

# 《通信原理》

(10 模拟信号的数字化-采样 量化 编码)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

[lasers@netease.com](mailto:lasers@netease.com)

**13316105077**

光信息实验室: **84110909**

中大光信息

# 第四章 模拟信号的数字传输

4.1 引言

4.2 抽样

4.3 量化

4.4 编码

4.5 脉冲编码调制系统

4.6 差值脉冲编码

4.7 增量调制

4.8 时分复用和多路数字电话系统

## 4.1 引言

正如绪论所述，数字通信系统具有许多优点，因而成为当今通信的发展方向。而实际上，由信息转换成的原始电信号一般为模拟信号，它是时间和幅值都连续变化的信号。而在数字通信系统中传输的是数字信号，即时间和幅值都离散的信号。

因此，我们提出一个问题：**如何利用数字通信系统来传输模拟信号？**

利用数字通信系统传输模拟信号，首先需要  
在发送端把模拟信号数字化，即模/数变换；  
再用数字通信的方式进行传输；最后在接收  
端把数字信号还原为模拟信号，即数/模变  
换。

模/数变换的方法采用得最早而且目前应用得比较广泛的是**脉冲编码调制 (PCM)**。它对模拟信号的处理具体包括**抽样**、**量化**和**编码**三个步骤，由此构成的数字通信系统称为**PCM通信系统**，如图4-1所示。

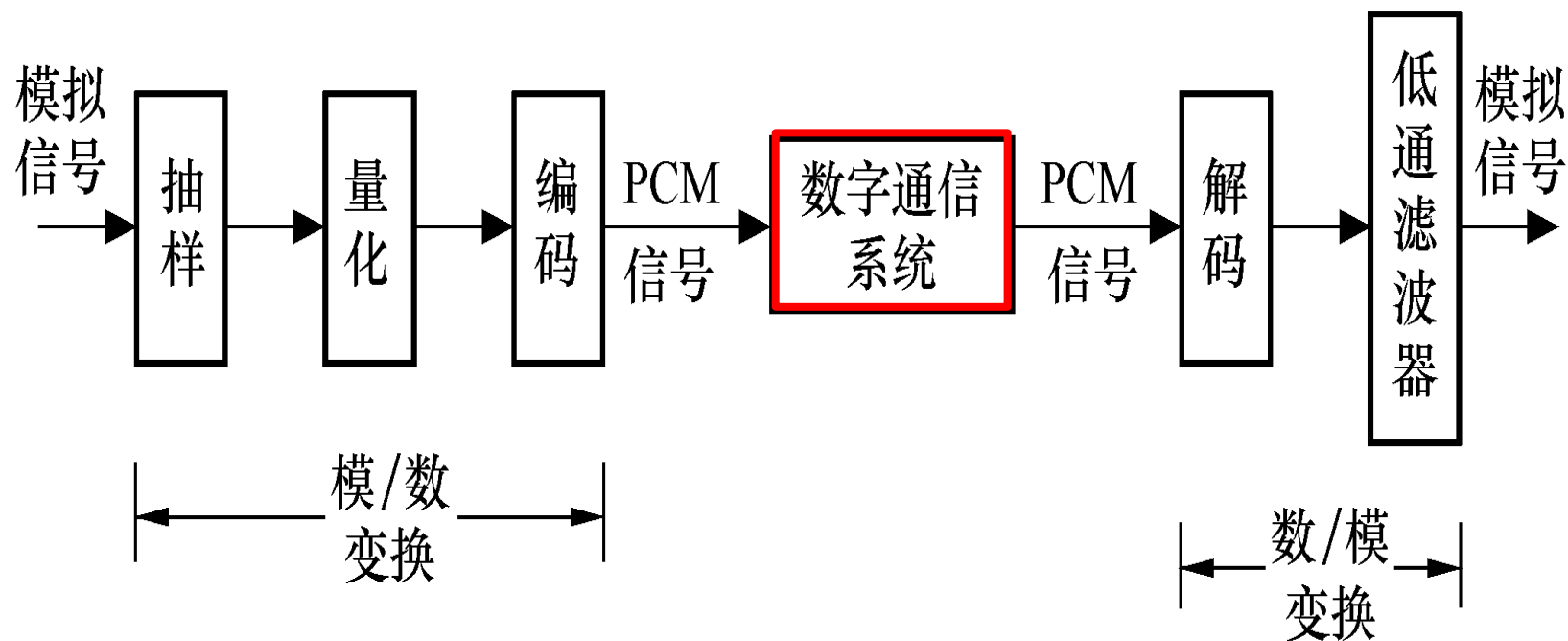
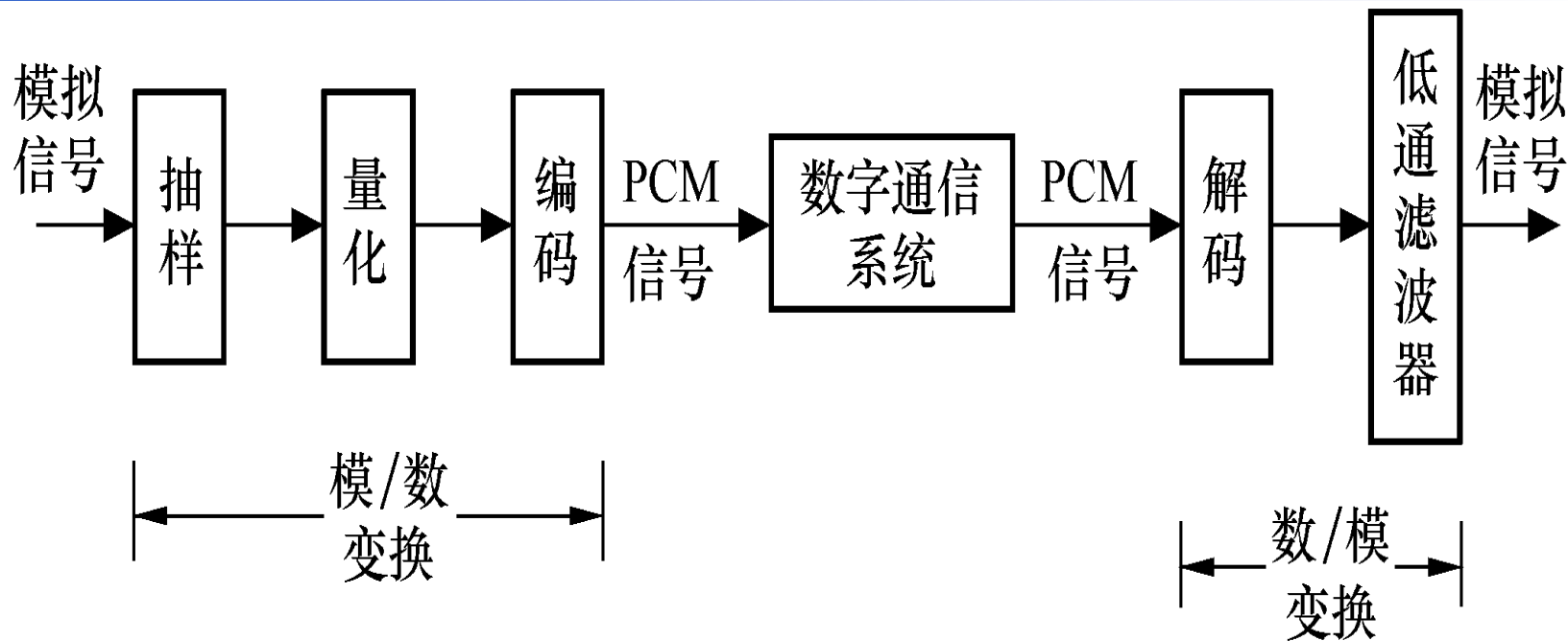


图4-1 PCM通信系统原理图

通过PCM编码后得到的数字基带信号可以直接在系统中传输（即**基带传输**）；也可以将基带信号的频带搬移到适合光纤、无线信道等传输频带上再进行传输（即**频带传输**）。

后续内容：数字信号的基带传输（第6章）  
和数字信号的频带传输（第7、8章）。



PCM基带传输系统由以下三部分组成。

1、**模/数变换**（A/D变换）

模/数变换包含**抽样**、**量化**和**编码**三个步骤。



(1) **抽样**是指把模拟信号在时间上离散化，变成抽样信号。

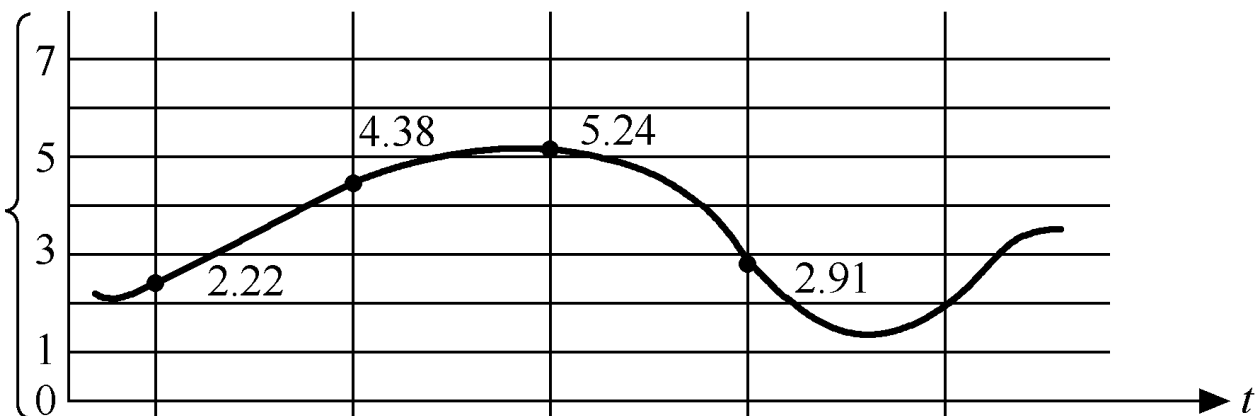
(2) **量化**是指把抽样信号在幅度上离散化，变成有限个量化电平。

(3) **编码**是指用二进制码元来表示有限个量化电平。

PCM信号**形成**的过程如图4-2所示，由图可见，经过**抽样**、**量化**、**编码**三个步骤，将一个时间和幅值都连续变化的模拟信号变换成了二进制数字序列，即**PCM信号**。

抽样

量化电平数  
 $M=8$



量化

精确抽样值

2.22

4.38

5.24

2.91

量化值

2

4

5

3

编码

二进制码

0

1

0

1

0

0

1

0

1

0

1

1

...

图4-2 PCM信号形成过程示意图

## 2、信道部分

信道部分包括了传输线路以及数字通信传输的相关设备（含再生中继器）。信道中传送的是经过模/数变换后得到的PCM信号。

## 3、数/模变换（D/A变换）

接收端的数/模变换包含了解码和低通滤波器两部分。

(1) **解码**是编码的反过程，它将接收到的PCM信号还原为抽样信号（实际为量化值，它与发送端的抽样值存在一定的**误差**，即**量化误差**）。

(2) **低通滤波器**的作用是恢复或重建原始的模拟信号。它可以看作是抽样的反变换。

由于最早出现的A/D变换是将语音信号数字化，所以一般模拟信号的数字化都是以语音编码为例展开讨论的。对其它模拟信号可采用类似的分析方法。

这里先介绍有关**抽样(4.2)**、**量化(4.3)**、**编解码(4.4)**等所涉及的理论问题。

## 4.2 抽样

所谓抽样是把时间上连续的模拟信号变成一系列时间上离散的样值序列的过程，如图4-3所示。



图4-3 抽样的输入与输出

**抽样定理：** 如果对一个频带有限时间连续的模拟信号  $m(t)$  进行抽样，当抽样频率  $f_s$  满足一定要求时，那么根据它的**抽样信号  $m_s(t)$**  就能重建原信号。

也就是说，若要传输模拟信号，不一定要传输模拟信号本身，只需传输按抽样定理得到的**样值序列**即可。



关于抽样**需要考虑**两个问题：第一，由抽样信号 $m_s(t)$ 完全恢复出原始的模拟信号  $m(t)$ ，对 $m(t)$ 和 $f_s$  抽样频率有什么限制条件？第二，如何从抽样信号 $m_s(t)$ 还原 $m(t)$ ？

这两个问题将在本节中给出答案。

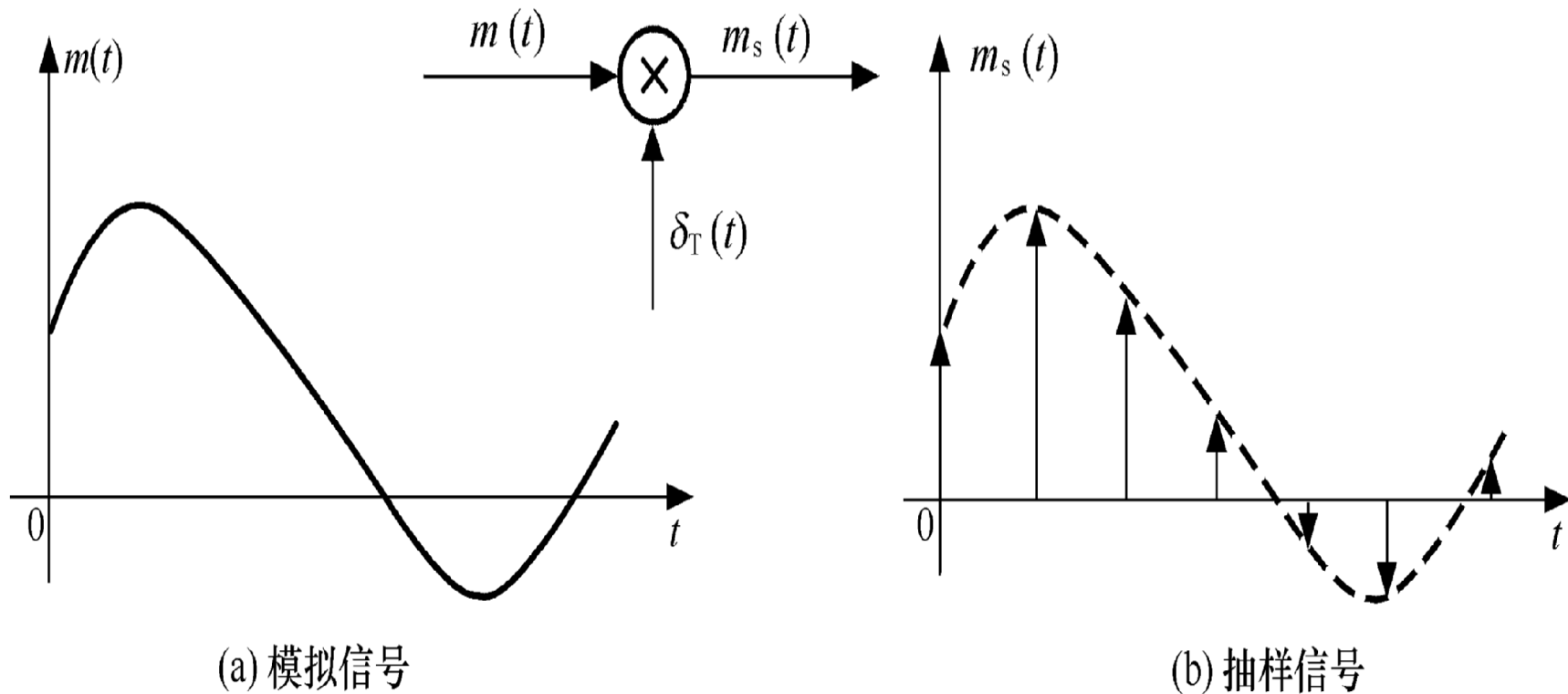
## 4. 2. 1 低通信号与带通信号的理想抽样

当抽样脉冲序列为单位冲激序列时，称为**理想抽样**。由图4-4可见，抽样过程是模拟信号  $m(t)$  与周期性冲激函数

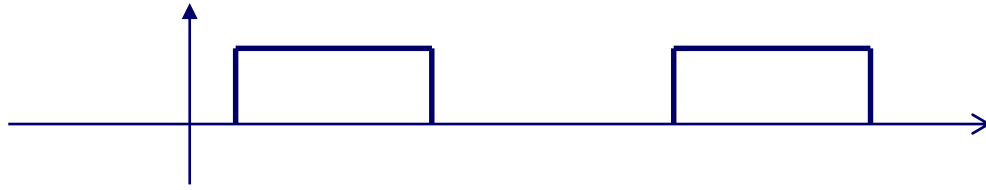
$\delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$  相乘的过程，即抽样信号

$$m_s(t) = m(t)\delta_{T_s}(t) \quad (4.1)$$

$$m_s(t) = m(t)\delta_{T_s}(t)$$



**图4-4 理想抽样的原理图**



模拟信号可以分为低通信号和带通信号。设模拟信号的频率范围为  $f_L \sim f_H$ ，如果  $f_L < f_H - f_L$ ，则称为**低通信号**，比如语音信号、一般的基带信号都属于低通信号。低通信号的带宽就是它的截止频率  $f_H$ ，即  $B=f_H$ 。

