



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 (ΔM)
8. PCM系统与 ΔM 系统的比较
9. 语音和图像信号的压缩编码



7.1. 离散无记忆信源 (DMS) 编码

信源编码： 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。



7.1. 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

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

信息论中已经证明，每个符号的二进制代码平均长度不应小于信源的熵。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。



7.1.1 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

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

DMS编码效率： $H(x)/N$ ，即每位二进制码所代表的信源的平均信息量



7.1.1 等长编码

符号等概出现

- L 为2的整数次幂时，编码效率为100%。
- 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。

因此，当 $L \gg 1$ 时，编码效率下降不严重，但当值 L 较小时，编码效率会降低较为严重

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

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





7.1.1 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。



7.1.2 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。



7.1.2 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

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

可以证明，每个符号的平均码长满足

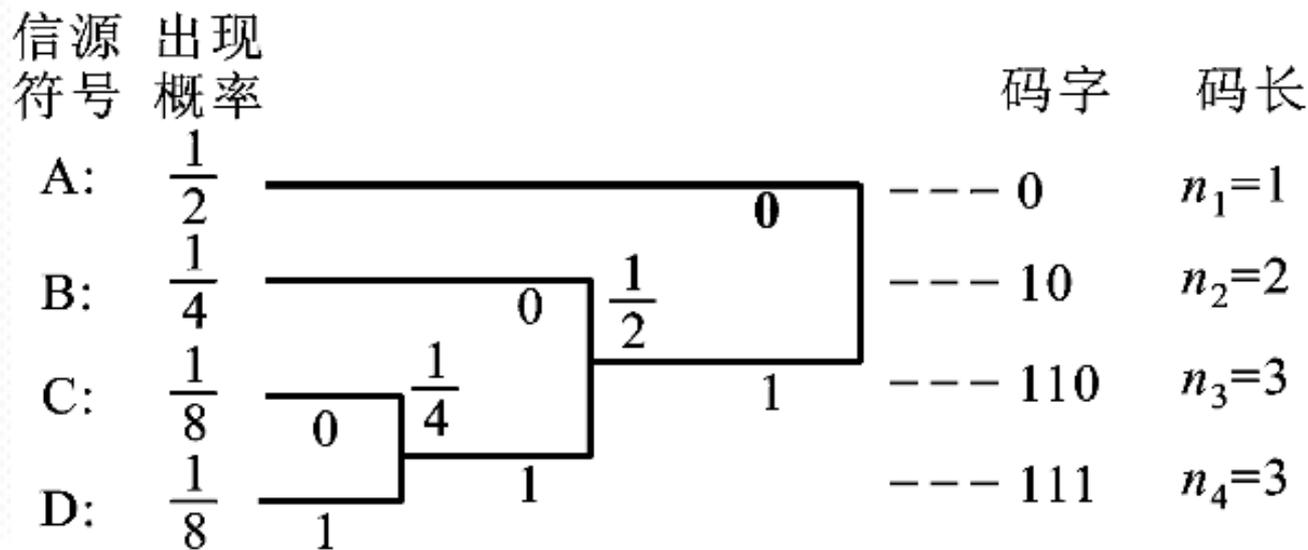
$$H(x) \leq \bar{N} \leq H(x) + 1$$



7.1.2 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。

解：



编码的结果为： A: 0; B: 10; C: 110; D: 111



7.1.2 不等长编码

该信源的熵为

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

平均编码长度为

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

编码效率 $H(x)/N$ 为 100%。



7.1.2 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。

7.2 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**是任意模拟信号数字化的理论基础。



7.2.1 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)

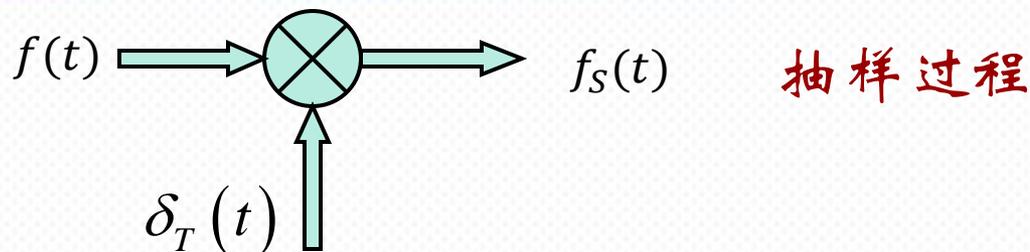
低通信号均匀抽样定理:

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 ($f_S \geq 2f_H$)的抽样频率 (或以 $T_S \leq \frac{1}{2f_H}$ 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 ($2f_H$) 称为**奈奎斯特 (Nyquist) 速率**。



7.2.1 低通信号的抽样定理



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

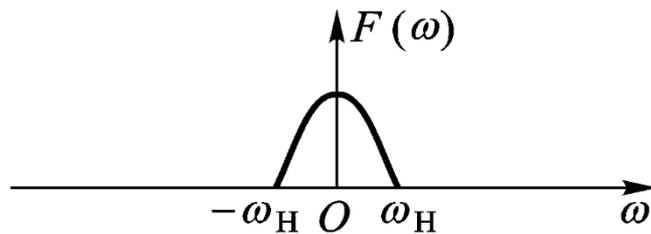
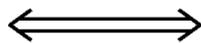
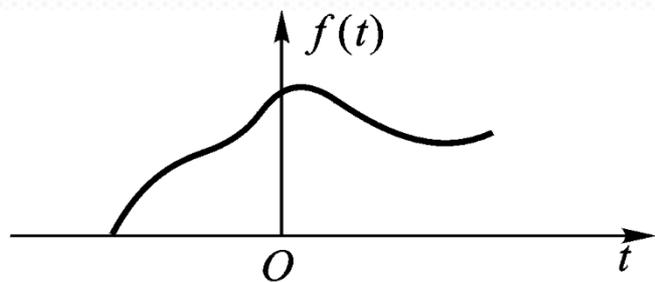
$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [F(\omega) * \delta_T(\omega)]$$

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

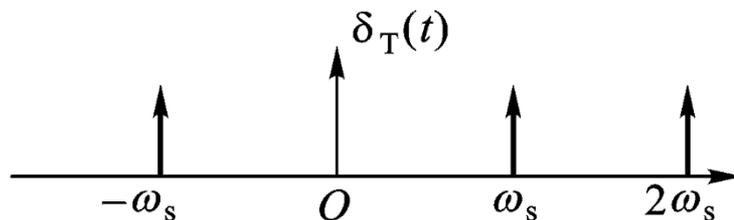
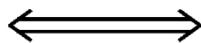
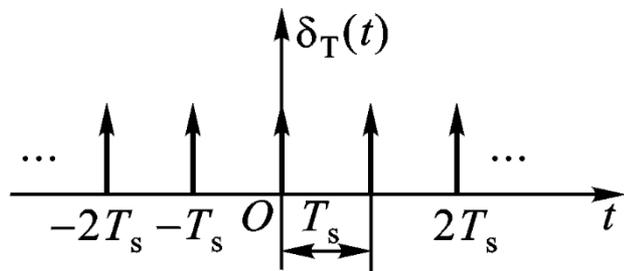
$$F_s(\omega) = \frac{1}{T_s} [F(\omega) * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s)] = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F(\omega - k\omega_s)$$



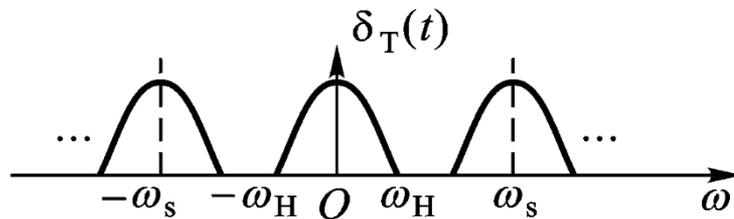
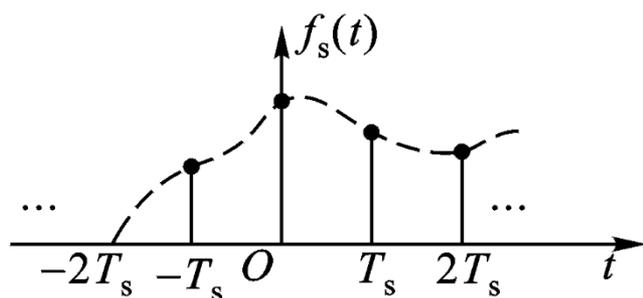
7.2.1 低通信号的抽样定理



(a)



(b)

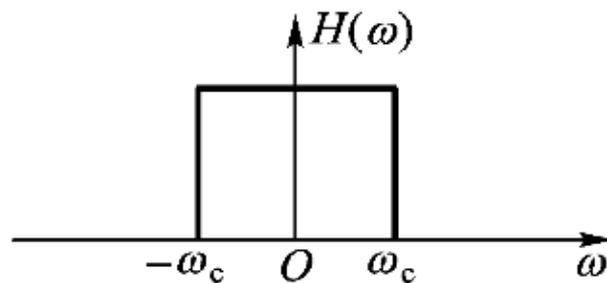
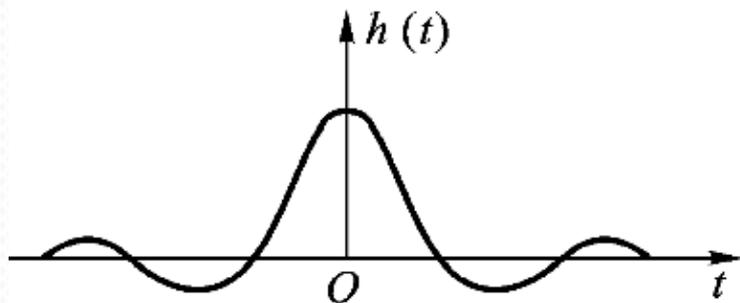


(c)

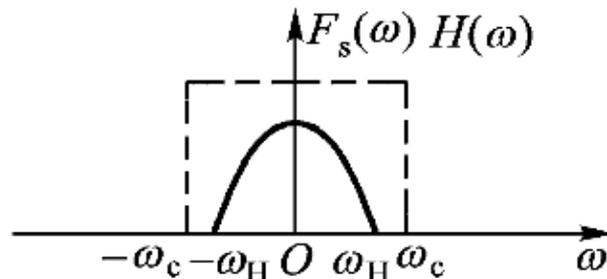
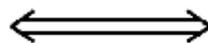
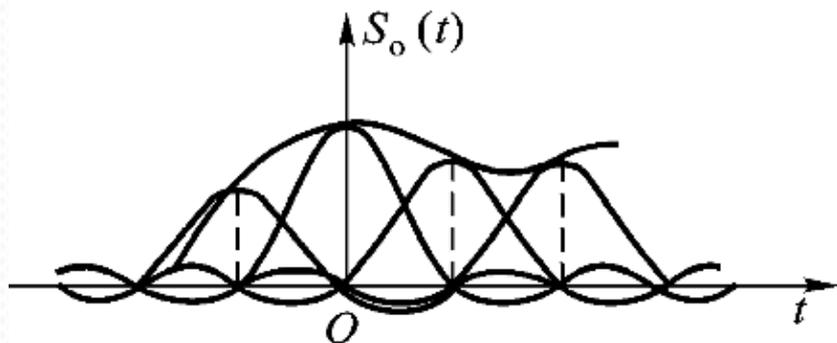
抽样过程中各点信号及其频谱



7.2.1 低通信号的抽样定理



(a)



(b)

抽样信号的恢复



7.2.1 低通信号的抽样定理

理想低通滤波器的传输函数为 (取 $\omega_c = \omega_H$)

$$H(\omega) = \begin{cases} 0 & |\omega| > \omega_H \\ 1 & |\omega| \leq \omega_H \end{cases}$$

对应地 $h(t) = \frac{\omega_H}{\pi} \text{Sa}(\omega_H t)$

抽样脉冲序列信号通过低通滤波器后输出的重建信号为：

$$\begin{aligned} S_o(t) &= f_s(t) * h(t) = \frac{\omega_H}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT_s) \delta(t - kT_s) * \text{Sa}(\omega_H t) \\ &= \frac{\omega_H}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT_s) \text{Sa}[\omega_H (t - kT_s)] \end{aligned}$$



