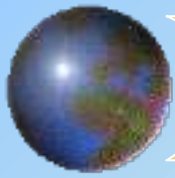


# 第 7 章 模拟信号的数字传输

尹林子

中南大学物理科学与技术学院

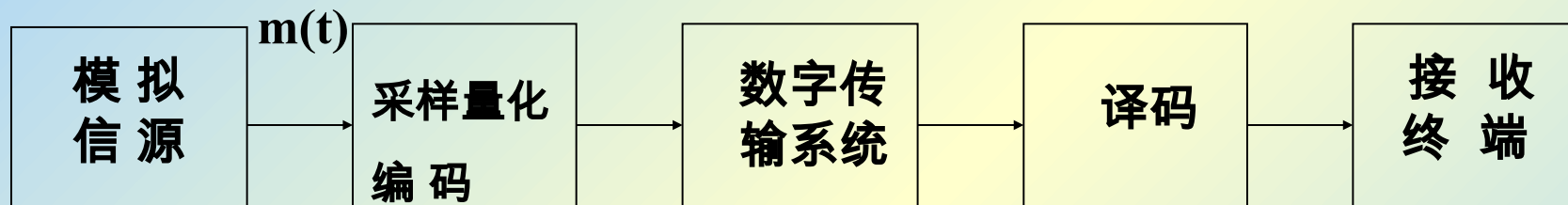


# 内容

- 一、 取样定理
- 二、 脉冲振幅调制 (**PAM**)
- 三、 模拟信号的量化
- 四、 脉冲编码调制 **PCM**
- 五、 增量调制 ( **$\Delta M$** )
- 六、 **PCM 与  $\Delta M$  的性能比较**
- 七、 **时分复用与多路电话系统**



# 7.1 引言



**模拟信号  $m(t)$  : 语音 0.3kHz ~ 3.4kHz**

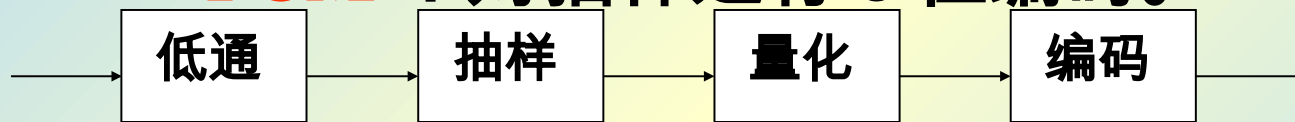
**图象 0 ~ 6MHz**



## 7.1 引言

**编码**：主要研究如何将语音信号数字化，即  
A/D

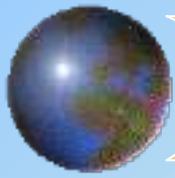
**PCM**：对抽样进行 8 位编码。



**$\Delta M$** ：对预测误差进行 1 位编码。

**ADPCM**：对预测误差进行 4 位编码。

**译码**：D/A，低通。

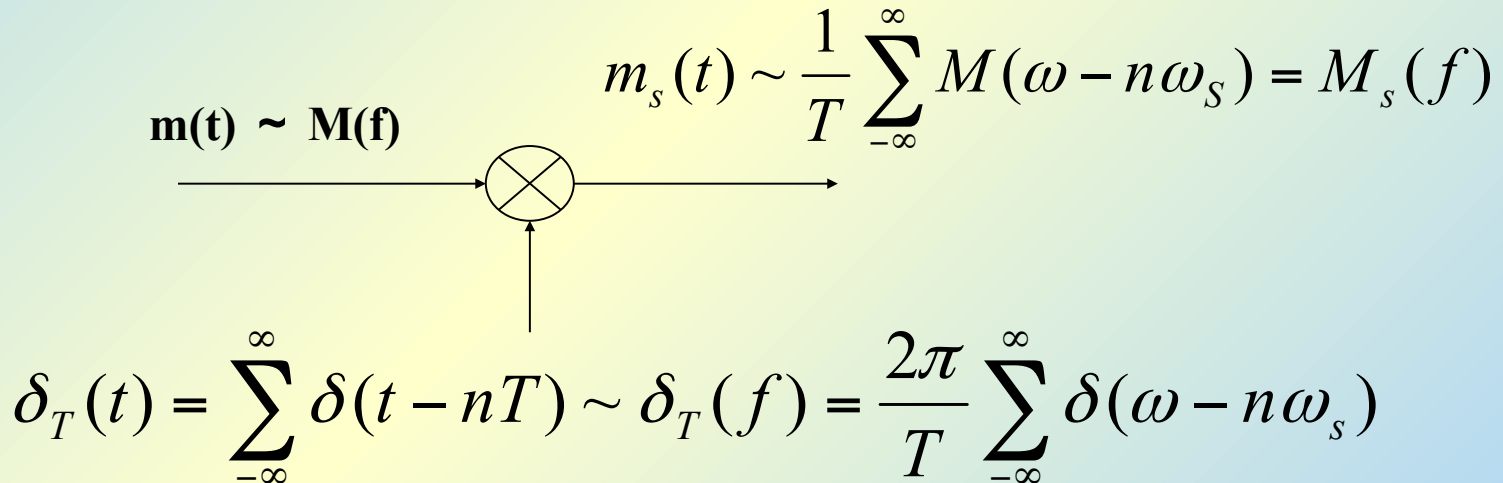


# 7.2 取样定理

一、基带信号 (  $0 \sim f_H$  , 或  $f_L \sim f_H$  且  $f_L \leq f_H$  )

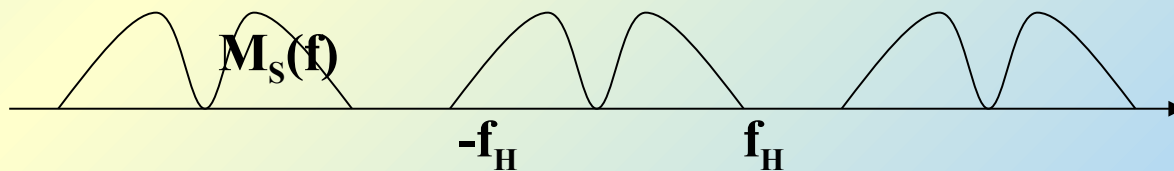
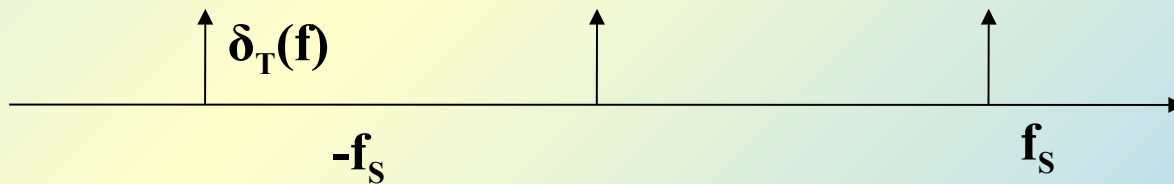
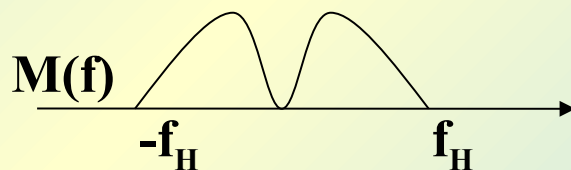
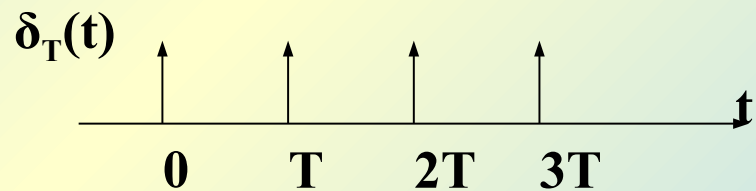
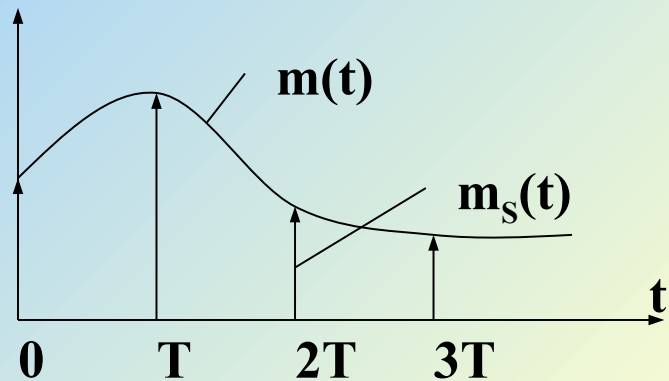
抽样频率  $f_s \geq 2f_H$       语音  $f_s = 8\text{kHz}$

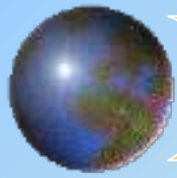
理想抽样





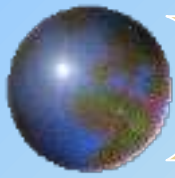
# 波形





# 取样的恢复

- ✦ 只要信号不重叠，则可以串联一个低通滤波器来恢复。
- ✦ 如果信号重叠了，则成为欠采样，比较有名的例子为：频闪效应。
- ✦ 实际上，时域有限的信号频域是无限的，但是大部分的能量由一定频率范围内的分量所携带，因此在工程上往往认为是频带有限的。



## 7.2 取样定理

**二、频带信号** (  $f_L \sim f_H$   $f_L \gg 0$  一般为已调信号 )

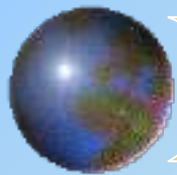
$$B = f_H - f_L, \quad f_H = nB + kB \quad 0 \leq k < 1$$

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

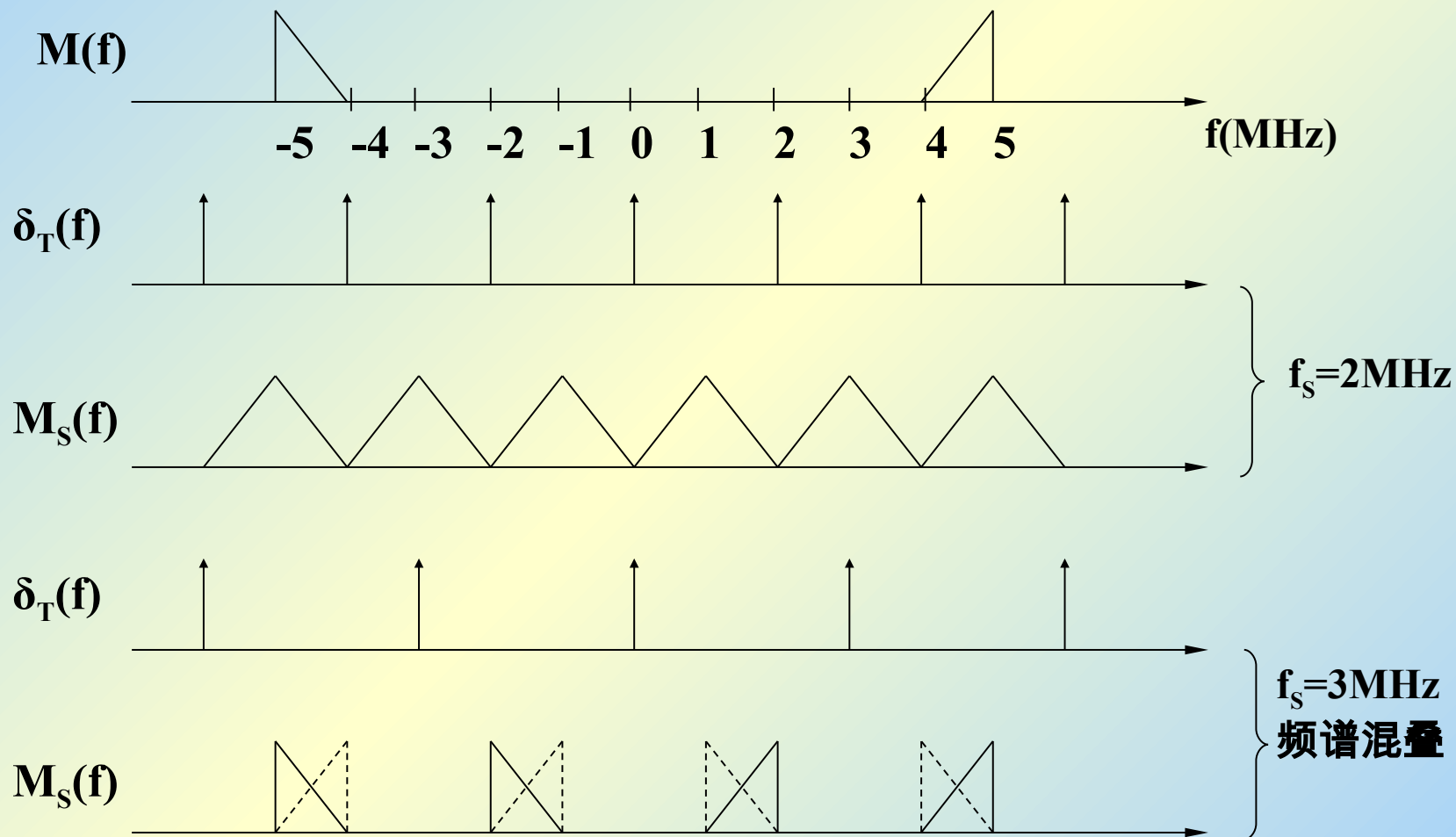
当  $f_H \gg f_L$  即  $n \gg 1$  时  $f_s = 2B$

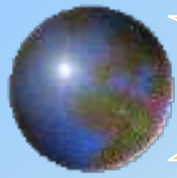
当  $f_s \gg 2B(1 + k/n)$  时可能出现频谱混叠现象 ( 这一点是与低频现象不同的 )

例：  $f_H = 5\text{MHz}$  ,  $f_L = 4\text{MHz}$  ,  $f_s = 2\text{MHz}, 3\text{MHz}$  时 ,  
求  $M_s(t)$



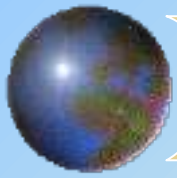
# 波形





## 7.3 脉冲振幅调制 (PAM)

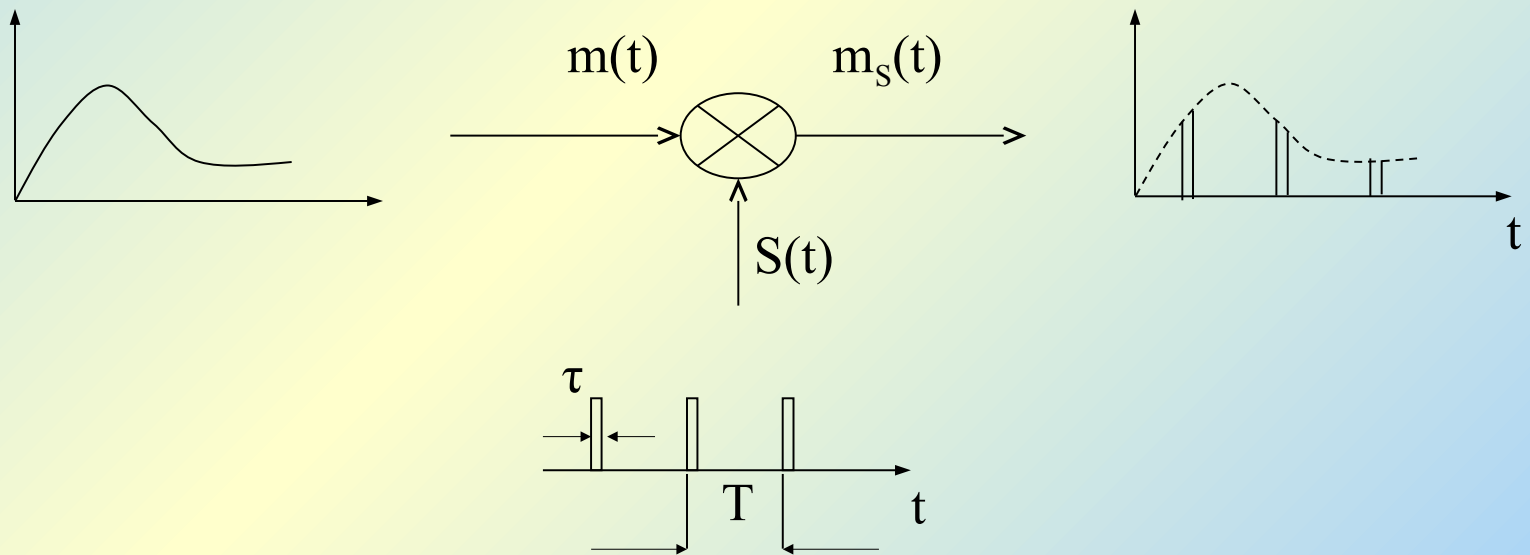
- ✚ 脉冲调制：用基带信号去改变脉冲的某些参数。分为：
  - ✚ **PAM** 脉幅调制；
  - ✚ **PDM** 脉宽调制；
  - ✚ **PPM** 脉位调制；