如果  $f_L \geq f_H - f_L$ ，则称为**带通信号**，比如一般的频带信号都属于带通信号。带通信号的带宽  $B=f_H - f_L$ 。

# 一、低通信号的抽样定理

**抽样定理**指出：一个频带限制在  $(0, f_H)$  内的时间连续的模拟信号  $m(t)$ ，如果抽样频率  $f_s \geq 2f_H$ ，则可以通过低通滤波器由样值序列  $m_s(t)$  无失真地重建原始信号  $m(t)$ 。

该定理同时告诉我们：若抽样频率  $f_s < 2f_H$ ，则会产生失真，这种失真称为**混叠失真**。

下面我们来证明**抽样定理**。

设抽样脉冲序列是一个周期性冲激函数

$S(t) = \delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$ ，它的傅里叶变换为：

$$\delta_{\omega_s}(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) = \omega_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (4.2)$$

式中， $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T_s$  是抽样脉冲序列的基波角频率， $T_s = 1/f_s$  为**抽样间隔**。

根据频域卷积定理，对抽样信号  $m_s(t) = m(t)\delta_{T_s}(t)$  两边取傅里叶变换可得其频谱为：

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * \delta_{\omega_s}(\omega)] \quad (4.2)$$

其中， $M(\omega)$  为低通信号的频谱。

所以，理想抽样信号  $m_s(t)$  的频谱为：

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[ M(\omega) * \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s) \quad (4.3)$$

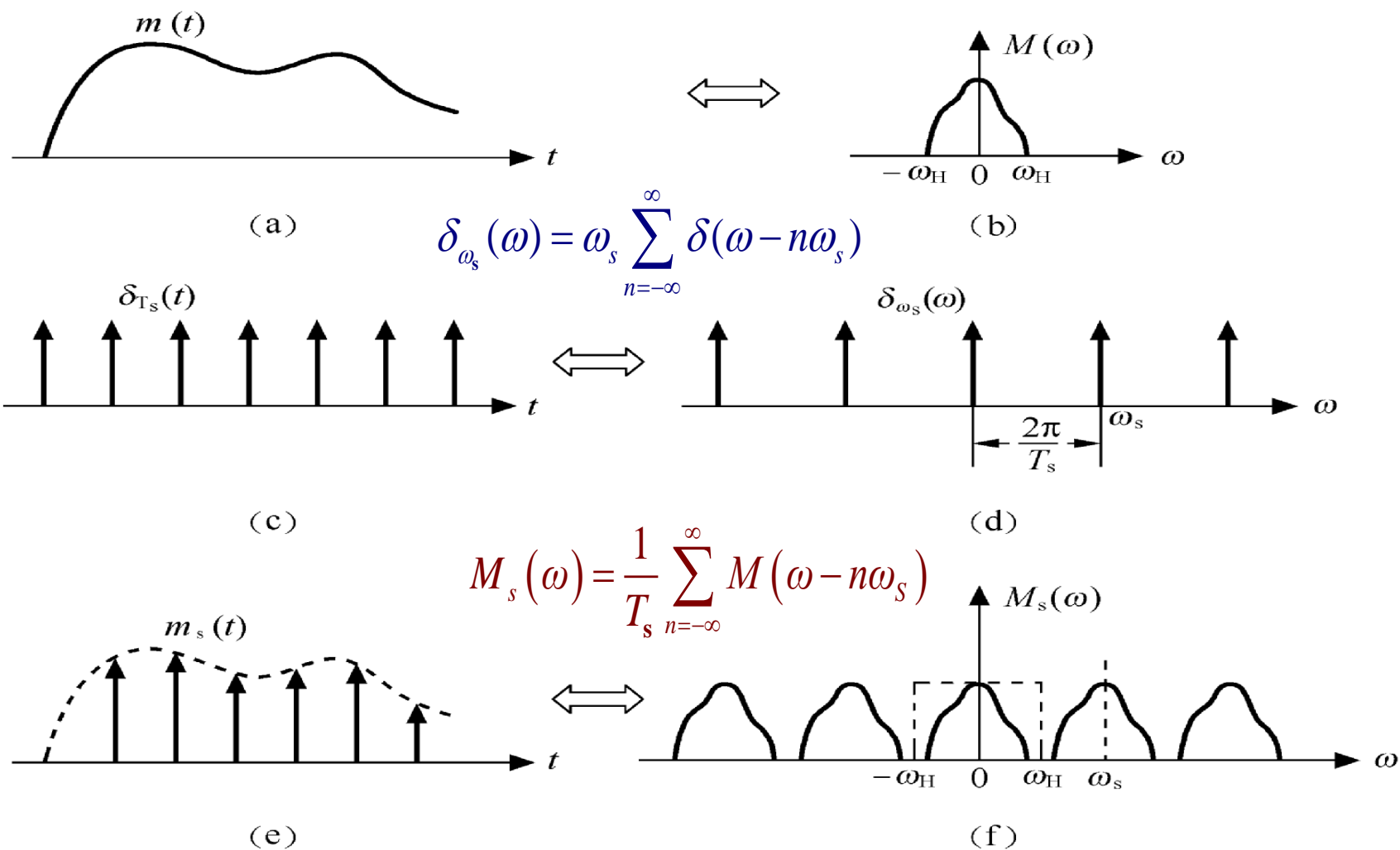


图4-5 理想抽样信号波形及其频谱



由图4-5可知，在  $\omega_s \geq 2\omega_H$  (即  $f_s \geq 2f_H$ ) 的条件下，抽样信号的周期性频谱无混叠现象，对照图4-5 (b) 和 (f) 容易看出：**经过截止角频率为  $\omega_H$  的理想低通滤波器，就可以从抽样信号中无失真地恢复原始的模拟信号，如图4-6所示。**



图4-6 抽样的恢复

如果  $\omega_s < 2\omega_H$ ，则抽样信号的频谱间将会出现**混叠**现象，如图4-7所示，此时显然通过低通滤波器后不可能无失真地恢复原始信号。

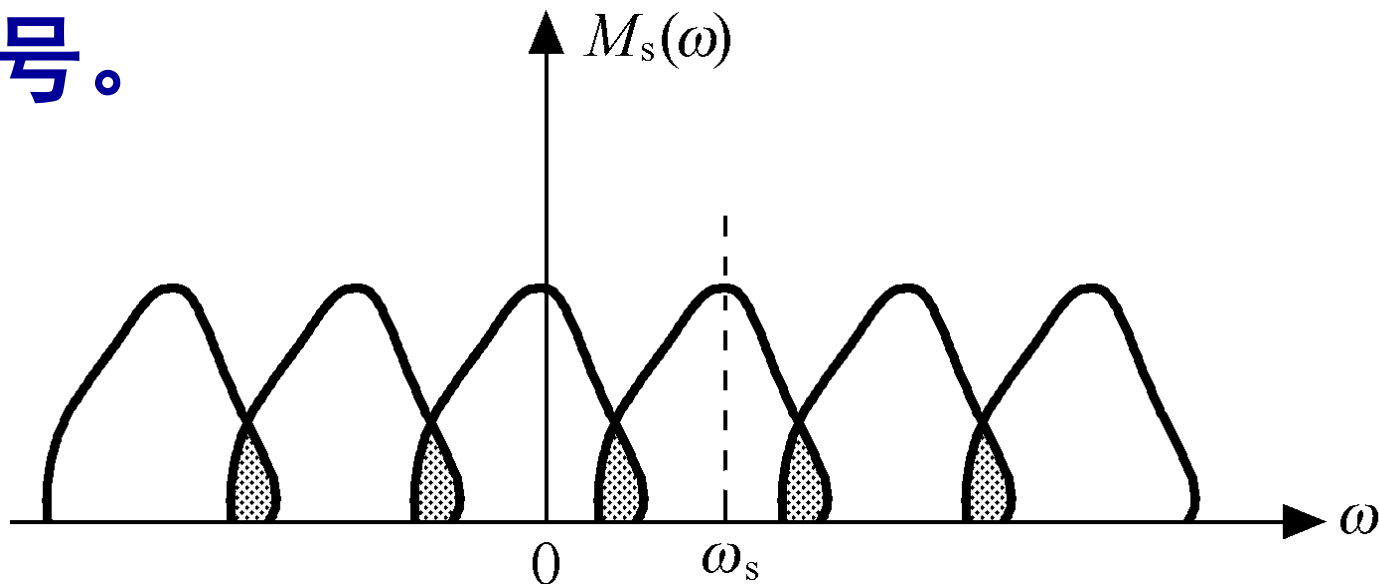


图4-7 混叠现象

对于频谱限制于  $f_H$  的低通信号来说,  $2f_H$  就是无失真重建原始信号所需的最小抽样频率, 即  $f_{s(\min)} = 2f_H$ , 此时的抽样频率通常称为奈奎斯特抽样速率。那么最大抽样间隔即为  $T_{s(\max)} = 1/(2f_H)$ , 此抽样间隔通常称为奈奎斯特抽样间隔。

**[例4.1] 设输入抽样器的信号为门函数  $G_\tau(t)$ ，宽度  $\tau = 10\text{ms}$ ，若忽略第一零点以外的频率分量，计算奈奎斯特抽样速率。**

**解：门函数的频谱为**

$$G_\tau(t) \Leftrightarrow G(\omega) = \tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \quad (4.4)$$

**则第一零点的频率**

$$B = \frac{1}{\tau} (\text{Hz}) = 100\text{Hz} \quad (4.5)$$

忽略第一零点以外的频率分量，则门函数的最高频率（截止频率） $f_H$  为  $100\text{ Hz}$ 。

由抽样定理可知，奈奎斯特抽样速率为：

$$f_s = 2f_H = 200(\text{Hz})$$

顺便指出，对于一个携带信息的基带信号，可以视为随机基带信号。若该随机基带信号是宽平稳的随机过程，则可以证明：一个宽平稳的随机信号，当其功率谱密度函数限于  $f_H$  以内时，若以不大于  $1/(2f_H)$  秒的间隔对它进行抽样，则可得一随机样值序列。

如果让该随机样值序列通过一截止频率为 $f_H$  的低通滤波器，那么其输出信号与原来的宽平稳随机信号的均方差在统计平均意义下为零。也就是说，从统计观点来看，对频带受限的宽平稳随机信号进行抽样，也服从抽样定理。

## 二、带通信号的抽样定理

带通信号的抽样定理指出：如果模拟信号  $m(t)$  是带通信号，频率限制在  $f_L$  和  $f_H$  之间，带宽  $B = f_H - f_L$ ，则其抽样频率  $f_s$  满足

$$\frac{2f_H}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n} \quad (4.7)$$

时，样值频谱就不会产生频谱重叠。  
其中  $n$  是一个不超过  $f_L/B$  的最大整数。



设带通信号的最低频率  $f_L = nB + kB$ ,  $0 \leq k < 1$   
，即最高频率， $f_H = (n+1)B + kB$  由式 (4.7) 可得带通信号的最低抽样频率：

$$f_{s(\min)} = \frac{2f_H}{n+1} = 2B \left( 1 + \frac{k}{n+1} \right) \quad 0 \leq k < 1 \quad (4.8)$$

它介于 $2B$ 和 $3B$ 之间，即：  $2B \leq f_{s(\min)} \leq 3B$

$$f_{s(\min)} = \frac{2f_{\text{H}}}{n+1} = 2B \left( 1 + \frac{k}{n+1} \right)$$

$$f_{s(\max)} = \frac{2f_{\text{H}}}{n} = 2B \left( 1 + \frac{k}{n} \right)$$

$$\Delta f = 2B \frac{k}{n(n+1)}$$

$$0 < \Delta f < B$$

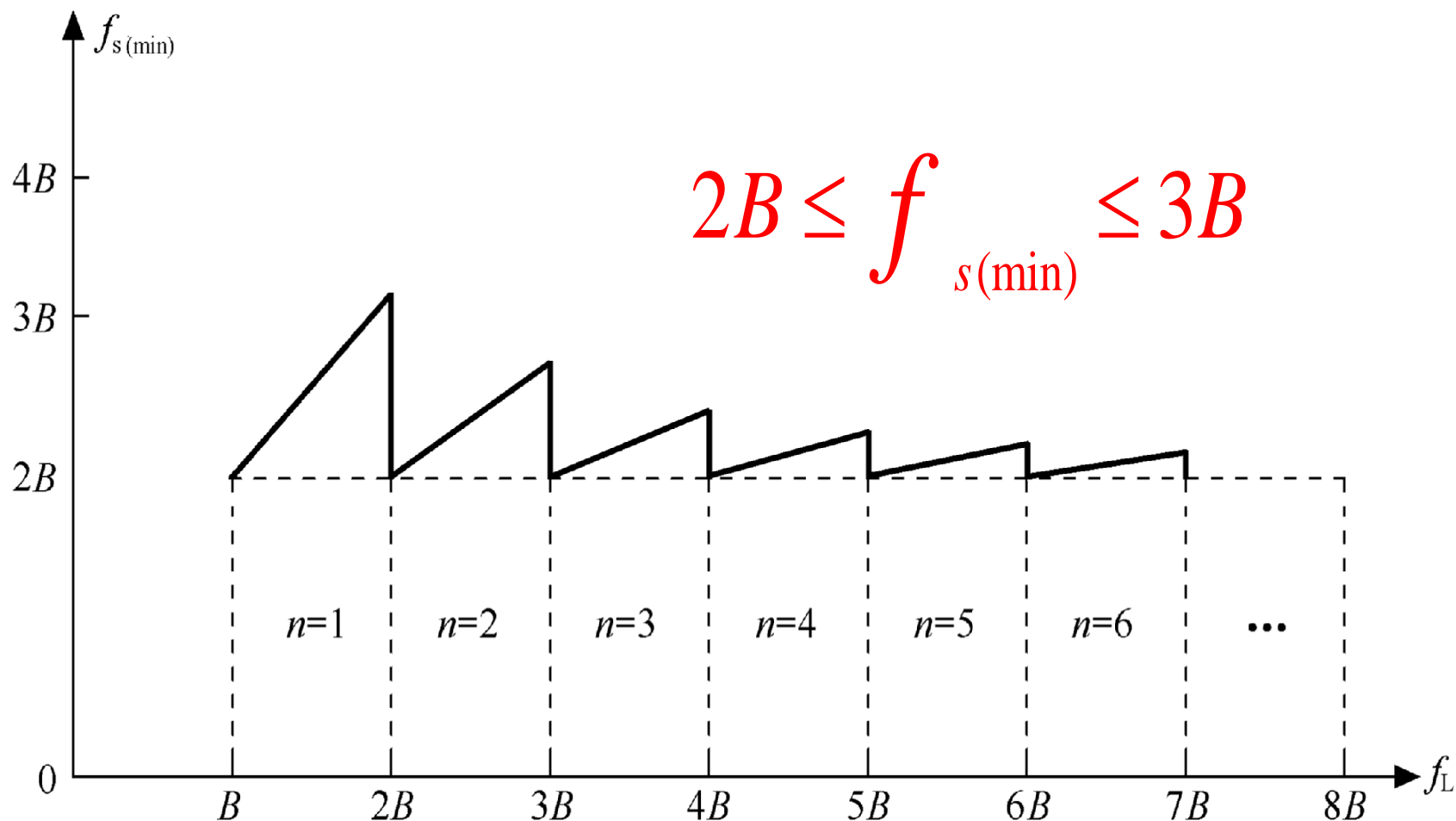


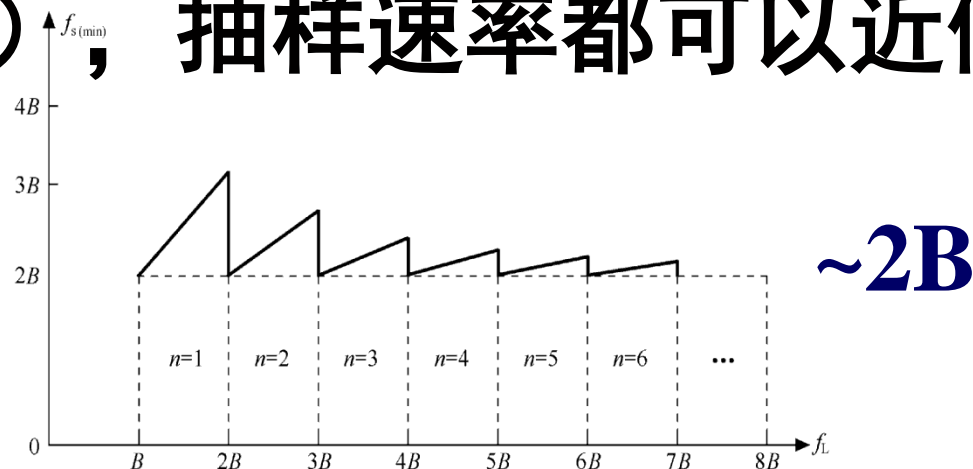
图4-8 带通信号的最小抽样频率

根据上式画出的折线如图4-8所示。当  $f_L/B$  为整数时,  $f_{s(\min)}$  等于  $2B$ , 其它情况时均大于  $2B$ 。当  $f_L$  从  $B$  变成  $2B$  时, 此时  $n=1$ , 而  $k$  从  $0$  变成  $1$ , 此时

$$f_{s(\min)} = 2B(1 + k/2)$$

$f_s$  线性地从  $2B$  增加到  $3B$ , 这是折线的第一段。

容易看出：随着 $n$ 的增加，折线的斜率越来越小，当  $f_L$  远远大于带宽  $B$  时（比如窄带信号），抽样速率都可以近似取为 $2B$ 。



由于通信系统中的带通信号（比如已调信号）一般为窄带信号，因此带通信号通常可按 $2B$ 速率抽样。

**[例4. 2] 已知载波60路群信号频谱范围为312kHz ~ 552kHz，试选择抽样频率。**

**分析：**载波60路群信号为带通信号，应按照带通信号的抽样定理来计算抽样频率。

**解：**带通信号的带宽为：

$$B = f_H - f_L = 552 - 312 = 240kHz$$

因为  $f_L/B = \frac{312}{240} = 1.3$  ,  $n$ 是一个不超过  $f_L/B$  的最大整数, 所以  $n = 1$  。