7.2.1 低通信号的抽样定理

从频域上看，输出信号的频谱是 $F_s(\omega)$ 与 $H(\omega)$ 相乘的结果，即

$$S_o(\omega) = F_s(\omega)H(\omega) = \frac{1}{T_s}F(\omega)$$

上式求反变换得到输出信号为

$$S_o(t) = \frac{1}{T_s}f(t)$$

从而,可得

$$f(t) = T_s S_o(t) = \frac{T_s \omega_H}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT_s) \text{Sa}[\omega_H(t - kT_s)]$$

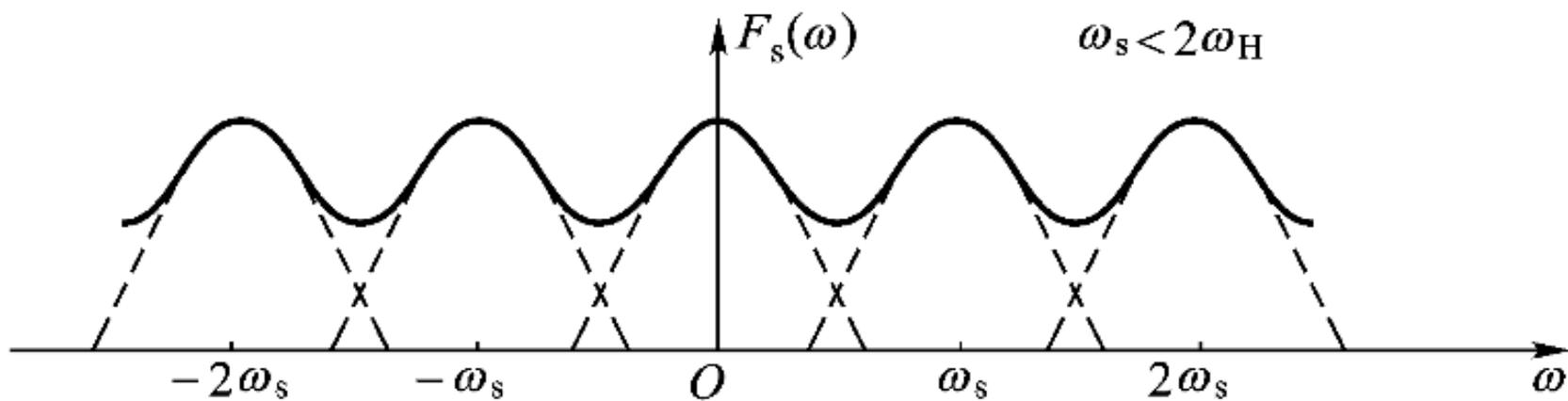
取 $\omega_s = 2\omega_H$

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT_s) \text{Sa}\left[\frac{\omega_s}{2}(t - kT_s)\right]$$

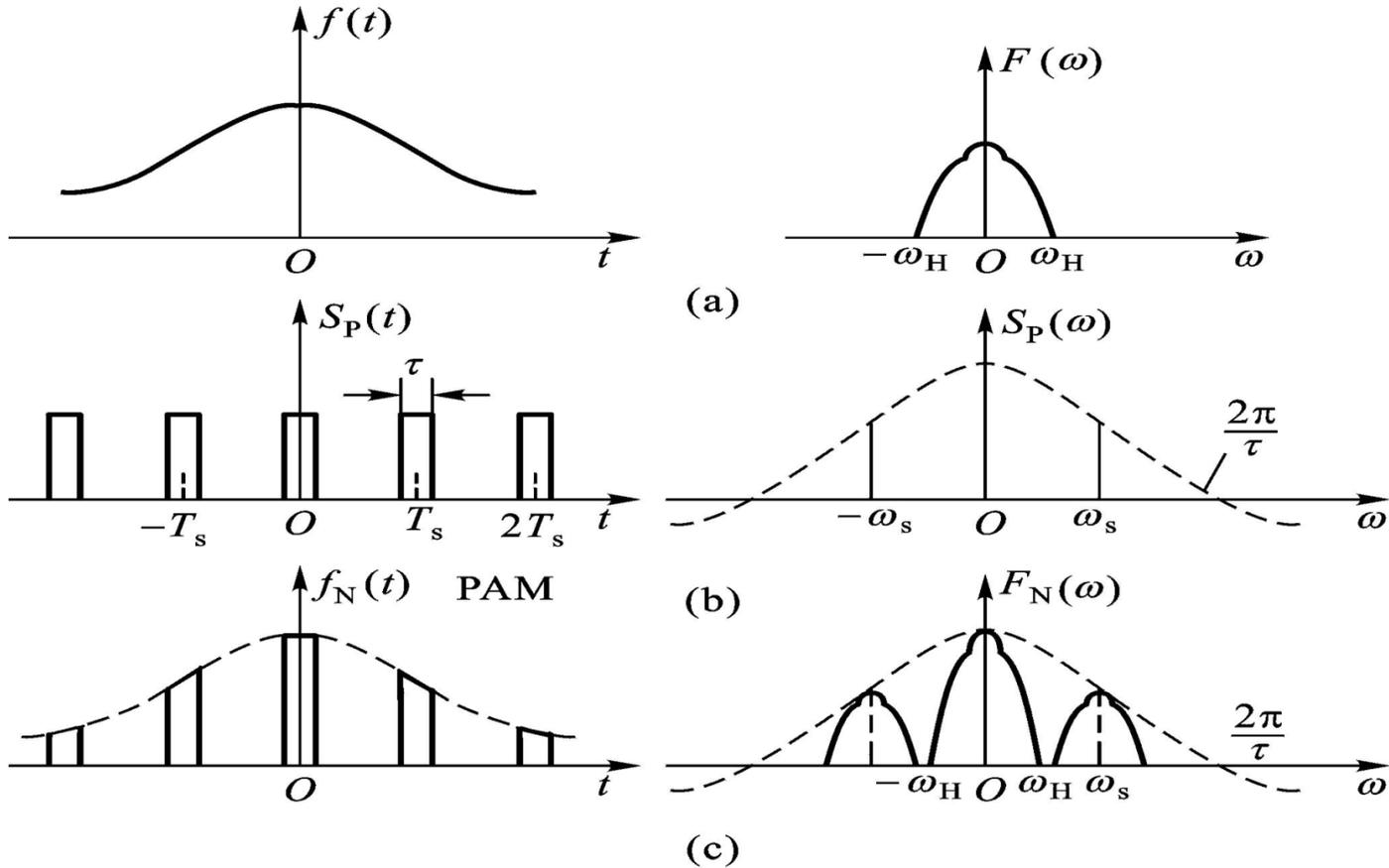


7.2.1 低通信号的抽样定理

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。



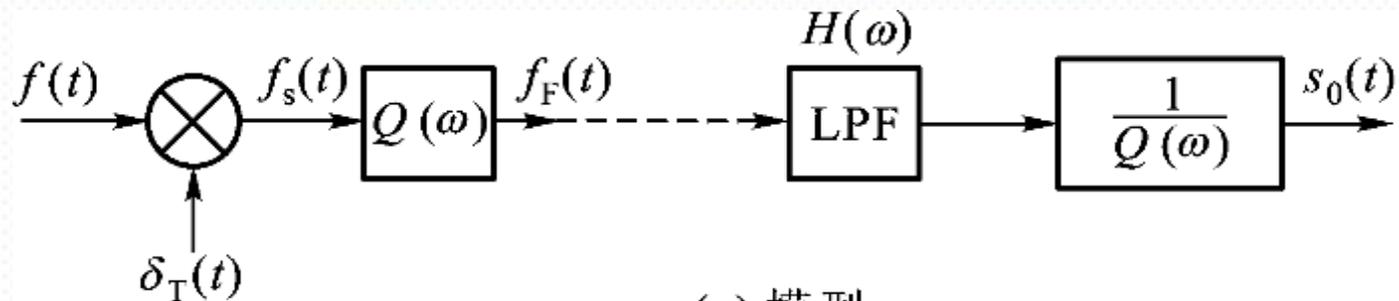
7.2.2 自然抽样



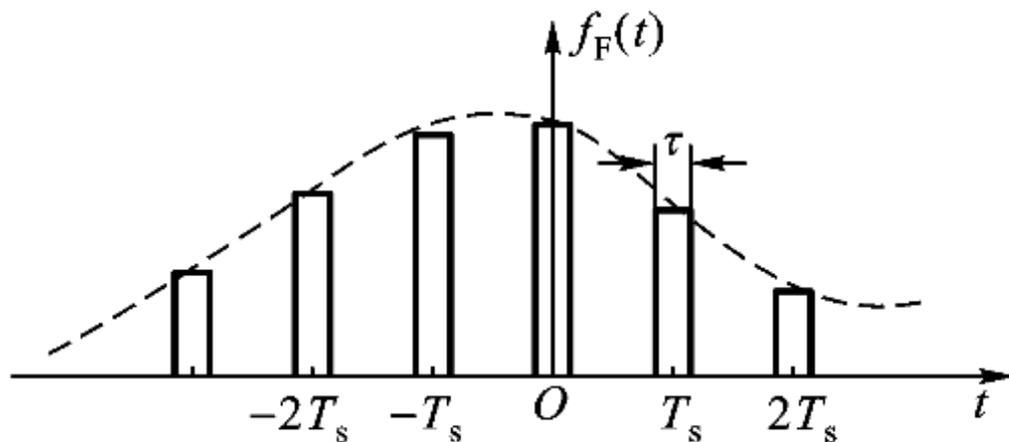
自然抽样波形及频谱



7.2.3 平顶抽样



(a) 模型



(b) 波形

平顶抽样模型及抽样波形



7.2.4 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 f_S 不一定需要大于 $2f_H$ 。

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

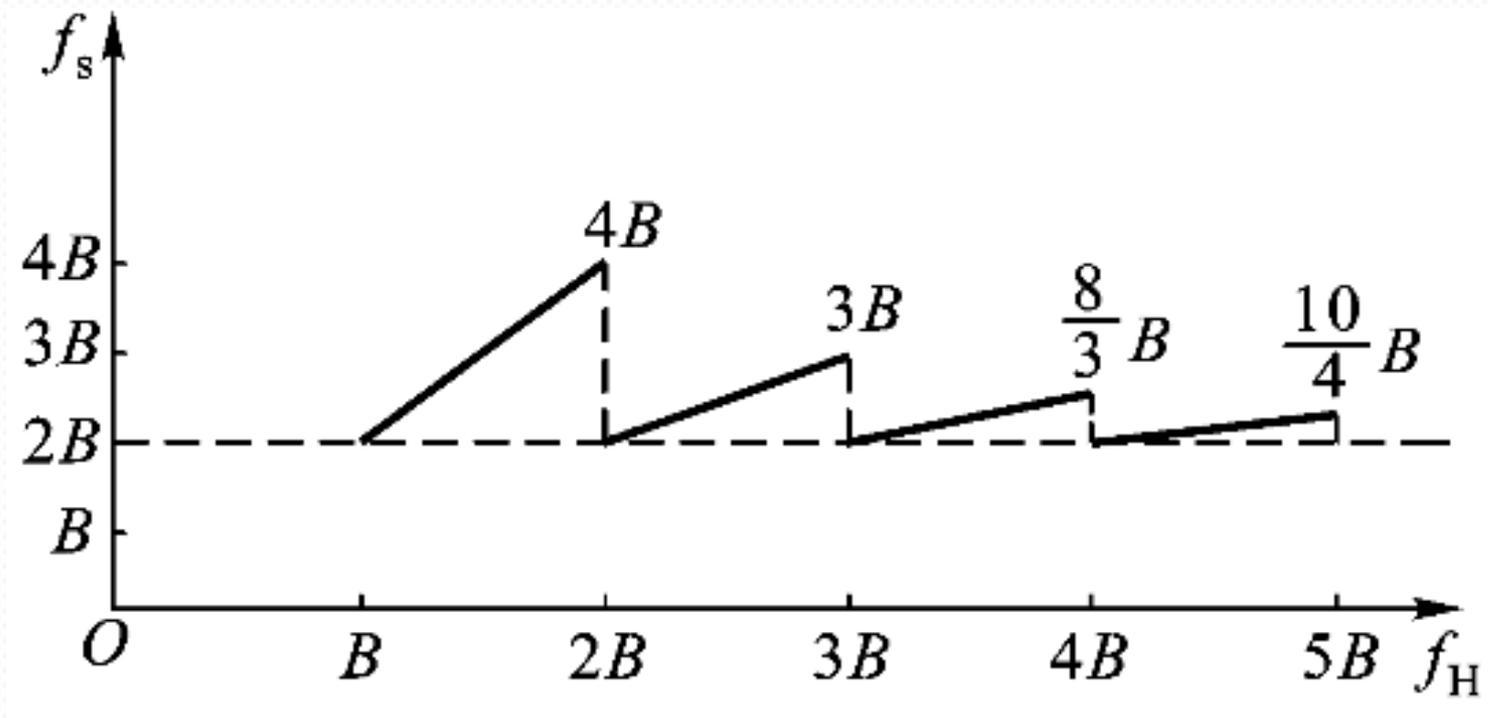
$$f_S = 2B(1 + k/n)$$

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（即满足）时，抽样频率等于 $2B$ 。



7.2.4 带通信号的抽样定理



f_s 与 f_H 的关系曲线

7.3 脉冲模拟调制



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*)

