

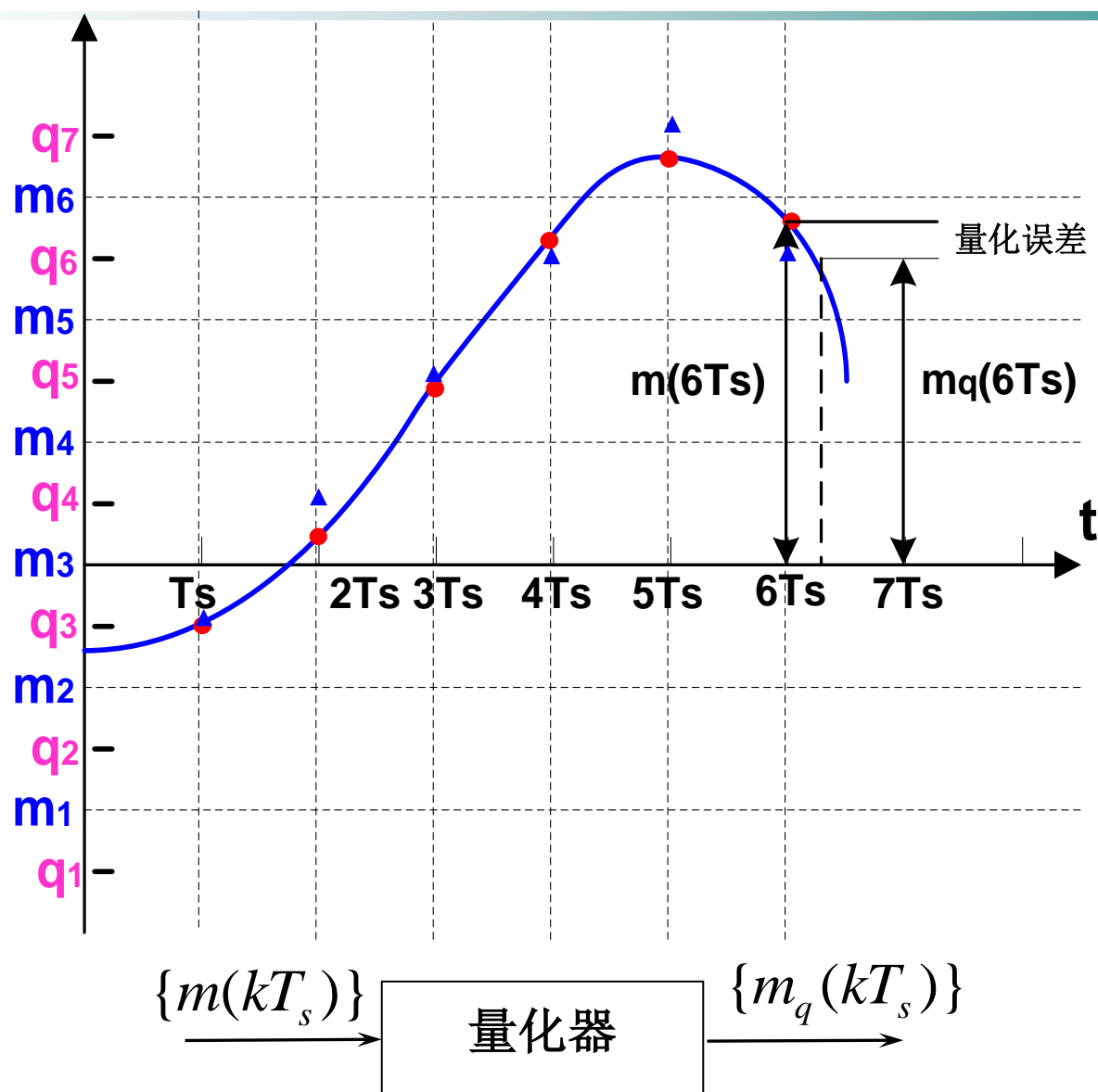


9.4 抽样信号的量化

- 设模拟信号的抽样值为 $m(kT)$ ，其中 T 是抽样周期， k 是整数。
 - 此抽样值仍然是一个取值连续的变量，有无穷多种取值。
- 编码时只能用有限种码元来代表抽样值。
 - 若仅用 N 个不同的二进制数字码元来代表此抽样值的大小，则 N 个不同的二进制码元只能代表 $M = 2^N$ 个不同的抽样值。
- 样值无穷多种——编码有限——限制样值的取值种类
 - 必须将抽样值的范围划分成 M 个区间，每个区间用一个电平表示，该过程称为**量化**。
 - 共有 M 个离散电平，它们称为**量化电平**。
 - 相邻两个量化电平之差称为**量化间隔**。也称**量化台阶**、**量阶**。



9.4 抽样信号的量化





9.4 抽样信号的量化



量化误差： $m_q(kT_s)$ 和 $m(kT_s)$ 之间的误差。

当 $m(t)$ 为随机信号时，量化误差也是随机的，也称为**量化噪声**。通常用均方值来度量其大小，记为 N_q ：

$$N_q = E[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2$$

N_q 也即量化噪声的平均功率。

量化信噪比： 信号功率与量化噪声功率之比。

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



抽样信号的量化 • 均匀量化

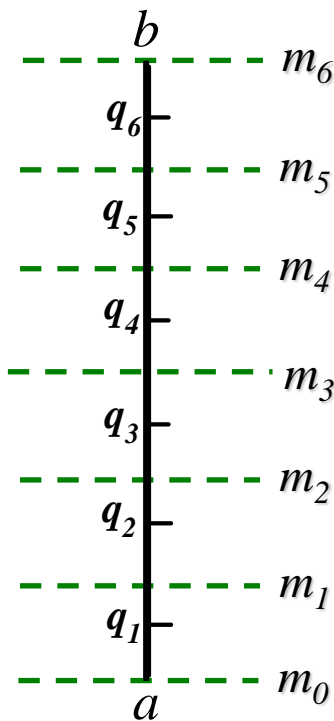
1. 均匀量化

- 把输入信号的取值域按等距离分割的量化称为**均匀量化**。
- 在均匀量化中，量化间隔为常数，其大小取决于输入信号的变化范围和量化级数。设输入信号的幅度范围是**a-b**，量化电平数级数为**M**，则量化间隔为：

$$\Delta = \frac{b-a}{M}$$

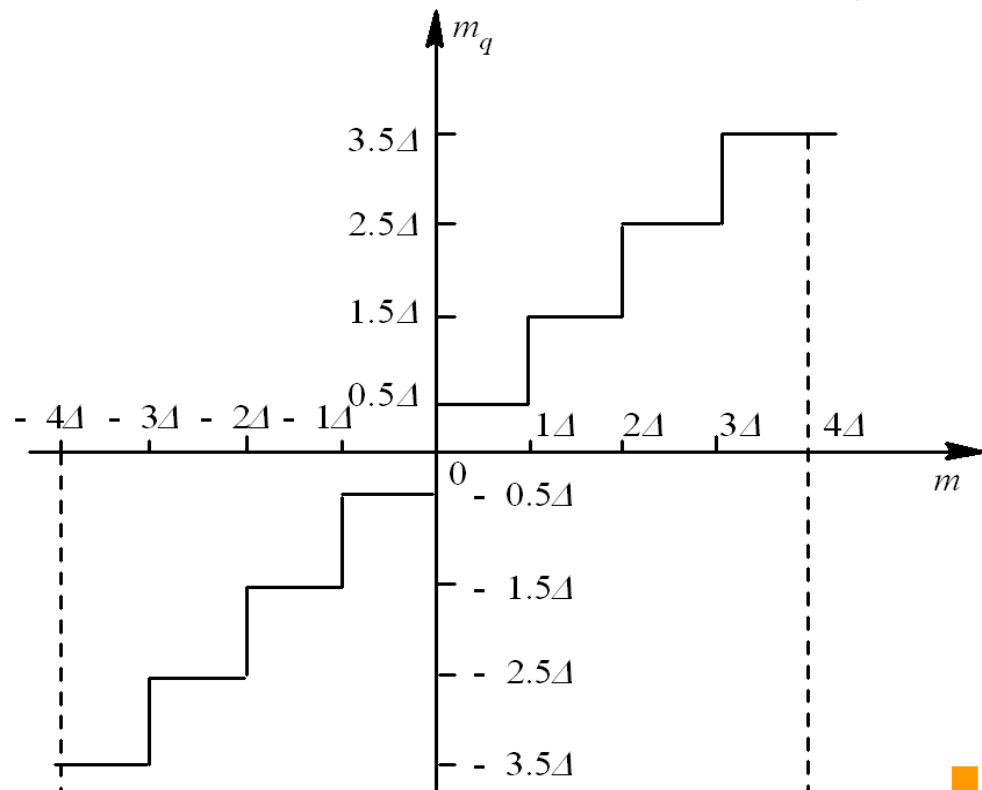
- 每个量化区间的量化电平均取在各区间的中点。

$$\begin{aligned} q_i &= \frac{m_i + m_{i-1}}{2} \\ &= a + i\Delta - \frac{\Delta}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, M \end{aligned}$$