由式 (4.7) 可得

$$552\text{kHz} \leq f_s \leq 624\text{kHz}$$

## 4.2.2 实际抽样

抽样定理中要求的抽样脉冲序列是理想冲激脉冲序列 $\delta_{T_s}(t)$ ，称为**理想抽样**。但是，实际上真正的冲激脉冲串并不能实现，通常只能采用**窄脉冲串**来实现。



第3章中讨论的模拟调制是以正弦信号作为载波。然而，**正弦信号**并非唯一的载波形式，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，用基带信号 $m(t)$ 去控制脉冲串的某个参量，使其按 $m(t)$ 的规律变化变化的调制方式。

通常，按基带信号改变脉冲参量（幅度、宽度和位置）的不同，脉冲调制分为**脉幅调制 (PAM)**、**脉宽调制 (PDM)**和**脉位调制 (PPM)**。

如果用模拟信号去改变脉冲参量，虽然在时间上是离散的，但是仍然是**模拟调制**，因为其代表信息的参量仍然是连续变化的。三种模拟脉冲调制信号波形如图4-9所示。

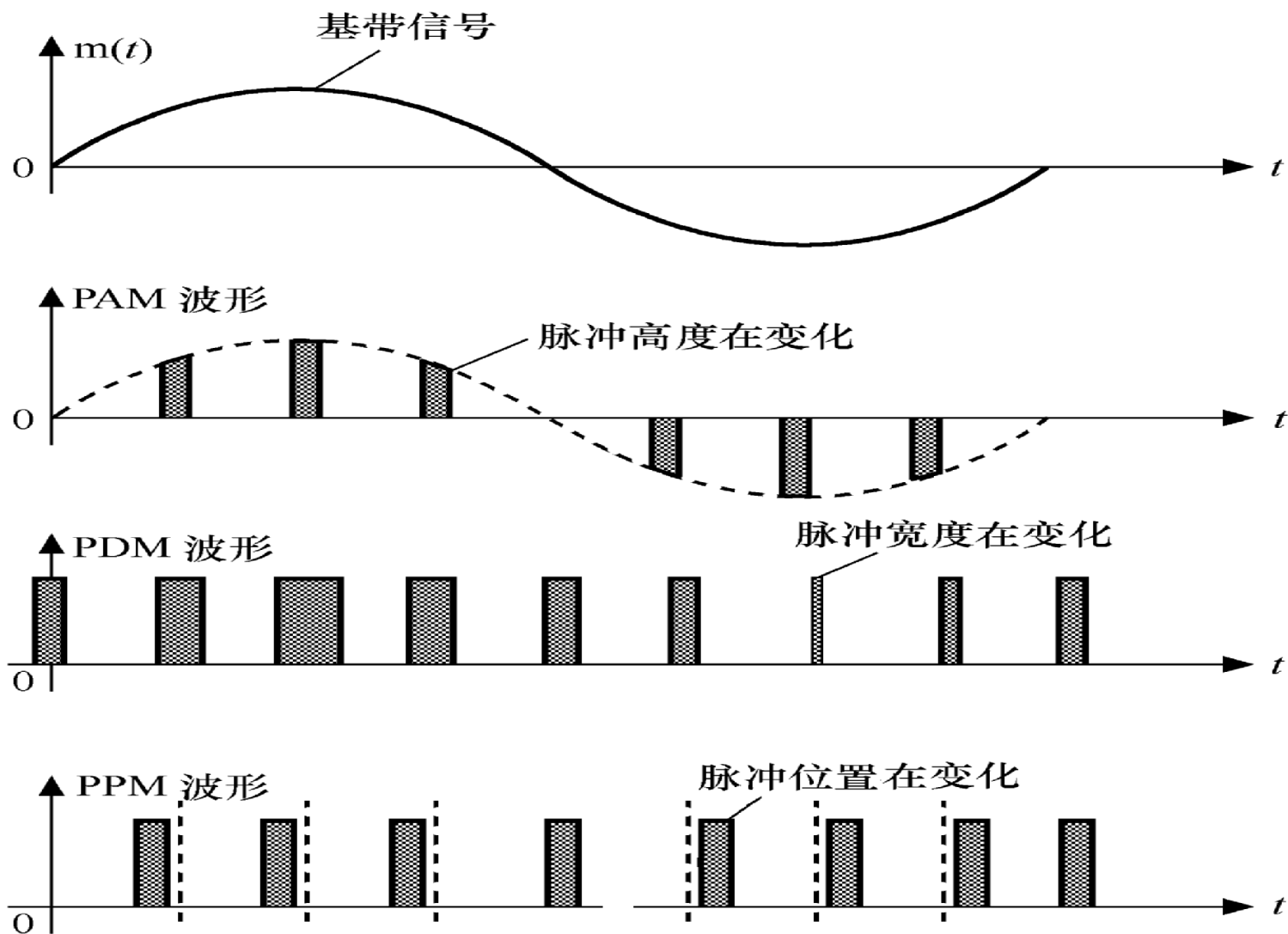


图4-9 PAM、PDM、PPM信号波形

# 常见的调制方式

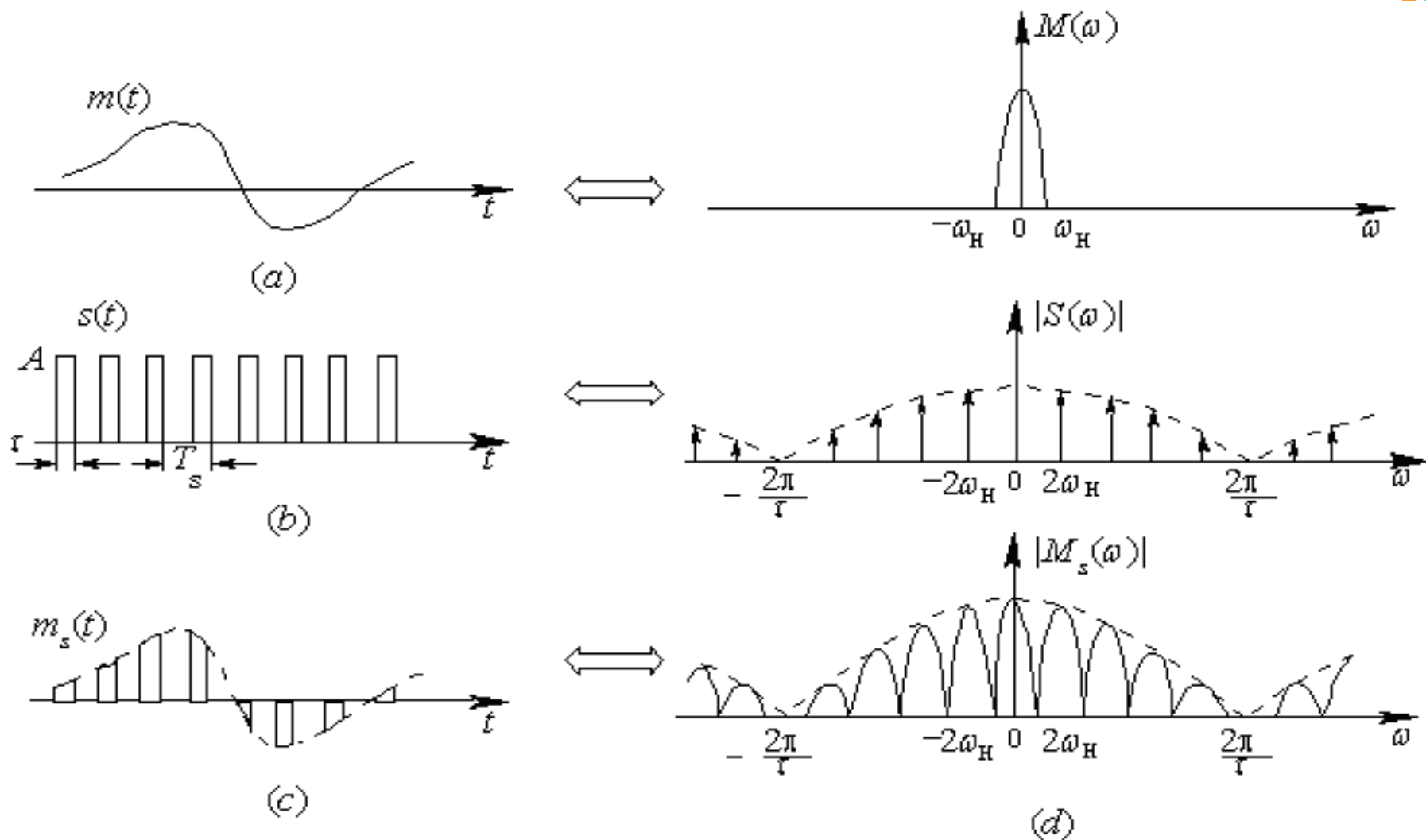
调制方式		主要用途
连续波调制	线性调制	常规双边带调制AM
		广播
		单边带调制SSB
		载波通信、短波无线电通信
	双边带调制DSB	立体声广播
		电视广播、传真
	残留边带调制VSB	微波中继、卫星通信、广播
		中间调制方式
数字调制	非线性调制	频率调制
		相位调制
	数字调制	振幅键控ASK
		数据传输
		频移键控FSK
		数据传输
		相移键控PSK
		数字传输
数字调制	脉冲模拟调制	最小频移键控MSK等
		数字微波、空间通信
	脉冲模拟调制	脉幅调制PAM
		中间调制方式、遥测
		脉宽调制PWM
		中间调制方式
	脉冲数字调制	脉位调制PPM
		遥测、光纤传输
数字调制	脉冲数字调制	脉码调制PCM
		市话中继线、卫星、空间通信
	增量调制DM	军用、民用数字电话
		差分脉码调制DPCM
数字调制	矢量编码调制VCM	电视电话、图象编码
		语音、图象压缩编码

# 一、自然抽样

**自然抽样过程**是模拟信号 $m(t)$ 与周期性窄脉冲序列 $s(t)$ 相乘的过程。自然抽样又称为**曲顶抽样**，它是指抽样后的脉冲幅度（顶部）随模拟信号 $m(t)$ 变化，如图4—10 (c)所示。

设模拟基带信号 $m(t)$ 的截止频为 $f_H$ ，脉冲载波 $s(t)$ 是幅度为 $A$ ，脉冲宽度为 $\tau$ ，周期为 $T_s$ 的矩形窄脉冲序列， $s(t)$ 表示为：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A G_{\tau}(t-nT_s) \quad (4.9)$$



**图4-10 自然抽样信号及其频谱**

其中， $G_\tau(t)$ 是幅度为1，脉冲宽度为 $\tau$ 的单个**矩形**窄脉冲；抽样间隔  $T_s$ 是按抽样定理确定的，即  $T_s \leq 1/(2f_H)$ 。

脉冲序列 $s(t)$ 的频谱为：

$$S(\omega) = \frac{2\pi A \tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa\left(\frac{n\tau\omega_s}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_s) \quad (4.10)$$

其中， $\omega_s = 2\pi/T_s$ 。

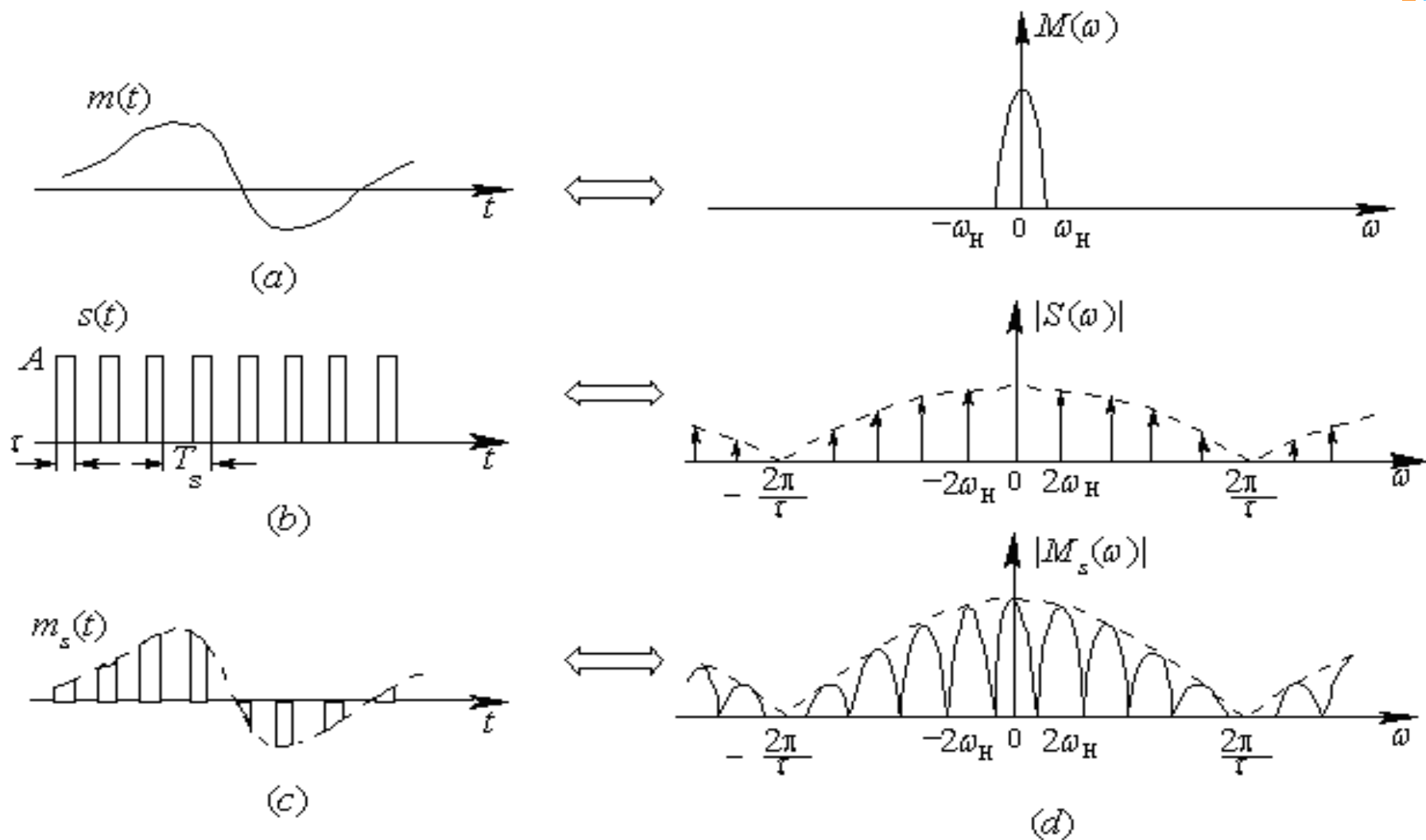
取抽样频率  $\omega_s = 2\omega_H$ ，由频域卷积定理得到抽样信号  $m_s(t) = m(t)s(t)$  的频谱为

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) M(\omega - 2n\omega_H) \quad (4.11)$$

可见，自然抽样与理想抽样的频谱非常相似，也是由无限多个间隔为 $\omega_s$ 的 $M(\omega)$ 频谱之和组成，如图4—10（d）所示。

$n=0$ 的成分是  $\frac{A\tau}{T_s} M(\omega)$  与原信号频谱 $M(\omega)$  只差一个比例常数  $\frac{A\tau}{T_s}$ ，因而也可利用理想低通滤波器从  $M_s(\omega)$  中滤出 $M(\omega)$ ，从而恢复出模拟信号 $m(t)$ 。





**图4-10 自然抽样信号及其频谱**

比较理想抽样和自然抽样的异同它们的**相同点**主要有两点：

第一，抽样频率是按抽样定理确定的。

第二，接收端通过LPF可以恢复出原始的模拟信号。

**不同点**在于：由于采用的载波不一样，自然抽样频谱的包络线按**抽样 (Sa) 函数**的规律变化，随频率增高而下降，第一零点带宽  $B = \frac{1}{\tau} \text{ (Hz)}$ 。而理想抽样频谱的包络线为一条直线，带宽为无穷大。

如上所述，脉冲宽度 $\tau$ 越大，自然抽样信号的带宽越小，这有利于信号的传输。但增大 $\tau$ 会导致时分复用的路数减小，显然考虑 $\tau$ 的大小时，要兼顾带宽和复用路数这两个互相矛盾的要求。