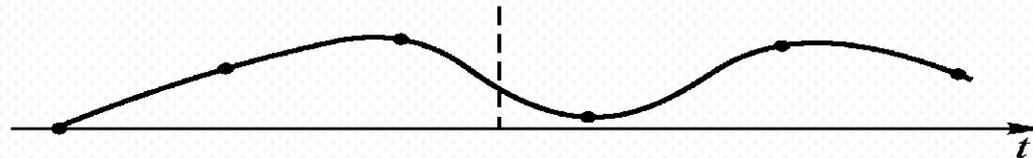
脉冲调宽 (PDM --- *Pulse Duration Modulation*)

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

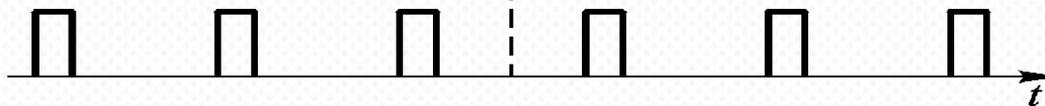
7.3 脉冲模拟调制



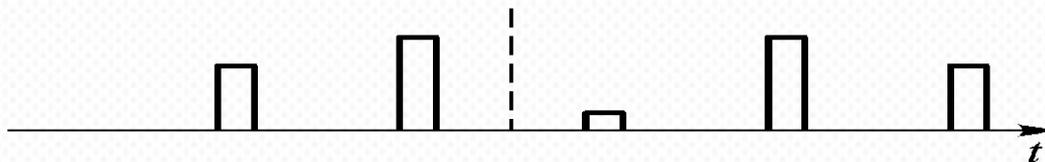
基带波形



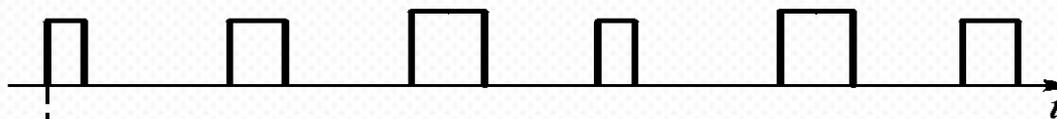
脉冲载波



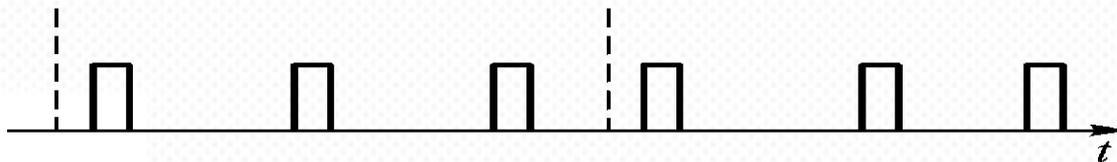
PAM



PDM



PPM



脉冲模拟调制信号波形

7.4 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。

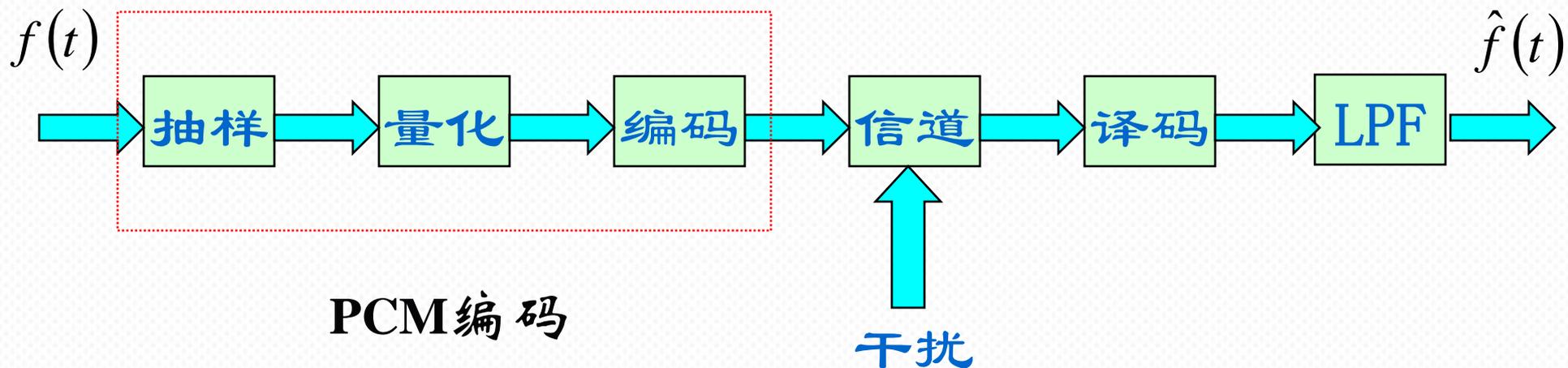
1937年：由法国工程师瑞维斯 (*A.H.Reeves*) 提出。

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。以后随着超大规模集成电路的PCM编、解码器的出现，使得PCM在通信系统中获得了更广泛的应用。



7.4.1 PCM基本原理



PCM通信系统的基本组成



7.4.1 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。

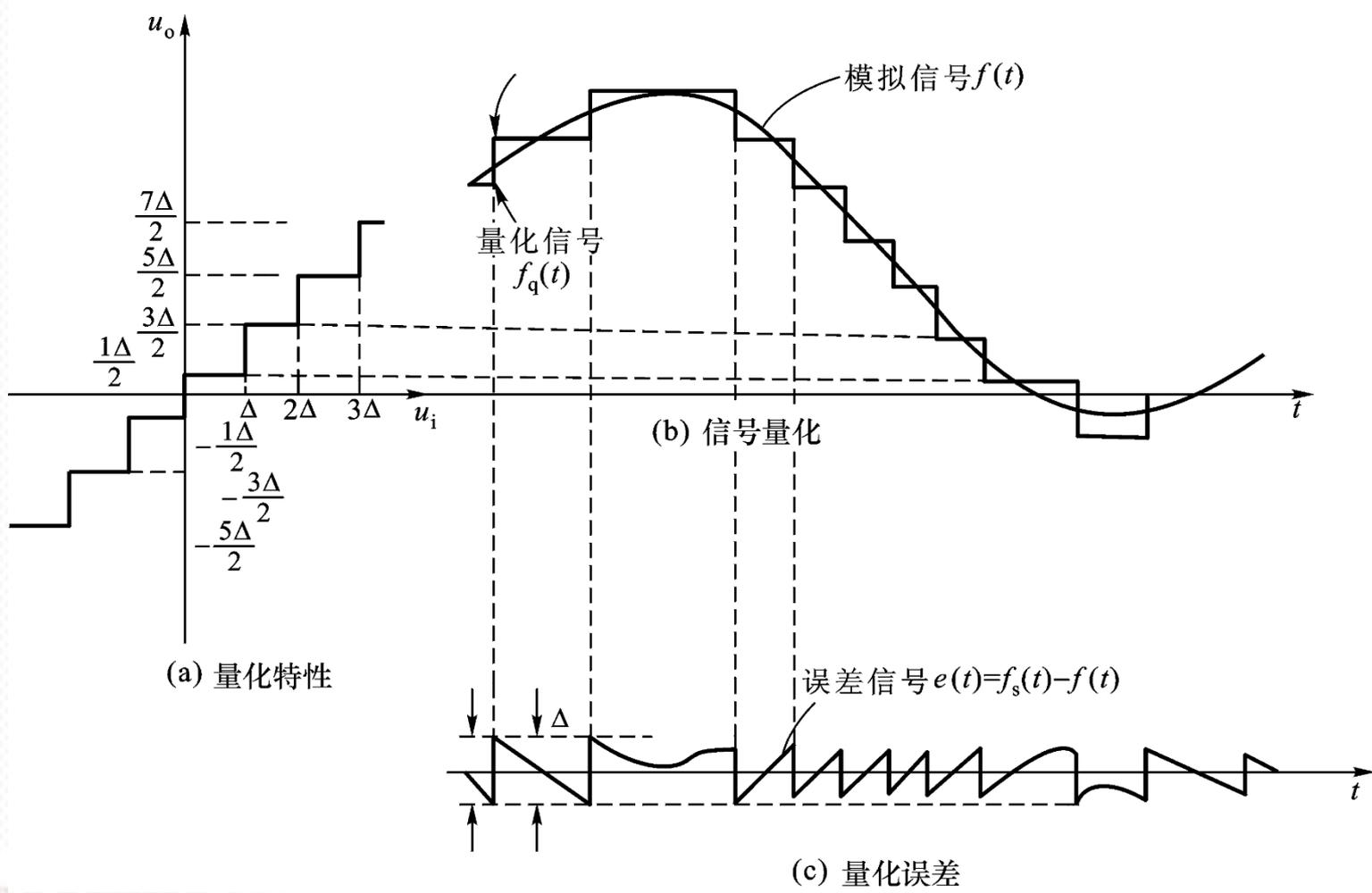
量化 把抽样信号变为幅度离散的数字信号。

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。

从调制的角度来看，PCM编码过程可以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的有无或“0”、“1”，所以PCM称为脉冲编码调制。