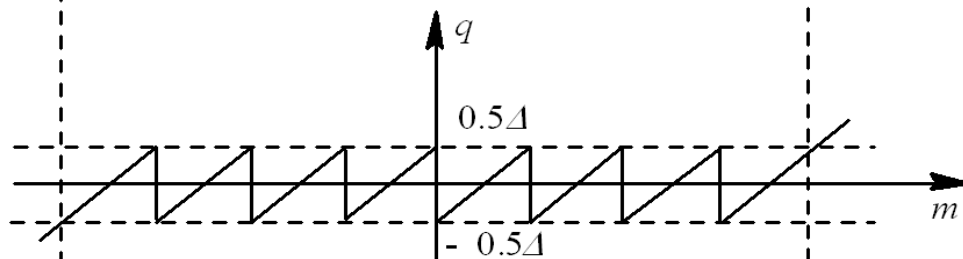




均匀量化器输入输出特性曲线



(a)



过载区 量化区 过载区

(b)



- 均匀量化过程所形成的量化误差不超过 $\pm \frac{\Delta}{2}$ 。



抽样信号的量化 • 均匀量化

均匀量化噪声功率：

设输入模拟信号 $m(t)$ 是均值为 0、一维概率密度函数是 $f(x)$ 的平稳随机过程， $m(t)$ 的取值范围为 (a, b) ，则量化误差功率 N_q 为：

$$\begin{aligned} N_q &= E[(m - m_q)^2] \\ &= \int_a^b (x - m_q)^2 f(x) dx \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \end{aligned}$$



抽样信号的量化 • 均匀量化

均匀量化噪声功率：

若输入模拟信号的抽样值在 (a, b) 区间内服从均匀分布：

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{b-a} \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 dx \\ &= \frac{\Delta^2}{12} \end{aligned}$$



抽样信号的量化 • 均匀量化

均匀量化噪声功率： $N_q = \frac{\Delta^2}{12}$

均匀量化器不过载量化噪声功率 N_q 仅与 Δ 有关，而与信号的统计特性无关，一旦量化间隔 Δ 给定，无论抽样值大小，均匀量化噪声功率 N_q 都是相同的。

信号功率： $S = E[(m)^2] = \int_a^b x^2 f(x) dx$



抽样信号的量化 • 均匀量化

例 设一**M**个量化电平的均匀量化器，其输入信号的概率密度函数在区间 $[-a, a]$ 内均匀分布，试求该量化器的量化信噪比。

解：

$$N_q = \frac{\Delta^2}{12}$$

$$S = \int_{-a}^a x^2 \cdot \frac{1}{2a} dx = \frac{\Delta^2}{12} \cdot M^2$$

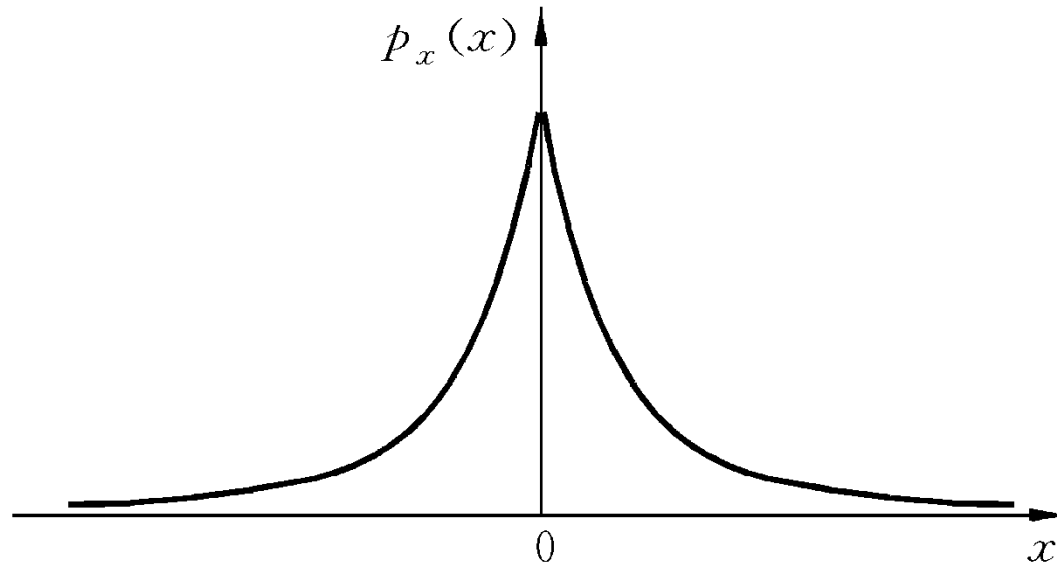
量化信噪比为： $\frac{S}{N_q} = M^2$ 或者 $\left(\frac{S}{N_q}\right)_{dB} = 20 \lg M$

量化信噪比随量化电平数**M**的增加而提高，信号的逼真度越好。



抽样信号的量化 • 均匀量化

实际应用中，对于给定的量化器，量化电平数 **M** 和量化级间隔 **Δ 为固定值**，量化噪声 **N_q** 也是确定的，但信号强度可能随时间变化，比如语音信号，故大信号时量化信噪比大，小信号时量化信噪比小。



语音信号的幅度概率分布



均匀量化的讨论

- 均匀量化器的应用：
 - A/D变换;
 - 遥控遥测系统、仪表、图像信号的数字化接口等;
- 均匀量化的不足：不适于数字电话的通信
 - 电话信号动态范围大，采用均匀量化容易过载；
 - 动态范围：满足一定信噪比要求的信号取值范围
 - 电话信号的信噪比要求要大于25dB，则需要12位编码，所需传输带宽大；
 - 语音信号取小信号的概率大，而均匀量化时信号幅度越小，SNR越低，通信质量越差。
- 非均匀量化：小信号小阶距量化，大信号大阶距量化

保证通信质量，减少编码位数，提高小信号的信噪比



抽样信号的量化 • 非均匀量化

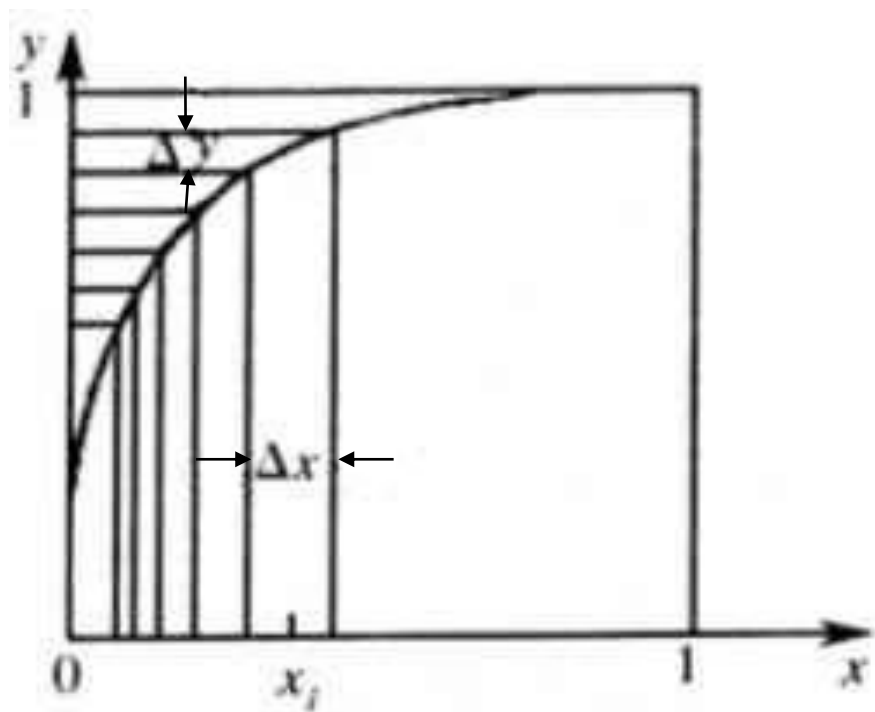
2. 非均匀量化

- 概念：量化间隔不同
 - 信号幅度小，量化间隔小；
 - 信号幅度大，量化间隔大；
- 优点
 - 改善小信号时的量化信噪比；
 - 对于非均匀分布的信号，可提高其平均量化信噪比。
- 实现方法：压缩抽样值，再均匀量化
 - 发送端压缩： $y=f(x)$
 - 接收端扩张： $x=f^{-1}(y)$



