位错码时，产生的误差平均功率为

$$\begin{aligned}\sigma_e^2 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(2^{i-1} \Delta\right)^2 = \frac{\Delta^2}{N} \sum_{i=1}^N \left(2^{i-1}\right)^2 \\ &= \frac{2^{2N} - 1}{3N} \Delta^2 \approx \frac{2^{2N}}{3N} \Delta^2\end{aligned}$$

N 位长码组中，只发生一位错码的概率为 $C_N^1 P_e = NP_e$ 。所以上式中实际产生的误差功率为

$$N'_e = \sigma_e^2 \cdot NP_e \approx \frac{2^{2N} \Delta^2}{3} P_e$$



6.6.2 误码对输出信号的影响

当误码率 $P_e \ll 1$ 时，码组中同时发生二位或二位以上错码的概率极小，故它们对平均误差功率的影响可以忽略不计。

由于误码脉冲与样值脉冲（间隔为 T_s ）一样，在接收端通过理想低通滤波器输出，应用式（7.19）中求输出信号的方法，可得到理想低通滤波器输出的误差功率为

$$N_e = \frac{1}{T_s^2} N'_e = \frac{1}{T_s^2} \cdot \frac{2^{2N} \Delta^2}{3} P_e$$



6.6.2 误码对输出信号的影响

同样得到低通滤波器输出信号功率为

$$S_0 = \frac{1}{T_s^2} \cdot \frac{\Delta^2}{12} L^2 = \frac{1}{T_s^2} \cdot \frac{2^{2N}}{12} \Delta^2$$

输出误码信噪比

$$\frac{S_0}{N_e} = \frac{1}{4P_e}$$

输出总信噪比为

$$\frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{L^2}{1 + 4P_e 2^{2N}} = \frac{2^{2N}}{1 + 4P_e 2^{2N}}$$

6.7 自适应差分脉冲编码调制



语音压缩编码技术： 码元速率低于 64 kb/s 的语音编码方法。

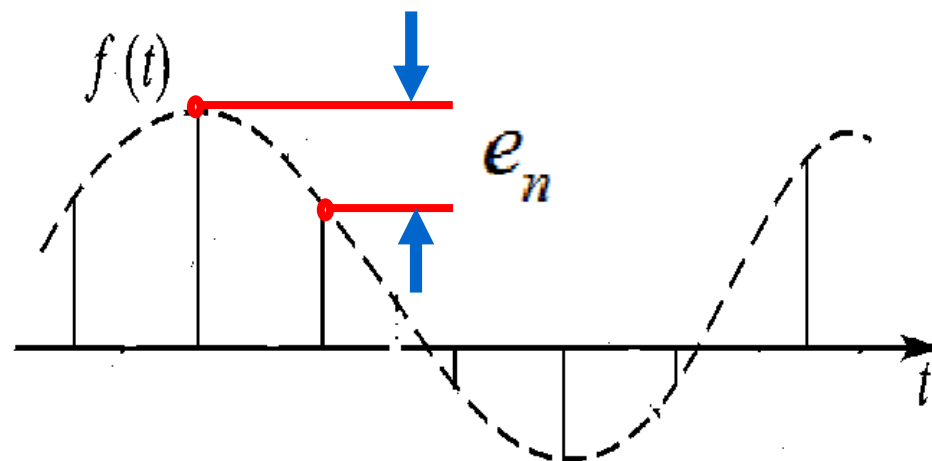
- 自适应差分脉冲编码 (ADPCM) 是语音压缩编码技术中复杂度较低的一种方法。
- 它能以 32 kb/s 的码元速率达到 PCM 编码时码元速率 64 kb/s 的语音质量要求。
- 是原 CCITT G.721 建议提出的可作为长途传输系统中使用的一种新型的国际通用的语音编码方法。

6.7 自适应差分脉冲编码调制



差分脉冲编码 (DPCM---Differential Pulse Code Modulation)

- PCM编码时, 前后相邻的样值点之间有很强的相关性, 存在很大冗余(Redundancy)。
- 利用这种相关性, 只对相邻样值之间的差值进行PCM编码。
- 如果保持编码位数不变, DPCM信号在量化信噪比方面会优于PCM信号。



6.7 自适应差分脉冲编码调制



DPCM实现方法：用前 k 个样值来预测当前的样值，然后对当前样值与预测值之间的差值进行量化编码。设 x_n 为当前样值， \hat{x}_n 为预测值，它为前 k 个样值的线性加权组合，即

$$\hat{x}_n = \sum_{i=1}^k a_i x_{n-i}$$

式中， a_i 为预测系数。 x_n 与 \hat{x}_n 的误差为

$$e_n = x_n - \hat{x}_n$$

选择一组最佳的预测系数可使误差的均方值最小。按以上介绍的线性预测方法工作的DPCM编码器如图7.27 (a) 所示。

6.7 自适应差分脉冲编码调制

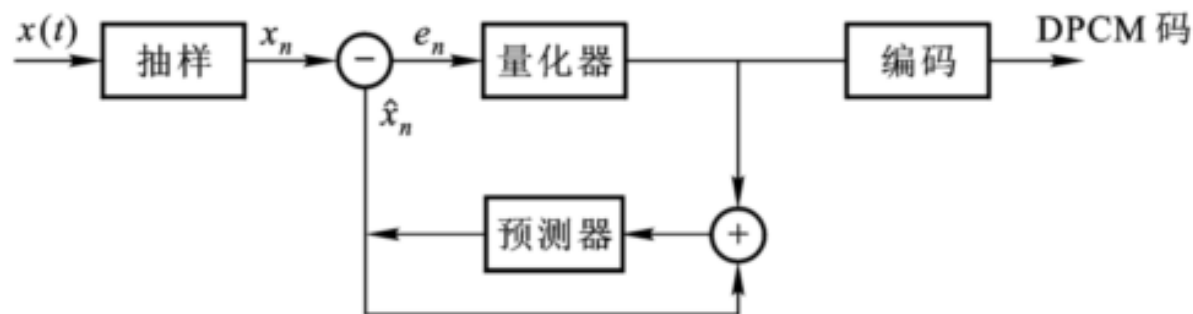


最简单的一种DPCM编码方法是仅用前一个样值来代替预测值，这样预测器可大为简化。这种编码方法如图7.27 (b) 所示。图中在接收端，将接收值加上前一样点的值就得到当前值。这种简单的DPCM编码有实际意义。