## 7.3 脉冲振幅调制 (PAM)

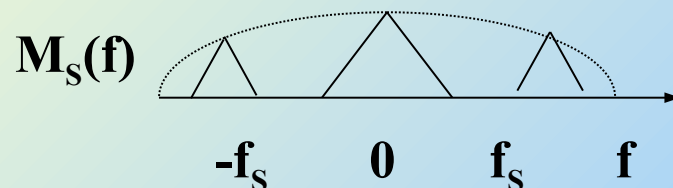
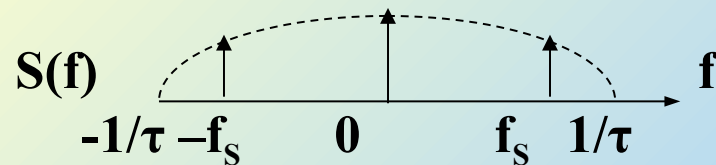
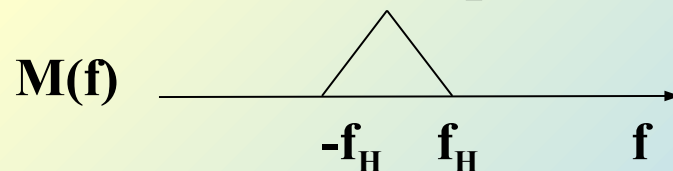
用脉冲串作为载波对模拟信号进行振幅调制，理论上  
有两种 PAM，即自然抽样 PAM 和平顶抽样

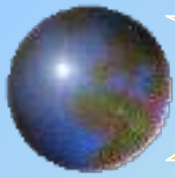
### 一、自然抽样 PAM



# 频谱与波形

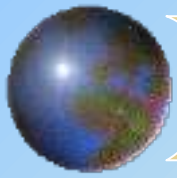
$$\begin{aligned}
 M_S(\omega) &= \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] \\
 &= \frac{1}{2\pi} M(\omega) * \left[ \tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \cdot \frac{2\pi}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] \\
 &= \frac{\tau}{T} M(\omega) * \left[ \sum_{-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_s\tau}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_s) \right] \\
 &= \frac{\tau}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_s\tau}{2}\right) M(\omega - n\omega_s)
 \end{aligned}$$





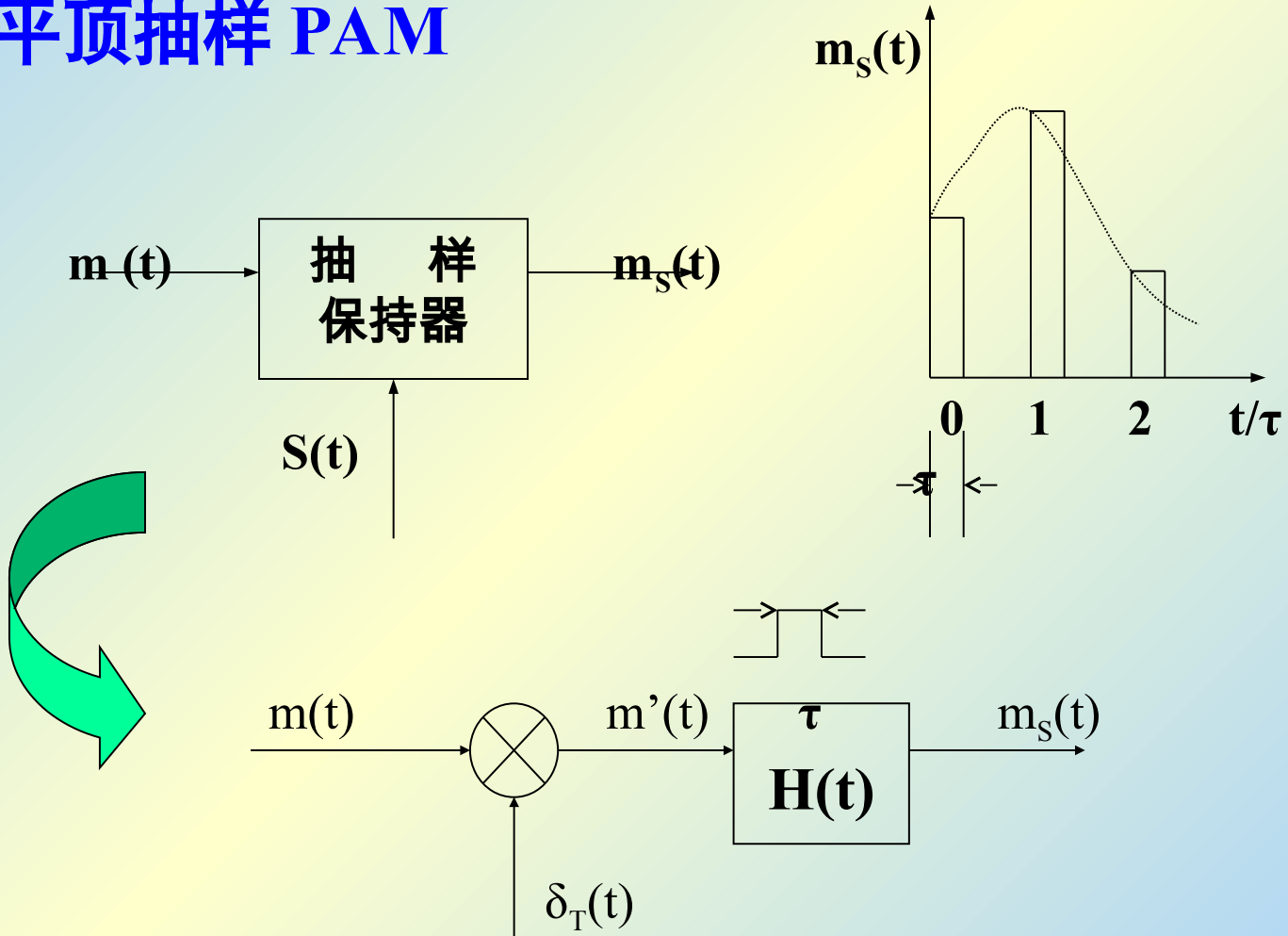
# 说明

- ( 1 )  $m_s(t)$  仍为模拟信号
- ( 2 )  $M_S(f)$  频谱不失真，通过理想低通滤波器即可恢复出模拟信号  $m(t)$
- ( 3 )  $m_s(t)$  信号带宽 ( 第一零点带宽 ) 为  $1/\tau$  ， PAM 系统带宽为  $1/\tau$  时，收端 PAM 无失真，时分复用传输时各路信号互不串扰以利于分路。 ( 实际时分复用系统是不用 PAM 信号的 )



# 7.3 脉冲振幅调制 (PAM)

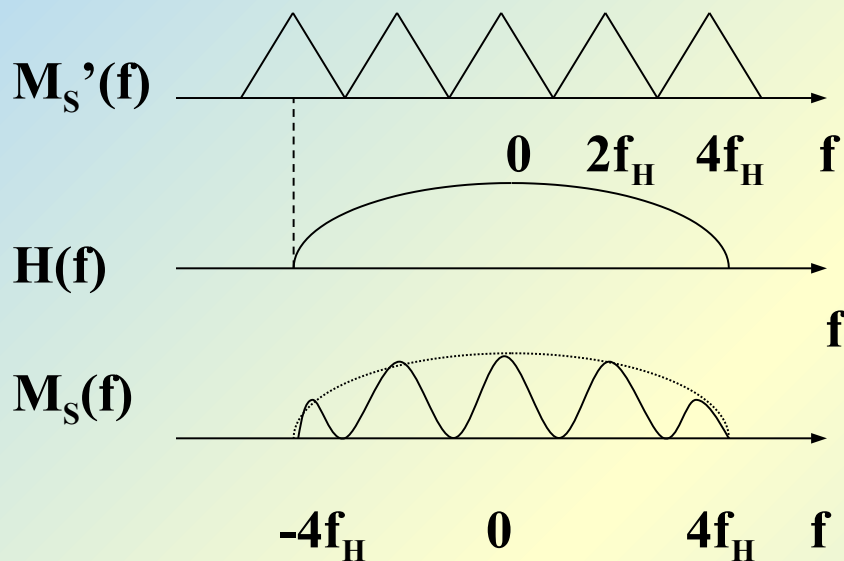
## 二、平顶抽样 PAM





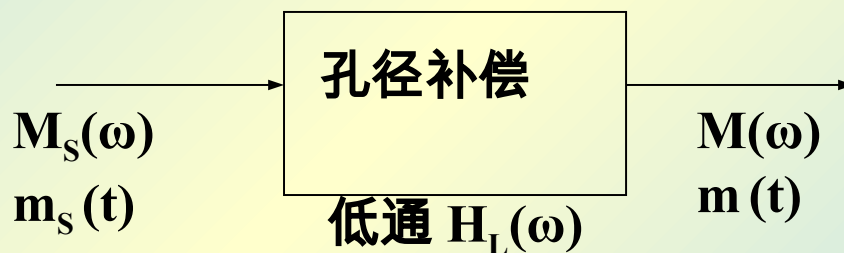
# 频谱与波形

设  $f_s = 1/T = 2f_H$  ,  $\tau = T/2$  , 可得  $m_s(t)$  频谱



$$M_s(\omega) = H(\omega)M'_s(\omega)$$

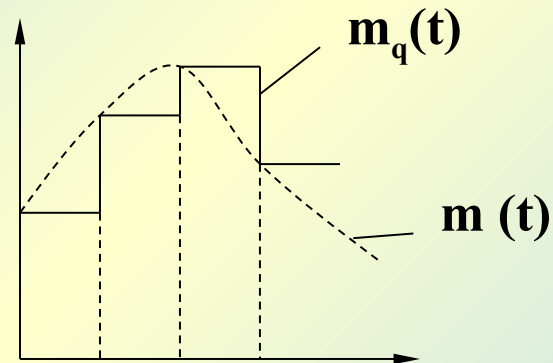
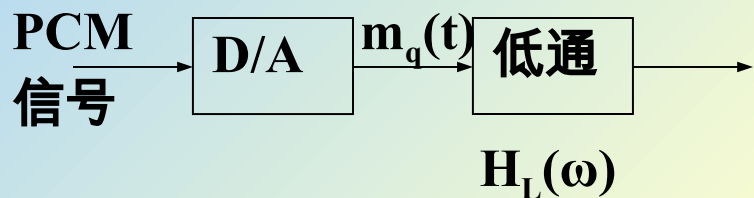
$$= \frac{\tau}{T} \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \sum_{-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s)$$



$$H_L(\omega) = \begin{cases} \text{Sa}^{-1}(\omega\tau/2) & |\omega| \leq \omega_H \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

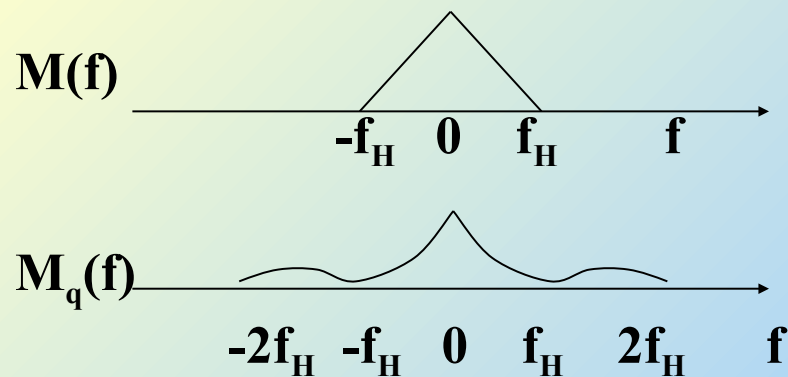


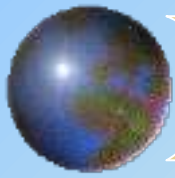
### 三、研究 PAM 的实际意义



忽略量化误差后， $m_q(t)$  为  $\tau=T$  的平顶抽样 PAM 信号，即阶梯波信号

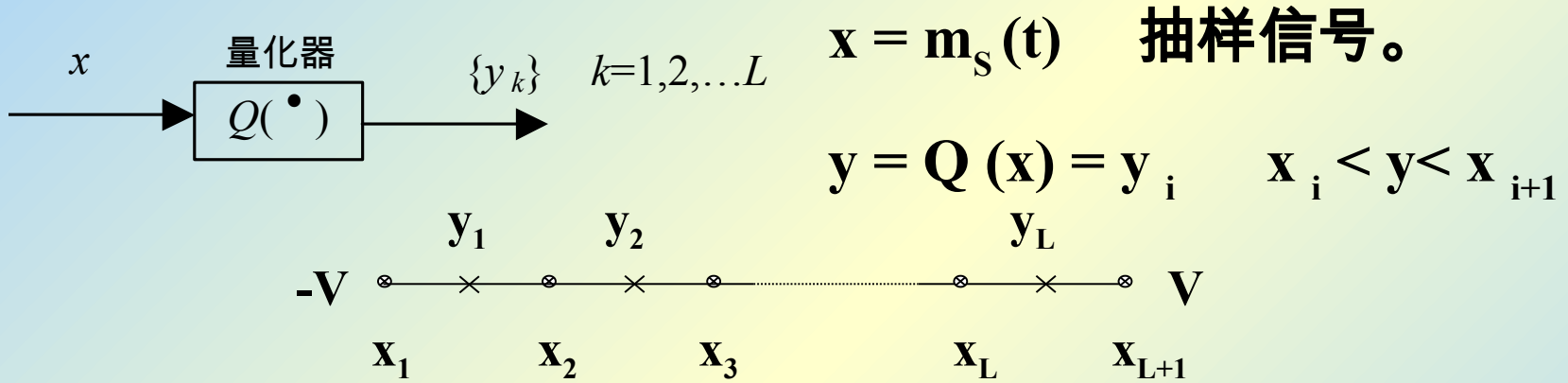
$$H_L(\omega) = \begin{cases} \text{Sa}^{-1}(\omega T/2), & |\omega| \leq \omega_H \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$





# 7.4 模拟信号的量化

## 一、基本概念

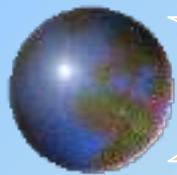


**量化范围** (  $-V$  ,  $V$  )      **量化电平数** ( 分层级数 )  $L$

**分层电平**  $x_i$        $i = 1, 2, \dots, L+1$

**量化电平**  $y_i$        $i = 1, 2, \dots, L$

**量化间隔**  $\Delta v_i = x_{i+1} - x_i$        $i = 1, 2, \dots, L$



$x$  的动态范围 (  $-a, a$  ) ,  $a > V$  时过载 ,  $a = V$  时满载。

**过载量化噪声功率 :**

$$N_{q0} = \int_{-a}^{-V} (x + V)^2 f(x) dx + \int_V^a (x - V)^2 f(x) dx$$

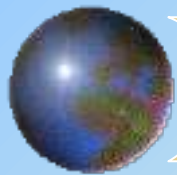
**量化噪声功率 ( 常规量化噪声功率 ) :**

$$N_q = \sigma_q^2 = \sum_{i=1}^L \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - y_i)^2 f(x) dx$$

**量化噪声比**       $S/N_q$

**均匀量化**       $\Delta v_i = \Delta v = 2V/L = 2a/M \quad (M \leq L)$

**非均匀量化**       $\Delta v_i \neq \text{常数}$



## 二、均匀量化

### 均匀量化

量化电平  $(-V, V)$ ， $L$  个间隔。

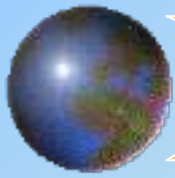
$$\begin{cases} \Delta_k = \Delta = \frac{2V}{L} & k = 1, 2, \dots, L \\ y_k = \frac{x_k + x_{k+1}}{2} \end{cases}$$

