Fundamentals of Information Science

Part 4 Information Transmission

—— Analog Modulation & Sampling

Shandong University
2025 Spring

调制简介

何谓调制？

■ 调制定义

比喻——货物运输：

将 货物 装载到 飞机/轮船 的某个仓位上

调制：把 消息信号 搭载到 载波 的某个参数上。

载波：某种高频周期性振荡信号，如正弦波。

受调载波称为已调信号，含有消息信号特征。

解调：调制的逆过程，从已调信号中恢复消息信号。

为什么要进行调制？

■ 调制目的

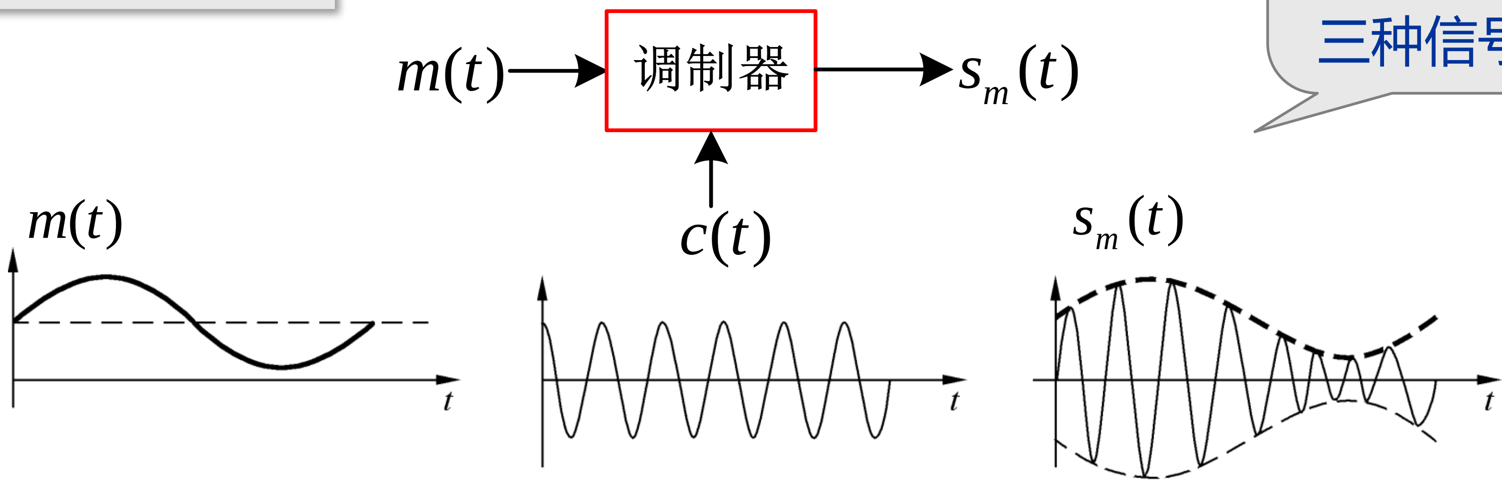
- 进行频谱搬移，匹配信道特性，减小天线尺寸；
- 实现多路复用，提高信道利用率；
- 改善系统性能（有效性、可靠性）；
- 实现频率分配 …

看来，调制在通信系统中起着至关重要的作用！

对呀，不同的调制方式，具有不同的特点和性能!

■ 调制分类

认识一下
调制过程
所涉及的
三种信号



调制信号	载 波	已调信号
消息信号 基带信号	正弦波 脉冲序列	受调载波 含有m(t)信息
同义词	运载工具	多种形式

--- 可从不同角度分类：

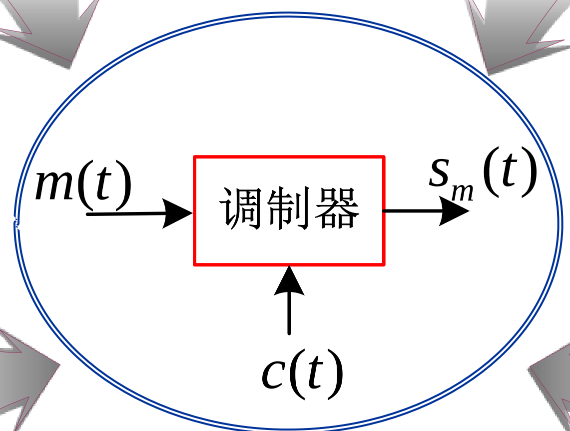
都有哪些调制方式？

按调制信号 m(t)的类型分

- 模拟调制
- 数字调制

按已调信号的频谱结构分

- 线性调制
- 非线性调制



按正弦载波的受调参量分

- 幅度调制
- 频率调制
- 相位调制

按载波信号 c(t)的类型分

- 连续波调制
- 脉冲调制

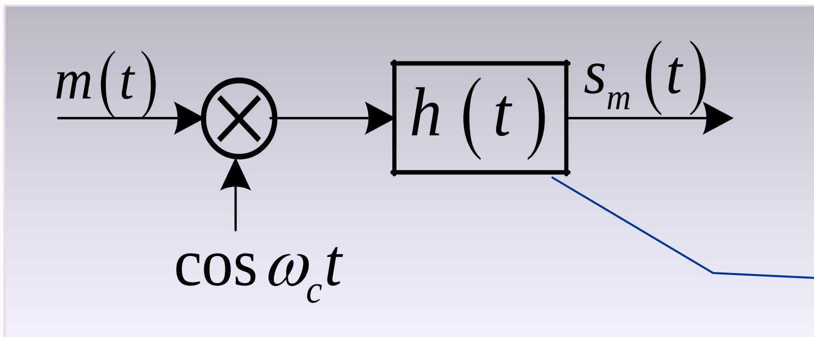
这里重点考虑**模拟调制**方式：

——是以正弦信号 $c(t)=A\cos(\omega_c t+\varphi)$ 作为载波的

- **幅度调制（线　性）：** AM、DSB
  SSB、VSB
- **角度调制（非线性）：** FM、PM

§19.1 幅度调制（线性调制）的原理

■ 一般模型



边带滤波器

$h(t) \Leftrightarrow H(\omega)$

$$s_m(t) = [m(t)\cos\omega_c t] * h(t)$$

$$S_m(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c) + M(\omega-\omega_c)]H(\omega)$$

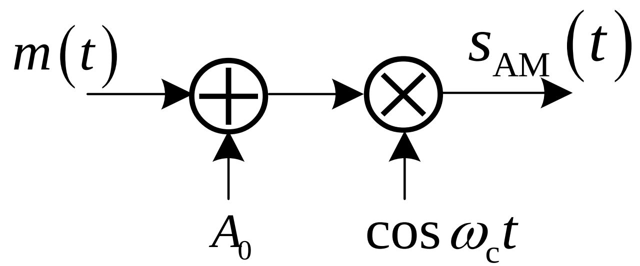
§ 19.1.1　常规调幅（AM）

■ AM表达式

$$s_{\mathrm{AM}}(t)=\left[A_0+m(t)\right]\cos\omega_c t$$
$$=A_0\cos\omega_c t+m(t)\cos\omega_c t$$

载波项　　边带项

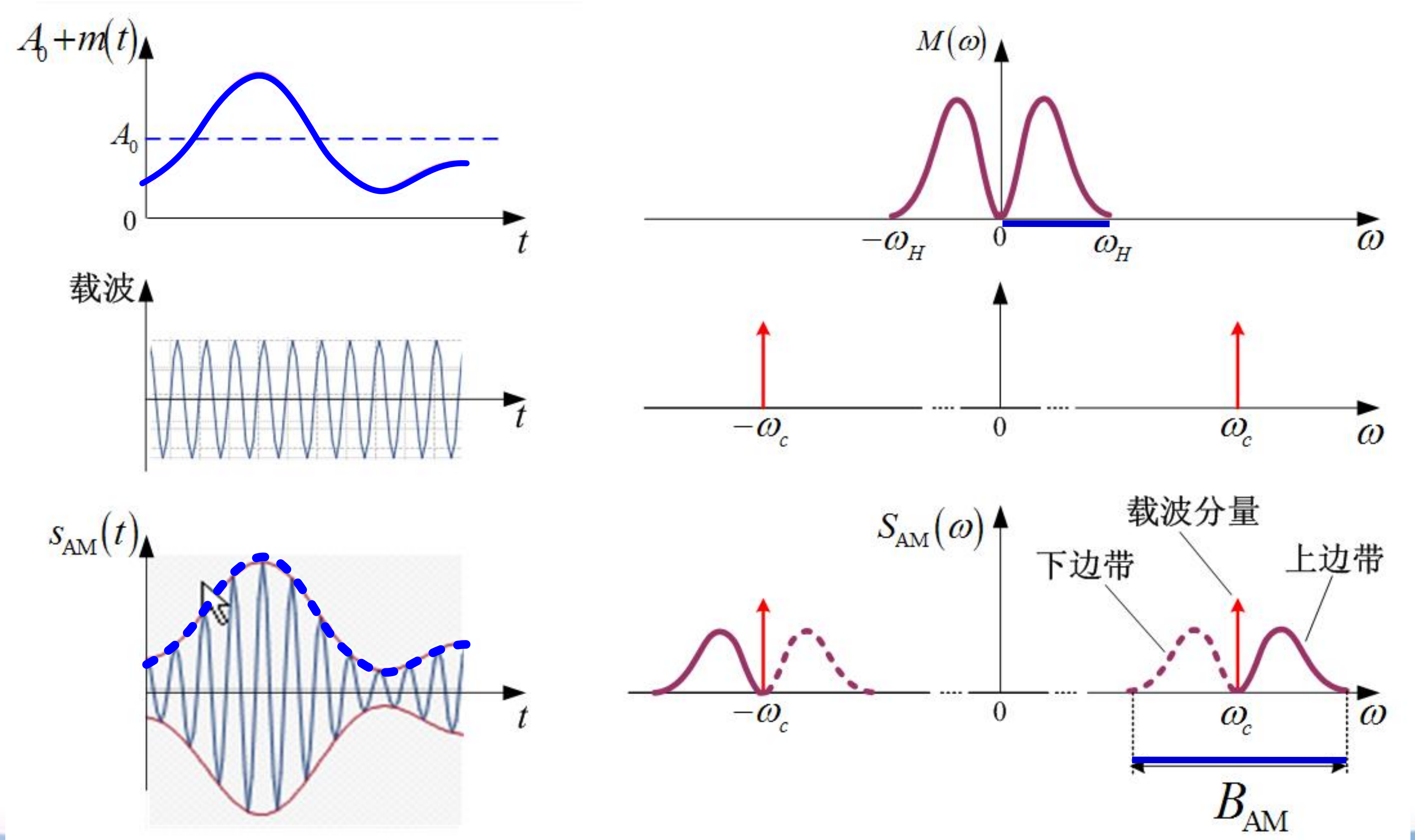
■ AM调制器



条件：$\overline{m(t)}=0$ 和 $\left|m(t)\right|_{\max}\le A_0$

$$S_{\mathrm{AM}}(\omega)=\pi A_0\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]+\frac{1}{2}\left[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)\right]$$

■ AM波形和频谱



$A_0+m(t)$
A_0
0
t
$M(\omega)$
$-\omega_H$
0
ω_H
ω
载波
t
$-\omega_c$
0
ω_c
ω
$s_{AM}(t)$
t
$S_{AM}(\omega)$
载波分量
下边带
上边带
$-\omega_c$
0
ω_c
ω
B_{AM}

