



通信原理

第5章 模拟调制系统



第5章 模拟调制系统

• 基本概念

- **调制** - 把信号转换成适合在信道中传输的形式的一种过程。
- **广义调制** - 分为**基带调制**和**带通调制**（也称**载波调制**）。
- **狭义调制** - 仅指带通调制。在无线通信和其他大多数场合，调制一词均指载波调制。
- **调制信号** - 指来自信源的基带信号
- **载波调制** - 用调制信号去控制载波的参数的过程。
- **载波** - 未受调制的周期性振荡信号，它可以是正弦波，也可以是非正弦波。
- **已调信号** - 载波受调制后称为已调信号。
- **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。



第5章 模拟调制系统

■ 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。

■ 调制方式

- ◆ 模拟调制
- ◆ 数字调制

■ 常见的模拟调制

- ◆ 幅度调制：调幅、双边带、单边带和残留边带
- ◆ 角度调制：频率调制、相位调制

第5章 模拟调制系统

• 5.1 幅度调制（线性调制）的原理

■ 一般原理

◆ 表示式： $c(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$

设：正弦型载波为

式中， A — 载波幅度；

ω_c — 载波角频率；

φ_0 — 载波初始相位（以后假定 $\varphi_0 = 0$ ）。

则根据调制定义，幅度调制信号（已调信号）一般可表示成

$$s_m(t) = A m(t) \cos \omega_c t$$

式中， $m(t)$ — 基带调制信号。

第5章 模拟调制系统

◆ 频谱

设调制信号 $m(t)$ 的频谱为 $M(\omega)$ ，则已调信号的频谱为

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

- ◆ 由以上表示式可见，在波形上，已调信号的幅度随基带信号的规律而正比地变化；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(精确到常数因子)。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**。但应注意，这里的“线性”并不意味着已调信号与调制信号之间符合线性变换关系。事实上，任何调制过程都是一种非线性的变换过程。

第5章 模拟调制系统

■ 5.1.1调幅 (AM)

◆ 时域表示式

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

式中 $m(t)$ - 调制信号, 均值为0;