### 量化噪声

一般满足  $L \gg 1$ ，可以证明  $N_q$  最小（最佳量化器）的条件

是

$$\begin{cases} x_i = (y_i + y_{i-1})/2 & i = 2, 3, \dots, L \\ y_i = (x_i + x_{i+1})/2 & i = 1, 2, \dots, L \end{cases}$$



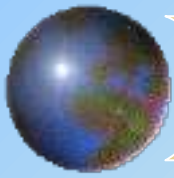
# 量化噪声

设  $p_i$  是  $x$  处于第  $i$  段内的概率，则第  $i$  段内  $p(x) \approx p_i / \Delta v_i$

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^L \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - y_i)^2 p(x) dx \approx \sum_{i=1}^L \frac{p_i}{\Delta v_i} \int_{x_i}^{x_{i+1}} (x - y_i)^2 dx \\ &= \sum_{i=1}^L \frac{p_i}{\Delta v_i} \left[ \frac{(x_{i+1} - y_i)^3}{3} - \frac{(x_i - y_i)^3}{3} \right] = \sum_{i=1}^L \frac{p_i}{\Delta v_i} \left[ \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta v_i}{2}\right)^3 - \frac{1}{3} \cdot \left(-\frac{\Delta v_i}{2}\right)^3 \right] \\ &= \sum_{i=1}^L \frac{p_i}{\Delta v_i} \cdot \frac{1}{12} (\Delta v_i)^3 = \frac{1}{12} \sum_{i=1}^L p_i (\Delta v_i)^2 \end{aligned}$$

$\therefore$  均匀量化  $\therefore \Delta v_i = \Delta v = 2V/L = 2a/M$

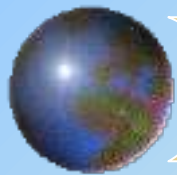
$$N_q = \frac{(\Delta V)^2}{12} \sum_{i=1}^L p_i = \frac{(\Delta V)^2}{12} = \frac{V^2}{3L^2} = \frac{a^2}{3M^2}$$



## 量化噪声（说明）

$$N_q = \frac{(\Delta V)^2}{12} \sum_{i=1}^L p_i = \frac{(\Delta V)^2}{12} = \frac{V^2}{3L^2} = \frac{a^2}{3M^2}$$

**均匀量化器量化噪声是一个常数，与信号大小无关，故小信号的量化信噪比小，大信号的量化信噪比大。电子系统中对量化信噪比有一定要求。故均匀量化器（线性 PCM）只适于动态范围小的的信号（如图象信号）。**



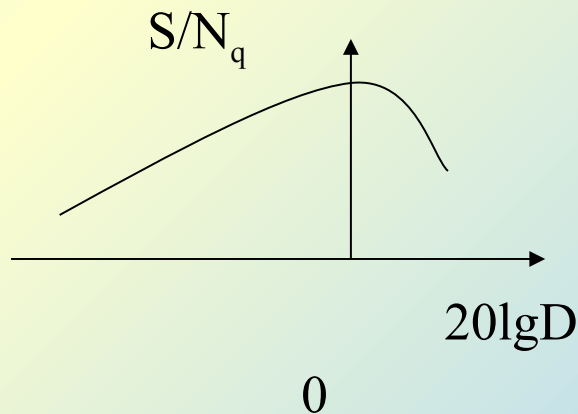
# 1. 量化信噪比 --- 均匀分布

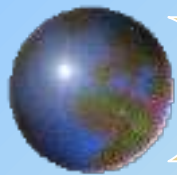
$$p(x) = \frac{1}{2a} \quad S = \int_{-a}^a x^2 f(x) dx = \frac{1}{3} a^2$$

令  $D = a/V$  ，得  $S/N_q = D^2 L^2$  ，设编码位数为  $N$  ，则  $L = 2^N$

$$S/N_q = 20 \lg D + 6N \text{ (dB)}$$

编码位数增加一位， $S/N_q$  增大 6 dB ，满载时， $S/N_q = 6N$  dB 。  $D > 1$  时过载。





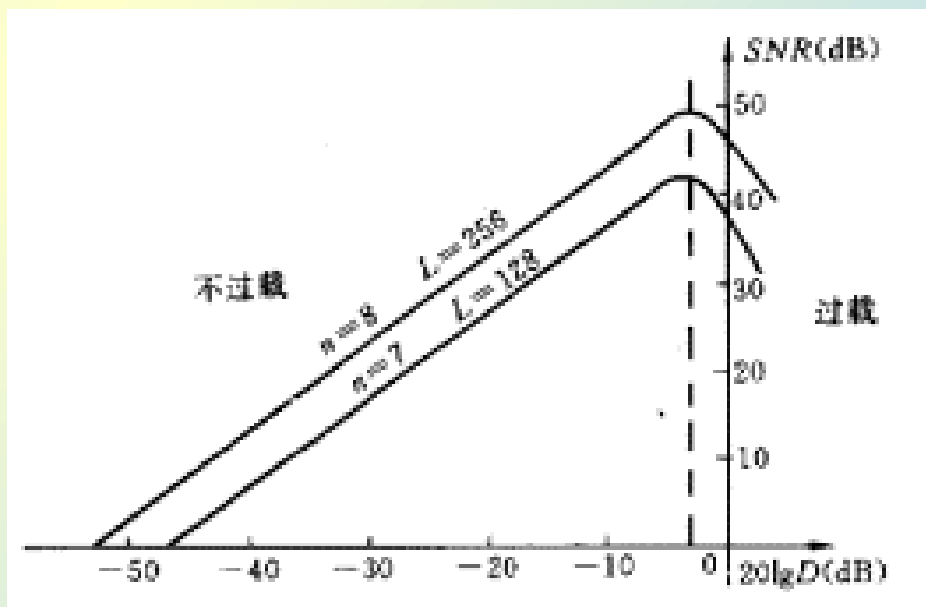
## 2. 量化信噪比 --- 正弦波

✦ 量化信号  $A_m \sin \omega_c t$

✦ 量化信噪比  $D = A_m / (\sqrt{2}V)$

$$\frac{S}{N_q} = \frac{S}{\sigma_q^2} = \frac{3}{2} \left( \frac{A_m}{V} \right)^2 L^2 = 10 \lg 3 + 20 \lg D + 6.02 N$$

◆ 每增加一位  
编码，提高 6dB

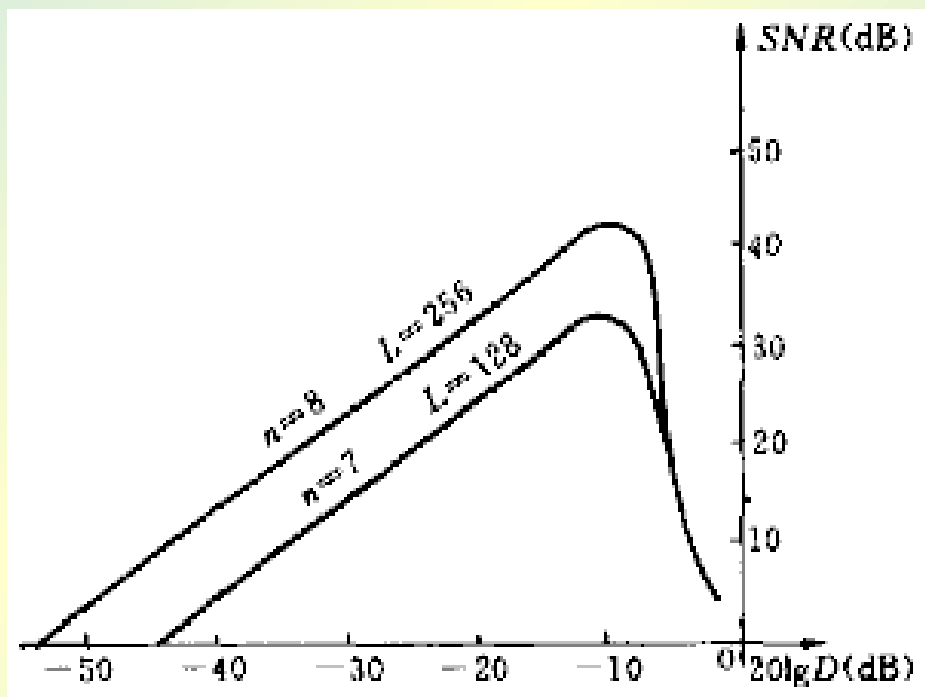


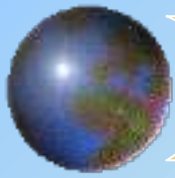


### 3. 量化信噪比 --- 语音信号

语音信号分布:  $p_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2}} e^{-\frac{\sqrt{2}|x|}{\sigma_x}}$

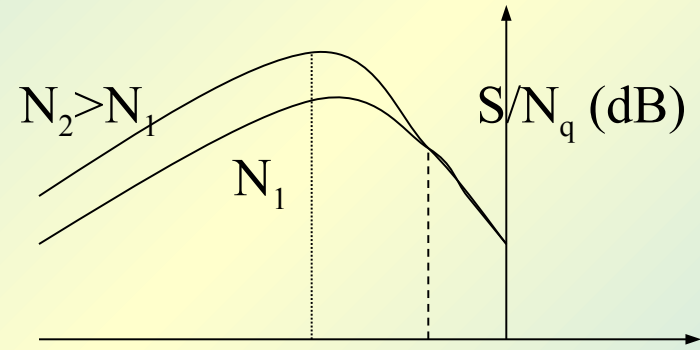
信噪比:  $\frac{S}{N} \approx 6.02 N + 4.77 + 20 \lg D$





# 举例

**例：**长话要求：话音信号  
功率在 45 dB 范围变化时  
 $S/N_q \geq 25$  dB 。若用线性



PCM ，求编码位数  $N$

-14   -7   0   20lgD

**解：**允许信号最大值为  $20\lg D = -7$  dB ，最小值为  $-52$  dB

由  $25 = 4.77 - 52 + 6N$  求得  $N = 12$

即线性 PCM 编码位数应不小于 12 才能满足长话质量要求。



## 举例 (续)

单路话音  $R_b \geq 8 * 12 = 96 \text{ kb/s}$

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

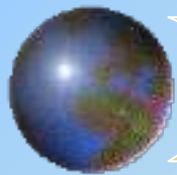
将  $V$  归一化:  $\Delta V = \frac{1}{2^{11}}$

目前国际标准  $R_b = 64 \text{ kb/s}$  , 所以  $N = 8$  。

由  $25 = 20 \lg D + 4.77 + 48$  求得  $20 \lg D = -28 \text{ dB}$  。

即允许信号动态范围仅为  $21 \text{ dB}$

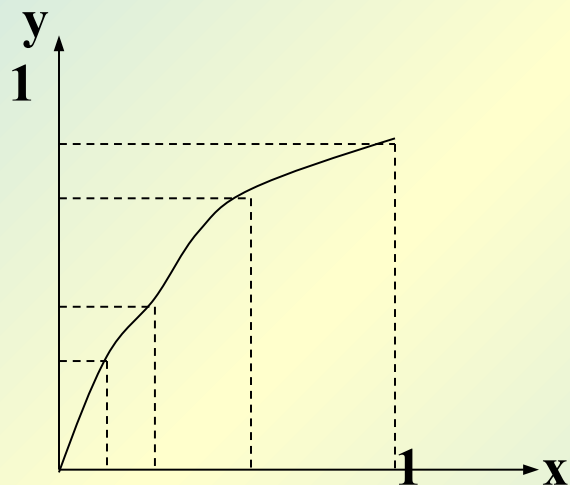
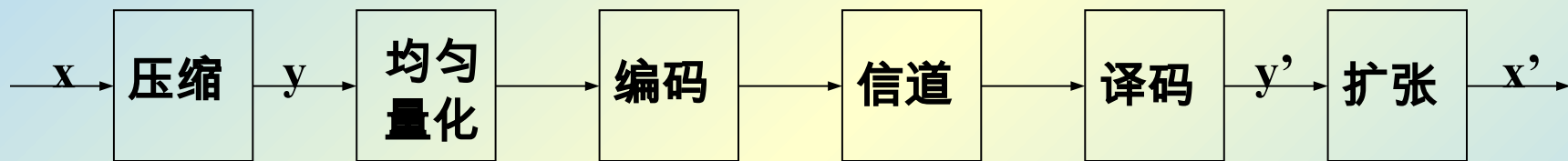
**结论：均匀量化 ( 线性 PCM ) 不适用于长话通信。**



# 三、非均匀量化

小信号， $\Delta V$  小， $S/N_q$  提高

大信号， $\Delta V$  大， $S/N_q$  减小，但仍可满足话音质量要求



对  $y$  进行均匀量化，相当于对  $x$  进行非均匀量化，可提高小信号  $x$  的量化信噪比。



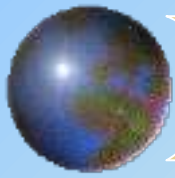
# 国际标准

## $\mu$ 律对数压缩特性

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad \mu = 255$$

## A 律对数压缩特性

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



**量化信噪比改善：**

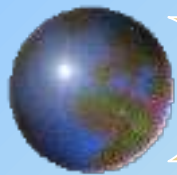
$$Q = \frac{(S/N_q)_{\text{非均匀}}}{(S/N_q)_{\text{均匀}}} = \frac{(N_q)_{\text{均匀}}}{(N_q)_{\text{非均匀}}}$$

$$N_q = \frac{(\Delta V)^2}{12} \quad \Delta V = \begin{cases} \Delta y & \text{均匀量化，不变化} \\ \Delta x & \text{非均匀量化，变化} \end{cases}$$

$$\therefore Q = (\Delta y / \Delta x)^2 = (dy/dx)^2 = 20 \lg(dy/dx) \quad (\text{dB})$$

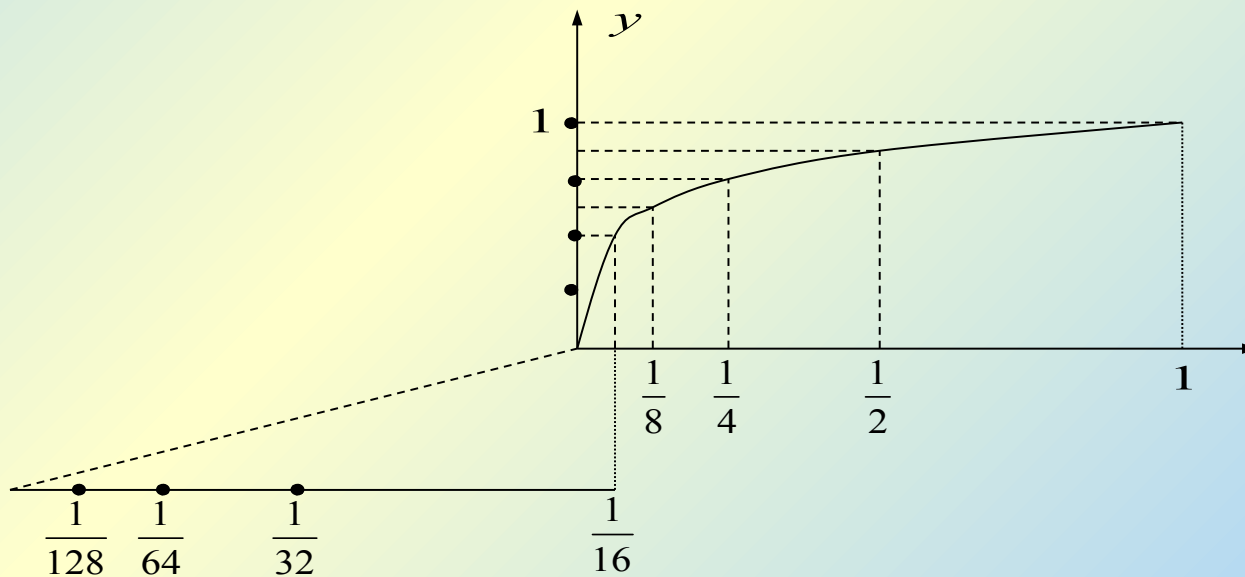
$$Q = \begin{cases} 35.7 \sim -15 \text{ dB} & \mu \text{ 律} \\ 24 \sim -15 \text{ dB} & \text{A 律} \end{cases}$$

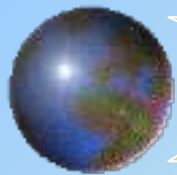
**N=8 时，将线性 PCM 动态范围由 21 dB 扩展为 45 dB，56.7 dB**