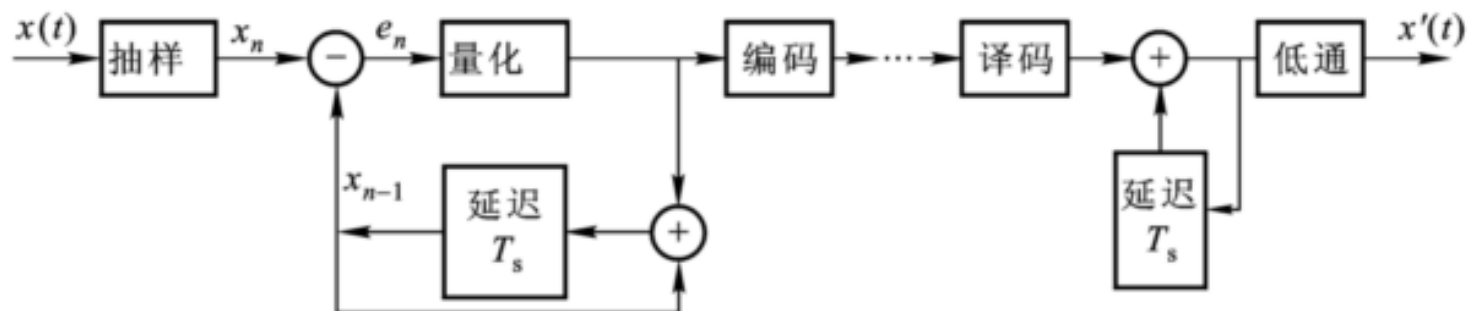
6.7 自适应差分脉冲编码调制



西安交通大学



(a)



(b)

图7.27 DPCM编解码器



6.7 自适应差分脉冲编码调制

- 语音信号是一个非平稳随机过程，其统计特性随时间不断地变化。
- 为了获到最佳编码性能，希望DPCM系统中的量化器与预测器的参数能根据输入信号的统计特性自适应地变化。

自适应脉冲编码调制 (ADPCM) :

- 量化器与预测器的**参数**能根据输入信号的统计特性**自适应于**最佳或接近于最佳的DPCM系统。
- **量化级随输入信号的统计特性自适应地改变**，即用预测值去控制量化级差，使**量化台阶随信号的大小不同而自适应变化**。

6.7 自适应差分脉冲编码调制



- 目前, *ADPCM* 算法已经成功地应用于语音和图像信号编码中。
- 速率在 *32kbps* 的 *ADPCM* 编码信号的质量相当于速率 *64kbps* 的 *PCM* 的编码信号。

实验用集成电路模块 CP1306 (上海启攀 Chip Homer)

- *ADPCM* 编译器 (*32kbps*、*24kbps*、*16kbps*)
- *PCM* (*64kbps*) 编译器



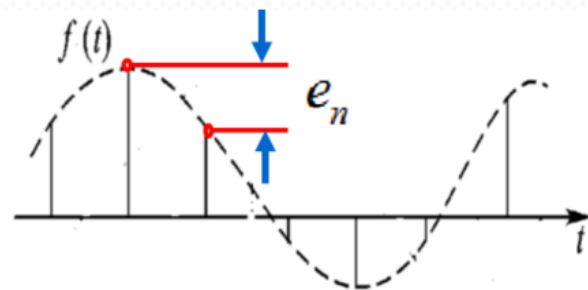
6.8 增量编码调制 (DM)

DM (Δ Modulation):

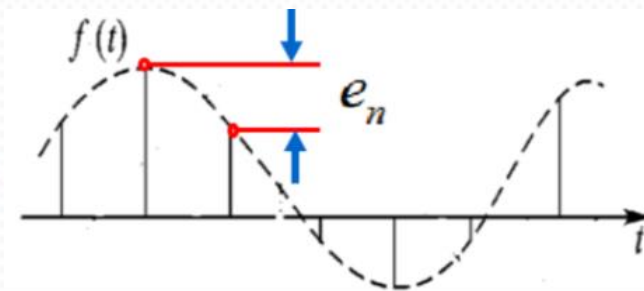
又称**增量编码调制**, 1946年由法国工程师 **$De\ Loraine$** 在 **PCM** 的基础上提出。

特点:

- DM 是一种特殊的**脉冲编码方式**
- 在 **$DPCM$** 编码过程中, 样值的增量仅用**一位二进制码表示时的 **$DPCM$** 编码方式就是增量编码调制**
- 编码简单, 应用方便, 适合小容量通信系统



6.8.1 增量编码调制的基本原理



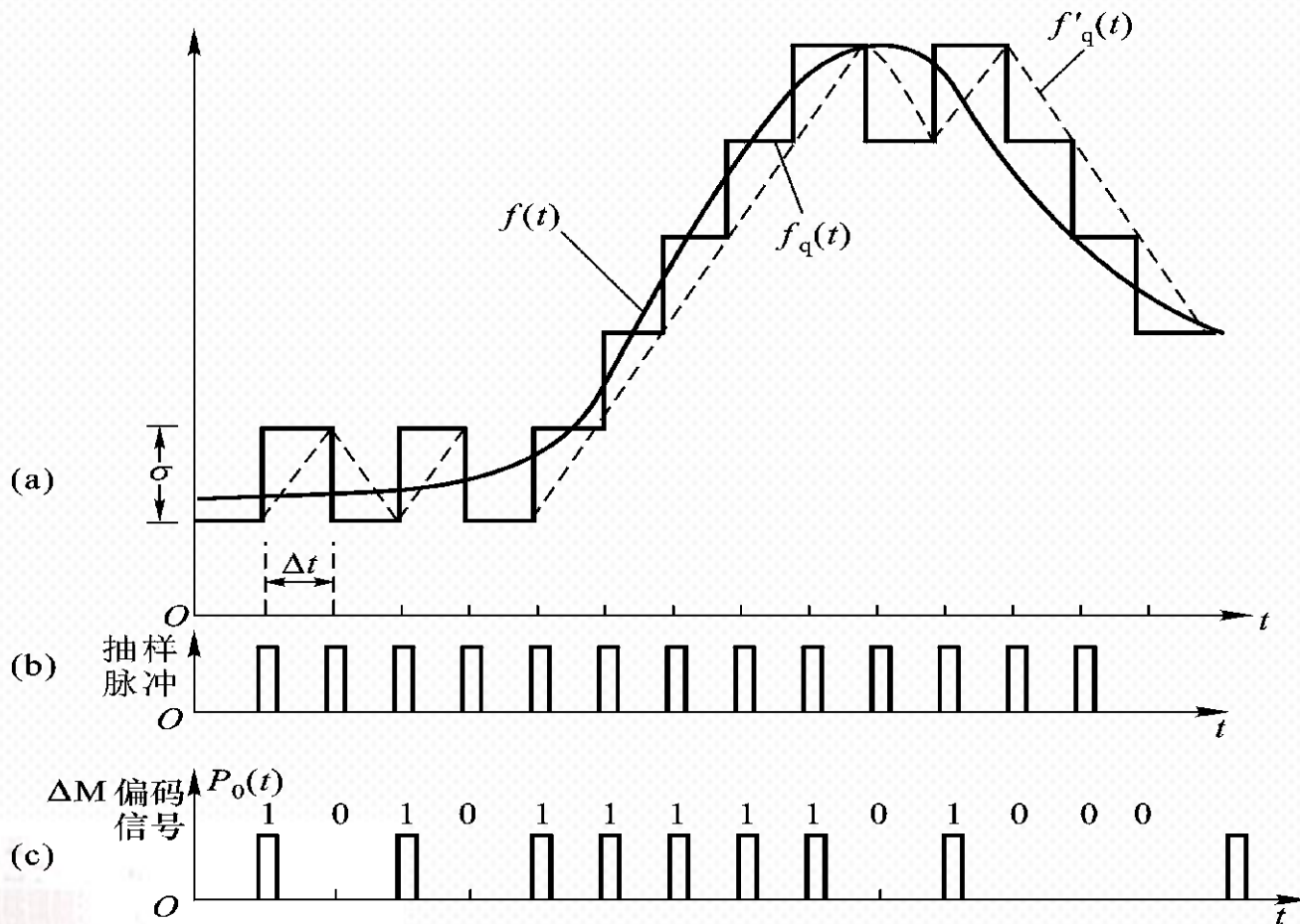
DM基本思想： 用一个阶梯波表示一个带限的模拟波形。

- 若 $f(t_i) > f_q(t_i - T_s)$ ，则编为 “1” 码，并让 $f_q(t)$ 在该时刻上升一个台阶，且在下一个时间内值保持不变；
- 若 $f(t_i) < f_q(t_i - T_s)$ ，则编为 “0” 码，并让 $f_q(t)$ 在该时刻下降一个台阶，且在下一个时间内值保持不变。
- **DM系统中，抽样速率大大高于奈奎斯特速率。**