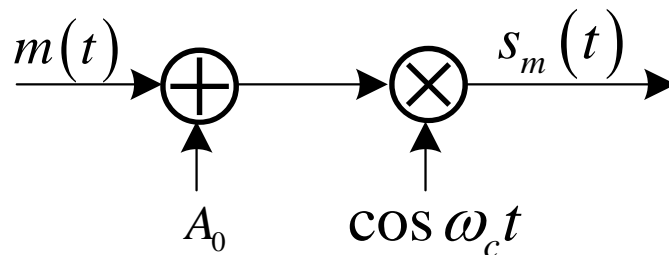
A_0 - 常数, 表示叠加的直流分量。

◆ 频谱: 若 $m(t)$ 为确知信号, 则AM信号的频谱为

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

若 $m(t)$ 为随机信号, 则已调信号的频域表示式必须用功率谱描述。

◆ 调制器模型



第5章 模拟调制系统

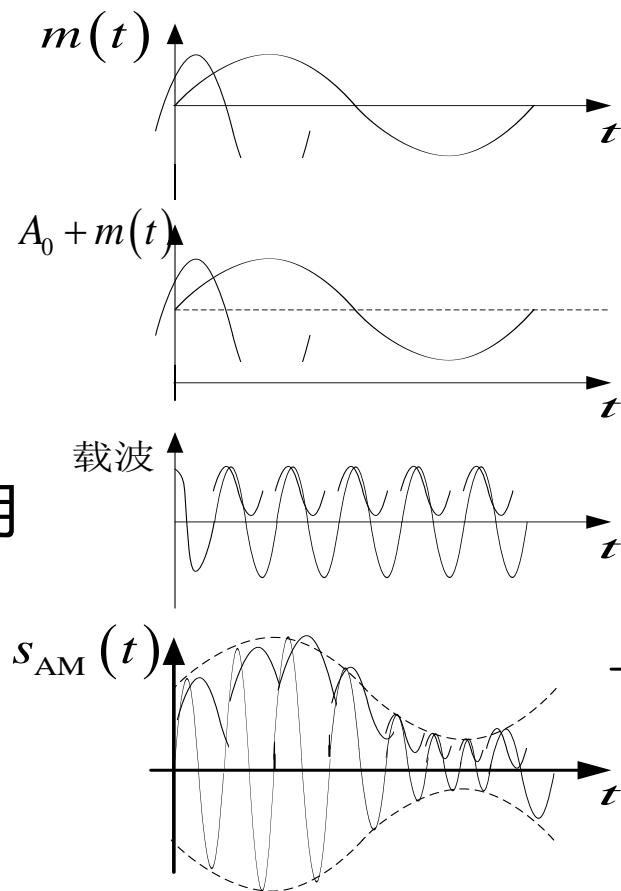
◆ 波形图

- 由波形可以看出，当满足条件：

$$|m(t)| \leq A_0$$

时，其包络与调制信号波形相同，因此用包络检波法很容易恢复出原始调制信号。

- 否则，出现“过调幅”现象。这时用包络检波将发生失真。但是，可以采用其他的解调方法，如同步检波。

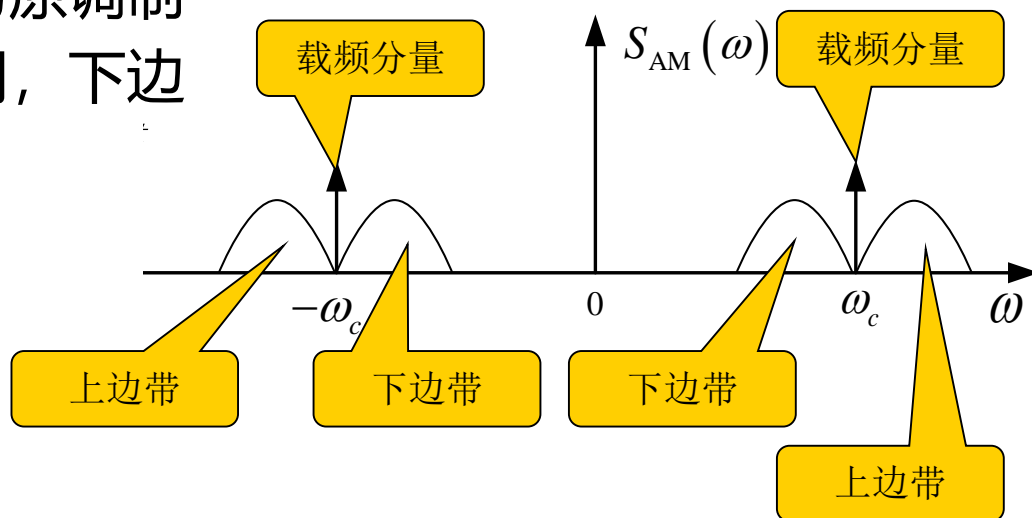
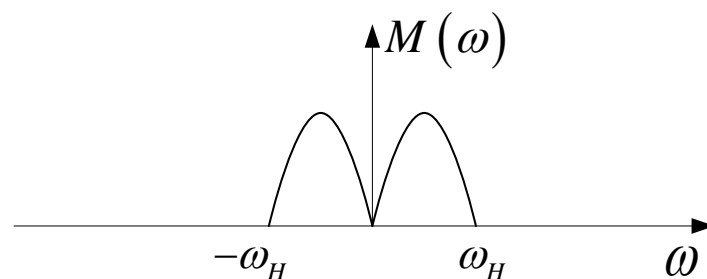


第5章 模拟调制系统

◆ 频谱图

- 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。



第5章 模拟调制系统

◆ AM信号的特性

- 带宽：它是带有载波分量的双边带信号，带宽是基带信号带宽 f_H 的两倍：
$$B_{AM} = 2f_H$$

- 功率：

当 $m(t)$ 为确知信号时，

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

若 $\overline{m(t)} = 0$

则

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

式中 $P_c = A_0^2/2$ - 载波功率，

$P_s = \overline{m^2(t)}/2$ - 边带功率。

第5章 模拟调制系统

□ 调制效率

由上述可见，AM信号的总功率包括载波功率和边带功率两部分。只有边带功率才与调制信号有关，载波分量并不携带信息。有用功率（用于传输有用信息的边带功率）占信号总功率的比例称为调制效率：

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

当 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$ 时， $\overline{m^2(t)} = A_m^2 / 2$

代入上式，得到

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

当 $|m(t)|_{\max} = A_0$ 时（100%调制），调制效率最高，这时

$$\eta_{\max} = 1/3$$

第5章 模拟调制系统

■ 5.1.2 双边带调制 (DSB)