■ AM信号的特点

- $\left|m(t)\right|_{\max} \le A_0$ 时，AM波的包络正比于调制信号$m(t)$，故可采用包络检波。
- AM的频谱由载频分量、上边带和下边带组成。
- AM传输带宽是调制信号带宽的两倍：

$$\boxed{B_{\mathrm{AM}} = 2 f_H}$$

- AM的优势在于接收机简单，广泛用于中短调幅广播。

AM信号的缺点

$$s_{\mathrm{AM}}(t) = A_0 \cos\omega_c t + m(t)\cos\omega_c t$$

- AM信号功率：

$$P_{\mathrm{AM}} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_s$$

载波功率　边带功率

- 调制效率（功率利用率）：

$$\boxed{\eta_{\mathrm{AM}} = \frac{P_s}{P_{\mathrm{AM}}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}}$$

$\because |m(t)|_{\max} \le A_0 \quad \therefore \overline{m^2(t)} \leqslant A_0^2$　故$\eta_{\mathrm{AM}} \leqslant 50\%$　AM功率利用率低！

载波 ---不含有用信息，却“浪费”大部分的发射功率。 当然AM正是利用这种“浪费”去换取解调的 便宜 “，即包检。

边带 ---包含有用信息m(t)， 满调幅时，边带功率最大。

定义调幅系数 m（用百分比表示时，又称调幅度）

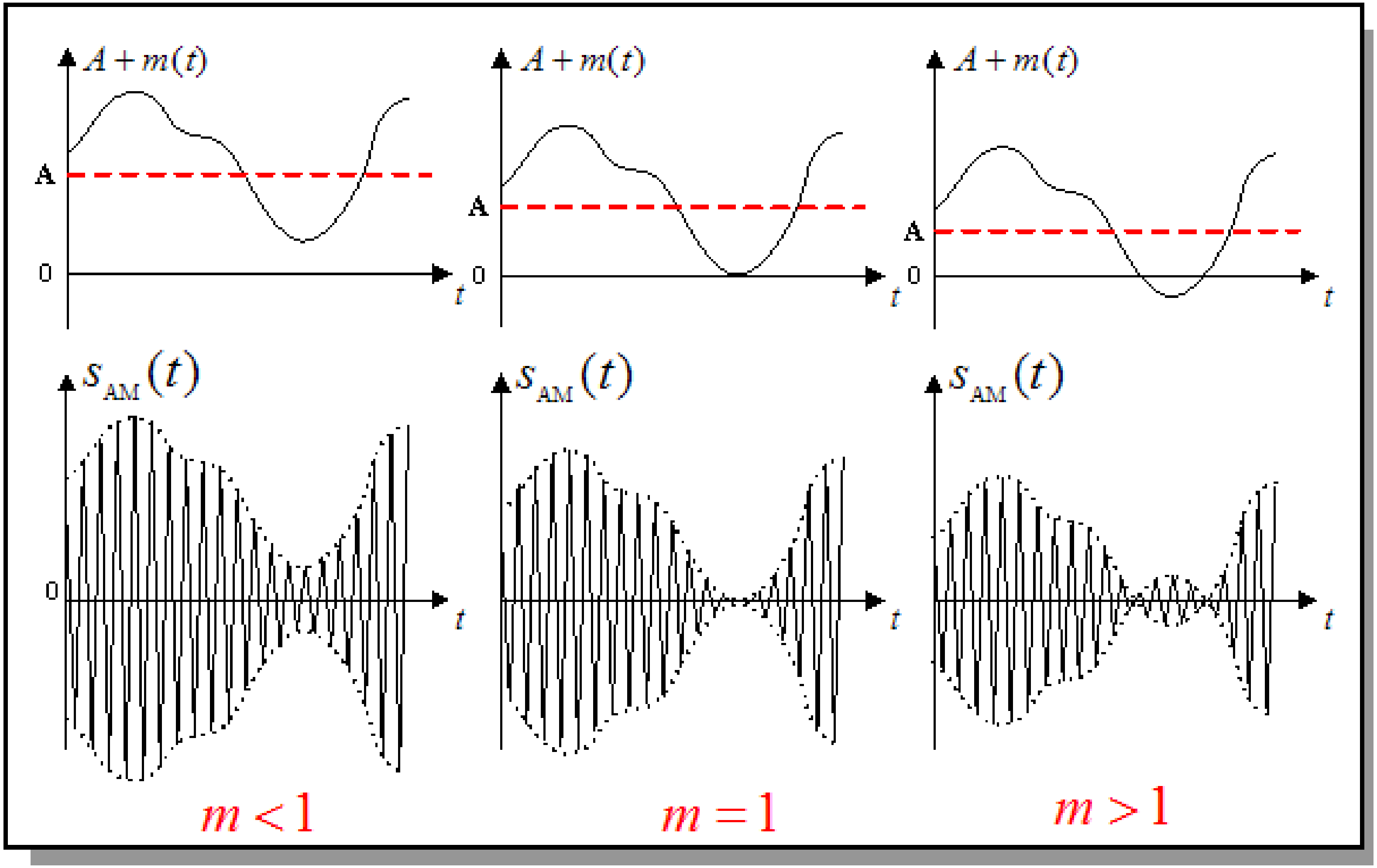
——反映基带信号改变载波幅度的程度：

$$\boxed{m = \frac{|m(t)|_{\max}}{A_0}}$$

m<1 正常调幅

m>1 过调幅

m=1 临界状态，满调幅（100%）


$A+m(t)$
A
0
t
$s_{AM}(t)$
$m<1$
$m=1$
$m>1$

$$\eta_{AM}=\frac{P_s}{P_{AM}}=\frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2+\overline{m^2(t)}}$$

$$m=\frac{|m(t)|_{max}}{A_0}$$

设 $m(t)=A_m\cos\omega_m t$（单音正弦），则 $\overline{m^2(t)}=A_m^2/2$

$$\eta_{AM}=\frac{A_m^2}{2A_0^2+A_m^2}=\frac{A_m^2/A_0^2}{2+A_m^2/A_0^2}=\frac{m^2}{2+m^2}$$

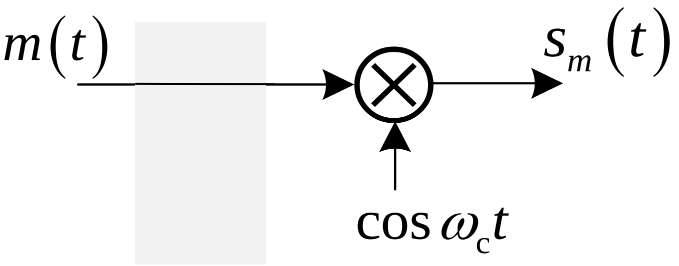
当m=1(满调幅)时，AM调制效率的最大值仅为1/3，可见，AM的功率利用率很低。

Q&A

如何提高调制效率？ ——抑制载波！

$$s_{AM}(t) = [\quad + m(t)]\cos\omega_c t$$

$$= \quad + m(t)\cos\omega_c t$$



条件： $\overline{m(t)} = 0$

$$S_{AM}(\omega) = \quad + \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c) + M(\omega-\omega_c)]$$

§ 19.1.2 双边带调制（DSB-SC）

double-sideband suppressed carrier

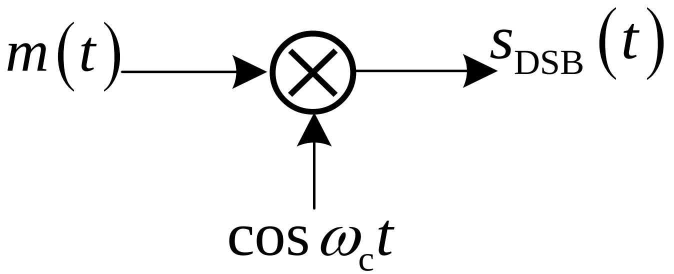
■ DSB表达式

$$s_{\mathrm{DSB}}(t)=m(t)\cos\omega_{\mathrm{c}}t$$

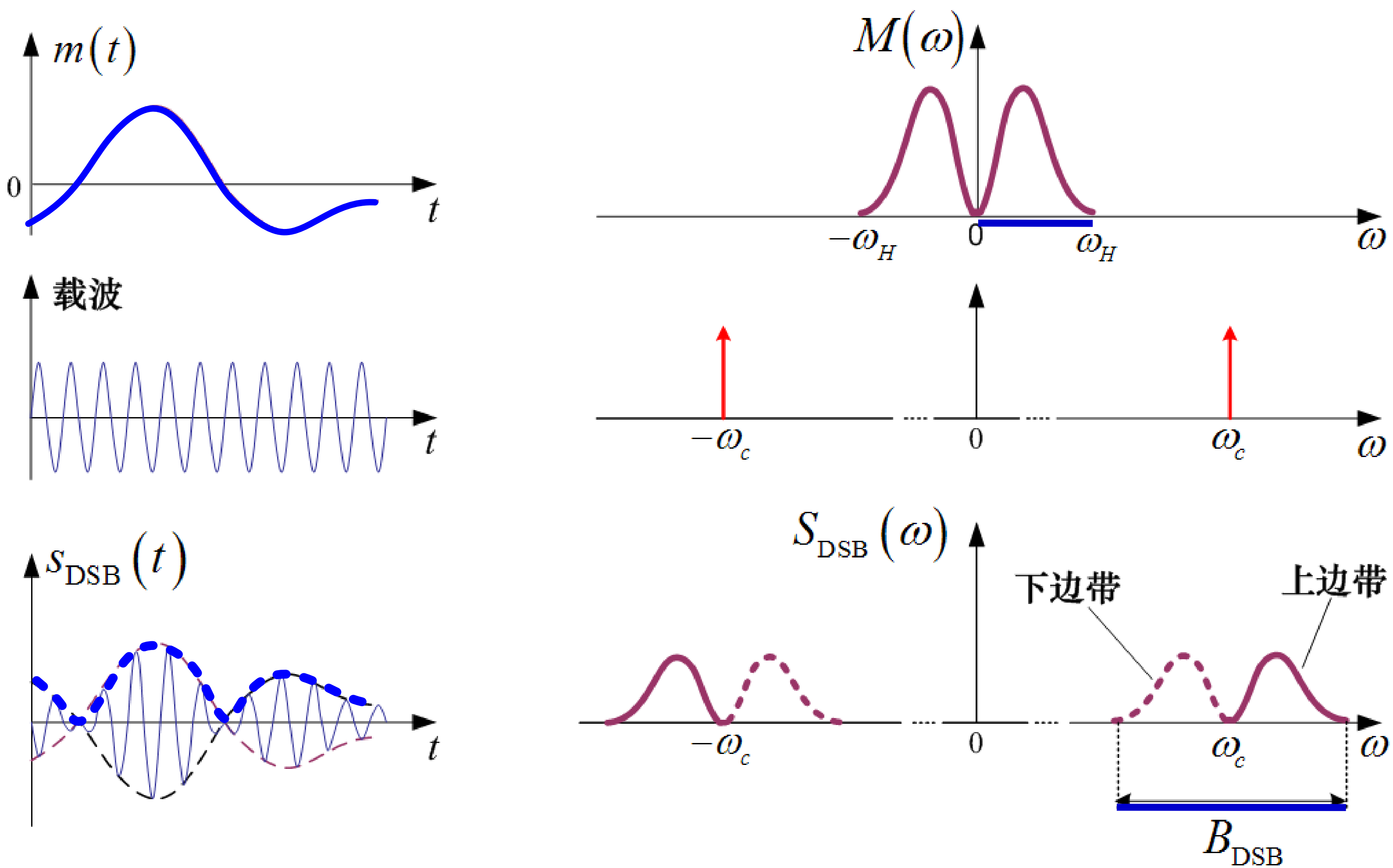
条件： $\overline{m(t)}=0$

$$S_{\mathrm{DSB}}(\omega)=\frac{1}{2}\left[M(\omega+\omega_{\mathrm{c}})+M(\omega-\omega_{\mathrm{c}})\right]$$

