数据通信原理

模拟信号的数字编码

全宇晖

二零一九年秋

前程回顾

傅里叶变换

时域←————→频域

逆傅里叶变换

卷积/点乘←————→点乘/卷积

周期/离散←————→离散/周期

放缩←————→缩放

函数对常可对调

基本概念

模拟信号的数字编码：

模拟信号→二进制数字码组

三个步骤:

[抽样] 连续时间、连续幅值→时间离散、连续幅度

[量化] 时间离散、连续幅值→时间离散、幅值离散

[编码] 时间离散、幅值离散→特定的二进制码组

模拟信号的抽(采)样

连续时间→离散时间

连续幅值 = 连续幅值

数学上如何表示一个理想抽样过程?

- 采集信号上t_0时刻的点

$$f(t)\delta(t-t_0)$$

- 采集信号上$t_0,\cdots,t_N$时刻的点

$$\sum_{n=1}^{N} f(t)\delta(t-t_n) = f(t)\sum_{n=1}^{N}\delta(t-t_n)$$

[理想抽样脉冲序列] $\sum_{n=1}^{N}\delta(t-t_n)$

为什么称为“理想”?

理想均匀抽样过程

写出下图所示理想均匀采样过程（采样间隔为T_S）

抽样脉冲序列

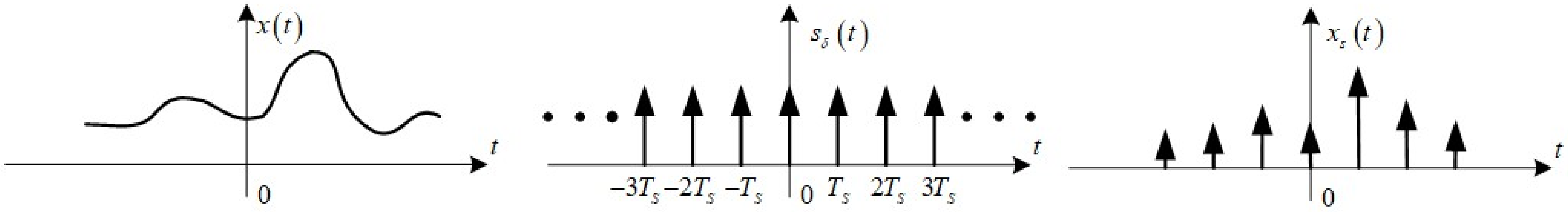
$$s_p(t) = s_\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

抽样脉冲序列的傅里叶变换

$$S_\delta(\omega) = \omega_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s)$$

抽样所得信号

$$x_s(t) = x(t)s_\delta(t) = x(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s)$$



均匀抽样的核心问题

采样间隔为多少时，能从离散的抽样点还原回原来的连续信号？

不存在通用的采样方法（均匀或非均匀），能对任意信号采样后能完美重构原图像。

均匀抽样的核心问题

对什么样的信号，有望在抽样后还原回去?

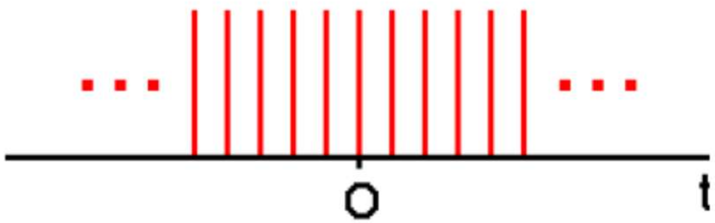
信号的实际“信息量”须与离散域的容量“一致”，比如

- 低通信号：频域表示中只有低频系数
- 带通信号：频域表示中只有某些频带有非零系数

前情回顾

$\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nh)=\delta(t \bmod h)$的傅里叶变换

$f(t)$	$F(s)$
$\mathrm{comb}_h(t)=\delta(t \bmod h)$	$\delta(t \bmod 1/h)$



低通信号的均匀抽样

- 均匀抽样

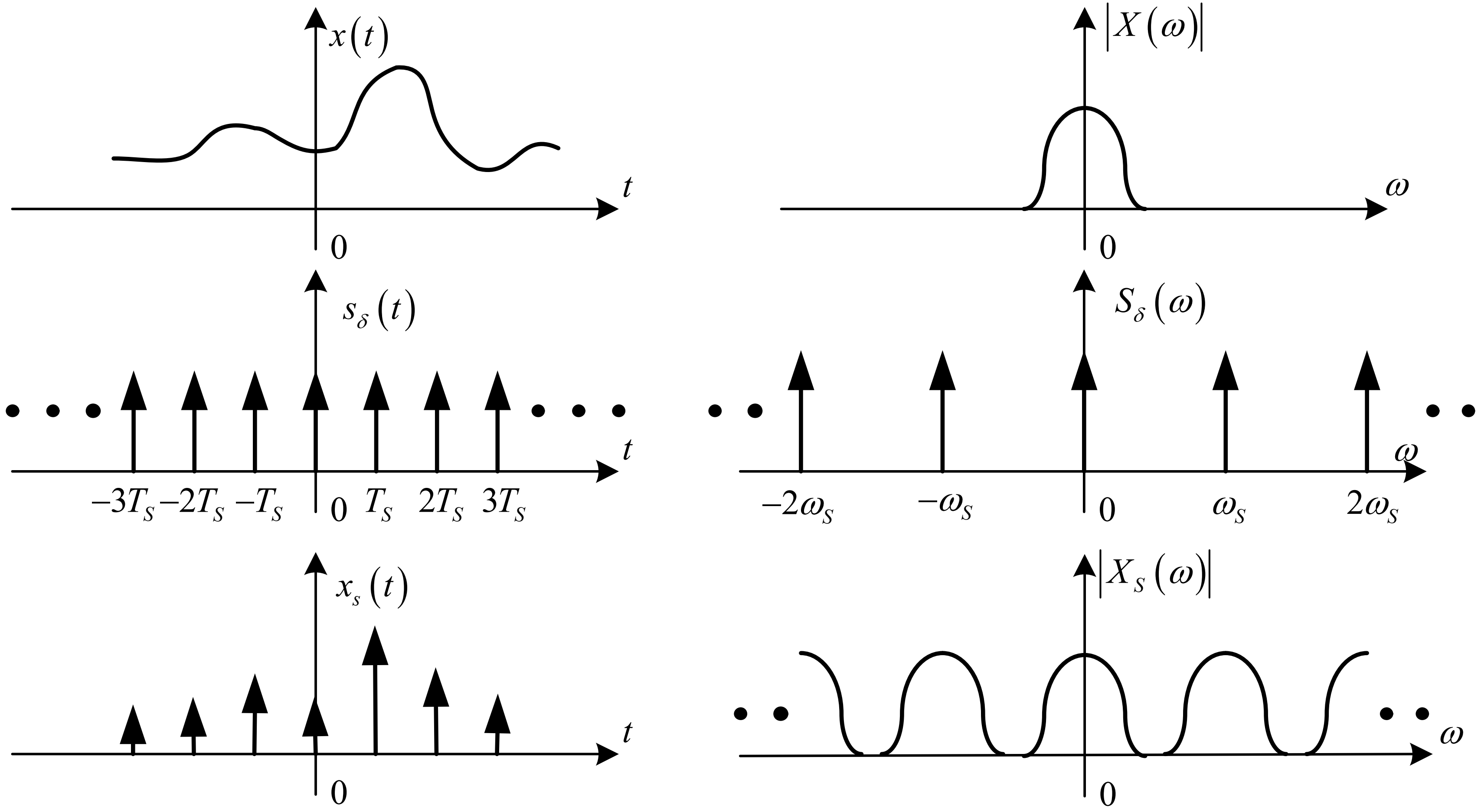
$$x_s(t) = x(t)s_\delta(t) = x(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}x(nT_s)\delta(t-nT_s)$$

