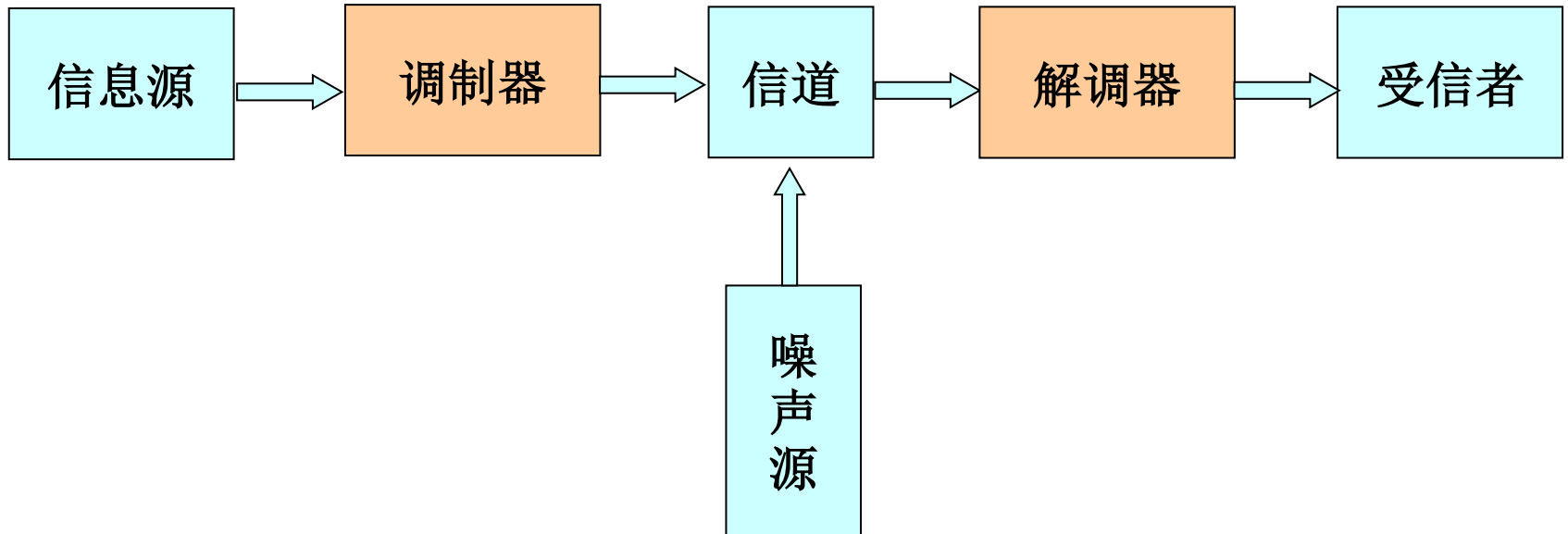




模拟通信系统模型





第5章 模拟调制系统

- 掌握 AM、DSB、SSB、VSB 原理；
- 掌握 AM、DSB、SSB 的抗噪声性能；
- 掌握 FM 的原理及抗噪声性能；
- 理解各种模拟调制系统的性能比较；
- 掌握频分复用的原理。





作业P127

2、5、6、7、9、13、16、17



5.0 引言

一、调制的定义

把信号托附到高频振荡上，使基带信号频谱搬移到一定频带范围内以**适应信道**的要求，这个过程就是**调制**。

■ **解调（检波）** — 调制的逆过程，其作用是将已调信号中的调制信号恢复出来。



二、调制的目的

- 提高无线通信时的天线辐射效率；
- 把多个基带信号分别搬移到不同的载频处，以实现信道的多路复用，提高信道利用率；
- 扩展信号带宽，提高系统抗干扰、抗衰落能力，还可实现传输带宽与信噪比之间的互换。

调制对通信系统的有效性和可靠性有着很大的影响和作用，采用什么样的调制方式直接影响着系统的性能。



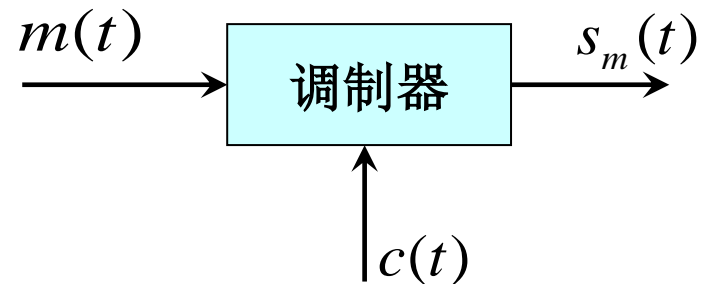
三、调制器模型

调制器：完成调制功能的器件。

$m(t)$: **调制信号** (基带信号)

$c(t)$: **载波** (高频振荡)

$s_m(t)$: **已调信号** (频带信号)



调制器模型

调制器功能：使高频振荡(载波)的某个参数(振幅、频率、初相位等)随基带信号(调制信号)变化。

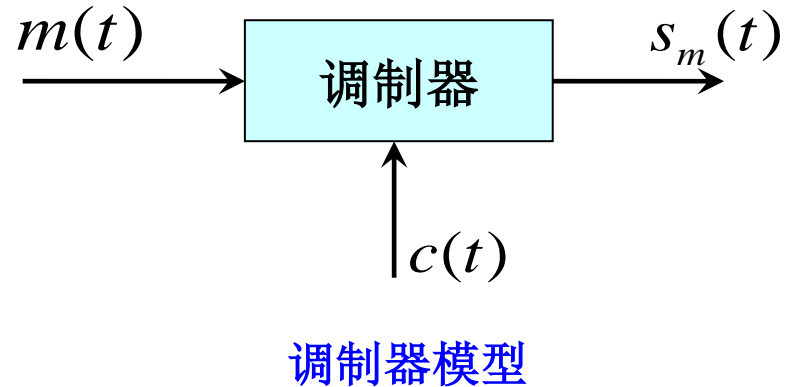




四、调制系统的主要参数

调制系统的主要参数：

- (1) 发送功率。
- (2) 输出已调信号的带宽。
- (3) 抗噪声性能。
- (4) 设备的复杂性。





5.1 幅度调制的原理

❄ **幅度调制**：用调制信号去控制载波的振幅，使其振幅随调制信号变化的过程。

设正弦型载波为： $c(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

式中： A — 载波幅度（以后假定 $A = 1$ ）；

ω_c — 载波角频率；

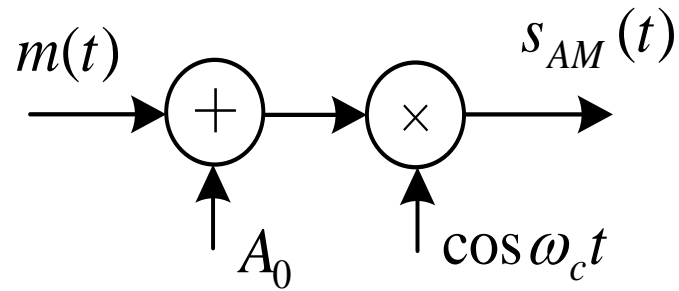
φ_0 — 载波初始相位（以后假定 $\varphi_0 = 0$ ）。





一. 常规双边带调幅 (AM)

AM (**A**mplitude **M**odulation) 调制器模型:



$m(t)$: 为直流分量为零的基带信号 ($\overline{m(t)} = 0$) 。

A_0 : 为外加直流分量, 并且有: $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ 。

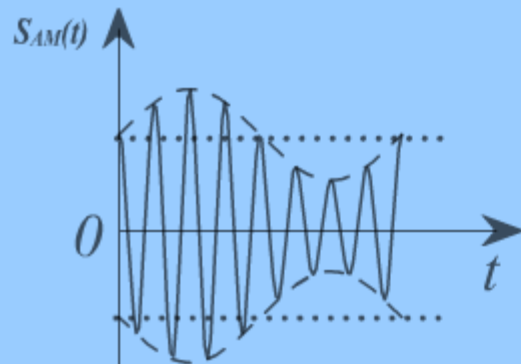
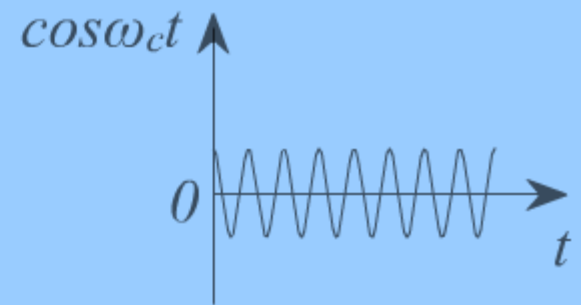
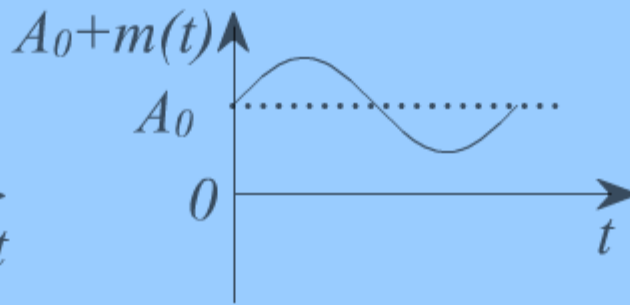
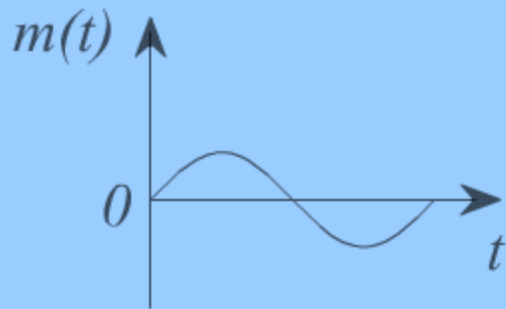
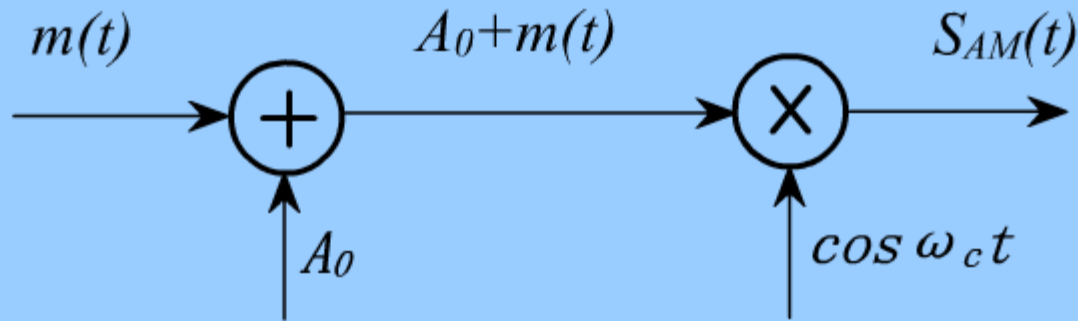
AM信号时域表达式为:

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





常规双边带调幅（AM）信号的时域波形图





调幅度 (调幅指数) m :

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

$$m = \frac{[A(t)]_{\max} - [A(t)]_{\min}}{[A(t)]_{\max} + [A(t)]_{\min}} = \frac{A_m}{A_0}$$

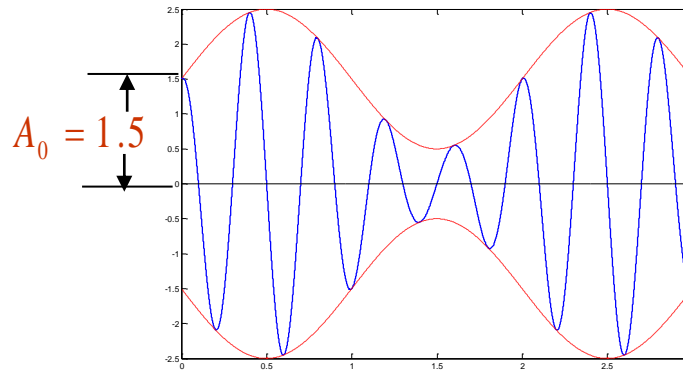
- 当 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ 时, $m \leq 1$ 此时为常规双边带调幅, 已调信号的包络与调制信号成正比, 可以用包络检波方式解调。
- 当 $|m(t)|_{\max} = A_0$ 时, $m = 1$ 为满调幅。
- 当 $|m(t)|_{\max} > A_0$ 时, $[A(t)]_{\min} < 0$, 此时 $m > 1$ 出现过调幅, 产生包络失真, 可以采用相干解调。





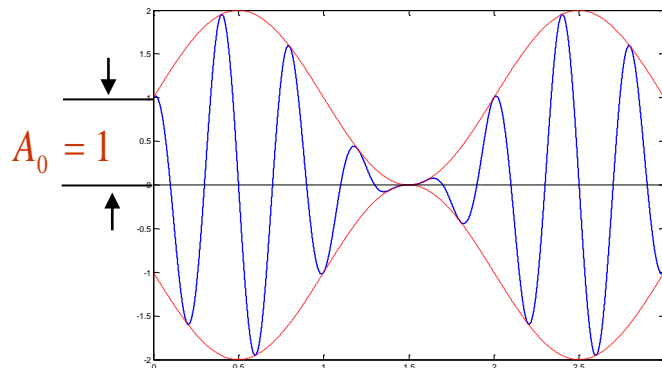
$$s_{AM}(t) = [\sin(\pi t) + A_0] \cos(5\pi t)$$

常规调幅



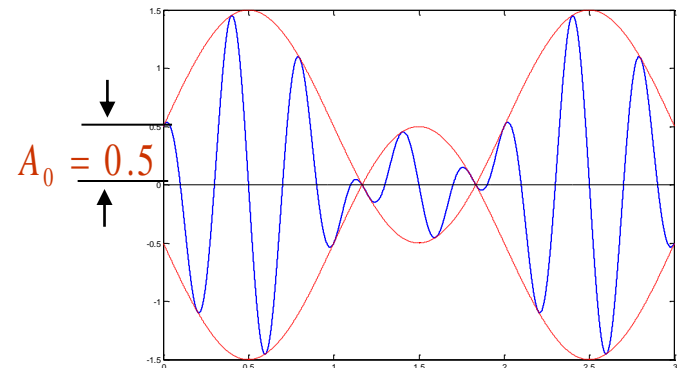
$$|m(t)|_{\max} \leq A_0$$

满调幅



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

过调幅



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





AM信号的平均功率

$$\begin{aligned} P_{AM} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_{AM}^2(t) dt = \overline{s_{AM}^2(t)} \\ &= \overline{[A_0 + m(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} \\ &= \overline{A_0^2 \cos^2 \omega_c t} + \overline{m^2(t) \cos^2 \omega_c t} + \overline{2A_0 m(t) \cos^2 \omega_c t} \\ &= \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_C + P_S \quad (\overline{m(t)} = 0) \end{aligned}$$

其中, $P_C = \frac{A_0^2}{2}$ 为**载波功率** (不携带信息)

$P_S = \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$ 为**边带功率** (携带信息)





AM信号的平均功率

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

由此可见，AM信号的总平均功率由不携带信息的载波功率和携带信息的边带功率两部分组成。

调制效率 η_{AM} :

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

AM调制方式中，调制效率通常很低（AM的缺点）。





AM信号频谱:

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

若 $m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$

AM信号频域表达式为:

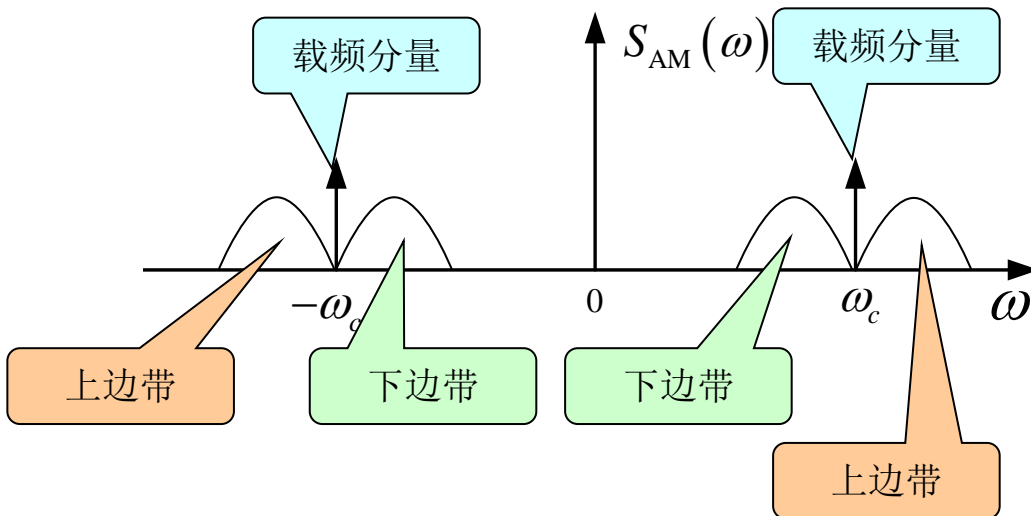
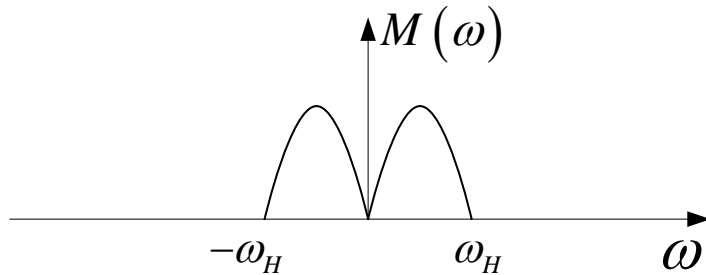
$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$





AM信号频谱特点:

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



由频谱可以看出,

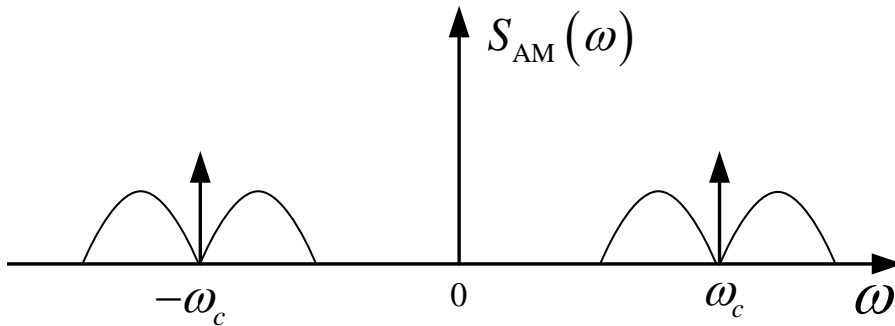
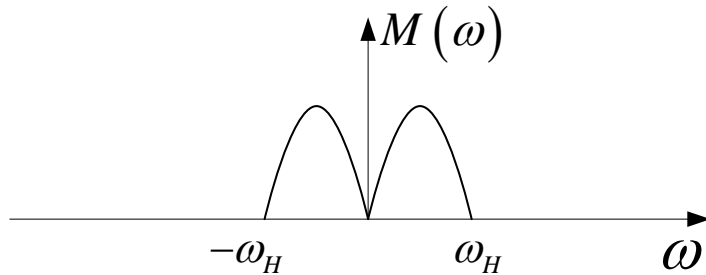
- AM信号的频谱由**载频分量**、**上边带**、**下边带**三部分组成;
- 上边带的频谱结构与原调制信号的频谱结构相同, 下边带是上边带的镜像。
- AM信号占用的带宽是原始信号带宽的**2**倍, 即

$$B_{AM} = 2f_H$$



AM信号频谱特点:

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



由频谱可以看出，

- 在频谱结构上，它的频谱完全是基带信号频谱在频域内的简单搬移。由于这种搬移是线性的，因此，幅度调制通常又称为线性调制。

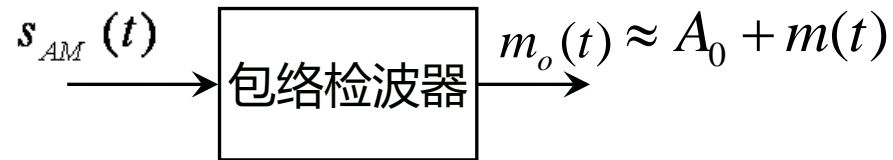




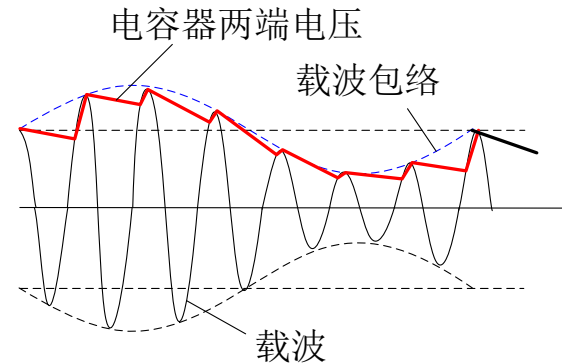
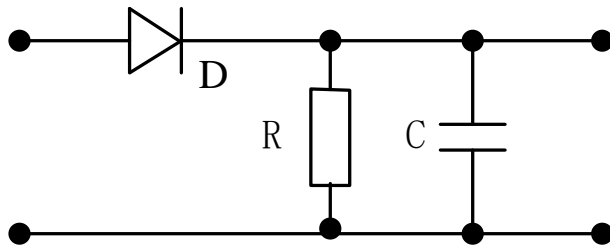
AM信号的解调:

AM信号的解调方法有两种：**包络检波**和**相干解调**。

(1) 包络检波法



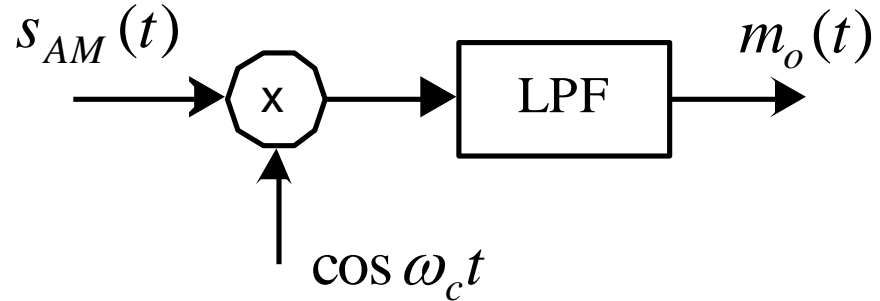
包络检波器的电路由二极管**D**、电阻**R**和电容**C**组成。





AM信号的解调:

(2) 相干解调 (同步检波)



$$\begin{aligned} s_{AM}(t) \cdot \cos \omega_c t &= [A_0 + m(t)] \cos^2 \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] + \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

用一个低通滤波器，滤除高次项，就无失真的恢复出原始的调制信号：

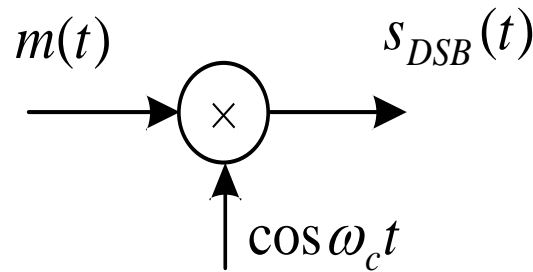
$$m_o(t) = \frac{1}{2} [A_0 + m(t)]$$





二. 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

如果输入基带信号没有直流分量，输出信号便是无载波分量的双边带调制信号，或称抑制载波双边带 (Double Side Band-Suppressed Carrier) 调制信号，简称DSB-SC信号。



DSB调制器模型

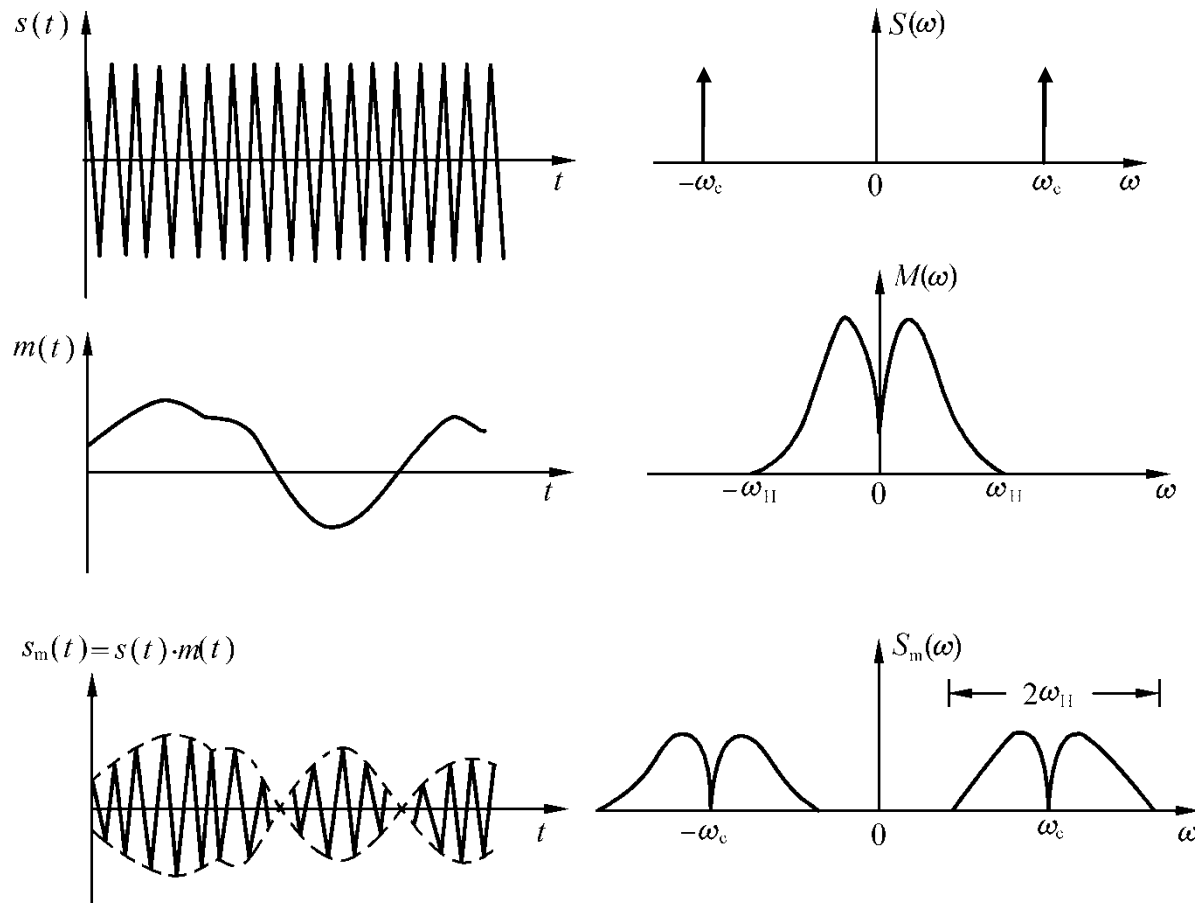
DSB信号时域表达式为： $s_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$

DSB信号频谱为： $S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$



二. 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

1. DSB信号的时域波形及频谱





二. 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

2. DSB信号的功率分配及调制效率

$$s_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

$$P_{DSB} = P_s = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} = \frac{1}{2} P_m$$

显然，DSB信号的调制效率为100%。

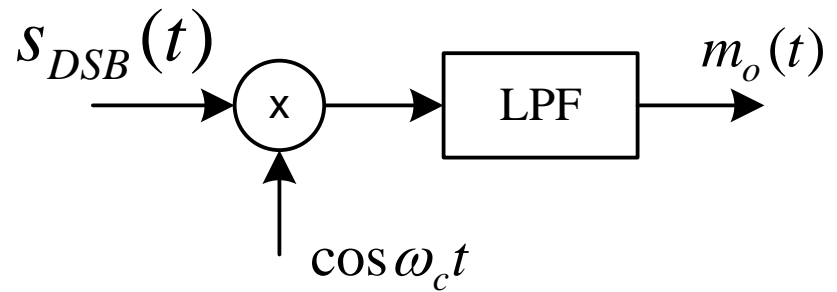




二. 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

3. DSB信号的解调

DSB信号不能进行包络检波，DSB信号只能采用相干解调，则乘法器输出为：



$$s_{DSB}(t) \cdot \cos \omega_c t = m(t) \cos^2 \omega_c t$$

$$= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t$$

经低通滤波器滤除高次项，得 $m_o(t) = \frac{1}{2} m(t)$





【例】 设本地载波信号与发送载波的频率误差和相位误差分别为 $\Delta\omega$ 和 $\Delta\theta$ ，试分析对解调结果的影响。





【例】 设本地载波信号与发送载波的频率误差和相位误差分别为 $\Delta\omega$ 和 $\Delta\theta$ ，试分析对解调结果的影响。

解： 设本地载波信号为 $c_1(t) = \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta)$

与**DSB**信号相乘后为

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}(t) \cdot c_1(t) &= f(t) \cos \omega_c t \cdot \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta) \\ &= \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta) + \frac{1}{2} f(t) \cos(2\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta) \end{aligned}$$

经**LPF**后得到 $s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta)$

(1) 当 $\Delta\omega = 0, \Delta\theta \neq 0$ 时，解调输出为 $s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\theta)$

(2) 当 $\Delta\omega \neq 0, \Delta\theta = 0$ 时，解调输出为 $s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\omega t)$





二. 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

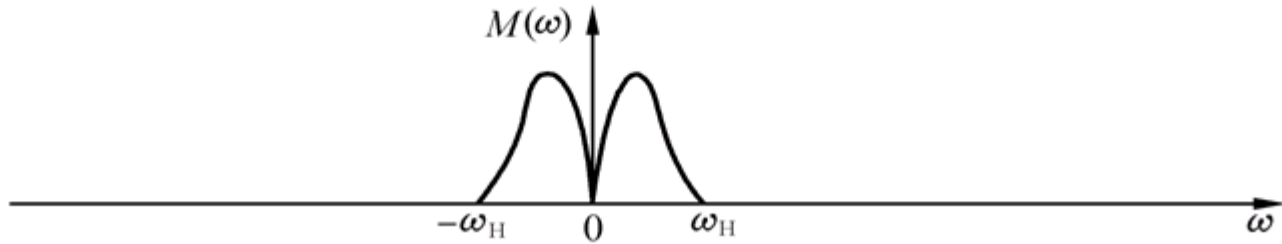
小结:

- **DSB-SC信号功率不包含载波功率;**
- **DSB-SC信号的带宽是调制信号带宽的两倍;**
- **DSB-SC只能采用相干解调。**

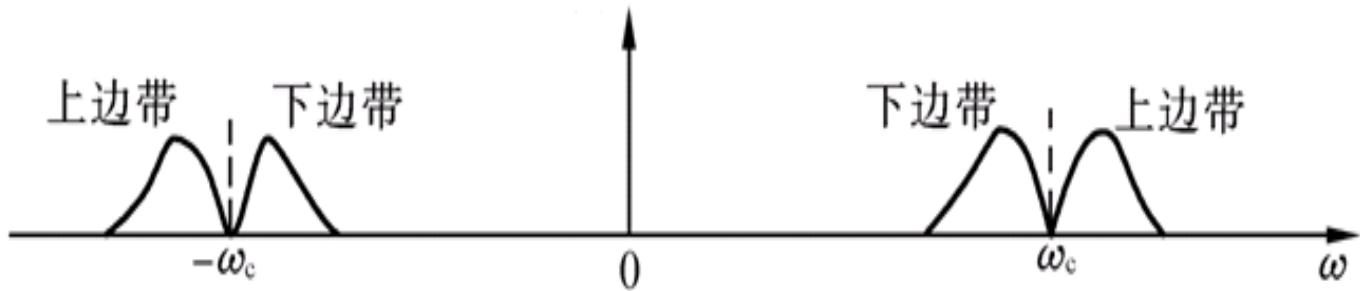




三. 单边带调制 (SSB)



$$S_{DSB}(\omega)$$





三. 单边带调制 (SSB)