■ DSB调制器



■ DSB波形和频谱



$m(t)$
0
t
载波
t
$s_{\text{DSB}}(t)$
t
$M(\omega)$
$-\omega_H$
0
ω_H
ω
$-\omega_c$
0
ω_c
ω
$S_{\text{DSB}}(\omega)$
下边带
上边带
$-\omega_c$
0
ω_c
ω
B_{DSB}

■ DSB信号的特点

Q&A

- 包络不再与$m(t)$成正比；当$m(t)$改变符号时载波相位反转，故不能采用包络检波，需相干解调。
- 无载频分量，只有 上、下 边带。

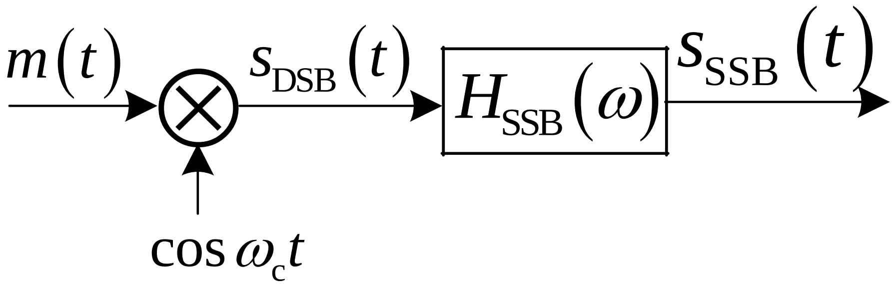
能否只传输一个边带 ？

- 带宽与AM的相同：$\boxed{B_{\mathrm{DSB}} = B_{\mathrm{AM}} = 2f_H}$
- 调制效率100%，即功率利用率高。
- 主要用作SSB、VSB的技术基础，调频立体声中的差信号调制等。