- 均匀抽样的傅里叶表示

$$X_S(\omega) = \frac{1}{2\pi}\left[X(\omega)*S_\delta(\omega)\right]$$

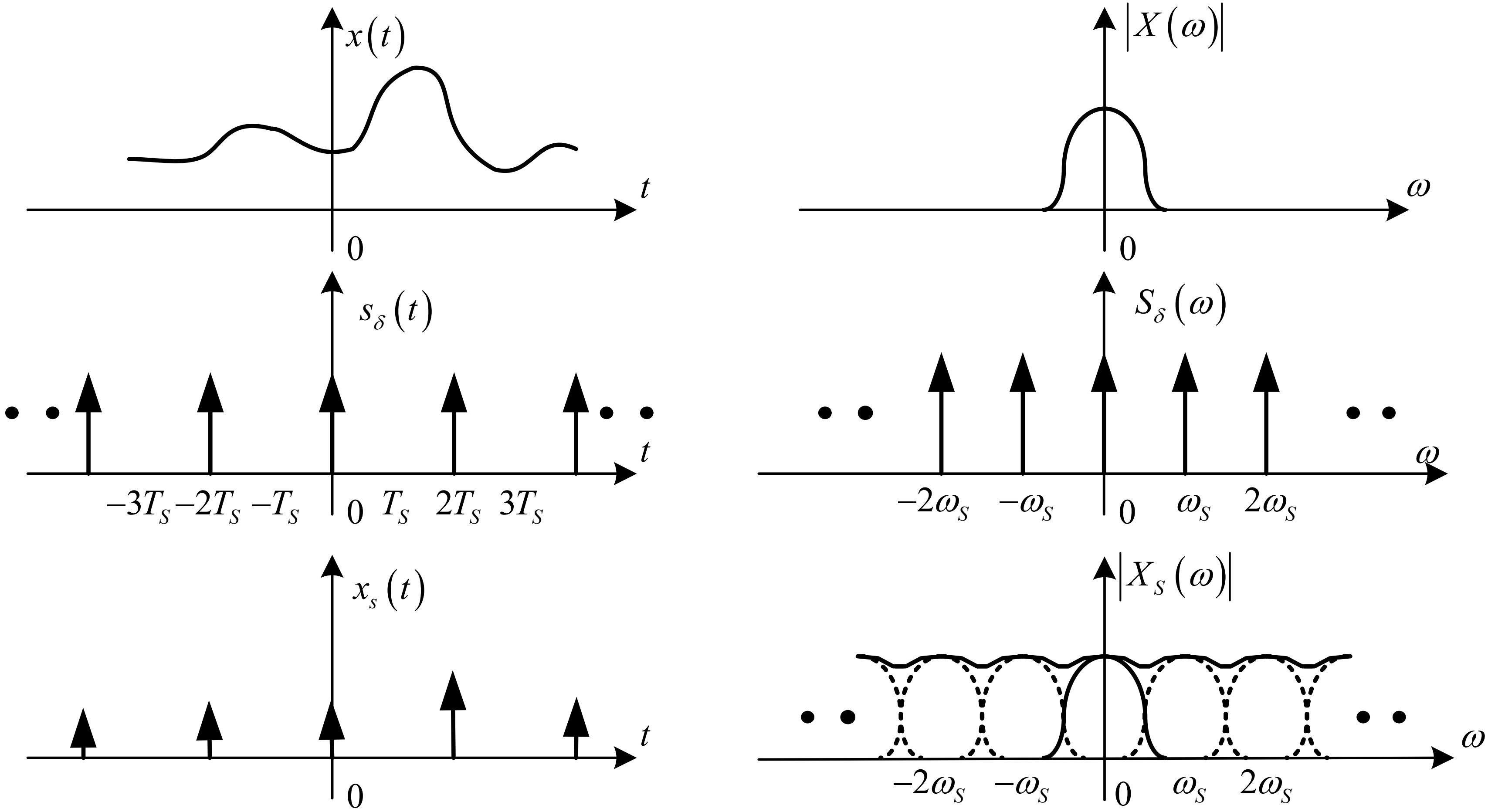
$$= \frac{\omega_s}{2\pi}\left[X(\omega)*\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(\omega-k\omega_s)\right] = \frac{1}{T_s}\sum_{k=-\infty}^{\infty}X(\omega-k\omega_s)$$

低通信号的均匀抽样

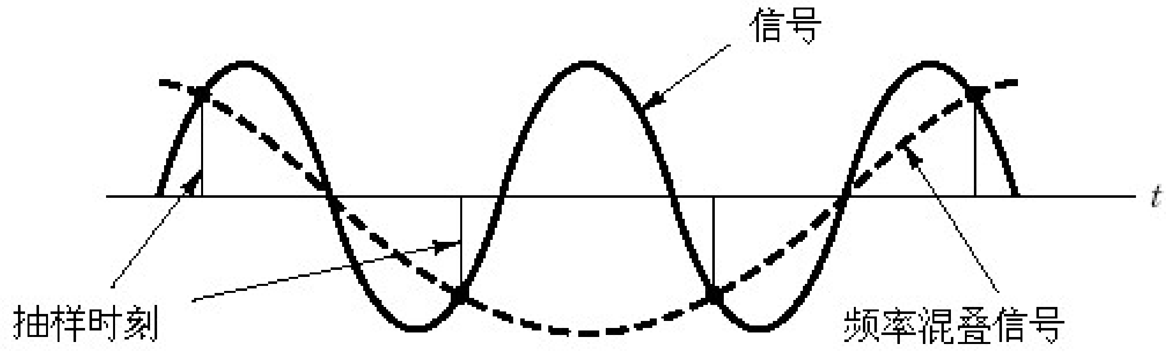


x(t)
t
0
|X(ω)|
ω
0
s_δ(t)
t
−3T_S −2T_S −T_S 0 T_S 2T_S 3T_S
S_δ(ω)
ω
−2ω_S −ω_S 0 ω_S 2ω_S
x_s(t)
t
0
|X_S(ω)|
ω
0