抽样信号的量化 • 非均匀量化

把输入量化器的信号 x 先进行压缩处理，再把压缩的信号 y 进行均匀量化。



信号幅度小时，量化间隔小，量化误差也小。因此可以改善小信号的量化信噪比



抽样信号的量化 • 非均匀量化

通常使用的压缩器中，大多采用对数式压缩，
即 $y=\ln x$ 。

广泛采用的两种对数压扩特性是 μ 律压扩和
 A 律压扩。

日本和北美采用 μ 律压扩，我国和欧洲各国
均采用 A 律压扩。



问题：对数压缩特性如何实现？

对A律和 μ 律压缩曲线的处理

■ 匀滑曲线

□ 采用非线性模拟电路实现

- 缺点：精度差；稳定性差

■ 折线近似

□ 采用数字技术，IC电路实现

- 优势：保证质量和稳定性

■ ITU建议

- A律压缩特性采用13折线近似。
- μ 律压缩特性采用15折线近似。



抽样信号的量化 • 非均匀量化

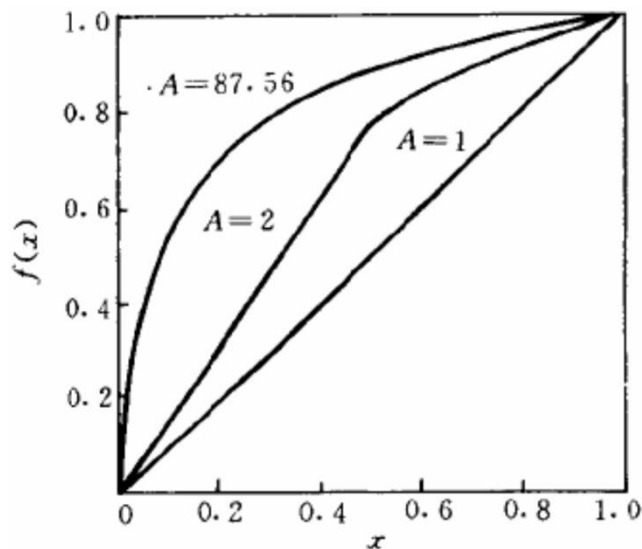
1. A 律对数压缩特性

- 设量化器满载电压值为 V ，信号幅度的归一化值为：

$$x = x_i / V$$

- A 律对数压缩特性

$$f(x) = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases}$$

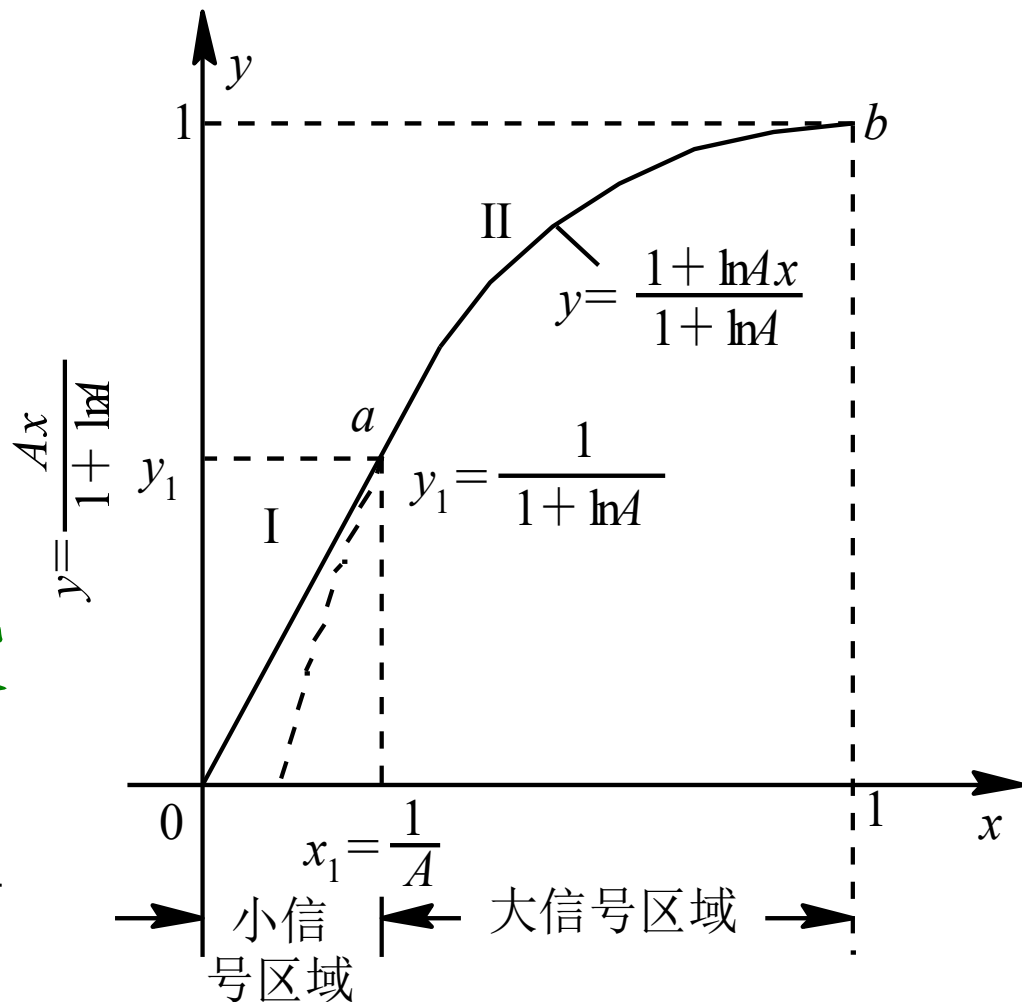


- A 为压缩系数， $A=1$ 时无压缩， A 愈大压缩效果愈明显；



非均匀量化 • A律对数压缩特性

- $0 \leq x \leq 1/A$, 是线性函数, 特性曲线是一段直线
- $1/A \leq x \leq 1$, 是对数函数, 特性曲线是一段对数曲线
- A 为压缩系数, $A=1$ 时无压缩, A 愈大压缩效果愈明显;
- 在实际使用的系统中, A 值是以过原点斜率为16时求出的。可求得 $A=87.6$