# 我国常见的非均匀量化

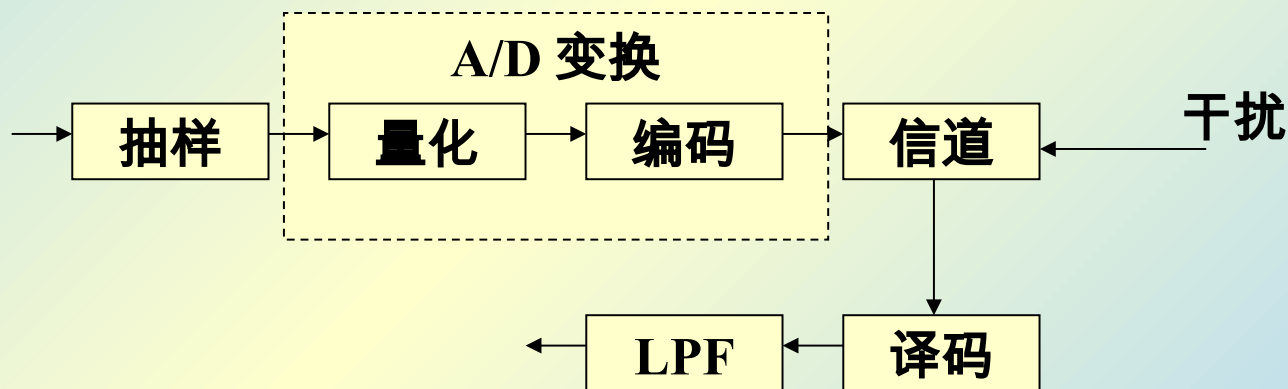
## ⊕ A律 13折线

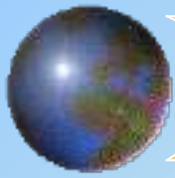




## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

- 将模拟信号抽样量化，然后使已量化值变换为代码，称之为 **PCM**；
- PCM** 通信系统方框图为：

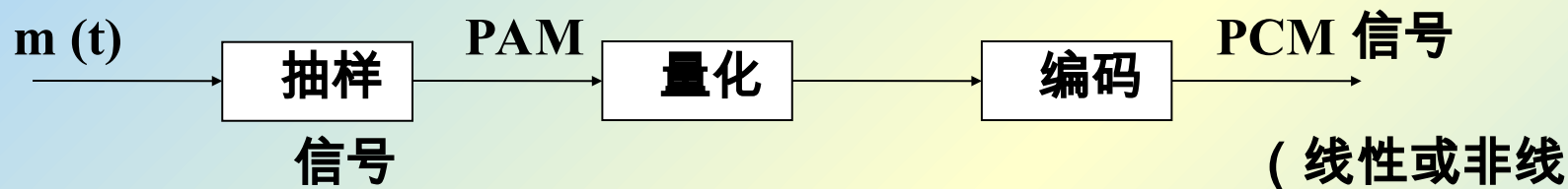




## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

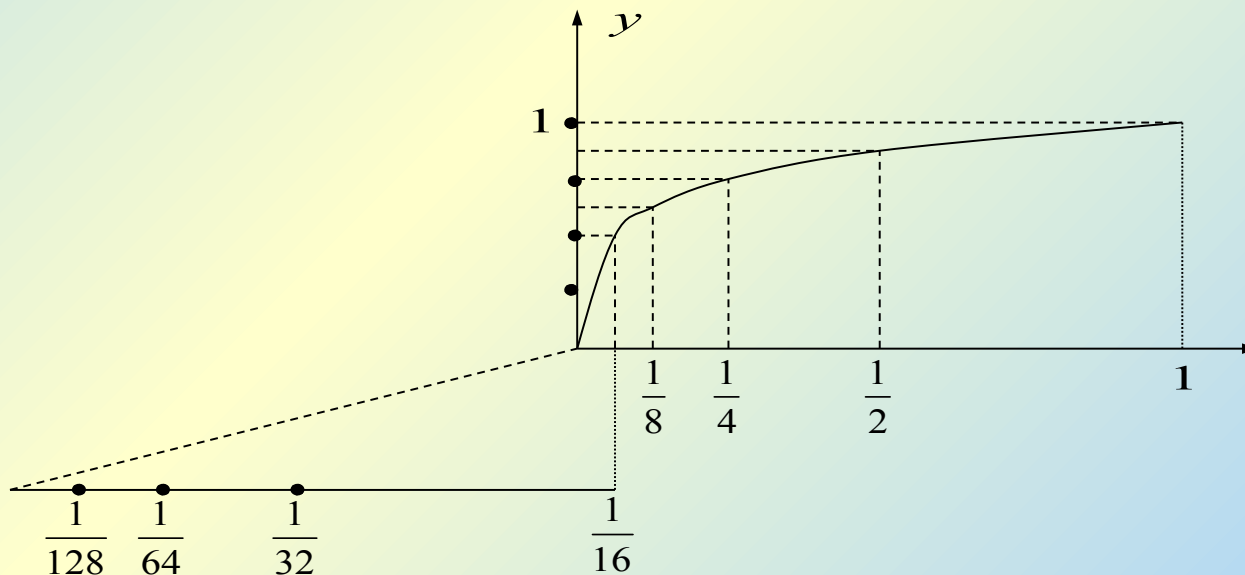
- ❖ 把量化后的信号变换为代码的过程称为编码，反之为译码。它们属于信源编码的范畴。
- ❖ 编码器的种类大致可以归为三类：逐次比较型，折叠级联型，混合型。
- ❖ 编码码型常见的有：自然二进制码和折叠二进制码；
- ❖ 折叠二进制码可以简化编码的过程，在传输中如果出现误码，对小信号影响较小。

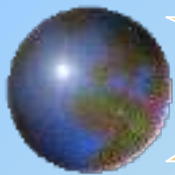
# 7.5 脉冲编码调制 (PCM)



## 一、性 A 律 PCM 原理

### 1、A 律 13 折线压缩特性





## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

正信号：8 段，7 个斜率

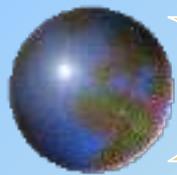
负信号：8 段，7 个斜率

整个信号范围内共 16 段，13 个斜率的折线

每一段再等分为 16 份

x 最小量化间隔  $\Delta = 1/128 \times 1/16 = 1/2^{11}$ ，等效于 11 位均匀量化，称为量化电平

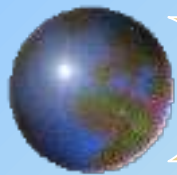
x 最大量化间隔  $\Delta = 1/2^5$ ，等效于 5 位均匀量化



## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

### 压缩特性表

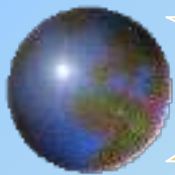
段落	1	2	3	4	5	6	7	8
量化电平 ( $\Delta$ )	1	1	2	4	8	16	32	64
起始电平 ( $\Delta$ )	0	16	32	64	128	256	512	1024
斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4
Q (dB)	24	24	18	12	6	0	-6	-12



# 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

## A 律 PCM 编码

	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$C_7$	$C_8$	
<b>极性码</b>		<b>段落码</b>			<b>段内码</b>				
<b>1 正</b>		0	0	0	①	0	0	0	
<b>0 负</b>		0	0	1	②	0	0	0	
		0	1	0	③	0	0	1	
		...	...	...	...	...	...	...	
		1	1	1	⑧	1	1	1	
						8	4	2	1
									<b>权值</b>



# 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

例：抽样值  $x_k = 1270 (\Delta)$ ，求 PCM 码

①  $x_k > 0$   $C_1 = 1$

②  $x_k > 128$   $C_2 = 1$  手工编码时合为一步

③  $x_k > 512$   $C_3 = 1$   $\because x_k > 1024$

④  $x_k > 1024$   $C_4 = 1$   $\therefore C_2C_3C_4 = 111$

⑤  $x_k < 1024 + 8 \times 64 = 1536$   $C_5 = 0$

⑥  $x_k < 1024 + 4 \times 64 = 1280$   $C_6 = 0$

⑦  $x_k > 1024 + 2 \times 64 = 1152$   $C_7 = 1$

编码结果  $11110011 + 64_q = 1216 \Delta > (64 \Delta) / 2 = 32 \Delta$

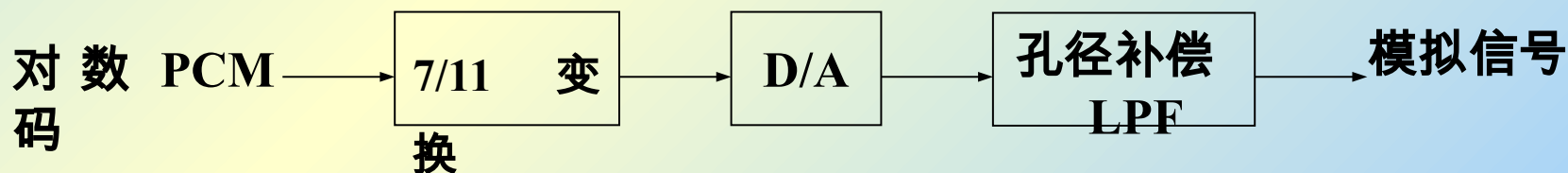
## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

$$x \longrightarrow \boxed{Q(\cdot)} \longrightarrow Q(x) = x_i \quad x_i \leq x < x_{i+1}$$

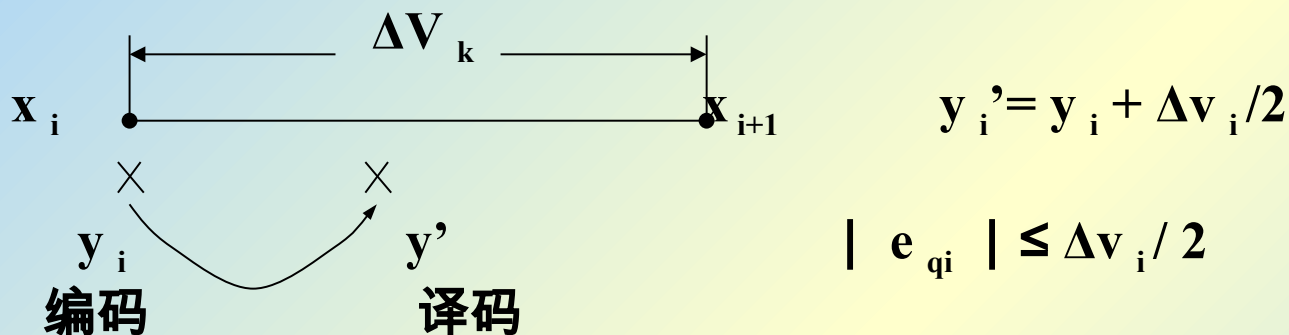
量化误差大，不是最佳量化，但电路易于实现，此为逐次比较编码法。

PCM 码为折叠码，相等的两个抽样值编码结果仅  $c_1$  不同。

### 3、A 律 PCM 译码



# 7.5 脉冲编码调制 (PCM)



例：  $x_k = 1270 (\Delta) \rightarrow$  A 律 PCM 11110011 (  $y_i$  ) = 1216

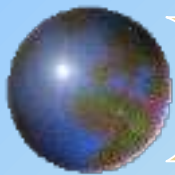
12<sup>( $\Delta$ )</sup>位线性 PCM    1   1   0   0   1   1   0   0   0   0   0   0

权值                    1024    128 64

权值电流            1024    128 64

译码结果            1216+32( $\Delta$ )

量化误差            22

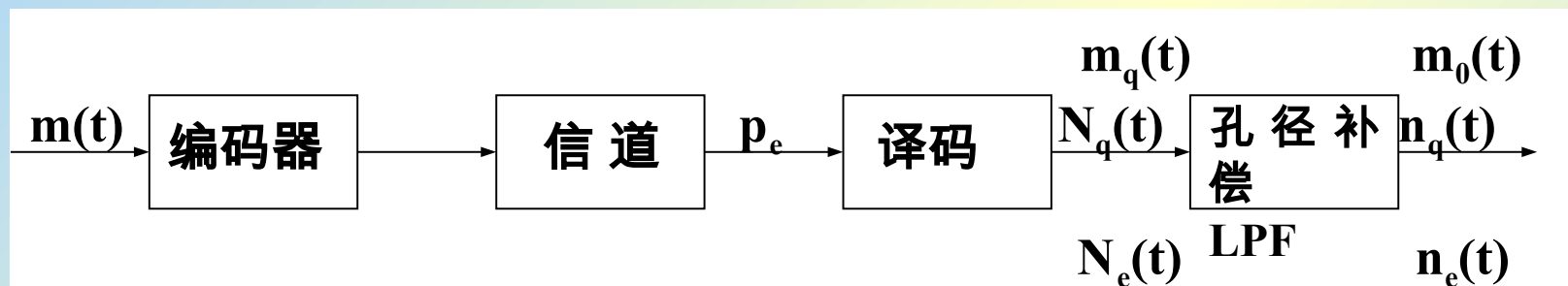


# A 律 PCM 与线性 PCM 变换关系

线性 PCM													A 律对数 PCM							
$b_{12}$	$b_{11}$	$b_{10}$	$b_9$	$b_8$	$b_7$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$C_7$	$C_8$
0	0	0	0	0	0	0	0	w	x	y	z	1	0	0	0	w	x	y	z	
0	0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	1	1	0	0	1	w	x	y	z	
0	0	0	0	0	1	w	x	y	z	1	1	x	0	1	0	w	x	y	z	
0	0	0	0	1	w	x	y	z	1	1	x	x	0	1	1	w	x	y	z	
0	0	0	1	w	x	y	z	1	1	x	x	x	1	0	0	w	x	y	z	
0	0	1	w	x	y	z	1	1	x	x	x	x	1	0	1	w	x	y	z	
0	1	w	x	y	z	1	1	x	x	x	x	x	1	1	0	w	x	y	z	
1	w	y	z	1	x	x	x	x	x	x	x	x	1	1	1	w	x	y	z	

## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

### 二、PCM 系统抗噪性能

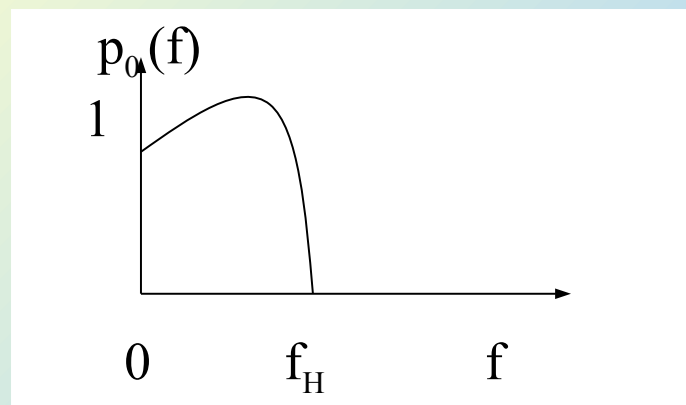
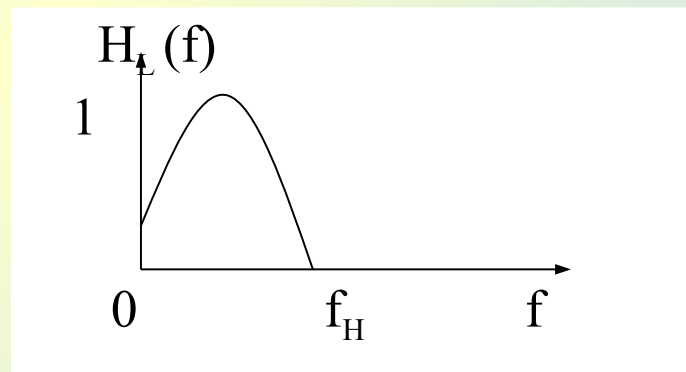
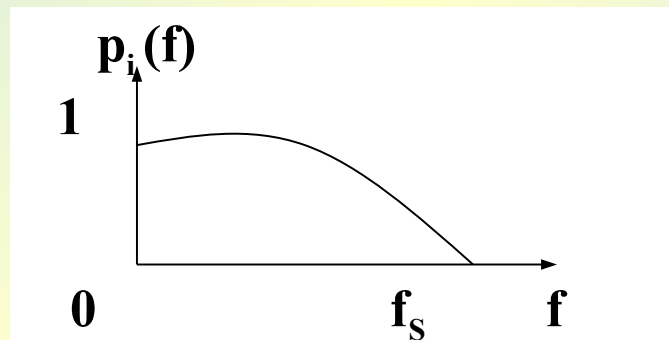
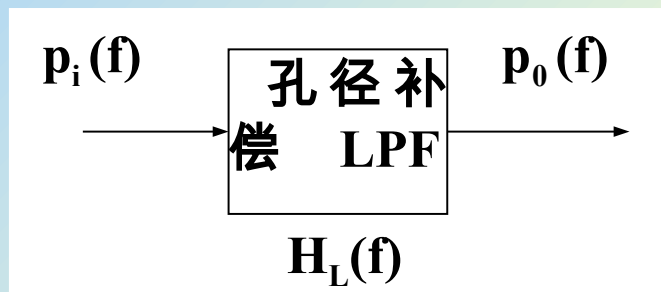


