

第三章 模拟调制系统

- 调制解调的概念及分类
- 模拟线性调制
- 模拟非线性调制
- 模拟系统的抗噪声性能
- 应用举例——频分复用和复合调制

□ 调制解调的概念及分类

■ 基本概念

- **调制**：把信号转换成适合在信道中传输的形式。
- **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。
- **调制信号（基带信号）**：来自信源的低频信号。
- **载波**：未受调制的高频周期性振荡信号，一般为正弦波。
- **已调信号**：载波受调制后称为已调信号。调幅信号、调频信号、...

■ 调制的目的

- 提高无线通信时的天线辐射效率。
- 实现信道复用，提高信道利用率。
- 扩展信号带宽，以获取可靠性的提高。

■ 调制方式的分类



设 $f(t)$ 为调制信号， $c(t)$ 为载波信号， $s(t)$ 为已调信号

$$c(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_0]$$

幅度 $A(t) \propto f(t)$

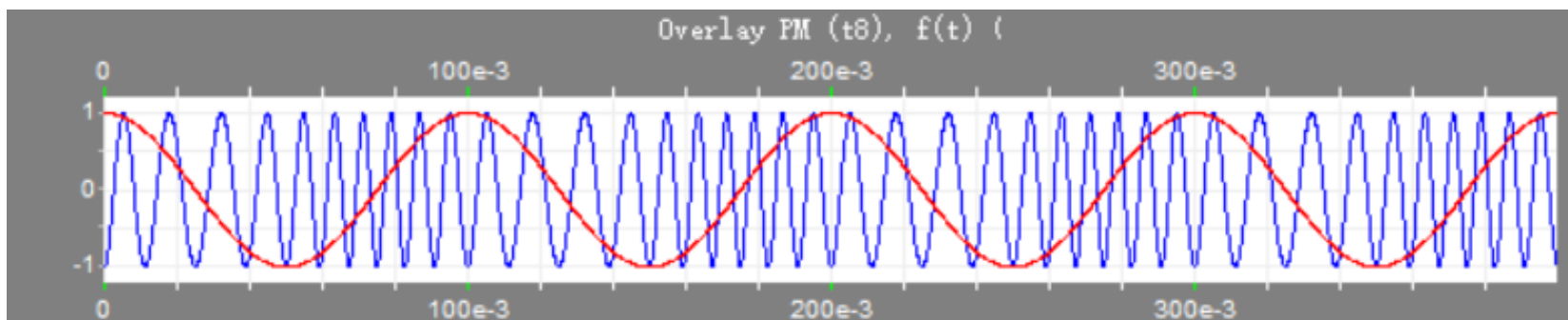
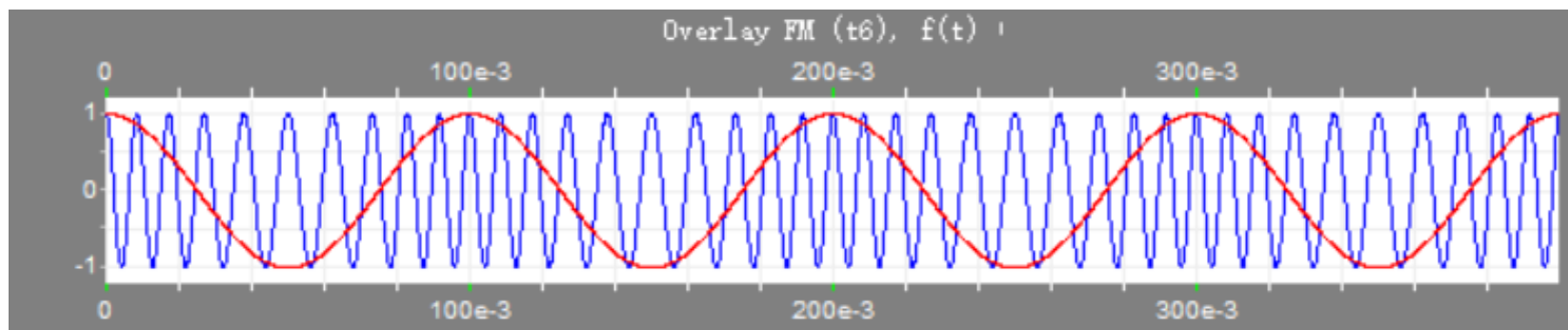
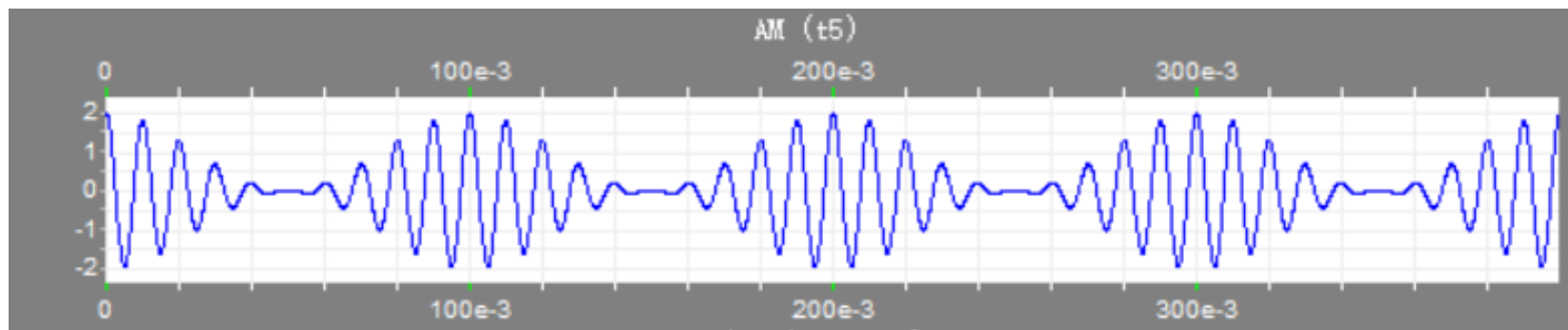
幅度调制

相位偏移 $\varphi(t) \propto f(t)$

相位调制

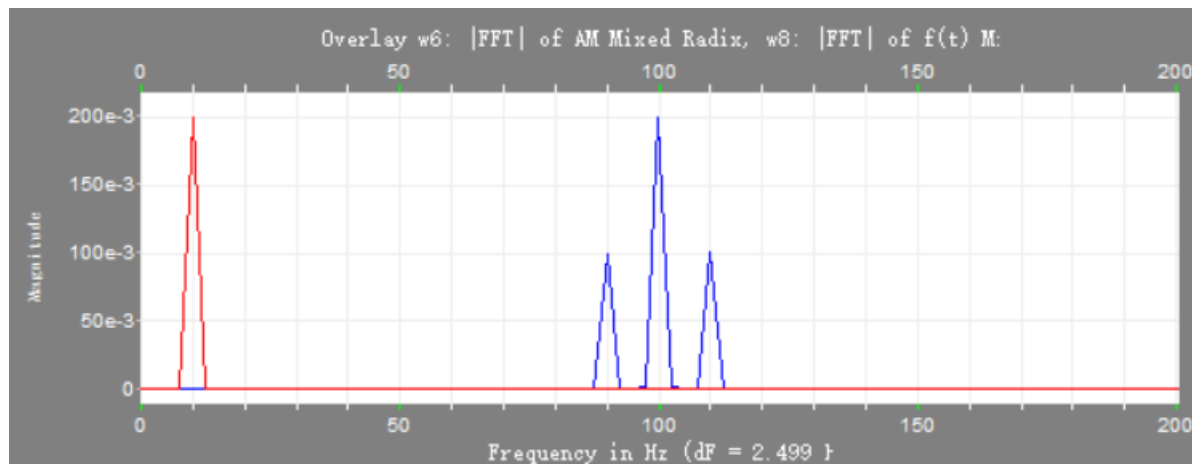
频率偏移 $\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \propto f(t)$ 频率调制

} 角度调制

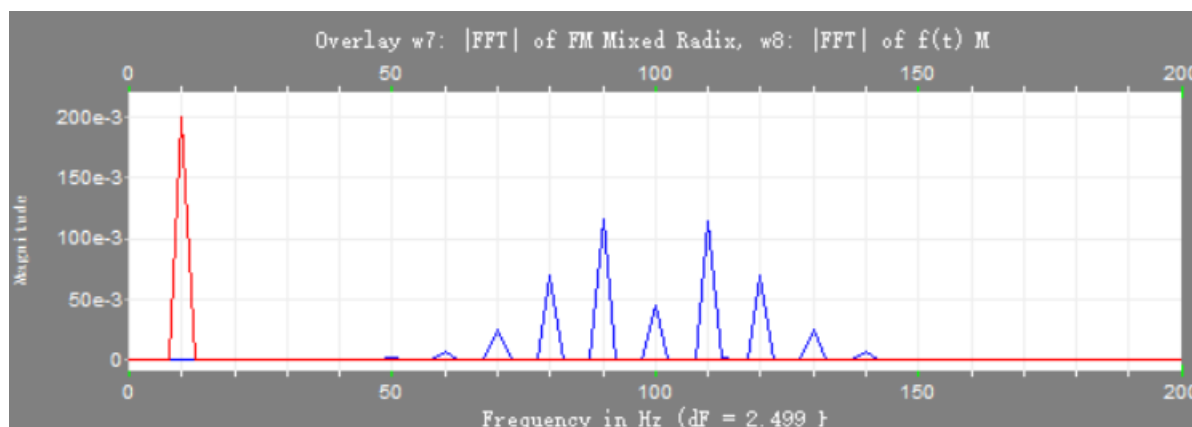


模拟调制AM、FM、PM信号的时间波形

AM: 频谱线性搬移。



FM: 频谱非线性搬移。



模拟调制AM、FM信号的频谱图

在时域，调制是用基带信号改变载波的幅度、频率或者相位；

在频域，调制就是将基带信号的频谱按照某种规则搬移到指

□ 模拟线性调制

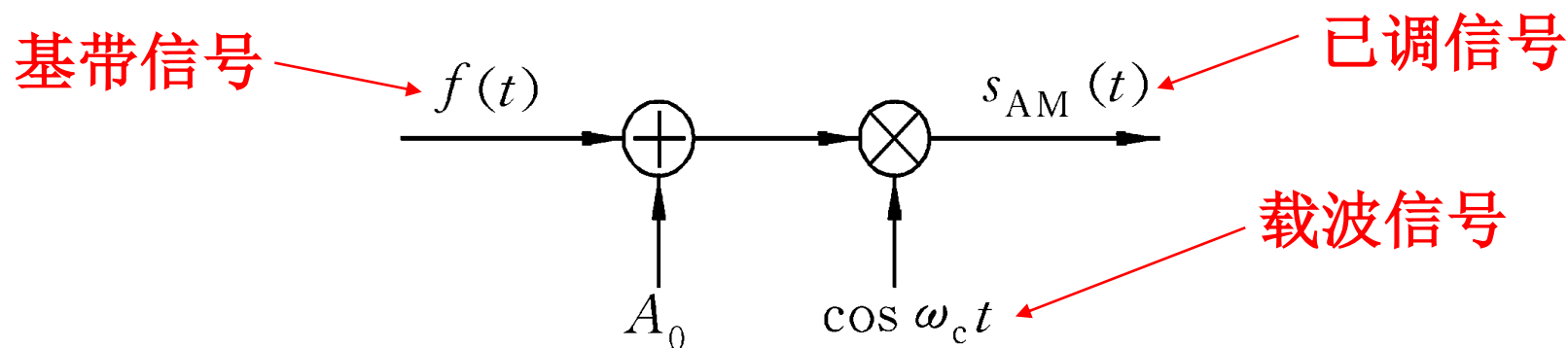
■ 常规调幅

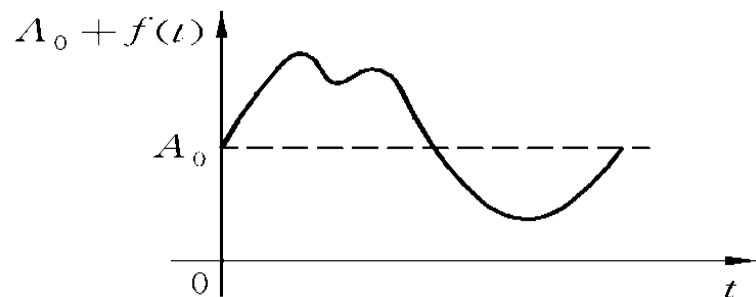
$$s_{\text{AM}}(t) = [A_0 + f(t)] \cos(\omega_c t + \theta_c)$$