低通信号均匀抽样中的频谱混叠现象与混叠失真



频谱混叠现象与混叠失真后的重建

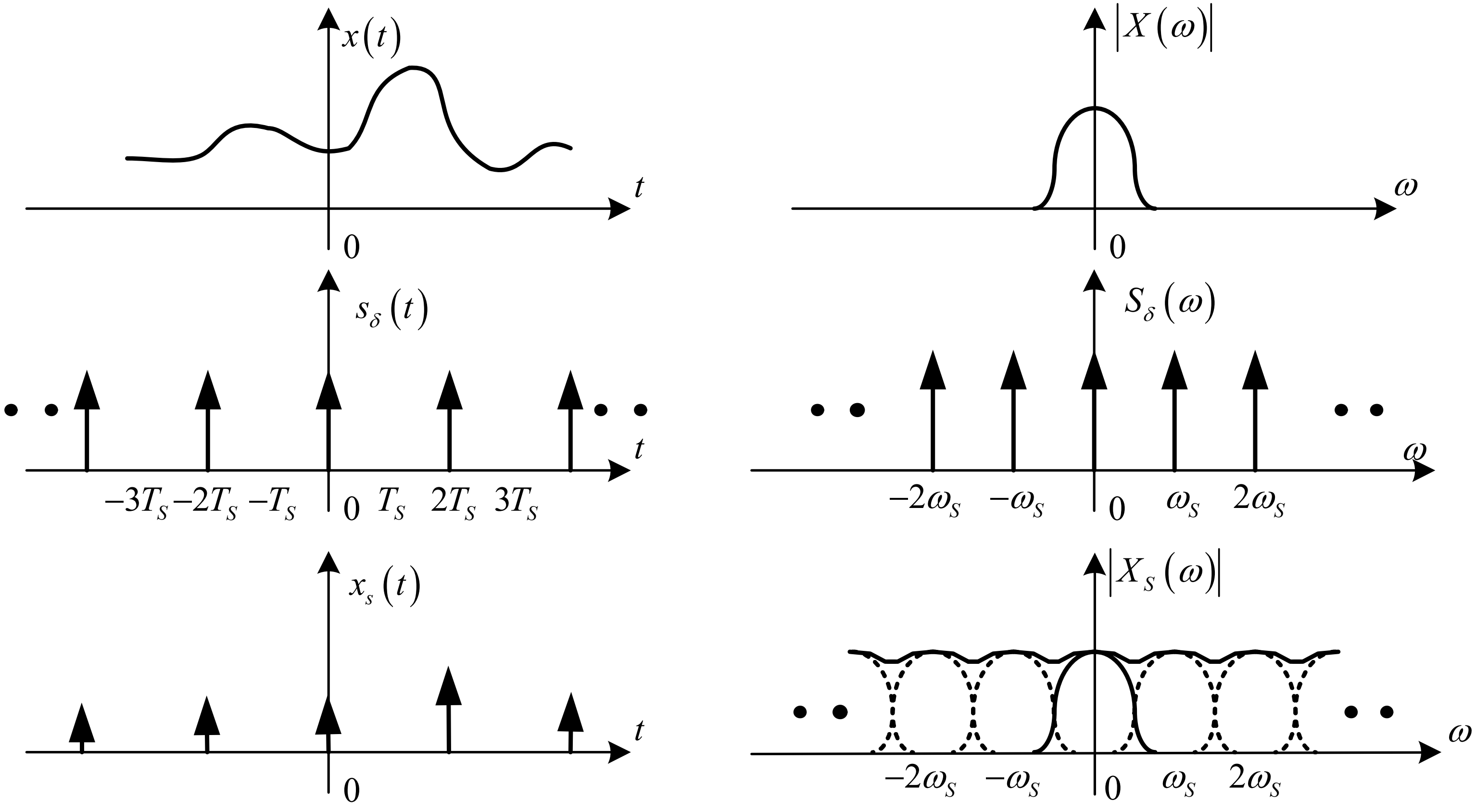


实线：原信号

虚线：发生混叠时重建的信号

低通信号的均匀抽样定理

如何避免频谱混叠？

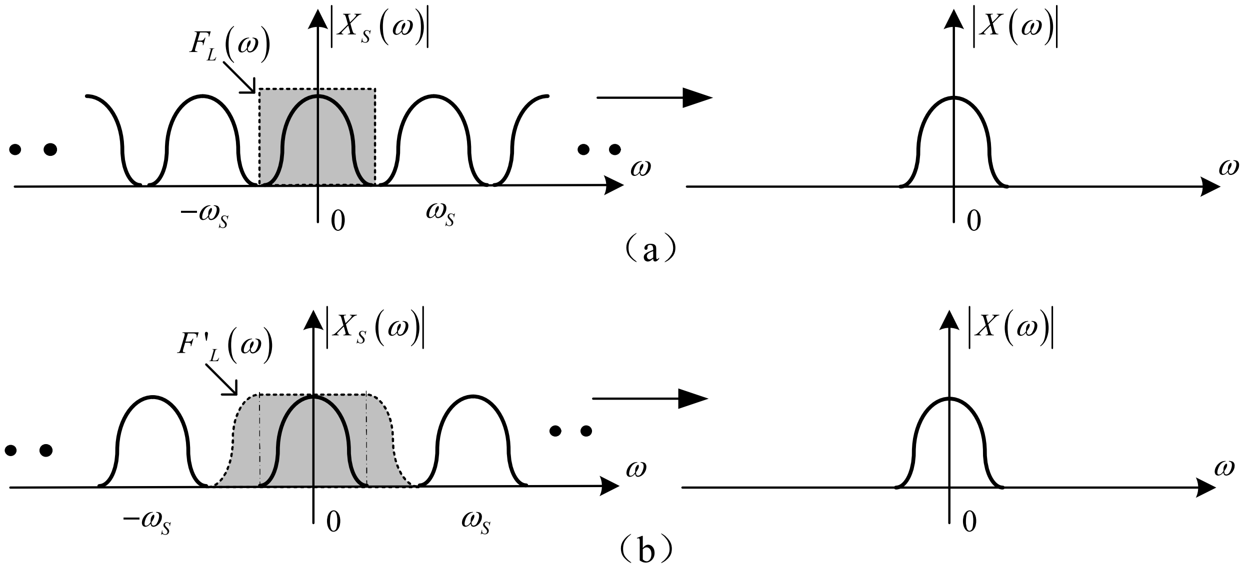


低通信号的均匀抽样定理

对一个频带限定在$0 \leq \omega \leq \omega_H$内的连续信号$x(t)$，如果以频率$\omega_S \geq 2\omega_H$的抽样脉冲序列

$$s_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_S)$$

对$x(t)$进行抽样，则由所得的抽样序列$x_s(t)$，可无失真地恢复原来的信号。信号可无失真恢复的必要条件：抽样信号无频谱混叠

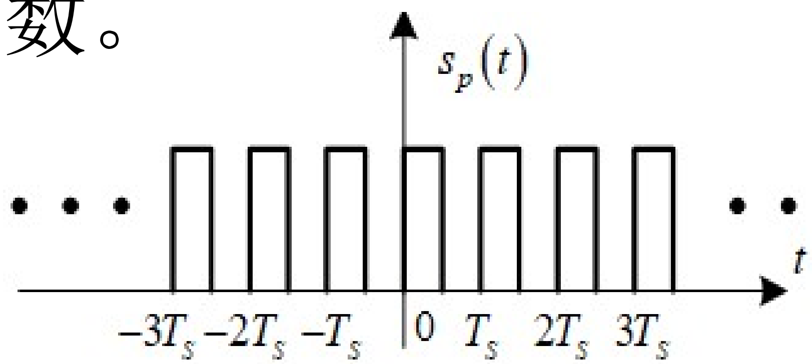


从理想抽样到自然抽样

- 理想抽样序列$s_p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT_S)$的完美瞬时特性在现实中难以实现。
- 实际中的“脉冲”函数是个“小窗口”，由此得出自然抽样序列

$$s_p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}p_T(t-nT_S)$$

其中p_T是窗口中的波形函数。



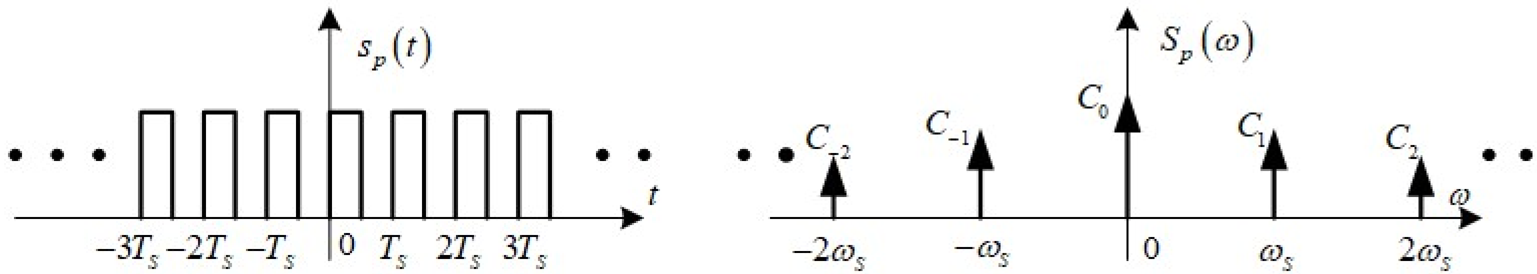
从理想抽样到自然抽样

[关键问题]

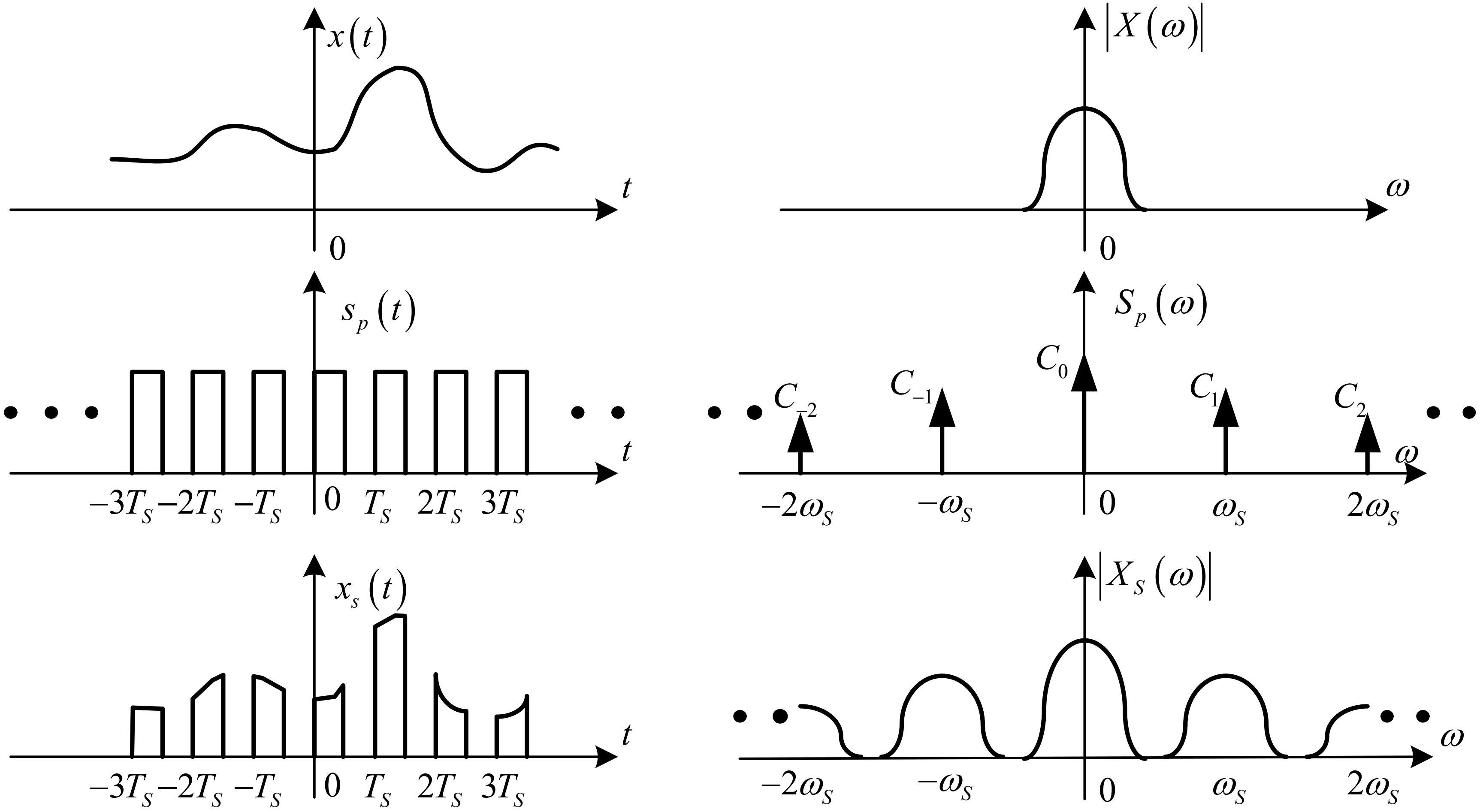
$s_p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}p_T(t-nT_S)$ 的傅里叶变换？

从$s_p(t)$的周期性可知

$$s_p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_n e^{jn\omega_s t}\Leftrightarrow S_p(\omega)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_n\delta(\omega-n\omega_s)$$