6.8.1 增量编码调制的基本原理



西安交通大学



7.2.2



6.8.1 增量编码调制的基本原理

DM系统编码器及译码器

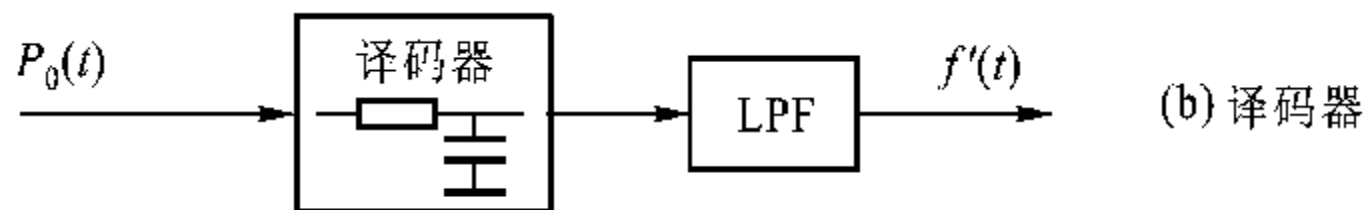
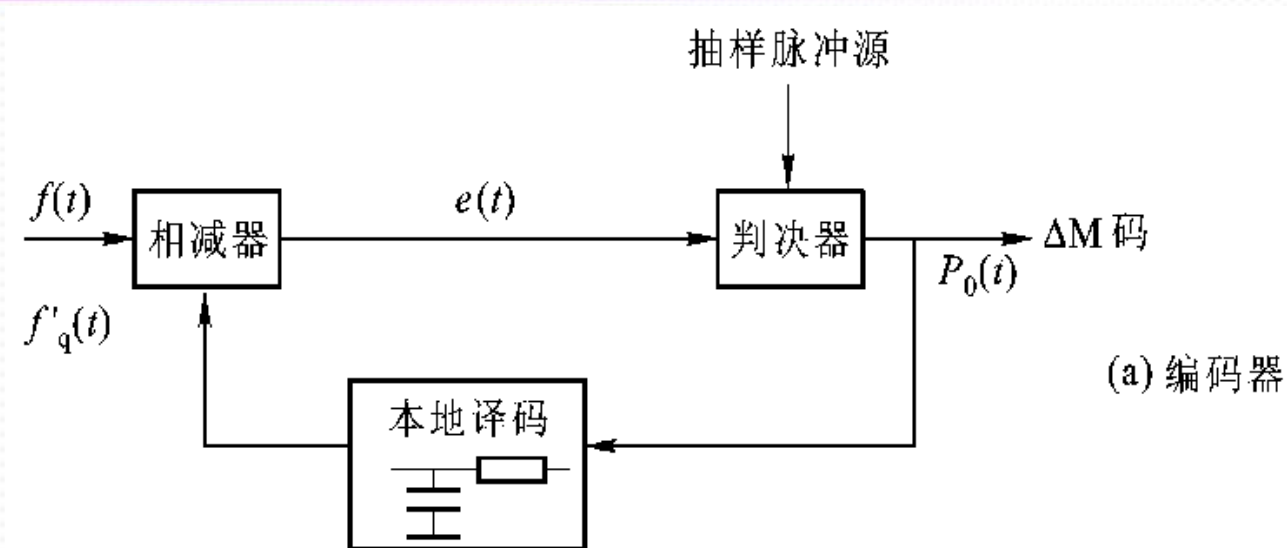
由编码过程可以看出，编出的码并不用来表示信号抽样值的大小，而是表示抽样时刻信号波形的变化趋势。波形上升或下降一个台阶，得到重建量化波形，然后通过低通滤波器恢复模拟信号。

实现这种台阶积累的电路就是“积分器”，可用RC电路实现。不过“积分器”输出的信号不可能像那样是阶梯波形，而是斜变波形。这种斜变波形经低通滤波器后的输出信号非常接近原始模拟信号。