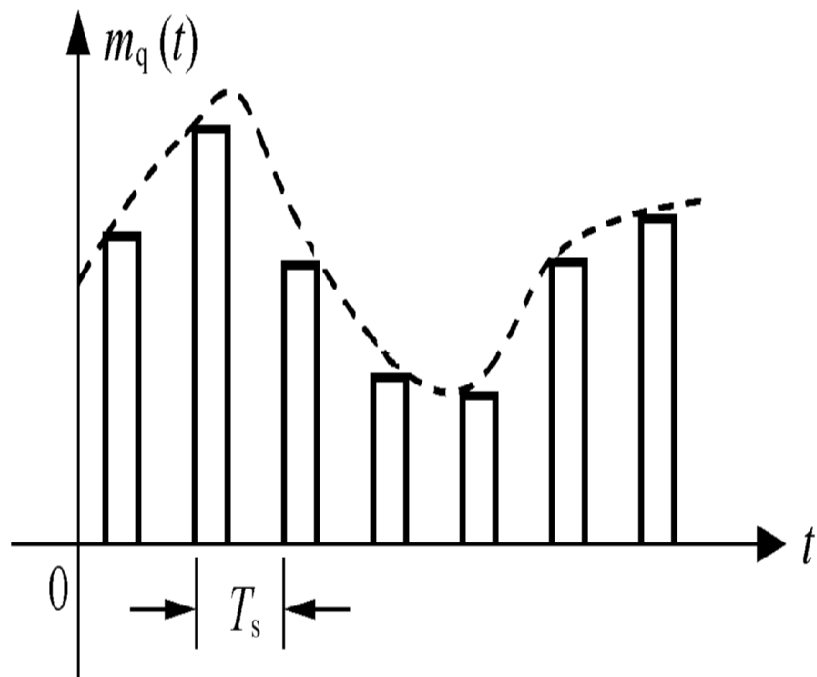
## 二、平顶抽样

平顶抽样又称为**瞬时抽样**，从波形上看，它与自然抽样的不同之处在于抽样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，如图4-11（a）所示。在实际应用中，平顶抽样信号采用脉冲形成电路（也称为“**抽样保持电路**”）来实现，得到顶部平坦的矩形脉冲。

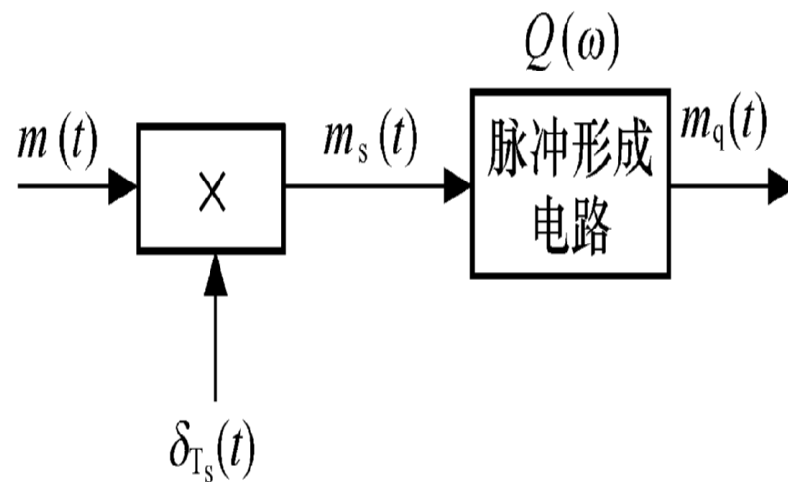
平顶抽样PAM信号在原理上可以看作由理想抽样和脉冲形成电路产生，如图4-11（b）所示。

其中**脉冲形成电路**的作用就是把单位冲激脉冲变为幅度为  $A$ ，宽度为  $\tau$  的矩形脉冲，因此它的传输特性为

$$Q(\omega) = A\tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \quad (4.12)$$



(a)



(b)

**图4-11 平顶抽样信号与产生原理**

## 平顶抽样信号的频谱 $M_q(\omega)$ 为

$$M_q(\omega) = M_s(\omega)Q(\omega) = \frac{1}{T_s}Q(\omega)\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(\omega - n\omega_s)$$

(4.13)

取**抽样频率**  $\omega_s = 2\omega_H$ ，则平顶抽样信号的频谱为：

$$M_q(\omega) = \frac{A\tau}{T_s}Sa\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(\omega - 2n\omega_H)$$

(4.14)

可见，平顶抽样的PAM信号频谱是由  $Q(\omega)$  加权后的周期性重复的  $M(\omega)$  组成的。

下面讨论如何从平顶抽样信号恢复原始的模拟信号。

为了从平顶抽样信号恢复出原始的模拟信号，在进入低通滤波器之前先用传输特性为  $1/Q(\omega)$  的校正电路加以修正，则校正电路的输出频谱为：

$$M_s(\omega) = \frac{1}{Q(\omega)} M_q(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - 2n\omega_H) \quad (4.15)$$



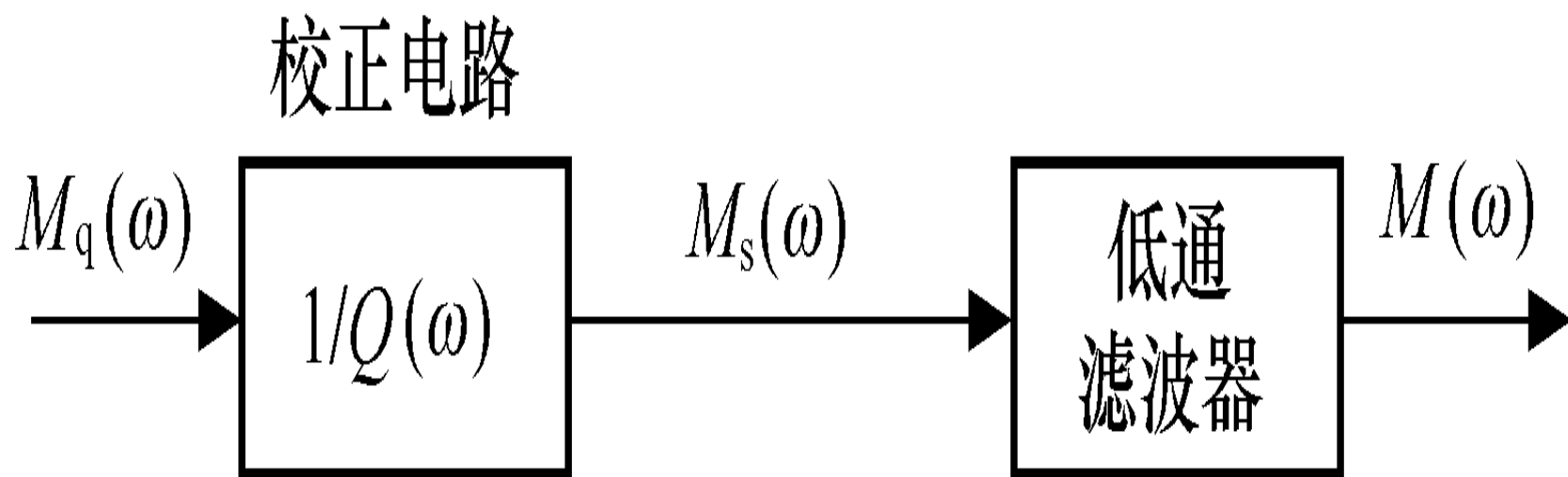


图4-12 平顶抽样信号的恢复

可见，校正电路的输出信号频谱就是理想抽样信号的频谱，则通过低通滤波器便能**无失真地恢复出原模拟信号 $m(t)$** 。从平顶抽样信号恢复原模拟信号的原理如图4-12所示。

需要指出，平顶抽样的抽样频率仍然是按抽样定理确定的；它的

$$\text{第一零点带宽 } B = \frac{1}{\tau} \text{ (Hz)}。$$

# 小复习

## PCM信号：抽样、量化、编码

### (抽样)

理想抽样；自然抽样；平顶抽样；

低通 ( $f_s \geq 2f_H$ ) ；

带通 ( $2B \leq f_s \leq 3B$ )

### (量化)

### (编码)

## 4.3 量 化

**抽样**信号在时间上是离散的，但它的幅度是连续的，在一定范围内可取任意值，有限位的数字信号不可能精确地表示它。

而实际上**也没有必要**精确地等于它，因为信号在传送过程中存在的噪声会掩盖信号的**微弱变化**，

而且接收信号的最终器官——耳朵（对声音而言）和眼睛（对图像而言）区分信号细微变化的灵敏度也是有限的。

因此将PAM信号转换成PCM信号之前，将幅度连续的PAM信号利用预先规定的**有限个量化值**（量化电平）来表示，这个过程叫“量化”。如图4-13所示。

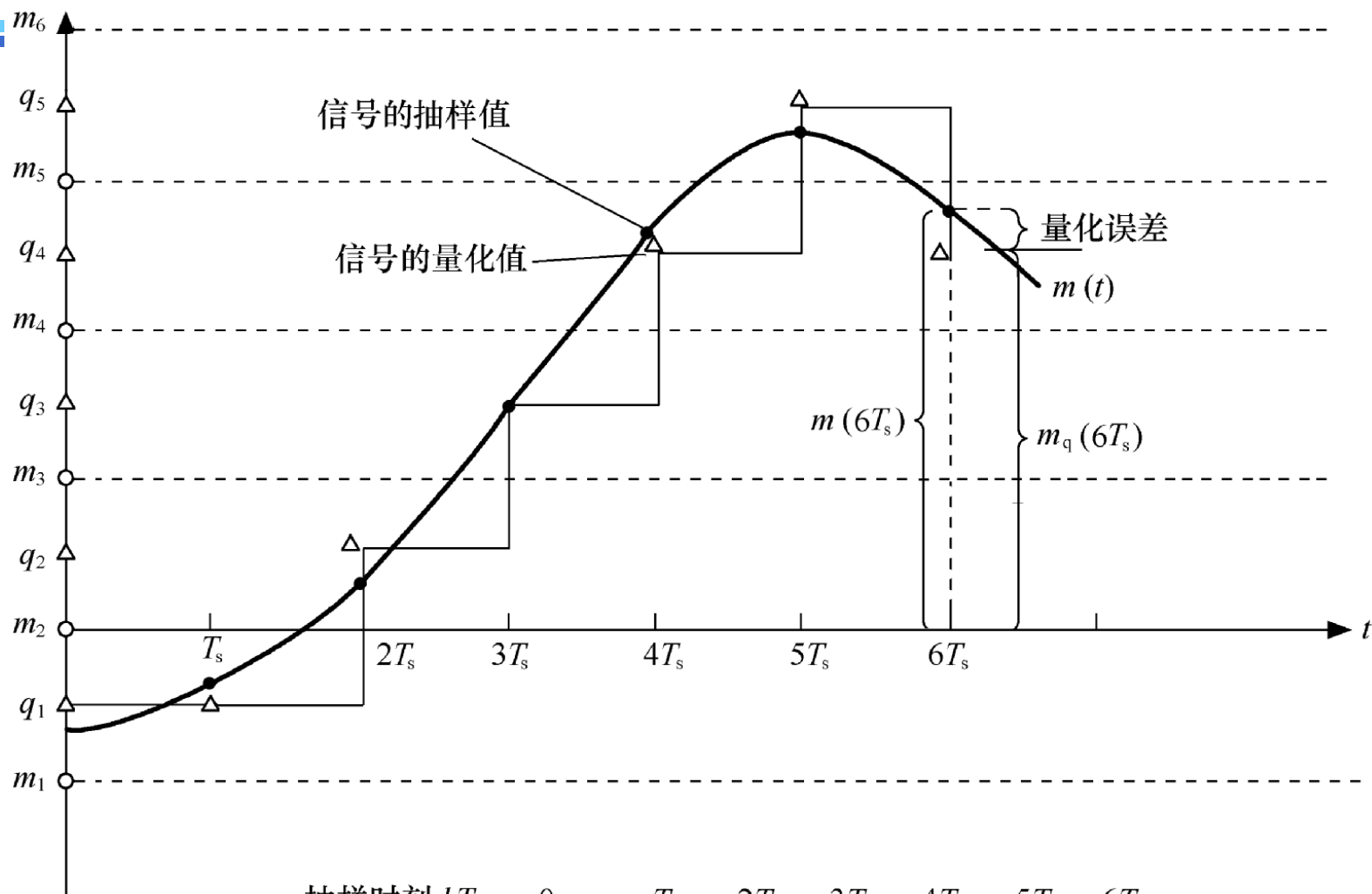


**图4-13 量化的输入和输出**

## 4.3.1 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**。设均匀等分为M个间隔，称M为量化级数或量化电平数。

**量化间隔**（或量化阶距） $\Delta$ 取决于输入信号的变化范围和量化级数。在均匀量化中，每个量化区间的量化电平通常取在各区间的中点。通过量化，无穷多个幅度的取值变成了**有限个**量化电平。



抽样时刻  $kT$ : 0,  $T$ ,  $2T$ ,  $3T$ ,  $4T$ ,  $5T$ ,  $6T$

抽样值  $m(kT)$ :  $-0.6\Delta$ ,  $-0.4\Delta$ ,  $0.3\Delta$ ,  $1.5\Delta$ ,  $2.6\Delta$ ,  $3.3\Delta$ ,  $2.8\Delta$

量化电平  $m_q(kT)$ :  $-0.5\Delta$ ,  $-0.5\Delta$ ,  $0.5\Delta$ ,  $1.5\Delta$ ,  $2.5\Delta$ ,  $3.5\Delta$ ,  $2.5\Delta$

量化误差:  $0.1\Delta$ ,  $0.1\Delta$ ,  $0.2\Delta$ ,  $0\Delta$ ,  $0.1\Delta$ ,  $0.2\Delta$ ,  $0.3\Delta$

**图4-14 量化过程及量化误差**

中大光信息



一般说来，量化值（离散值）与抽样值（连续值）之间存在误差，此误差由量化产生，称为**量化误差**，用  $e(kT_s)$  表示。量化误差=|量化值-抽样值|=

$$\left| m_q(kT_s) - m(kT_s) \right| \quad (4.16)$$

其中， $T_s$ 表示抽样间隔。 $m(kT_s)$ 为抽样值， $m_q(kT_s)$ 为量化值。

从上面的分析可以看出，量化后的信号  $m_q(kT_s)$  是对原来信号  $m(kT_s)$  的近似，**最大的量化误差不超过半个量化间隔  $\Delta/2$** 。当量化值选择适当时，随着量化级数的增加，可以使量化值与抽样值的近似程度提高，即量化误差减小。

对于语音、图像等随机信号，抽样值是随时间随机变化的，所以量化误差也是随时间变化的。

量化误差就好比一个噪声叠加在原来的信号上起干扰作用，该噪声称为**量化噪声**，通常用均方误差（平均功率） $N_q$  来度量。

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

(4.17)

其中， $E$  表示统计平均； $(a, b)$  表示量化器输入信号  $x$  的取值域；

抽样值  $m(kT_s)$  简记为  $m$ ，量化值

$m_q(kT_s)$  简记为  $m_q$ ；

$f(x)$  表示量化器输入信号的概率密度； $M$  表示量化级数；

$m_i$  表示第  $i$  个量化级的起始电平，

$$m_i = a + (i - 1)\Delta,$$

其中量化间隔  $\Delta = \frac{b - a}{M}$  ；

$q_i$  表示第  $i$  个量化级的量化值， $q_i = a + i\Delta - \Delta / 2$  ；

在衡量**量化器**性能时，单看绝对误差的大小是不够的，因为信号有大有小，同样大的量化噪声对大信号的影响可能不算什么，但对小信号却可能造成严重的后果，

因此在衡量量化器性能时应看信号功率与量化噪声功率的相对大小，用**量化信噪比**表示为

$$\frac{S}{N_q} = \frac{E(x^2)}{E[(m - m_q)^2]} \quad (4.18)$$

其中， $S$ 表示输入量化器的信号功率， $N_q$ 表示量化噪声功率。

[例] 设一个均匀量化器的量化间隔为  $\Delta$ ，量化级数为  $M$ ，输入信号在区间  $[-a, a]$  内均匀分布，试计算该量化器的量化噪声功率和对应的量化信噪比。

解：量化噪声的平均功率为

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^M \int_{m_i}^{m_{i+1}} (x - q_i)^2 f(x) dx = \sum_{i=1}^M \int_{m_i}^{m_{i+1}} (x - q_i)^2 \frac{1}{2a} dx \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{-a+(i-1)\Delta}^{-a+i\Delta} \left( x + a - i\Delta + \frac{\Delta}{2} \right)^2 \frac{1}{2a} dx = \frac{M\Delta^3}{24a} = \frac{\Delta^2}{12} \end{aligned}$$

(4.19)

又因为信号功率为

$$S = \int_{-a}^a x^2 f(x) dx = \int_{-a}^a x^2 \frac{1}{2a} dx = \frac{a^2}{3} = \frac{M^2 \Delta^2}{12} \quad (4.20)$$

因而， 量化信噪比为  $\frac{S}{N_q} = M^2 \quad (4.21)$

如果以分贝（dB）为单位，则量化信噪比表示为

$$\left( \frac{S}{N_q} \right)_{dB} = 10 \lg \left( \frac{S}{N_q} \right) = 20 \lg M \quad (4.22)$$