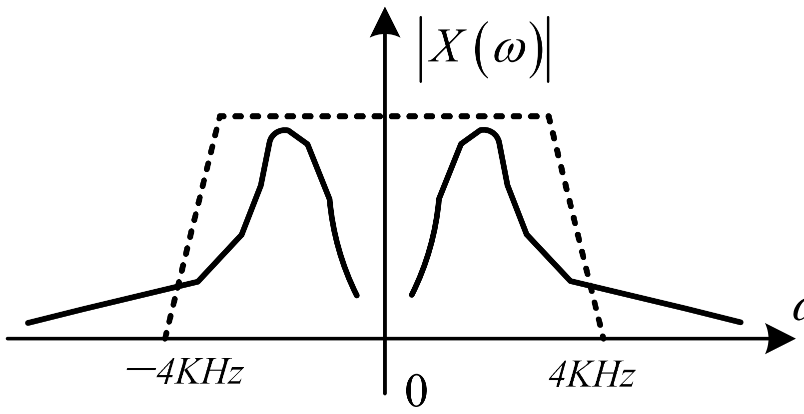
从理想抽样到自然抽样

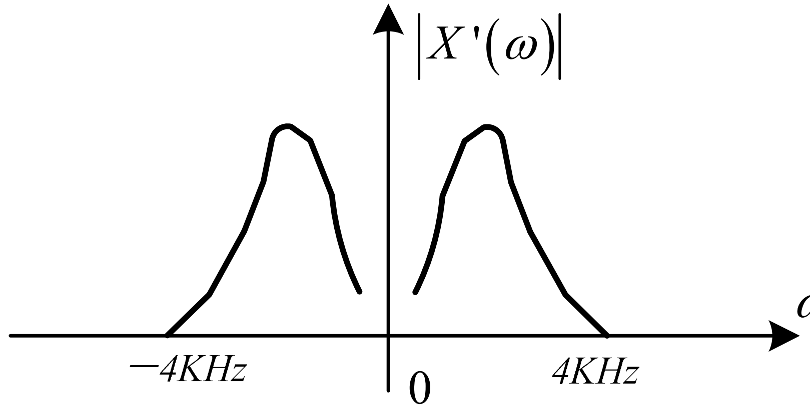


$x(t)$
t
0
$|X(\omega)|$
ω
0
$s_p(t)$
t
$-3T_S$ $-2T_S$ $-T_S$ 0 T_S $2T_S$ $3T_S$
$S_p(\omega)$
C_0 C_{-1} C_{-2} C_1 C_2
ω
$-2\omega_S$ $-\omega_S$ 0 ω_S $2\omega_S$
$x_s(t)$
t
$-3T_S$ $-2T_S$ $-T_S$ 0 T_S $2T_S$ $3T_S$
$|X_S(\omega)|$
ω
$-2\omega_S$ $-\omega_S$ 0 ω_S $2\omega_S$