6.8.1 增量编码调制的基本原理



西安交通大学



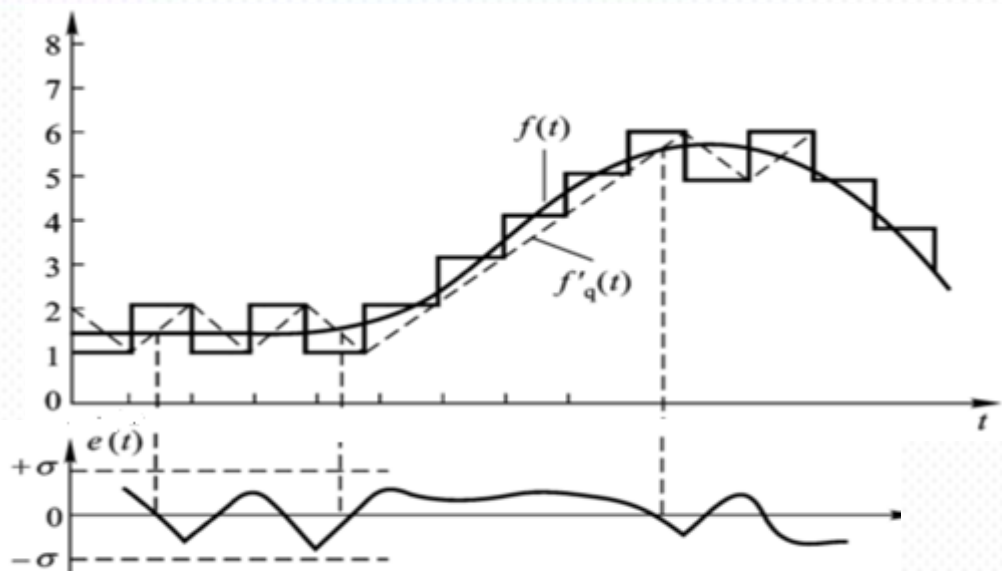
*DM*系统编码器及译码器

6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

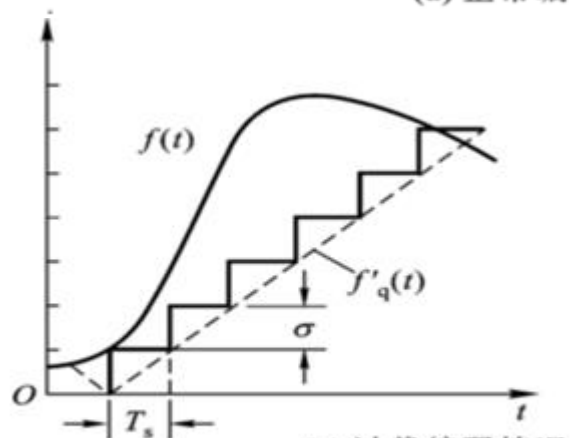


西安交通大学

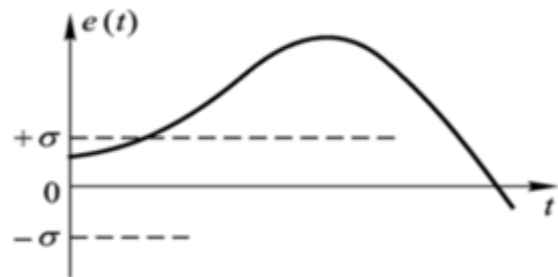
DM 编码量化及误差



(a) 正常编码噪音



(b) 过载编码情况



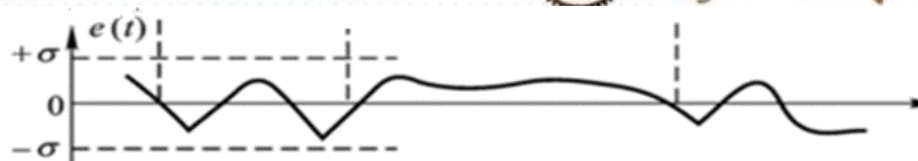
(c) 过载噪音

6.8.2 量化噪声及过载量化噪声



西安交通大学

量化噪声 $e(t)$ (量化误差)



(a) 正常编码噪音

由于原始模拟信号与量化信号不一致而存在着误差，即本地译码器产生的斜变波与原始模拟信号之间的误差。

量化误差信号变化范围： $[-\sigma, +\sigma]$

量化噪声功率

设 $e(t)$ 的值在 $[-\sigma, +\sigma]$ 范围内均匀分布，则量化噪声的平均功率（均方值）为

$$N_q = E[e^2(t)] = \int_{-\sigma}^{+\sigma} e^2 \times \frac{1}{2\sigma} de = \frac{\sigma^2}{3}$$

6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

过载量化噪声

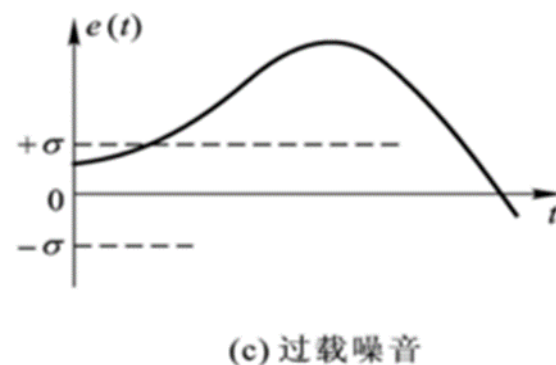
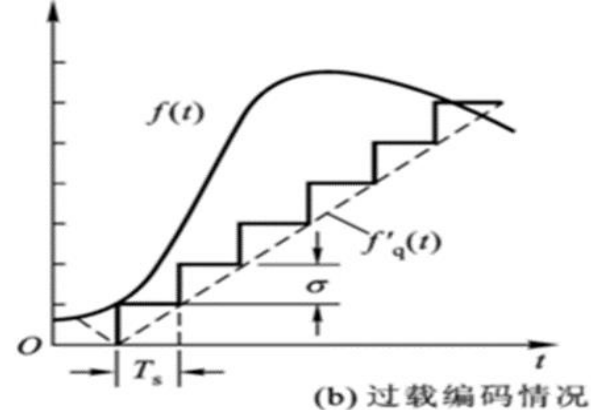
当 σ 值太小时（设抽样速率一定），译码器输出的斜变波可能跟不上信号的变化而产生更大的失真，这种失真称为过载失真，它将产生很大的过载噪声。

产生原因及解决办法

原因：斜变波上升或下降的最大斜率小于输入模拟信号的最大斜率。

$$\left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} > \sigma \cdot f_s$$

解决办法：提高 σ 或 f_s 的值；对输入信号提出了某种要求。





6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

例如： $f(t) = A \cos \omega t$

信号最大斜率为 $\left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} = A\omega$

此时不发生过载的条件是 $A\omega \leq \sigma \cdot f_s$

由上式，得输入信号最大允许的幅度值（临界过载值）为

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{\omega}$$

- 由上式，**信号幅度随频率增加而下降**，频率增加一倍时，幅度下降6dB。
- 这是简单编码系统的缺陷，实际系统中必须加以改进。
- 此外，简单编码系统还有编码动态范围小的特点。

6.8.2 量化噪声及过载量化噪声



西安交通大学

动态范围：最大编码允许幅度与最小可编码电平之比，即

$$(D_c)_{dB} = 20 \lg \frac{A_{\max}}{A_{\min}} = 20 \lg \left[\frac{\sigma f_s}{\omega} \bigg/ \frac{\sigma}{2} \right] = 20 \lg f_s / \pi f$$

设音频信号的频率 $f = 1\text{kHz}$ ，语音信号的动态范围为 40dB ，代入上式可求出满足该动态范围的抽样频率为 $f_s = 300\text{kHz}$ 。