其中, $f(t)$: 基带信号; $A_0 + f(t)$: 载波的幅度包络;

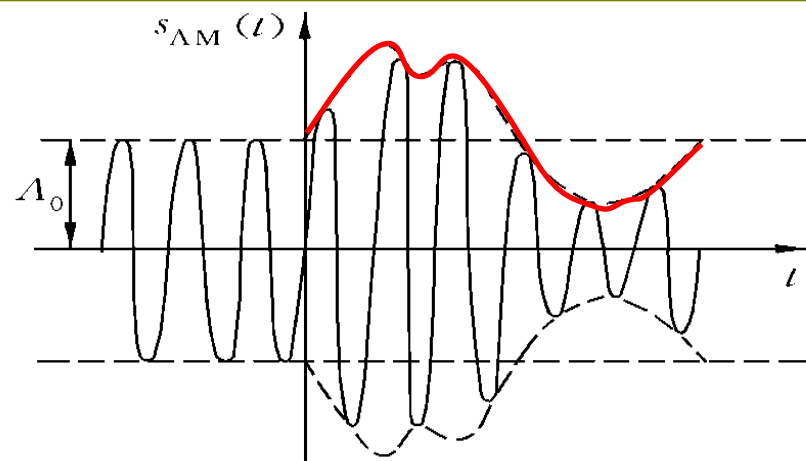
ω_c : 载波角频率; $f_c = \omega_c / (2\pi)$: 载波频率;

θ_c : 载波的初始相位, 一般设为0。



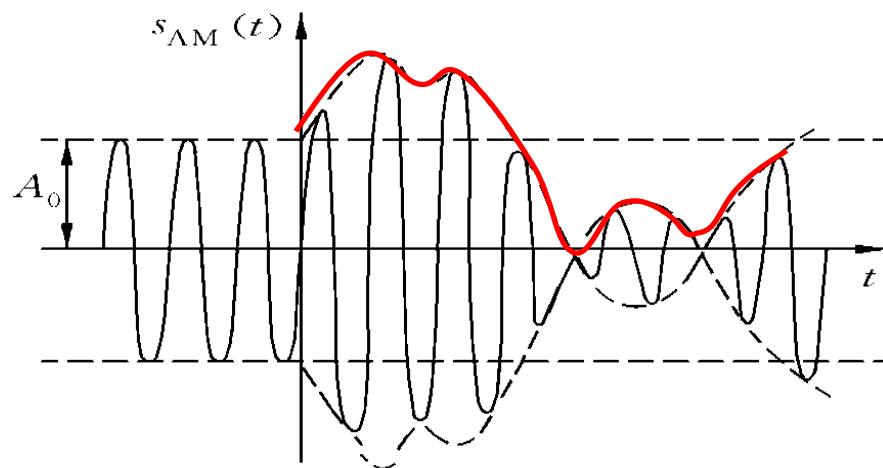


(a)



(b)

当 $A_0 < |f(t)|_{\max}$ 时，幅度包络与基带信号不成比例，不能采用包络检波。



(c)

➤ 单频调制与调幅指数

若基带信号是只有一个分量的标准正弦波，即

$$f(t) = A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)$$

称为单频调制。

此时，

$$\begin{aligned} s_{\text{AM}}(t) &= [A_0 + A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)] \cos(\omega_c t + \theta_c) \\ &= A_0 [1 + \beta_{\text{AM}} \cos(\omega_m t + \theta_m)] \cos(\omega_c t + \theta_c) \end{aligned}$$

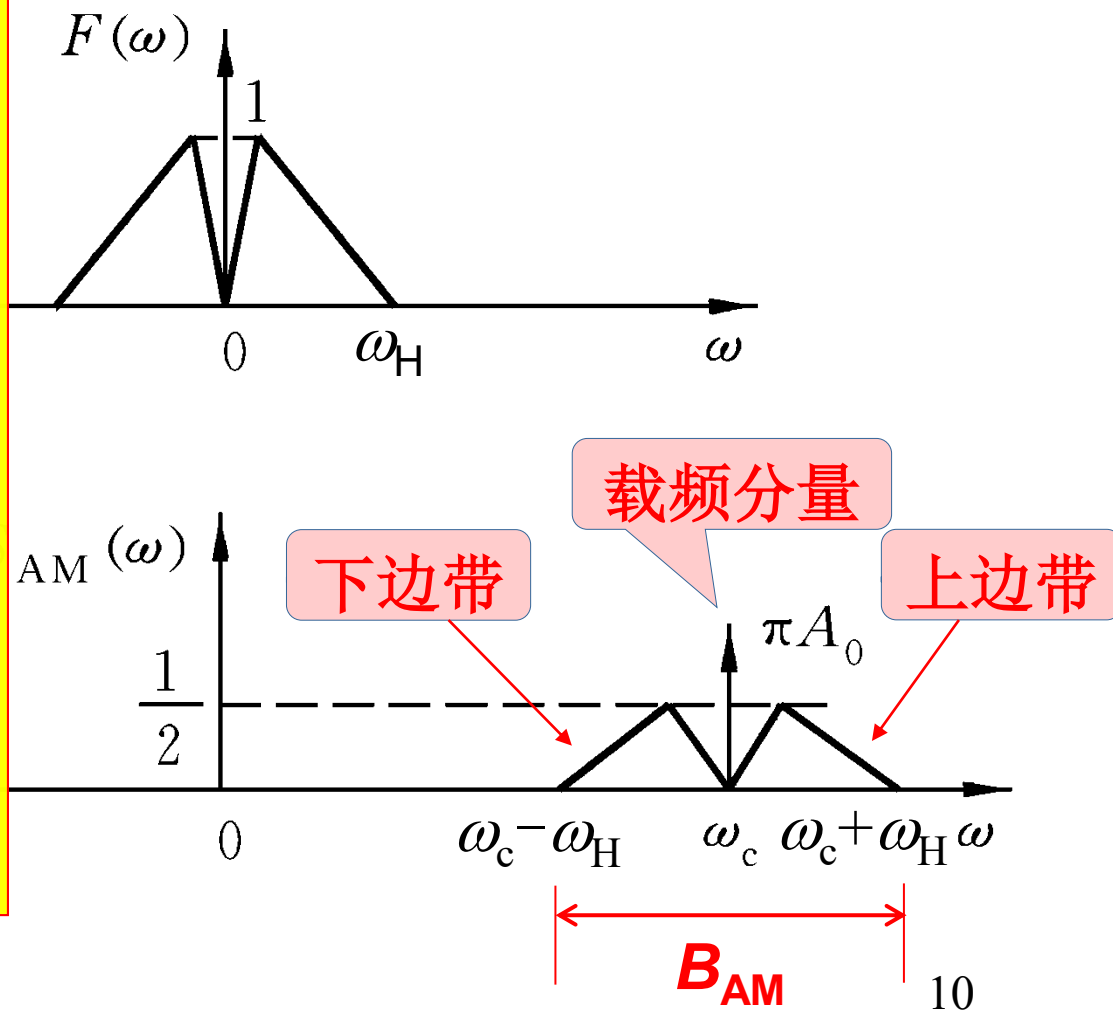
调幅指数（调制度）： $\beta_{\text{AM}} = A_m / A_0$

对任意基带信号， $\beta_{\text{AM}} = |f(t)|_{\max} / A_0$

➤ 频谱分析

假设载波初相为0，则 $s_{AM}(t) = [A_0 + f(t)] \cos \omega_c t$

- 形状相同，只是简单的位置搬移；
- 含有载波分量和上下边带分量；
- 上下边带是镜像关系；
- 带宽 $B_{AM} = 2f_H = \omega_H/\pi$ 。



➤ 平均功率及调制效率

$$P_{\text{AM}} = \overline{s_{\text{AM}}^2(t)} = \overline{[A_0 + f(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{f^2(t)}}{2} = P_c + P_f$$

$$\eta_{\text{AM}} = \frac{P_f}{P_{\text{AM}}} = \frac{P_f}{P_c + P_f} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}}$$

- 常规调幅信号的功率由载波功率 P_c 和边带功率 P_f 组成；
- 边带功率与调制信号有关，是有用功率；
- 载波功率与调制信号无关，但是为了便于采用包络检波所必需的；
- 对单频调制，
$$\eta_{\text{AM}} = \frac{A_m^2 / 2}{A_0^2 + A_m^2 / 2} = \frac{\beta_{\text{AM}}^2}{2 + \beta_{\text{AM}}^2}$$

例3-1 已知一个**AM**广播电台输出功率是**50 kW**，采用单频余弦信号进行调制，调幅指数为**0.707**。

(1) 试计算调制效率和载波功率；

(2) 如果天线用**50Ω**的电阻负载表示，求载波信号的峰值幅度。

解：(1)
$$\eta_{\text{AM}} = \frac{\beta_{\text{AM}}^2}{2 + \beta_{\text{AM}}^2} = \frac{0.707^2}{2 + 0.707^2} = \frac{1}{5}$$

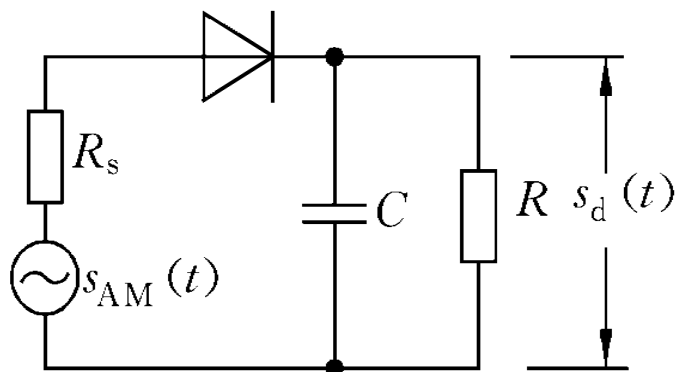
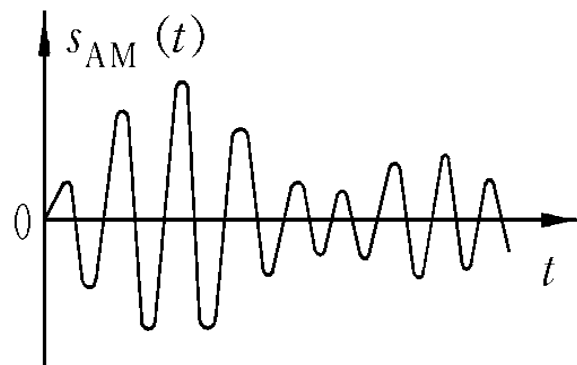
$$P_c = P_{\text{AM}} - P_f = P_{\text{AM}}(1 - \eta_{\text{AM}}) = 50 \times \left(1 - \frac{1}{5}\right) = 40 \text{ (kW)}$$