§19.1.3 单边带调制（SSB）

■ SSB信号的产生

（1）滤波法



原理：

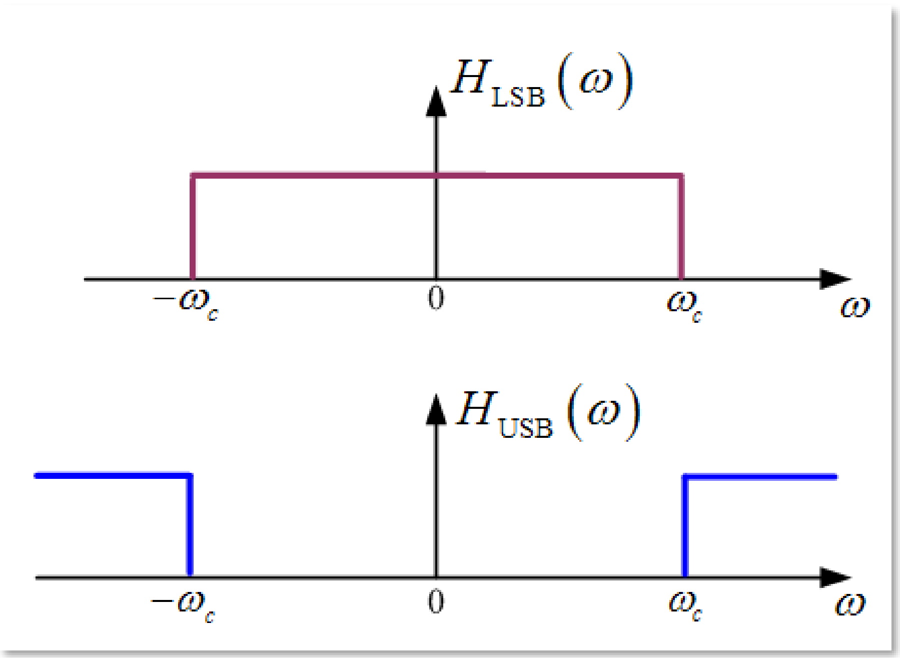
先形成DSB信号，边带滤波即得上或下边带信号。

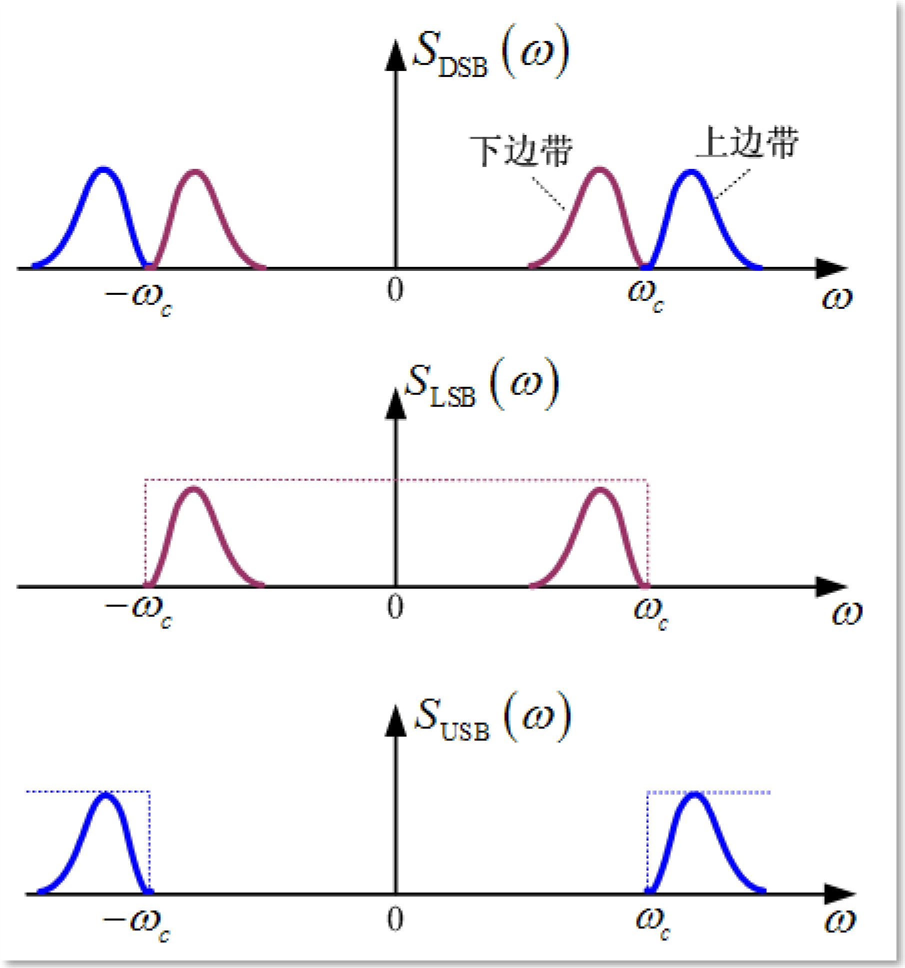
要求：

滤波器$H_{SSB}(\omega)$在载频处具有陡峭的截止特性。

技术难点之一

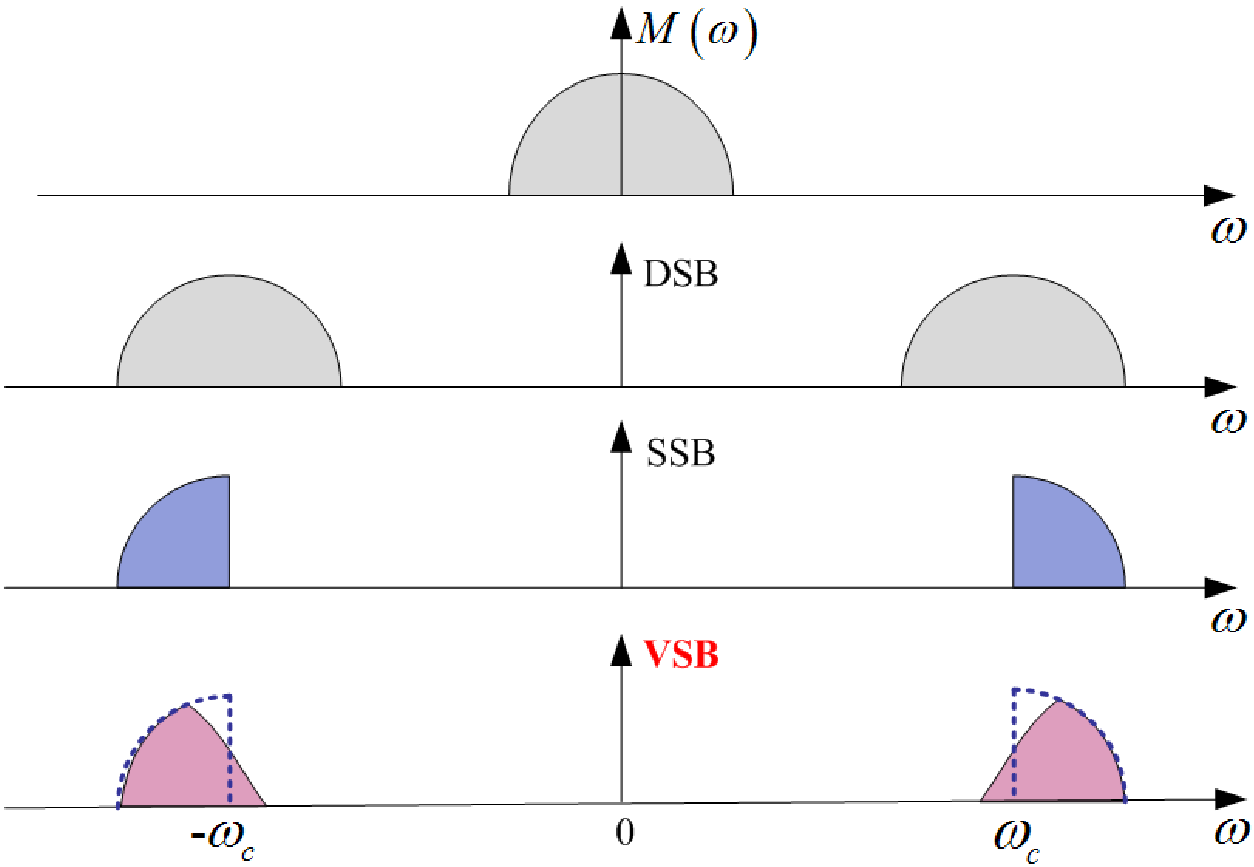
边带滤波特性 $H_{SSB}(\omega)$





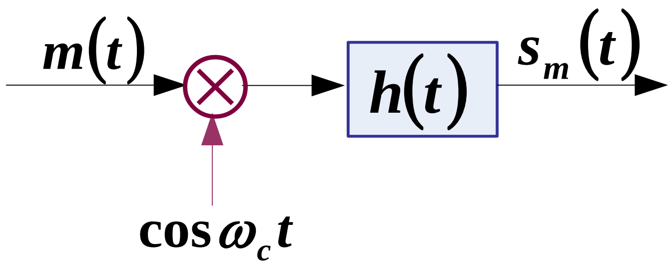
§ 19.1.4 残留边带调制（VSB）

——介于SSB与DSB之间的折中方案。



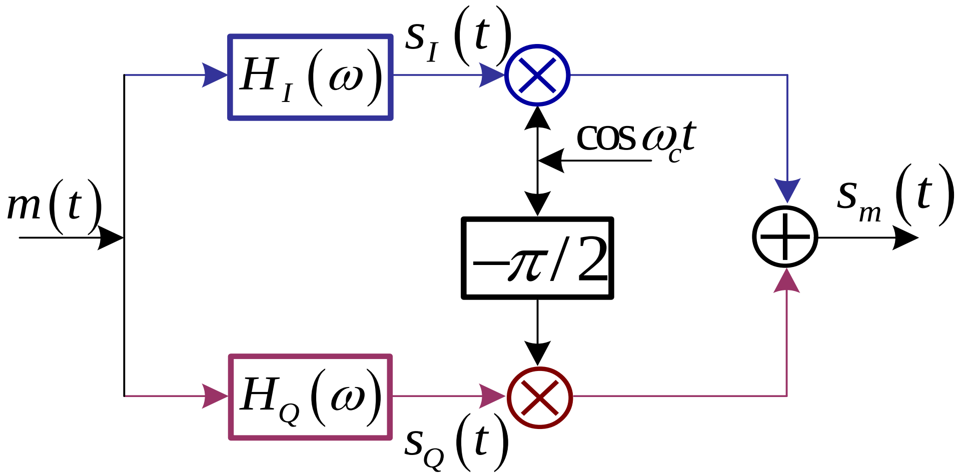
§ 19.1.5　线性调制（幅度调制）的一般模型

- 滤波法



$$h(t) \Leftrightarrow H(\omega)$$

- 相移法

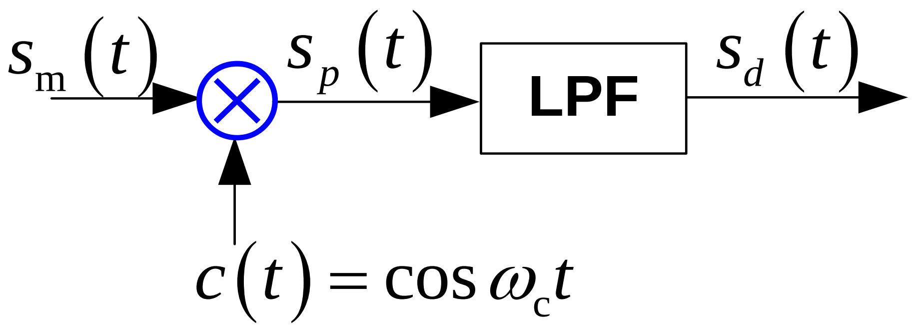


$$\boxed{s_m(t) = [m(t)\cos\omega_c t] * h(t)}$$

$$\boxed{S_m(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c) + M(\omega-\omega_c)]H(\omega)}$$

§19.1.6 相干解调 与 包络检波

■ 相干解调

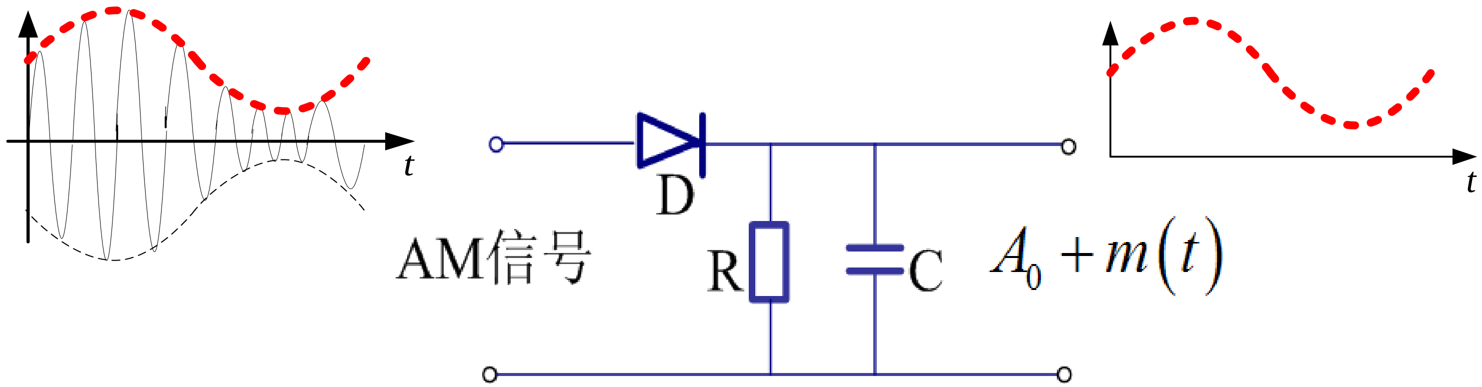


适用： **AM、DSB、SSB、VSB**

特点： 无门限效应

要求： 载波同步

■ 包络检波



适用： AM 信号

优势： 简单、无需载波同步

要求： $|m(t)|_{max} \le A_0$

§19.3 非线性调制（角度调制）原理

概述

- 角度调制：FM和PM的总称。
- 载波的幅度恒定，而频率或相位受调制。
- 属于非线性调制。
- 抗噪声性能优于幅度调制——优势。

§ 19.3.1 角度调制的基本概念

■ 1 角调信号一般表达式

载波的恒定振幅

$$s_m(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

$[\omega_c t + \varphi(t)]$ – 已调信号的瞬时相位

相对于$\omega_c t$的瞬时相位偏移

$[\omega_c + d\varphi(t)/dt]$ – 已调信号的瞬时角频率

相对于ω_c的瞬时角频偏

角调信号: $\boxed{s_m(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]}$

PM: $\varphi(t) = K_p m(t)$ **K_p=rad/V**

$$\boxed{s_{\mathrm{PM}}(t) = A\cos[\omega_c t + K_p m(t)]}$$

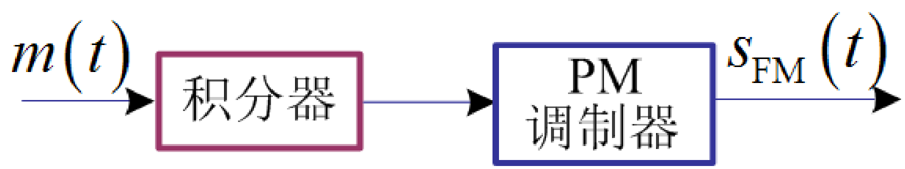
FM: $\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t)$ **K_f=rad/(s•V)**

$$\boxed{s_{\mathrm{FM}}(t) = A\cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau)d\tau]}$$

■ 2 PM与 FM的关系

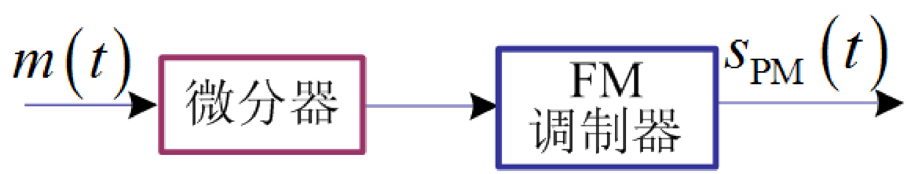
- PM 是 相位偏移 随 $m(t)$ 作 线性 变化；
- FM 是 相位偏移 随 $m(t)$ 的积分作 线性 变化。

（a）直接调频



（c）间接调频

（b）直接调相



（d）间接调相

若预先不知$m(t)$形式，能否判断已调信号是PM还是FM信号?

§ 19.3.4 调频信号的产生与解调

■ 1 调频信号的产生

1）直接法

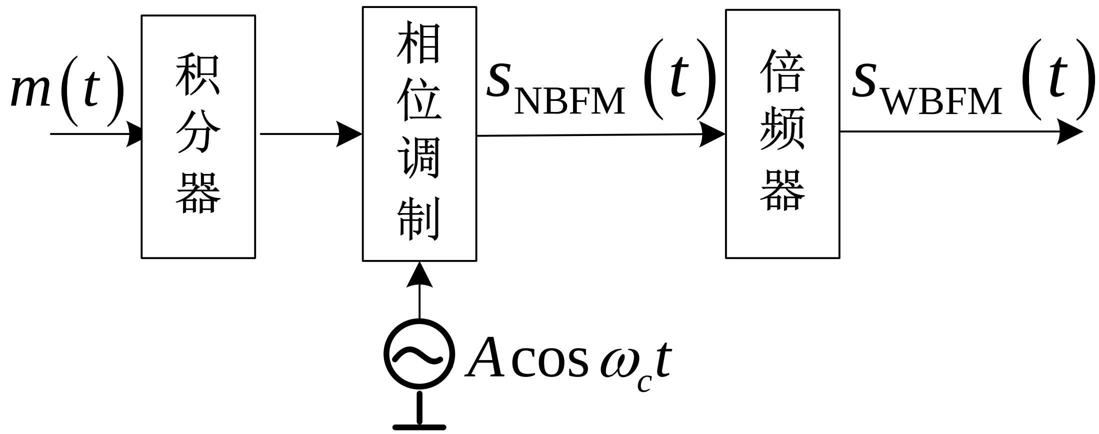
原理：调制电压控制振荡器的频率：

$$\omega_i(t) = \omega_0 + K_f m(t)$$

优点：电路简单、可获得较大的频偏；

缺点：频率稳定度不高，可采用PLL调频器进行改进。

2) 间接法



原理： 积分 ⇢ 调相(NBFM) ⇢ n次倍频 ⇢ WBFM

优点： 频率稳定度好；

缺点： 需要多次倍频和混频，因此电路较复杂。

特点与应用

1）**AM：**优点是接收设备简单；缺点是功率利用率低，抗干扰能力差。主要用在中波和短波调幅广播。

2）**DSB：**优点是功率利用率高，带宽与AM相同。主要用于调频立体声中的差信号调制，彩色TV中的色差信号调制。

3）**SSB：**优点是功率利用率和频带利用率都较高，抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于AM，而带宽只有AM的一半；缺点是收发设备都复杂。常用于频分多路复用系统中。