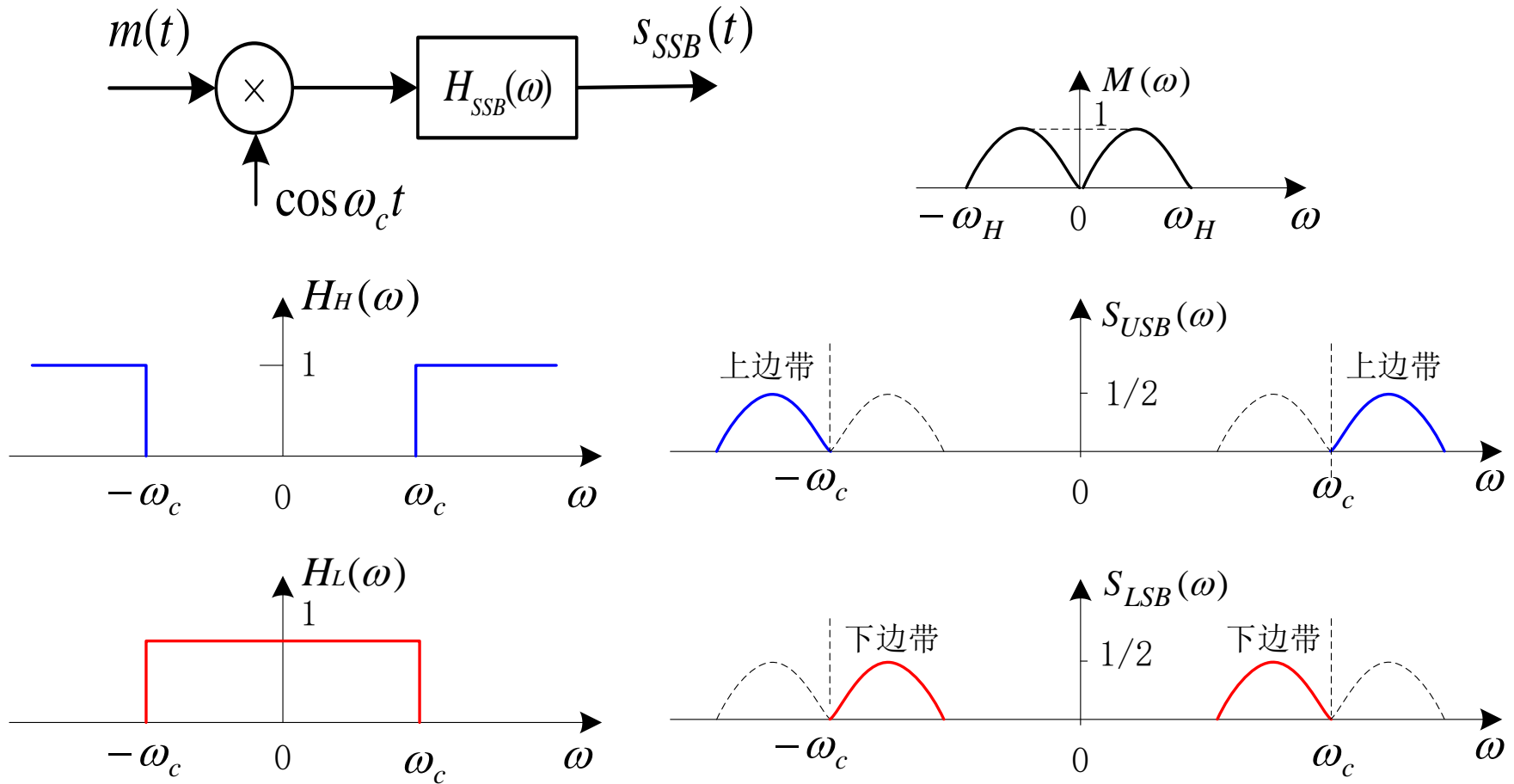
DSB-SC尽管节省了载波功率,但与AM一样,上下两个边带是完全对称的,所携带的信息完全相同,而用一个边带就可以传输全部信息,这样就产生了单边带调制 (Single side band , SSB)。

SSB不仅节省了载波功率,而且还节省了一半传输频带. 单边带信号的产生方法通常有滤波法和相移法。





1. 滤波法产生单边带信号

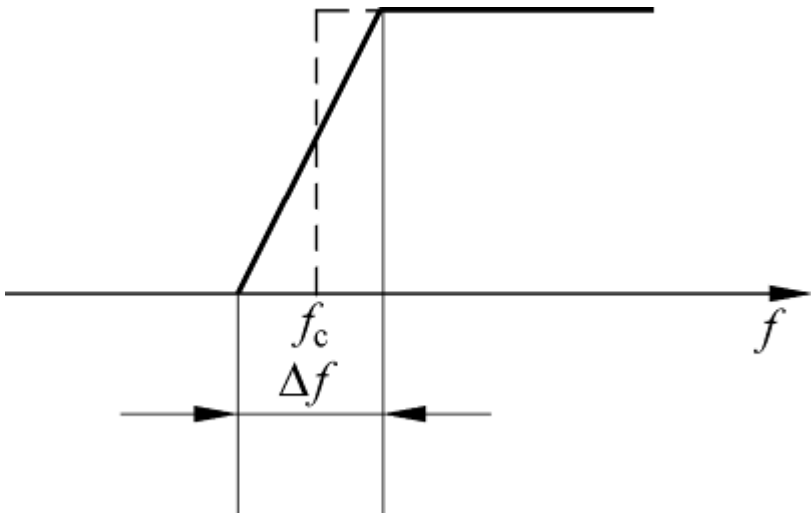


$$S_{SSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H_{SSB}(\omega)$$





用滤波法形成SSB信号的技术难点是，由于一般调制信号都具有丰富的低频成分，经调制后得到的DSB信号的上、下边带之间的间隔很窄，这就要求单边带滤波器在 f_c 附近具有陡峭的截止特性，才能有效地抑制无用的一个边带。这就使滤波器的设计和制作很困难，有时甚至难以实现。为此，在工程中往往采用多级调制滤波的方法。

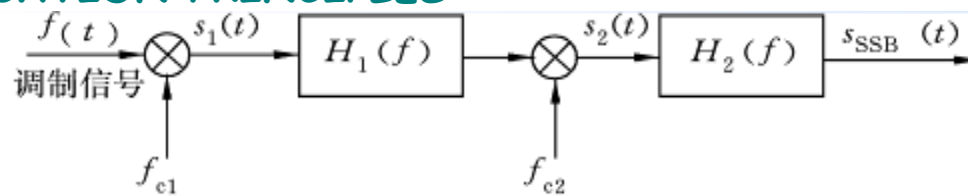


滤波器归一化值：

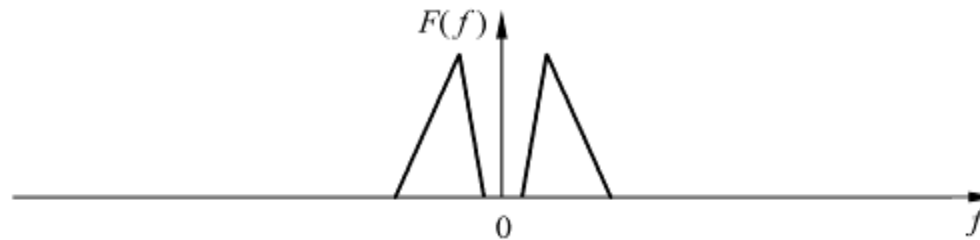
$$\alpha = \frac{\Delta f}{f_c}$$

一般要求： $\alpha \geq 10^{-3}$

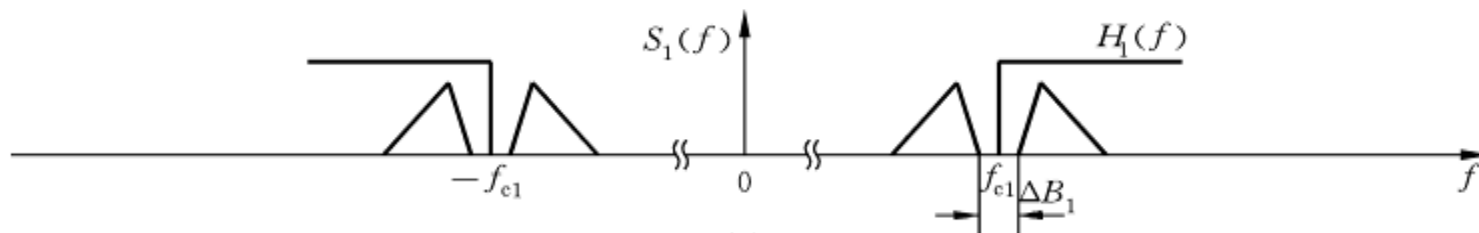
否则，滤波就难以实现。



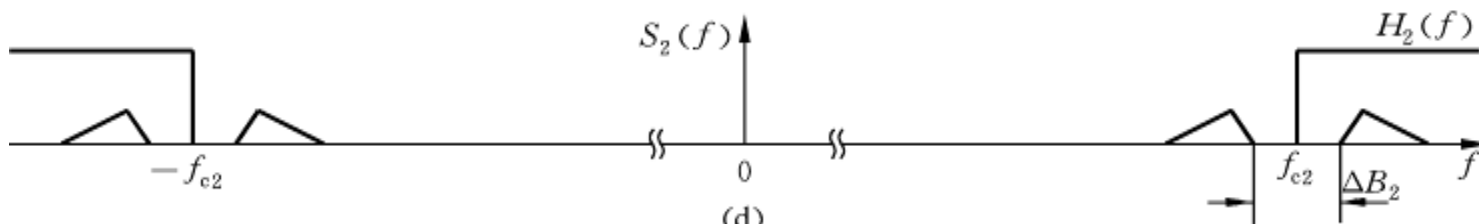
(a)



(b)



(c)



(d)

其中： $\Delta B_1 = 2f_L$, $\Delta B_2 = 2f_{c1} + 2f_L \approx 2f_{c1}$





【例】 用单边带方式传输模拟电话信号。设载频为**15MHz**，电话信号的频带为**300 Hz~3400 Hz**，滤波器归一化值为 10^{-3} 。试设计滤波器的方案。





【例】用单边带方式传输模拟电话信号。设载频为**15MHz**，电话信号的频带为**300 Hz~3400 Hz**，滤波器归一化值为 **10^{-3}** 。试设计滤波器的方案。

解：单级方案时，过渡带归一化值为 $\alpha = \frac{\Delta B}{f_c} = \frac{600}{15 \times 10^6} = 4 \times 10^{-5}$
实际滤波器无法实现，所以，采用**二级滤波方案**。取**第二级滤波器的归一化值为 $\alpha_2 = 1 \times 10^{-2}$** 。

这时**第二级上、下边带的间隔**近似为

$$\Delta B_2 \approx \alpha_2 \cdot f_{c2} = 1 \times 10^{-2} \times 15 \times 10^6 = 150 \text{ (kHz)}$$