(2) 因为 $P_c = \frac{A^2}{2R}$ ，则

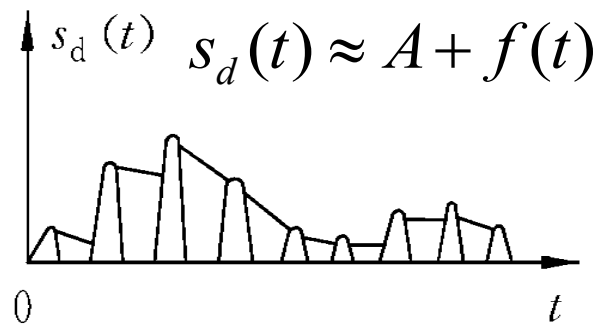
$$A = \sqrt{2P_c R} = \sqrt{2 \times 40 \times 10^3 \times 50} = 2\,000 \text{ (V)}$$

➤ AM信号的解调

常规调幅信号一般采用非相干解调，例如包络检波器、平方律检波器等，也可以采用相干解调。



(b)



(c)

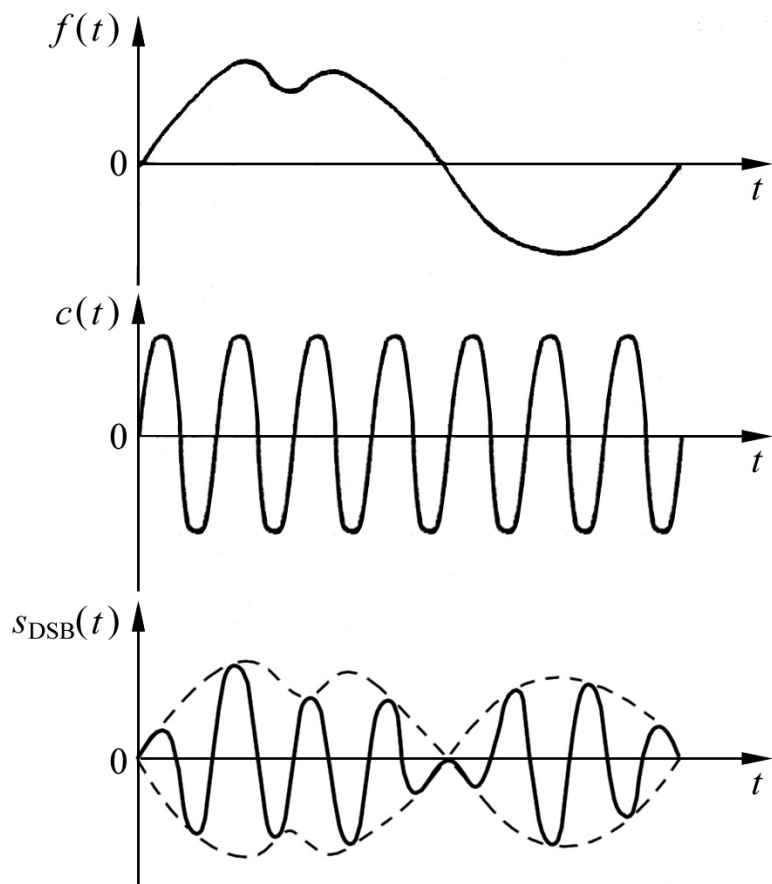
■ 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

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

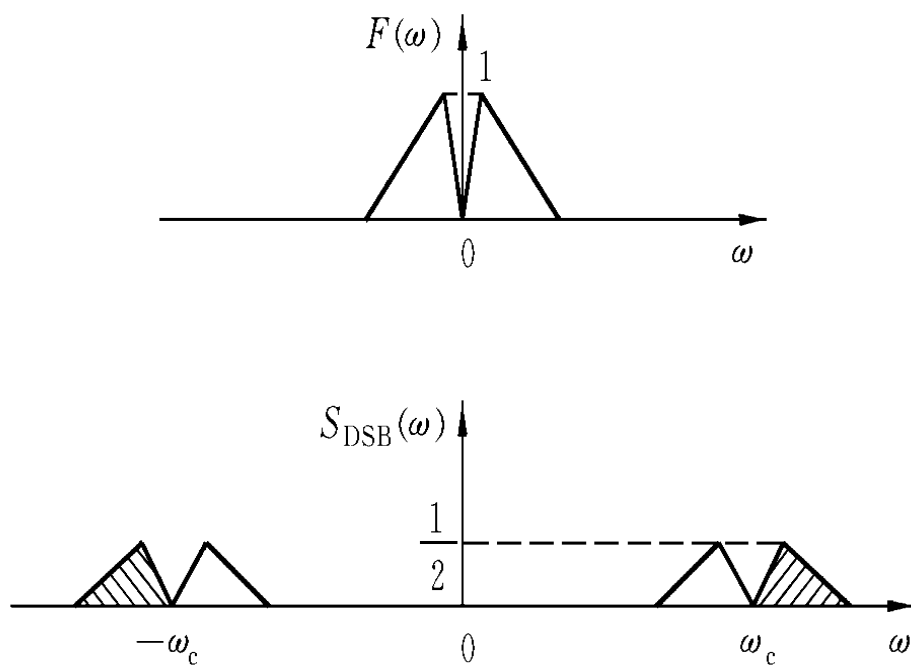
$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2}F(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}F(\omega + \omega_c)$$

- 已调载波的幅度包络不能反映基带信号;
- 频谱仍然是线性搬移;
- 只有上下边带分量, 没有载波分量;
- 已调信号的功率为

$$P_{\text{DSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{f^2(t)\cos^2\omega_c t} = \frac{1}{2}\overline{f^2(t)}$$

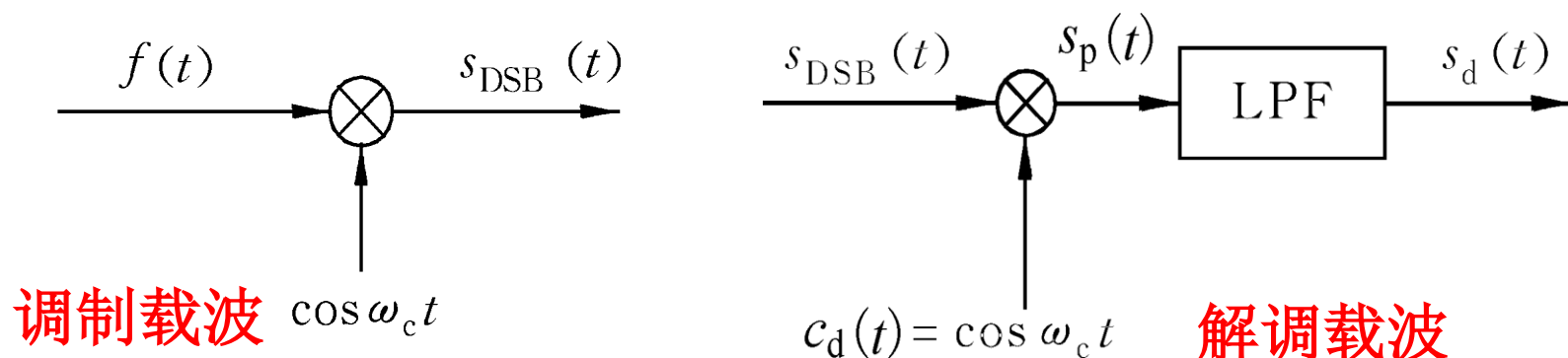


时间波形图



频谱图

➤ 调制和解调模型



相干解调： $s_p(t) = s_{\text{DSB}}(t) \cdot \cos \omega_c t = f(t) \cdot \cos^2 \omega_c t$

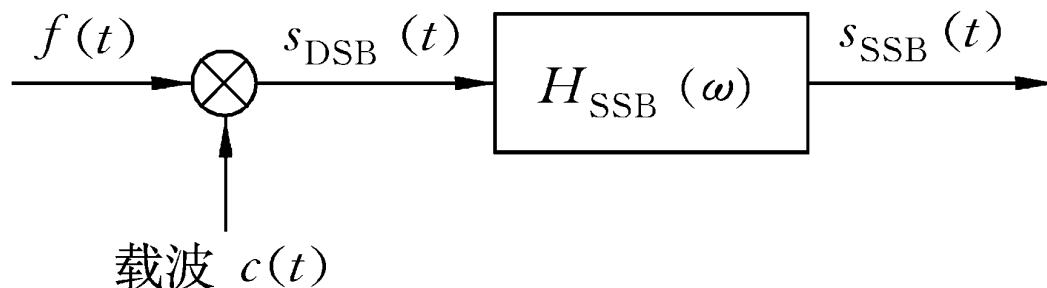
$$= \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_c t$$

$$s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \propto f(t)$$

接收机中必须采用专门电路从接收到的已调信号中提取**相干载波**，否则解调输出有失真。

■ 单边带调制 (SSB)

➤ 滤波法实现SSB调制

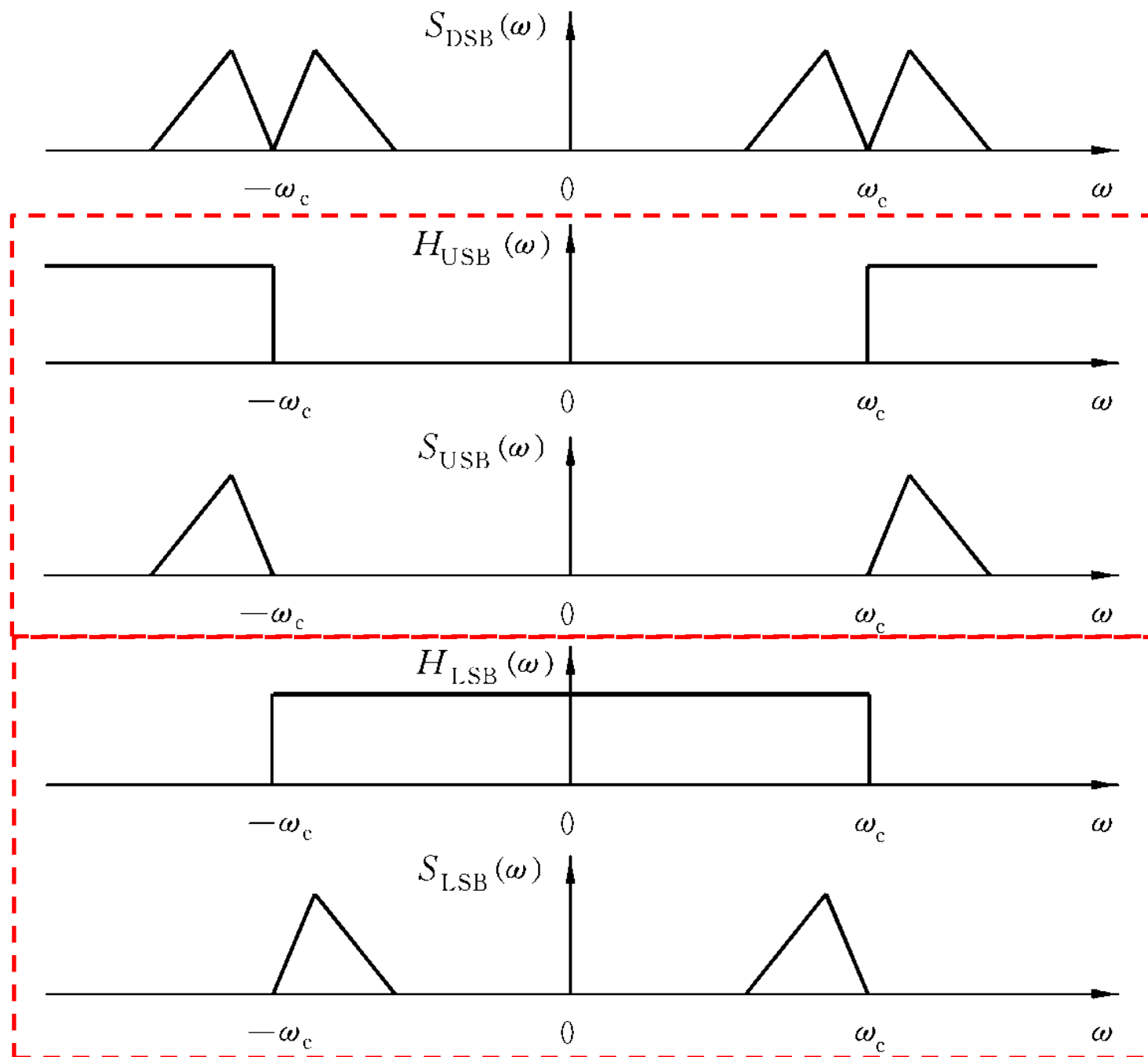


高通滤波器滤除下边带，得到上边带信号**USB**：

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_{\text{USB}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases}$$