7.4.2 均匀量化与量化噪声





7.4.2 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。

量化方法：按允许的误差将样值脉冲进行量化分层。

量化台阶（量化级）：量化分层的单位，用符号 Δ 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。



7.4.2 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

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



7.4.2 均匀量化与量化噪声

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，则量化噪声平均功率越小。

量化噪声永远不可能消除。量化噪声随信号的出现而存在，随信号的消失而消失。

均匀量化时，由于量化台阶固定，量化噪声不变，因此当信号较小时，信号的量化信噪比也很小。这样对小信号来说量化信噪比就难以达到给定的要求。

动态范围： 满足信噪比要求的输入信号的取值范围。



7.4.2 均匀量化与量化噪声

量化信噪比

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

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

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

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



7.4.2 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

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

故, 可得量化信噪比为

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

或

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

7.4.3 压扩原理及非均匀量化



均匀量化时，信号的动态范围将受到较大限制。为了提高小信号时的量化信噪比，实际系统中常采用非均匀量化。

非均匀量化：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。

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。



7.4.3 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。

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

美国和日本等国采用 μ 律压缩标准，我国和欧洲采用A律压缩标准。



7.4.3 压扩原理及非均匀量化

μ 律对数压缩特性为

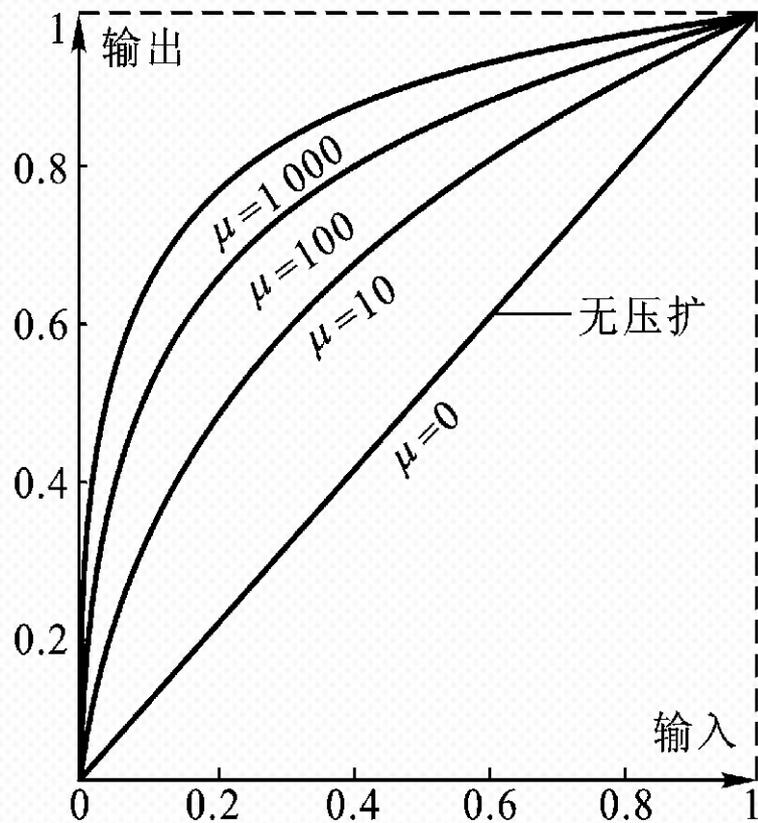
$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1$$

$\mu=0$ 时，压缩特性是一条通过原点的直线，故没有压缩效果。

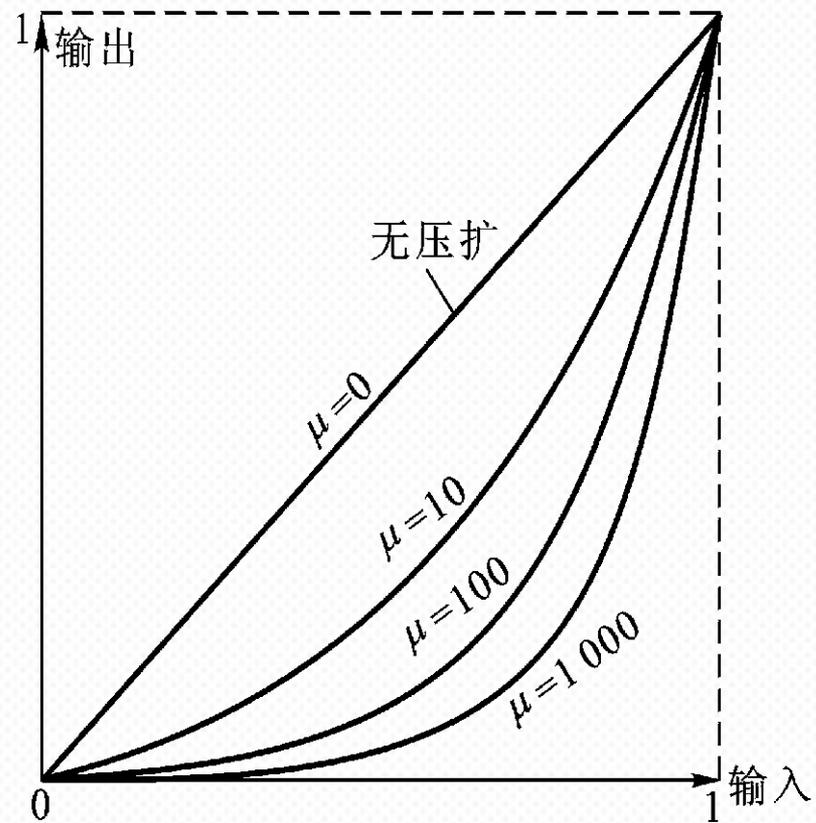
$\mu=100$ 时，有明显的压缩效果。

目前国际上对话音信号采用 $\mu=255$ 的压缩标准。

7.4.3 压扩原理及非均匀量化



(a) 压缩特性



(b) 扩张特性

μ 律对数压扩特性图



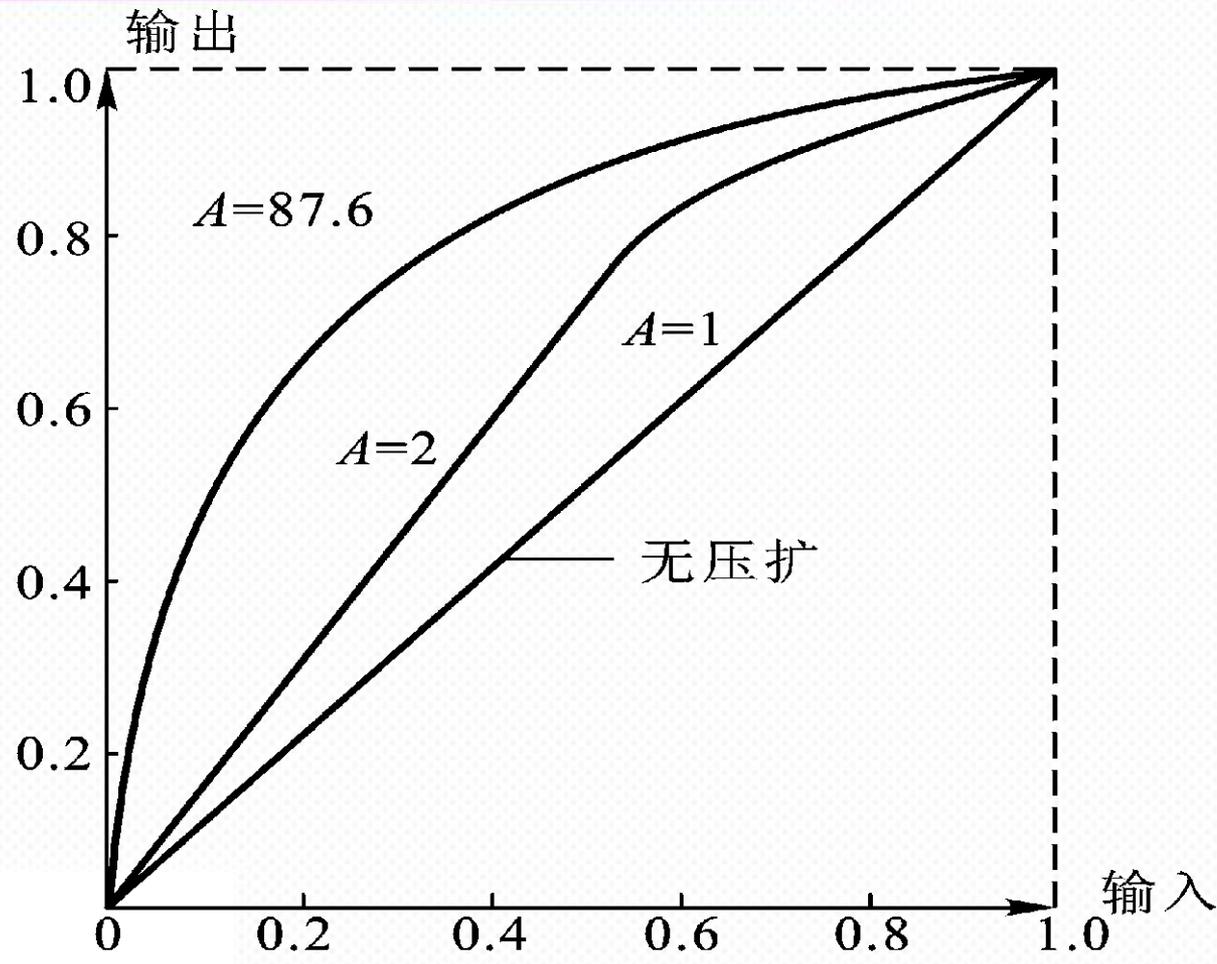
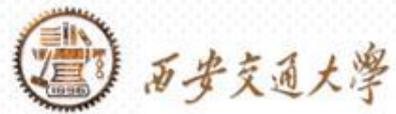
7.4.3 压扩原理及非均匀量化