为此，**第一级调制应使用的载频为：**

$$f_{c1} = \frac{1}{2} \Delta B_2 = \frac{1}{2} \times 150 \times 10^3 = 75 \text{ (kHz)}$$

所以，**第一级滤波器的归一化值为：** $\alpha_1 = \frac{600}{75 \times 10^3} = 8 \times 10^{-3}$



2. 相移法产生单边带信号

设单频调制信号为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$

载波为 $c(t) = \cos \omega_c t$

则**DSB**信号的时域表示式为:

$$\begin{aligned} s_{DSB}(t) &= A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \end{aligned}$$





2. 相移法产生单边带信号

$$\begin{aligned} s_{DSB}(t) &= A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \end{aligned}$$

若保留上边带，则有

$$s_{USB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t - \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

两式仅正负号不同

若保留下边带，则有

$$s_{LSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$





2. 相移法产生单边带信号

将上两式合并：

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

式中，“-”表示上边带信号，“+”表示下边带信号。

$$\because \hat{m}(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \sin \omega_m t$$

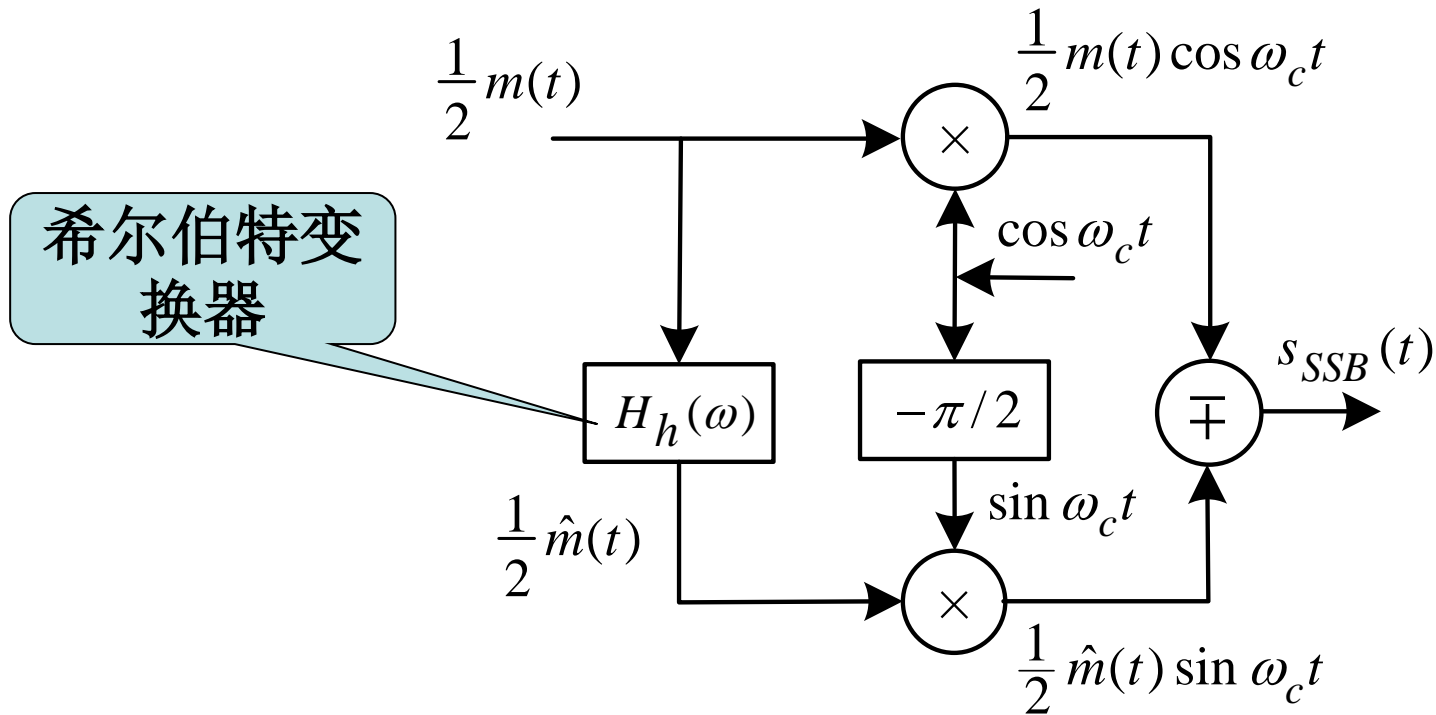
把上式推广到一般情况，则得到

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$$





2. 相移法产生单边带信号



SSB信号的时域表达式:

下边带信号:
$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2}\hat{m}(t) \sin \omega_c t$$

上边带信号:
$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2}\hat{m}(t) \sin \omega_c t$$



定义：若 $f(t)$ 为实函数，

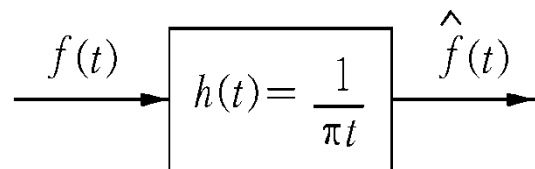
正变换： $\hat{f}(t) = H[f(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f(\tau)}{t-\tau} d\tau$
 $= \frac{1}{\pi t} * f(t)$

反变换： $f(t) = H^{-1}[\hat{f}(t)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\hat{f}(\tau)}{t-\tau} d\tau$
 $= -\frac{1}{\pi t} * \hat{f}(t)$

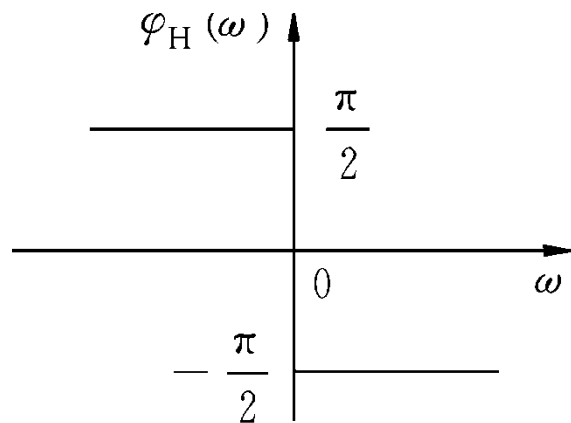
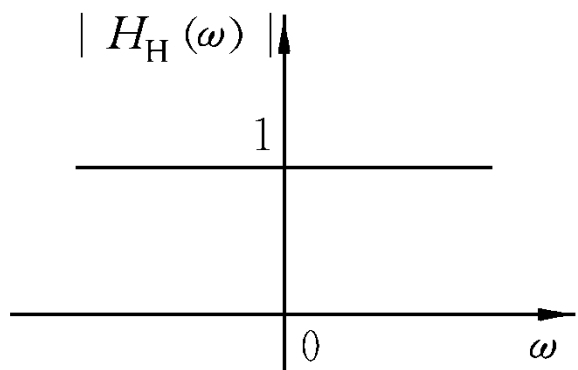




时域关系为: $\hat{f}(t) = f(t) * \frac{1}{\pi t}$



其传递函数为: $H_H(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega$



故其频域表达式为: $\hat{F}(\omega) = F(\omega)H_H(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega F(\omega)$





2. 相移法产生单边带信号

相移法形成SSB信号的困难在于**宽带相移网络（希尔伯特滤波器）** $H_h(\omega)$ 的制作，该网络要对调制信号 $m(t)$ 的所有频率分量严格相移 $\pi/2$ ，这一点即使近似达到也是困难的。为解决这个难题，可以采用混合法（**维弗法**）。

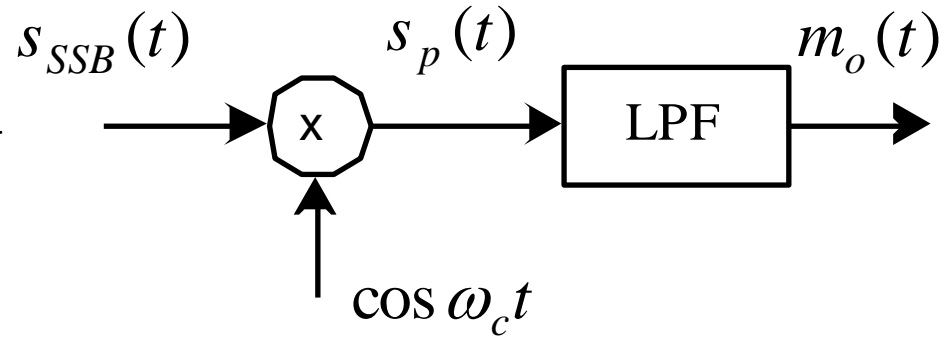




3. SSB信号的解调

SSB信号也不能采用包络

检波，需采用相干解调，



$$\begin{aligned} s_p(t) &= s_{SSB}(t) \cdot \cos \omega_c t = \frac{1}{2} [m(t) \cos \omega_c t \mp \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m(t) \cos^2 \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \cos \omega_c t \sin \omega_c t \\ &= \frac{1}{4} m(t) + \frac{1}{4} m(t) \cos 2\omega_c t \mp \frac{1}{4} \hat{m}(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

经低通滤波后的解调输出为： $m_o(t) = \frac{1}{4} m(t)$





三. 单边带调制 (SSB)

小结:

- SSB信号功率不包含载波功率;
- SSB信号的带宽与调制信号带宽相同, 即 $B_{SSB}=f_H$;
- SSB采用相干解调;
- 设备实现困难。



【例】：（习题5-3）已知调制信号
 $m(t)=\cos(2000\pi t)+\cos(4000\pi t)$ 载波为 $\cos 10^4\pi t$
，进行单边带调制，试确定该单边带信号的表示式
，并画出频谱图。

解：DSB信号为：

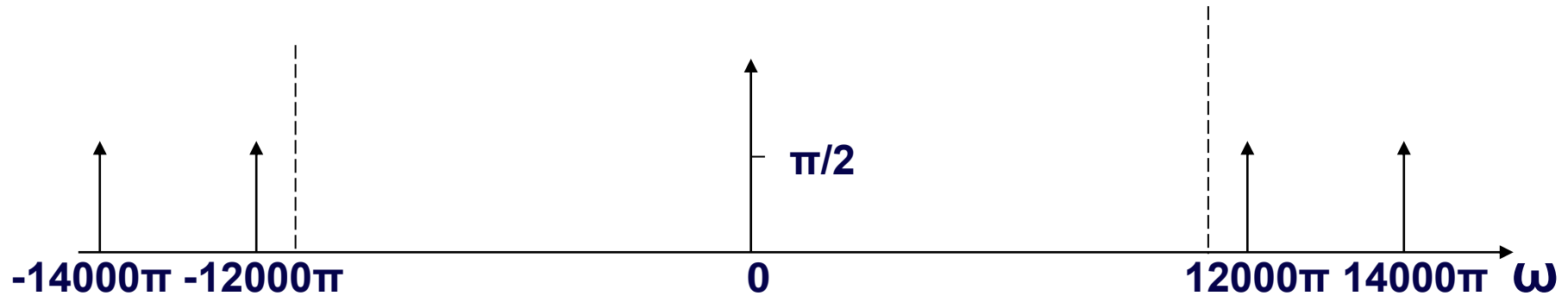
$$\begin{aligned} S_{\text{DSB}}(t) &= [\cos(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)] \cos 10^4\pi t \\ &= (1/2) [\cos(12000\pi t) + \cos(8000\pi t)] \\ &\quad + (1/2) [\cos(14000\pi t) + \cos(6000\pi t)] \end{aligned}$$