4）**VSB：**抗噪声性能和频带利用率与SSB相当。在电视广播等系统中得到了广泛应用。

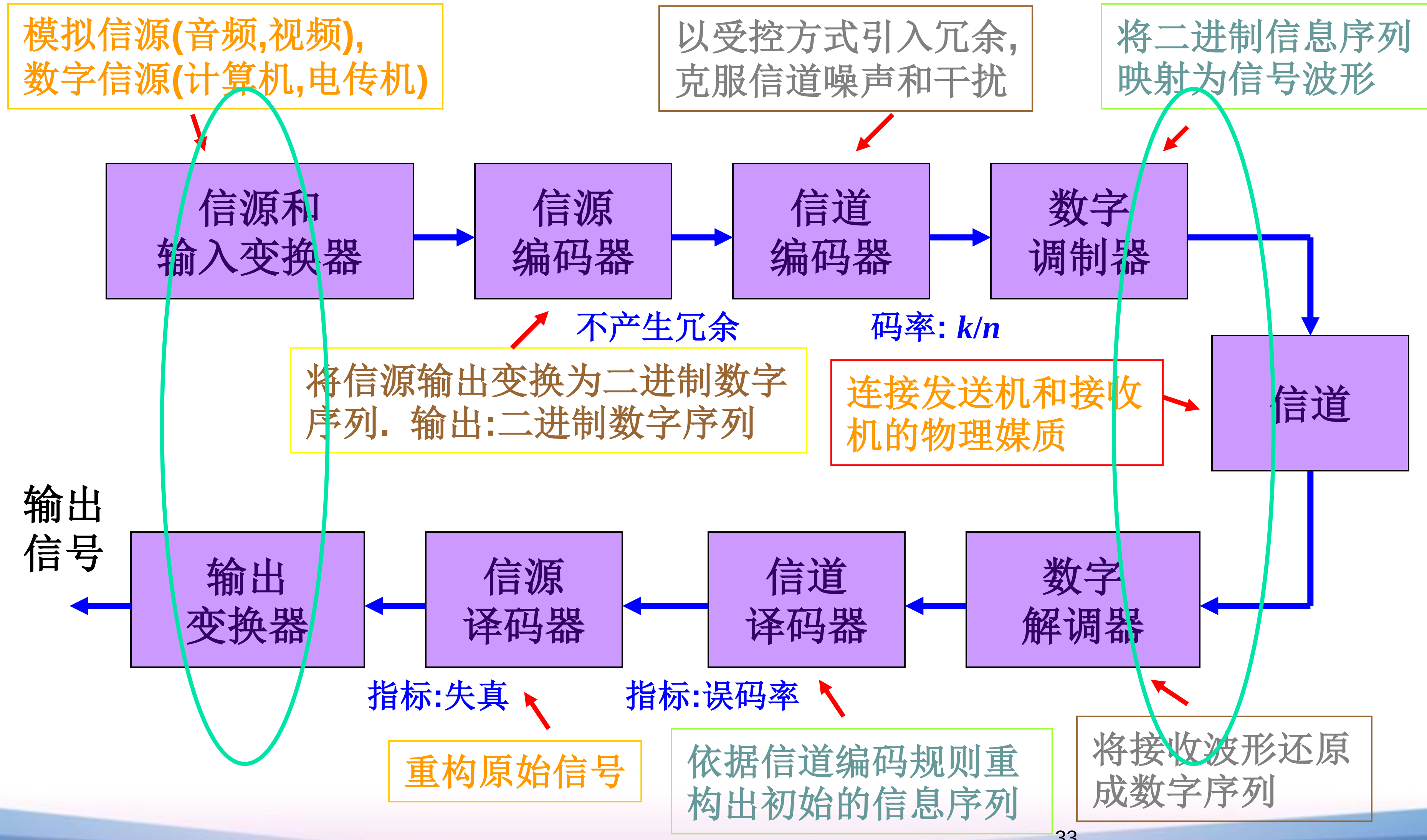
5）**FM：**抗干扰能力强，广泛应用于长距离高质量的通信系统中。缺点是频带利用率低，存在门限效应。

Sampling & Reconstructing

(ADC DAC)

—— 数字信号与模拟信号的桥梁

Sampling & Quantization



§20.1

模拟信号数字化

- 信源编码的作用：

  ①压缩编码；②模/数转换

- 为什么要数字化？

- 模拟信号数字化传输的三个环节：

  A/D → 数字方式传输 → D/A

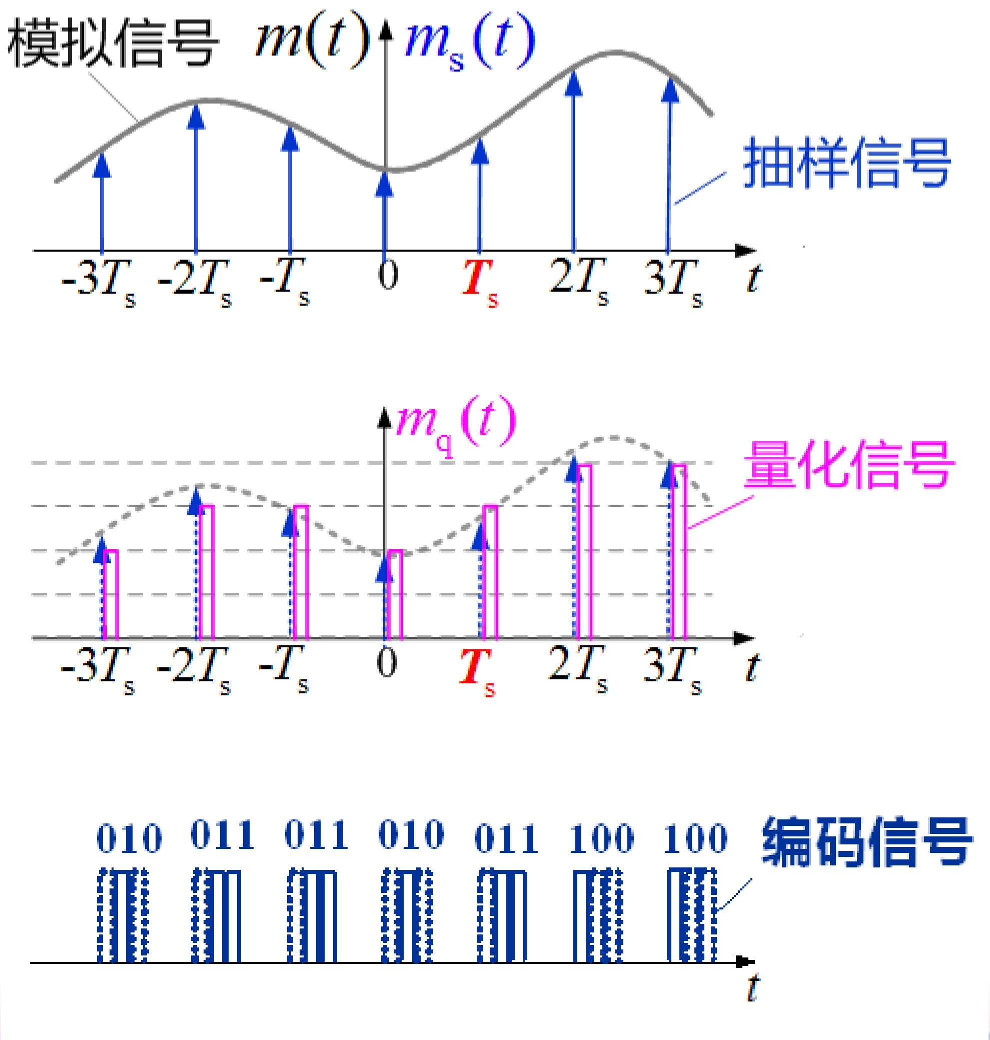
- A/D转换（数字化编码）的技术：

  波形编码和参量编码

- 波形编码的三个步骤：

  “抽样、量化 和 编码”

■ 波形编码的三个步骤 —— “抽样、量化、编码”



§ 20.2

模拟信号de抽样

抽样定理 --- 模拟信号数字化和时分多路复用的理论基础

§ 20.2.1 低通模拟信号的抽样定理

- **定理：** 最高频率小于 f_H 的模拟信号m(t) 可由其等间隔的抽样值唯一确定，抽样间隔 T_s 或 抽样速率 f_s 应满足：

$$\boxed{T_s \le \frac{1}{2f_H}}$$

最高 $T_s = \frac{1}{2f_H}$ --- 奈奎斯特 间隔

Nyquist

$$\boxed{f_s \ge 2f_H}$$

最低 $f_s = 2f_H$ ---奈奎斯特 速率

例如：对于最高频率为3400Hz的典型电话信号，抽样速率为8000Hz

f_H f_s

证明: 设单位冲激序列:

其周期 T = 抽样间隔 T_s

$$\delta_T(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT) \Leftrightarrow \delta_T(f)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(f-n\frac{1}{T})$$

- 抽样过程可看作是 ***m*(*t*)** 与 $\delta_T(t)$ 的相乘。因此，理想抽样信号为:

$$m_s(t)=m(t)\delta_T(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}m(nT_s)\delta(t-nT_s)$$

- 其频谱为:

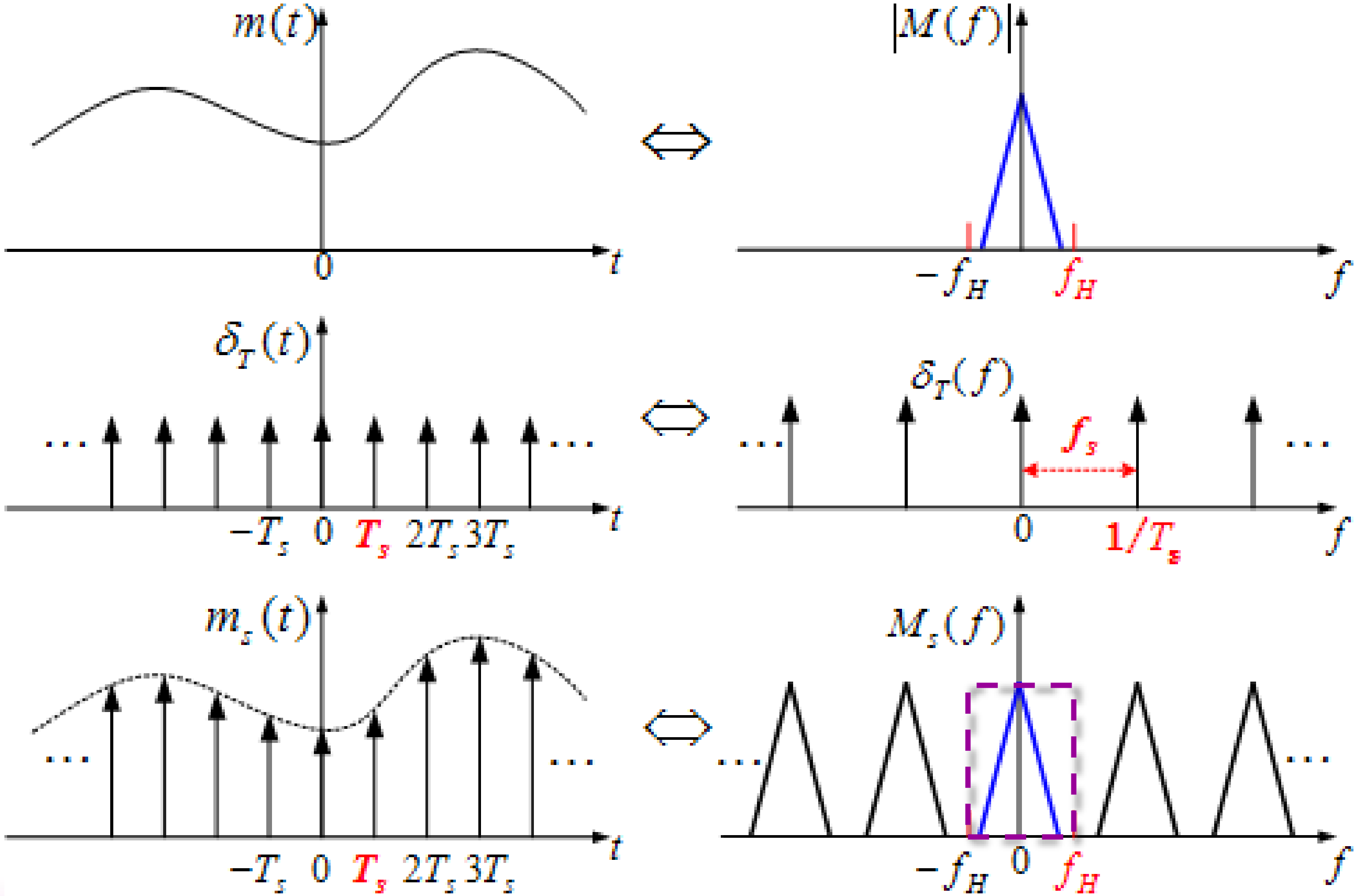
$1/T_s$

$$M_s(f)=M(f)*\delta_T(f)=\frac{1}{T_s}\left[M(f)*\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(f-nf_s)\right]$$

$$\boxed{M_s(f)=\frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(f-nf_s)=\frac{1}{T_s}\underbrace{M(f)}_{n=0}+\frac{1}{T_s}\sum_{n\neq 0}M(f-nf_s)}$$