A律对数压缩特性为

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

A=1 时没有压缩效果，A 越大，压缩效果越明显。对话音信号的PCM编码来说，目前国际上采用A=87.6 的压缩标准。

7.4.3 压扩原理及非均匀量化



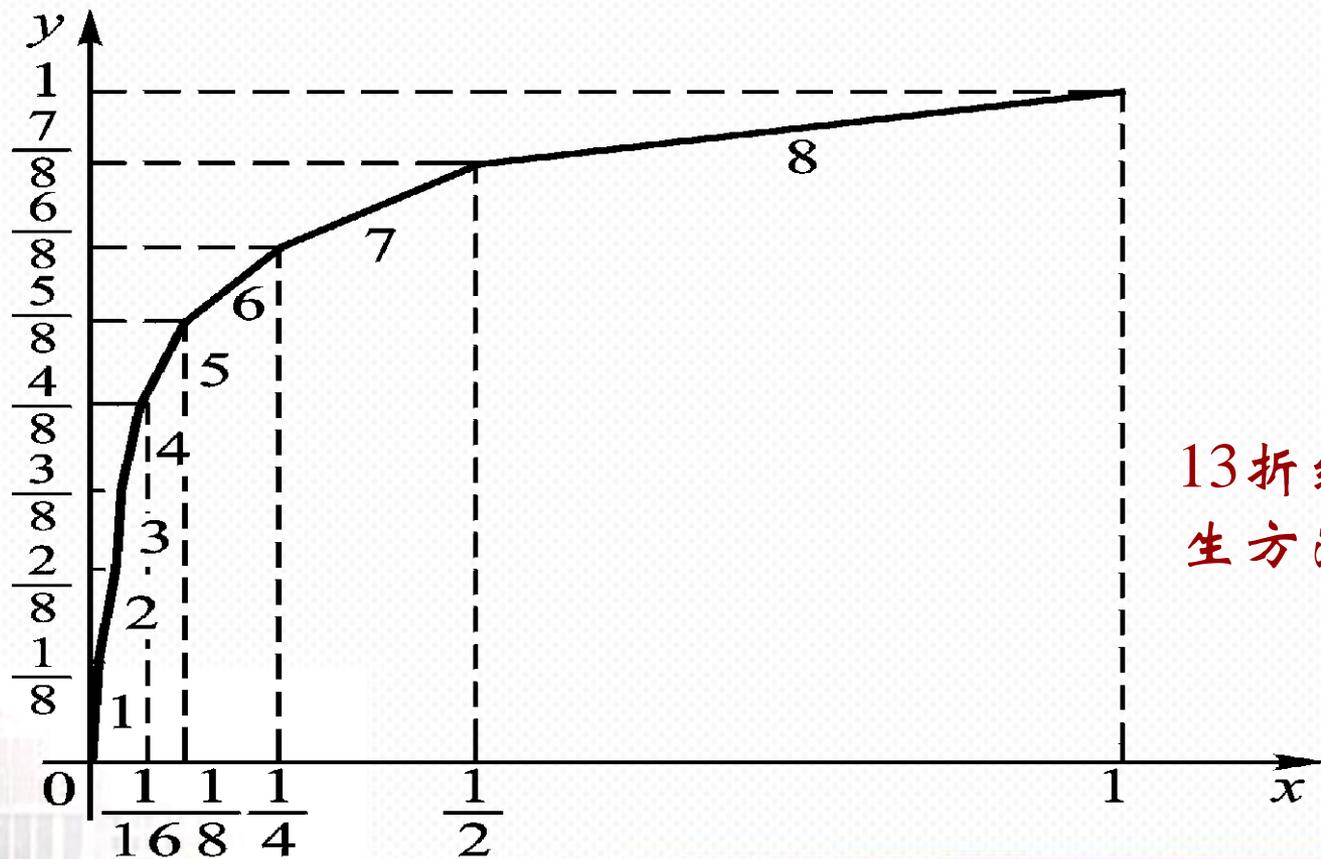
A律对数压缩特性



7.4.3 压扩原理及非均匀量化

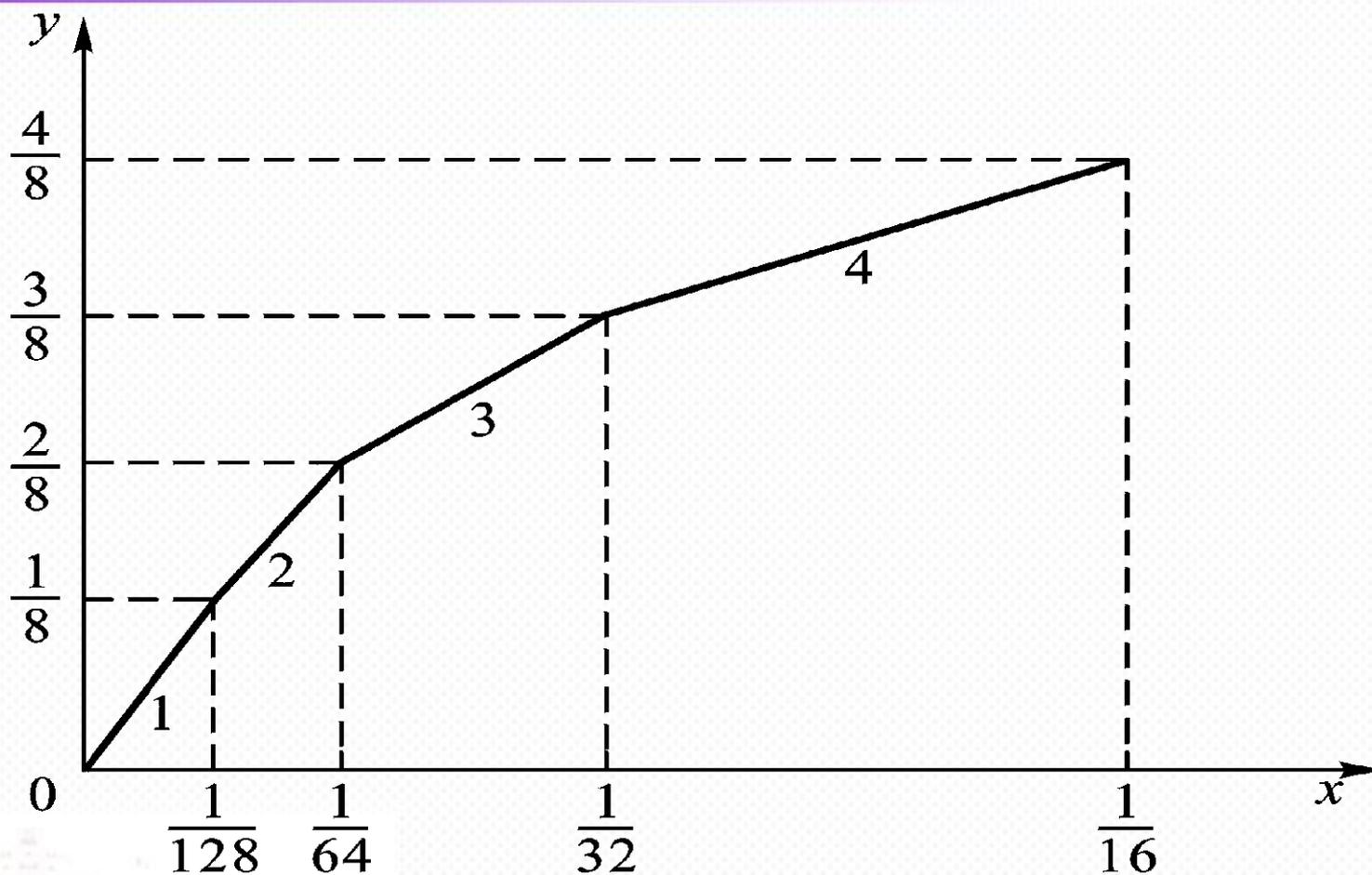
对数压缩特性的折线近似

对话音信号PCM编码采用13折线逼近A律压缩特性



13折线的产生方法 (1)

7.4.3 压扩原理及非均匀量化



13折线的产生方法 (2)



7.4.3 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。



7.4.3 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，

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

可求出小信号时的斜率为 $k' = \frac{dy}{dx} = \frac{A}{1 + \ln A}$

将 $A=87.6$ 代入此式，可得 $k' = 16$



7.4.3 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 $8*16=128$ 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。



7.4.3 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 $1/2048$ ；
- 第2段的长度与第1段的长度相同；
- 第3段的量化台阶为 $1/1024$ ；
- 第4段的量化台阶为 $1/512$ ；

...

- 第8段的量化台阶为 $1/32$ 。

大信号与小信号的量化台阶相差64倍。同时还可以看出，若以为量化台阶进行均匀量化的话，则量化级数应为2048，而采用非均匀量化时，量化级数仅为128。



7.4.4 PCM编码

PCM编码：把量化后的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。

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)