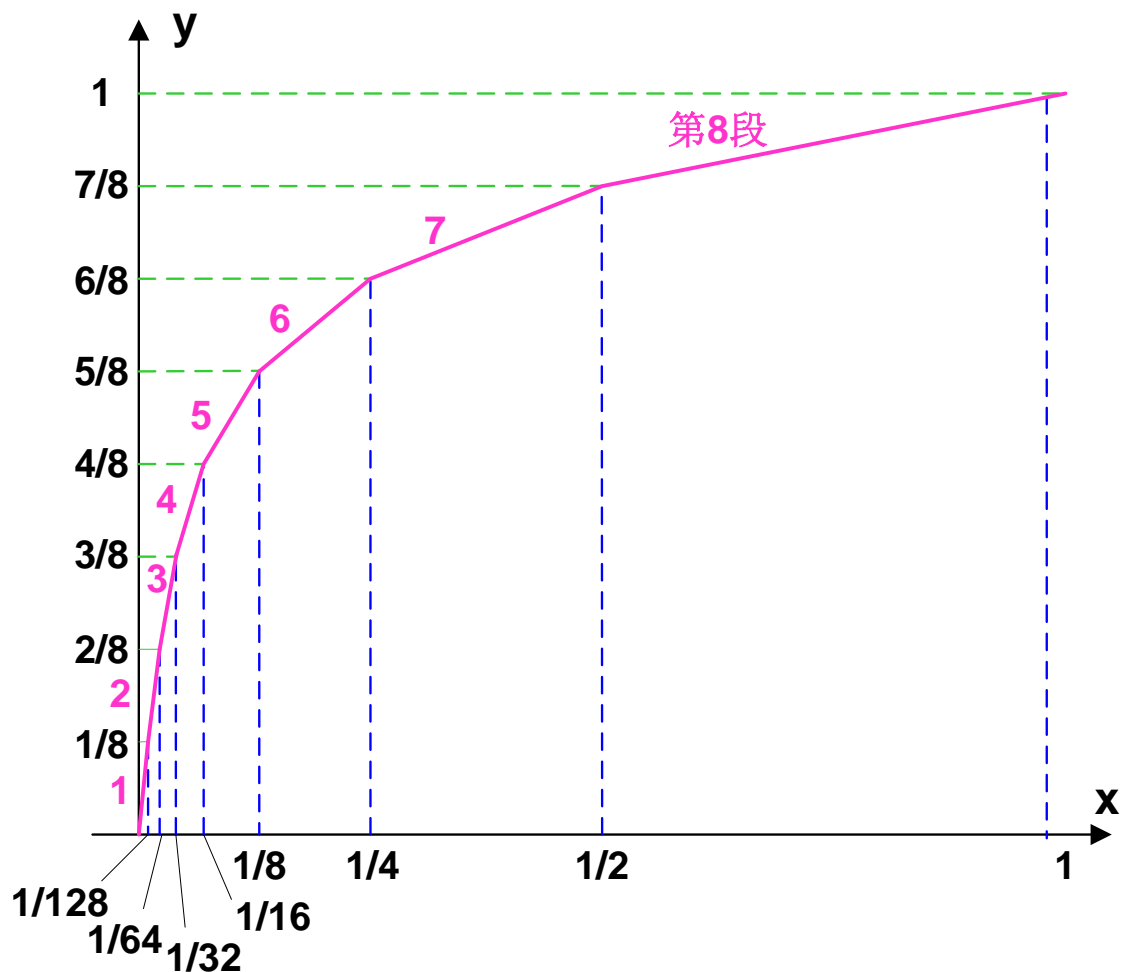




非均匀量化 • A律13折线对数压缩特性

13折线A律压缩特性：

A律13折线的产生是从不均匀量化的基点出发，设法用13段折线逼近 $A=87.6$ 的A律压缩特性。





非均匀量化 • A律13折线对数压缩特性

A=87.6与 13 折线压缩特性的比较

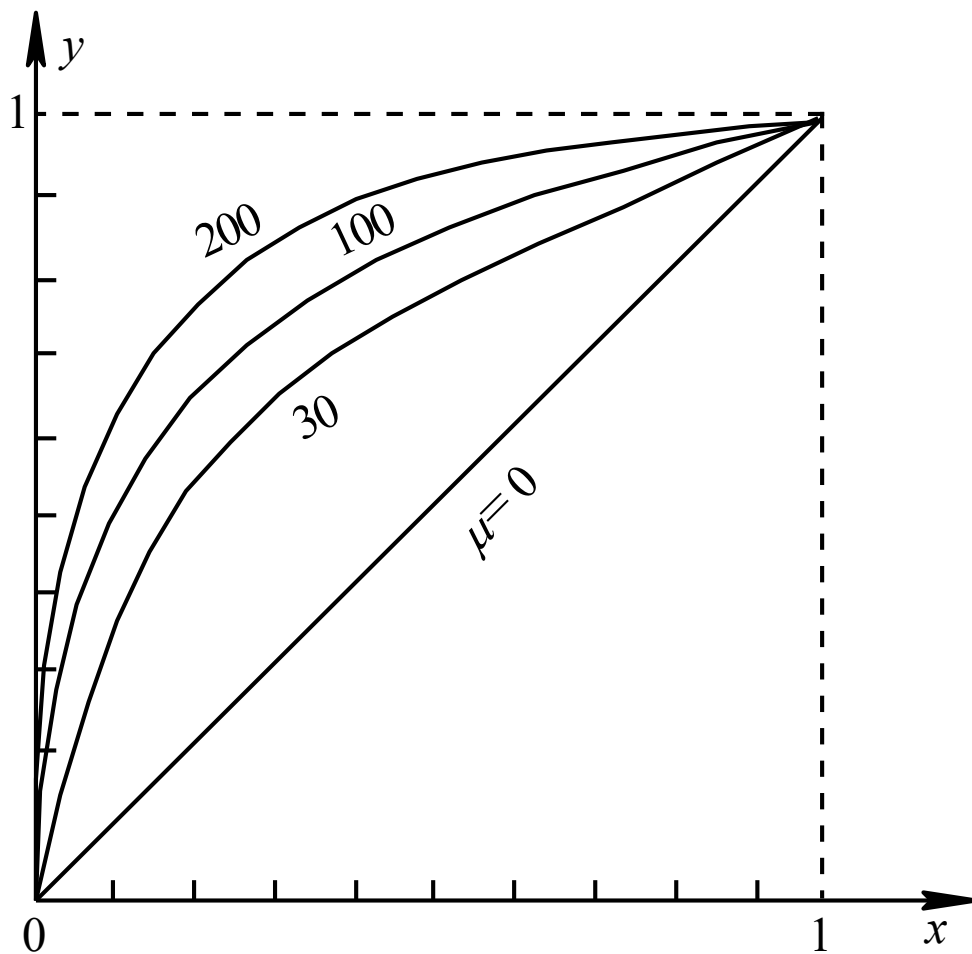
y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1	
x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{60.6}$	$\frac{1}{30.6}$	$\frac{1}{15.4}$	$\frac{1}{7.79}$	$\frac{1}{3.93}$	$\frac{1}{1.98}$	1	
按折线分段时的x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1	
段落	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_1$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_2$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_3$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_4$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_5$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_6$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_7$	$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_8$		

非均匀量化 • μ 律对数压缩特性2. μ 律压缩特性

归一化的 μ 压缩特性表示为：

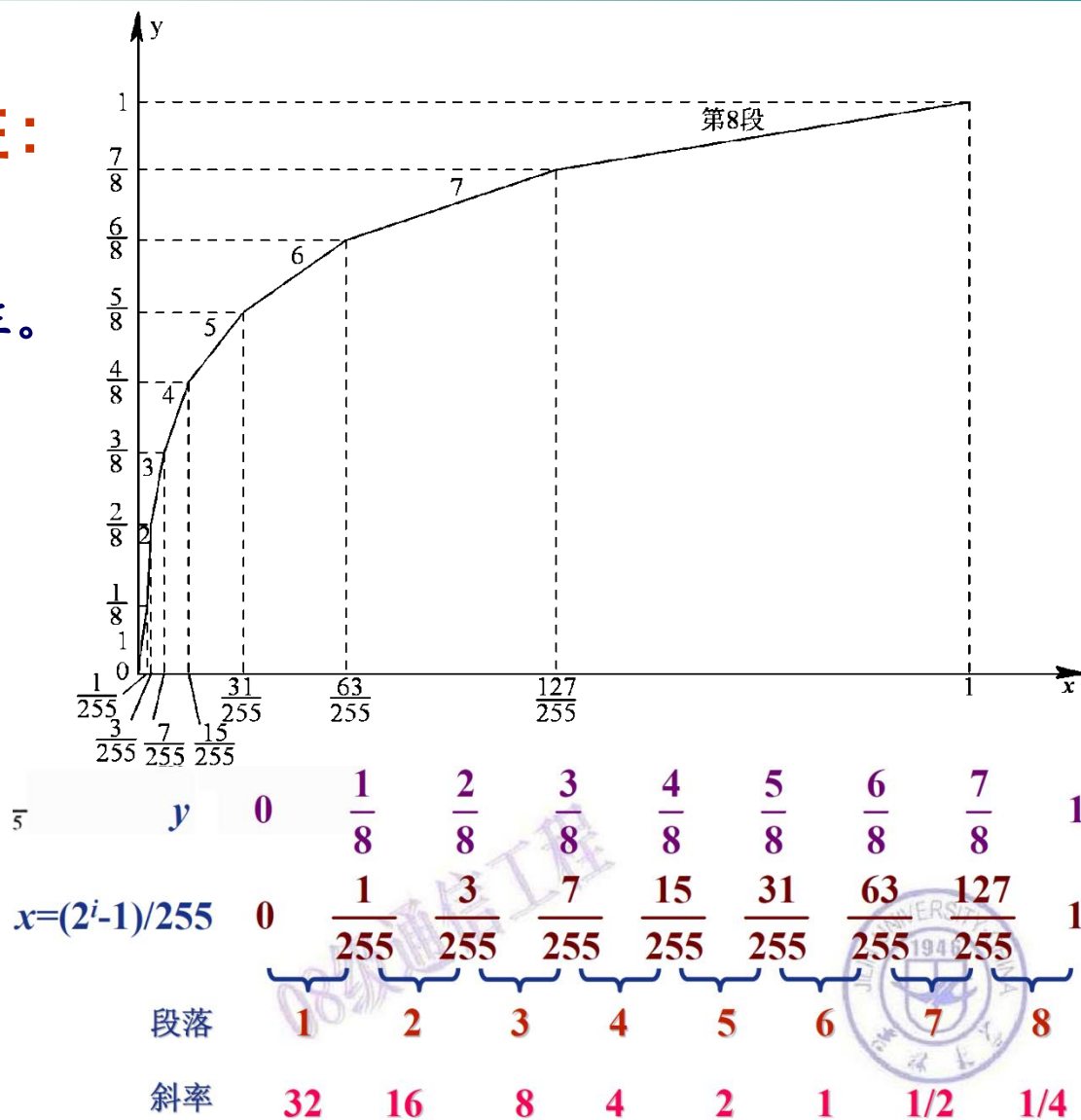
$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1$$

国际标准中： $\mu=255$ 。



非均匀量化 • μ 律15折线对数压缩特性

μ 律15折线压缩特性：
采用15段折线逼近
 $\mu=255$ 的 μ 律压缩特性。





9.5 脉冲编码调制 (PCM)