实际应用中如果保证信号的低通性？

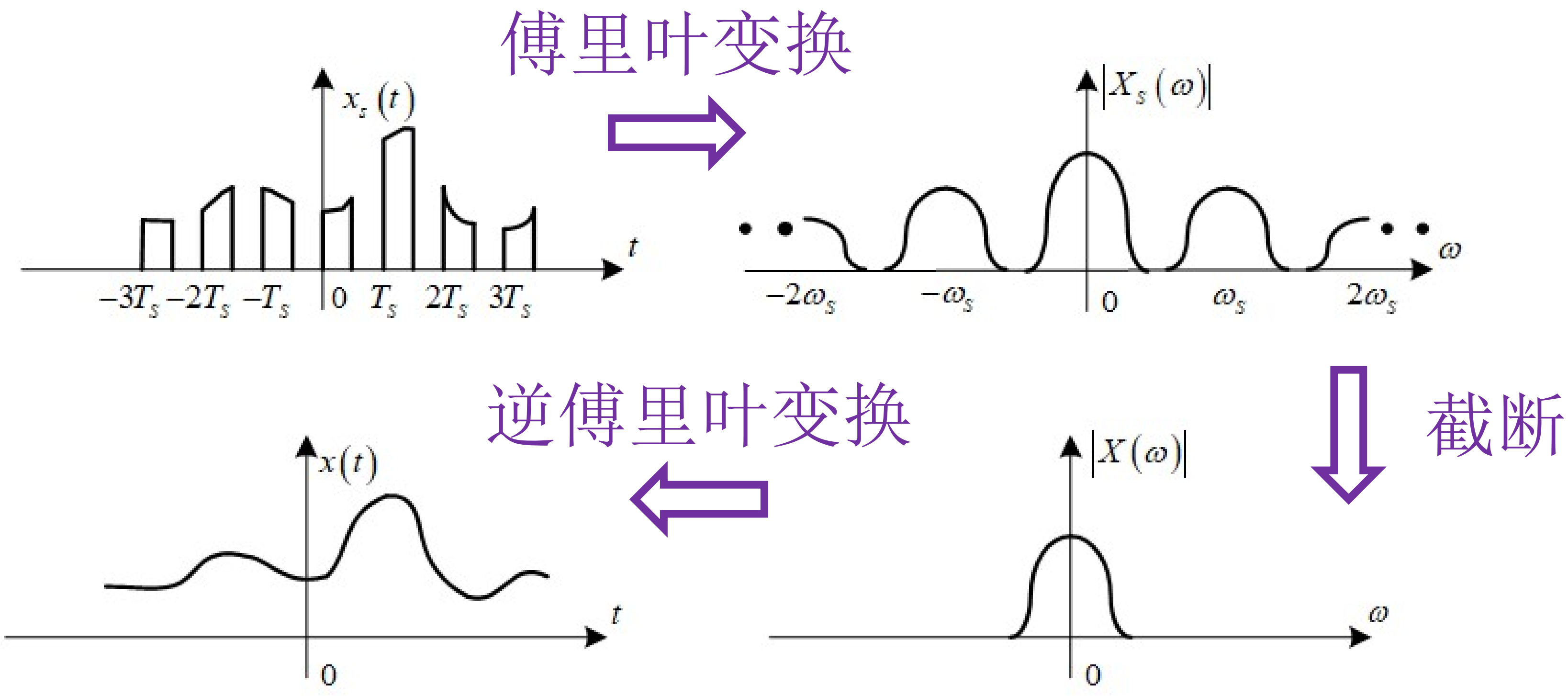
滤除部份对话音的理解不重要的高频成分后再进行抽样量化





如图进行预滤波处理后，抽样频率可由40kHz(人耳可听到的最高的频率为20kHz)降低至普通电话系统中采用的8kHz。

低通采样后的信号如何重建？

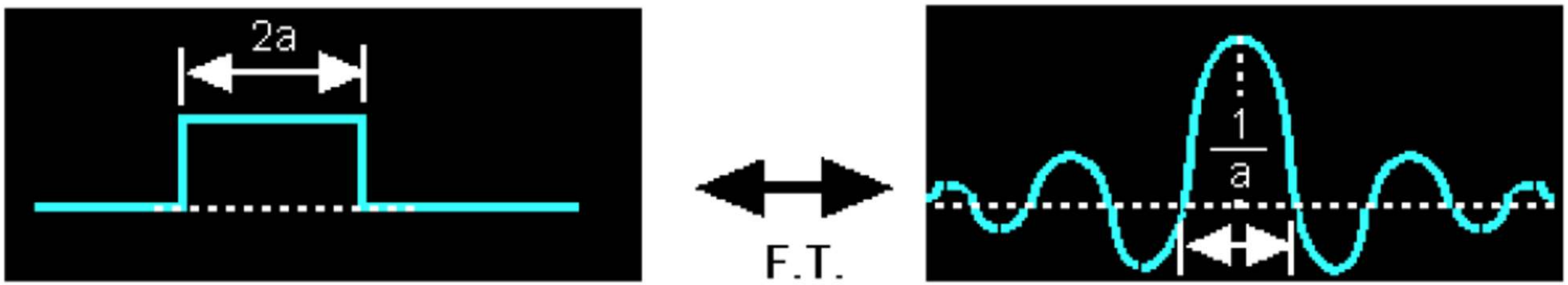


截断即低通滤波，如何实现？

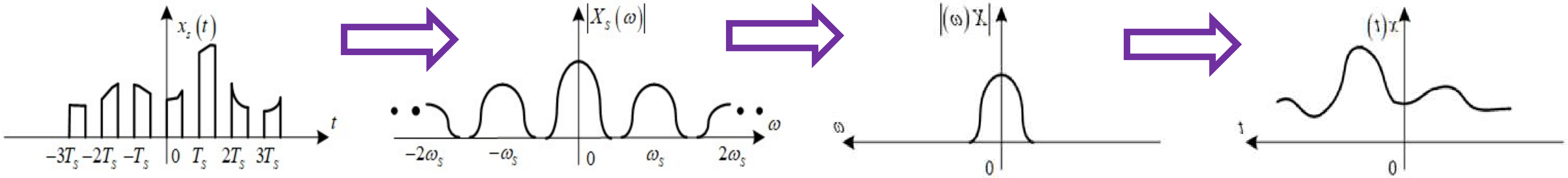
乘以一个在$[-\omega_H, \omega_H]$上的盒子函数

前情回顾

$f(t)$	$F(s)$
$\Pi_a(t)$	$2a\ \mathrm{sinc}(2as) = \dfrac{\sin(2\pi as)}{\pi s}$



低通信号均匀采样后的信号重建

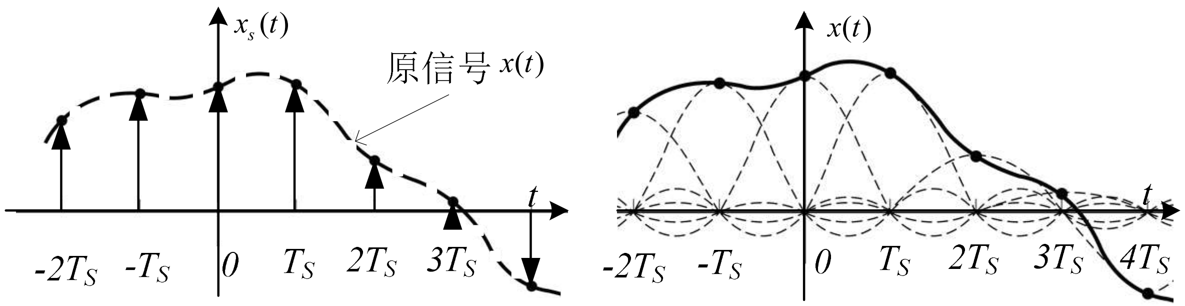


傅里叶变换　　　　逆傅里叶变换

点乘盒函数

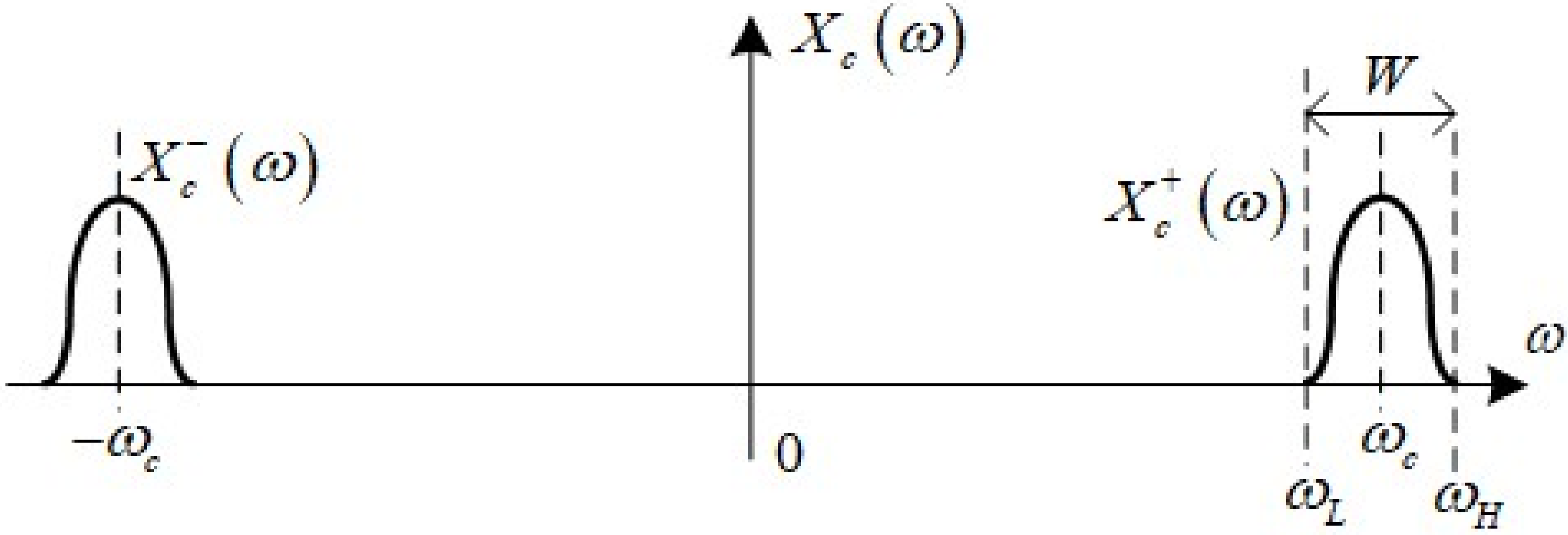
时域相当发生了什么？　用sinc函数卷积！

$$x(t)=\frac{\omega_H}{\pi}\mathrm{sinc}(\omega_\mathrm{H}\mathrm{t})*\sum_{k=-\infty}^{\infty}x(kT_s)\delta(t-kT_s)=\frac{\omega_H}{\pi}\sum_{k=-\infty}^{\infty}x(kT_s)\mathrm{sinc}\big(\omega_\mathrm{H}(\mathrm{t}-kT_S)\big)$$



（a）　（b）

带通信号


$X_c(\omega)$
W
$X_c^-(\omega)$
$X_c^+(\omega)$
ω
$-\omega_c$
0
ω_c
ω_L
ω_H

带通信号的均匀抽样

对于带宽为 $W = 20MHz$ 的低通信号，所需的抽样频率

$$f_S = 2f_H = 2\times 20MHz$$

对于同样带宽的带通信号，若中心频率 $f_C = 6GHz$

若依据低通抽样定理，所需的抽样频率为

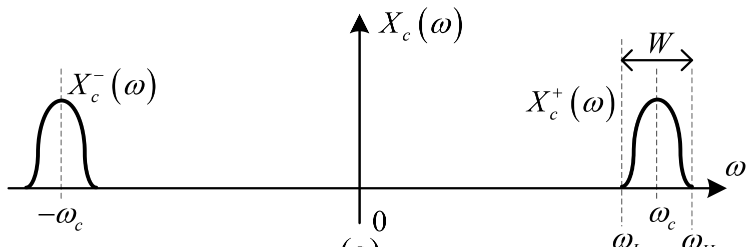
$$f_S = 2\left(f_C + W\right) = 2\times 6.02GHz = 12.04GHz$$

(1) 如此高抽样频率的器件价格昂贵；

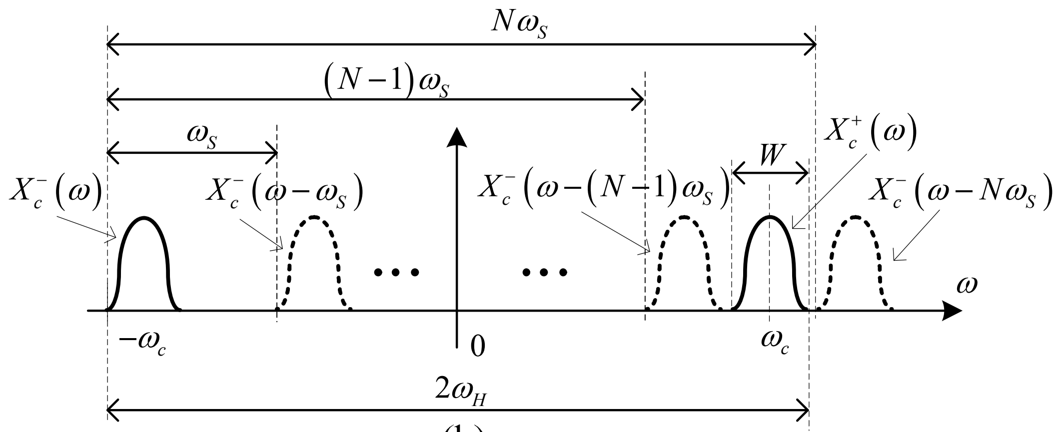
(2) 抽样所得的数据量巨大难以实时处理。

利用带通抽样定理，可大大降低对带通信号抽样所需的频率。

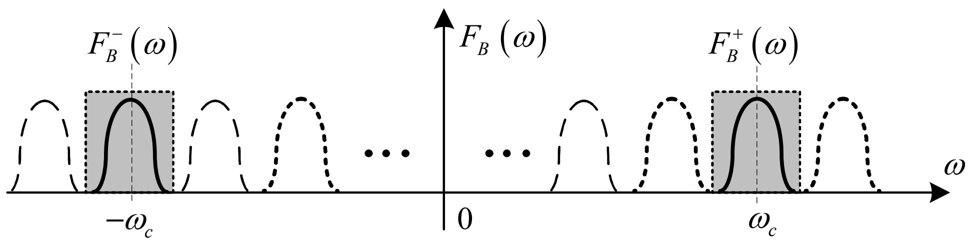
带通信号的均匀抽样



(a)



(b)



(c)

带通信号的均匀抽样

对一个频带限定在$\omega_L \le \omega \le \omega_H$内的窄带信号$x_c(t)$，记$W = \omega_H - \omega_L$，$N = \left\lfloor \frac{\omega_H}{W} \right\rfloor$，$M = \frac{\omega_H}{W} - N$，则如果以抽样频率

$$\omega_S = 2W \cdot \left(1 + \frac{M}{N}\right)$$

对$x_c(t)$进行抽样，则由抽样所得序列$x_{cs}(t)$，可无失真地恢复原来的信号$x_c(t)$。

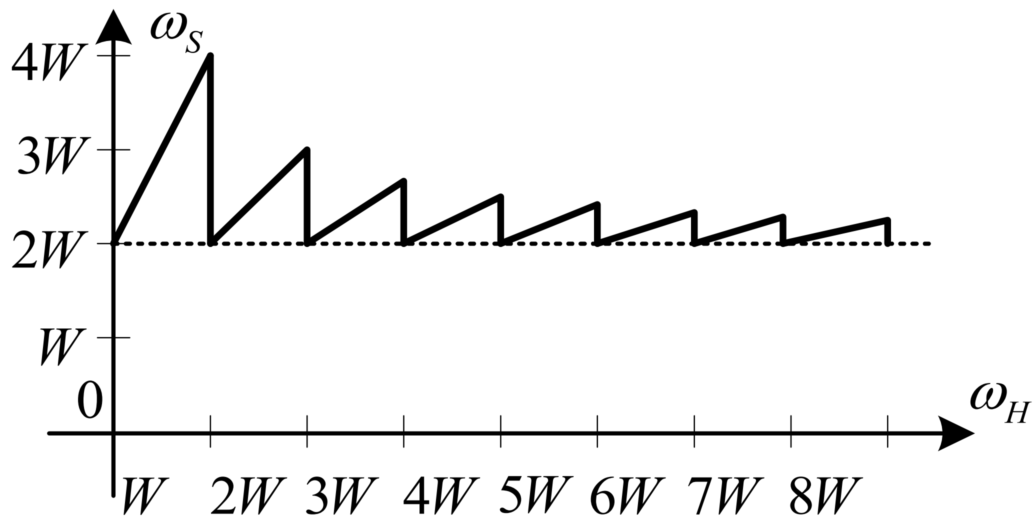
因为当抽样频率满足上式中的条件时，抽样信号不会发生混叠，因此由带通滤波器可无失真地恢复原来信号的频谱。