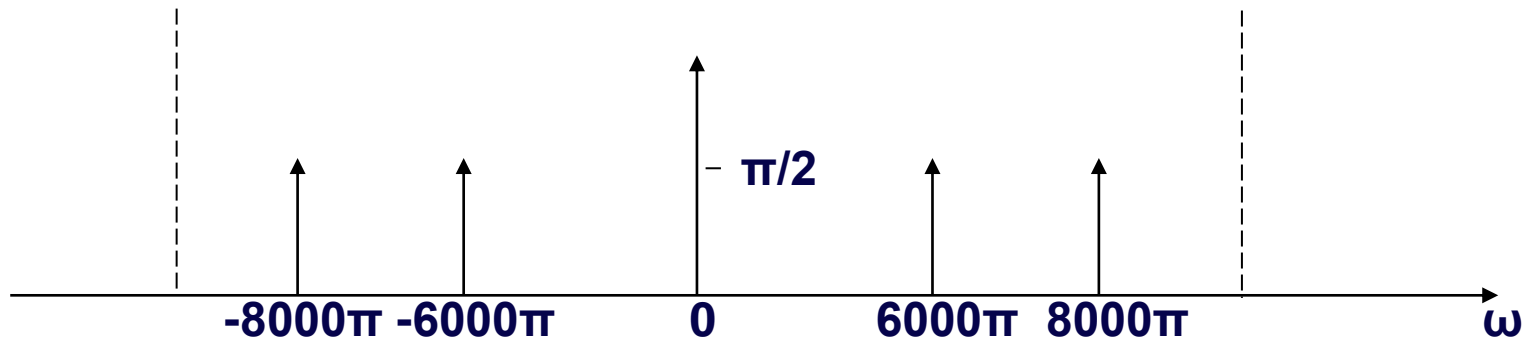
上边带

$$S_{\text{USB}}(t) = (1/2) \cdot \cos(12000\pi t) + (1/2) \cdot \cos(14000\pi t)$$



下边带

$$S_{\text{LSB}}(t) = (1/2) \cdot \cos(6000\pi t) + (1/2) \cdot \cos(8000\pi t)$$

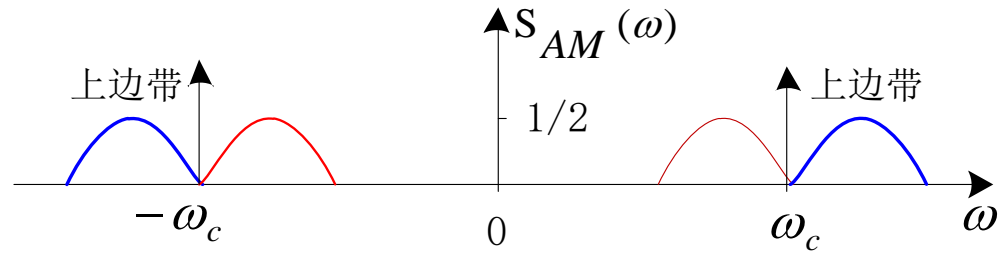
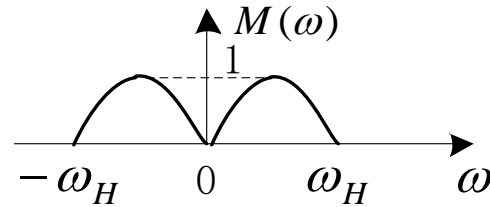




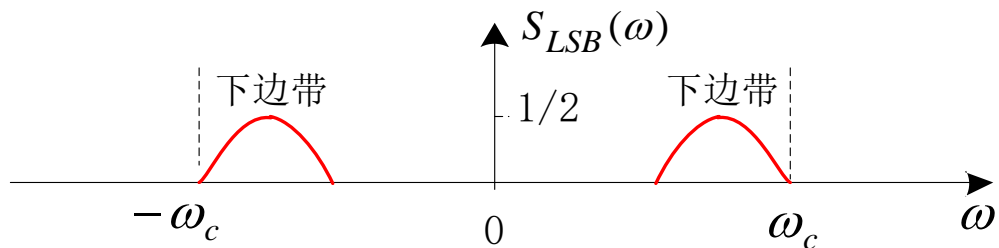
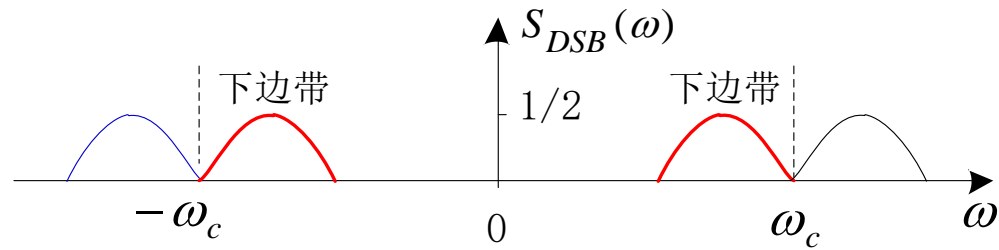
$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t$$

$$s_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$$



AM, DSB, SSB

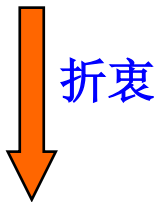




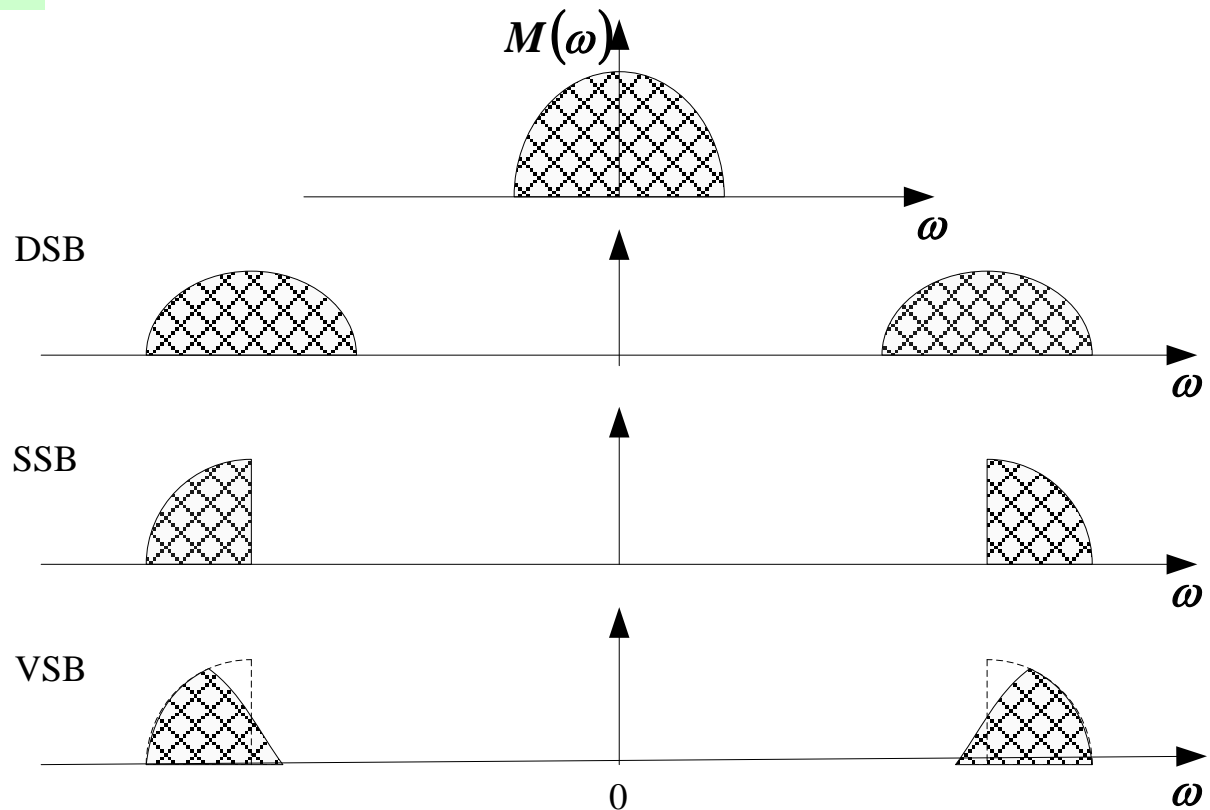
四. 残留边带调制 (VSB)

DSB信号占用频带宽

SSB信号设备实现困难



残留边带调制VSB





四. 残留边带调制 (VSB)

残留边带调制 (Vestigial-side band,VSB) 不是对一个边带完全滤除不要，而是使它逐渐截止，是一种介于双边带和单边带之间的“折衷”方法。

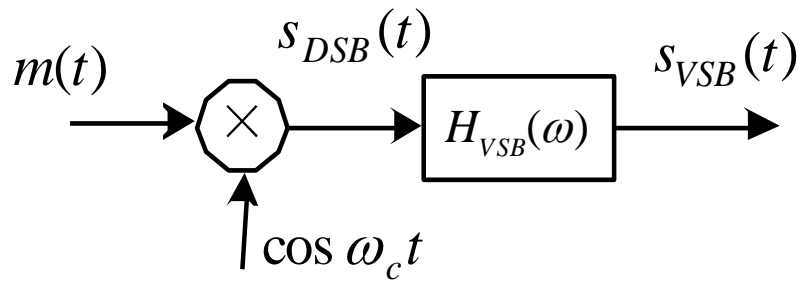
残留边带调制既克服了双边带调制信号占用频带宽的缺点，又解决了单边带信号要求滤波器截止特性比较陡峭在生产技术上的难题。





四. 残留边带调制 (VSB)