由上式可见，**量化器的量化信噪比**随着**量化级数M的增加而提高**。通常量化级数的选取应根据对量化器的量化信噪比的要求来确定。

**均匀量化**的特点是，无论信号大小如何，量化间隔都相等，量化噪声功率固定不变。因此，均匀量化有一个明显的不足：**小信号的量化信噪比太小，不能满足通信质量要求，而大信号的量化信噪比较大，远远地满足要求。**

通常，把满足信噪比要求的输入信号取值范围定义为**动态范围**，可见，均匀量化时的信号动态范围受到较大的限制。产生这一现象的原因是无论信号大小如何，均匀量化的量化间隔  $\Delta$  为**固定值**。

为了解决小信号的量化信噪比太小这个问题，若仍采用均匀量化，需要减小量化间隔，即增加量化级数，但是量化级数 $M$ 过大时，

一是大信号的量化信噪比更大，

二是使编码复杂，

三是使信道利用率下降。

所以引出了非均匀量化。

中大光信息

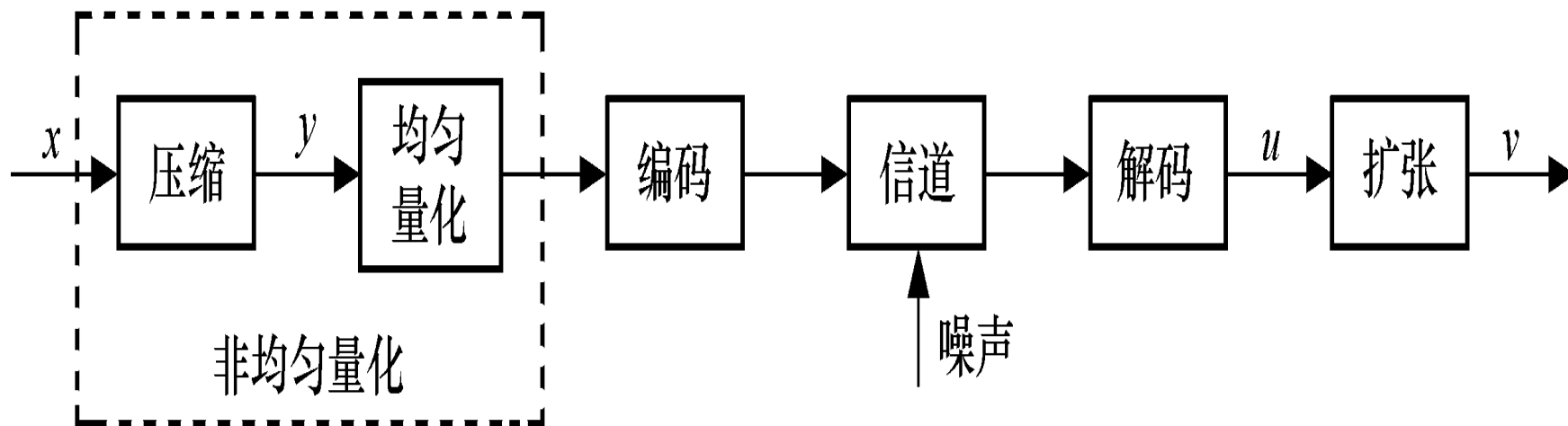
## 4. 3. 2非均匀量化

**非均匀量化**根据信号的不同区间来确定量化间隔，即量化间隔与信号的大小有关。  
**当信号幅度小时，量化间隔小，其量化误差也小；当信号幅度大时，量化间隔大，其量化误差也大。**

实现非均匀量化的方法有两种：**模拟压扩法**和**直接非均匀编解码法**。它们在原理上是等效的，但是从理论分析角度来看，前者简便，而在实际应用中通常采用后者，因此下面先介绍**模拟压扩法**，再介绍**直接非均匀编解码法**。

# 一、模拟压扩法

**模拟压扩法**中非均匀量化的实现方法通常是将抽样值通过**压缩**后再进行**均匀量化**。也就是说，在发送端，抽样信号首先经过**压缩器**处理，然后进行均匀量化，最后进行编码。在接收端，为了还原，解码后送入**扩张器**恢复原始信号。模拟压扩法的方框图如图4-15所示。



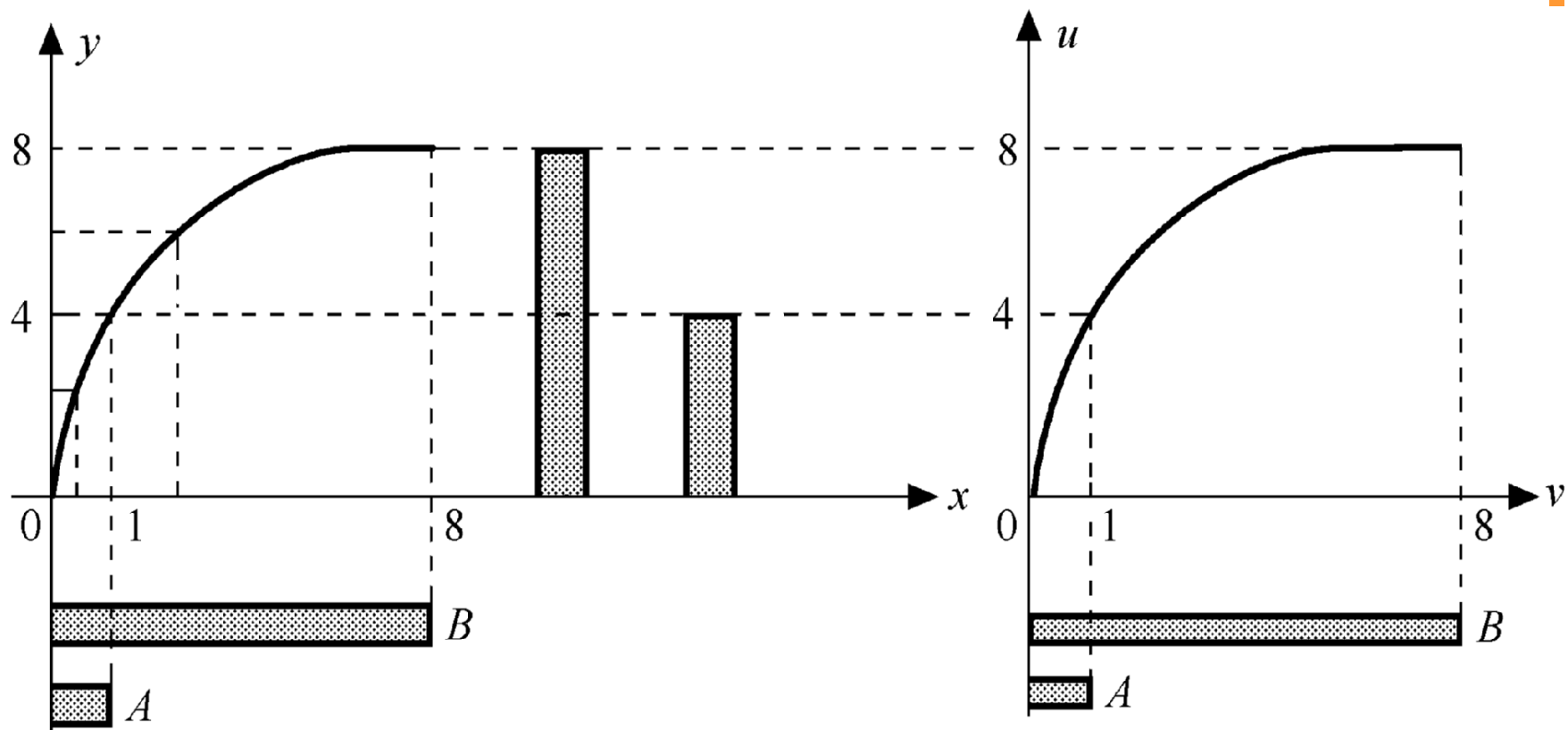
**图4-15 非均匀量化的模拟压扩法**

**压缩器和扩张器的特性刚好相反。如图4-16所示。**

**压缩器是对小信号进行放大，对大信号进行压缩。**

**而扩张器是对小信号进行压缩，对大信号进行放大。**





(a) 压缩器

(b) 扩张器

图4-16 压缩器和扩张器的特性

由图4-16 (a) 可见，压缩器特性是小信号时斜率大于1，大信号时斜率小于1。而且还可以看出：如果将纵坐标均匀分级，由于压缩的原因，结果反映到输入信号就成为了非均匀量化。所以，**把经过压缩器处理后的信号进行均匀量化，等效结果就是对抽样信号进行非均匀量化。**

如果压缩器能够使得信号的量化信噪比与信号的幅度无关，即 $S/N = \text{常数}$ ，这样的压缩特性称为**理想压缩**特性。通过推导可以得到**理想压缩特性**的表达式为：

$$y = 1 + \frac{1}{k} \ln x \quad (4.23)$$

其中， $k$ 为常数， $x$ 为压缩器归一化输入， $y$ 为压缩器归一化输出。归一化是指信号电压（或电流）与信号最大电压（或电流）之比。

理想压缩特性当  $x = 0$  时,  $y \rightarrow -\infty$ , 不符合对压缩特性的要求, 因此需要对它作一定的修正。修正应实现两点: 曲线通过原点; 关于原点对称。

修正方法不同, 导出不同的特性, ITU-T 推荐两种特性:

- **A 压扩律**, 我国和欧洲采用
- **$\mu$  压扩律**, 北美和日本

# 1、 $A$ 律压扩特性

所谓 $A$ 压缩律就是压缩器的压缩特性具有如下关系

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \end{cases} \quad (4.24a)$$

$$y = \begin{cases} \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (4.24b)$$

式中， $x$ 为归一化的压缩器输入， $y$ 为归一化压缩器输出。

$A$ 为压扩参数，表示压缩程度。当 $A=1$ 时，压缩特性是一条通过原点的直线，没有压缩效果； $A$  值越大压缩效果越明显。

在国际标准中取 $A = 87.6$ 。

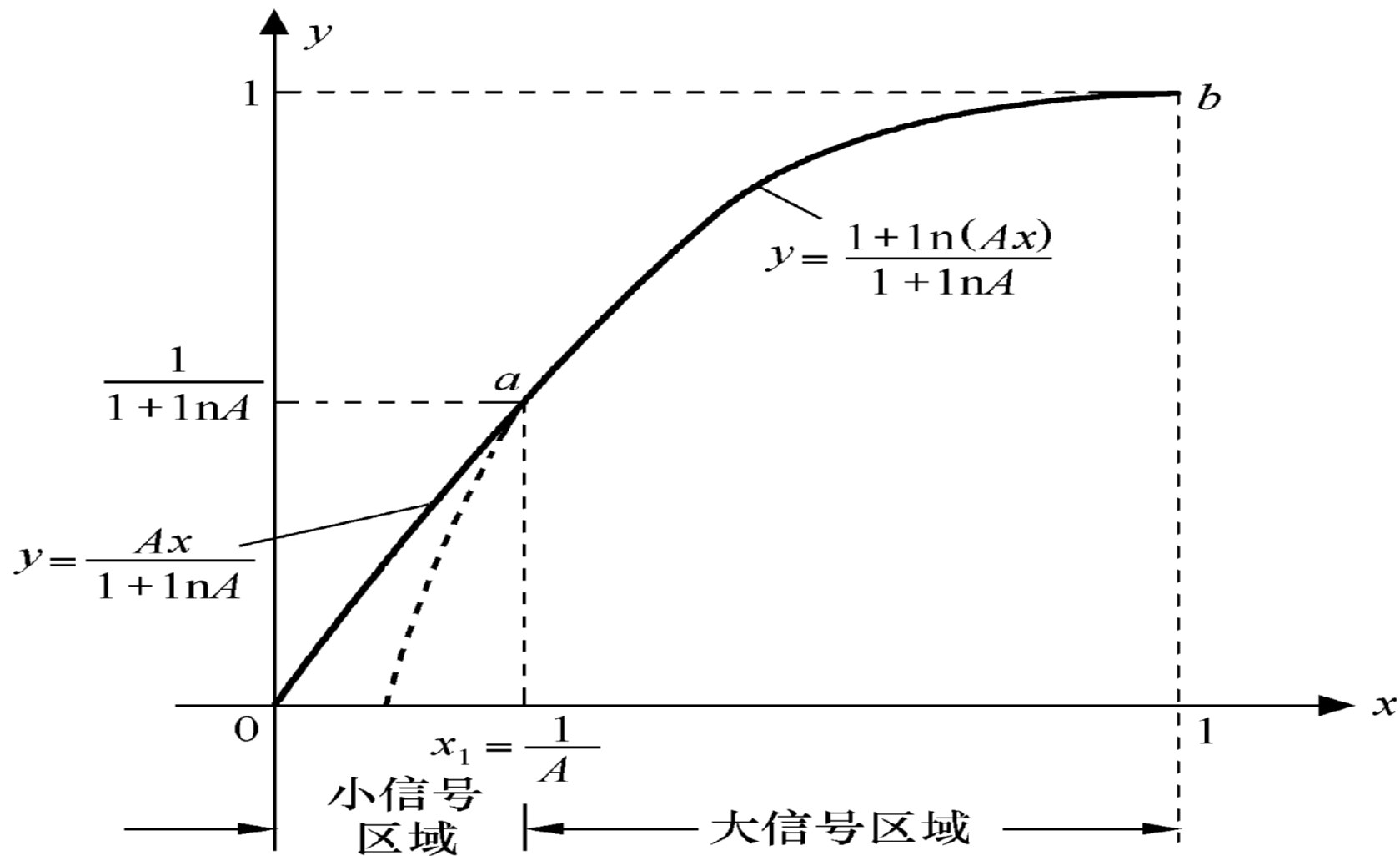


图4-17 A律压缩特性

## 2、 $\mu$ 律压扩特性

取  $k = \ln \mu$  ，将式（4.23）改写为：

$$y = \frac{k + \ln x}{k} = \frac{\ln \mu x}{\ln \mu}$$

将上式中的分子  $\ln \mu x$  修改为  $\ln(1 + \mu x)$ ，再将分母由  $\ln \mu$  修改为  $\ln(1 + \mu)$ ，得到的 $\mu$  压扩律方程为：

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

$$0 \leq x \leq 1 \quad (4.25)$$



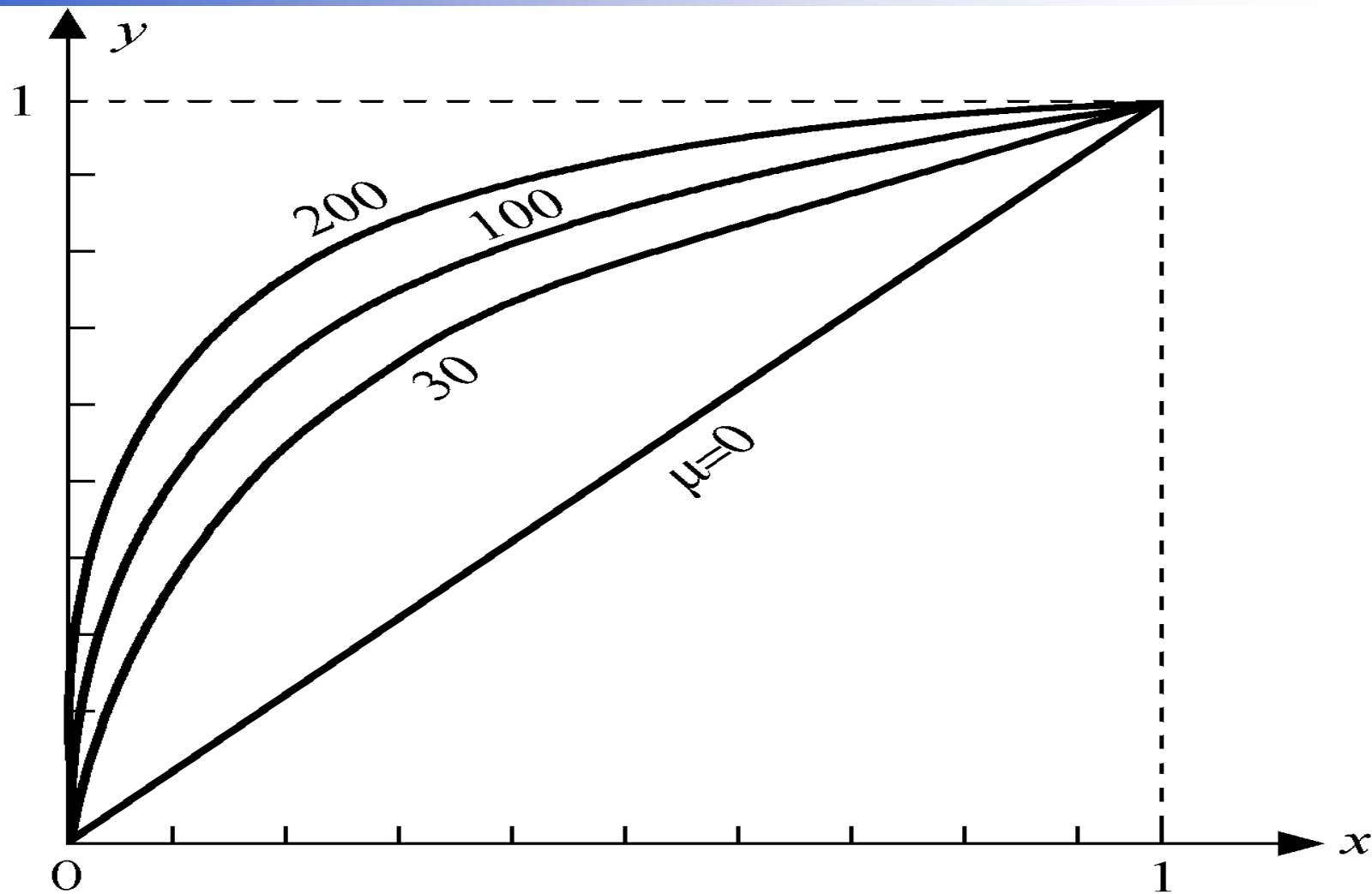


图4-18  $\mu$  律压缩特性

式中， $x$ 为归一化的压缩器输入， $y$ 为归一化压缩器输出。 $\mu$ 为压扩参数， $\mu$ 表示压扩程度。

压缩律的压缩特性曲线如图4-18所示，它只画出了第一象限部分。当 $\mu = 0$ 时，压缩特性是一条通过原点的直线，没有压缩效果； $\mu$ 值越大压缩效果越明显，在国际标准中取

$$\mu = 255$$

## 二、直接非均匀编解码法

折线法

实现非均匀量化目前一般采用直接非均匀编解码法。所谓**直接非均匀编解码法**就是：在发送端**根据非均匀量化间隔的划分直接对样值进行二进制编码**；在接收端进行相应的**非均匀解码**。直接非均匀编码如下图所示。