$N_q(t)$  为量化噪声， $N_e(t)$  为信道噪声

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{E[m_0^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]}$$

量化噪声和信道加性噪声的来源不同，而且它们互不依赖

# 7.5 脉冲编码调制 (PCM)



$$\begin{aligned}
 N_0 &= \int_0^{f_H} p_o(f) df \\
 &= \int_0^{f_s} p_i(f) df \\
 &= N_i
 \end{aligned}$$

即孔径补偿输出噪声功率等于输入噪声功率

入噪声功率  $N_0 = N_i = N_q + N_e$



## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

✦ PCM 系统输出平均信号量化噪声功率比为：

$$\frac{S_0}{N_q} = \frac{E[m_0^2(t)]}{E[n_q^2(t)]} = M^2 = 2^{2N} = 2^{\left(\frac{2B}{f_H}\right)}$$

可见，PCM 系统输出端平均信号量化噪声功率比将依赖于每一个编码组的位数  $N$ 。

对于一个频带限制在  $f_H$  的信号，按照抽样定理，则每秒钟至少传输的抽样脉冲数等于  $2f_H$ ，设 PCM 的编码位数为  $N$ ，则要求每秒  $2Nf_H$  个二进制脉冲，则系统总带宽  $B$  至少为  $Nf_H$



## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

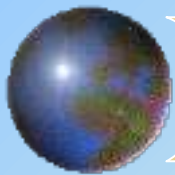
设  $m(t)$  为均匀分布，动态范围为  $(-a, a)$ ， $N$  位线性

$$\text{则 } S_0 = \frac{1}{3} a^2 = \frac{1}{3} \left( \frac{M \Delta V^{\text{PCM}}}{2} \right)^2 = \frac{M^2}{12} (\Delta V)^2 \quad N_q = \frac{1}{12} (\Delta V)^2$$

**求： $N_e = ?$**

设  $p_e$  较小，只要考虑一位错码引起的码组错误，错误概率为  $N p_e$ 。一个自然编码组中第  $i$  位错误产生的错误电压为  $2^{i-1}(\Delta V)$ 。错一个码组时，产生的误码噪声平均功率为

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1} \Delta V)^2 = \frac{2^{2N} - 1}{3N} (\Delta V)^2 \approx \frac{L^2}{3N} (\Delta V)^2$$



## 7.5 脉冲编码调制 (PCM)

$$\therefore N_e = N p_e \frac{L^2 (\Delta V)^2}{3N} = \frac{L^2 p_e (\Delta V)^2}{3}$$

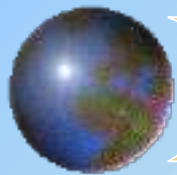
$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{\frac{M^2}{12} (\Delta V)^2}{\frac{1}{12} (\Delta V)^2 + \frac{L^2}{3} p_e (\Delta V)^2} = \frac{M^2}{1 + 4L^2 p_e}$$

最大信噪比  
( L=M )

$$S_0 / N_0 = \frac{L^2}{1 + 4L^2 p_e} = \frac{2^{2N}}{1 + 4p_e \cdot 2^{2N}}$$

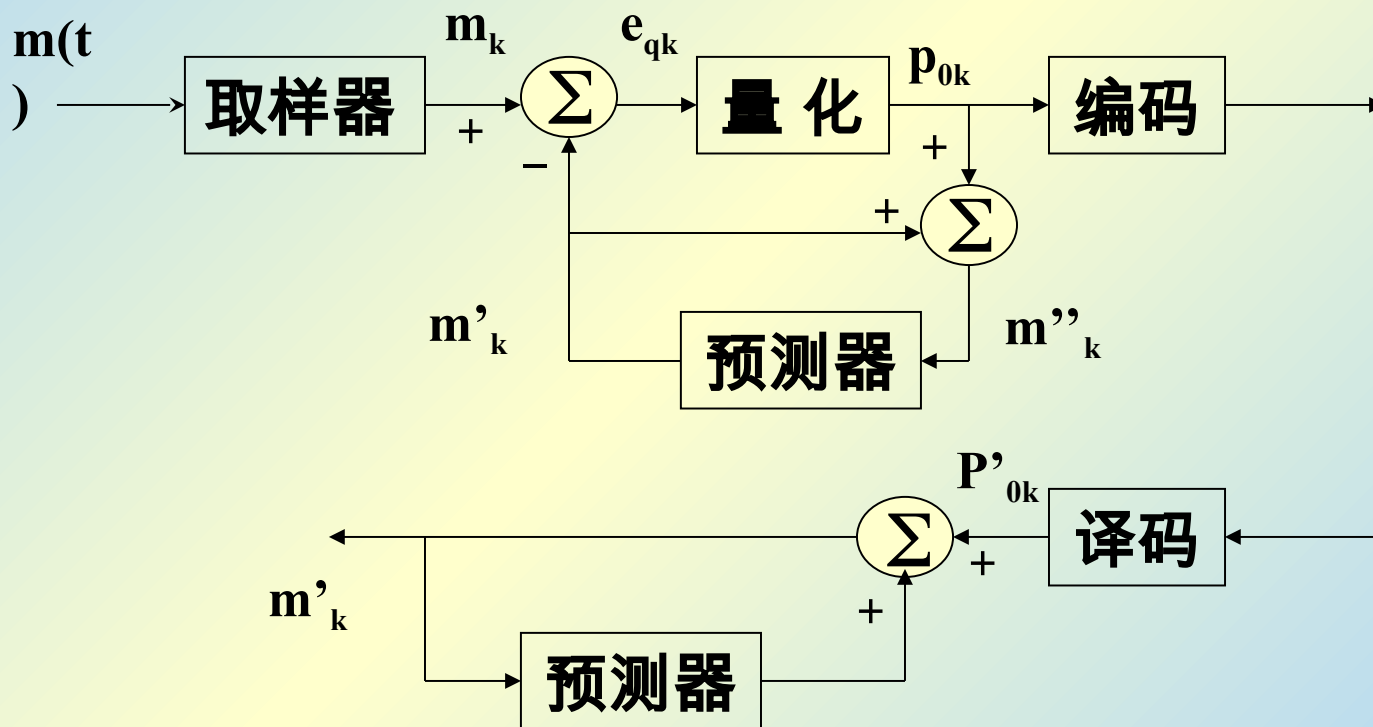
$$S_0 / N_0 \approx 2^{2N} = 6N(\text{dB}) \quad S_0 / N_e = 1/4 p_e$$

实践表明，非线性 PCM 中，当  $p_e < 10^{-6}$  时可忽略误码对输出信噪比的影响。



# 7.6 差分脉冲编码调制 (DPCM)

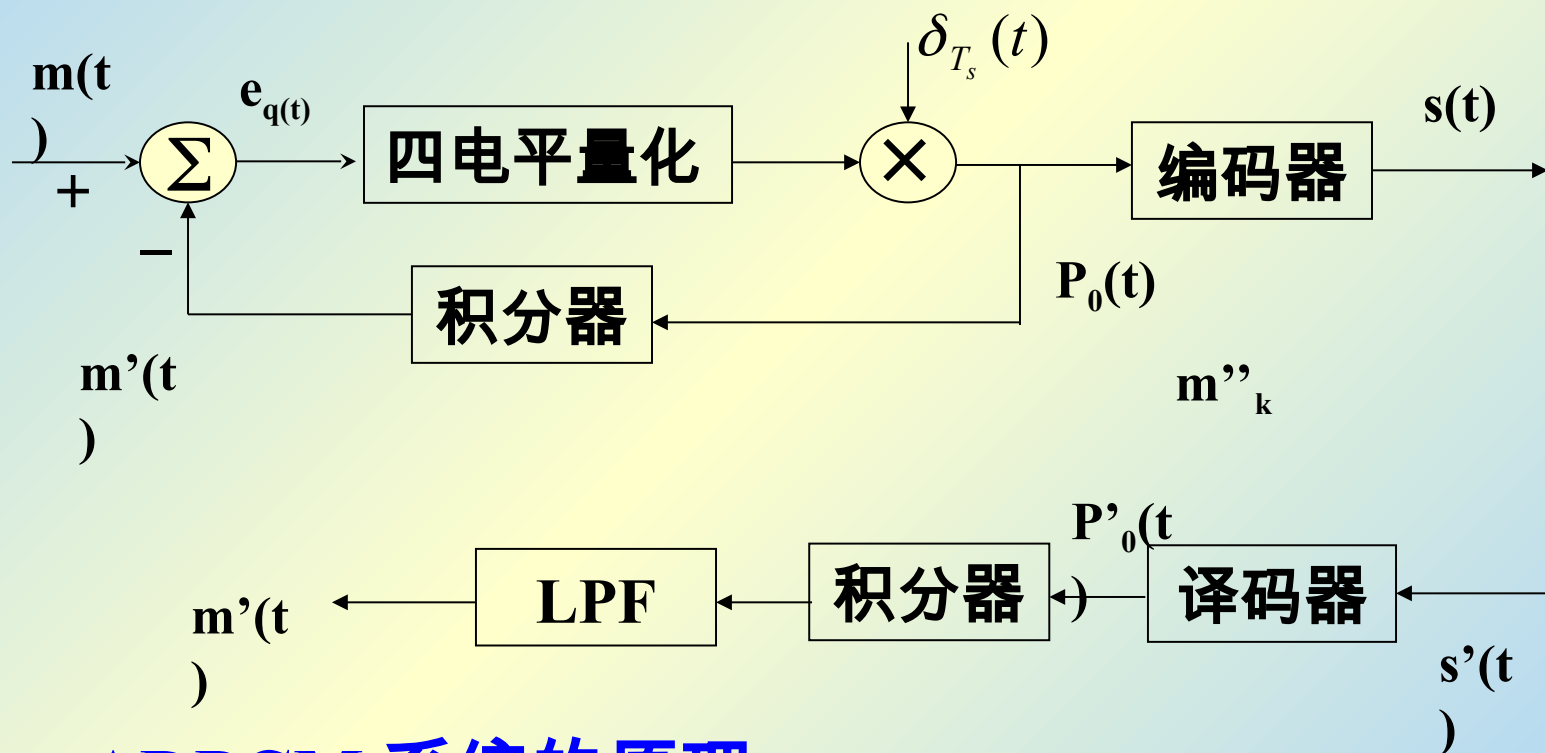
## 一、DPCM 系统的原理





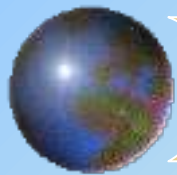
# 7.6 差分脉冲编码调制 (DPCM)

## 二、4-DPCM 系统的原理



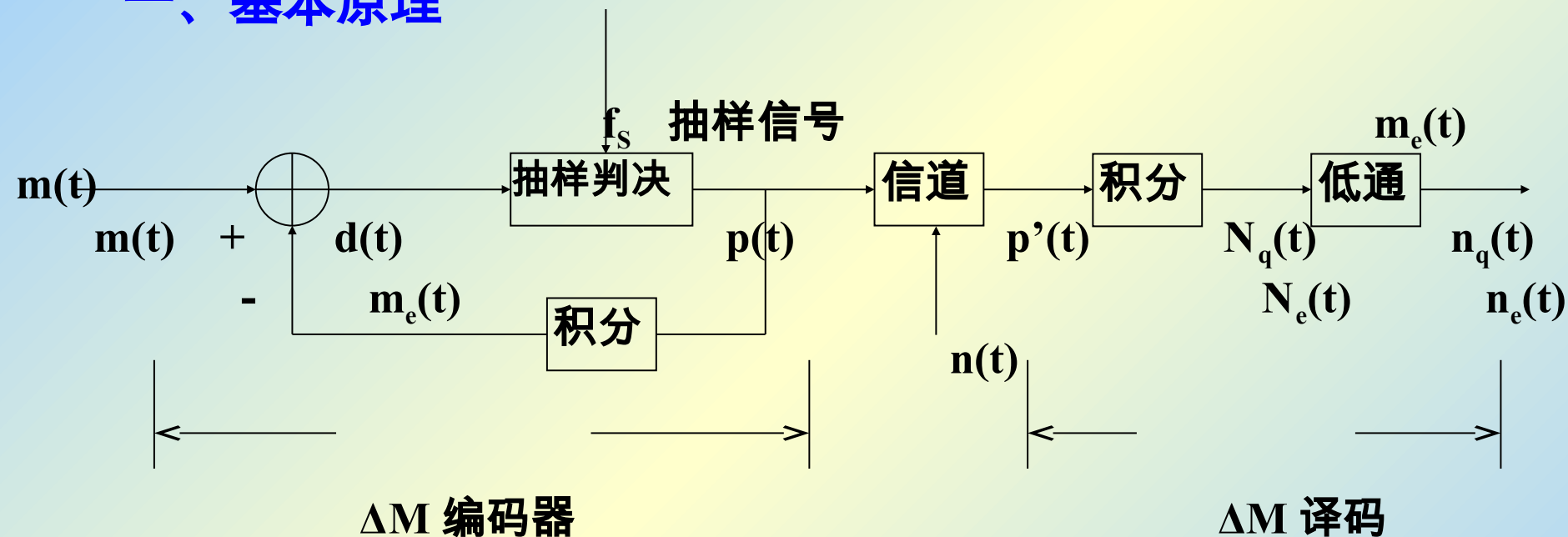
## 三、ADPCM 系统的原理

用自适应量化代替固定量化；自适应预测代替固定预测。



# 7.7 增量调制

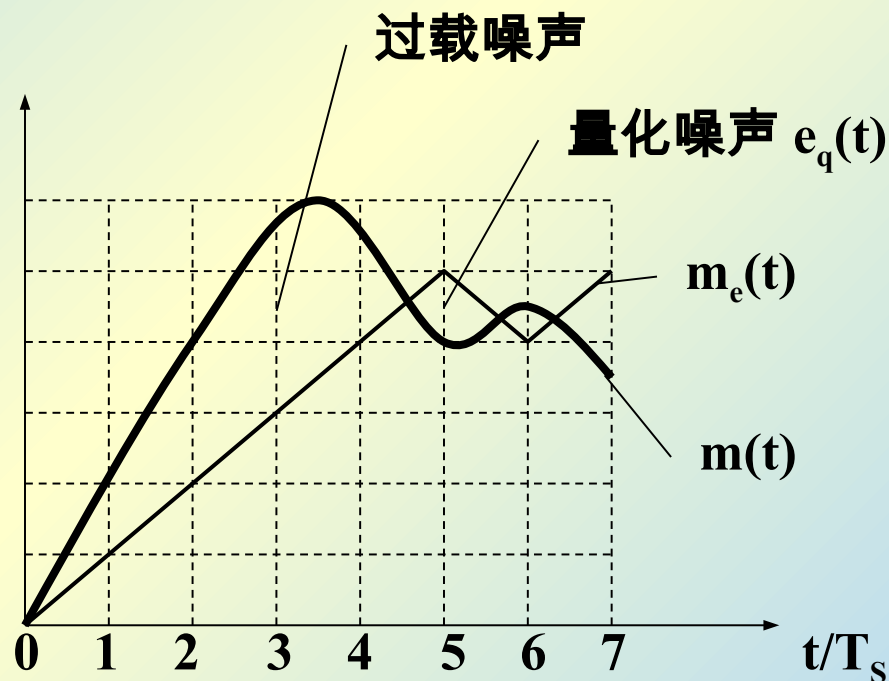
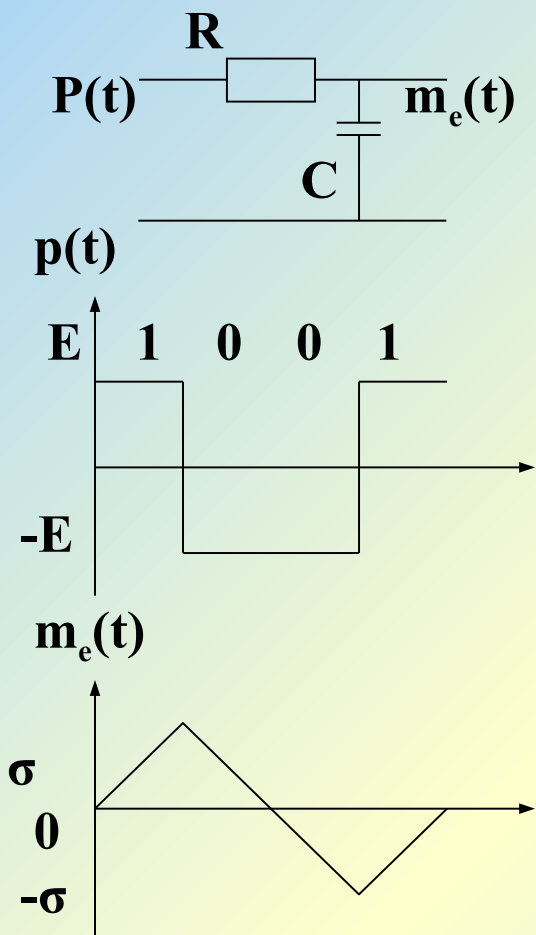
## 一、基本原理