7.4.4 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



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

对于语音信号：

- ✓ 3~4位非均匀量化编码可以实现听懂，但有明显失真；
- ✓ 编码位数增加到7~8位时，语音质量就比较理想了

对一路语音信号进行PCM编码后，信号的速码率为

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

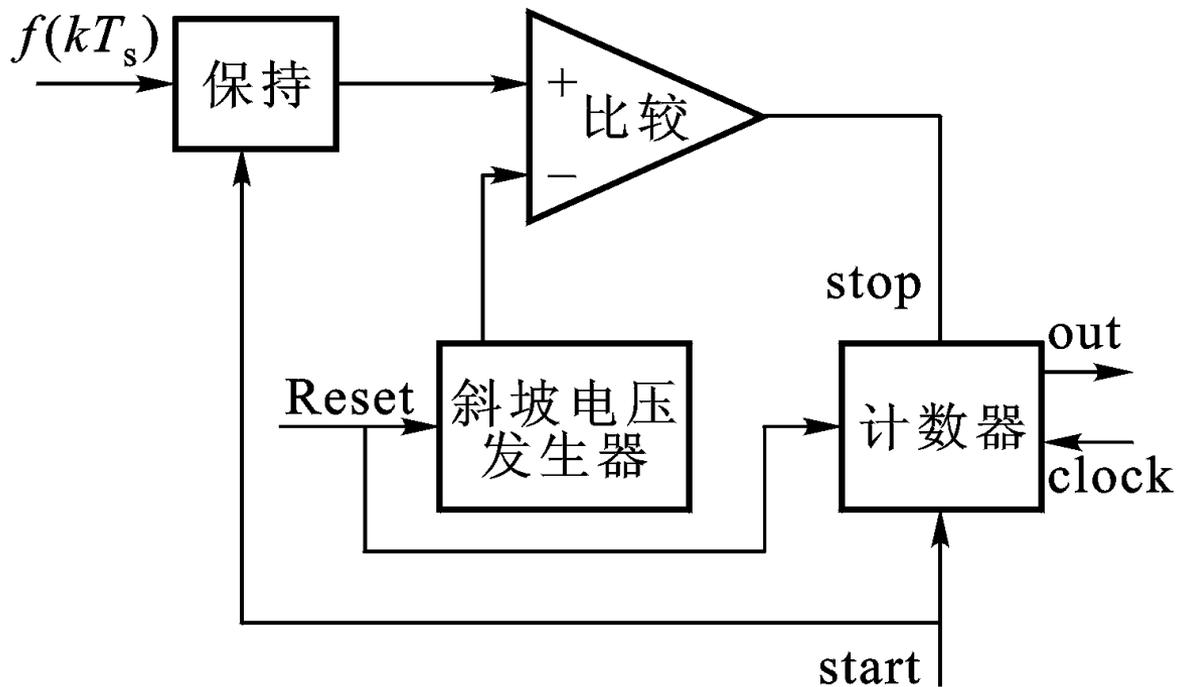


7.4.4 PCM编码

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

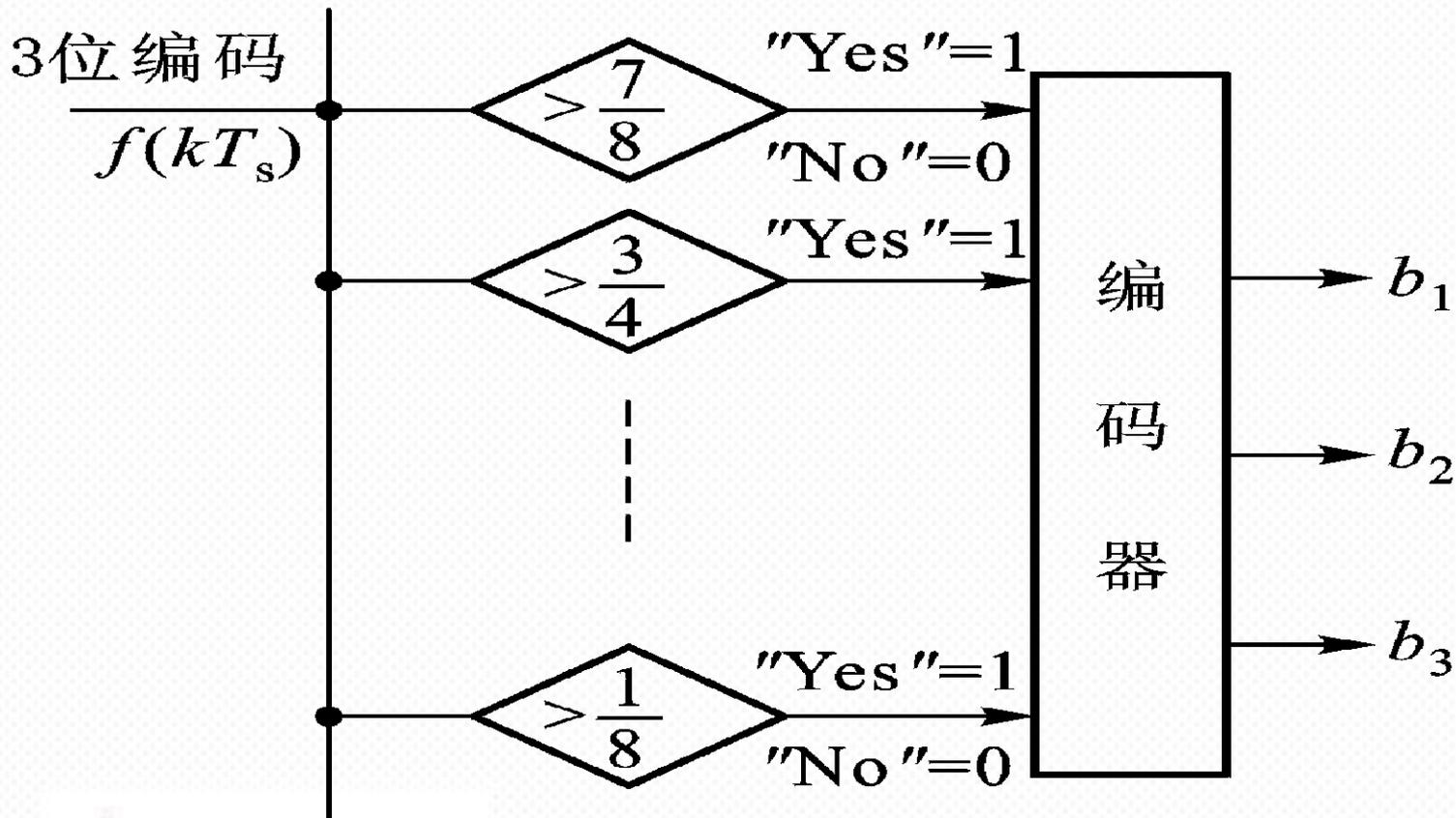
7.4.4 PCM编码



计数式编码器

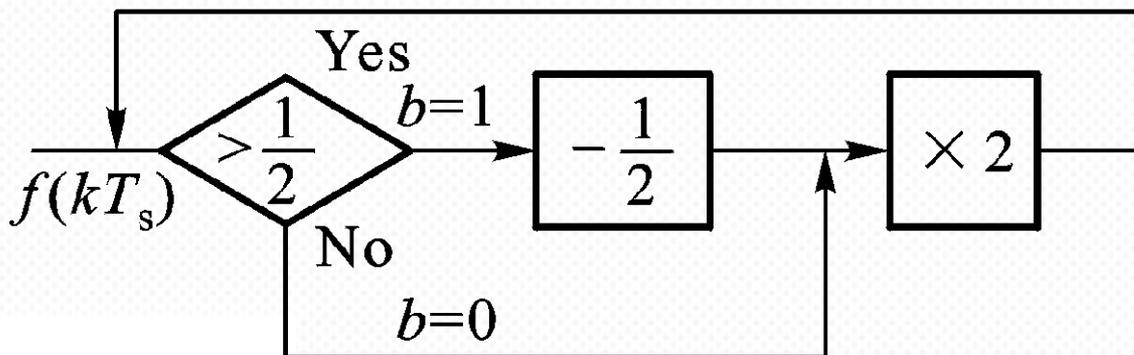
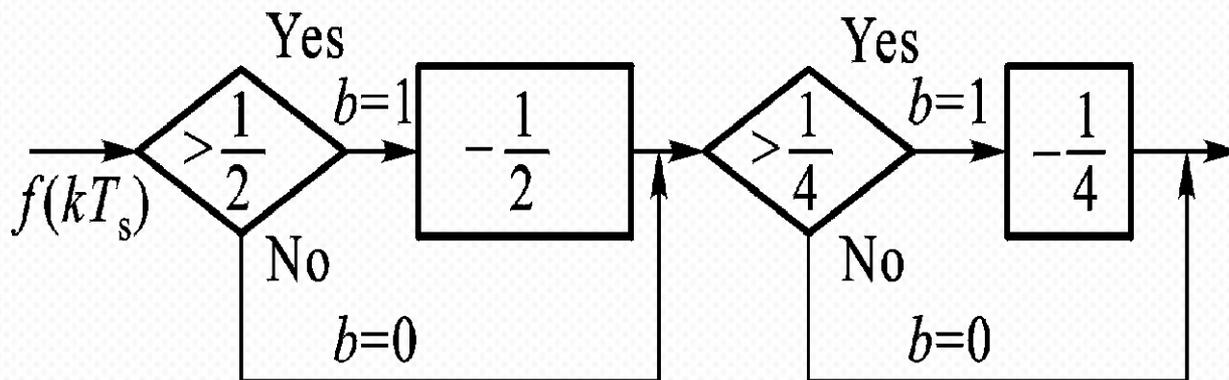


7.4.4 PCM编码



三位码并行编码器

7.4.4 PCM编码



逐位比较反馈型编码器



7.4.4 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。



7.4.4 PCM编码

段落号	1	2	3	4	5	6	7	8
段落码 ($D_2D_3D_4$)	000	001	010	011	100	101	110	111
起始电平 (以 Δ 为单 位)	0	16	32	64	128	256	512	1024
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

7.4.4 PCM编码



段内码电平表

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



7.4.4 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。



7.4.4 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 $I_w = 1024 + 2 \times \Delta_8 = 1024 + 2 \times 64 = 1152\Delta$

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



7.4.4 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 $1024 + 3 \times 64 = 1216\Delta$

故量化误差为 $|1270 - 1216| = 54\Delta$

小于该段的量化台阶（ $\Delta_8 = 64\Delta$ ）。



7.4.4 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

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 ($\Delta_8 = 64\Delta$)。



7.4.4 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位码非线性码与11位线性码等效。

如上例中，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位码非线性码为1110011，对应的11位线性码为10011000000 ($1216=1024+128+64$)。



7.4.4 PCM编码

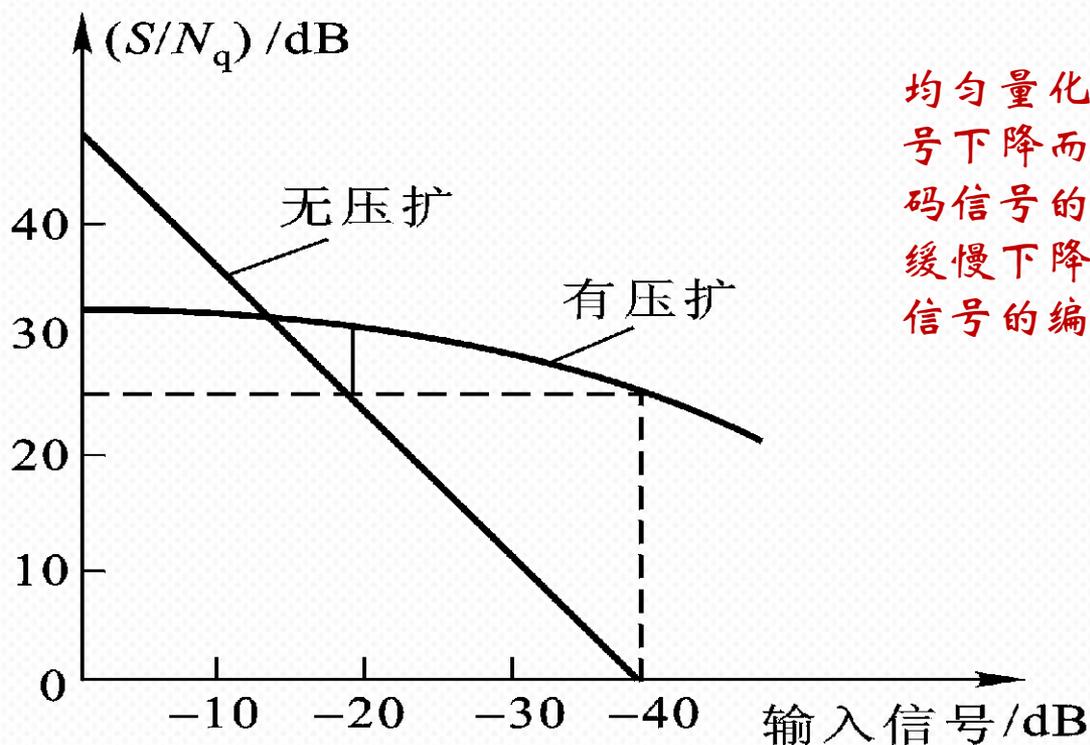
非均匀量化编码与均匀量化编码比较(2)

(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）($20\lg 16=24\text{dB}$)。



7.4.4 PCM编码



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



7.4.5 PCM译码

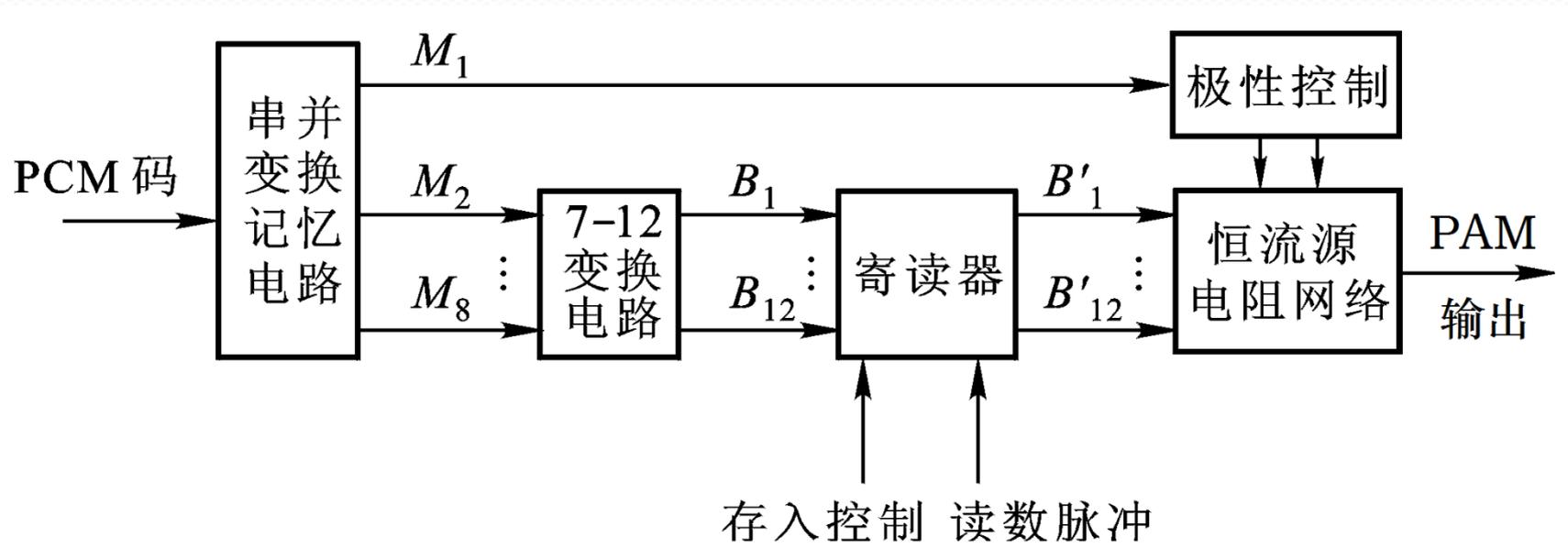
译码 将收到的PCM码组还原为发端抽样脉冲幅度的过程

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、级联--网络混合型



7.4.5 PCM译码



电阻网络型译码电路



7.5.1 PCM信号的时分复用

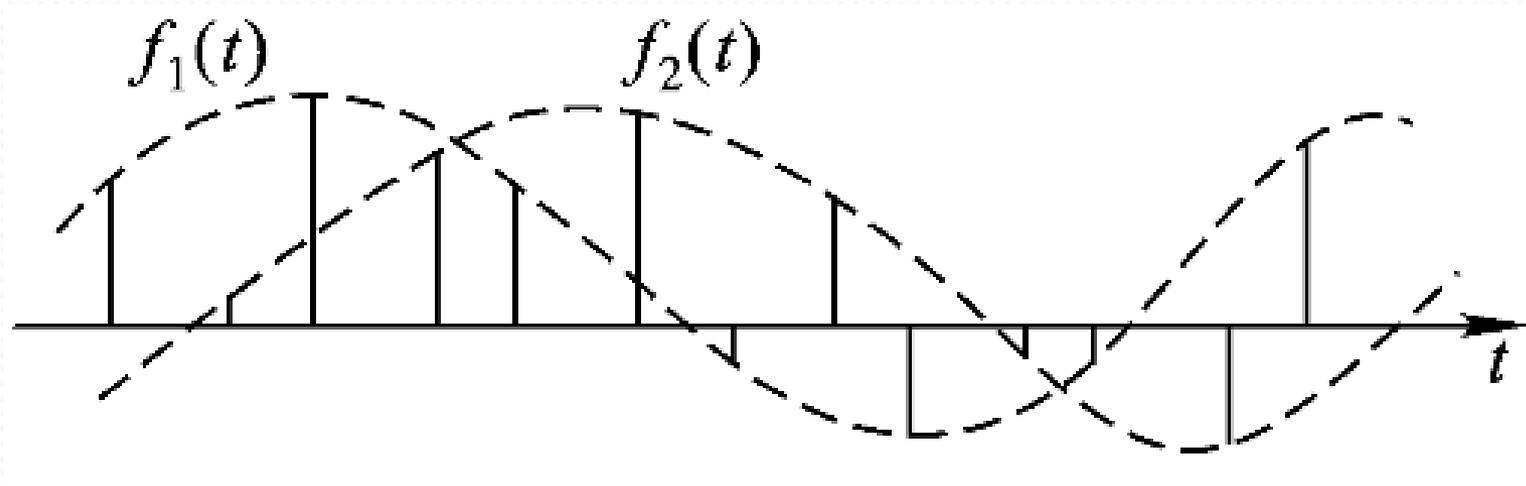
时分复用 (TDM--Time Division Multiplexing) : 利用不同时间隙来传送各路信号, 其理论基础是抽样定理。