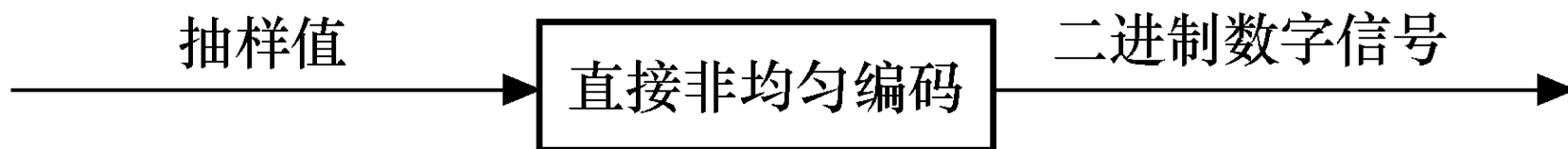


图4—19 直接非均匀编码的输入和输出

为简便起见，以**5折线压缩特性**为例来说明如何对抽样值进行直接非均匀编码。

5折线如图 4-20所示，压缩特性是关于原点奇对称的，图中只画出了第一象限的折线，考虑到第三象限内的折线，合起来共5段折线。

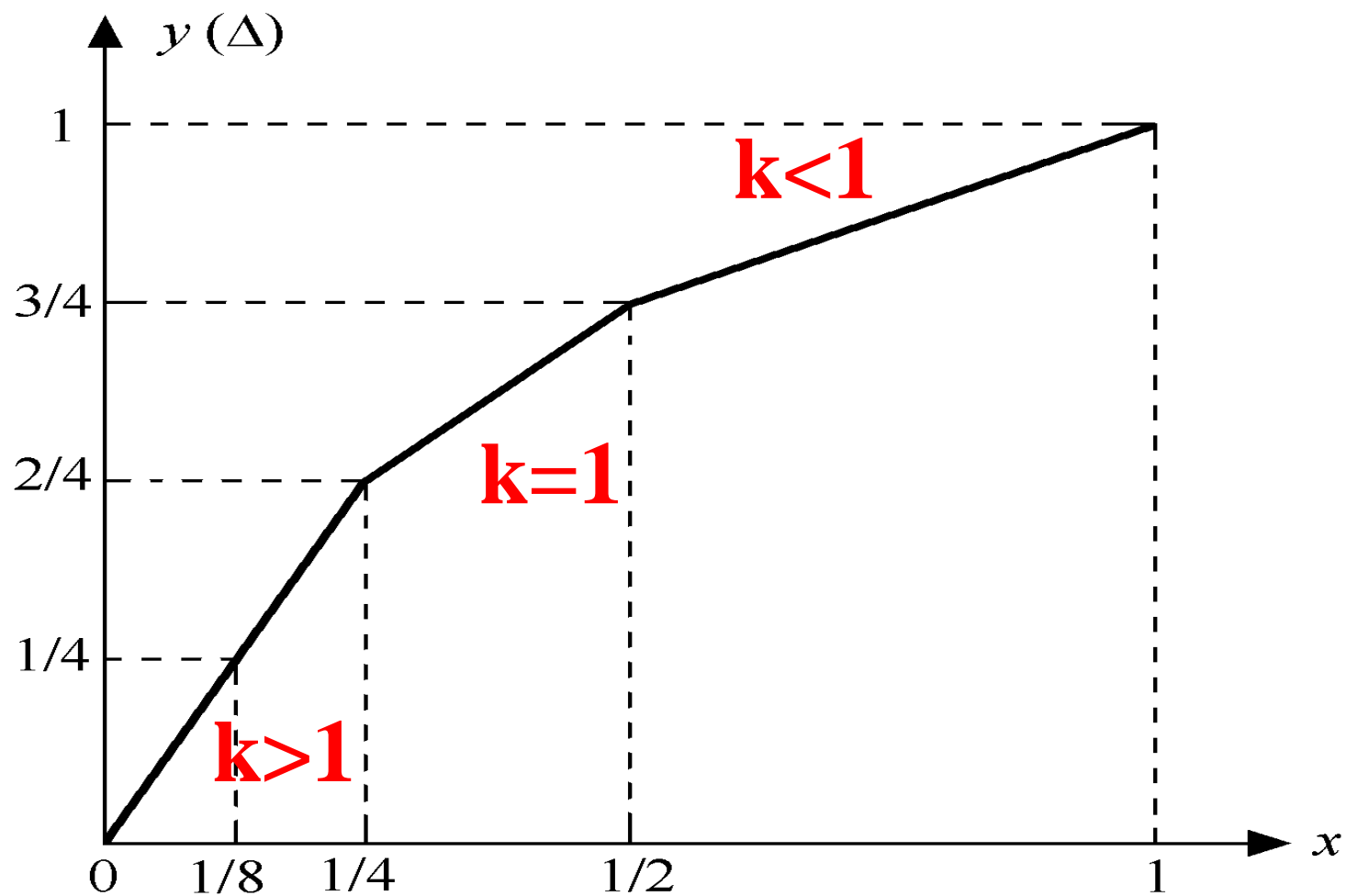


图4—20 5折线压缩特性

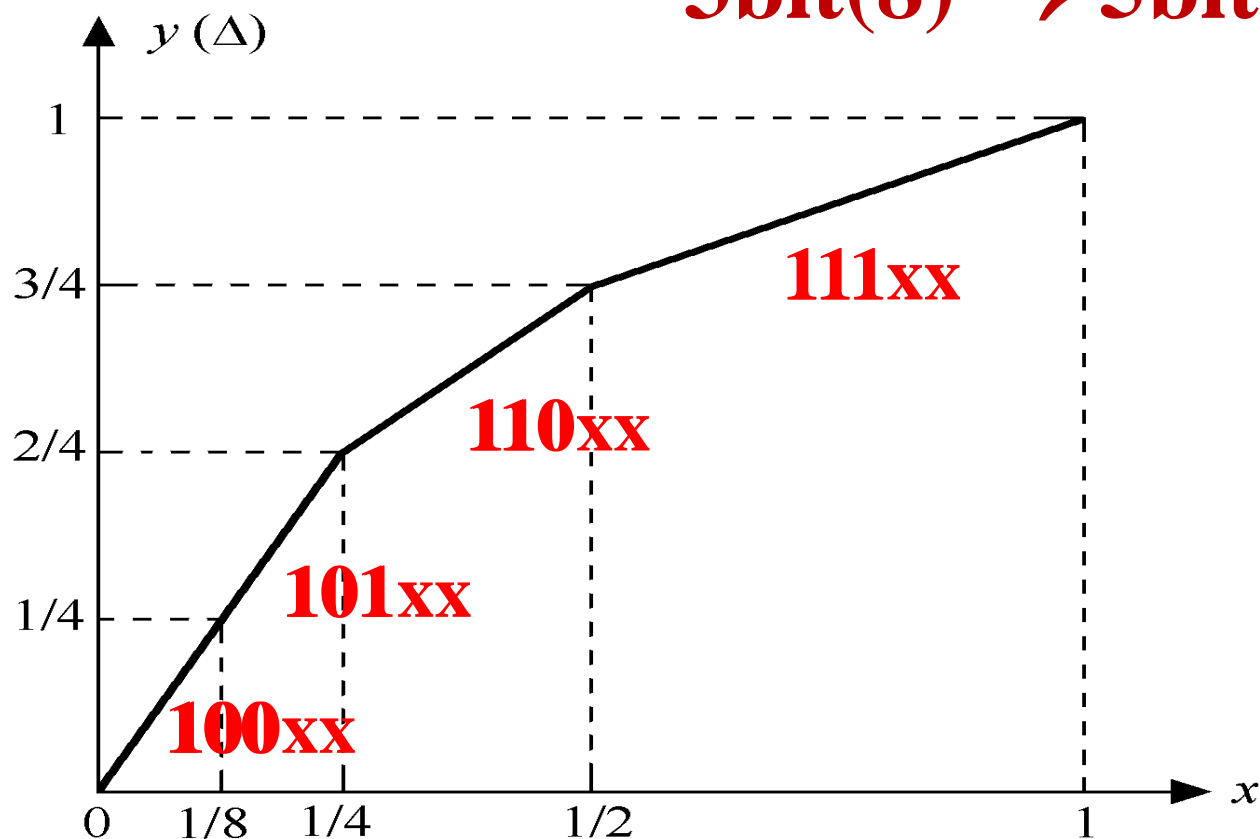
5折线压缩特性横坐标**量化间隔**的划分及**编码**安排如表4.1所示。

5折线，是把**8个量化区**（间隔）划分为**5个不同压缩程度的连续分区**，然后就可以进行编码。

表4.1 5折线压缩特性横坐标量化间隔的划分及编码安排

极性	电平范围	量化级序号	自然二进制码	折叠二进制码
正	$1/2 - 1$	<b>7</b>	<b>111</b>	<b>111</b>
	$1/4 - 1/2$	<b>6</b>	<b>110</b>	<b>110</b>
	$1/8 - 1/4$	<b>5</b>	<b>101</b>	<b>101</b>
	$0 - 1/8$	<b>4</b>	<b>100</b>	<b>100</b>
负	$0 - -1/8$	<b>3</b>	<b>011</b>	<b>000</b>
	$-1/8 - -1/4$	<b>2</b>	<b>010</b>	<b>001</b>
	$-1/4 - -1/2$	<b>1</b>	<b>001</b>	<b>010</b>
	$-1/2 - -1$	<b>0</b>	<b>000</b>	<b>011</b>

对这8个量化区（间隔）还可再细分  
量化，一般采用均匀量化即可，并直接  
编码，完成数字化。 **3bit(8) → 5bit(32)**





# 小复习

## PCM信号：抽样、量化、编码

(抽样)

(量化)

均匀量化；

非均匀量化 ( $S/N = \text{常数}$ )

- 模拟压扩法 ( $A$ 律； $\mu$ 律)；

- 直接非均匀编解码法 ( $x$ 折线)；

(编码)

## 4.4 编码

### 4.4.1 常用的二进制码型

PCM系统中的编码是指用二进制代码来表示有限个量化电平的过程。结合**直接非均匀编码法**，具体做法是**将所有的量化级按其量化电平大小的次序排列起来**，列出各自对应的码字。在语音信号的编码中常用的二进制码型有**自然二进制码**和**折叠二进制码**两种。

**量化级数为16，即编码位数 $l=4$ 时的二进制常用码型如表4.2所示。**

表4. 2      常用二进制码型

样值脉冲极性	量化级序号	自然二进制码	折叠二进制码
正	15	1111	1111
	14	1110	1110
	13	1101	1101
	12	1100	1100
	11	1011	1011
	10	1010	1010
	9	1001	1001
	8	1000	1000
负	7	0111	0000
	6	0110	0001
	5	0101	0010
	4	0100	0011
	3	0011	0100
	2	0010	0101
	1	0001	0110
	0	0000	0111

# 一、自然二进制

自然二进制就是将量化级序号看作一般的十进制正整数，然后用二进制表示。

自然二进制编码简单、易记，而且解码可以逐比特独立进行。

但是，自然二进制上、下两部分的码型无任何相似之处。对于双极性的信号而言，不如折叠二进制方便。

## 二、折叠二进制码

除去最高位外，折叠二进制码的上半部分与下半部分呈**倒影关系**，即**折叠**关系。其幅度码从小到大按自然二进制码规则编码。只要正、负极性信号的绝对值相同，就可进行相同的编码。

与自然二进码相比，**折叠二进码**具有两个优点：

(1) 对于语音这样的双极性信号，只要绝对值相同，用最高位码表示**极性**后，则可以采用单极性编码的方法，使编码过程大大简化。

(2) 在传输过程中出现误码，对小信号影响较小。比如小信号的1000误为0000，对于自然二进码误差是8个量化级，而对于折叠二进码误差却只有1个量化级。

这一特性非常有用，因为语音信号小幅度出现的概率比大幅度的大，所以应着眼于改善小信号的传输效果。

基于以上的原因，在PCM系统中广泛采用折叠二进制码。



## 4.4.2 A律13折线编码

### 一、A律13折线的压缩特性

为了便于编码和数字化实现，实际中常采用分段折线来近似表示压扩特性曲线，而且希望非均匀量化间隔的划分按照2的幂次关系。实际应用中有两种折线：一种是采用13折线近似A=87.6的律压缩特性，

另一种是采用15折线近似 $\mu=255$ 的律压缩特性。

- A律13折线 主要用于中国和欧洲各国的PCM30/32路基群中。
- $\mu$ 律15折线 主要用于美国、加拿大和日本等国的PCM24路基群中。

ITU-T建议G. 711规定上述两种折线近似压缩律为国际标准，且在国际间数字系统相互连接时，要以A律为标准。

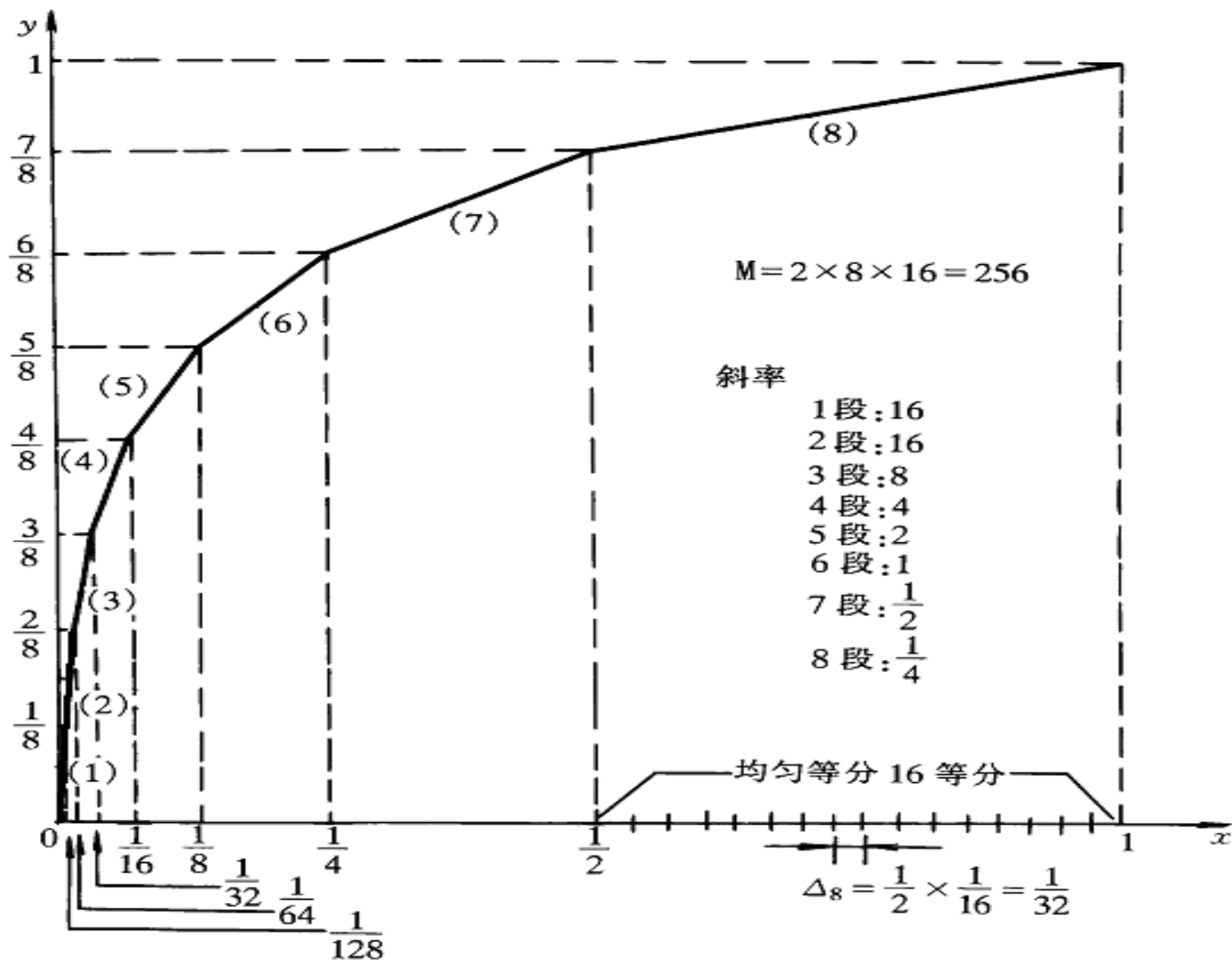


图4-21 A律13折线压扩特性

A律13折线的产生是从非均匀量化的基点出发，设法用13段折线逼近 $A=87.6$ 的律压缩特性，如图4-21所示，图中的 $x$ 和 $y$ 分别表示归一化输入和输出。具体的方法是：