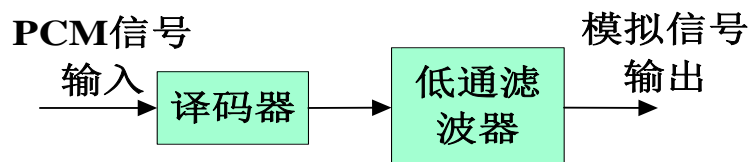
- PCM基本原理;
- PCM编码原理和译码原理;
- PCM系统的抗噪声性能。



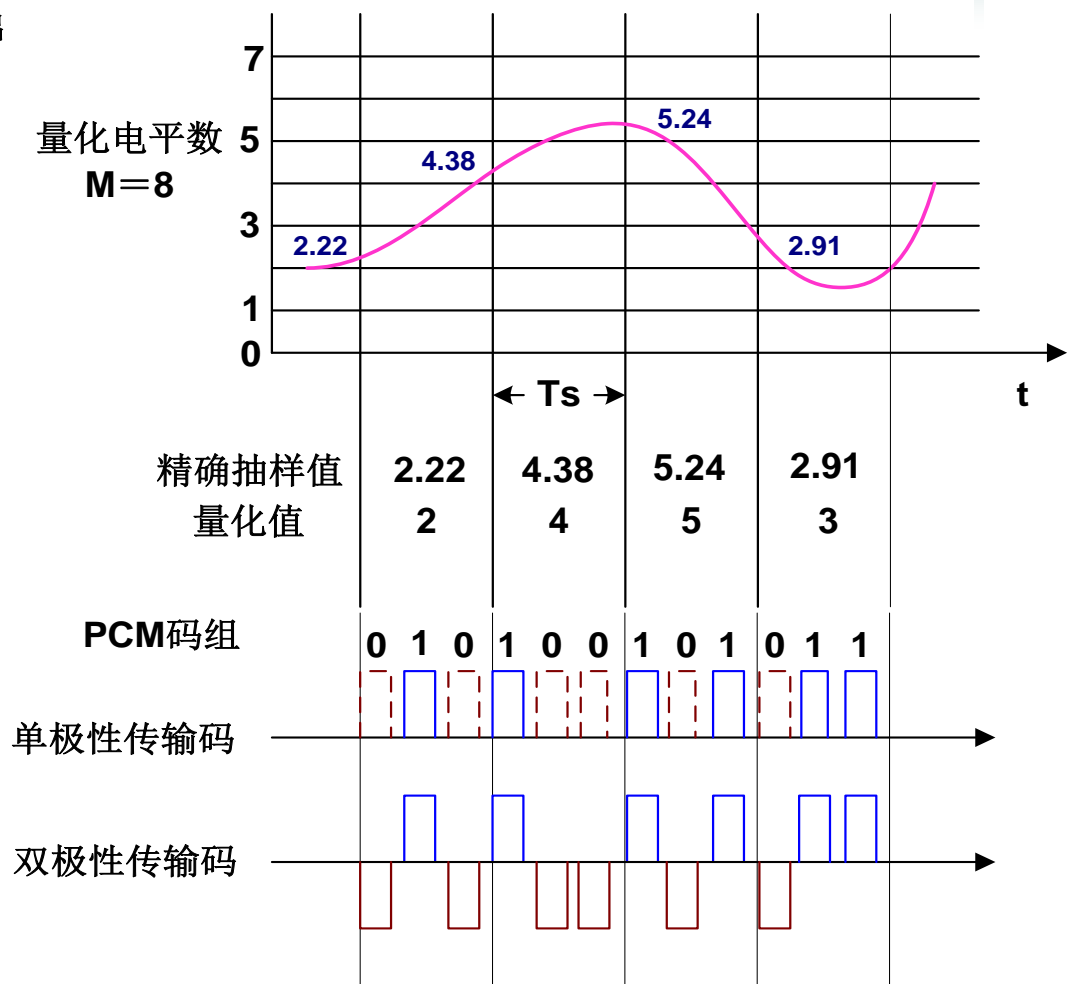
一、PCM基本原理



PCM编码器



PCM译码器





二、PCM编码和译码

把量化后的信号电平值变换成二进制码组的过程称为**编码**，其逆过程称为**译码**。

1. 码字和码型

对于M个量化电平，可以用N位二进制码来表示，其中的每一个码组称为一个**码字**。

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**。



PCM编码和译码·码型

■ 常见二进制码型

- 自然二进制码：十进制正整数的二进制表示；
- 折叠码：首位为极性码，其余七位为幅度码；
- 格雷码：相邻电平编码只有一位不同。

■ 折叠码的特点

- 在小信号时由误码产生的误差功率最小，对语音信号有利；
- 编码电路简化；

■ 语音信号的PCM编码采用折叠码。



PCM编码和译码· 码型

样值脉冲极性	格雷二进制码	自然二进制码	折叠二进制码	量化级序号
正极性部分	1 0 0 0	1 1 1 1	1 1 1 1	15
	1 0 0 1	1 1 1 0	1 1 1 0	14
	1 0 1 1	1 1 0 1	1 1 0 1	13
	1 0 1 0	1 1 0 0	1 1 0 0	12
	1 1 1 0	1 0 1 1	1 0 1 1	11
	1 1 1 1	1 0 1 0	1 0 1 0	10
	1 1 0 1	1 0 0 1	1 0 0 1	9
	1 1 0 0	1 0 0 0	1 0 0 0	8
负极性部分	0 1 0 0	0 1 1 1	0 0 0 0	7
	0 1 0 1	0 1 1 0	0 0 0 1	6
	0 1 1 1	0 1 0 1	0 0 1 0	5
	0 1 1 0	0 1 0 0	0 0 1 1	4
	0 0 1 0	0 0 1 1	0 1 0 0	3
	0 0 1 1	0 0 1 0	0 1 0 1	2
	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 1 0	1
	0 0 0 0	0 0 0 0	0 1 1 1	0



PCM编码和译码·码型

2. 码位的选择与安排

码位数越多，通信质量当然就更好，但码位数越多，设备越复杂，传输带宽加大。一般从话音信号的可懂度来说，采用3~4位非线性编码即可，若增至7~8位时，通信质量就比较理想了。

在13折线编码中，普遍采用8位二进制码，因此正或负输入的8个段落被划分成 $M = 2^8 = 256$ 个不均匀的量化级。这需要将13折线中的每个折线段再均匀划分16个量化级



A律PCM编码规则

8位码的安排如下：

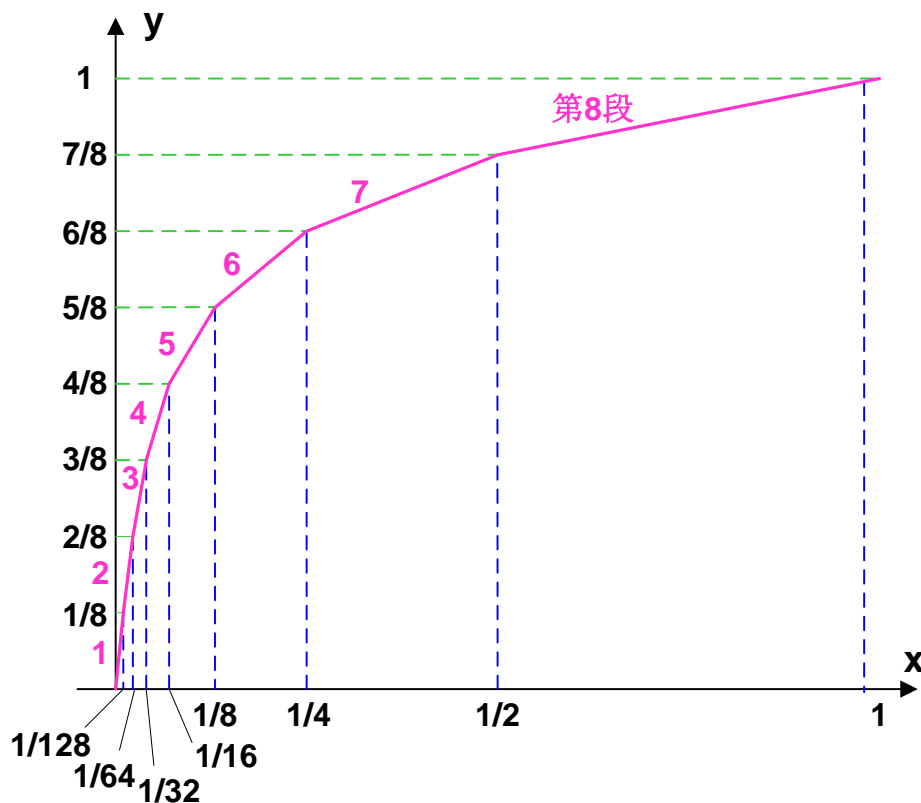
极性码	段落码	段内码
C_1	$C_2C_3C_4$	$C_5C_6C_7C_8$