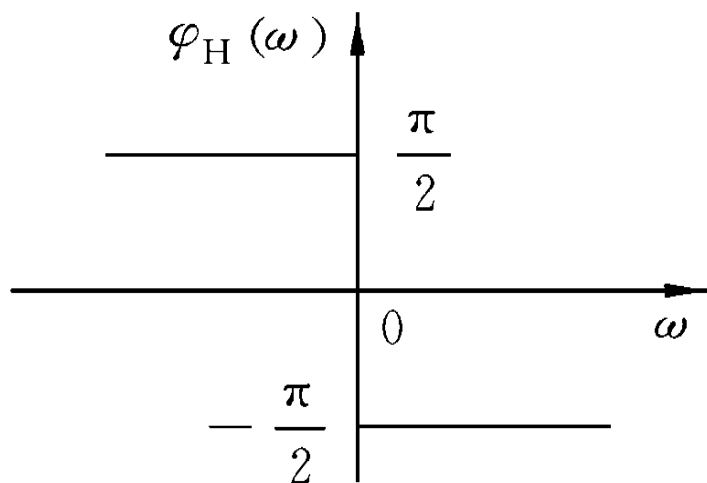
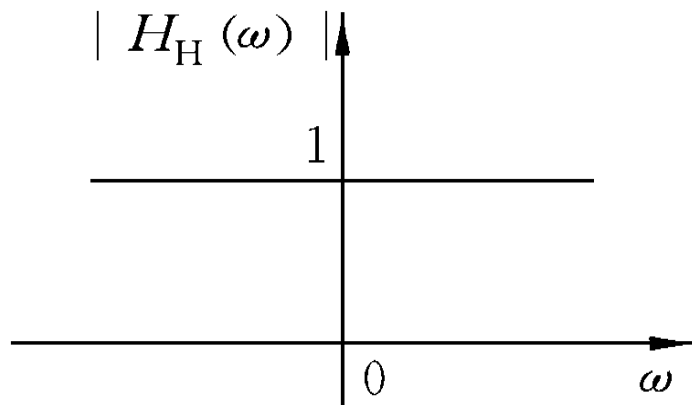
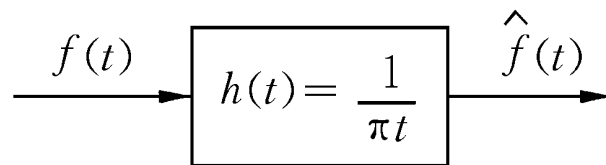
低通滤波器滤除上边带，输出下边带信号**LSB**：

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_{\text{LSB}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$



➤ 相移法实现SSB调制

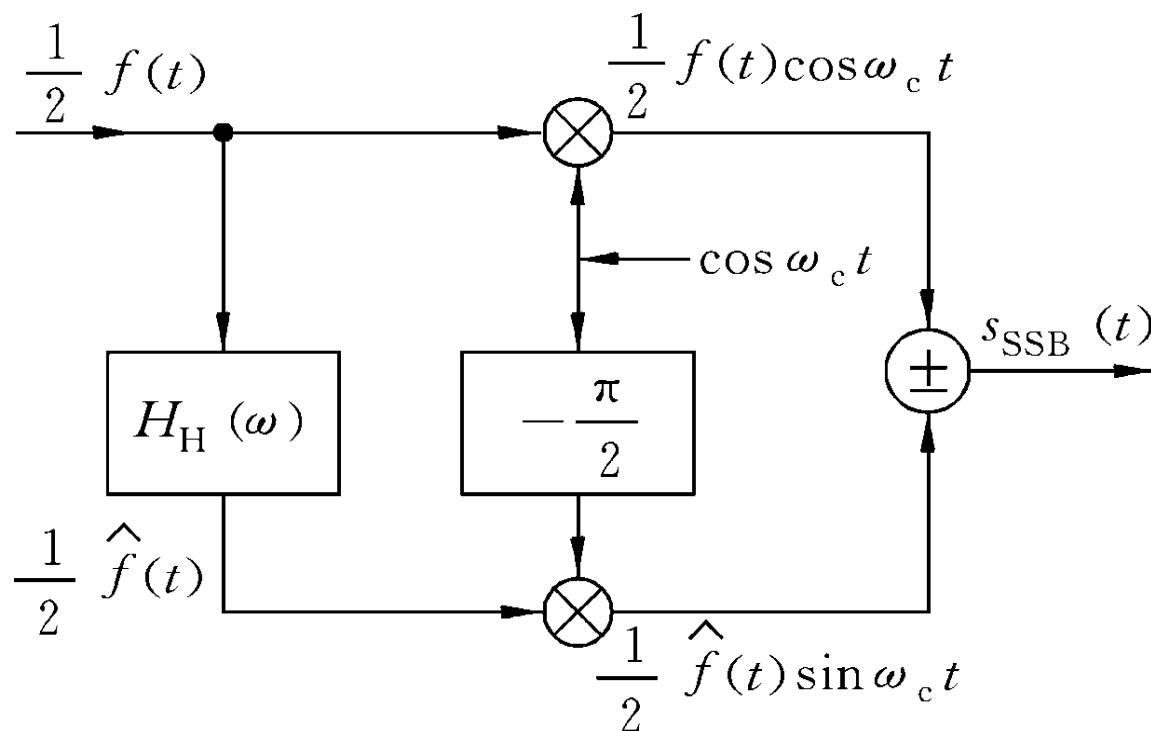
• 希尔伯特 (Hilbert) 变换



信号通过希尔伯特滤波器后，
信号中所有分量的幅度保持不变，
而相移 90° 。

$m(t)$	$\hat{m}(t)$
$A \cos \omega_c t$	$A \sin \omega_c t$
$A \sin \omega_c t$	$-A \cos \omega_c t$
$f(t) \cos \omega_c t$	$f(t) \sin \omega_c t$
$f(t) \sin \omega_c t$	$-f(t) \cos \omega_c t$

- 利用希尔伯特变换实现相移法SSB调制



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

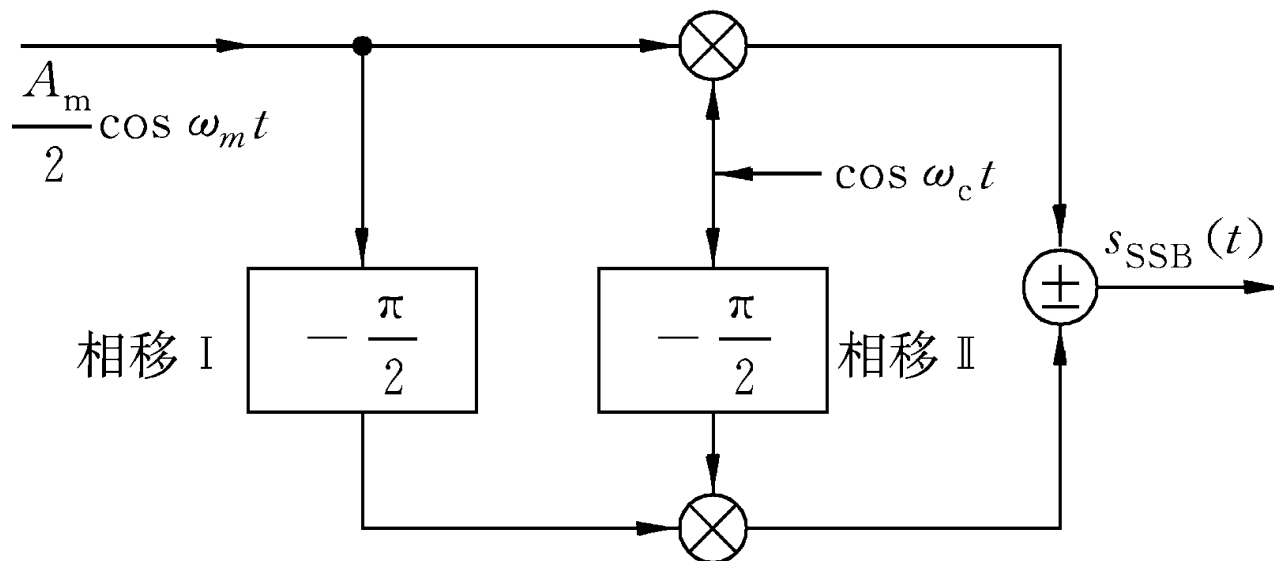
式中：取“+”为LSB信号；取“-”为USB信号。

➤ 单频调制

- 相移法

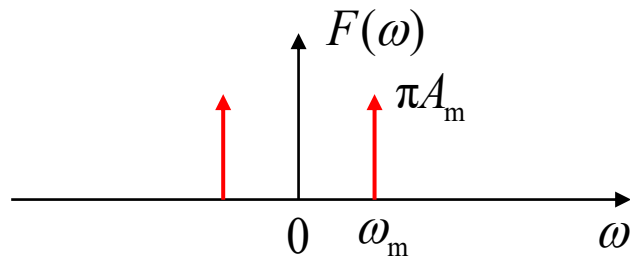
$$f(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t$$