带通信号的抽样频率

$$\omega_S = 2W \cdot \left(1 + \frac{\frac{\omega_H}{W} - \left\lfloor \frac{\omega_H}{W} \right\rfloor}{\left\lfloor \frac{\omega_H}{W} \right\rfloor}\right) = 2W \cdot \left(1 + \frac{\frac{\omega_H}{W} - k}{k}\right)$$

$$k = \left\lfloor \frac{\omega_H}{W} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{\omega_H}{\omega_H - \omega_L} \right\rfloor$$

$k \to \infty$， $\omega_S \to 2W$



模拟信号的量化

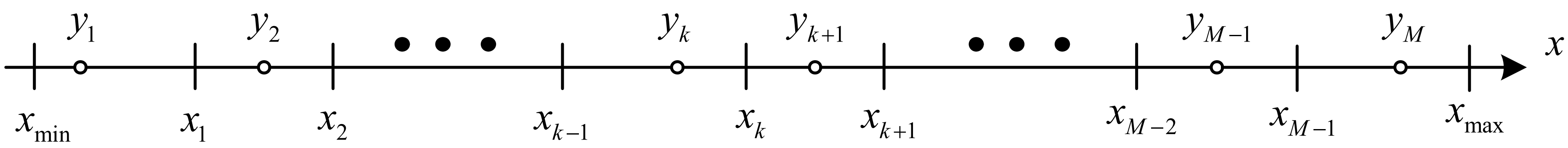
离散时间 = 离散时间

连续幅值→离散幅值

三个简单问题

- 量化过程本身也是一种信号的“压缩过程”吗？
- 模拟信号的量化过程可逆吗？
  能像采样那样，从离散域完美重构回连续域吗？
- 模拟信号的量化和采样过程都是从连续域变成离散域吗？它们有区别吗？

标量量化



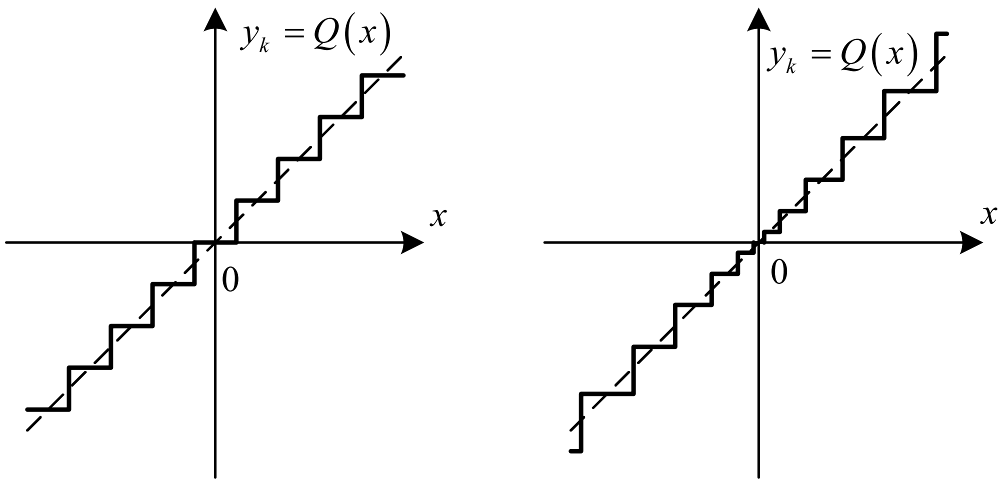
$$y_k = Q(x) \quad x_{k-1} \le x < x_k,\ y_k \in [x_{k-1},\ x_k),\ k = 1, 2, \ldots, M$$

分层电平：x_k；量化电平：y_k；量化阶距：$\Delta_k = x_k - x_{k-1}$
量化区间：$[x_{k-1}, x_k)$；量化级数：M（$M = 2^N$）

均匀量化：量化阶距为常数，即$\Delta_k = c$
非均匀量化：量化阶距因k而不同

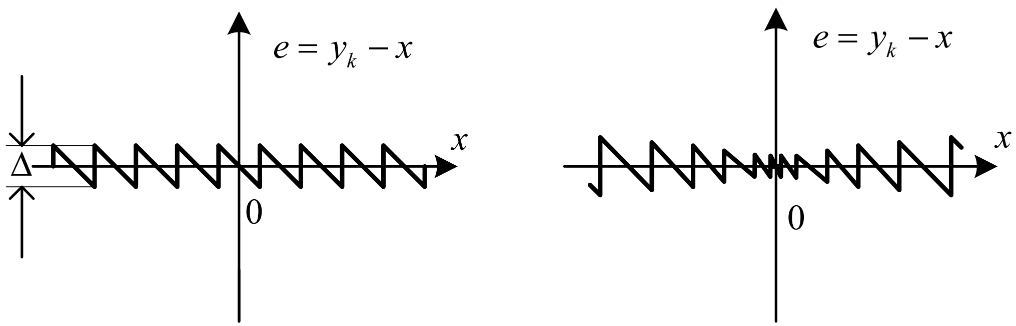
均匀量化与非均匀量化

解释这
两张图



(a) 均匀量化 (b) 非均匀量化

画出
$e = y_k - x$



(c) 均匀量化的量化误差 (d) 非均匀量化的量化误差

量化误差与量化噪声

量化误差一般为随机变量，通常用量化噪声描述：

$$\sigma_q^2 = E\left[\left(x - Q(x)\right)^2\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(x - Q(x)\right)^2 p_X(x)dx$$

$$= \sum_{k=1}^{M} \int_{x_{k-1}}^{x_k} \left(x - y_k\right)^2 p_X(x)dx$$

q for quantization

过载

设量化器的允许输入的模拟信号的动态范围为

若输入信号出现 $x(t) < x_{\min}$

或 $x(t) > x_{\max}$

则称量化器出现**过载**。

一般量化器规定 $Q(x) = y_1,\ x(t) < x_{\min}$

$$Q(x) = y_M,\ x(t) > x_{\max}$$

因此**过载失真**大小为 $e = x - y_1,\ x(t) < x_{\min}$

$$e = x - y_M,\ x(t) > x_{\max}$$

过载失真的统计平均值定义为**过载量化噪声**

$$\sigma_o^2 = \int_{-\infty}^{x_{\min}} (x - y_1)^2 p_X(x)dx + \int_{x_{\max}}^{+\infty} (x - y_M)^2 p_X(x)dx$$

o for overload

量化信噪比

量化信噪比定义为信号的平均功率与总的量化噪声的比值。

信号功率

$$S_x = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} x^2 p_X(x)\,dx$$

量化信噪比

$$SNR_q = \frac{S_x}{\sigma_Q^2} = \frac{S_x}{\sigma_q^2 + \sigma_o^2}$$

其中

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^{M} \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_k)^2 p_X(x)dx, \quad x \in [x_{\min}, x_{\max}]$$

$$\sigma_o^2 = \int_{-\infty}^{x_{\min}} (x - y_1)^2 p_X(x)dx + \int_{x_{\max}}^{+\infty} (x - y_M)^2 p_X(x)dx$$

讨论

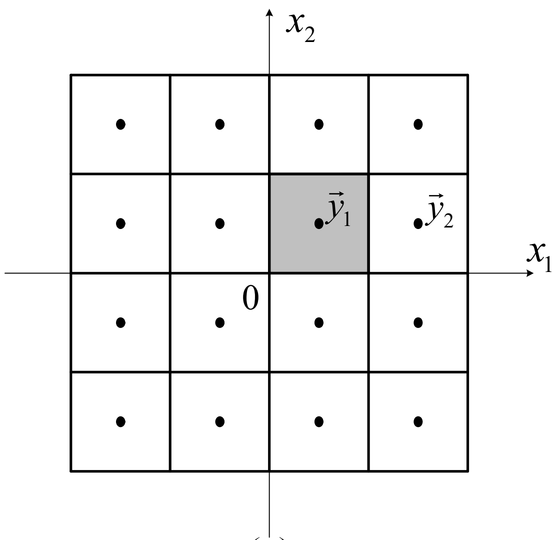
学习了标量量化的概念，你认为矢量量化应该是怎样的？

什么时候需要用到矢量量化？

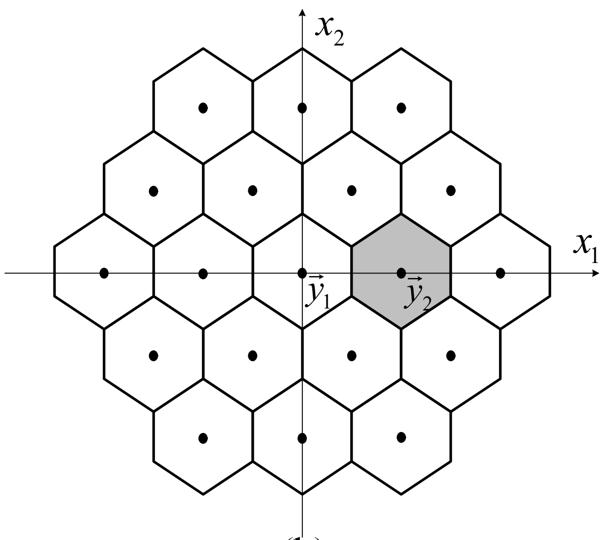
矢量量化

将N维空间区域分布的模拟信号矢量$\vec{x} = (x_1 x_2 ... x_N)$的抽样值映射为包含$M$个元素的维$N$矢量集中的某个元素的操作称之为矢量量化。

$$\vec{y}_k = Q(\vec{x}), \qquad \vec{y}_k \in \{\vec{y}_i = (y_{i1} y_{i2} ... y_{iN}); i = 1,2,...,M\}$$