$m_e(t)$  为预测信号， $d(t)$  为预测误差。积分器是一个最简单的预测器， $p(t)$  为“1”时，其输出增加一个量阶  $\sigma$ ， $p(t)$  为“0”时，其输出减少一个量阶  $\sigma$ 。



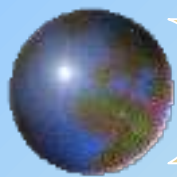
# 7.7 增量调制



$p(t)$  1 1 1 1 1 0 1

$$RC \gg T_s$$

$$\sigma = \frac{ET_s}{RC}$$



# 7.7 增量调制

## 二、量化噪声

### 1、斜率过载量化噪声（过载噪声）

输入信号  $m(t)$  的斜率大于预测信号斜率导致过载噪声

设  $m(t)=A\cos\omega t$ ，其最大斜率为  $\omega A$

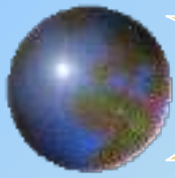
不过载条件  $A\omega < \sigma/T_s = \sigma f_s$

$$A_{\max} = \sigma f_s / \omega \quad \text{或} \quad \omega_{\max} = \sigma f_s / A$$

增大量阶  $\sigma$  和抽样频率  $f_s$ ，有利于减小过载噪声，但  $\sigma$  大，常规量化噪声大。

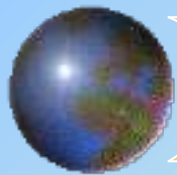
一般用提高  $f_s$  来减小过载噪声

语音  $\Delta M$  中  $f_s = 32\text{kHz}$ ，故一路语音  $\Delta M$  信号  $R_b = 32\text{ kb/s}$



## 7.7 增量调制

- ✦ 起始编码电平：
- ✦ 当输入交流信号的峰 - 峰值小于  $\sigma$  时，则增量调制的输出为 **0** 和 **1** 交替的码序列；只有单峰值大于  $\sigma/2$  时，输出二进制序列才开始随输入的变化而变化，因此，称  $\sigma/2$  为增量调制器的起始编码电平。



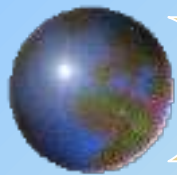
# 7.7 增量调制

## 2. 常规量化噪声 ( 量化噪声 ) $e_q(t)$

$|e_q(t)| < \sigma$  且在  $(-\sigma, \sigma)$  之间均匀分布

$e_q(t)$  功率  $N_q = \sigma^2/3$  。  $e_q(t)$  功率谱密度近似为

$$P_{eq}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{3f_s} & 0 < f < f_s \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$



## 7.7 增量调制

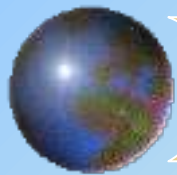
### 三、 $\Delta M$ 系统抗噪性能

设  $m(t) = A \cos \omega_k t$ ，则  $S_0 = A_m^2 / 2 = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2}$

设低通滤波器的频率范围为  $0 \sim f_H$ ，则  $n_q(t)$  功率为

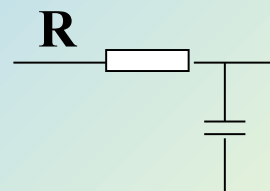
$$N_q = \frac{\sigma^2 f_H}{3 f_s}$$

可见与信号大小无关。求  $n_e(t)$  的功率  $N_e$



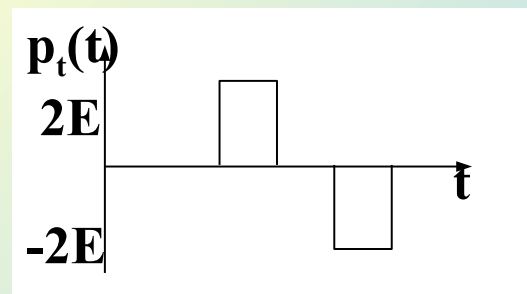
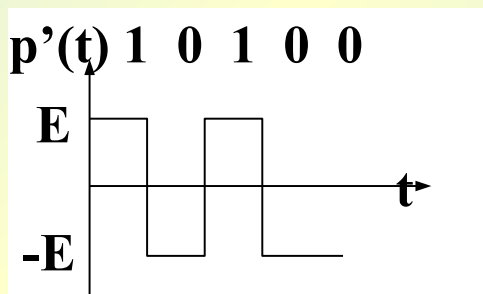
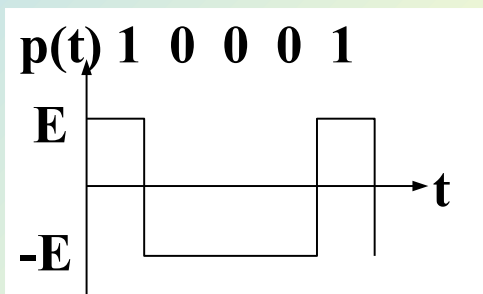
# 7.7 增量调制

积分器



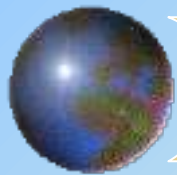
$$|I(f)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \approx \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}$$

有误码时， $p(t)$  等于  $p'(t)$  与误码序列  $p_t(t)$  之和。



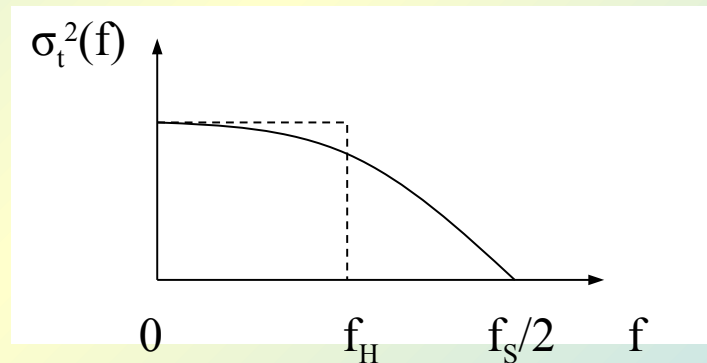
$p_t(t)$  的功率为  $\sigma_t^2 = (2E)^2 p_e$ 。

$p_t$  的功率谱密度在  $0 \sim f_H$  内  $\sigma_t^2(f)$  近似为常数  $\sigma_{t1}^2(f)$ 。



# 7.7 增量调制

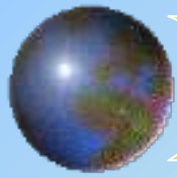
$$\sigma_{t1}^2(f) = \frac{\sigma_t^2}{f_s/2} = \frac{8E^2 P_e}{f_s}$$



$N_e(t)$  的功率谱  $\sigma_{t2}^2(f)$

$$\sigma_{t2}^2(f) = \sigma_{t1}^2(f) |I(f)|^2 = \frac{2E^2 p_e}{f_s f^2 \pi^2 R^2 C^2}$$

$$N_e = \int_{f_L}^{f_H} \sigma_{t2}^2(f) df = \left( \frac{2P_e E^2}{\pi^2 f_s R^2 C^2} \right) \left( \frac{1}{f_L} - \frac{1}{f_H} \right)$$



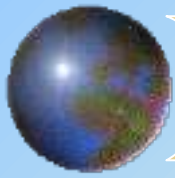
## 7.7 增量调制

$$\because f_H \gg f_L \quad \therefore N_e = \frac{2p_e E^2}{\pi^2 f_S R^2 C^2 f_L}$$

$$\because \sigma = \frac{ET_S}{RC} \quad \therefore N_e = \frac{2\sigma^2 p_e f_S}{\pi^2 f_L}$$

$$S_0 / N_0 = \frac{S_0}{N_q + N_e} = \frac{3f_L f_S^3}{8\pi^2 f_L f_H f_k^2 + 48p_e f_k^2 f_S^2}$$

$$S_0 / N_q = \frac{0.04 f_S^3}{f_k^2 f_H} \quad S_0 / N_e = \frac{f_L f_S}{16p_e f_k^2}$$



## 7.7 增量调制

**讨论：**

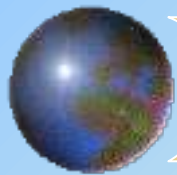
( 1 ) 令  $f_s=32\text{kHz}$  ,  $f=1\text{kHz}$  ,  $f_H=3.4\text{kHz}$  , 则最大量化信噪比为  $\text{SNR}_{\text{imax}}=26\text{ dB}$  不适用于长话

( 2 )  $f_s^2$  提高一倍, 量化信噪比提高 9 dB

( 3 ) 信号频率提高一倍, 量化信噪比、误码信噪比都减小 6 dB

( 4 ) 采用数字压扩自适应  $\Delta M$  改善小信号的量化信噪比, 扩大信号的动态范围

( 5 ) 采用增量总和调制 (  $\Delta-\Sigma$  调制 ) 改善高频信号信噪比



## 7.8 PCM 与 $\Delta M$ 的性能比较

### 一、有效性

一路话音  $R_{b\Delta M}=32\text{kb/s}$   $R_{b\text{PCM}}=64\text{kb/s}$   $\Delta M$  优于 PCM

### 二、可靠性

1、 $S_0/N_q$  设两者有相同的信息速率

PCM  $R_b=2Nf_H$   $\therefore$  抽样频率  $f_s=2Nf_H$

设  $f_k=1\text{kHz}$  ,  $f_H=3\text{kHz}$  , 可得

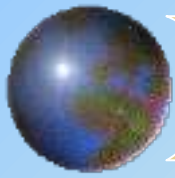
$(S_0/N_q)_{\Delta M} = 30\lg 1.42N$  (dB) —  $\Delta M$  最大量化信噪比

$(S_0/N_q)_{\text{PCM}} = 6N$  (dB) — 线性 PCM 最大量化信噪比

当  $N < 4$  ,  $\Delta M$  优于线性 PCM ; 当  $N > 4$  , 线性 PCM 优于  $\Delta M$

对数 PCM 在  $S_0/N_q$  方面相当于  $N=6\sim 12$  时的线性 PCM , 故对

数 PCM 的量化信噪比优于  $\Delta M$



## 7.8 PCM 与 $\Delta M$ 的性能比较

### 2、误码信噪比

$$(S_0 / N_e)_{PCM} = \frac{1}{4p_e} \quad (S_0 / N_e)_{\Delta M} = \frac{f_L f_S}{16p_e f_k^3}$$

设  $f_L=0.3\text{kHz}$  ,  $f_S=64\text{kHz}$  , 可求得当  $f_k < 2.4\text{kHz}$  时

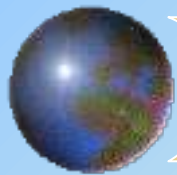
$$(S_0 / N_e)_{\Delta M} > (S_0 / N_e)_{PCM}$$

### 一般原则：

当信道噪声小时用 PCM ，如卫星通信，光纤通信，微波通信等；

当信道噪声大时用自适应  $\Delta M$  ，如某些军用通信。

PCM 允许  $p_e < 10^{-6}$  ，  $\Delta M$  允许  $p_e < 10^{-3}$  。



# DPCM 系统中的量化噪声

✦ 在 **DPCM** 中，误差范围被量化为 **M** 电平：

$$\sigma = [(M - 1) / 2] \Delta v \quad N_q = \frac{(\Delta v)^2}{12}$$

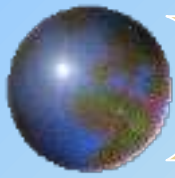
因为 DPCM 的码元速率为  $Nf_s$

$$p(f) = \frac{(\Delta v)^2}{12 N f_s}$$

经过截至频率为  $f_m$  的 LPF 之后  $N_q = p(f) \cdot f_m = \frac{(\Delta v)^2 f_m}{12 N f_s}$

$$\therefore \frac{S_0}{N_0} = \frac{3N(M-1)^2}{8\pi^2} \cdot \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}$$

可见，DPCM 性能优于增量调制，当  $N=1$ ， $m=2$  时 DPCM 即为 DM



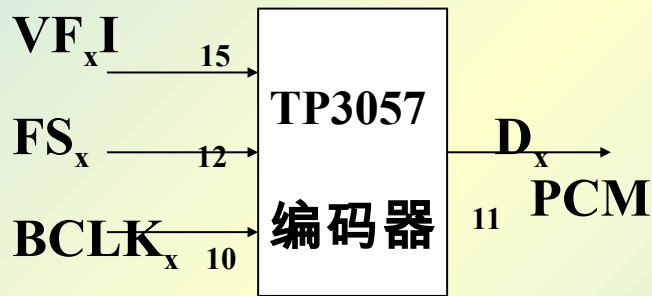
# 7.9 时分复用和多路数字电话系统

## 一、时分复用 ( TDM ) 基本概念

理论基础：抽样定理。

结合 PCM 编译码实验来说明有关基本概念。

### 1、编码器

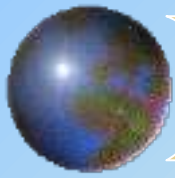


$VF_x I$  : 音频信号 ;

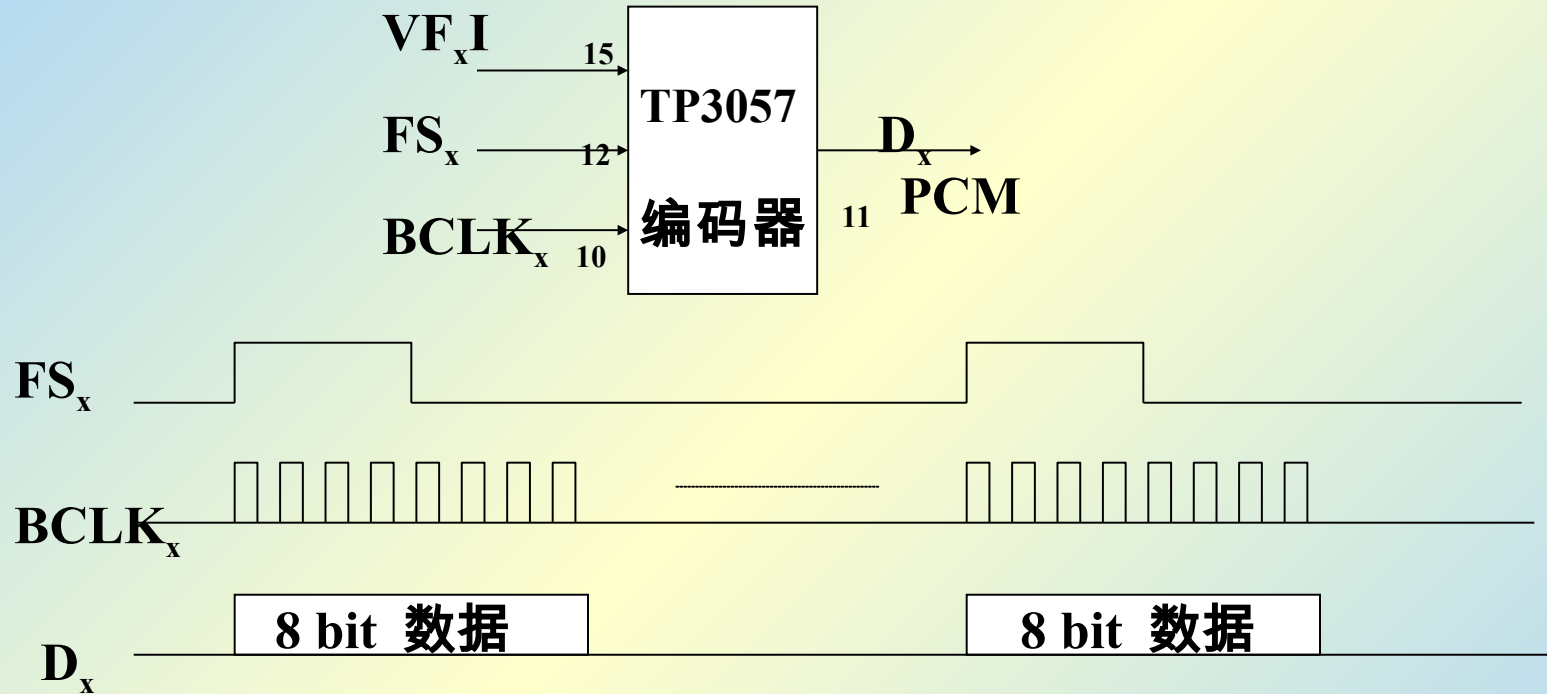
$FS_x$  : 抽样信号 8kHz ;