- C_1 —**极性码**，1为正，0为负；
- $C_2C_3C_4$ —**段落码**，3位码，8个段落；
- $C_5C_6C_7C_8$ —**电平码**，4位码，16种电平。



A律PCM编码规则

第2至第4位码为 **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 序	落 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

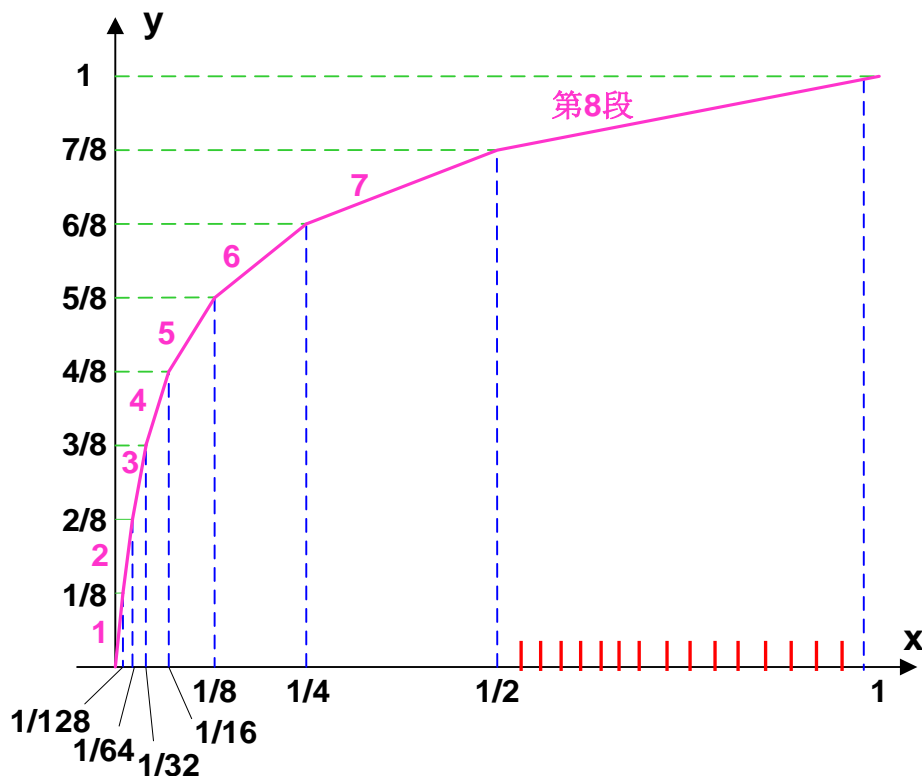
段落码

A律13折线



A律PCM编码规则

第5至第8位码为 **段内码**，这4位码的16种可能状态用来分别代表每一段落的16个均匀划分的量化级。



电序	平号	段内码			
		C5	C6	C7	C8
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



返回





➤均匀量化:

若用**13折线法**中的最小量化间隔作为均匀量化时的量化间隔，即每个量化间隔为 $\Delta=1/2048$ ，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(个段内量化间隔/段落) × 8(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。



需要记住的表

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	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
段内量化间隔	Δ	Δ	2 Δ	4 Δ	8 Δ	16 Δ	32 Δ	64 Δ	
	16 Δ	16 Δ	32 Δ	64 Δ	128 Δ	256 Δ	512 Δ	1024 Δ	
段落起始电平	0	16 Δ	32 Δ	64 Δ	128 Δ	256 Δ	512 Δ	1024 Δ	2048 Δ

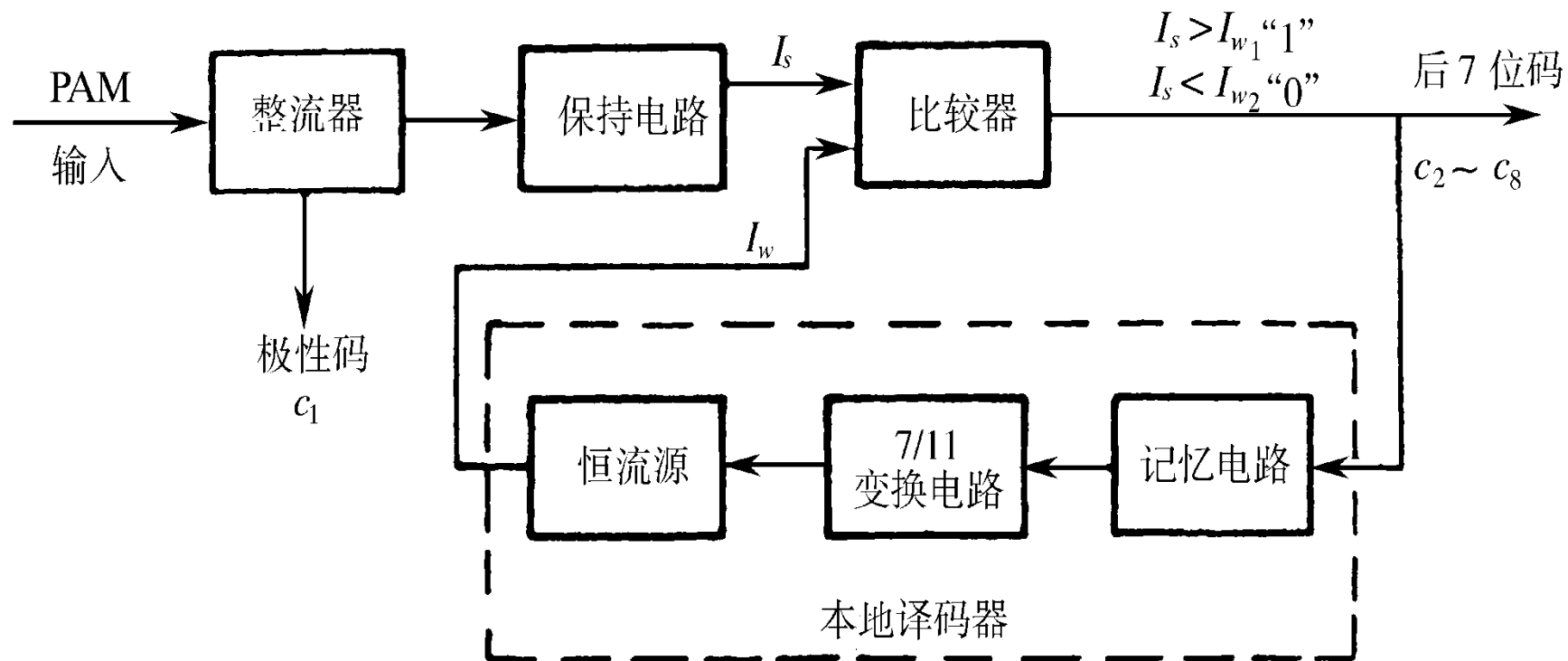
(以 $\Delta=1/2048$ 为单位)

上述编码方法是把压缩、量化和编码合为一体的方法。



PCM编码和译码

3. 逐次比较型编码器





PCM编码和译码

4. 译码原理

- 编码的依据是分层电平 x_k
 - 若 $x_k \leq x < x_{k+1}$, 编码的结果是唯一的
- 解码规则恢复分层电平, 转化为量化电平

$$\hat{x} = \hat{x}_k + \Delta_k / 2$$

- 效果:
 - 确保所有样值 $q \leq \frac{\Delta_k}{2}$
 - 某些样值, 增加误差



- 【例】** 输入信号抽样值 $x=+1260\Delta$ ($\Delta=1/2048$),
按照A律13折线编码, 求:
- 1、编码码组及量化误差 q_1
 - 2、译码输出 y 及量化误差 q_2

解: 编码码组为: 11110011

译码输出 $y=1248\Delta$

量化误差 $q_1=44\Delta$

量化误差 $q_2=12\Delta$



1. (1) **极性码**: 因输入信号样值为正, $M_1=1$,
- (2) **段落码**: 将 x 与段落码的起始电平比较,
 $x > 1024 \Delta$, 落入第八段
 $M_2 M_3 M_4 = 111$.