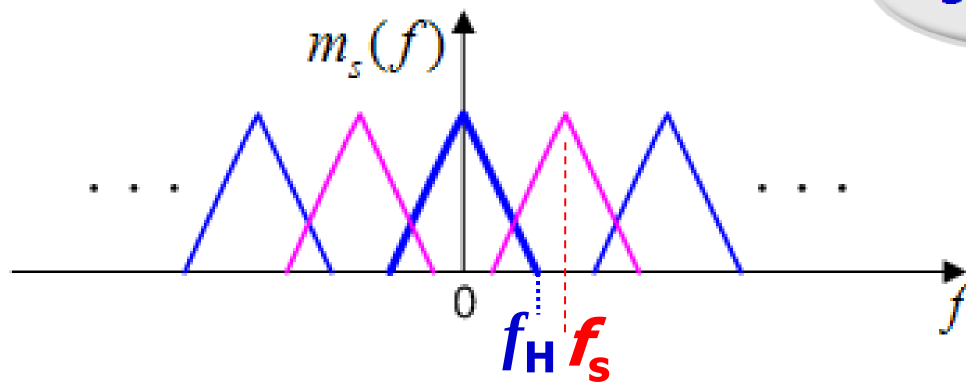
➢ 理想抽样过程的波形和频谱:

$f_s \geq 2f_H$



➢ 混叠失真：

$f_s < 2f_H$



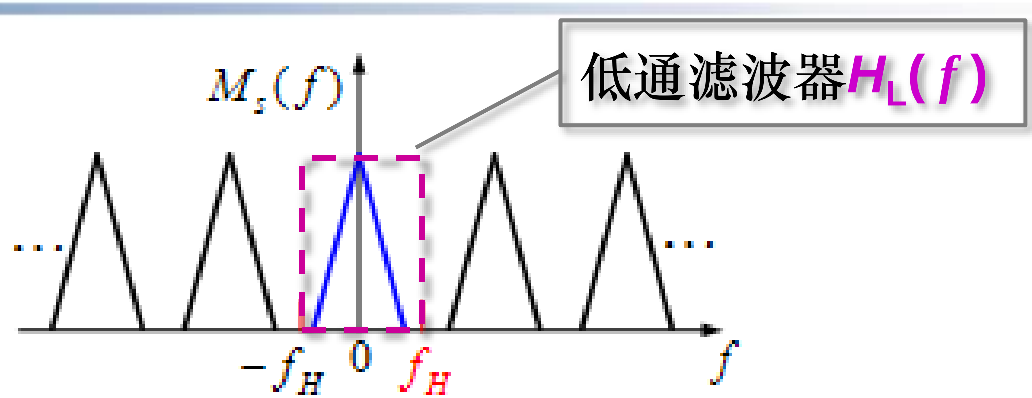
此时，不能无失真重建原信号。 因此，抽样速率 必须满足：

$$\boxed{f_s \geq 2f_H}$$

$$\boxed{T_s \leq \frac{1}{2f_H}}$$

这就从 频域角度 证明了 低通抽样定理。

■ 重建原信号：



由图可见，将$M_s(f)$通过截止频率为f_H的理想低通滤波器$H_L(f)$即可取出原信号：

$$M_s(f)\cdot H_L(f)=\frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(f-nf_s)\cdot H_L(f)=\frac{1}{T_s}\boldsymbol{M}(\boldsymbol{f})$$

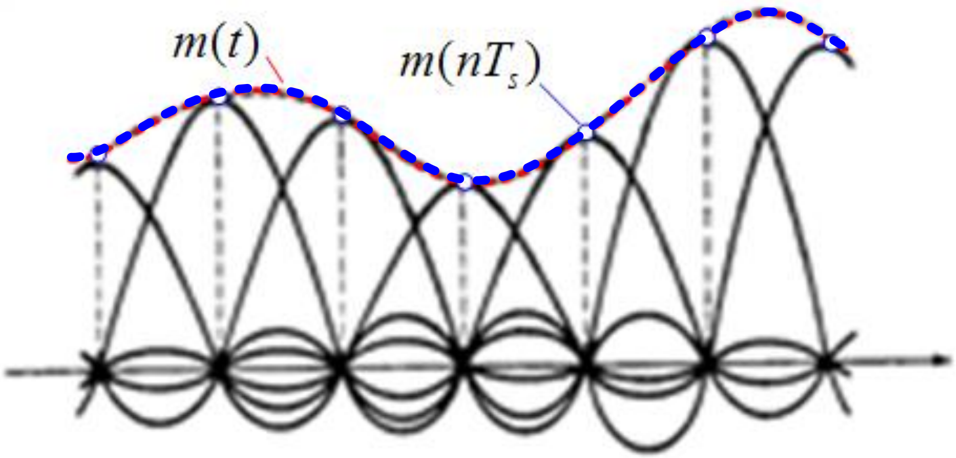
$$\begin{cases} M_s(f)\Leftrightarrow m_s(t)=m(t)\delta_T(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}m(nT_s)\delta(t-nT_s) \\ H_L(f)\Leftrightarrow h_L(t)=2f_H Sa(2\pi f_H t) \end{cases}$$

$$m_s(t) * h_L(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s)\delta(t - nT_s) * 2f_H Sa(2\pi f_H t)$$

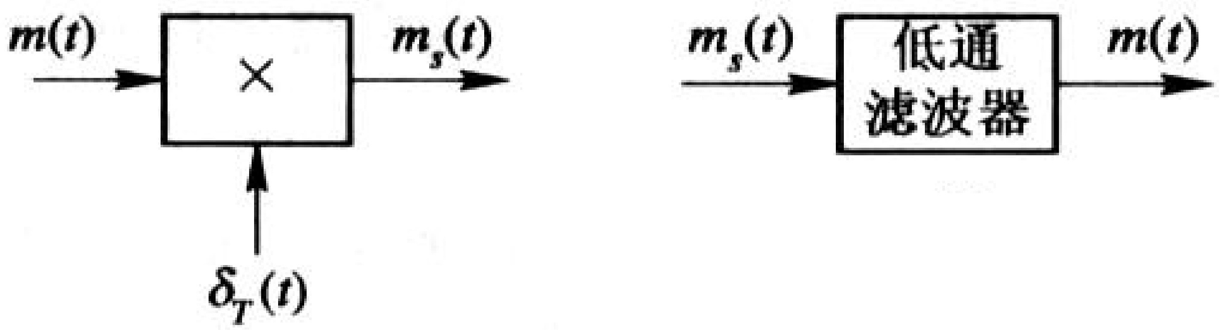
$$= 2f_H \boxed{\sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \frac{\sin 2\pi f_H (t - nT_s)}{2\pi f_H (t - nT_s)}}$$

$$= \boldsymbol{m(t)}$$

内插公式



■ 抽样与恢复原理框图:



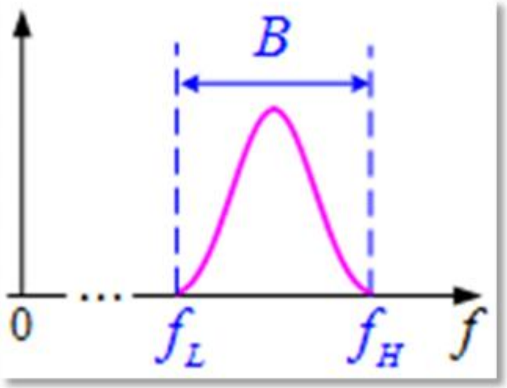
➢ 欲传 $m(t)$，只需传 $m_s(t)$，收端根据其抽样值就能无失真地重建原信号 $m(t)$，条件是:

$$\boxed{f_s \geq 2f_H}$$

§ 3.2.2 带通模拟信号的抽样定理

- **定理:** 设 带通型 模拟信号 ***m*(*t*)** 的 频率范围 限制在（$f_L \le f < f_H$）内，且 $f_L > B$, 则 最小抽样速率为：