$BCLK_x$  : 位时钟信号 ;

64kHz ~ 2048kHz



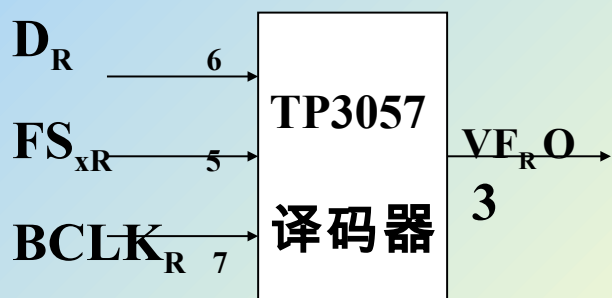
## 7.9 时分复用和多路数字电话系统



$FS_x$  对输入信号抽样，在  $BCLK_x$  8 个脉冲作用下对抽样值进行编码，得到 8 位 PCM 信号。若  $BCLK_x$  频率增大，每组 8bit 数据占有时间减少，两组数据之间空余时间增加。



# 7.9 时分复用和多路数字电话系统

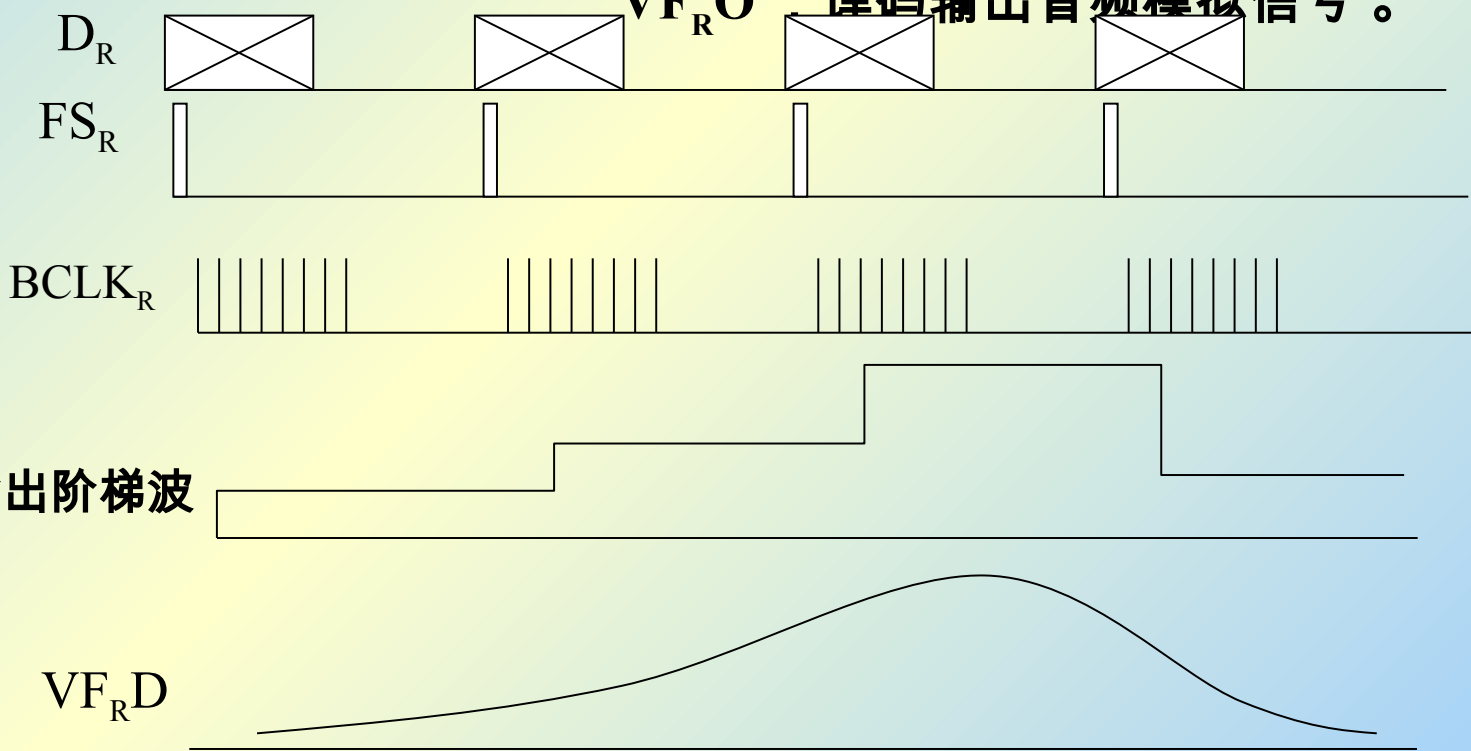


$D_R$  : 译码器输入 PCM 信号 ;

$FS_R$  : 路同步信号 8 kHz ;

$BCLK_R$  : 收位同步信号 64~ 2048kHz;

$VF_R O$  : 译码输出音频模拟信号 。

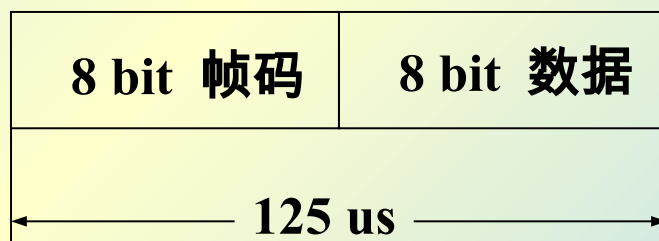




## 7.9 时分复用和多路数字电话系统

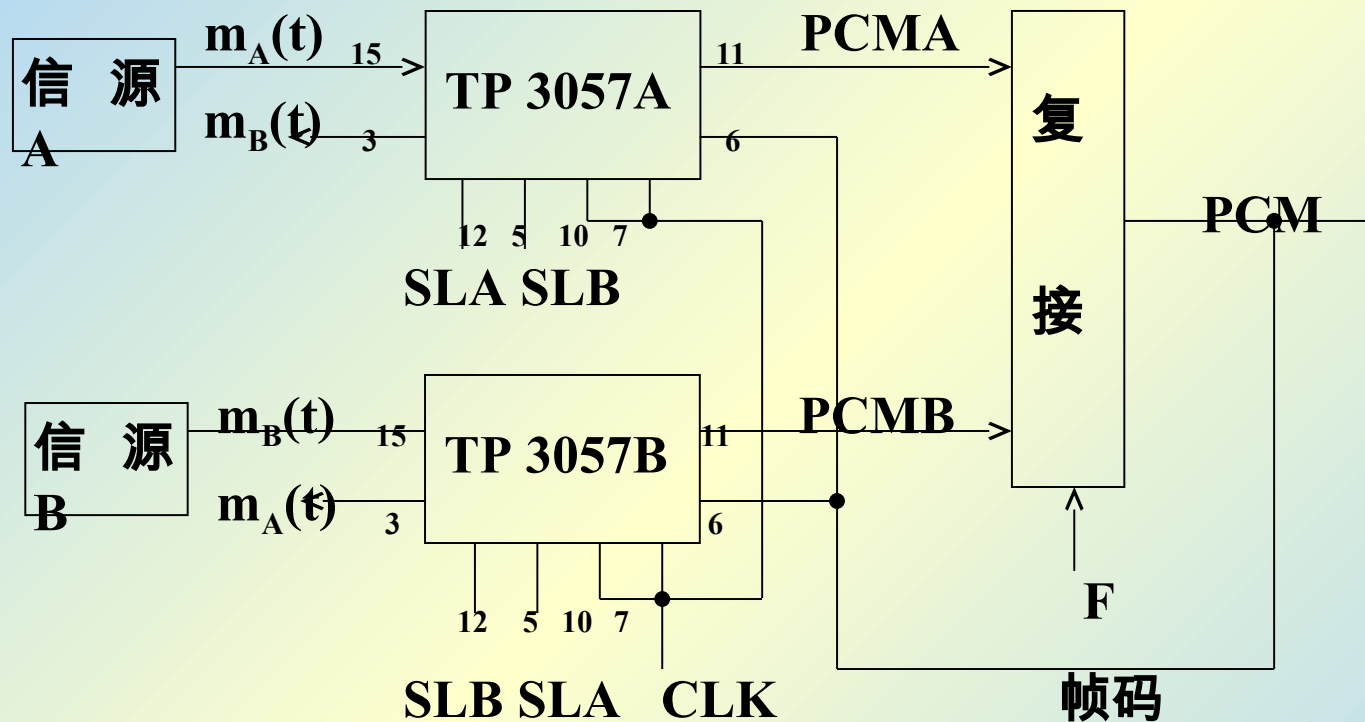
工程上， $BCLK_R$  和  $FS_R$  都需从接收到的 PCM 码流中提取，为了得到  $FS_R$  信号，在发端必须将帧同步码与 PCM 数据复接在一起。

设帧同步码为 8 位，当  $BCLK_R$  为 128kHz 时，传输一路数字语音的 PCM 信号帧结构为：





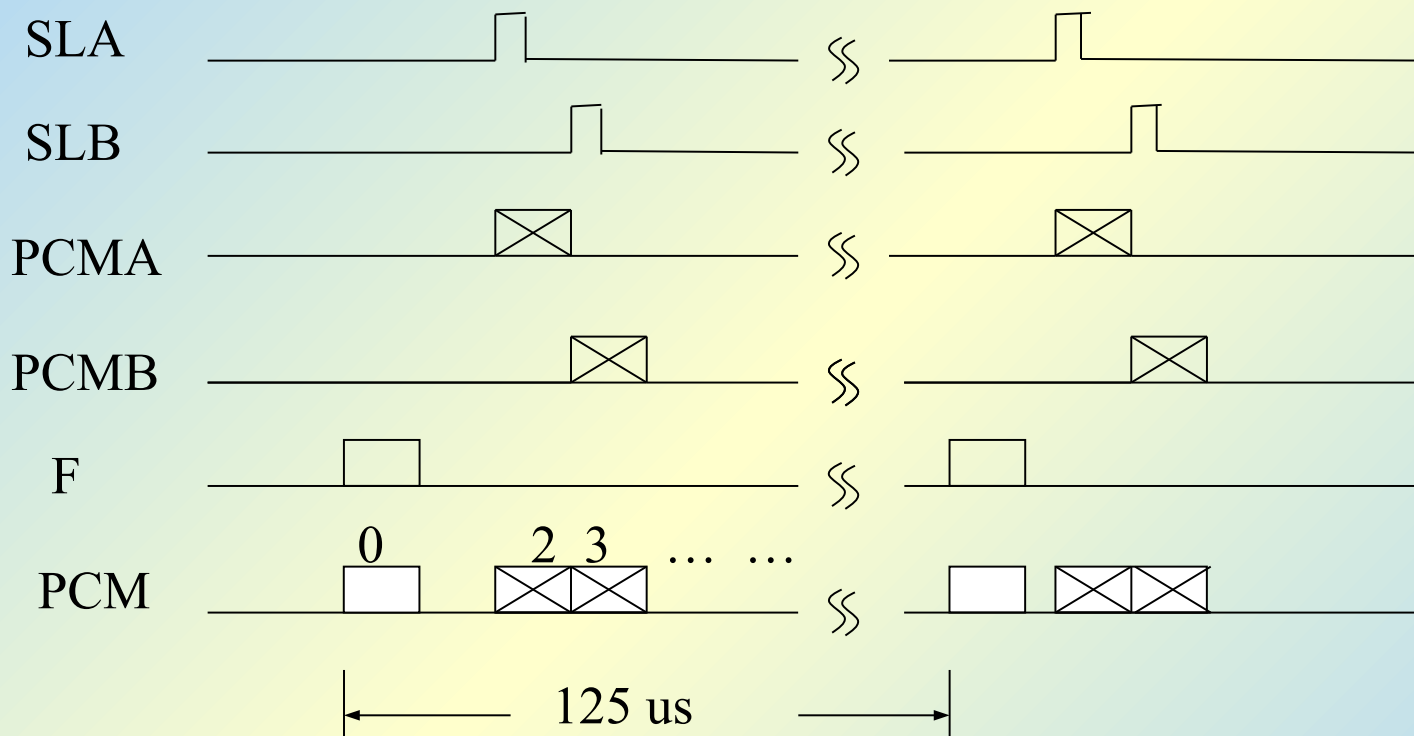
### 3.PCM 编译码实验方框图



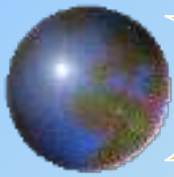
**CLK : 2048 kHz 。各编码器的时延完全相同，故 PCMA、PCMB 的速率完全相同；复接器输入端各信号速率完全相同。此种复接方式为同步复接。**



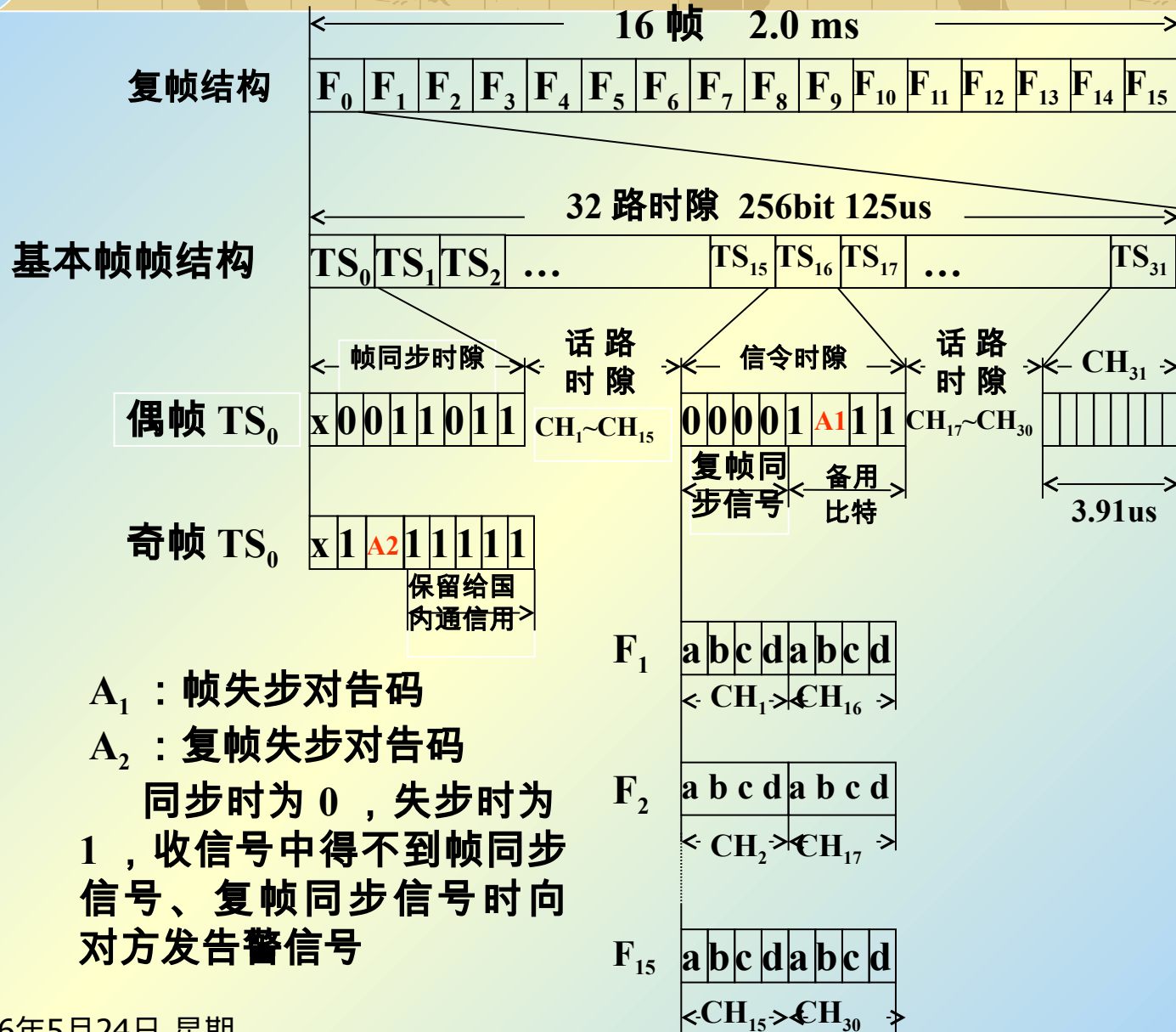
## 7.9 时分复用和多路数字电话系统



每帧 32 个时隙，第 0 个时隙内为帧同步码，每帧都相同，第 2 个隙为  $m_A(t)$  的 PCM 信号，第三个时隙内为  $m_B(t)$  的 PCM 信号。实验时可改变 SLB 的相位，使 PCMB 可位于第 1，2，5，7 时隙中的任何一个。