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。



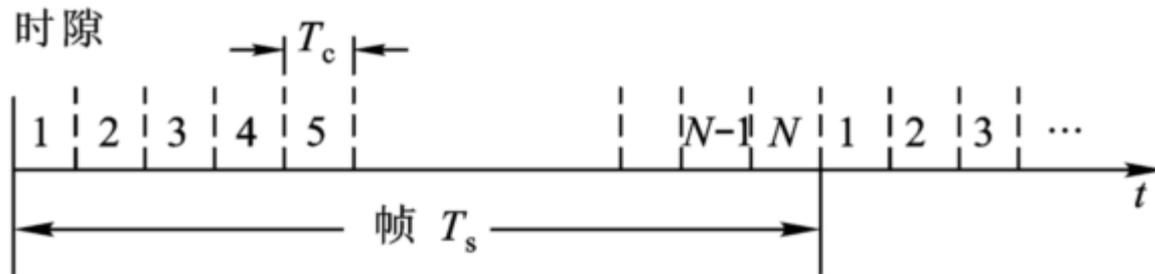
7.5.1 PCM信号的时分复用



两路信号时分复用



7.5.1 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

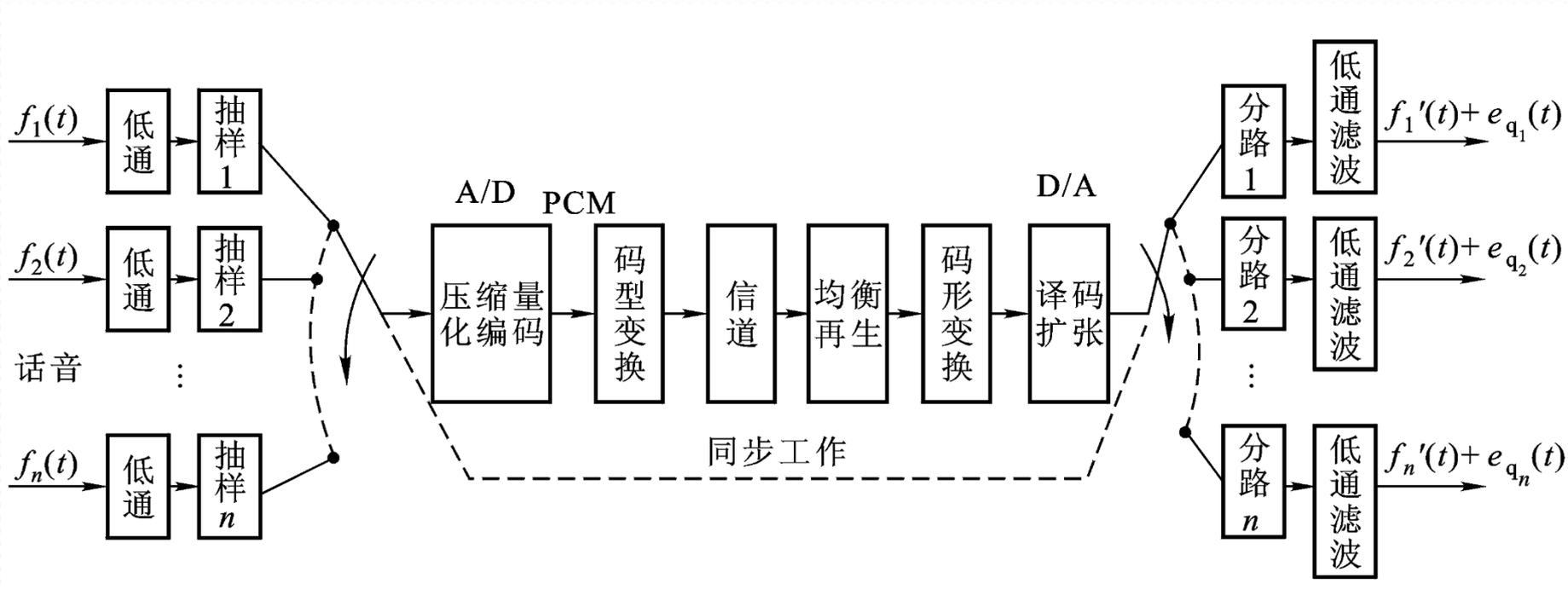
时隙: $T_c = T_S / N$

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



7.5.1 PCM信号的时分复用



PCM时分复用系统的组成

7.5.2 PCM基群帧结构及高次群



PCM基群

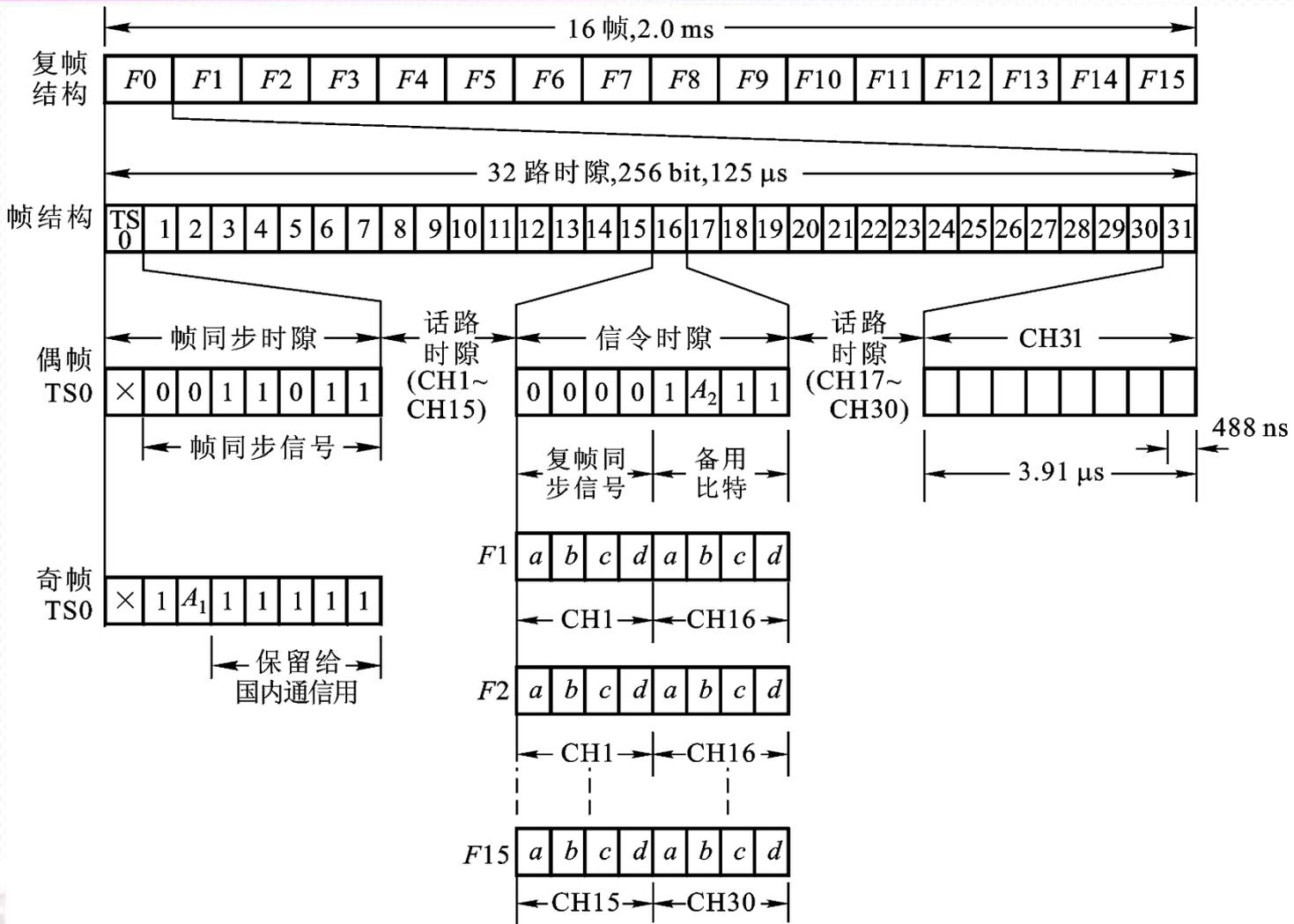
在进行PCM信号TDM复用时，先把一定路数的信号复合成一个标准的数据流，称为基群（一次群），然后再把基群数据流采用数字复接技术，汇合成速率更高的高次群。

国际上的两种体系标准

A律PCM30/32路

μ 律PCM24路

7.5.2 PCM基群帧结构及高次群





7.5.2 PCM基群帧结构及高次群

PCM30/32路体系标准基群信息速率

对话音信号来说，一帧时间为125微秒，每个时隙占用时间为3.91微秒，每个时隙包含有8位码，每位码占用时间为488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

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



7.5.2 PCM基群帧结构及高次群

高次群

更多路数语音信号的复用是在基群的基础上复合得到的。对PCM30/32路标准来说，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。

对PCM24路标准来说，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。



7.5.3 PCM信号带宽

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

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

PCM编码时，单路编码信号的码元速率为 $R = Nf_s = 2Nf_H$

如果是 n 路PCM信号时分复用，则总码元速率为

$$R = nNf_s = 2nNf_H$$

信号的最小带宽应为

$$B_{ch} \geq \frac{R}{2} = nNf_H$$



7.5.4 时分复用与频分复用的比较

- TDM复用时，信号在时间上是分开的，但在频域内是重叠的。FDM复用时，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。



7.6 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。

输出端总的信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f_o^2(t)]}{N_q + N_e}$$

影响PCM系统性能的因素：量化噪声、信道加性噪声



7.6.1 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

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

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

由于 $N = B_{ch} / f_H$ ，故量化信噪比为

$$S_o / N_q = 2^{2N} = 2^{2(B_{ch} / f_H)}$$

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。



7.8 增量编码调制 (ΔM)