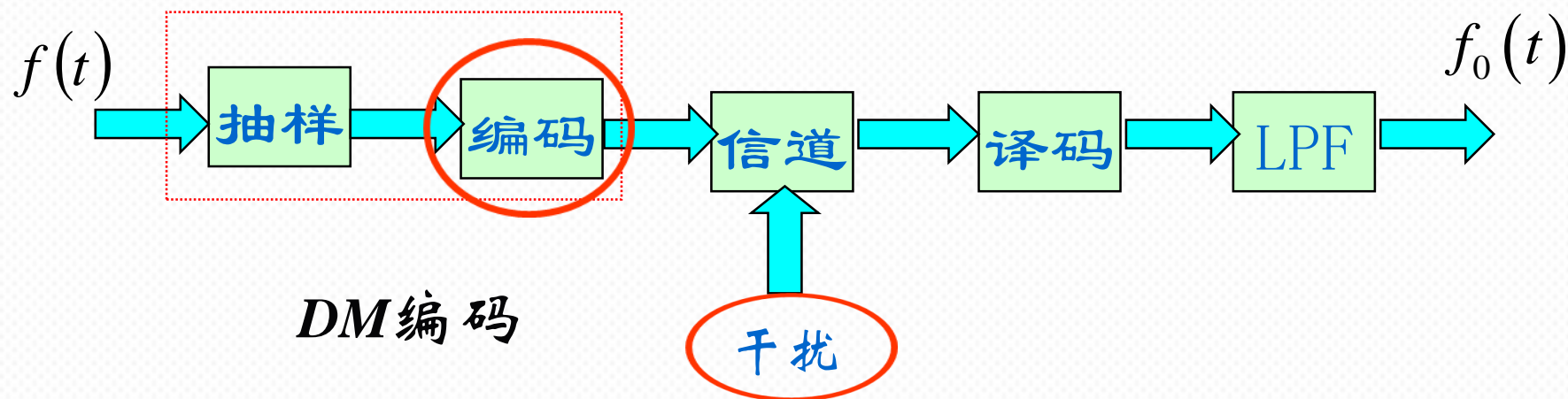
问题：当抽样频率不够高时，简单编码系统动态范围不满足要求。

解决办法：改进型的数字压扩自适应增量调制及
总和增量调制（ $\Delta-\Sigma$ ）方式。

6.8.3 增量编码调制系统抗噪声性能



西安交通大学



*DM*通信系统的基本组成

6.8.3 增量编码调制系统抗噪声性能



西安交通大学

和分析PCM系统抗噪声性能时一样，分别讨论**量化噪声**和信道**加性噪声**对系统性能的影响。

1. 量化信噪比

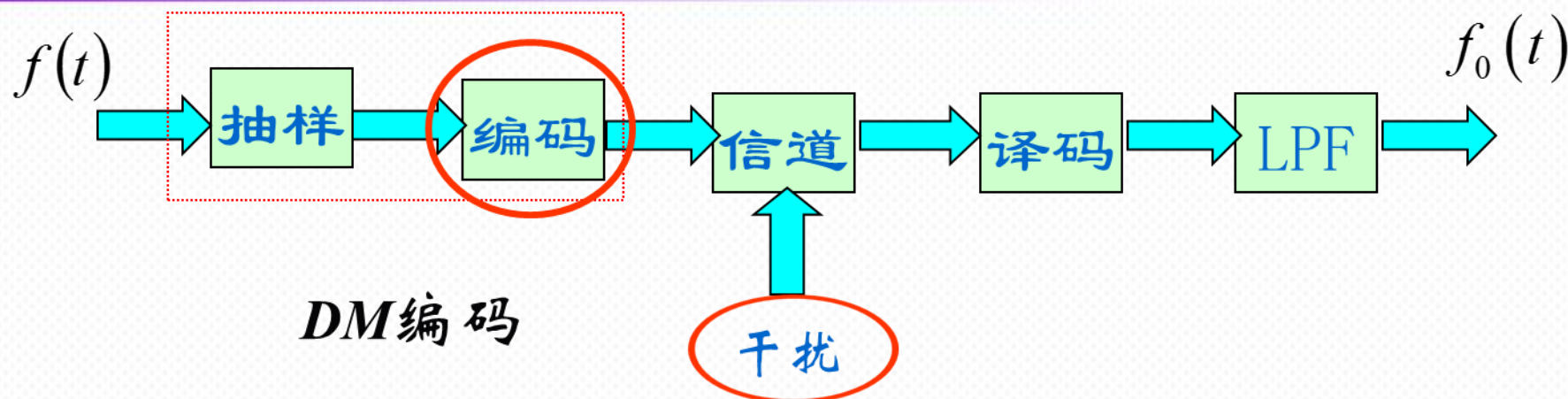
$$N_q = E[e^2(t)] = \int_{-\sigma}^{+\sigma} e^2 \times \frac{1}{2\sigma} de = \frac{\sigma^2}{3}$$

上式表示的量化噪声功率并不是系统最终输出噪声功率。从 $e(t)$ 波形中可大致看出的功率谱应在频带内按某一规律分布，为计算简单起见，假定功率谱在 $(0, f_s)$ 内均匀分布，即

6.8.3 增量编码调制系统抗噪声性能



西安交通大学



$$P_e(f) = \frac{\sigma^2}{3f_s} \quad 0 < f < f_s$$

若接收端低通滤波器的截止频率为 f_c ，则系统最终输出量化噪声功率为

$$N_q = P_e(f) \cdot f_c = \frac{\sigma^2 f_c}{3f_s}$$

6.8.3 增量编码调制系统抗噪声性能



西安交通大学

信号功率为（以单音信号为例）

$$S = \frac{A_{\max}^2}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma f_s}{\omega} \right)^2 = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f^2}$$

量化信噪比

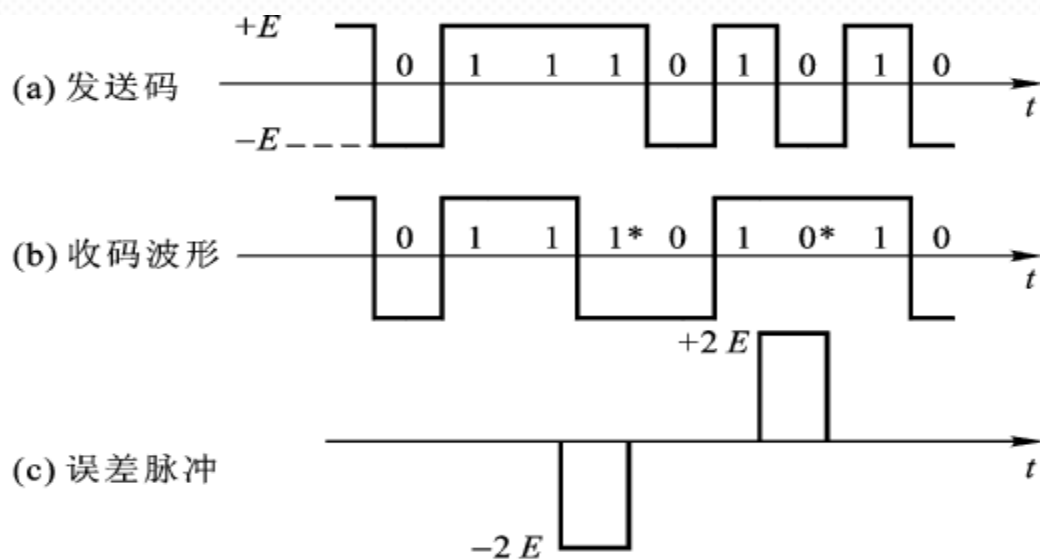
$$\frac{S}{N_q} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f^2} \bigg/ \frac{\sigma^2 f_c}{3f_s} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f^2 f_c} = 0.04 \frac{f_s^3}{f^2 f_c}$$



6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

2. 误码噪声

信道中的**加性噪声会引起误码**，误码使接收端译码器的输出信号产生误差。系统中，不管是“1”码错成“0”码或是“0”码错成“1”码，产生的误差信号绝对值相同，如图所示。



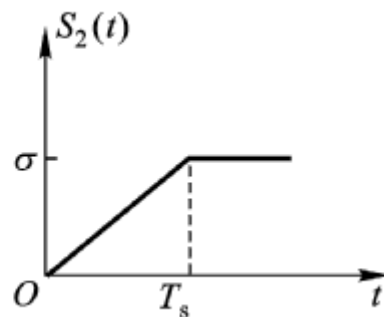
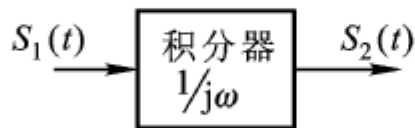
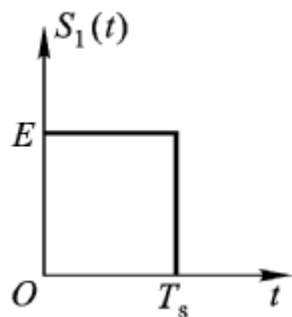