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

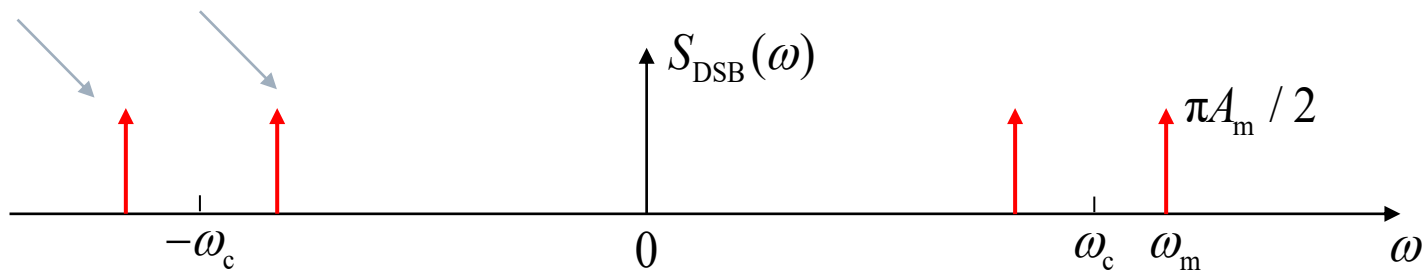


- 滤波法

假设基带信号为 $f(t) = A_m \cos \omega_m t$

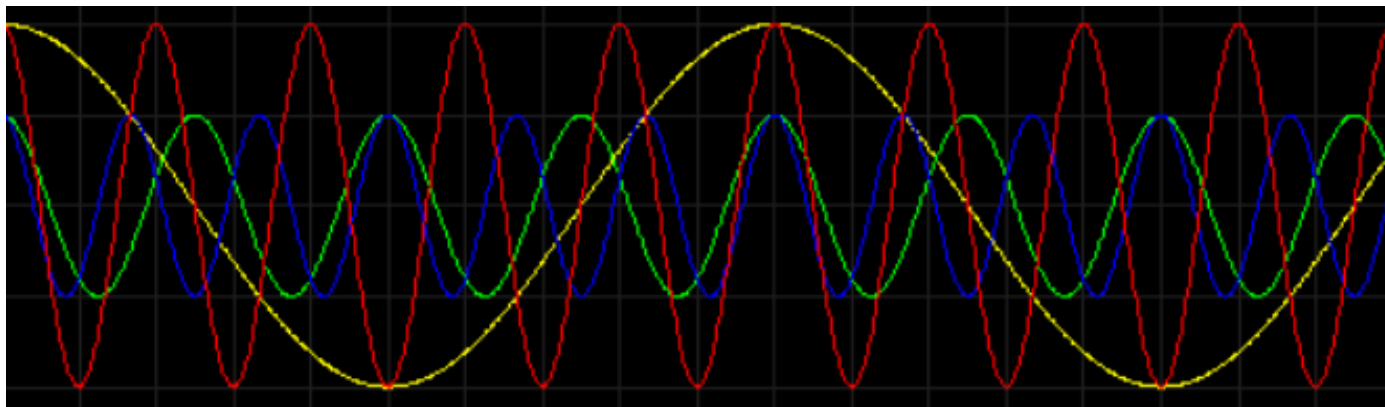


上边带 下边带



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

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

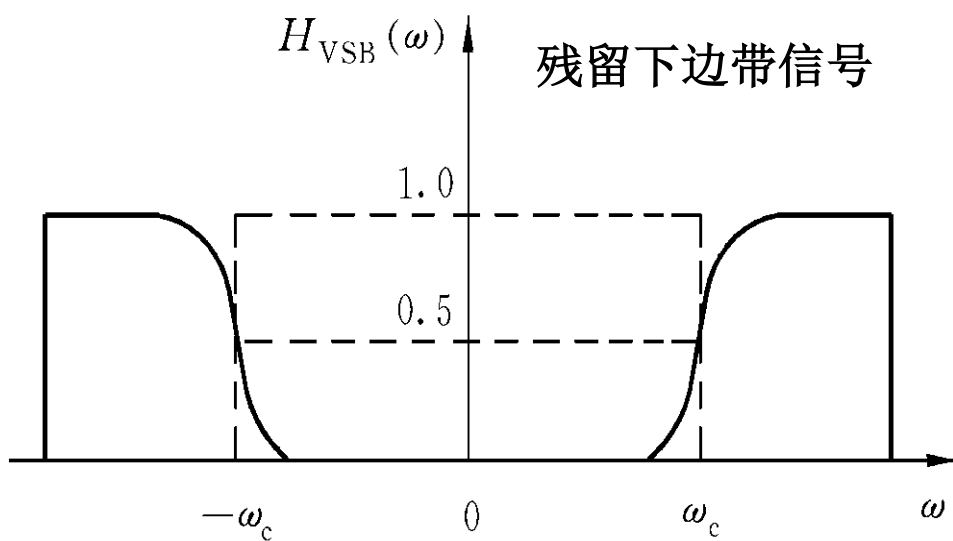
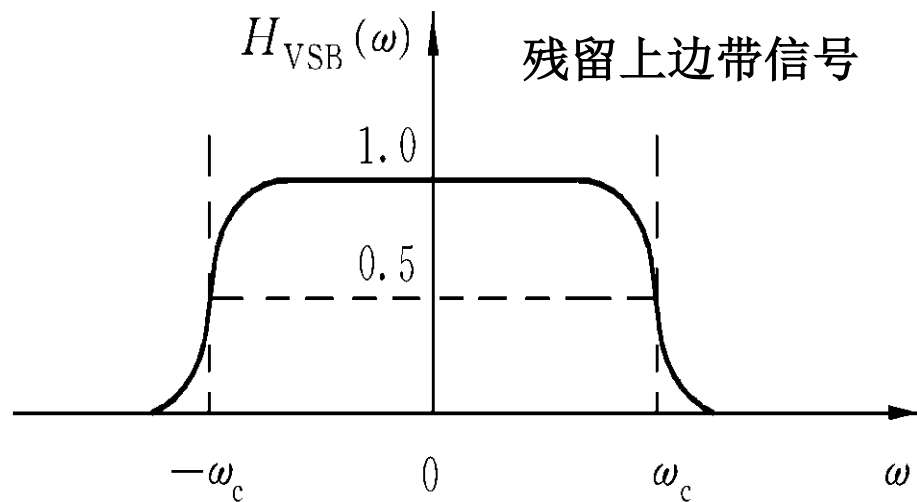
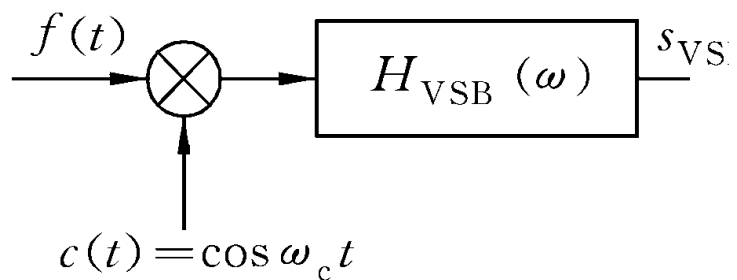


基带信号
载波信号
USB
LSB

➤ SSB调制的特点

- 在SSB信号中，载波的幅度包络不能反映基带信号，所以只能采用相干解调，而不能采用包络检波；
- SSB信号的带宽等于基带信号带宽，比AM、DSB减少了一半，所以有效性最好；
- SSB信号的实现比AM、DSB要复杂，是短波通信中一种重要的调制方式。

➤ 残留边带调制



□ 模拟非线性调制

■ 角度调制的基本概念

载波幅度保持恒定，而频率或相位随基带信号而变化，从而使得载波相位（相角）随基带信号的幅度而变化。

$$s(t) = A \cos [\omega_c t + \varphi(t) + \theta_0]$$

其中： $\Delta\theta = \varphi(t) = (\Delta\omega)^{(-1)}$ ： 瞬时相位偏移（相偏）；

$\Delta\omega = d\varphi(t)/dt$ ： 瞬时角频率偏移（角频偏）。

相位调制： $\Delta\theta = \varphi(t) \propto f(t)$ ； 频率调制： $\Delta\omega \propto f(t)$ 。

■ 频率调制 (FM)

瞬时频率偏移随调制信号作线性变化，即

$$\Delta\omega = \frac{d\varphi(t)}{dt} = K_{\text{FM}} f(t)$$

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right]$$

式中 K_{FM} : 频偏常数，调频灵敏度，单位是rad/(s·V)。

例如，对单频调制， $f(t) = A_m \cos \omega_m t$,

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t \right]$$

其中， $\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{FM}} A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_m} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_m}$ 称为调频指数；

$\Delta f_{\text{max}} = \Delta\omega_{\text{max}} / (2\pi)$ 称为最大频偏。

■ 窄带调频 (NBFM) 和宽带调频 (WBFM)

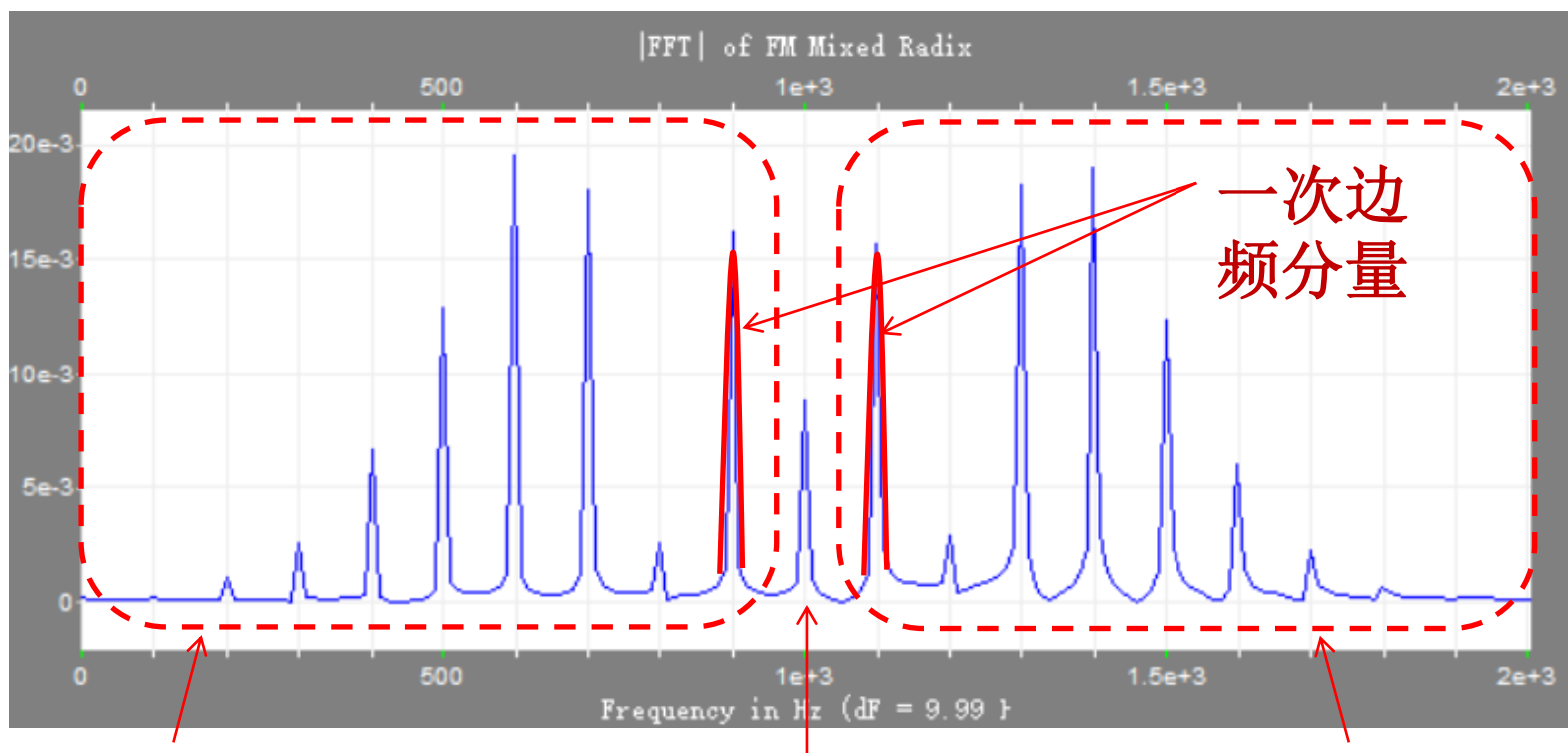
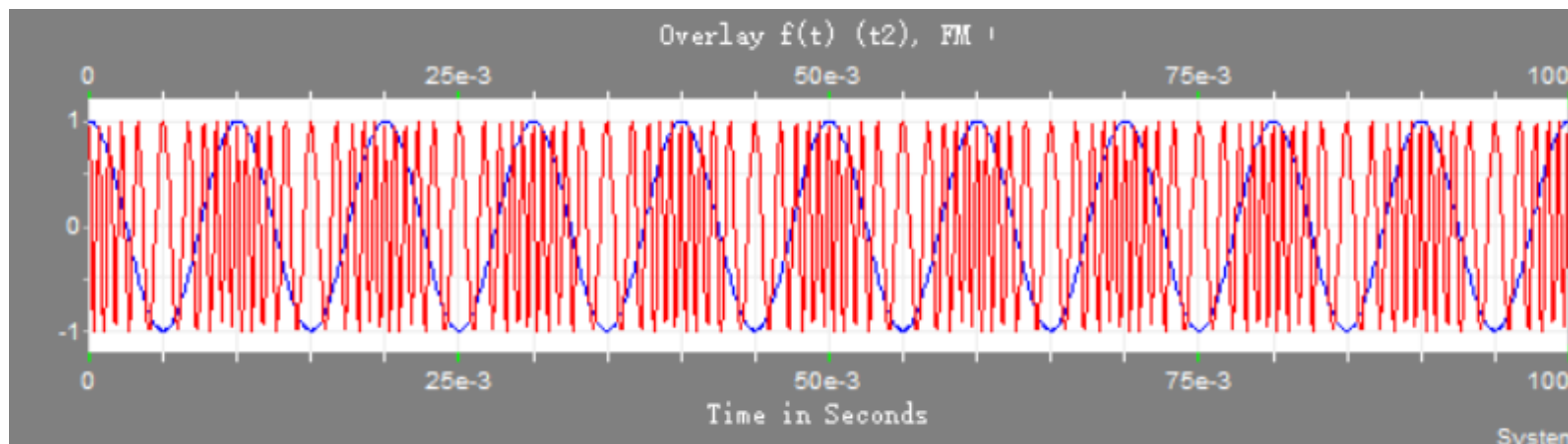
基带信号引起的载波最大相位偏移不超过 $\pi/6 \approx 0.5 \text{ rad}$ ，此时的调频称为窄带调频；否则称为宽带调频。