具体比较过程:

- ① 段落码C2是用来表示输入信号抽样值 x 处于13折线8个段落中的前四段还是后四段, 故确定C2的标准电流应选为

$$I_w = 128\Delta$$

- ② C3是用来进一步确定 x 处于5~6段还是7~8段, 故确定C3的标准电流应选为

$$I_w = 512\Delta$$

第二次比较结果为 $x > I_w$, 故C3=1, 说明 x 处于7~8段。

- ③ 同理, 确定C4的标准电流应选为

$$I_w = 1024\Delta$$

第三次比较结果为 $x > I_w$, 所以C4=1, 说明 x 处于第8段。



(3)段内码：第四小段

$$1260 \Delta < (1024 + 64 * 8) \Delta = 1536 \Delta, \quad M_5 = 0$$

$$1260 \Delta < (1024 + 64 * 4) \Delta = 1280 \Delta, \quad M_6 = 0$$

$$1260 \Delta > (1024 + 64 * 2) \Delta = 1152 \Delta, \quad M_7 = 1$$

$$1260 \Delta > (1024 + 64 * 3) \Delta = 1216 \Delta, \quad M_8 = 1$$

所以PCM编码为： 11110011

段内码为自然二进制码，若用折叠码，则为
11110100



2.接收端收到PCM码组“11110011”，采用13折线A律编译码电路，最小量化单位为1个电位，译码器输出：

1 $C_1 = 1$ 表示量化电平为正

111 $C_2C_3C_4 = 111$ 表示量化电平位于第8段落，
第8段落起始电平 1024Δ ，段内量化级差 64Δ 。

0011 $C_5C_6C_7C_8 = 0011$ 表示量化电平位于第8段落中第4子区。

译码输出为 $1024\Delta + 3 \times 64\Delta + 64\Delta / 2 = 1248\Delta$

$$q_2 = 1260\Delta - 1248\Delta = 12\Delta$$

量化误差小于量化间隔的一半。最大可能的量化误差为量化间隔的一半，为 32Δ



【例】 若对上一题中 $x=+1260\Delta$ 的抽样值进行均匀量化，保持量化间隔 $\Delta=1/2048$ 不变，编码码组应为多少位，求其编码？

解： $\because \Delta=1/2048$ ，即 $1=2048\Delta=2^{11}\Delta$

\therefore 编码码组应为11位（除极性码外）

10011101100 （对+1260用除2取余法）

$(1260)_2 = 10011101100$



【例】 语音信号 $m(t)$ 采用13折线A律进行编码，设 $m(t)$ 的频率范围为 $0\sim 4kHz$ ，取值范围为 $-6.144\sim +6.144V$ ，若 $m(t)$ 抽样值为 $+2.132V$ ，则对应的PCM码及量化误差为多少？

解： $(2.132/6.144) 2048\Delta = 710.7\Delta$

$$710.7\Delta = 512\Delta + 32\Delta \times 6 + 6.7\Delta$$

编码为：11100110

量化误差： 6.7Δ

$$6.7 \times (6.144/2048) = 0.02V$$



三、PCM信号的码元速率和带宽

若PCM要用N位二进制代码表示一个抽样值，则码元宽度为：

$$T_b = \frac{T_s}{N}$$

$T_s \rightarrow$ 抽样周期

则采用二进制代码的码元速率为

$$R_B = \frac{1}{T_b} = Nf_s$$

$f_s = 1/T_s \rightarrow$ 抽样速率



PCM信号的码元速率和带宽

若按奈奎斯特速率对 $m(t)$ 抽样，即 $f_s = 2f_H$ ，这时码元传输速率为 $R_B = 2f_H \cdot N$ ，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(奈奎斯特带宽)为

$$B = \frac{R_B}{2} = \frac{N \cdot f_s}{2} = N \cdot f_H$$

实际中采用升余弦的传输特性,此时所需传输带宽为

$$B = R_B = N \cdot f_s$$



【例】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，按照G.711建议求PCM系统的信息传输速率；
- (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 $f_H=4\text{kHz}$ ，根据低通抽样定理，可知最低抽样频率 $f_s=2f_H=8\text{kHz}$ 。

$k=8$ ， $f_s=8\text{kHz}$ ，实际信息速率为 $f_b=64\text{kb/s}$

因此一路PCM数字电话的传输速率为64kb/s。



- (2)对抽样值进行8级量化意味着要用3位二进制码进行编码。因为是单路信号，每秒有8000个抽样值，所以信息传输速率为 $R_b=3 \times 8000=24\text{kb/s}$ 。
- (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 $R_b=7 \times 8000=56\text{kb/s}$ 。



四、PCM系统的抗噪声性能

分析PCM的系统性能将涉及两种噪声:量化噪声和信道加性噪声。由于这两种噪声的产生机理不同,故可认为它们是互相独立的。考虑两种噪声时,PCM系统接收端低通滤波器的输出为

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

式中, $n_q(t)$ 为由量化噪声引起的输出噪声;

$n_e(t)$ 为由信道加性噪声引起的输出噪声;

因此,通常用系统输出端总的信噪比衡量PCM系统的抗噪声性能,其定义为

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



PCM系统的抗噪声性能

- 设输入信号 $m(t)$ 在区间 $[-a, a]$ 具有均匀分布的概率密度，并对 $m(t)$ 进行均匀量化，其量化级数为 M ，在不考虑信道噪声条件下，由量化噪声引起的输出量化信噪比为

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

式中，二进制码位数 N 与量化级数 M 的关系为 $M = 2^N$ 。

$$B_{\min} = Nf_H \longrightarrow N = \frac{B_{\min}}{f_H}$$

对于二进制编码，上式又可表示为

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



PCM系统的抗噪声性能

- 若信道加性噪声为高斯白噪声,每一码组中出现的错码彼此独立,且误码率为 P_e ,则采用 N 位长自然编码。若仅考虑信道加性噪声时PCM系统输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_e} = \frac{E[m^2(t)]}{E[n_e^2(t)]} = \frac{1}{4P_e}$$

P_e 为单个码元出错的概率



PCM系统的抗噪声性能

同时考虑量化噪声和信道加性噪声时，PCM系统输出端的总信噪功率比为

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

应当指出,以上公式是在自然码、均匀量化以及输入信号为均匀分布的前提下得到的。



9.6 差分脉冲编码调制 (DPCM)

■ PCM方式的应用情况：

- 64kbit/s的A律或u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。
- 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(3.1 kHz)宽很多倍。
- 采用PCM方式的经济性能很难与模拟通信相比。
 - 大容量的长途传输系统
 - 带宽有限的移动通信网



9.6 差分脉冲编码调制 (DPCM)

- 需要解决的问题:
 - 如何压缩数字化语音占用频带?
 - 也即研究如何在相同质量指标的条件下降低数字化语音的码速率，以提高数字通信系统的频带利用率。
- 采用波形编码的解决方案:
 - 差值脉码调制 (DPCM)
 - 自适应差值脉码调制 (ADPCM)



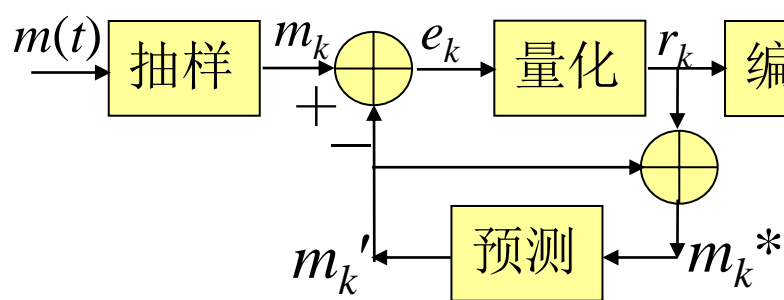
一、DPCM原理分析

- **DPCM的原理基于模拟信号的相关性。**
 - 语音信号的相邻样值之间存在很强的相关性。
 - 可预测成分：由过去的一些样值加权得到
 - 不可预测成分：预测误差
- **DPCM是根据信号样值间的关联性来进行编码的一种方法。**
 - 仅对样值和预测值的差值进行量化编码。
 - 差值幅度小于原信号样值幅度，所需编码位数减少，降低码率，压缩带宽。

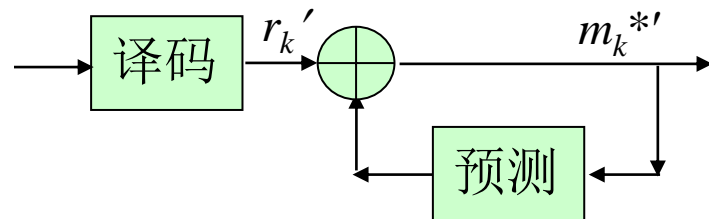
对比：PCM是对波形的每个样值都独立进行量化编码，编码位数较多，比特率较高，数字化信号带宽较大。