$$\boxed{f_s = 2B\left(1+\frac{k}{n}\right)}$$

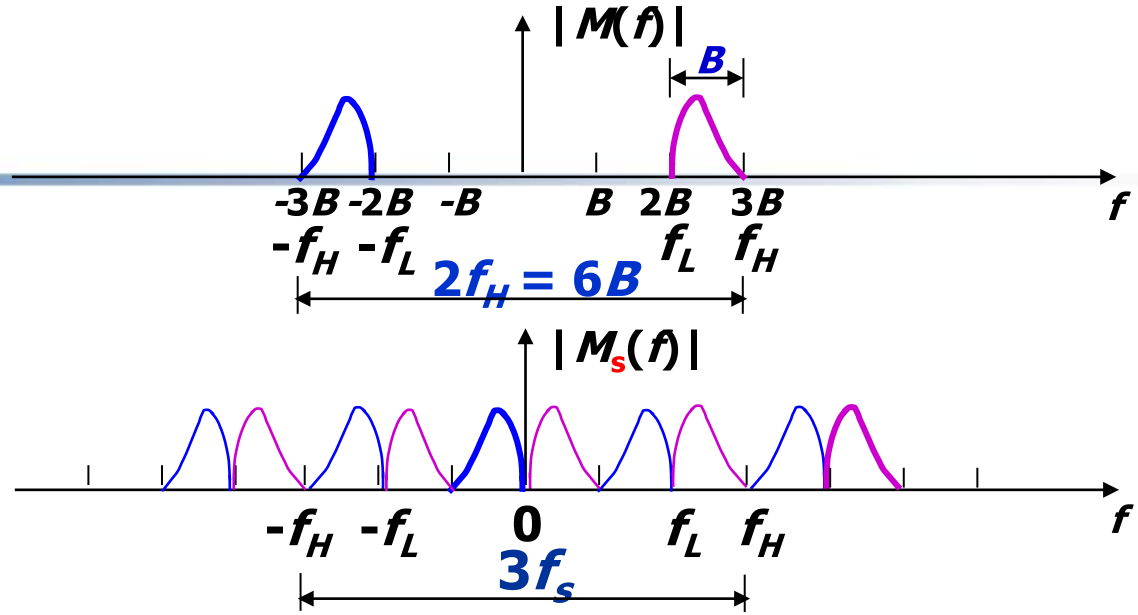


式中，$B=f_H-f_L$；n为商(f_H/B)的整数部分；k为商(f_H/B) 的小数部分

(a) $f_H = nB$

$f_H = 3B$

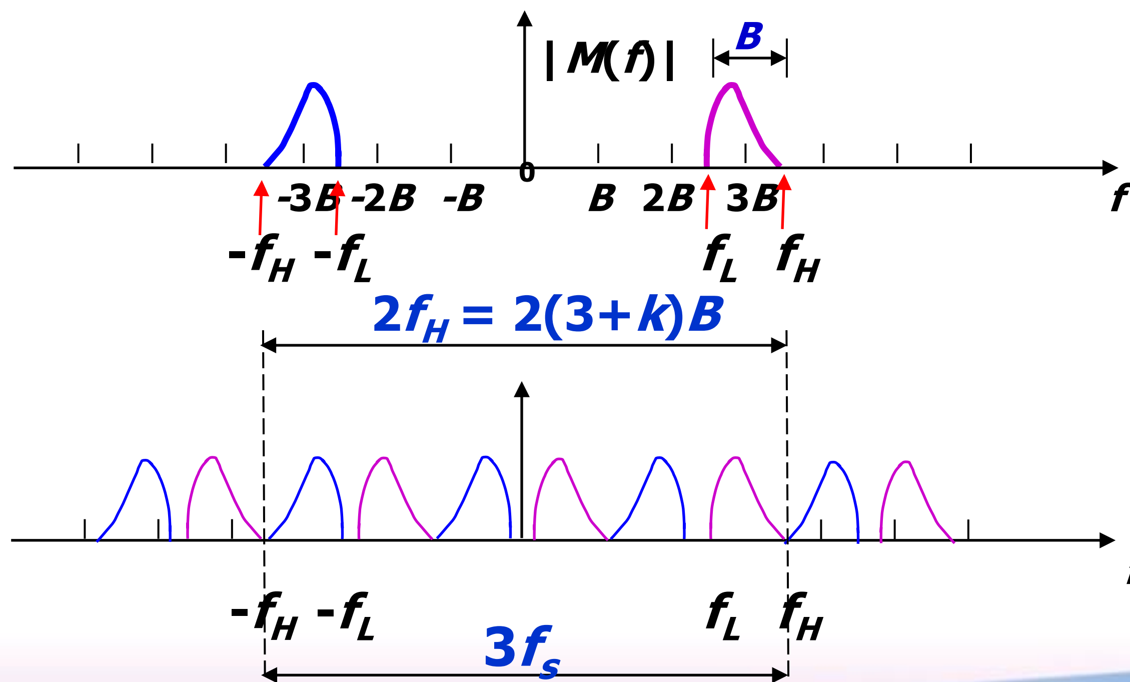
$f_s = 2B$



(b) $f_H = nB + kB$

$f_H = 3B + kB$

$2(3+k)B = 3f_s$

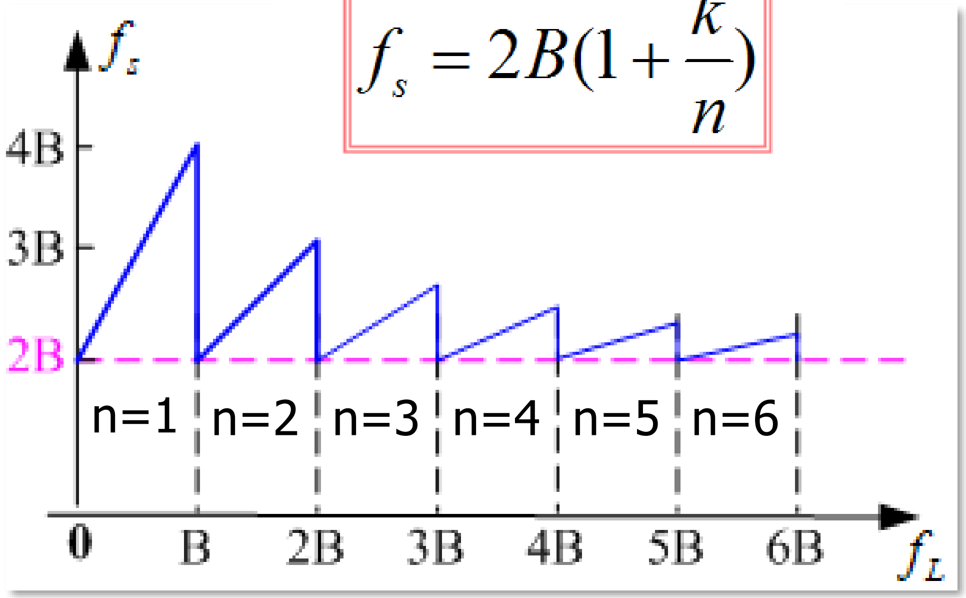


推广：

n=任意整数

$2(n+k)B = nf_s$

f_s 与 f_L 关系



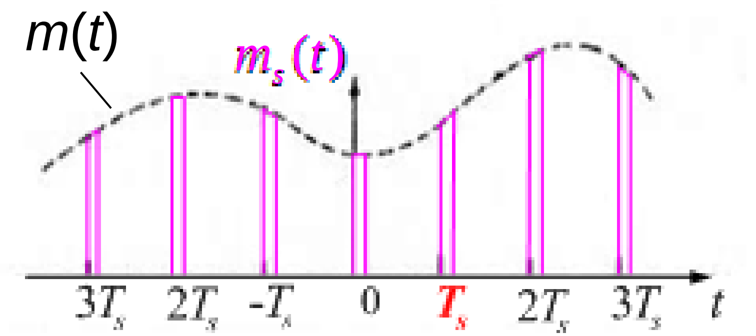
$$\boxed{f_s = 2B\left(1+\frac{k}{n}\right)}$$

- $f_L = 0$ 时， $f_s = 2B = 2f_H$ --- 低通抽样情况

- f_L很大时， 高频窄带信号情形， $f_s \approx 2B$

■ 实际抽样 1 —— 自然抽样的PAM

➢ **特点**：样值脉冲的幅度随原信号 ***m*(*t*)** 的幅度而变。



$$m_s(t)=m(t)s(t)$$

$$M_s(f)=M(f)*S(f)=M(f)*\frac{A\tau}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Sa(\pi\tau nf_s)\delta(f-nf_s)$$

$$\boxed{M_s(f)=\frac{A\tau}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Sa(\pi\tau nf_s)M(f-nf_s)}$$ ---自然抽样

对比:

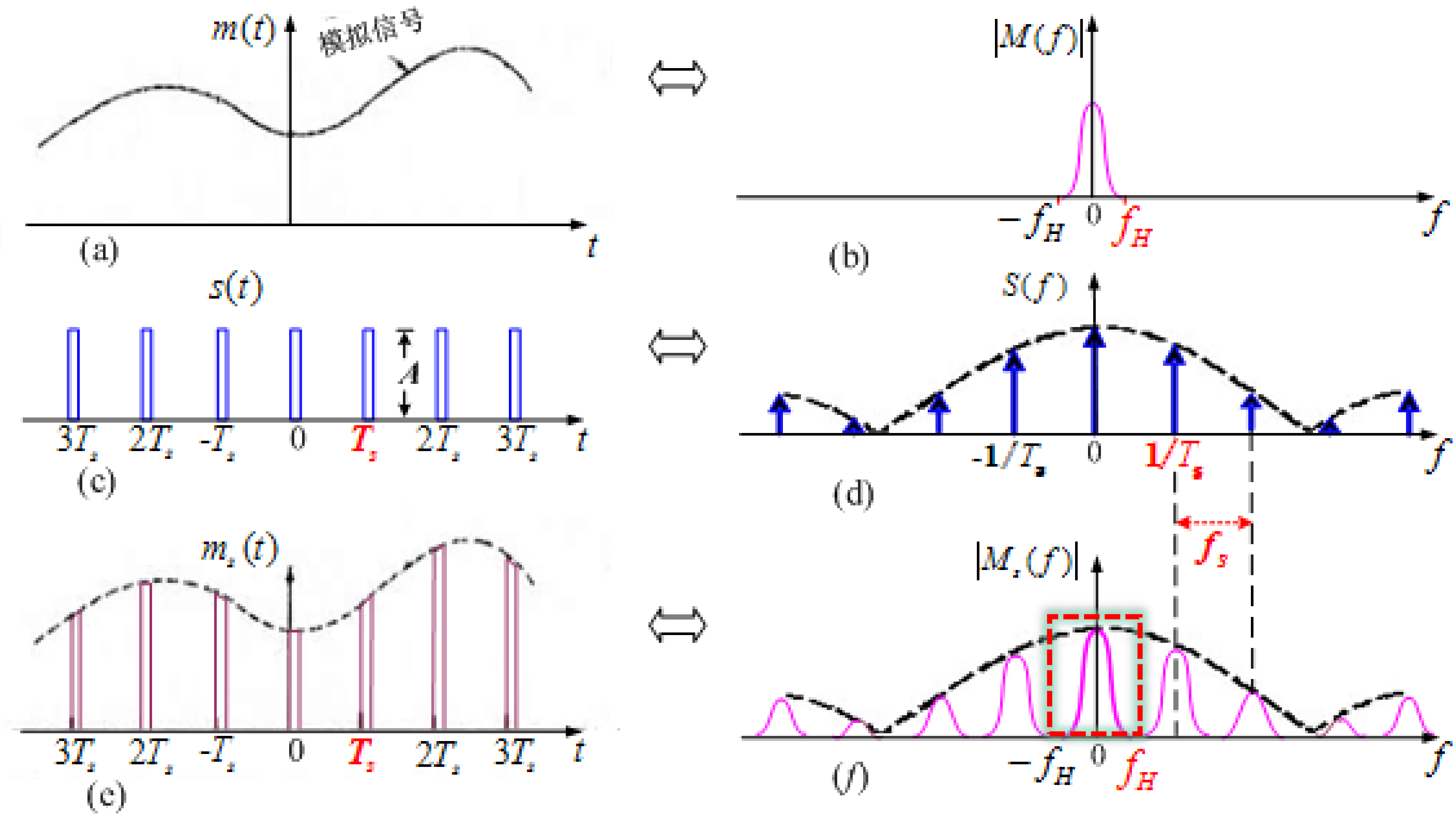
$$\boxed{M_s(f)=\frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(f-nf_s)}$$ ---理想抽样

$$m_s(t)=m(t)\delta_T(t)$$

➢ 自然抽样过程的波形和频谱:

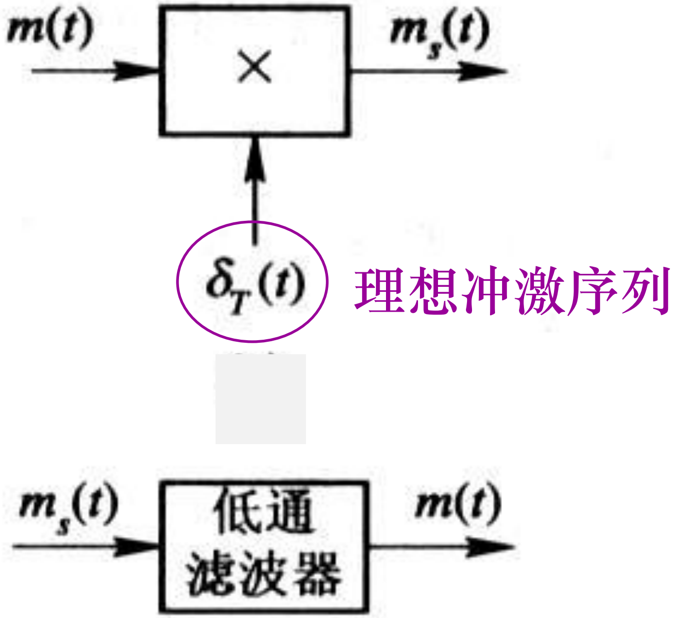
$$m_s(t) = m(t)s(t)$$

$$M_s(f) = \frac{A\tau}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(\pi\tau n f_s)M(f - nf_s)$$