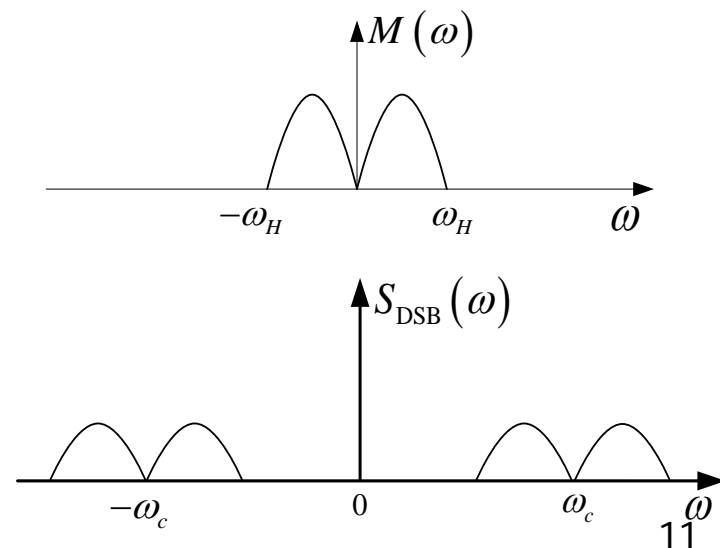
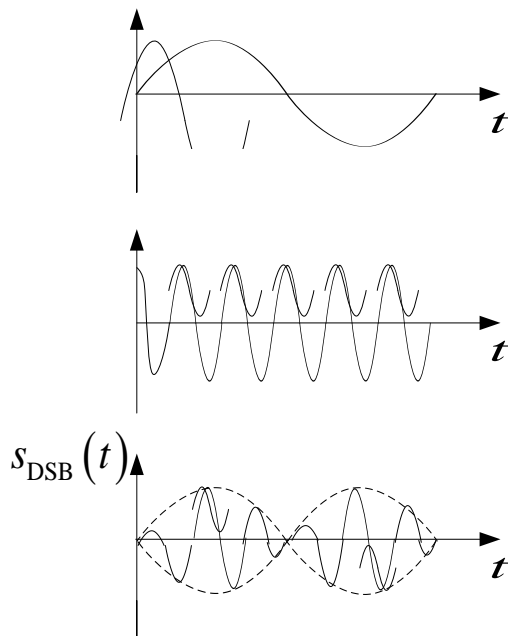
- ◆ 时域表示式：无直流分量 A_0

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

- ◆ 频谱：无载频分量

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

- ◆ 曲线：





第5章 模拟调制系统

- ◆ 调制效率：100%
- ◆ 优点：节省了载波功率
- ◆ 缺点：不能用包络检波，需用相干检波，较复杂。

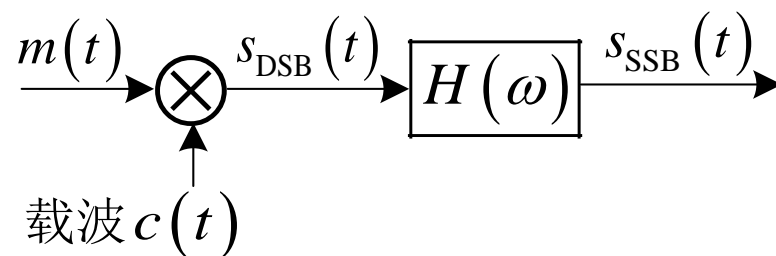
■ 5.1.3 单边带调制 (SSB)

- ◆ 原理：
 - 双边带信号两个边带中的任意一个都包含了调制信号频谱 $M(\omega)$ 的所有频谱成分，因此仅传输其中一个边带即可。这样既节省发送功率，还可节省一半传输频带，这种方式称为单边带调制。
 - 产生SSB信号的方法有两种：滤波法和相移法。

第5章 模拟调制系统

◆ 滤波法及SSB信号的频域表示

□ 滤波法的原理方框图 - 用边带滤波器，滤除不要的边带：



图中， $H(\omega)$ 为单边带滤波器的传输函数，若它具有如下理想高通特性：

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

则可滤除下边带。

若具有如下理想低通特性： $H(\omega) = H_{LSB}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$