$$\begin{aligned} s_{\text{NBFM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \\ &\approx A \cos \omega_c t - \left[A K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t \end{aligned}$$

对单频调制，

$$\begin{aligned} s_{\text{WBFM}}(t) &= A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \\ S_{\text{FM}}(\omega) &= \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \end{aligned}$$

其中： $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 称为第一类 n 阶贝塞尔函数。



下边带分量

载波分量

上边带分量

➤ 特点

- WBFM信号中有载频分量和无穷多个边频分量，频谱不是基带信号频谱的简单搬移，因此属于非线性调制。
- 对NBFM， $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 。此时， $J_n(\beta_{\text{FM}}) \approx 0$ ($n > 1$)，因此FM信号中只有载频和一次边频分量；
- 当 $n > \beta_{\text{FM}} + 1$ 时， $J_n(\beta_{\text{FM}}) < 0.1$ ，对应的高次边频分量可以忽略，得到调频信号的带宽近似为

$$B_{\text{FM}} = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m = 2f_m + 2\Delta f_{\text{max}}$$

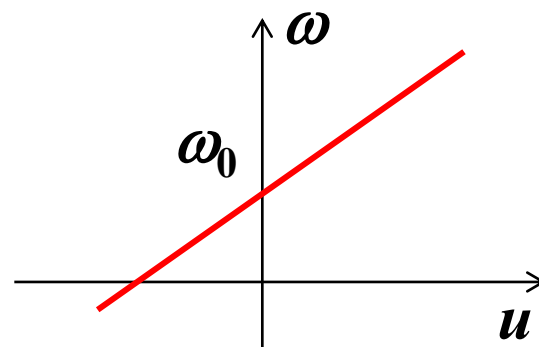
(卡森公式)

- 推广到任意限带基带信号，上式中的调频指数 β_{FM} 可以用频偏比 $D_{\text{FM}} = \Delta f_{\text{max}}/f_{\text{max}}$ 替代，其中 f_{max} 为基带信号的最高频率（带宽）。

■ 调频信号的产生和解调

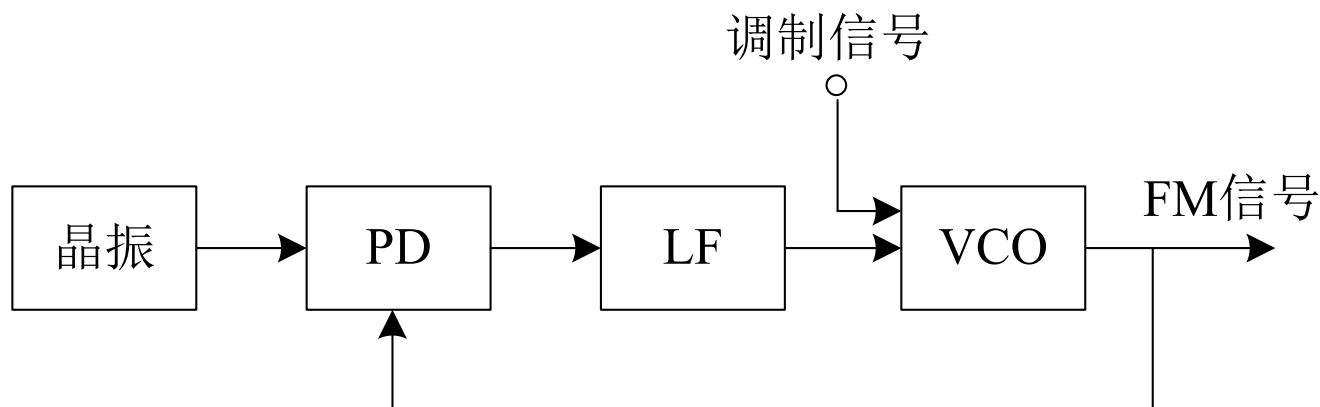
➤ 直接法调频

VCO: 压控振荡器。



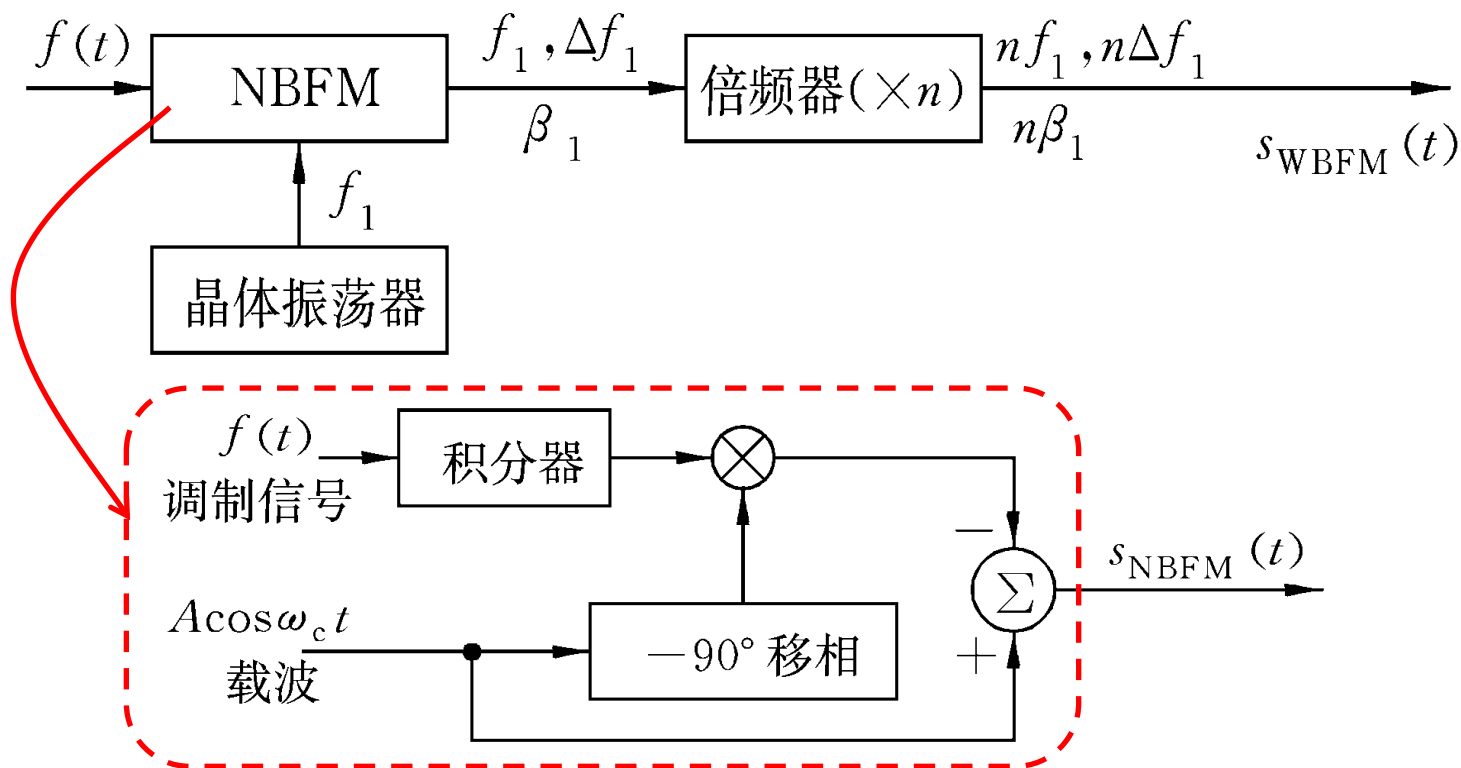
VCO的特性

改进: 采用锁相环 (**PLL**) 以提高频率稳定度。



➤ 间接法调频

阿姆斯特朗法：首先得到NBFM信号，再经倍频和混频等变换得到WBFM信号。



$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx A \cos \omega_c t - \left[AK_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t$$

- 倍频

以理想平方律器件为例，当输入信号为调频信号时，有

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

倍频器的输出为

$$\begin{aligned} s_o(t) &= a s_i^2(t) = a A^2 \cos^2[\omega_c t + \varphi(t)] \\ &= \frac{1}{2} a A^2 + \frac{1}{2} a A^2 \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)] \end{aligned}$$