1、对 $x$ 轴在0-1（归一化）范围内不均匀分成8段，分段的规律是每次以二分之一对分，第一次在0到1之间的 $1/2$ 处对分，第二次在0到 $1/2$ 之间的 $1/4$ 处对分，

第三次在0到1/4之间的1/8处对分，其余类推。可以得到分段点为：

$$\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}, \frac{1}{64}, \frac{1}{128}$$

2、对 $y$ 轴在0-1（归一化）范围内采用均匀分段方式，**均匀分成8段**，每段间隔均为1/8。

3、将 $x$ ， $y$ 各个对应段的交点连接起来，构成8个折线段。

以上得到的是第一象限的折线，由于语音信号是双极性信号，因此在负方向也有与正方向对称的一组折线。由于靠近零点的负方向与正方向的**第1、2段斜率都等于16**，可以合并为一条折线，因此，正、负双向共有13折，故称其为**13折线**。

在A律特性分析中可以看出，取 $A=87.6$ 有两个目的：一是使特性曲线原点附近的斜率凑成16；二是当 $y$ 均匀等分八个段落时，对应 $x$ 的分界点近似于按2的幂次递减分割，用13折线逼近时有利于数字化。

从表4.4-2中可以看出13折线和A律压扩特性（ $A=87.6$ ）的曲线十分逼近。

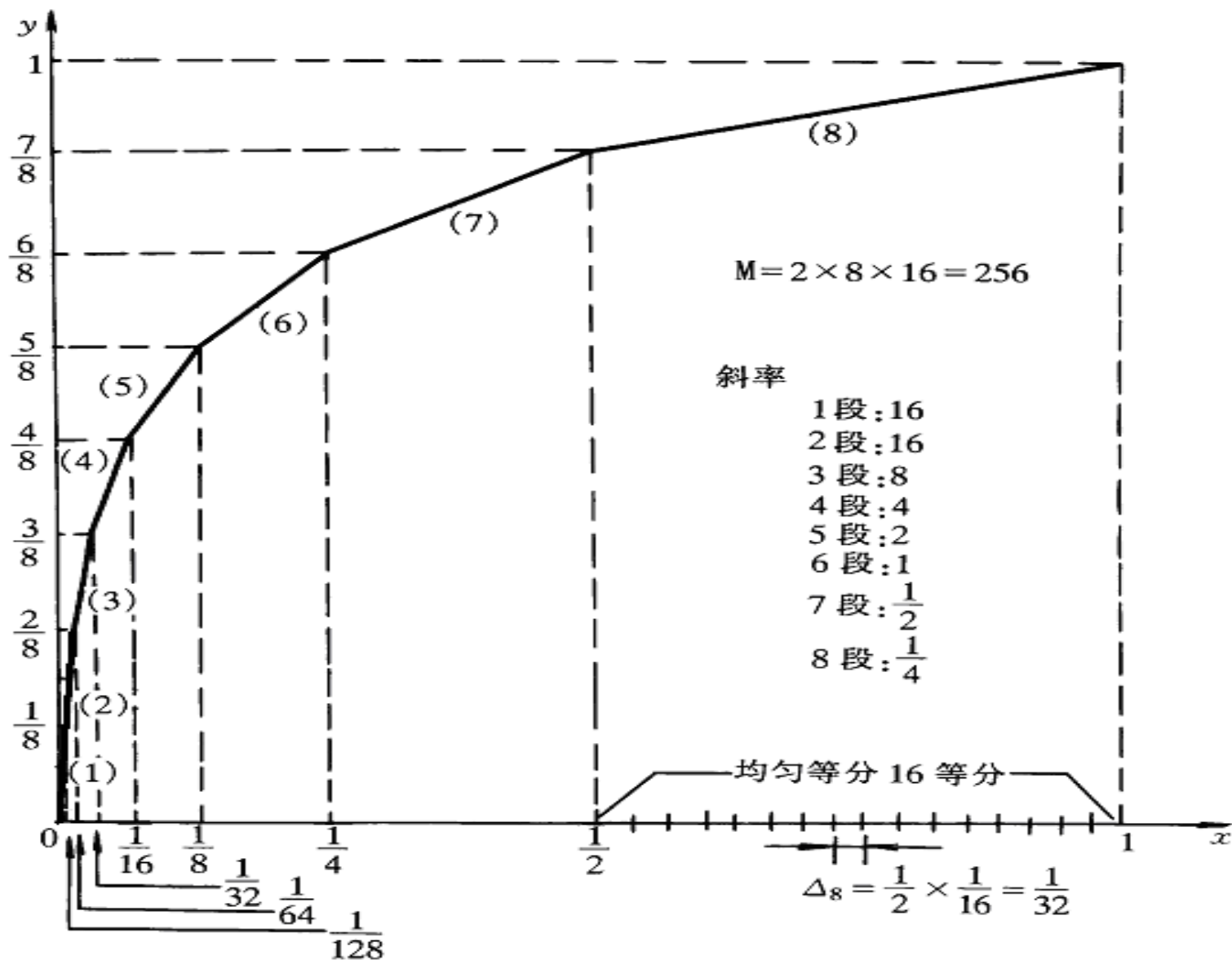


图4-21 A律13折线压扩特性



表4.3 13折线分段时的X值和律压扩特性（ $A=87.6$ ）的X值的比较

Y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
A律压扩曲线的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
段落序号	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜率	16	16	8	4	2	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	

## 二、A律13折线的码字安排

**码位数**的选择不仅关系到通信质量的好坏，而且还涉及到设备的复杂程度。在信号变化范围一定时，码位数越多，量化级数越多，量化误差越小，通信质量当然就更好。

但码位数越多，设备越复杂，同时还会使总的传码率增加，传输带宽加大。

一般从**语音**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。

## 码位数

在A律13折线编码中，普遍采用**8位折叠二进制码**，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。

考虑到正、负双向共有**16个段落**，这需要将每个段落再等分为**16个量化级**。按折叠二进制码的码型，这8位码的安排如下：

极性码

$C_1$

段落码

$C_2C_3C_4$

段内码

$C_5C_6C_7C_8$

其中第1位码  $C_1$  为极性码。 $C_1$  的数值“1”或“0”分别表示信号的正、负极性。后面的7位码  $C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8$  称为**幅度码**，其中  $C_2C_3C_4$  用来代表8个段落，称为**段落码**； $C_5C_6C_7C_8$  用来代表段内等分的16个量化级，称为**段内码**。

需要指出，在上述的编码方法中，虽然各段内的16个量化级是均匀的，但是由于各段落的长度不相等，使得不同段落的量化间隔也是不相等的。当输入信号小时，量化间隔小；输入信号大时，量化间隔大。在13折线中，第一、二段落长度为归一化值的  $1/128$ ，将它等分为16个小段后，

得到的量化间隔只有归一化值的  $(1/128) \times (1/16) = 1/2048$ ，这是最小的量化间隔，常称为量化单位，记为  $\Delta$ ，即  $\Delta = 1/2048$ ；第八段落中的量化间隔是最大的，它是归一化值的  $(1/2) \times (1/16) = 1/32 = 64\Delta$ 。

如果以非均匀量化时的最小量化间隔  
 $\Delta = 1/2048$  作为输入  $x$  轴的单位，那么各段落  
的起点电平分别是0、16、32、64、128、256、  
512、1024个量化单位。

将段落序号、起始电平和各段落的量化间隔  $\Delta_i$   
归纳于表4.5中。



**表4.4** **段内码**

段内量化级序号	0	1	2	3	4	5	6	...	14	15
段内码	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	...	1110	1111

**表4.5** **段落序号及其对应的起始电平和量化间隔**

段落序号	1	2	3	4	5	6	7	8
段落码 $C_2C_3C_4$	000	001	010	011	100	101	110	111
电平范围 ( $\Delta$ )	0—16	16—32	32—64	64—128	128—256	256—512	512—1024	1024—2048
段落起始电平	0	16	32	64	128	256	512	1024
段内量化电平	$1\Delta$	$1\Delta$	$2\Delta$	$4\Delta$	$8\Delta$	$16\Delta$	$32\Delta$	$64\Delta$

例如输入编码器的抽样值 $I_s = +50$ 个最小量化单位，由于输入信号抽样值为正，故极性码 $C_1=1$ 。由于抽样值 $I_s$ 的幅度 $50\Delta$ 大于第3段落的起始电平，小于第4段落的起始电平，所以，它位于第3段落，段落码为 $C_2C_3C_4$ 为010。在第3段落对应的电平范围为 $32\Delta \sim 64\Delta$ ，将它等分为16个量化级，每个量化间隔为 $2\Delta$ ，量化区间分别为 $[32\Delta, 34\Delta)$ ，

$[34\Delta, 36\Delta) \dots$  ,  $[62\Delta, 64\Delta)$  , 分别与段内码 0000、0001...1111 一一对应, 则抽样值  $I_s$  的段内码  $C_5C_6C_7C_8$  为1001。所以, 编码器输出的折叠二进制码为1 010 1001。

## PCM均匀量化 (11bit)

假设以非均匀量化时的最小量化间隔

$\Delta = 1/2048$  作为均匀量化的量化间隔，不考虑极性，那么归一化的  $0 \sim 1$  范围内总共有2048个均匀量化级。按照量化级数  $M$  与二进制编码位数  $l$  的关系  $M = 2^l$ ，则均匀量化需要编11位二进制码。而非均匀量化只有128个量化级，只需要编7位二进制码。

通常把按非均匀量化特性的编码称为**非线性编码**；按均匀量化特性的编码称为**线性编码**。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。与线性编码相比较，非线性编码的码位数少，设备简化，所需的传输带宽较小。

原理上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A律13折线编码器本身包含了量化和编码的两个功能，也就是说，量化是在编码过程中完成的。这就是前面介绍的直接非均匀编码方法。



# 例

**[例4. 4] 设输入信号抽样值  $I_s = +1255\Delta$ ,  
写出按律13折线编成8位码  $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8$ ,  
并计算量化电平和量化误差。**

**解： 编码过程如下：**

**(1) 确定极性码 $C_1$ ：** 由于输入信号抽样值 $l_s$ 为正，故极性码 $C_1=1$ 。

**(2) 确定段落码 $C_2C_3C_4$ ：**

**因为 $1255 > 1024$ ，所以位于第8段落，段落码为111。**

**(3) 确定段内码 $C_5C_6C_7C_8$ ：**



因为,  $1255 = 1024 + 3 \times 64 + 39$  所以段内码  $C_5C_6C_7C_8 = 0011$ 。

所以, 编出的PCM码字为 1 111 0011。  
。 它表示输入信号抽样值  $I_s$  处于第8段序号为3的量化级。

量化电平取在量化级的中点, 则为  $1248 \Delta$ , 故量化误差等于  $7 \Delta$ 。

**[例4.5] 采用13折线A律编解码电路，设接收端收到的码字为“01010011”，最小量化单位为1个单位。试问解码器输出为多少单位？**

**解：极性码为0，所以极性为负。**

段落码为101，段内码为0011，所以信号位于第6段落序号为3的量化级。由表4.5可知，第6段落的起始电平为 $256\Delta$ ，量化间隔为 $16\Delta$ 。

因为解码器输出的量化电平输出的量化电平位于量化级的中点，所以解码器输出为：

$$-(256 + 3 \times 16 + 8) = -312 \text{ 个量化单位}$$

# 小复习

**PCM信号：抽样、量化、编码**

**(抽样)**

**(量化)**

**(编码)**

**自然二进制；折叠二进制；**

**A律13折线编码：**

- **非均匀量化7位~均匀量化11位；**

➤ **逐次比较型编解码原理（实现方法）**

## 4. 4. x. 逐次比较型编解码原理



**实现编码**的具体方法和电路很多，律13折线编码器目前常采用**逐次比较型编码器**。它由整流器、极性判决、保持电路、比较判决器及本地解码电路等组成，如下图所示。

A large, multi-pointed blue starburst graphic with a black outline, serving as a background for the text '实现方法'.

**实现方法**

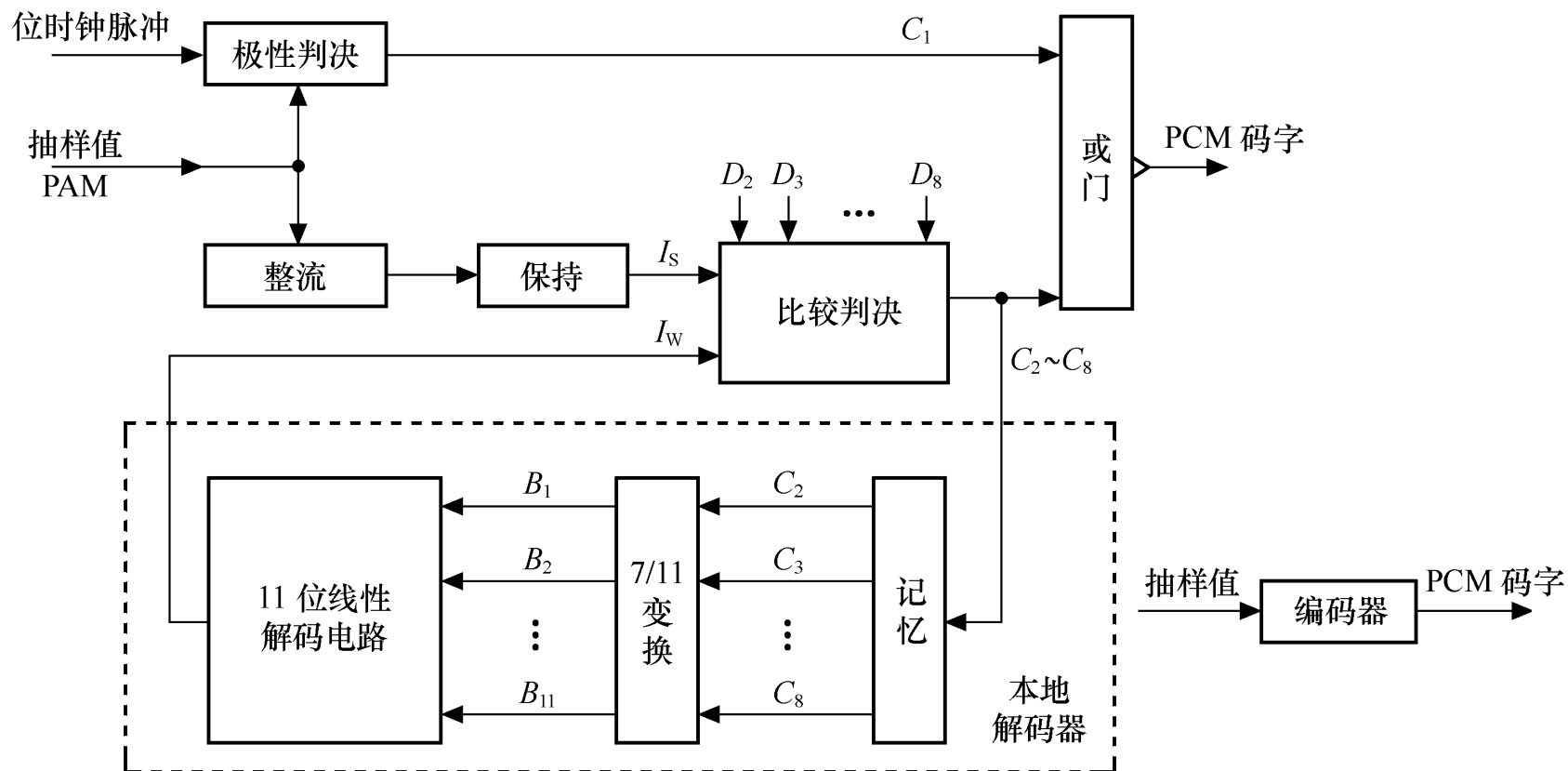


图4—22 逐次比较型编码器的原理框图

# 1、极性判决电路

极性判决电路用来确定信号的极性码“C1”。输入PAM信号是双极性信号，当抽样值为正时，在位脉冲到来时刻得到“1”码；当抽样值为负时，得到“0”码。

2、整流器：PAM信号经整流器后变成单极性信号。

### 3、保持电路

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，即实际中的平顶抽样。



## 4、比较判决器

比较判决器是编码器的核心。它的作用是通过比较样值 $I_s$ 和标准值 $I_w$ 进行非线性量化和编码。当 $I_s > I_w$ 时，得到“1”码，反之得到“0”码。由于在13折线法中用7位二进制代码来代表幅度码，所以需要对样值进行7次比较，其比较是按时序位脉冲 $D_2, \dots, D_8$ 逐位进行的，根据比较结果形成 $C_2, \dots, C_8$ 各位幅度码。每次所需的标准值 $I_w$ 均由本地解码电路提供。