6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

误码噪声平均功率 $\sigma_e^2 = (2E)^2 P_e$

为简单计，假设误码信号的等效功率谱带宽为 $f_s/2$ ，于是误码信号的功率谱密度为

$$P_e(f) = \frac{\sigma_e^2}{f_s/2} = \frac{8E^2 P_e}{f_s} \quad 0 < f < \frac{f_s}{2}$$



$$H(\omega) = \frac{\sigma}{E \cdot T_s} \cdot \frac{1}{j\omega}$$



6.8.2 量化噪声及过载量化噪声

$$P(f) = |H(f)|^2 P_e(f) = \frac{2\sigma^2 P_e f_s}{\pi^2 f} \quad 0 < f < \frac{f_s}{2}$$

$$N_e = \int_{f_L}^{f_H} P(f) df = \int_{f_L}^{f_H} \frac{2\sigma^2 P_e f_s}{\pi^2 f} df = \frac{2\sigma^2 P_e f_s}{\pi^2} \left(\frac{1}{f_L} - \frac{1}{f_H} \right)$$

$$N_e = \frac{2\sigma^2 P_e f_s}{\pi^2 f_L} \quad (f_H \square f_L)$$

误码输出信噪比

$$\frac{S}{N_e} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f^2} \bigg/ \frac{2\sigma^2 P_e f_s}{\pi^2 f_L} = \frac{f_L f_s}{16 f^2 P_e}$$

总输出信噪比

$$\frac{S}{N_q + N_e} = \frac{3 f_L f_s^3}{8\pi^2 f_L f_c f^2 + 48 P_e f^2 f_s^2}$$



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

以上讨论的增量调制原理中，台阶是固定不变的，称为简单增量调制。

简单增量调制缺点：频率特性差、动态范围小、量化信噪比不均衡。

解决办法：采用改进型的增量调制方式。

■ 增量总和 ($\Delta-\Sigma$) 调制

■ 自适应数字压扩增量调制 (ADM)



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

1. 增量总和调制

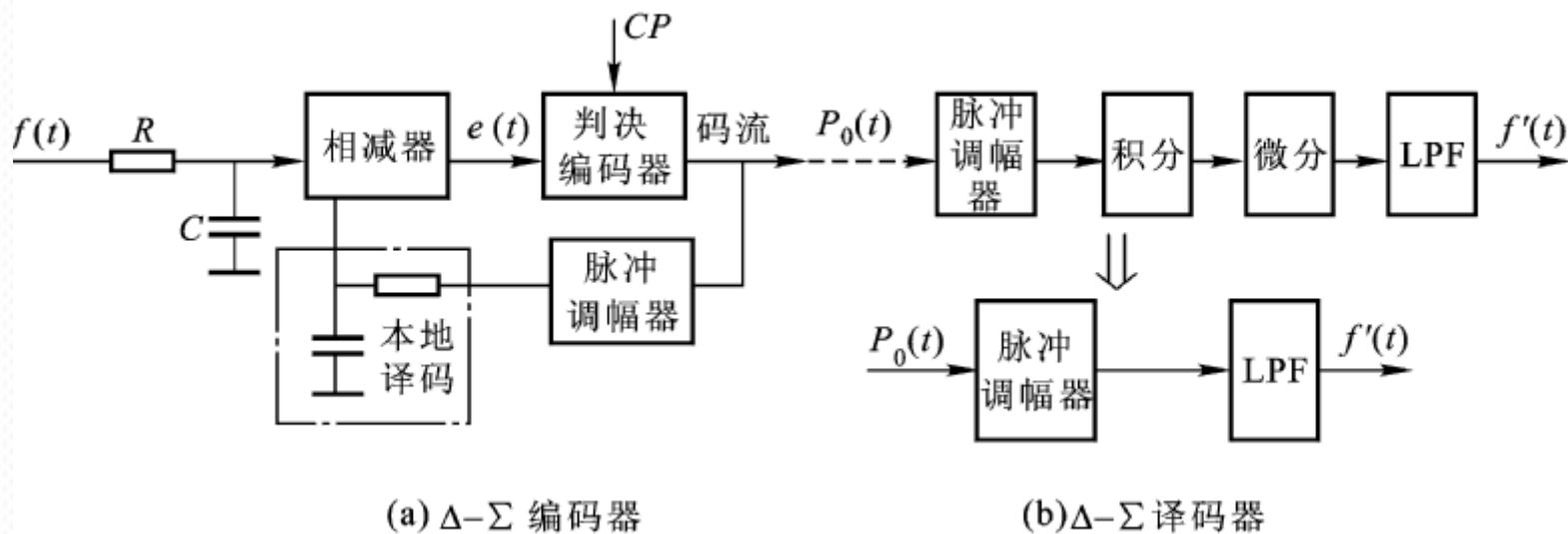
简单增量调制临界过载信号的幅度随信号频率的提高而下降，产生这种现象的根本原因在于本地译码器中采用了RC积分电路。

由于输入到积分器的脉冲信号幅度固定，采样频率也固定，因而相对低频信号来说，高频信号在一个周期内输入到积分器的脉冲数量要少，从而积分器输出的最高电压值也小。故高频信号编码时，积分器输出幅度跟不上信号的变化。



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

基本原理：将输入信号在编码之前进行预处理，使信号高频分量幅度下降，然后再进行调制。



方法：让信号通过一个RC积分器（与本地译码器相同），相应地在收端加入一个与积分器特性互补的微分器。由于积分即为求和之意，故这种方式称为增量总和调制。



7.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

2. 自适应数字压扩增量调制 (ADM)

自适应增量调制:

■ 量化台阶自适应地随输入信号的统计特性变化

■ 大信号时, 量化台阶大, 小信号时, 量化台阶小

控制方法: 前向控制、后向控制



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

前向控制:

用输入信号幅度整流电压去控制编码器 RC 充放电的脉冲幅度, 即控制脉冲调幅器的输出, 从而使台阶随信号的幅度而变化。

此时由于的变化是连续的, 因而又称为连续压扩增量编码。这种编码方法必须把控制信号和信码一同送到接收端, 故有些不便之处。



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

后向控制：

由编码输出的码流中的连“1”码和连“0”码的个数来控制给RC积分器充放电的脉冲幅度。由于受控于连“1”码和连“0”码的个数，又称为数字压扩式编码。

码流中连“1”码和连“0”码的个数反映了信号的变化情况，在一定的时间内，连“1”码或连“0”码的个数越多，说明信号上升或下降的幅度越大，这时须将台阶变大，以使本地译码器跟上输入信号的变化。当连“1”码或连“0”码的个数小于一定的数目时，台阶取最小值。

优点：控制信息就在码流之中，接收端可从码流中直接提取，因而数字压扩式增量调制广泛用于实际系统中。



6.8.4 增量总和调制和自适应数字压扩增量调制

3. ADM 集成单片编解码器

数字检测音节压扩增量调制

又称：CVSD(连续可变斜率增量调制)