■ 预测编码原理方框图



(a) 编码器



(b) 译码器

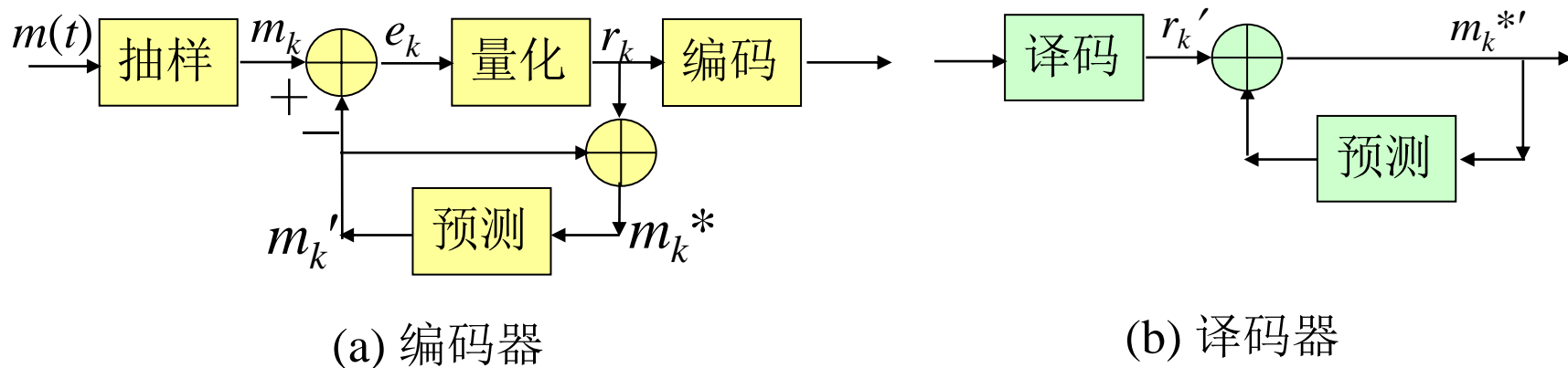
假定量化器的量化误差为零，即 $e_k = r_k$ ，则：

$$m_k^* = r_k + m_k' = e_k + m_k' = (m_k - m_k') + m_k' = m_k$$

所以，可以把 m_k^* 看作是带有量化误差的抽样信号 m_k 。



■ 线性预测原理



若利用前面的几个抽样值的线性组合来预测当前的抽样值，则称为**线性预测**。

□ 预测器的输出和输入关系由下列线性方程式决定：

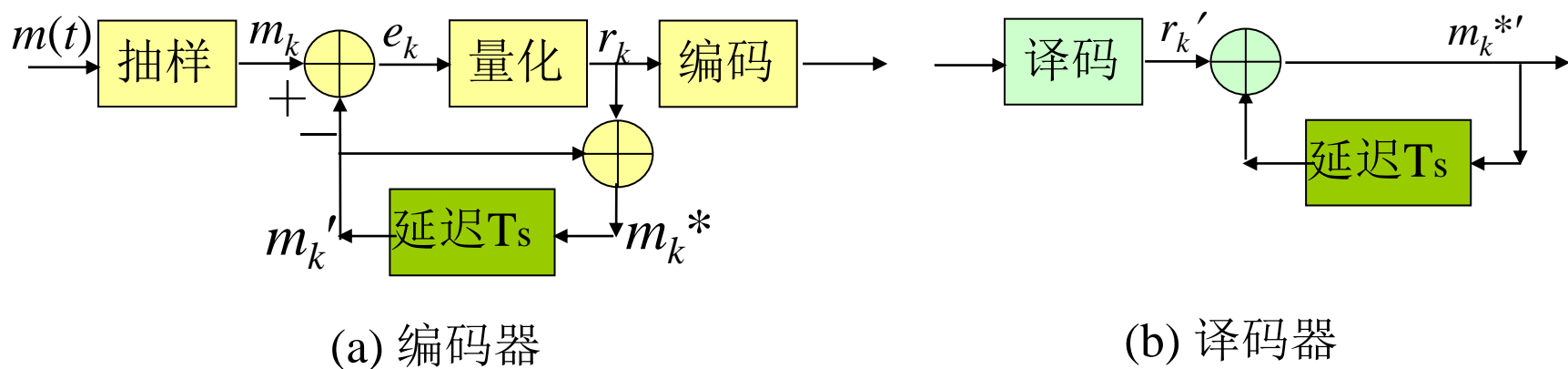
$$m_k' = \sum_{i=1}^p a_i m_{k-i}^*$$

□ 式中 p - 预测阶数， a_i - 预测系数。



■ DPCM原理

若仅用前面的1个抽样值预测当前的抽样值就是DPCM



$$m_k' = m_{k-1}^* \quad m_k^* \text{ 是带有量化误差的抽样信号 } m_k。$$



■ DPCM系统中的量化噪声

DPCM系统的总量化误差应该定义为输入信号样值 m_k 与解码器输出重建样值 $m_k^{*'}$ 之差，即

$$\begin{aligned} n_q &= m_k - m_k^{*'} = m_k - m_k^{*'} \\ &= (e_k + m_k') - (m_k' + r_k) \\ &= e_k - r_k \end{aligned}$$

总量化误差只
和差值信号的
量化误差有关

因此DPCM系统总的量化信噪比可表示为

$$\left(\frac{S_o}{N_q} \right)_{DPCM} = \frac{E[m_k^2]}{E[n_q^2]} = \frac{E[m_k^2]}{E[e_k^2]} \cdot \frac{E[e_k^2]}{E[n_q^2]} = G_p \cdot \left(\frac{S_e}{N_q} \right)$$



DPCM系统中的量化噪声

$$G_p = \frac{E[m_k^2]}{E[e_k^2]} \quad \frac{S_e}{N_q} = \frac{E[e_k^2]}{E[n_q^2]}$$

G_p 可理解为DPCM系统相对于PCM系统而言的信噪比增益，称为**预测增益**。

如果能够选择合理的预测规律，差值功率 $E[e_k^2]$ 就能远小于信号功率 $E[m_k^2]$ ， G_p 就会大于1，该系统就能获得增益。通常 G_p 约为6dB ~ 11 dB。

S_e / N_q 是把差值序列作为信号时量化器的量化信噪比，与PCM系统考虑量化误差时所计算的的信噪比相当。



DPCM系统性能的分析围绕 G_p 和 SNR_q 展开

■ 对于预测增益 G_p

- 选择合理的预测规律，使得差值功率

$E[d^2(n)] \ll E[x^2(n)]$ ，则 $G_p \gg 1$ ，系统获得增益。

最佳预测！

■ 对于差值信号量化信噪比 SNR_q

- 使用合适的量化器，减小量化误差，使 $E[e^2(n)]$ 减小， SNR_q 增大。

最佳量化！

语音信号动态范围大

如何才能达到最佳量化和预测？



自适应差值脉码调制 (ADPCM)

■ 特点:

- 在DPCM基础上，用自适应量化取代了固定量化，用自适应预测取代了固定预测。
 - 自适应量化：量化阶距随信号的变化而变化，使量化误差减小；
 - 自适应预测：预测器系数随信号的统计特性而自适应调整，提高了预测信号的精度，从而得到高的预测增益。

■ 性能:

- 编码的动态范围和信噪比大大提高，能在32kbit/s的条件下达到64kbit/sPCM系统的语音质量要求。
- ITU建议PCM数字电话用于公用网内的市话传输，而ADPCM则用于公用网中的长话传输。



工程应用

- 标准化情况:
 - PCM: ITU-TG.711(64kbps)
 - ADPCM: ITU-TG.721(32kbps)
- 使用ADPCM作为话音编码技术的系统:
 - 英国CT2
 - 数位式低功率无线电话或公众第二代无线电话
 - 欧洲DECT
 - Digital Enhanced Cordless Telecommunications 数字增强无线通信
 - PHS
 - Personal Handy-phone System个人手持电话系统，俗称“小灵通”
 - 美国PACS
 - Personal Access Communication System个人接入通信系统
 - GSM体制采用的话音编码方案（RPE-LTP）中，结合了ADPCM技术。



总结：技术发展的脉络

模拟信号

数字信号

(波形编码——参量编码)

技术	特点
PAM	时间离散化，幅度连续
PCM	时间，幅度都离散化 对样值进行量化编码（64Kbps）
DPCM	时间，幅度都离散化 固定预测，对差值进行固定量化、编码
ADPCM	时间，幅度都离散化 自适应预测，对差值进行自适应量化、编码(32kbps)
CELP (码激励线性预测)	IS-95 CDMA，参量编码，速率更低（小于14.4kbps）
AMR (自适应多速率)	3G系统，智能分配最佳编码速率



习题

1. A律13折线PCM编码器的设计输入范围为 $[-4.096, 4.096]\text{V}$ ，如果输入信号的抽样值为 2.51V ，求：

(1) 编码；

(2) 量化电平和量化误差；

(3) 其线性12位编码。

2. 译码 0001 0011，并求译码误差。

3. 信号频谱范围为 $50\text{kHz}-60\text{kHz}$ ，采用最低抽样频率抽样后，按照256级量化，采用二进制编码，计算PCM系统的码元速率和信息速率。