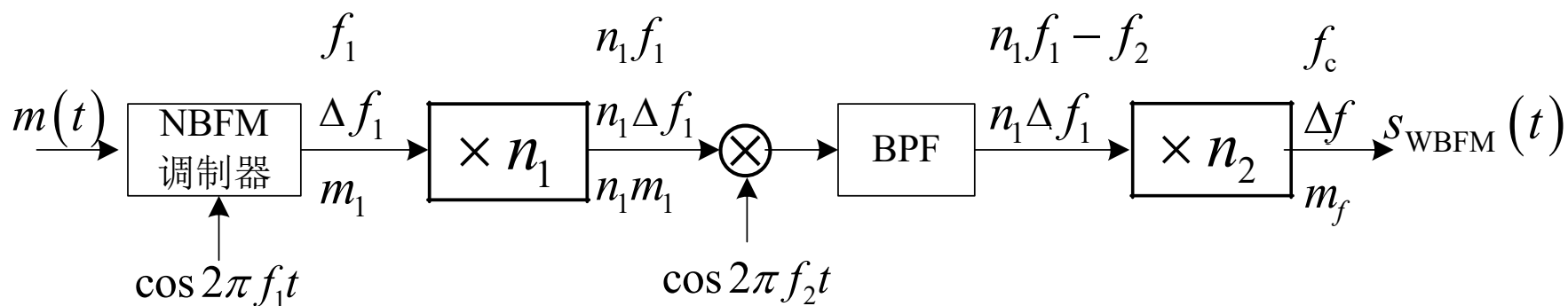
滤除直流成分后，第二项可以视为一个新的调频信号，其载频、相位偏移、调频指数都增大一倍。

推广：经***n***次倍频后可以使调频信号的载频和调频指数增为***n***倍。

- 具体实现方案

混频：乘法器，实现两个正弦波频率的加减运算，由后接的 **BPF** 确定输出和频（频率相加）或差频（频率相减）。

FM 信号通过混频后，只改变载频，不改变调频指数。



$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_2) \quad (\text{假设混频后取差频})$$

$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1$$

$$\beta_{\text{FM}} = n_1 n_2 \beta_1$$

例3-6 用倍频法构成调频发射机。调制信号是频率为**15kHz**的单频余弦信号，**NBFM**载频 **$f_1=200\text{kHz}$** ，最大频偏 **$\Delta f_1=25\text{kHz}$** ，混频器参考频率 **$f_r=0.9\text{MHz}$** ，倍频次数 **$n_1=64$** ， **$n_2=48$** 。

(1) 求窄带调频信号的调频指数；

(2) 求调频发射信号的载频、最大频偏、调频指数。

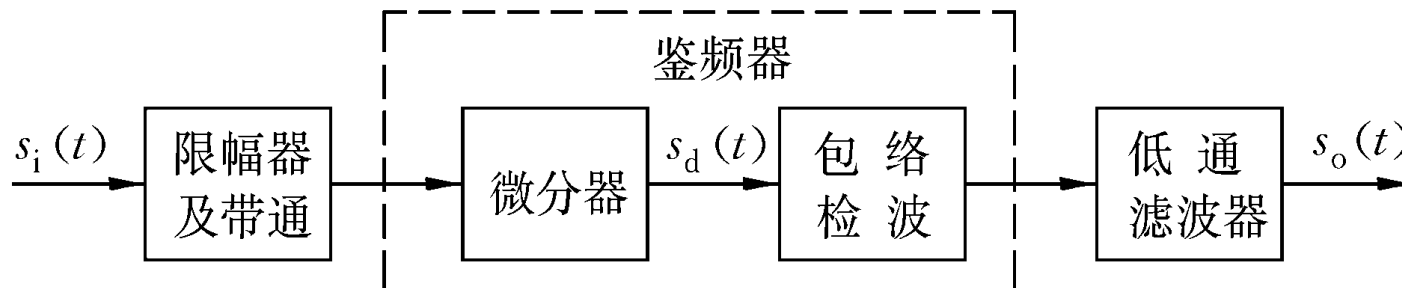
解：(1) $\beta_1 = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{25}{15 \times 10^3} = 1.67 \times 10^{-3}$

(2) 载频 $f_c = n_2(n_1 f_1 - f_r) = 91.2 \text{ (MHz)}$

最大频偏 $\Delta f_{\text{FM}} = \Delta f_1 \cdot n_1 n_2 = 76.8 \text{ (kHz)}$

调频指数 $\beta_{\text{FM}} = \frac{\Delta f_{\text{FM}}}{f_m} = \frac{76.8 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 5.12$

➤ 调频信号的非相干解调



$$s_i(t) = s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right]$$

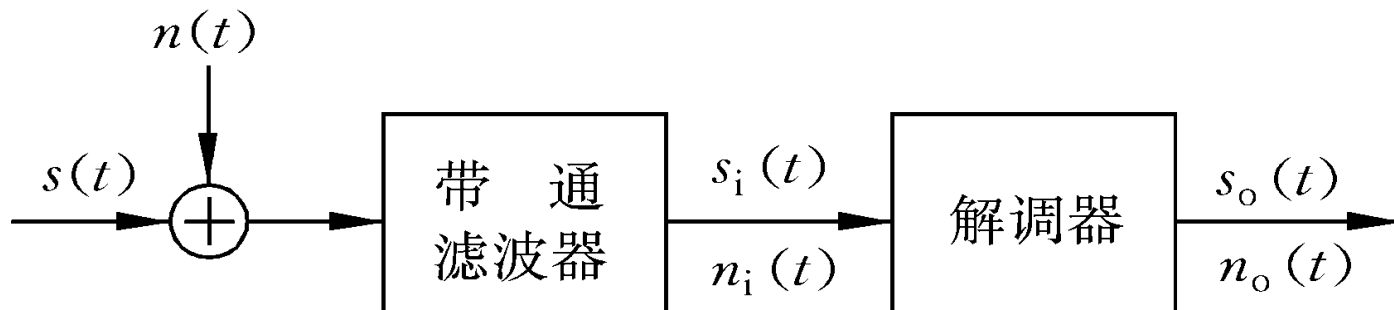
$$s_d(t) = -A \left[\omega_c + K_{\text{FM}} f(t) \right] \sin \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \quad (\text{AM-FM信号})$$

$$s_o(t) = K_d K_{\text{FM}} f(t) \propto f(t)$$

其中 K_d 为鉴频器的灵敏度。

□ 模拟调制系统的抗噪声性能

■ 分析模型



带通滤波器——

- 选出有用信号：由此决定带宽和中心频率应该分别等于已调信号的带宽和中心频率；
- 滤除带外噪声

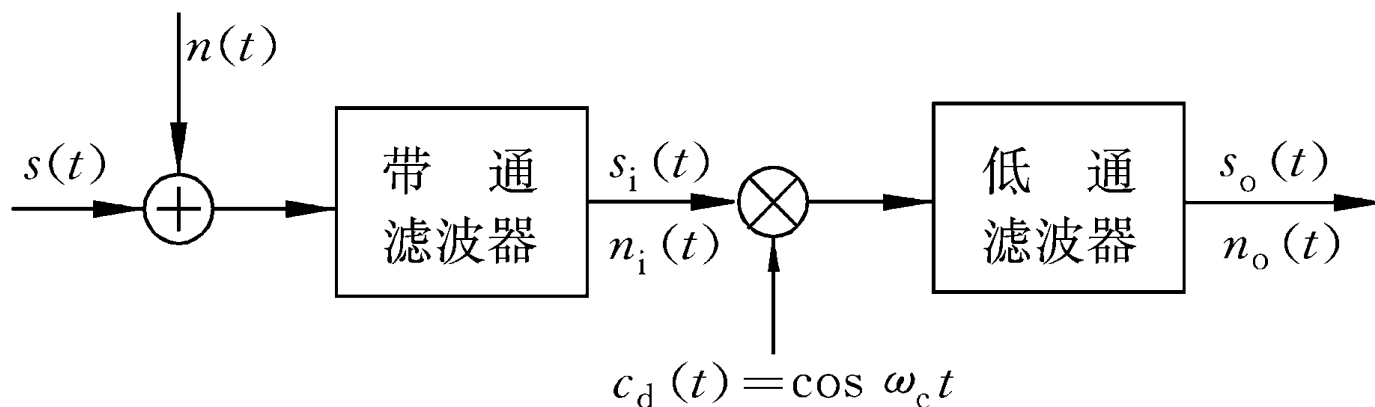
■ 信噪比、信噪比增益

$$\text{输出信噪比: } \frac{S_o}{N_o} \qquad \text{输入信噪比: } \frac{S_i}{N_i}$$

$$\text{信噪比增益: } G = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i}$$

- ✓ 输入输出是相对接收机中的解调器而言;
- ✓ 信噪比增益只决定于调制解调方式;
- ✓ 对不同的调制解调方式, 在相同的接收条件下, 信噪比增益越高, 输出信噪比越高, 抗噪声性能越好;
- ✓ 调制解调方式确定后, 信噪比增益也就确定了。此时输入信噪比越高 (接收条件越好), 输出信噪比也越高。

■ 分析方法举例（DSB相干解调）



• 输入信噪比

$$S_i = \overline{f^2(t) \cos^2 \omega_c t} = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)} = \frac{1}{2} E[f^2(t)]$$

$$N_i = n_0 B_{\text{DSB}} = 2n_0 W \quad (W \text{ 为基带信号带宽})$$

$$\boxed{\frac{S_i}{N_i} = \frac{E[f^2(t)]}{4n_0 W}}$$

- 输出信噪比

$$s(t) + n_i(t) = f(t) \cos \omega_c t + [n_I(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t]$$

$$\begin{aligned} [s(t) + n_i(t)] \cos \omega_c t &= \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} n_I(t) \\ &\quad + \frac{1}{2} n_I(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

$$s_o(t) + n_o(t) = \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} n_I(t)$$

$$S_o = \overline{\frac{1}{4} f^2(t)} = \frac{1}{4} E[f^2(t)]$$

$$N_o = \overline{\frac{1}{4} n_I^2(t)} = \frac{1}{4} n_0 B_{\text{DSB}} = \frac{1}{2} n_0 W$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{2n_0 W}$$

- 信噪比增益

$$G_{\text{DSB}} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 2$$

■ 总结和比较

DSB相干解调：

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{E[f^2(t)]}{4n_0W} \quad \frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{2n_0W} \quad \boxed{G=2}$$

SSB相干解调：

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{E[f^2(t)]}{4n_0W} \quad \frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{4n_0W} \quad \boxed{G=1}$$

$G_{\text{DSB}} = 2$ ， $G_{\text{SSB}} = 1$ ，但不能说明DSB比SSB的抗噪声性能好！

如果在相同的接收条件（输入信号功率、输入噪声功率谱密度、基带信号带宽）下，它们的输出信噪比是相等的。说明

DSB和SSB的抗噪声性能相同。

AM非相干解调（单频调制、大信噪比）：

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + A_m^2 / 2}{4n_0W} \quad \frac{S_o}{N_o} = \frac{A_m^2 / 2}{2n_0W}$$

$$G = \frac{2A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2} = \frac{2\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} = 2\eta_{AM}$$

FM非相干解调（单频调制、大信噪比）：

$$G_{FM} = 3\beta_{FM}^2 (\beta_{FM} + 1)$$

讨 论

- 在大信噪比情况下，宽带调频系统的信噪比增益很高，即抗噪声性能和可靠性最好。
例如，调频广播中常取 $\beta_{\text{FM}} = 5$ ，则 $G_{\text{FM}} = 450$ 。
- 加大调制指数，可使调频系统的抗噪声性能迅速改善，但同时带宽也相应增大。也就是说，FM系统可以用牺牲有效性来换取可靠性的提高。
- 所有非相干解调都存在门限效应，即当输入信噪比输入信噪比很低时，输出信噪比随之急剧减小。

例3-8 已知调制信号是**8MHz**的单频余弦信号，若要求输出信噪比为**40dB**，试比较调制效率为**1/3**的常规调幅系统和调频指数为**5**的调频系统的带宽和发射功率。