CVSD(连续可变斜率增量调制):

台阶大小直接反映重建信号的斜率变化情况，且随脉冲调幅器的输出连续变化。

Motorola :

MC34115、MC3417、MC3418、MC3517 及 MC3518
(ADM单片编解码集成电路)。

实验用集成电路模块：MC34115



6.9 PCM系统与DM系统的比较

PCM 特点:

- 多路信号统一编码
- 对话音信号采用8位编码
- 编码设备复杂, 但话音质量好
- 一般用于大容量的干线通信系统中

DM特点:

- 单路信号编码, 设备简单
- 码元速率一般比PCM低, 质量也不如PCM
- 适合在小容量的支线通信系统中采用



6.9 PCM系统与DM系统的比较

量化信噪比

比较条件: DM和PCM具有相同的码元速率。

对PCM来说, 有

$$(S_0/N_q)_{dB} = 10\lg 2^{2N} = 20N\lg 2 = 6N$$

对DM来说, 有

$$\frac{S}{N_q} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f^2 f_c}$$



6.9 PCM系统与DM系统的比较

量化信噪比(2)

当DM和PCM码元速率相同时, $f_s = N 2f_c$, 代入上式并取dB数得

$$(S_0/N_q)_{dB} = 10 \lg 2^{2N} = 20N \lg 2 = 6N$$

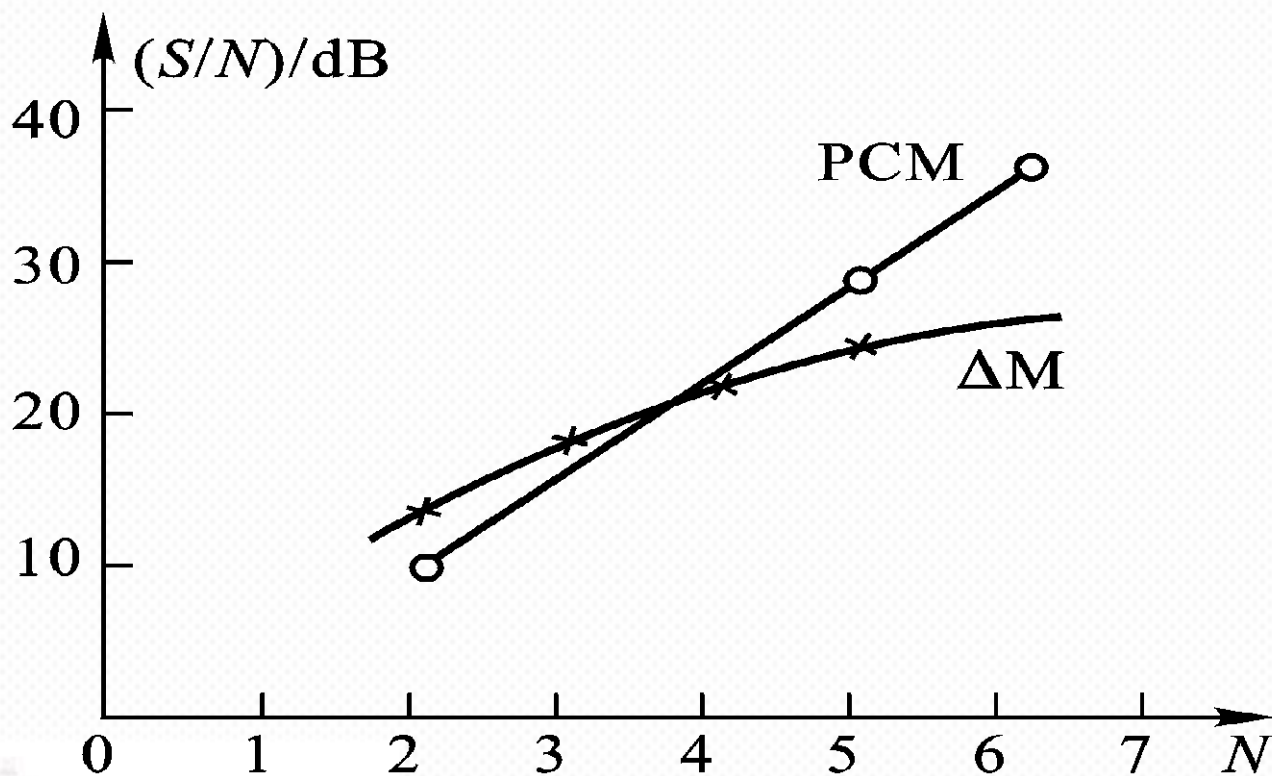
$$\frac{S}{N_q} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f^2 f_c}$$

$$(S/N_q)_{dB} = 30 \lg N + 10 \lg \left(\frac{3}{\pi^2} \cdot \frac{f_c^2}{f^2} \right)$$

$$(f_c/f = 3000/1000)$$



6.9 PCM系统与DM系统的比较



PCM与的DM性能比较



6.9 PCM系统与DM系统的比较

抗加性噪声性能

*DM*与*PCM*抗加性噪声性能的比较取决于误码的影响。

- *DM*中误码只会引起的两个台阶的脉冲幅度误差
- *PCM*中，误码引起的脉冲幅度误差一般高于两个台阶

结论：

- 在同样的误码条件下，***DM*性能优于*PCM***。
- 若希望两者有相同的误码噪声功率，则*PCM*系统中的误码率应小于*DM*系统中的误码率。

上节课程主要内容



西安交通大学

- 时分复用与频分复用的比较

- PCM系统的抗噪声性能

$$\frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{L^2}{1 + 4P_e 2^{2N}} = \frac{2^{2N}}{1 + 4P_e 2^{2N}}$$

- 语音压缩编码技术：码元速率低于 64 kb/s 的语音编码方法。

差分脉冲编码 (DPCM)、自适应脉冲编码调制 (ADPCM)

- DM编码：用一位码表示相邻抽样值的变化。

(过载、频率特性差、动态范围小、量化信噪比不均衡。)

- 增量总和调制、自适应数字压扩增量调制

- 语音和图像信号的压缩编码

上节课程主要内容



西安交通大学

- 语音压缩编码技术：码元速率低于 64 kb/s 的语音编码方法。

差分脉冲编码 ($DPCM$)、自适应脉冲编码调制 ($ADPCM$)

- DM 编码：用一位码表示相邻抽样值的变化。

(缺点：过载、频率特性差、动态范围小、量化信噪比不均衡。)

过载产生原因：

$$\left| \frac{df(t)}{dt} \right|_{\max} > \sigma \cdot f_s$$

解决办法：提高 σ 或 f_s 的值；对输入信号提出了某种要求。

- 增量总和调制、自适应数字压扩增量调制。

- 语音和图像信号的压缩编码

- 语音压缩编码性能指标：语音编码质量、编码速率、编解码时延及编码算法复杂度。

- 语音压缩编码算法种类：波形编码、参数编码及混合编码。



6.10 语音和图像信号的压缩编码

- 语音信号PCM编码: 64kb/s
- 彩色电视信号PCM编码: 100Mb/s
- **压缩编码**: 降低模拟信号的编码速率。
- **语音压缩编码**: 信息速率低于 64kb/s 的编码。
- **基本依据**:

语音信号本身的冗余度及人耳的听觉特性。



6.10.1 语音压缩编码

■ 衡量语音压缩编码性能的主要指标有：

语音编码质量、编码速率、编解码时延及编码算法复杂度。

■ **语音编码质量：**常采用平均意见得分（*Mean Opinion Score*，简称*MOS*得分）的主观评定方法。

表7.6 MOS得分与主观感觉

MOS得分	质量级别	主观感觉
5	优	几乎无噪声
4	良	轻微噪声
3	中	中等噪声
2	差	噪声烦人
1	劣	话音不可懂



6.10.1 语音压缩编码

- **编解码时延：**编解码处理所需时间。
- **编码算法复杂度：**实现编码算法所需的硬件设备量，它可用算法的运算量及需要的存储量来度量。
- **语音压缩编码算法种类：**波形编码、参数编码及混合编码。

波形编码：

- 将语音信号作为一般波形信号进行处理。
- 它力图使重建语音信号波形保持原语音波形。

特点：适应能力强、重建语音信号质量高，编码速率较高。

种类：PCM、ADM、ADPCM、子带编码（SBC）及自适应变换编码（ATC）



6.10.1 语音压缩编码

参数编码（声码器编码）：

- 对语音信号特征参数进行提取和编码
- 力图使重建语音信号具有尽可能高的可懂度
- 即保持原语音的语意，而重建后的语音信号波形与原语音信号波形之间可能会有相当大的差别。

参数编码优点：编码速率低，在 $1.2\sim 2.4\text{ kb/s}$ 甚至更低的速率上能重建可懂度很好的合成语音。

参数编码缺点：合成语音的自然度不够好，抗背景噪声的能力较差。

种类：通道声码器、共振峰声码器、相位声码器及线性预测(LPC)声码器。



6.10.1 话音压缩编码

混合编码器：新一代声码器。

- 除利用声码器的特点（提取语音参数）外，还利用波形编码器的特点。
- 既克服了波形编码和参数编码的缺点，又结合了它们的优点，从而在较低的编码速率上获得较高的语音质量。
- 能在4~16 kb/s的编码速率上重建出高质量的语音信号。

种类：多脉冲线性预测编码（MP-LPC或MPC）、
规则脉冲激励线性预测编码（**RPE-LPC**）
码激励线性预测编码（CELP）。



6.10.1 话音压缩编码

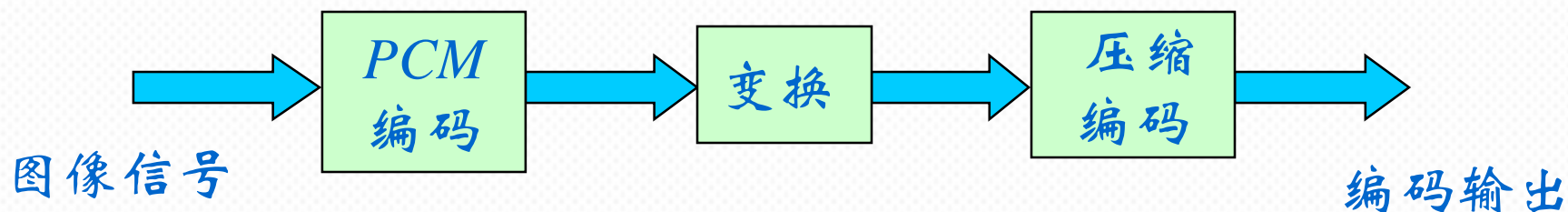
表 7.7 几种主要编码技术比较

编码方式	信息速率 (kb/s)	MOS	编码时延 (ms)	复 杂 性 (MIPS)	编码标准
PCM	64	4.3	0	1	ITU-T G.711
ADPCM	32	4.1	0	10	ITU-T G.721
LPC	2.4	2.5	35	10	NSA
MPLPC	9.6	3.8	35		
CELP	4.8	3.2	30	16	FS1016
MELP	2.4	3.4	22.5	40	US DoD
LD-CELP	16	4.1	2	10	ITU-T G.728
VSELP	8	3.8	20		IS-54
RPE-LTP	13	3.7	20	30	GSM



6.10.2 图像压缩编码

图像信号压缩编码过程如图示。图像信号经PCM编码得到数字图像信号，在压缩编码前，将PCM编码后得到的数字图像信号进行变换。在接收端则进行相反的变换。



压缩依据： 图像信号本身的冗余度及人类的视觉特性。

变换方法分类： 预测变换、函数变换。



6.10.2 图像压缩编码

预测变换：利用相邻像素之间的相关性来压缩编码速率。

对二维的图像信号

图像信号的每个像素与上下左右相邻的像素之间都存在着相关性，因此可以进行二维预测。

对活动图像

相邻帧之间也存在着相关性，故可进行三维预测。

预测编码的基本方法：差分脉冲编码调制 (DPCM)

- 既可在一帧图像内进行帧内预测编码。
- 也可在多帧图像间进行帧间预测编码。
- 由于仅对预测值的误差进行编码，从而可达到压缩编码速率的目的。



6.10.2 图像压缩编码

函数变换：

采用某种正交变换方法，将**图像取样值变换到变换域**，以消除图像信号的相关性，从而**去掉图像信号中的冗余信息**，实现图像信号的压缩编码目的。

正交变换种类：

- 离散傅里叶变换 (DFT)
- 沃尔什变换 ($Walsh$)
- **离散余弦变换 (DCT)**
- 卡南-洛伊夫 ($K-L$) 变换



6.10.2 图像压缩编码

在最小均方误差准则下，最佳变换是 **$K-L$ 变换**。但是由于 **$K-L$ 变换时计算复杂度较高**，难以实现，因而实际系统中不常使用。

DCT 是一种在性能上接近 **$K-L$ 变换**的变换，并具有多种快速算法，因而在图像压缩编码中**应用最为广泛**。

例如

- 用于静止图像压缩的 **$JPEG$ 标准**中即采用了 **DCT 编码技术**。
- 用于可视电话和会议电视的 **$ITU-T H.261$ 标准**中也采用了带运动补偿的 **DCT 编码技术**。

6.10.2 图像压缩编码



西安交通大学

图像信号压缩编码后，所需编码比特数可以大为降低。
为了度量某种压缩编码的压缩效率，可定义编码压缩比为

$$\text{压缩比} = \frac{\text{压缩前图像每像素所需比特数}}{\text{压缩后图像每像素所需比特数}}$$

一般来说，根据对图像信号质量要求的不同，压缩比为可以在10至100之间

本章要求:



西安交通大学

- 掌握哈夫曼 (*Huffman*) 码编码方法
- 掌握抽样定理
- 掌握脉冲编码调制 (*PCM*) 编码方法
- 理解时分复用 概念
- 掌握*PCM*系统的抗噪声性能分析方法
- 了解自适应差分脉冲编码调制 (*ADPCM*) 原理
- 掌握增量编码调制(*DM*) 编码方法
- 了解话音和图像信号的压缩编码



本章习题： 6-1、 6-2、 6-3、 6-5、 6-6、
6-10、 6-12、 6-15、 6-17、 6-22
6-26、 6-33