(a)



(b)

课后题

给出矢量量化的噪声计算公式？

均匀量化

$$\Delta_k = x_k - x_{k-1} = \Delta, \quad k = 1, 2, \ldots, M$$

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^{M} \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_k)^2 p_X(x) dx \approx \sum_{k=1}^{M} p_X(y_k) \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_k)^2 dx \approx \frac{\Delta^2}{12}$$

当量化电平数*M*足够大时，可得量化噪声的大小仅与量化阶距有关。

$$SNR_{q,dB} = 10\lg \frac{S_x}{\sigma_q^2} = 10\lg 2^{2N} = 6.02N\left(dB\right)$$

每增加一位量化精度，量化信噪比有约6***dB***的提升。

均匀量化

量化噪声的简化分析计算：

若近似地认为量化误差 $\boldsymbol{e}$ 在 $(-\Delta/2, \Delta/2)$ 范围内服从均匀分布

即

$$p(e) = \begin{cases} 1/\Delta & -\Delta/2 \le e \le \Delta/2 \\ 0, & 0 \end{cases}$$

则量化噪声 $\sigma_q^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 p(e) de = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 \frac{1}{\Delta} de = \frac{\Delta^2}{12}$

均匀量化的**优点**：简单易于实现；

缺点：量化信噪比随信号的幅度减小而下降。

非均匀量化

目的：寻求获得最佳量化信噪比的方法。

主要研究如何**改善对小信号量化时的信噪比**。

因为在电路中实现非均匀的量化阶距较复杂，非均匀量化的一般操作方法：

(1) 首先对输入信号 x **作非线性变换**

$$y = f(x)$$

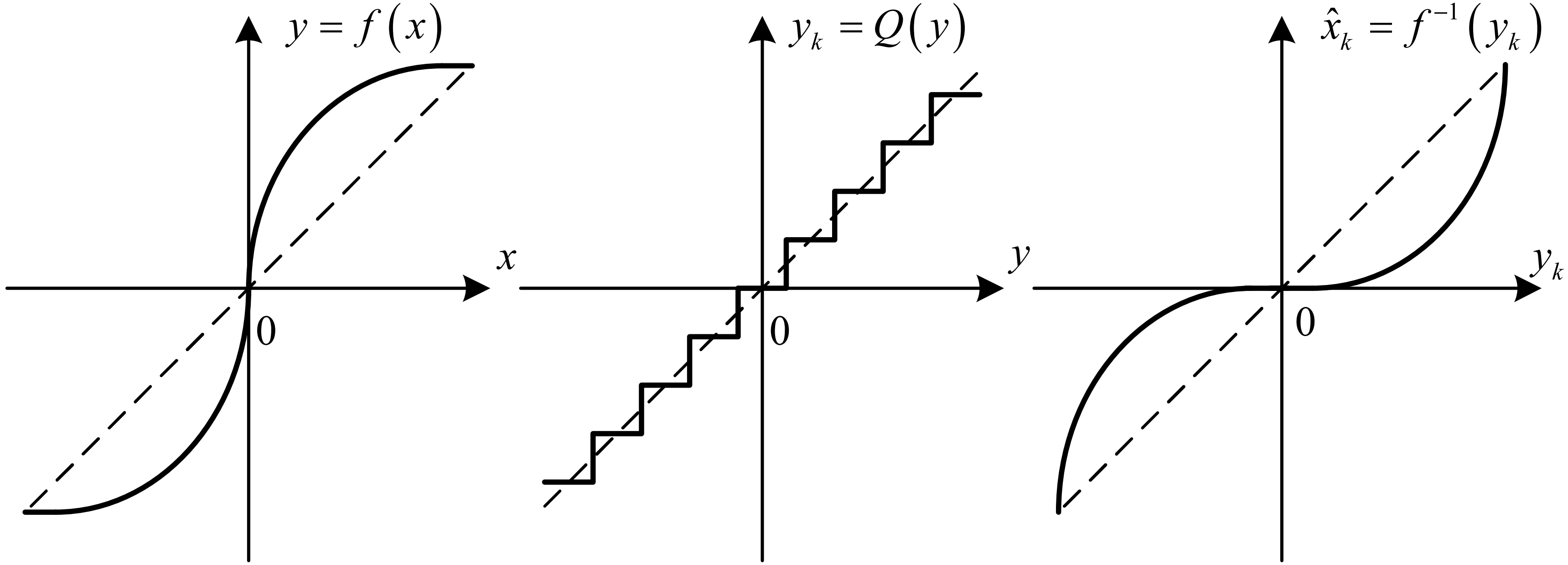
(2) 进行易于实现的**均匀量化**

$$y_k = Q(y),\quad k = 1, 2, \ldots, M$$

(3) 信号还原时，对信号进行**非线性的反变换**

$$\hat{x}_k = f^{-1}(y_k),\quad k = 1, 2, \ldots, M$$

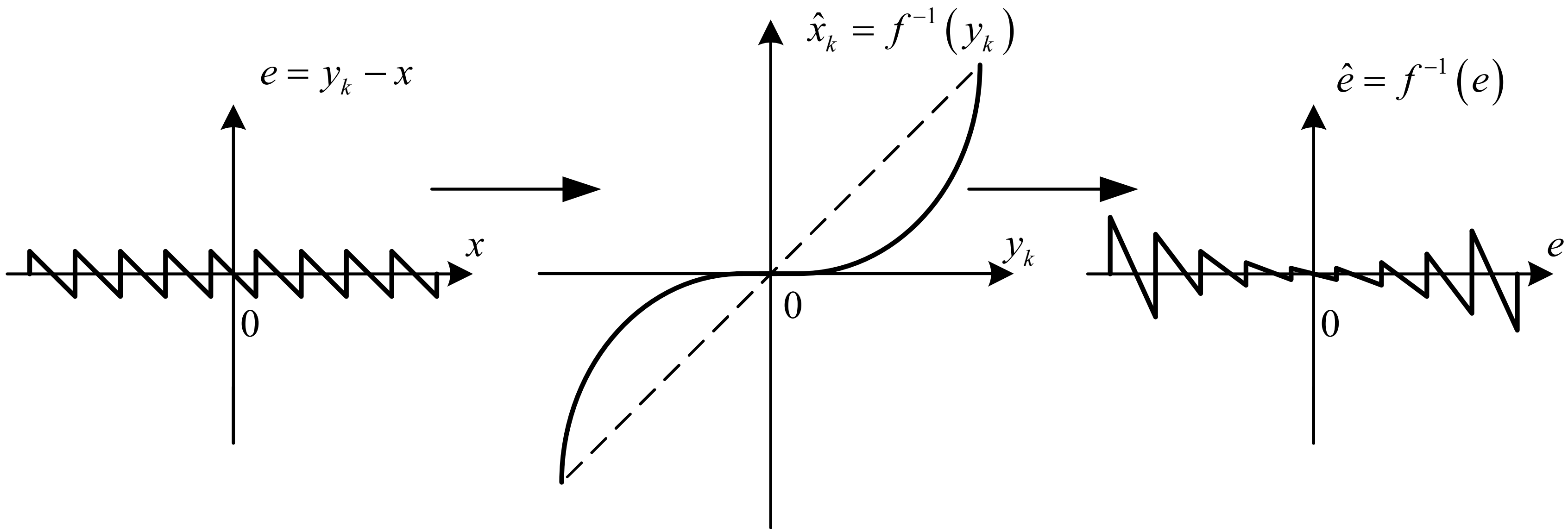
非均匀量化与信号的恢复过程



(a) 压缩变换　　(b) 均匀量化　　(c) 扩张变换

编码时做非线性的变换　　解码时做反变换

非均匀量化抑制量化噪声的原理



均匀量化的量化误差　　　扩张变换　　　经扩张变换后的的量化误差

信号经历变换与反变换，信号幅度不会受到影响。

量化噪声只经历反变换，在小信号区域的噪声受到抑制。

非均匀量化

- 经过函数压扩变换后的量化噪声功率

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12}\int_{-V_p}^{+V_p}\left(f'(x)\right)^{-2} p_X(x)\,dx$$

- 对应的量化信噪比

$$SNR_q = \frac{S_x}{\sigma_q^2} = \frac{\int_{-V_p}^{+V_p} x^2 p_X(x)\,dx}{\frac{\Delta^2}{12}\int_{-V_p}^{+V_p}\left(f'(x)\right)^{-2} p_X(x)\,dx}$$

如何选取f？　　　　根据p_x，选取f来最大化SNR.