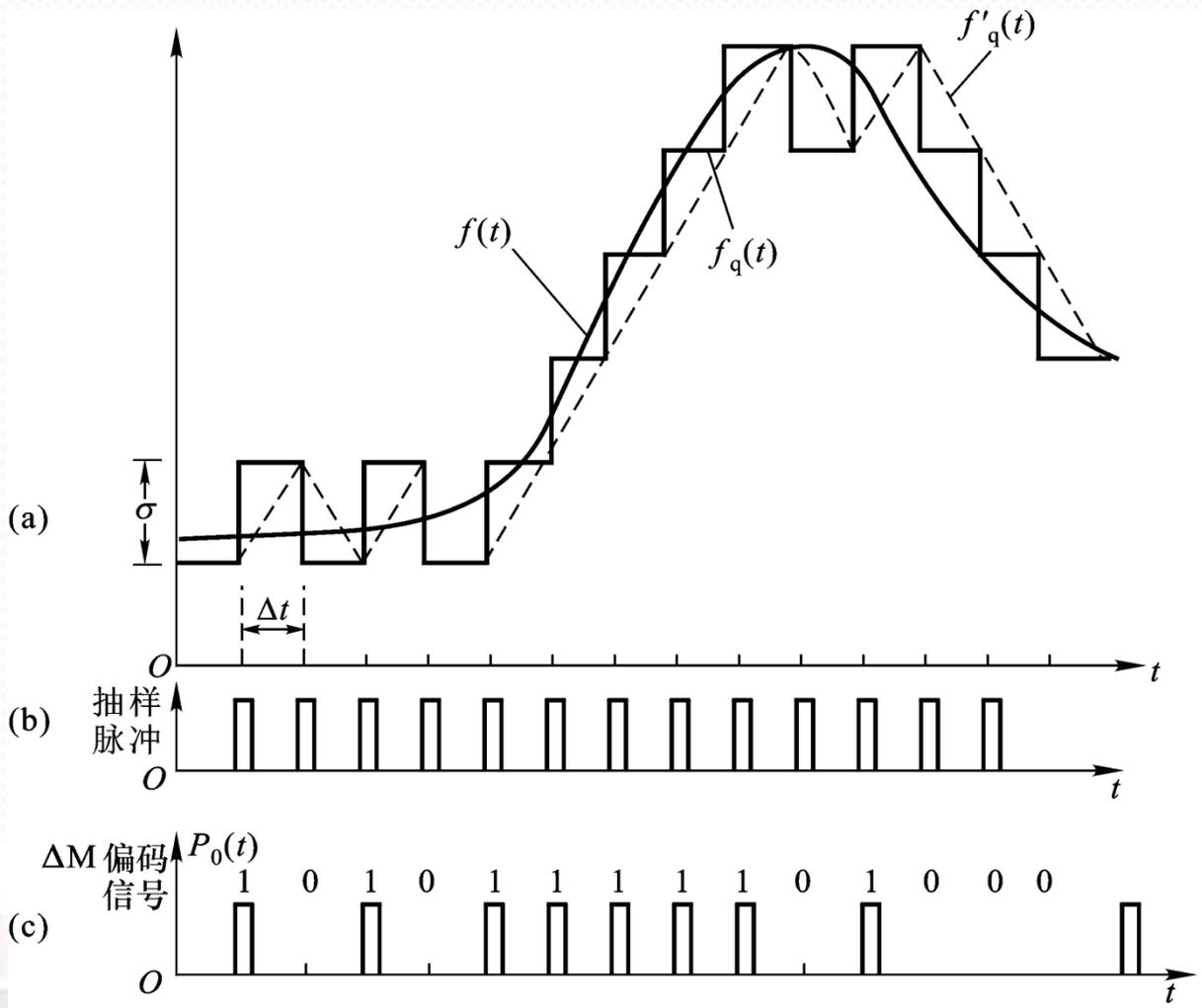
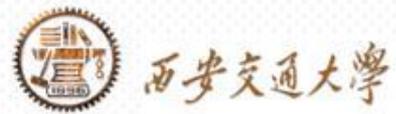
ΔM 是一种特殊的脉冲编码方式，样值的增量仅用一位二进制码表示。这种编码方式非常简单，应用方便，特别适合于在小容量的通信系统中采用。

ΔM 基本思想：用一个阶梯波表示一个带限的模拟波形。

首先，根据模拟信号的幅度值及抽样速率（注意：在 ΔM 系统中，抽样速率大大高于奈奎斯特速率）去规定量化台阶，然后将该时刻的抽样值 $f(t_i)$ 与前一抽样时刻的阶梯波形 $f_q(t_i - T_s)$ 的取值进行比较，并按以下规则编码：

- ✓ 若 $f(t_i) > f_q(t_i - T_s)$ ，编为“1”码，并让 $f_q(t)$ 在当前时刻上升一个台阶，且在下一个时间内值保持不变；
- ✓ 若 $f(t_i) < f_q(t_i - T_s)$ ，编为“0”码，并让 $f_q(t)$ 在当前时刻下降一个台阶，且在下一个时间内值保持不变；

7.8.1 增量编码调制的基本原理





7.8.1 增量编码调制的基本原理

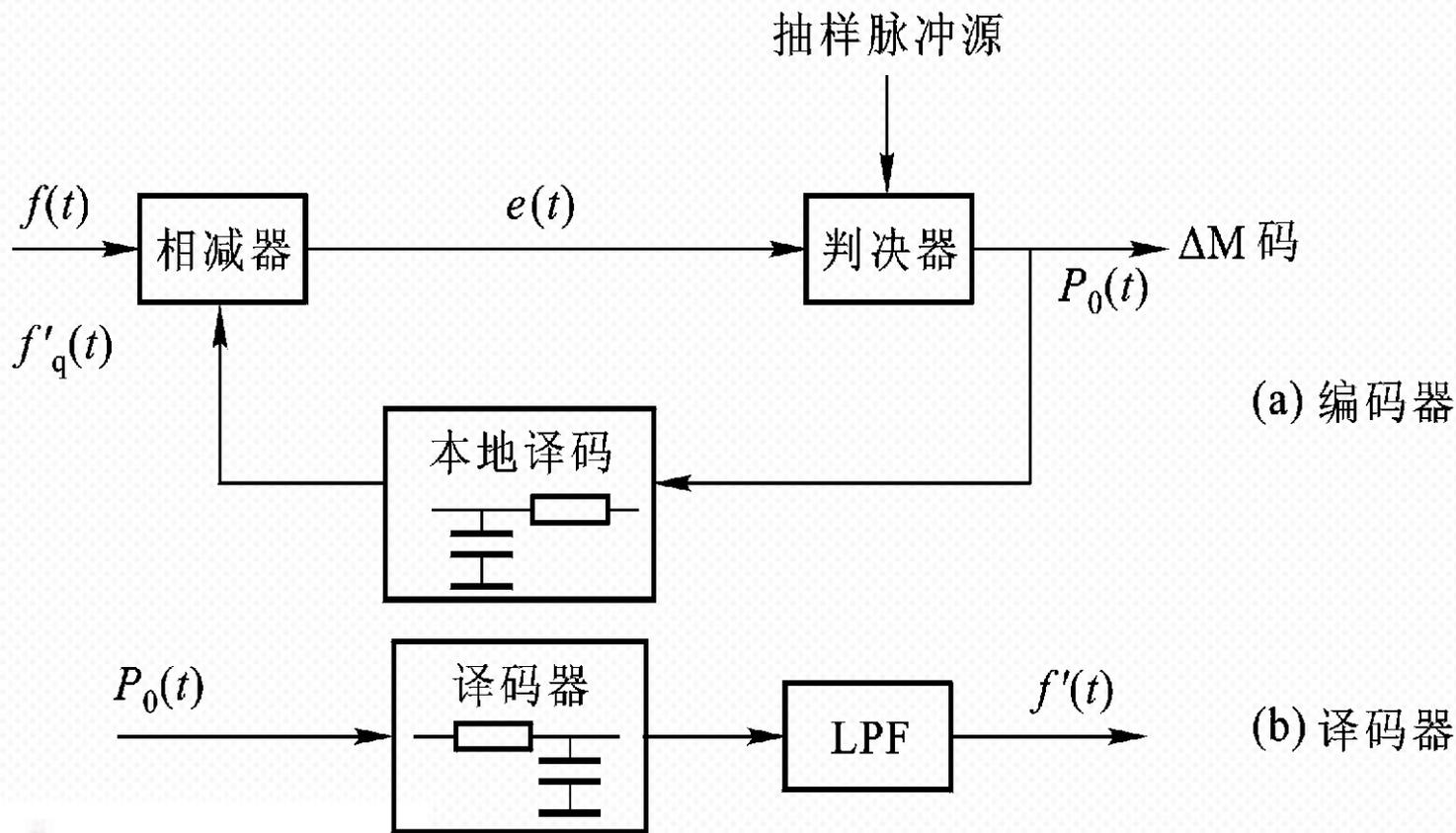
ΔM 系统编码器及译码器

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。



7.8.1 增量编码调制的基本原理

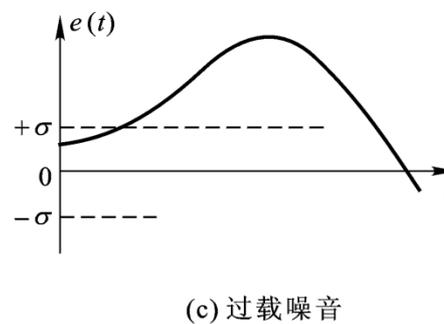
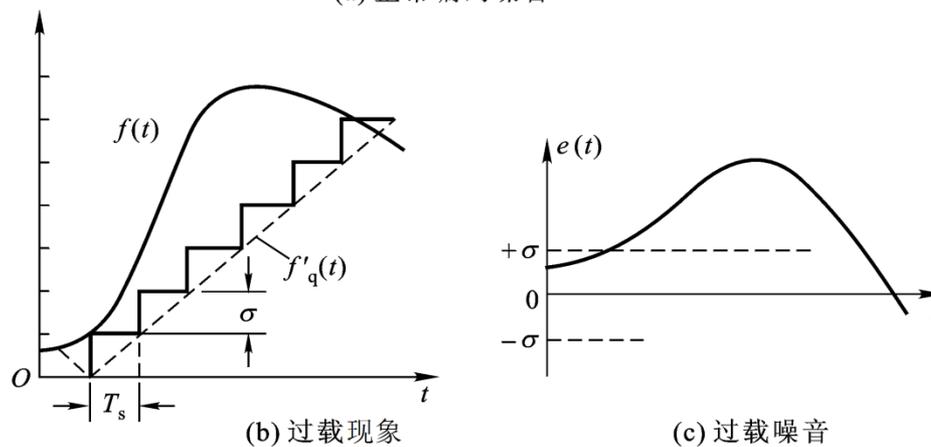
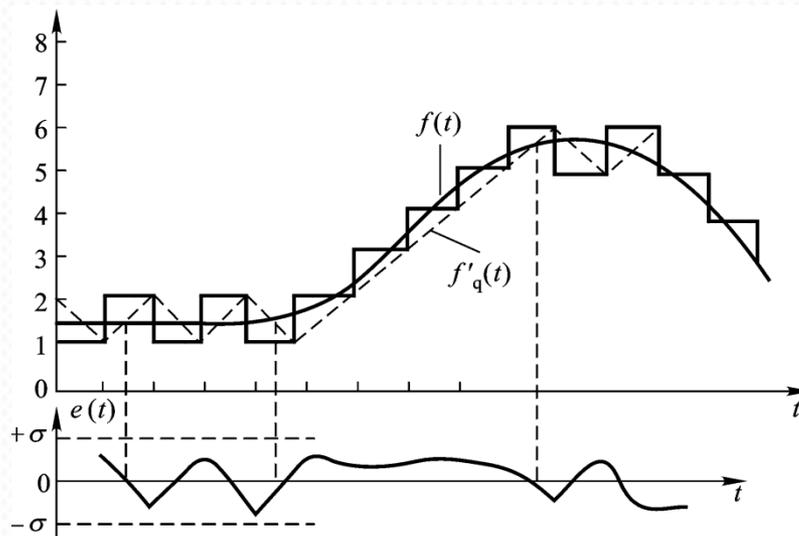


ΔM系统编码器及译码器

7.8.2 量化噪声及过载量化噪声



ΔM 编码
量化误差





7.8.2 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。



7.8.2 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

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

由上式可见，信号幅度随频率增加而下降，这是简单编码系统的缺陷。此外，简单编码系统还有编码动态范围小的特点。



7.8.2 量化噪声及过载量化噪声

动态范围：最大编码允许幅度与最小可编码电平之比，即

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

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 $f_s=300\text{kHz}$ 。当抽样频率不够高时，简单编码系统的动态范围将不满足要求。

实际中，采用的是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。



7.9 PCM系统与 ΔM 系统的比较

- PCM特点是多路信号统一编码，对话音信号采用8位编码，编码设备复杂，但话音质量好。PCM一般用于大容量的干线通信系统中。
- ΔM 特点是单路信号编码，码元速率一般比PCM低，质量不如PCM，但设备简单，话路上下方便灵活，因此特别适合在小容量的支线通信系统中采用。

- 对数字信源的编码：
 - ✓ 等长编码、**不等长编码 (Huffman)**、扩展编码

- 对模拟信源的编码：采样、量化、编码
 - ✓ 低通采样（奈奎斯特速率）和**带通采样**
 - ✓ 从抽样点恢复出原信号的方法

 - ✓ **均匀量化——量化噪声分析和量化信噪比**
 - ✓ **非均匀量化——压扩的目的和原理**
 - ✓ **PCM编码和译码**
 - ✓ PCM语音信号的时分复用

 - ✓ **增量编码——过载现象的原因和动态范围**



本章习题： 7-1、 7-5、 7-12、 7-25