1. 滤波法产生VSB信号

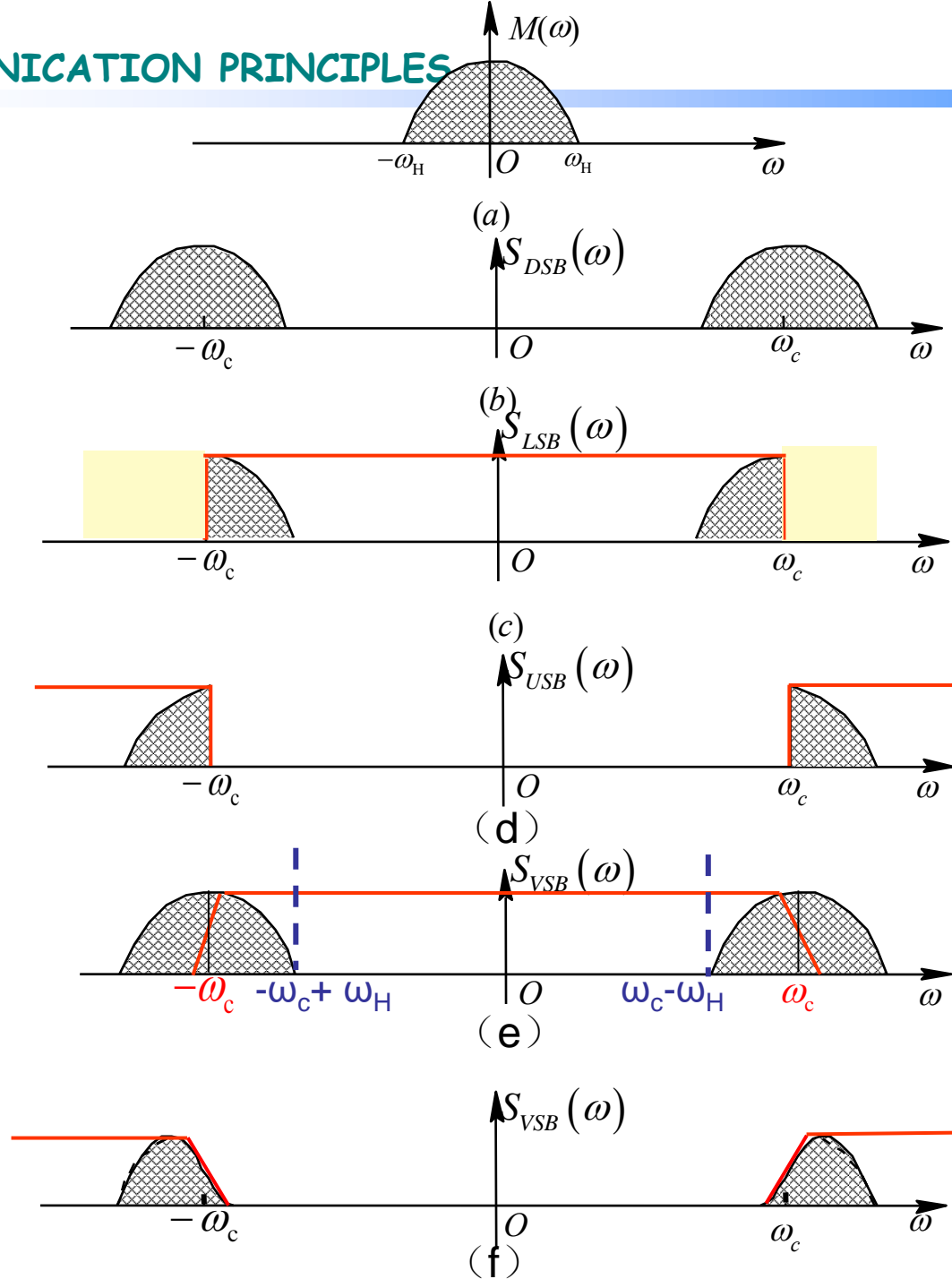


VSB信号的频谱:

$$S_{VSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H_{VSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] H_{VSB}(\omega)$$

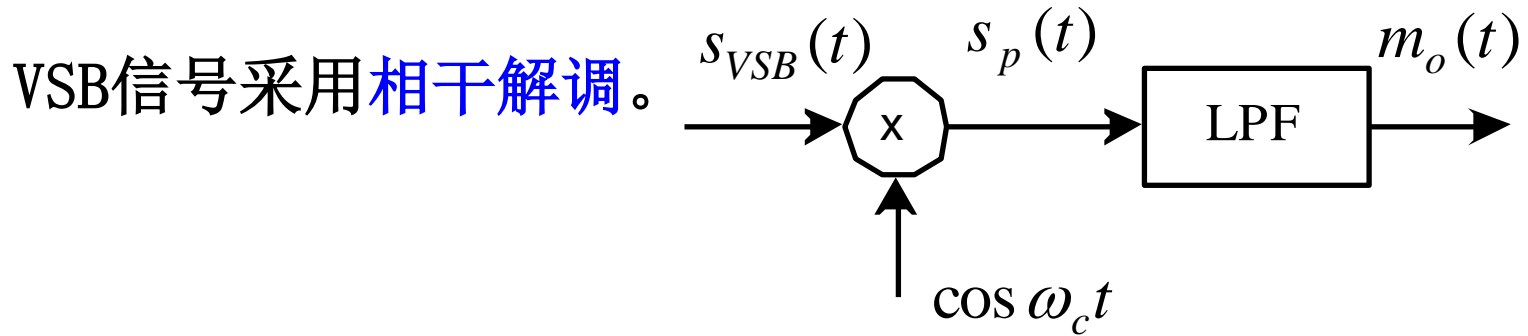
根据 $H_{VSB}(\omega)$ 的不同, 残留边带法分为**残留上边带**和**残留下边带**两种。







2. VSB信号的解调



$$S_p(\omega) = \frac{1}{2} [S_{VSB}(\omega - \omega_c) + S_{VSB}(\omega + \omega_c)]$$

$$S_p(\omega) = \frac{1}{4} H_{VSB}(\omega - \omega_c) [M(\omega - 2\omega_c) + M(\omega)] \\ + \frac{1}{4} H_{VSB}(\omega + \omega_c) [M(\omega) + M(\omega + 2\omega_c)]$$

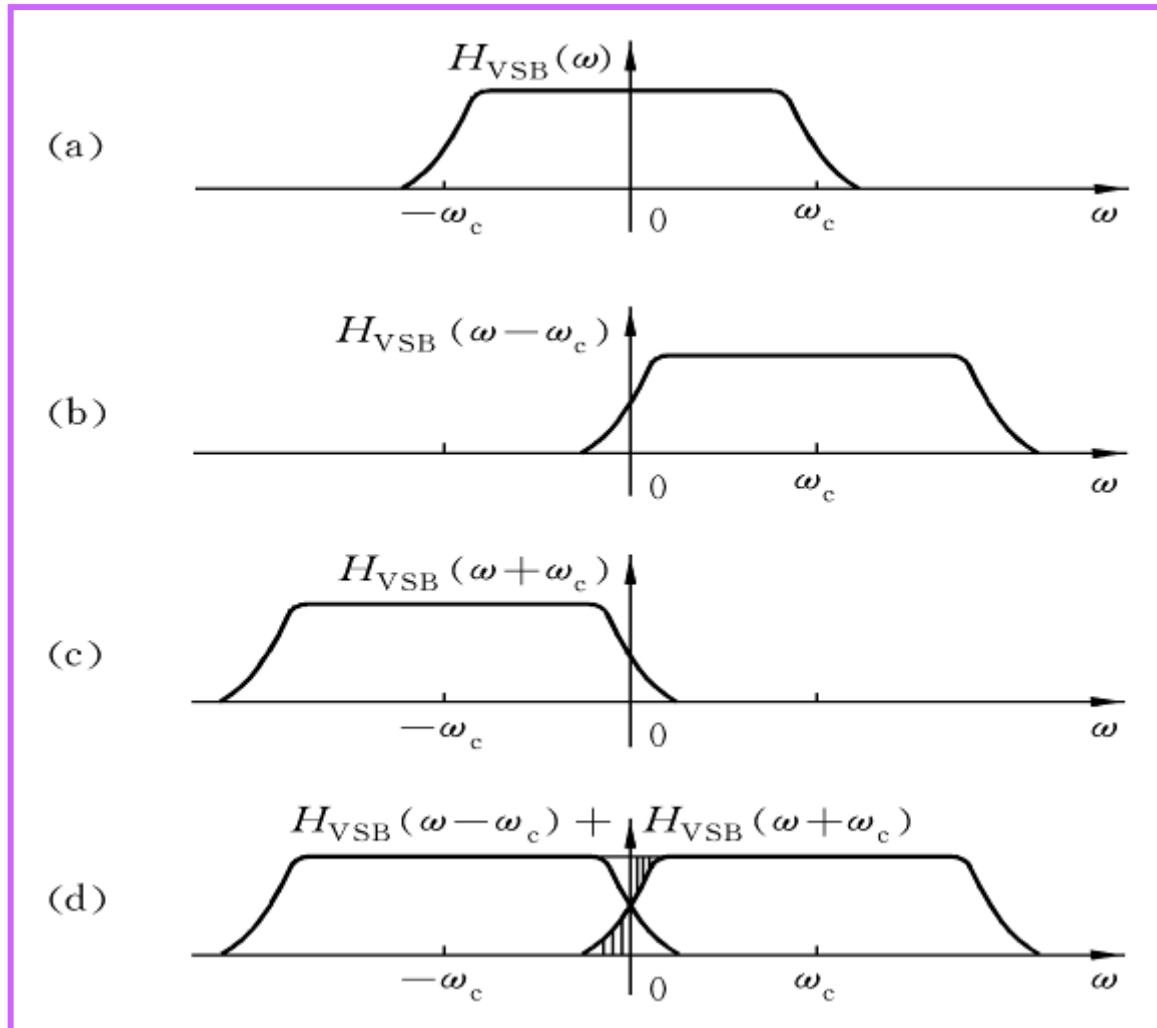
$$M_o(\omega) = \frac{1}{4} M(\omega) [H_{VSB}(\omega - \omega_c) + H_{VSB}(\omega + \omega_c)]$$

常数





$$H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) = \text{常数} \quad |\omega| \leq \omega_H$$



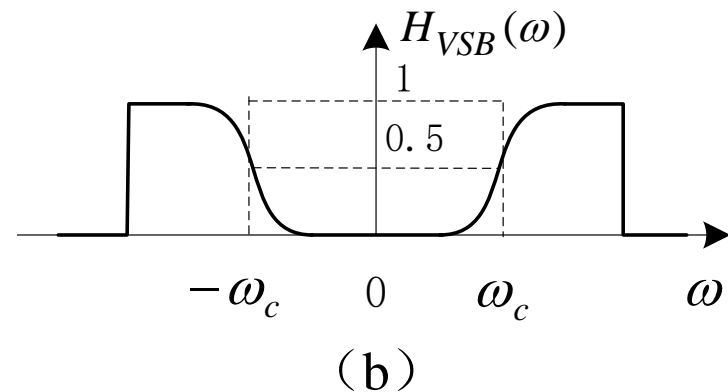
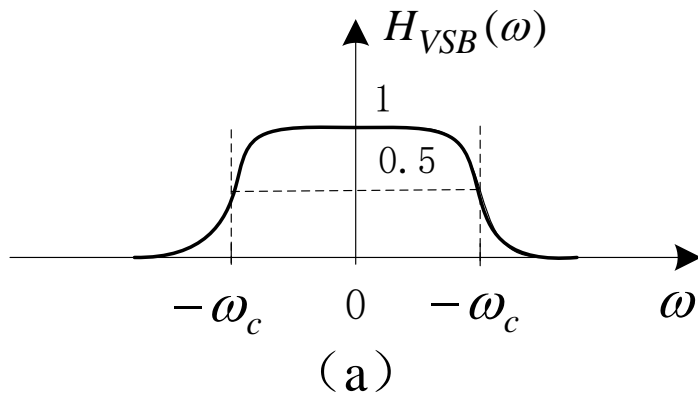