量化信号的编码

离散时间→离散时间

离散幅值 = 二进制码

脉冲编码调制（PCM）

常见PCM编码方式

电平序号	自然二进制码	格雷码	折叠码
	有什么优点？	有什么特点？	有什么缺点？
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 1 1 1
1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 1 0
2	0 0 1 0	0 0 1 1	0 1 0 1
3	0 0 1 1	0 0 1 0	0 1 0 0
4	0 1 0 0	0 1 1 0	0 0 1 1
5	0 1 0 1	0 1 1 1	0 0 1 0
6	0 1 1 0	0 1 0 1	0 0 0 1
7	0 1 1 1	0 1 0 0	0 0 0 0
8	1 0 0 0	1 1 0 0	1 0 0 0
9	1 0 0 1	1 1 0 1	1 0 0 1
10	1 0 1 0	1 1 1 1	1 0 1 0
11	1 0 1 1	1 1 1 0	1 0 1 1
12	1 1 0 0	1 0 1 0	1 1 0 0
13	1 1 0 1	1 0 1 1	1 1 0 1
14	1 1 1 0	1 0 0 1	1 1 1 0
15	1 1 1 1	1 0 0 0	1 1 1 1

常见PCM编码方式

电平序号	自然二进制码	格雷码	折叠码
	直观 可运算	相邻变化少 抗干扰	小的多‘1’ 适合小信号
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 1 1 1
1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 1 0
2	0 0 1 0	0 0 1 1	0 1 0 1
3	0 0 1 1	0 0 1 0	0 1 0 0
4	0 1 0 0	0 1 1 0	0 0 1 1
5	0 1 0 1	0 1 1 1	0 0 1 0
6	0 1 1 0	0 1 0 1	0 0 0 1
7	0 1 1 1	0 1 0 0	0 0 0 0
8	1 0 0 0	1 1 0 0	1 0 0 0
9	1 0 0 1	1 1 0 1	1 0 0 1
10	1 0 1 0	1 1 1 1	1 0 1 0
11	1 0 1 1	1 1 1 0	1 0 1 1
12	1 1 0 0	1 0 1 0	1 1 0 0
13	1 1 0 1	1 0 1 1	1 1 0 1
14	1 1 1 0	1 0 0 1	1 1 1 0
15	1 1 1 1	1 0 0 0	1 1 1 1

A律PCM编码

$$M_1 \quad M_2M_3M_4 \quad M_5M_6M_7M_8$$

极性码　　段落码　　　　段内码

极性码：信号电平为正，极性码取1；信号电平为负，极性码取0；

段落码：共包含8段(第1段可看作由两段组成)：000～111；

段内码：在每一段内按照4比特均匀量化：0000～1111。

A律PCM编码

若在第1段内最小的量化阶距取为2，则各段的量化阶距、起始值和结束值分别为

	量化阶距	起始值	结束值	段落码
第1段	2	0	32	000
第1’段	2	32	64	001
第2段	4	64	128	010
第3段	8	128	256	011
第4段	16	256	512	100
第5段	32	512	1024	101
第6段	64	1024	2048	110
第7段	128	2048	4096	111

画出该表格的示意图

A律PCM编码

编码的具体步骤：

① 根据信号极性确定极性码；

② 根据信号的取值确定信号值所对应的最小单位数；

③ 根据信号的取值范围确定段落码；

④ 根据段落起始值与信号的差值、量化阶距确定段内码。

A律PCM编码

已知编码器的输入动态范围：$-V_p \le x \le V_p$ ，$V_p = 2V$

对输入信号值 $x = -0.74V$ 进行编码。

解：(1) 因为输入信号值为负，所以 $M_1 = 0$ ；

(2) 因为最大输入电平对应4096个单位，由

$$y_n = \frac{|x|}{V_p} \times 4096 = \frac{|-0.74|}{2} \times 4096 = 1515.52$$

(3) 因为 $1024 \le 1515.52 \le 2048$ ，由表中段的起始值可知应

处在第6段，因此段落码 $M_2 M_3 M_4 = 110$

$\boldsymbol{A}$律PCM编码

(4) 因为

$$m = \left\lfloor \frac{y_n - V_k}{\Delta_k} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{y_n - V_6}{\Delta_6} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{1515.52 - 1024}{64} \right\rfloor = \lfloor 7.68 \rfloor = 7$$

所以段内码

$$m = 7 \leftrightarrow M_5 M_6 M_7 M_8 = 0111$$

综上**编码输出**为

$$M_1 M_2 M_3 M_4 M_5 M_6 M_7 M_8 = 0\ 110\ 0111$$

A律PCM译码

已知接收的码组为：$M_1M_2M_3M_4M_5M_6M_7M_8 = 0\ 110\ 0111$

(1) 因为 $M_1 = 0$，信号输出应取负值；

(2) 由 $M_2M_3M_4 = 110$，信号取值在第6段，起始值为1024；

(3) 由 $M_5M_6M_7M_8 = 0111$可知段内取值为$m = 7$

(4) (5) $$\hat{x} = (\pm 1)\frac{1}{4096}\left(V_k + m\Delta_k + \frac{\Delta_k}{2}\right)\cdot V_p$$

$$= (-1)\frac{1}{4096}\left(1024 + 7\times 64 + \frac{64}{2}\right)\times 2 = -0.734375$$

经编译码后的信号误差：$e = x - \hat{x} = -0.74 - (-0.734375) = -0.005625$

误差的相对值：$$\left|\frac{e}{x}\right|\times 100\% = \left|\frac{-0.005625}{0.74}\right| \approx 0.76\%$$

$\boldsymbol{\mu}$律PCM编码

什么是$\boldsymbol{\mu}$律PCM编码？

对数PCM与线性PCM

- 两个A律PCM编码的结果怎么运算？

$$M_1M_2M_3M_4M_5M_6M_7M_8$$

$$\downarrow \quad \uparrow$$

$$\hat{y}_n = (\pm 1)\left(V_k + m\Delta_k + \frac{\Delta_k}{2}\right)$$

$$\downarrow \quad \uparrow$$

$$\hat{y}_n = (\pm 1)\sum_{i=0}^{11} b_i 2^i$$

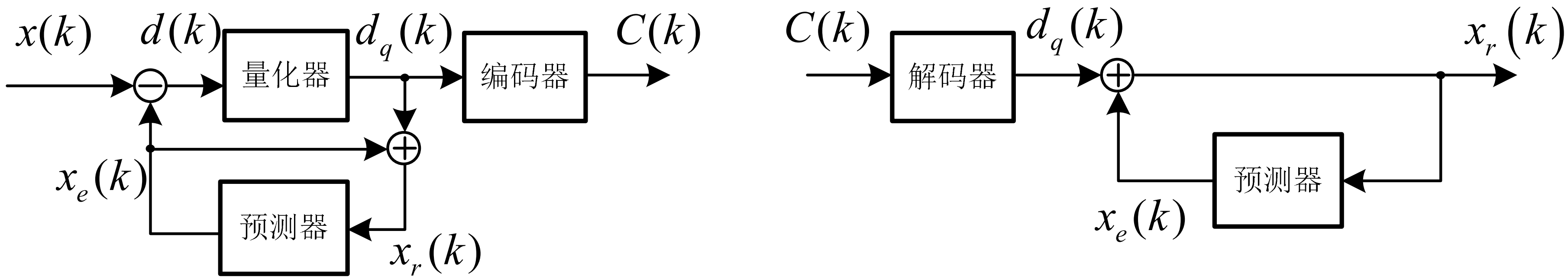
$$\downarrow \quad \uparrow$$

$$b_{12}b_{11}\ldots b_2 b_1 b_0$$

对数PCM与线性PCM

信号幅度部分取值范围	$b_{11}b_{10}b_9b_8b_7b_6b_5b_4b_3b_2b_1b_0$	$M_2M_3M_4M_5M_6M_7M_8$
$0000 \leqslant \lvert x \rvert < 0032$	0 0 0 0 0 0 0 W X Y Z 1	0 0 0 W X Y Z
$0032 \leqslant \lvert x \rvert < 0064$	0 0 0 0 0 0 1 W X Y Z 1	0 0 1 W X Y Z
$0064 \leqslant \lvert x \rvert < 0128$	0 0 0 0 0 1 W X Y Z 1 *	0 1 0 W X Y Z
$0128 \leqslant \lvert x \rvert < 0256$	0 0 0 0 1 W X Y Z 1 * *	0 1 1 W X Y Z
$0256 \leqslant \lvert x \rvert < 0512$	0 0 0 1 W X Y Z 1 * * *	1 0 0 W X Y Z
$0512 \leqslant \lvert x \rvert < 1024$	0 0 1 W X Y Z 1 * * * *	1 0 1 W X Y Z
$1024 \leqslant \lvert x \rvert < 2048$	0 1 W X Y Z 1 * * * * *	1 1 0 W X Y Z
$2048 \leqslant \lvert x \rvert < 4096$	1 W X Y Z 1 * * * * * *	1 1 1 W X Y Z

差分脉冲编码调制（DPCM）



(a) 编码器 (b) 译码器

DPCM并不对输入信号 $x(k)$ 直接进行编码，而是对输入信号与其预测值 $x_e(k)$ 的差值进行编码，差值

$$d(k)=x(k)-x_e(k)$$

其中预测值为 $x_e(k)=f\left[x_r(k-1),x_r(k-2),\ldots x_r(k-N)\right]$

$x_r(l)$ 称为重建值。

本质上，DPCM是一种压缩编码方法。

总结

模拟信号的数字编码：

模拟信号→二进制数字码组

三个步骤:

[抽样] 连续时间、连续幅值→时间离散、连续幅度

[量化] 时间离散、连续幅值→时间离散、幅值离散

[编码] 时间离散、幅值离散→特定的二进制码组

End