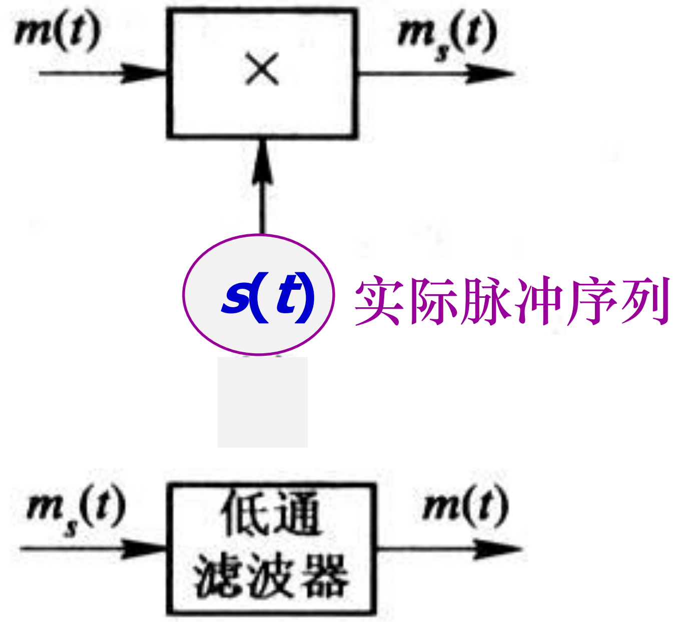


➢ 自然抽样与恢复原理框图:

理想抽样:



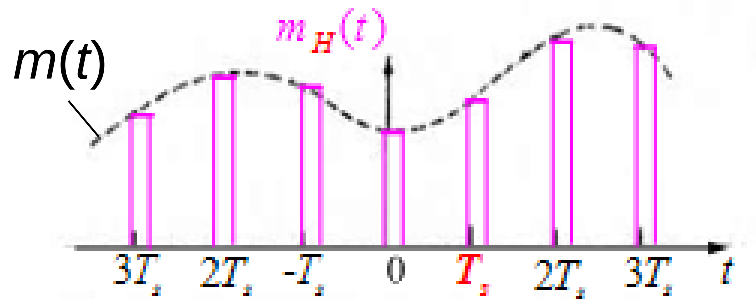
自然抽样:



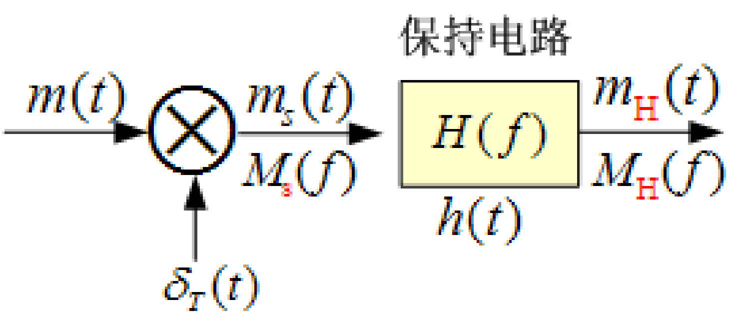
恢复：均可用理想低通滤波器取出原信号。

实际抽样2 —— 平顶抽样的PAM

➢ **特点**：每个样值脉冲的顶部是平坦的。



➢ **产生**：抽样 保持



$$m_{\mathrm{H}}(t) = m_s(t) * h(t)$$

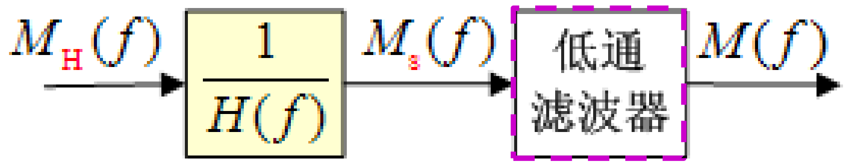
$$\Updownarrow \qquad \Updownarrow \qquad \Updownarrow$$

$$M_{\mathrm{H}}(f) = M_s(f) H(f)$$

$$\boxed{M_s(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s)}$$

$$\boxed{M_{\mathrm{H}}(f) = \frac{1}{T_s} H(f) \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s)}$$

➢ 恢复：修正+低通滤波



$$M_{H}(f)=\frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}H(f)M(f-nf_s)$$

$$=\frac{1}{T_s}\underset{n=0}{H(f)M(f)}+\frac{1}{T_s}\sum_{n\neq 0}H(f)M(f-nf_s)$$

$$\hat{M}(f)=M_{H}(f)\frac{1}{H(f)}H_{L}(f)=\frac{1}{T_s}M(f)$$

几个采样定理

【采样定理 1】设连续信号 $x(t)$的频谱为 $X(f)$，以抽样间隔 T 抽样得到的离散信号为 $x(nT)$。如果频谱 $X(f)$和抽样间隔 T 满足下面的条件：

$$\begin{cases} X(f)\text{有截止频率 } f_c\text{，即当 } |f|>=f_c \text{ 时 } X(f)=0; \\ T<=1/2f_c \text{ 或 } f_c<=1/2T; \end{cases}$$

则连续信号 $x(t)$可由 $x(nT)$精确重构，即：

$$x(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT)\frac{\sin\frac{\pi}{T}(t-nT)}{\frac{\pi}{T}(t-nT)} \qquad (1.7)$$

并且其频谱 $X(f)$也可由离散信号 $x(nT)$完全确定，即

$$X(f)=T\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT)e^{-j2\pi fnT}=X_T(f),\ f\in\left[\frac{-1}{2T},\frac{1}{2T}\right] \qquad (1.8)$$

注：该定理描述由采样信号无失真恢复原信号（连续信号）的充分条件。

几个采样定理

【采样定理 2】 以 T 为采样间隔采样连续信号 $x(t)$ 得到的离散信号 $x(nT)$，无论是否满足采样定理 1 的条件，二者的频谱都存在如下关系：

$$X_T(f)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty}X(f+\frac{m}{T}) \tag{1.9}$$

但当采样定理 1 的条件不满足时，连续信号 $x(t)$ 就不能由离散信号 $x(nT)$ 无失真地恢复了，信号将出现混叠失真。

注：1）该定理描述采样发生频谱混叠（aliasing）的现象和规律；

2）可用于降低防混叠滤波器的复杂度，改善系统性能；

3）还能推广到带通信号的采样。

几个采样定理

【推论】设 $x(t)$ 是一个下界和上界频率分别为 f_L 和 f_H 的窄带实信号，这里 $f_H - f_L << f_L$，当且仅当采样频率 f_T 满足 $f_L/(n+1) < f_T < f_H/(n-1)$（$n$ 为某个合适的整数）时，$x(t)$ 可用采样信号 $\{x(n)\}$ 精确地重构；如果采用正交采样法采样，那么只要 $f_T > f_H - f_L$，$x(t)$ 就可用采样信号 $\{x_I(n) + jx_Q(n)\}$ 精确地重构。

注：1）证明时利用 $X_T(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} X(f + \frac{m}{T}) = X(f) * \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - m/T)$

2）重构方法：将 $\{x(n)\}$ 每两个样点之间插入 $2n-1$ 个（或更多）的零值样点，使其采样率提高到 $2(n-1)f_H$ 以上，然后用一个带宽为 $|f_H - f_L|$ 中心频率为 $(f_H + f_L)/2$ 的理想带通滤波器滤波即可得到 $x(t)$。

几个采样定理

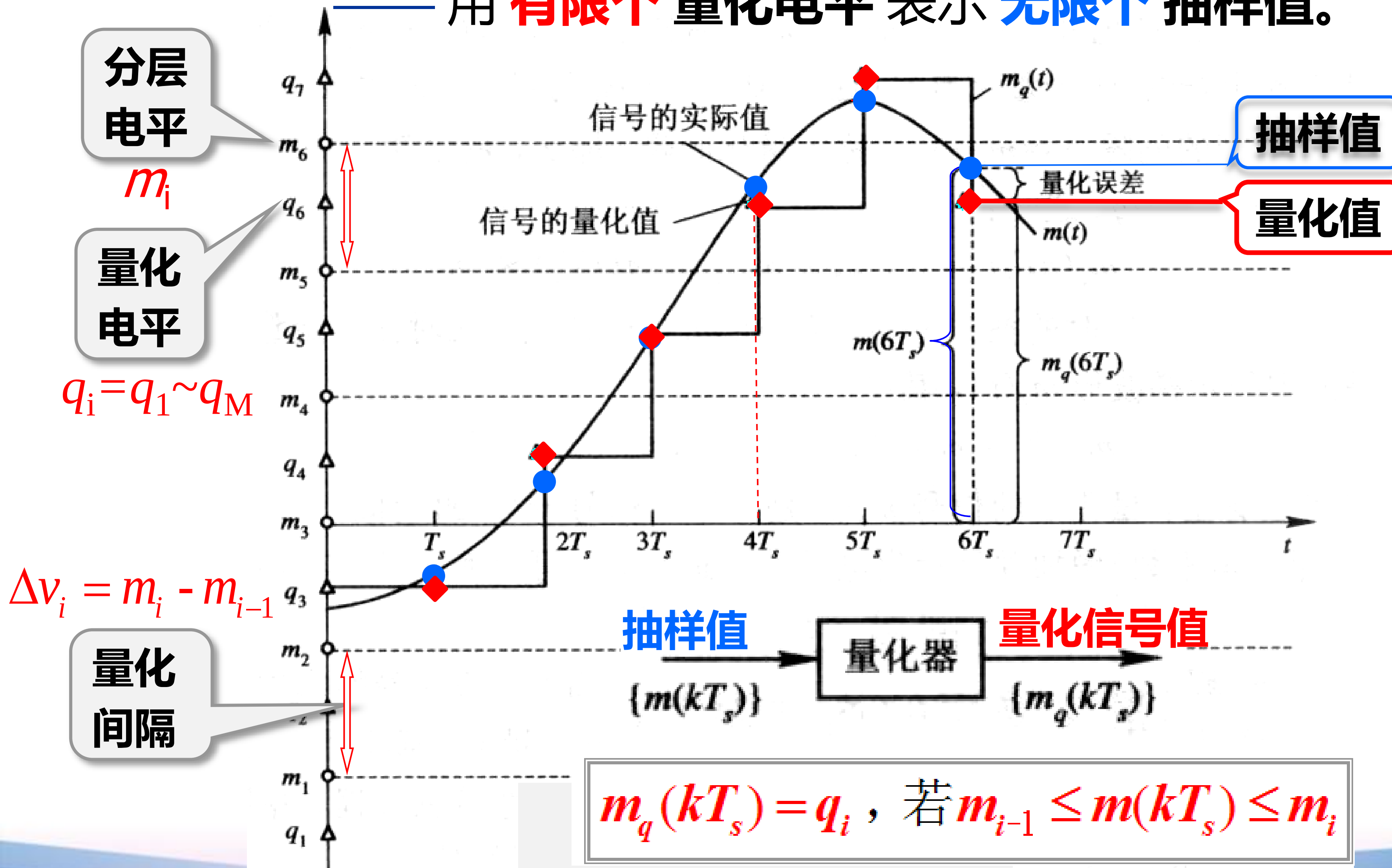
【采样定理 3】 设离散信号 $x(nT)$ 的频谱为 $X_T(f)$，对它重新抽样后的离散信号为 $x(mT_1)$（其中 $T_1=uT$, 即做 u:1 下采样）的频谱为 $X_{T_1}(f)$，则两个频谱之间的关系为：

$$X_{T_1}(f)=\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\tilde{X}(f+\frac{m}{T_1}) \qquad (1.10)$$

其中
$$\tilde{X}(f)=\begin{cases}X_T(f) & \frac{-1}{2\mathrm{T}}\le f\le\frac{1}{2T}\\ 0 & \text{其它}\end{cases}$$

§ 20.4 量化原理

——用 **有限个** **量化电平** 表示 **无限个** **抽样值。**



$$m_q(kT_s)=q_i\text{，若}m_{i-1}\le m(kT_s)\le m_i$$

谢谢！