3. 残留边带滤波器的传输特性

为了保证相干解调的输出无失真地重现调制信号：

$$H_{VSB}(\omega + \omega_c) + H_{VSB}(\omega - \omega_c) = C(\text{常数}) \quad , \quad |\omega| \leq \omega_H$$

只要残留边带滤波器的特性 $H_{VSB}(\omega)$ 在 $\pm \omega_c$ 处具有**互补对称（奇对称）**特性，那么，采用相干解调法解调残留边带信号就能够准确地恢复所需的基带信号。



(a) 残留部分上边带的滤波器特性； (b) 残留部分下边带的滤波器特性。





满足这种要求的滤波器并不是唯一的，而是有无穷多个：

- ① 如果滤波器的截止特性非常陡峭，所得到的残留边带信号便接近单边带信号，滤波器将难以制作；
- ② 如果滤波器截止特性变差，则残留部分自然增多，信号所占据带宽越来越逼近双边带信号。
- ③ 所以**VSB**信号的带宽与滤波器的实现之间存在着矛盾，在实际中需要恰当处理。





四. 残留边带调制 (VSB)

小结:

- VSB信号功率不包含载波功率;
- VSB信号的带宽介于一倍调制信号带宽与两倍信号带宽之间, 即 $B_{SSB} = f_H \sim 2f_H$ (具体值取决于残留边带滤波器的特性) ;
- 残留边带滤波器的特性 $H_{VSB}(\omega)$ 在 $\pm\omega_c$ 处具有互补对称 (奇对称) 特性;
- VSB采用相干解调。





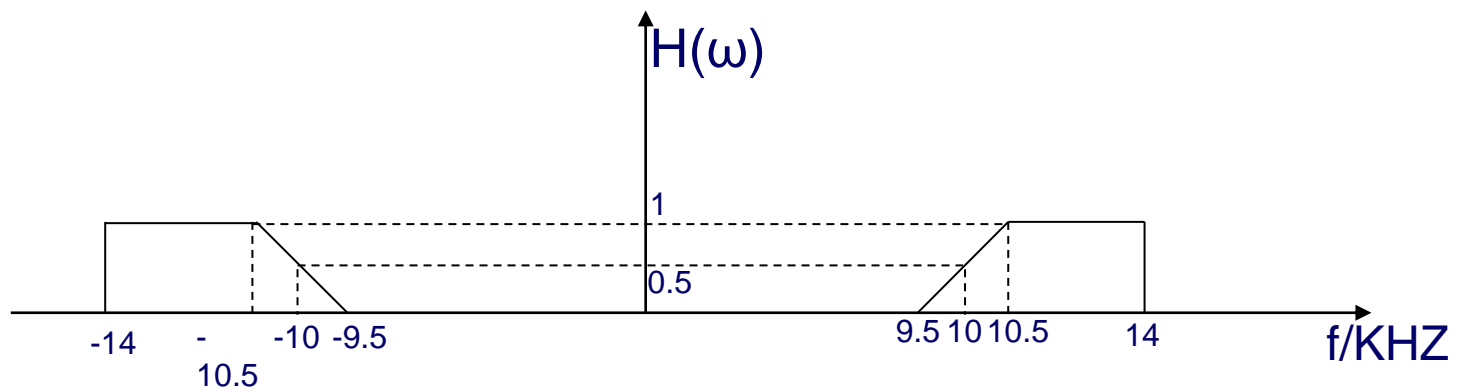
幅度调制应用

调制方式		用途举例
线性调制	常规双边带调幅 AM	广播（一点对多点）
	抑制载波双边带调幅 DSB-SC	点对点专用通信
	单边带调幅 SSB	载波通信、短波无线 电话通信、保密通信
	残留边带调幅 VSB	电视广播、传真、图 像



**【例】：习题5-4（杭电04年考研试题）**

将调幅波通过残留边带滤波器产生残留边带信号。若此滤波器的传输函数 $H(\omega)$ 如图所示（斜线段）为直线。当调制信号 $m(t)=A[\sin 100\pi t + \sin 6000\pi t]$ 时，试确定所得残留边带信号的表达式。





解： 设调幅波 $s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t$, $A_0 \geq |m(t)|_{\max}$

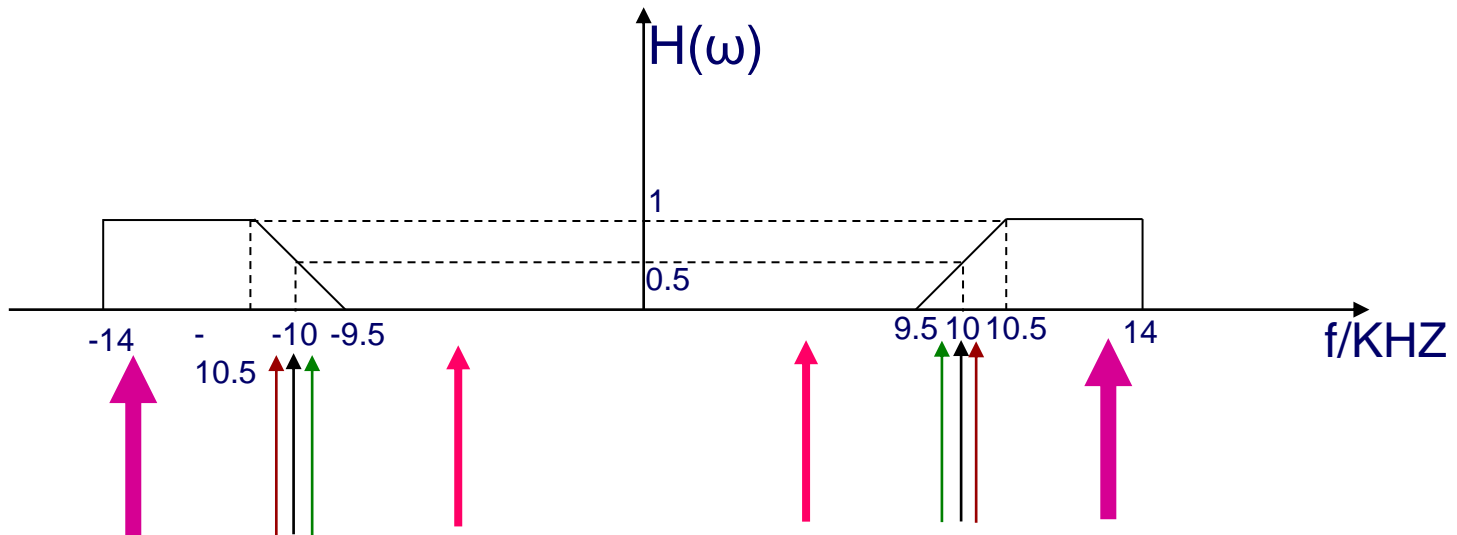
根据残留边带滤波器在 f_c 处具有互补对称特性，可以从 $H(\omega)$ 图上得知载频 $f_c = 10\text{KHz}$ 。

$$\begin{aligned}\therefore s_{AM}(t) &= [A_0 + m(t)] \cos 20000\pi t \\ &= [A_0 + A(\sin 100\pi t + \sin 6000\pi t)] \cos 20000\pi t \\ &= A_0 \cos 20000\pi t + A(\sin 100\pi t + \sin 6000\pi t) \cos 20000\pi t \\ &= A_0 \cos 20000\pi t + \frac{A}{2} [\sin 20100\pi t - \sin 19900\pi t + \sin 26000\pi t - \sin 14000\pi t]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}S_{AM}(\omega) &= \pi A_0 [\delta(\omega + 20000\pi) + \delta(\omega - 20000\pi)] \\ &\quad + \frac{j\pi A}{2} [\delta(\omega + 20100\pi) - \delta(\omega - 20100\pi) - \delta(\omega + 19900\pi) + \delta(\omega - 19900\pi)] \\ &\quad + \frac{j\pi A}{2} [\delta(\omega + 26000\pi) - \delta(\omega - 26000\pi) - \delta(\omega + 14000\pi) + \delta(\omega - 14000\pi)]\end{aligned}$$



$$\begin{aligned} S_{AM}(\omega) = & \pi A_0 \left[\delta(\omega + 20000\pi) + \delta(\omega - 20000\pi) \right] \\ & + \frac{j\pi A}{2} \left[\delta(\omega + 20100\pi) - \delta(\omega - 20100\pi) - \delta(\omega + 19900\pi) + \delta(\omega - 19900\pi) \right] \\ & + \frac{j\pi A}{2} \left[\delta(\omega + 26000\pi) - \delta(\omega - 26000\pi) - \delta(\omega + 14000\pi) + \delta(\omega - 14000\pi) \right] \end{aligned}$$





$$S_{\text{VSB}} = S_{\text{AM}} H(\omega)$$

$$f = \pm 10 \text{ KHz 时}, H(\omega) = 0.5$$

$$f = \pm 10.05 \text{ KHz 时}, H(\omega) = 0.5 + 0.05 = 0.55$$

$$f = \pm 9.95 \text{ KHz 时}, H(\omega) = 0.5 - 0.05 = 0.45$$

$$f = \pm 13 \text{ KHz 时}, H(\omega) = 1$$

$$f = \pm 7 \text{ KHz 时}, H(\omega) = 0$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } S_{\text{VSB}} &= 0.5 \times \pi A_0 [\delta(\omega + 20000\pi) + \delta(\omega - 20000\pi)] + \\ &\quad + \frac{j\pi A}{2} \{0.55 [\delta(\omega + 20100\pi) - \delta(\omega - 20100\pi)] + 0.45 [\delta(\omega - 19900\pi) - \delta(\omega + 19900\pi)]\} \\ &\quad + \frac{j\pi A}{2} [\delta(\omega + 26000\pi) - \delta(\omega - 26000\pi)] \\ s_{\text{VSB}}(t) &= \frac{1}{2} A_0 \cos 20000\pi t + \frac{A}{2} [0.55 \sin 20100\pi t - 0.45 \sin 19900\pi t + \sin 26000\pi t] \end{aligned}$$