## 二、A 律 PCM 30/32 基群帧结构



A<sub>1</sub> : 帧失步对告码

A<sub>2</sub> : 复帧失步对告码

同步时为 0 , 失步时为 1 , 收信号中得不到帧同步信号、复帧同步信号时向对方发告警信号



## 二、A 律 PCM 30/32 基群帧结构

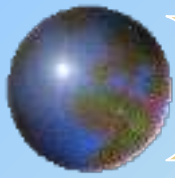
( 1 ) 偶帧 (  $F_0, F_2, \dots, F_{14}$  ) 的  $TS_0$  用于传输帧同步码，码形为 0011011。

( 2 ) 奇帧 (  $F_1, F_3, \dots, F_{15}$  ) 的  $TS_0$  用于传输失步对告码等。

( 3 ) 每一子帧的第一个比特用于 CRC ( 循环冗余检验 )。不用时固定发“1”码，也可留给国际通信用。

( 4 )  $TS_1 \sim TS_{15}$  及  $TS_{17} \sim TS_{31}$  共 30 个时隙用于传输第 1 至第 30 路信息码。

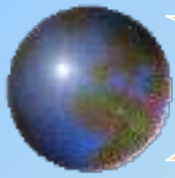
( 5 )  $TS_{16}$  用于传输复帧同步码、复帧失步码及各个话路的信令 ( 挂机，摘机等 )，目前为随路信令。  $R_b =$



### 三、PCM 数字复接系列

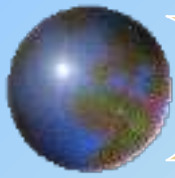
#### 1、标准

制式 等级	μ 律		A 律	
	信息速率	路数	信息速率 kb/s	路数
基群	1544 kb/s	24	2048(2M)	30
二次群	6312	96	8448(8M)	120
三次群	32064 或 44736	480 或 670	34368(34M)	480
四次群	97728 或 274176	1440 或		1920
STM-1	$R_b = 155520 \text{ kb/s}$		139264(140M)	
STM-4	$R_b = 622080 \text{ kb/s}$			
STM-16	$R_b = 2488320 \text{ kb/s}$			
STM-64	$R_b = 9953280(10\text{Gb/s})$			
STM-256	$R_b = 39813120(40\text{Gb/s})$			

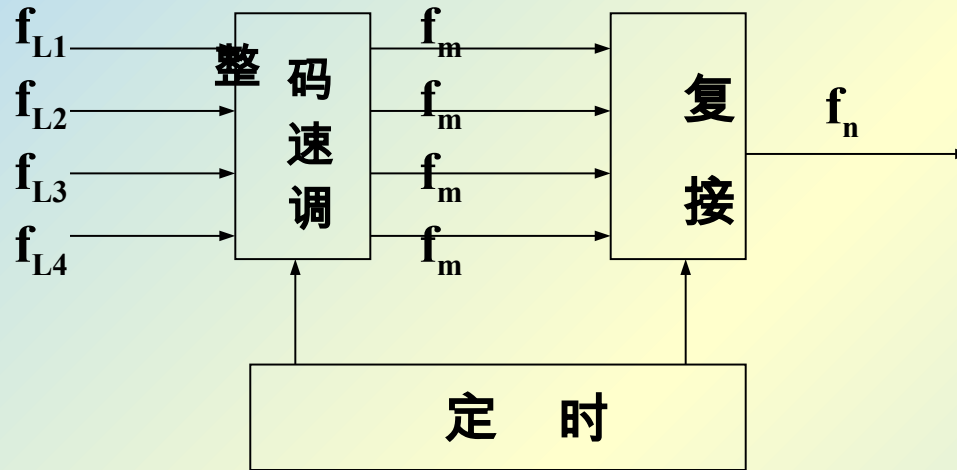


### 三、PCM 数字复接系列

- ( 1 ) STM-N 为第 N 级同步传输模块
- ( 2 ) 基群，二次群，三次群，四次群属于准同步数字系列 ( PDM Plesiochronous Digital Hierarchy ) ； STM-1,STM-4,STM-16,STM-64 及 STM-256 属于同步数字系列 ( SDH Synchronous Digital Hierarchy )
- ( 3 ) PDH 中高次群速率增加倍数大于话路增加倍数以 A 律 PDH 为例，简单说明如下：每 4 个低次群复接为一个高次群。各低次群速率的标称值相同，但实际值有一定偏差。进行码速调整后，调整到一个统一的较高的速率，再复接。基群速率调整到 2112kb/s ，调整后的数据流中除基群的所有数据外，还加入二次群帧同步码、告警码、插入指示码、插入码等。PDH 复接属于准同步复接。

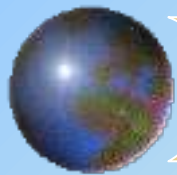


### 三、PCM 数字复接系列



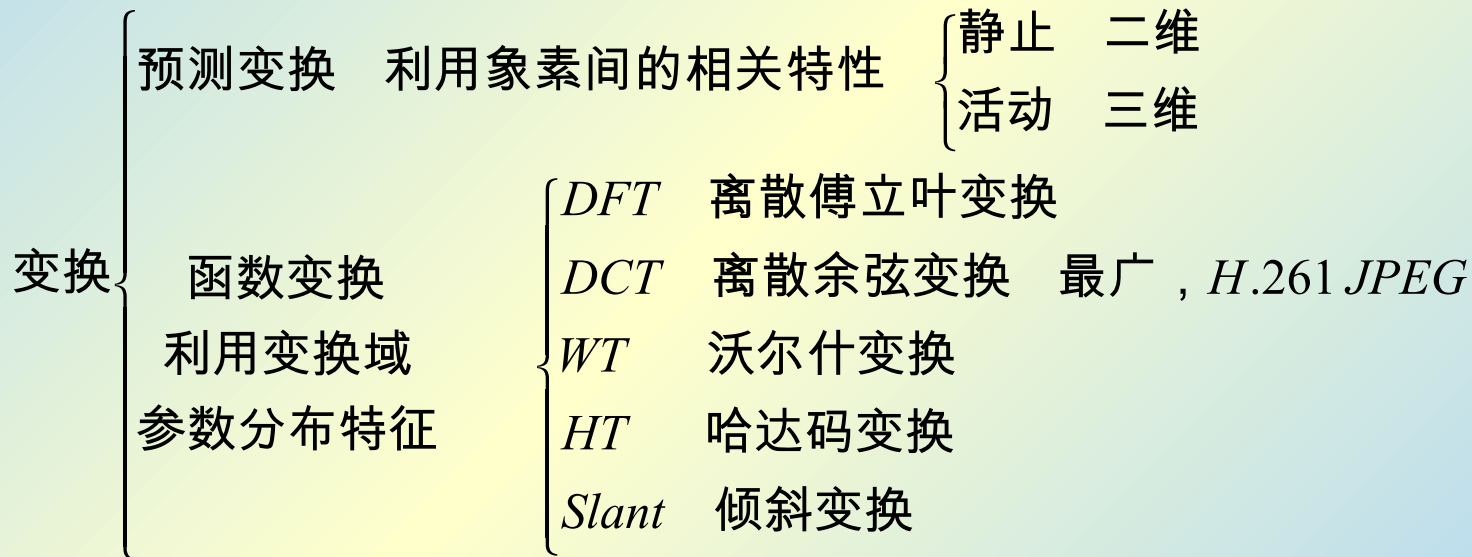
( 4 ) SDH 中第 1 级同步传送模块将  $\mu$  律、A 律统一起来，包含的话路数与复接形式有关。例如它可以传送 63 个 A 律基群或 3 个 A 律三次群或 1 个 A 律四次群。SDH 的复接属于同步复接，在复接时 4 个低级的传送模块的速率完全相同，复接时不需增加任何其它开销。

( 5 ) 各次群中也可传输图象，数据等信息，它必须符合话音的帧结构标准。

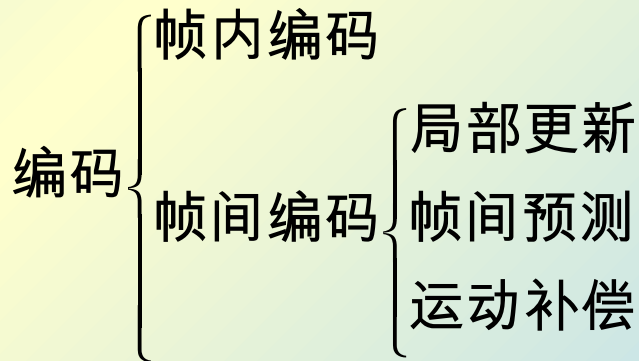


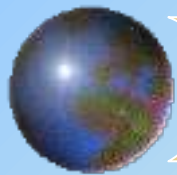
# 7.10.1 图像编码

## 变换:



## 编码





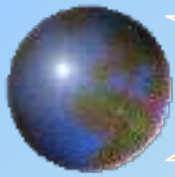
# 7.10.2 图像压缩标准

## 可压缩的原因

冗余度	统计冗余度	低频分量多
	视觉冗余度	人眼的感觉
	空间冗余度	图像结构
	时间冗余度	图像活动性

## 已有的标准

--ISO	MPEG-1	--ITU	H.261
	MPEG-2 DVD, DVB		H.263
	MPEG-4 Internet		H.264



## 7.10.3 语音编码技术概述

语音编码：移动通信数字化的基础

第 **1/2** 代蜂窝系

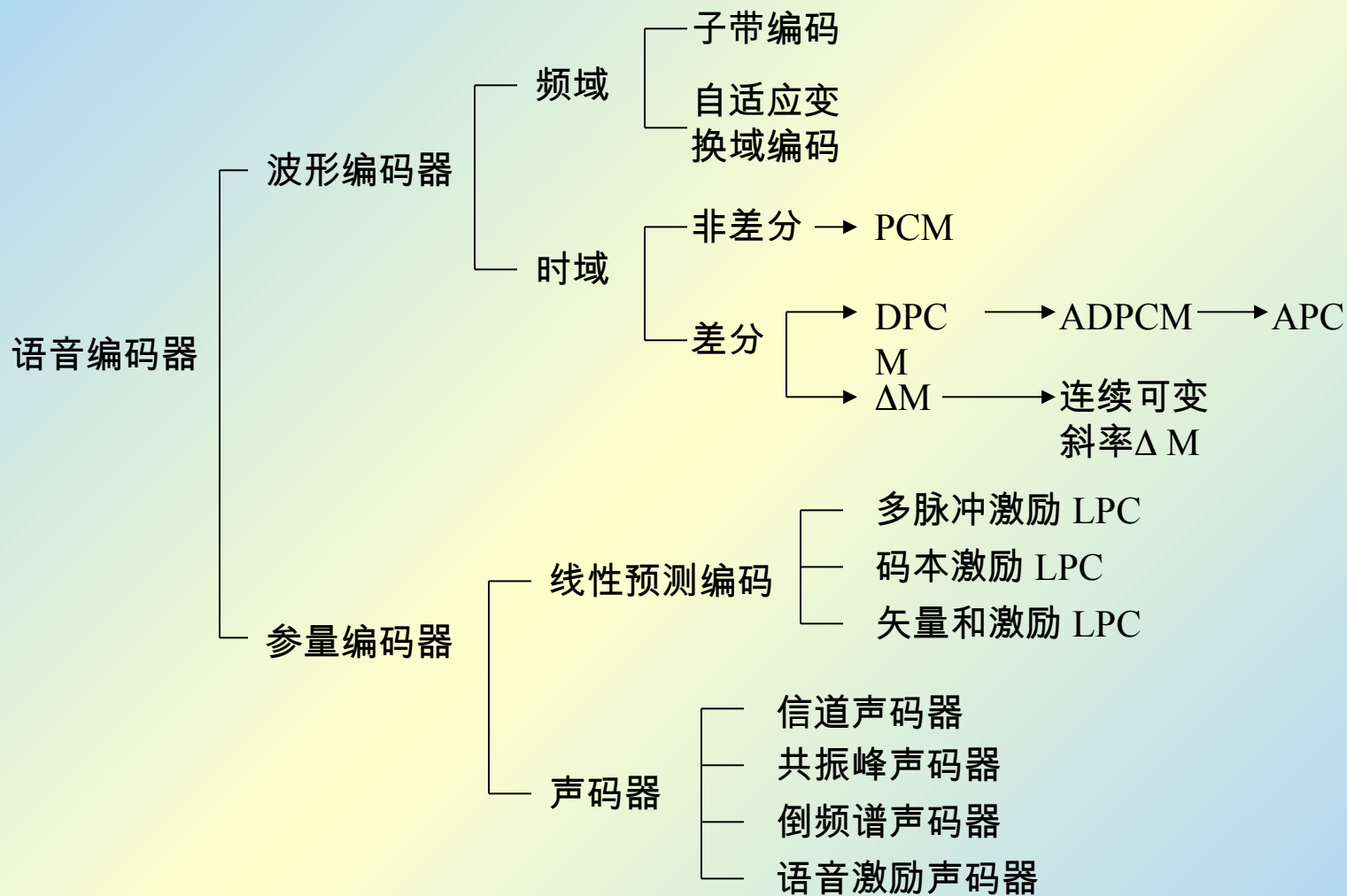
统根本区别

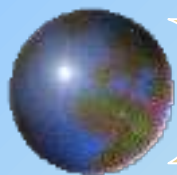
语音编码的目的与意义：

- 提高通话质量（数字化 + 信道编码纠错）
- 提高频谱利用率（低码率编码）
- 提高系统容量（低码率，语音激活技术）



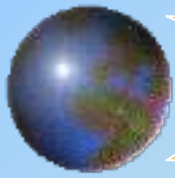
# 7.10.4 语音编码分类





## 7.10.5 语音编码分类

- ❖ **波形编码**：将时域模拟语音的波形信号经过采样、量化和编码形成数字语音信号
  - ❑ 编码速率较高，16k~64k
  - ❑ 包括：PCM，ADPCM， $\Delta M$  等
  - ❑ 占用较高带宽，适合有线
- ❖ **参量编码**：基于人类语音的产生机理建立数学模型，根据输入语音得出模型参数并传输，在收端恢复。
  - ❑ 编码速率较低，1.2~4.8 kbps
  - ❑ 包括各种线形预测编码 (LPC) 方法和余弦声码器
  - ❑ 语音质量中等，不满足商用要求
- ❖ **混合编码**：波形编码 + 参量编码
  - 包括 **GSM** 的 **RPE-LPC** 编码和 **VSELP** 编码



## 7.10.6 语音编码的标准

- ✚ **G.711**      **PCM (64k bps)**
- ✚ **G.721**      **ADPCM (32k bps)**
- ✚ **G.722**      **7kHz 带宽 64k bps 速率内的音频编码**
- ✚ **G.723**      **6.3k/5.6k 双速率多媒体语音编码**
- ✚ **G.728**      **16k bps 语音编码 LD-CELP**
- ✚ **G.729**      **8k bps 多媒体语音编码**



## 7.10.7 语音编码的发展

- ❖ 极低速率语音编码， **600bps**
- ❖ 高保真语音编码
- ❖ 自适应多速率语音编码
- ❖ 新的编码分析技术：
  - ❖ 非线性预测
  - ❖ 多精度时频分析技术（子波分析技术）
  - ❖ 高阶统计分析技术