设信道噪声的单边功率谱密度为 $n_0=5\times 10^{-15}\text{W/Hz}$ ，信道损耗 α 为**60dB**。

解：（1）比较带宽

$$B_{\text{AM}} = 2f_{\text{m}} = 2 \times 8 = 16 \text{ (MHz)}$$

$$\begin{aligned} B_{\text{FM}} &= 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_{\text{m}} = 2 \times (1 + 5) \times 8 \times 10^6 \\ &= 96 \text{ (MHz)} \end{aligned}$$

(2) 比较发射功率:

AM: $G_{\text{AM}} = 2\eta_{\text{AM}} = 2/3$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_o}{N_o} \cdot \frac{1}{G_{\text{AM}}} = 10^4 \times \frac{1}{2/3} = 1.5 \times 10^4 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} S_T &= \alpha S_i = 10^6 \times (1.5 \times 10^4 N_i) = 1.5 \times 10^{10} n_0 B_{\text{AM}} \\ &= 1.5 \times 10^{10} \times (5 \times 10^{-15}) \times (16 \times 10^6) = 1200 \text{ W} \end{aligned}$$

FM: $G_{\text{AM}} = 3\beta_{\text{FM}}^2 (1 + \beta_{\text{FM}}) = 3 \times 5^2 \times (1+5) = 450$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_o}{N_o} \cdot \frac{1}{G_{\text{AM}}} = 10^4 \times \frac{1}{450}$$

$$\begin{aligned} S_T &= \alpha S_i = 10^6 \times 10^4 \times \frac{1}{450} \times n_0 B_{\text{FM}} \\ &= 10^6 \times 10^4 \times \frac{1}{450} \times (5 \times 10^{-15}) \times (96 \times 10^6) \approx 10.67 \text{ W} \end{aligned}$$

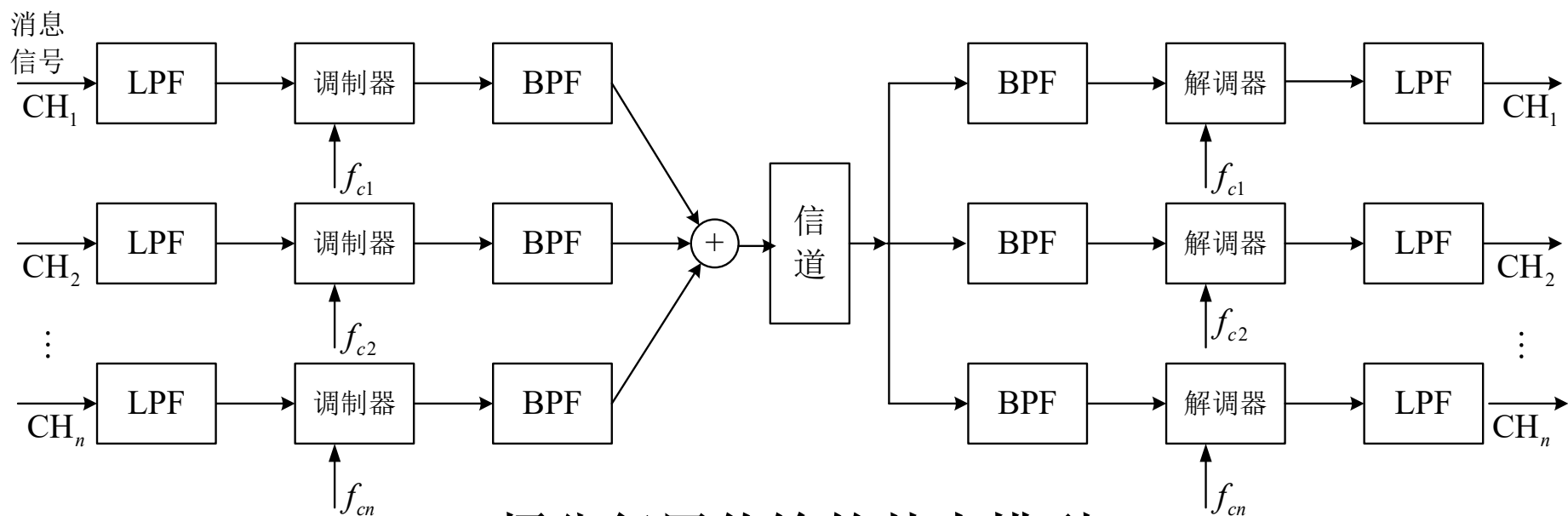
□ 模拟调制应用举例

➤ 频分复用（FDM, Frequency division Multiplexing）

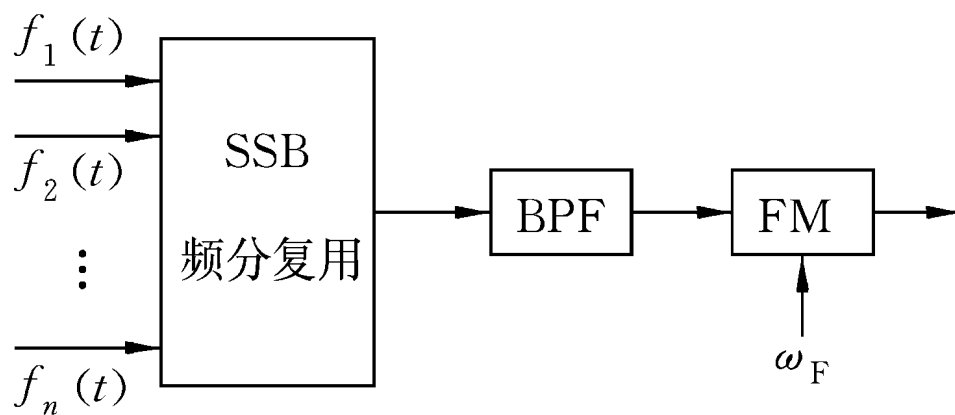
利用调制技术，将各路信号的频谱搬移到信道可用频段的不同频率范围。在接收机中再利用适当的滤波器将各路信号分开，分别进行解调和终端处理。

➤ 复合调制

在同一个通信系统中采用两种或两种以上调制方式。



频分复用传输的基本模型



SSB/FM复合调制系统

➤ 调幅广播

调幅广播采用**AM**调制，分中波和短波。

中波载频为**535 kHz ~ 1605 kHz**；而短波载频为**3.9 MHz ~ 18 MHz**。

在调幅广播中，调制信号的最高频率取到**4.5 kHz**，载频间隔为 **9kHz**。

➤ 单声道调频广播

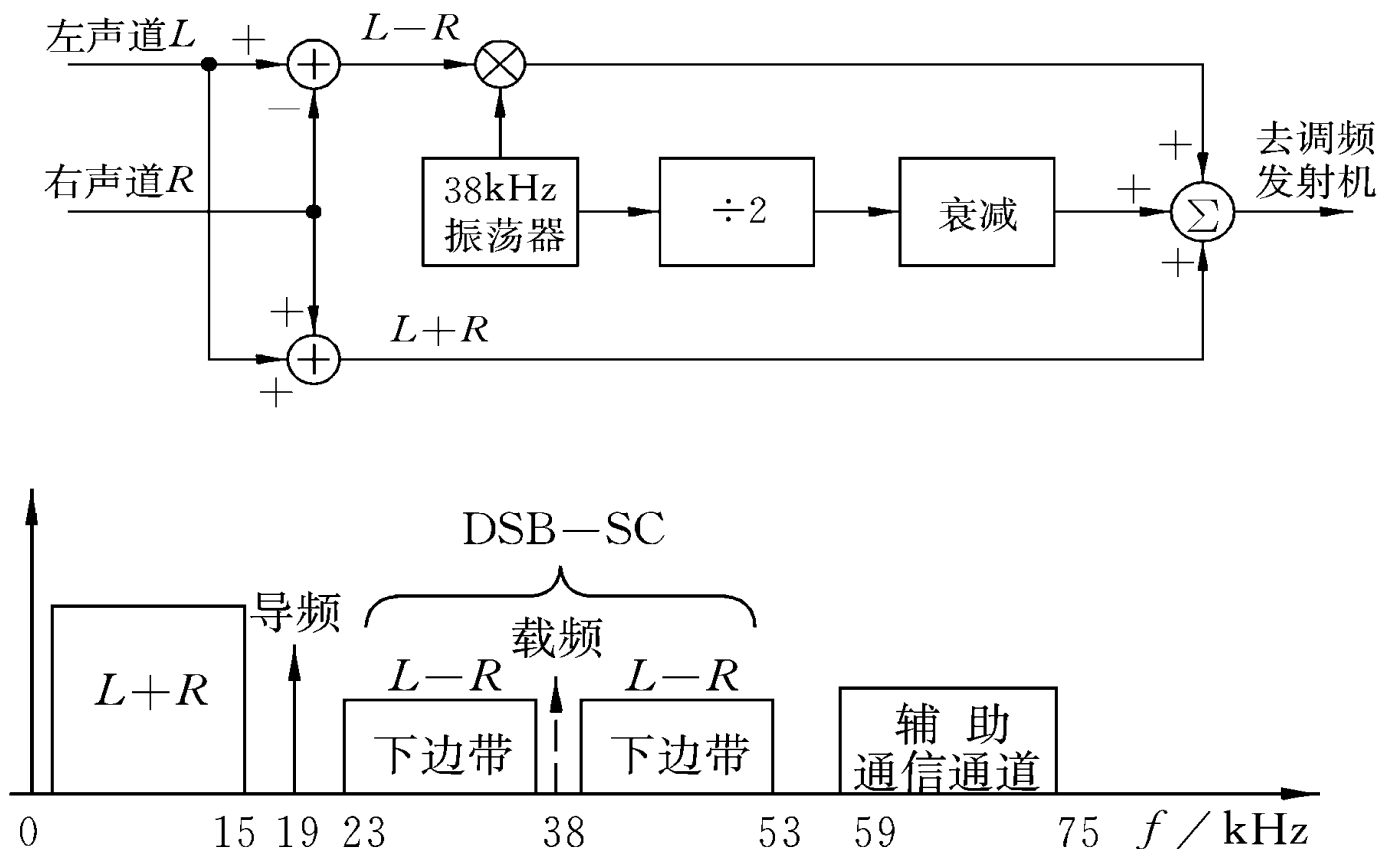
取基带信号最高频率为**15 kHz**，最大频偏为**75 kHz**，所以单声道调频信号带宽为：

$$B = 2(f_H + \Delta f_{\max}) = 2 \times (15 + 75) = 180 \text{ (kHz)}$$

规定各电台之间的频道间隔为**200 kHz**。

➤ 双声道立体声FM广播

立体声基带信号的形成过程及其频谱组成（频分复用）：



第三章 总 结

- 了解调制解调的基本概念。
- 掌握AM、DSB、SSB、FM调制的基本原理和数学模型（相移法、滤波法、直接调频法、阿姆斯特朗法）
- 了解AM和FM非相干解调的基本原理，掌握DSB、SSB相干解调的基本原理和数学模型。
- 熟练应用时域和频域方法对各种调制方式和相干解调过程进行分析，熟悉各种已调信号的带宽，并能对各种调制传输方式的有效性进行比较。

- 了解模拟系统抗噪声性能的分析模型，熟悉模拟通信系统输入信噪比、输出信噪比、信噪比增益的定义及物理含义。
- 对各种模拟调制解调传输方式的可靠性进行比较，熟悉相关重要结论及利用上述指标对系统可靠性进行评价的方法。
- 熟练掌握各种模拟调制解调传输系统抗噪声性能的相关计算。
- 了解模拟调制技术的典型应用，了解频分复用的概念及基本原理。