段落码标准值的确定以量化段落为单位逐次对分，比如：段落码 $C_2$ 的标准值 $lw$ 为 $128\Delta$ ，因为 $C_2=0$ 表示第1-4段， $C_2=1$ 表示第5-8段。如果已经确定 $C_2=0$ ， $C_3$ 的标准值为 $32\Delta$ ，因为 $C_3=0$ 表示第1-2段， $C_3=1$ 表示第3-4段。段落码 $C_2C_3C_4$ 标准值的确定过程如图4-23所示。

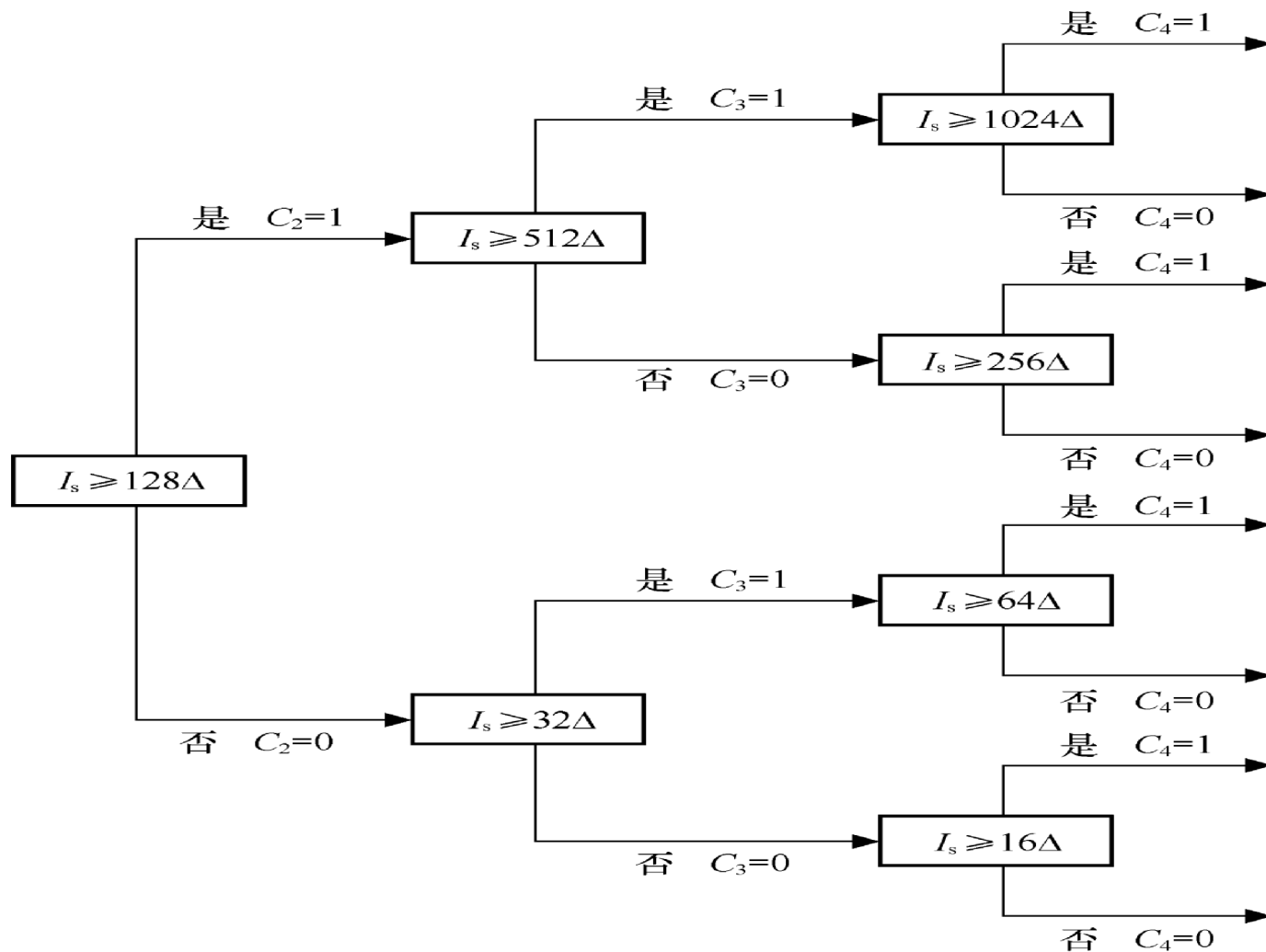


图4-23 段落码标准值的确定过程

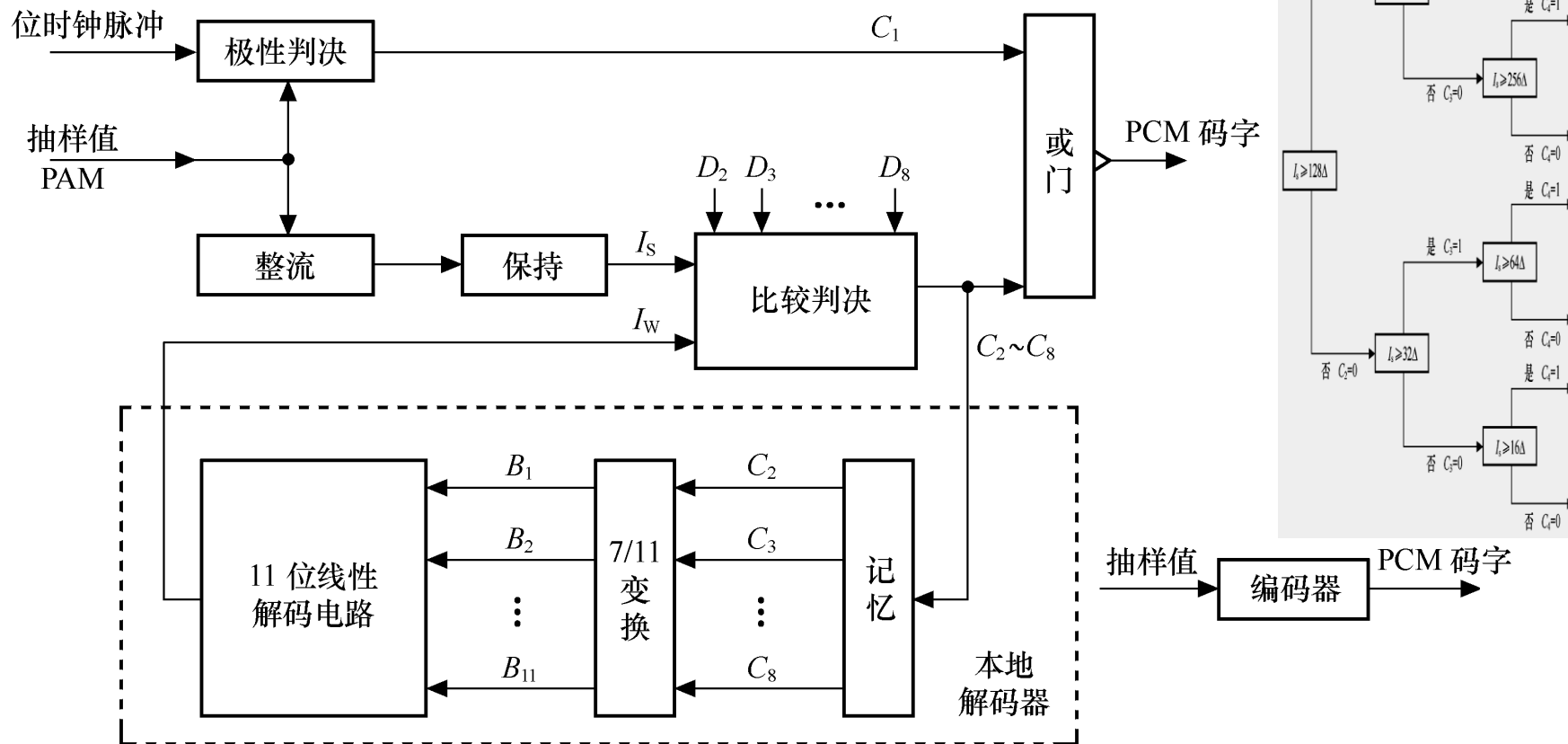


图4—22 逐次比较型编码器的原理框图



## 5、本地解码电路

本地解码电路的作用是产生比较判决器所需的标准值。它包括记忆电路、7 / 11变换电路和11位线性解码电路。记忆电路用来寄存7位二进制代码，除C2码外，其余各次比较都要依据前几次比较的结果来确定标准值 $lw$ 。因此，7位码字中的前6位状态均应由记忆电路寄存下来。

7 / 11变换电路是将7位非线性幅度码  $C_2 \sim C_8$  变换成11位线性幅度码  $B_1 \sim B_{11}$ 。  
 $B_1 \sim B_{11}$ 各位码的权值如表4. 6所示。

表4. 6  $B_1 \sim B_{11}$ 各位码的权值

幅度码	$B_1$	$B_2$	$B_3$	$B_4$	$B_5$	$B_6$	$B_7$	$B_8$	$B_9$	$B_{10}$	$B_{11}$
权值	1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1

由于A律13折线编码得到7位幅度码，加至记忆电路的码也只有7位，而线性解码电路需要11个基本的权值支路，即 $B_1 \sim B_{11}$ 各位码的权值，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。11位线性解码电路利用11个基本的权值支路来产生各种标准值 $I_w$ 。确定 $C_2 \sim C_8$ 的标准值等于几个基本权值相加。因此，需要进行7 / 11变换。

**非线性码与线性码的变换原则是：变换前后非线性码与线性码的码字电平相同。**

**(1) 非线性码的码字电平，即编码器输出非线性码所对应的电平，也称为编码电平，用  $I_C$  表示。**

$$I_C = I_{Bi} + \left( 2^3 C_5 + 2^2 C_6 + 2^1 C_7 + 2^0 C_8 \right) \Delta_i$$

(4. 26)



其中， $I_{Bi}$  表示段落码对应的段落起始电平，表示该段落内的量化间隔。编码电平与抽样值的差值称为编码误差。需要注意的是，编码电平是量化级的最低电平，它比量化电平低  $\Delta_i/2$ 。

(2) 线性码的码字电平表示为  $I_{CL}$

$$I_{CL} = (1024B_1 + 512B_2 + 256B_3 + \cdots + 2B_{10} + B_{11})\Delta$$

其中， $\Delta$  表示量化单位。 (4. 27)

**[例4. 6] 设输入信号抽样值  $I_s = +1255 \Delta$  计算编码电平，写出7位非线性幅度码（不含极性码）对应的11位线性码。**

**解：输入信号抽样值处于第 8 段序号为 3 的量化级，因此编码电平**

$$\begin{aligned} I_C &= I_{Bi} + \left( 2^3 C_5 + 2^2 C_6 + 2^1 C_7 + 2^0 C_8 \right) \Delta_i : \\ &= 1024\Delta + 3 \times 64\Delta = 1216\Delta \end{aligned}$$

由于非线性码与线性码的变换原则是变换前后非线性码与线性码的码字电平相同，所以根据式（4.27）可知：将编码电平从十进制变换为二进制，就得到等效的11位线性码。

因为  $(1216)_{10} = (10011000000)_2$ ，所以7位非线性码 1110011 对应的11位线性码为 10011000000 。

## 二、A律13折线解码器

解码器的作用是把收到的PCM信号还原成相应的PAM样值信号，即进行D/A变换。还原出的样值信号电平为量化电平，它近似等于原始的PAM样值信号，但存在一定的误差，即量化误差。

**A律13折线解码器原理如图4-24所示。它与逐次比较型编码器中的本地解码器基本相同，所不同的是增加了极性控制部分，并用带有寄存器读出的7/12位码变换电路代替了本地解码器中的7/11位码变换电路。**

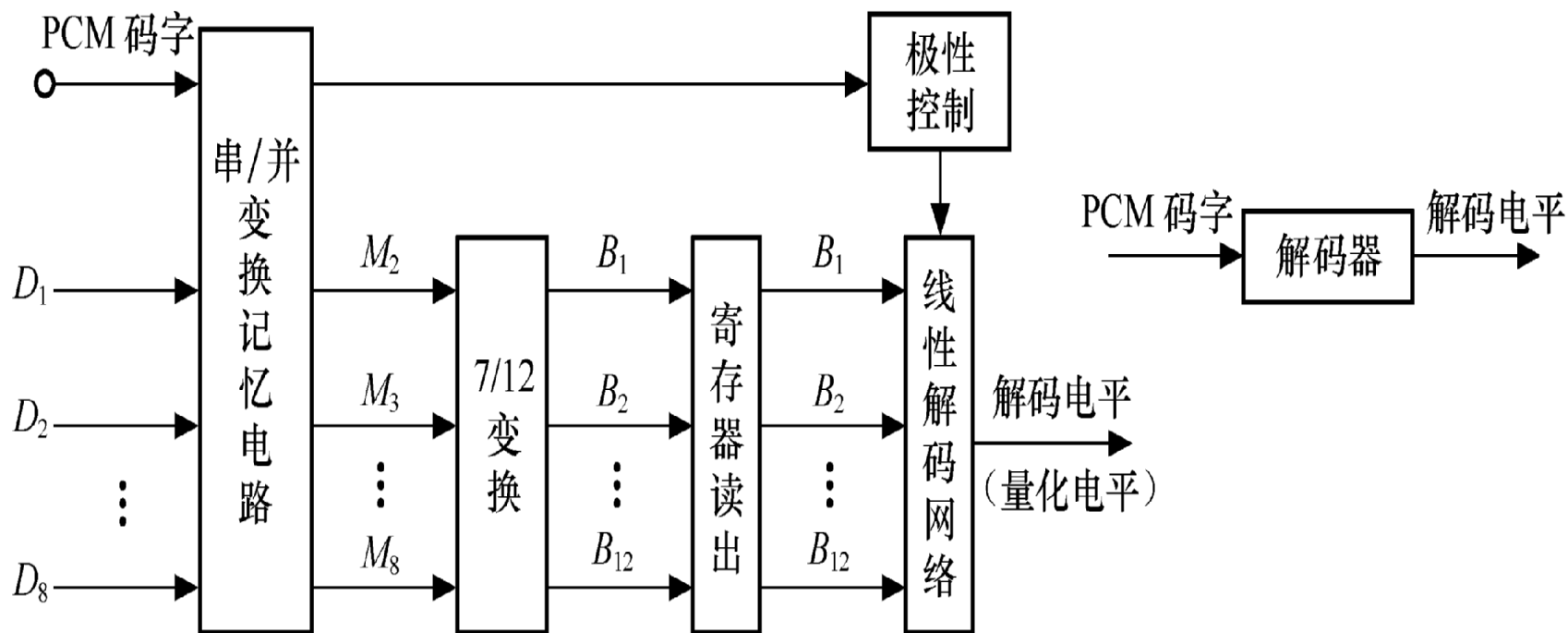


图4-24 解码器的原理图

解码器中采用7/12变换电路，它和编码器中的本地解码器采用的7/11变换类似。但是需要指明的是：7/11变换是将7位非线性码转变为11位线性码，使得量化误差有可能大于本段落量化间隔的一半。7/12变换为了保证最大量化误差不超过  $\Delta_i / 2$ ，人为地补上了半个量化级，即  $\Delta_i / 2$ 。

所以解码器输出的电平称为解码电平（即量化电平），用  $I_D$  表示。

解码器输出的解码电平和样值之差称为解码误差（即量化误差）。

$$\begin{aligned} I_D &= I_C + \Delta_i / 2 \\ &= I_{Bi} + \left( 2^3 C_5 + 2^2 C_6 + 2^1 C_7 + 2^0 C_8 + 2^{-1} \right) \Delta_i \end{aligned}$$

(4. 28)



**[例4. 7] 采用13折线A律编解码电路，  
设接收端收到的码字为 “10000011”，  
最小量化单位为1个单位。已知段内码  
为自然二进制码，试写出解码电平和  
7/12变换得到的12位码。**

**解：因为接收端收到的码字为“10000011”，位于第1段落第3量化级，所以量化电平（即解码电平）为  $3.5\Delta$ 。**

$$\text{因为 } (3.5\Delta)_{10} = (000000000011.1)_2$$

**所以12位码  $B_1 \sim B_{12}$  为 000000000011**

中大光信息

## 4.7 增量调制

### $\Delta M$ 调制

#### 1. 基本原理

#### 2. 简单 $\Delta M$ 调制

a) 不过载

b) 动态范围

#### 3. 性能

a) 抗噪声性能

b) 与PCM系统的比较