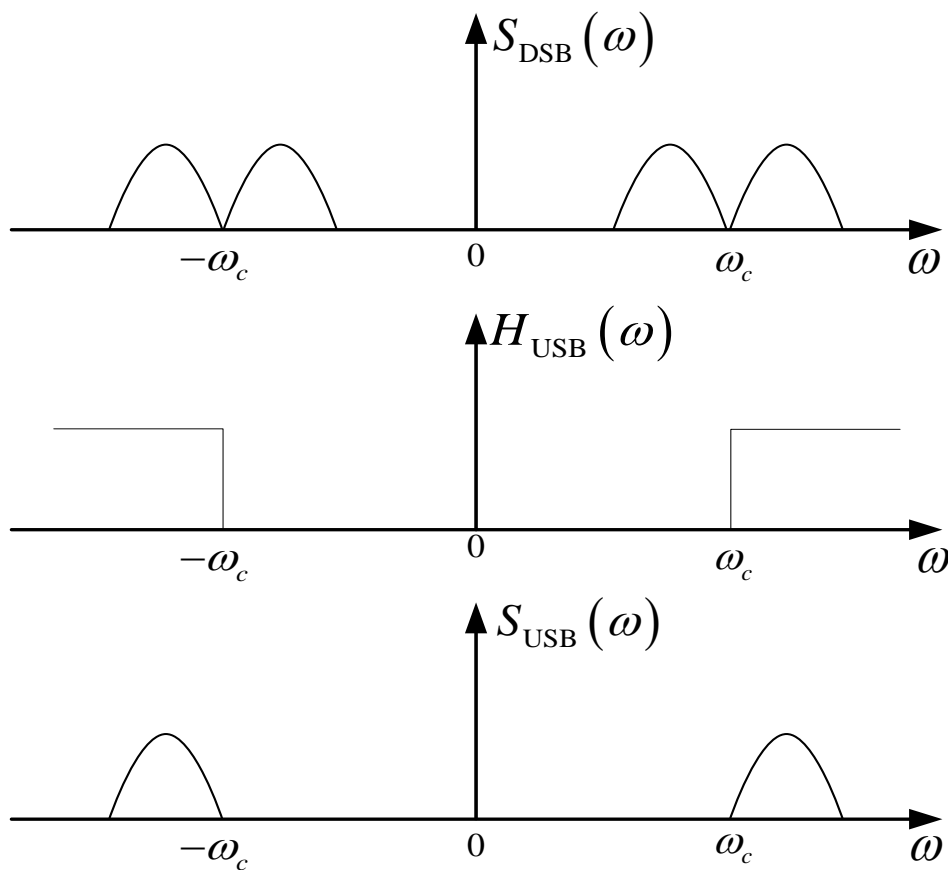
则可滤除上边带。

第5章 模拟调制系统

□ SSB信号的频谱

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

□ 上边带频谱图:





第5章 模拟调制系统

□ 滤波法的技术难点

- 滤波特性很难做到具有陡峭的截止特性
- 例如，若经过滤波后的话音信号的最低频率为300Hz，则上下边带之间的频率间隔为600Hz，即允许过渡带为600Hz。在600Hz过渡带和不太高的载频情况下，滤波器不难实现；但当载频较高时，采用一级调制直接滤波的方法已不可能实现单边带调制。
- 可以采用多级（一般采用两级）DSB调制及边带滤波的方法，即先在较低的载频上进行DSB调制，目的是增大过渡带的归一化值，以利于滤波器的制作。再在要求的载频上进行第二次调制。
- 当调制信号中含有直流及低频分量时滤波法就不适用了。

第5章 模拟调制系统

◆ 相移法和SSB信号的时域表示

□ SSB信号的时域表示式

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

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

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

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

第5章 模拟调制系统

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。

希尔伯特变换：上式中 $A_m \sin \omega_m t$ 可以看作是 $A_m \cos \omega_m t$ 相移 $\pi/2$ 的结果。把这一相移过程称为希尔伯特变换，记为

“ \wedge ”，则有

$$A_m \hat{\cos} \omega_m t = A_m \sin \omega_m t$$

这样，上式可以改写为

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

第5章 模拟调制系统

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

把上式推广到一般情况，则得到

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

式中， $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换

若 $M(\omega)$ 是 $m(t)$ 的傅里叶变换，则 $\hat{m}(t)$ 的傅里叶变换 $\hat{M}(\omega)$ 为

$$\hat{M}(\omega) = M(\omega) \cdot [-j \operatorname{sgn} \omega]$$

式中

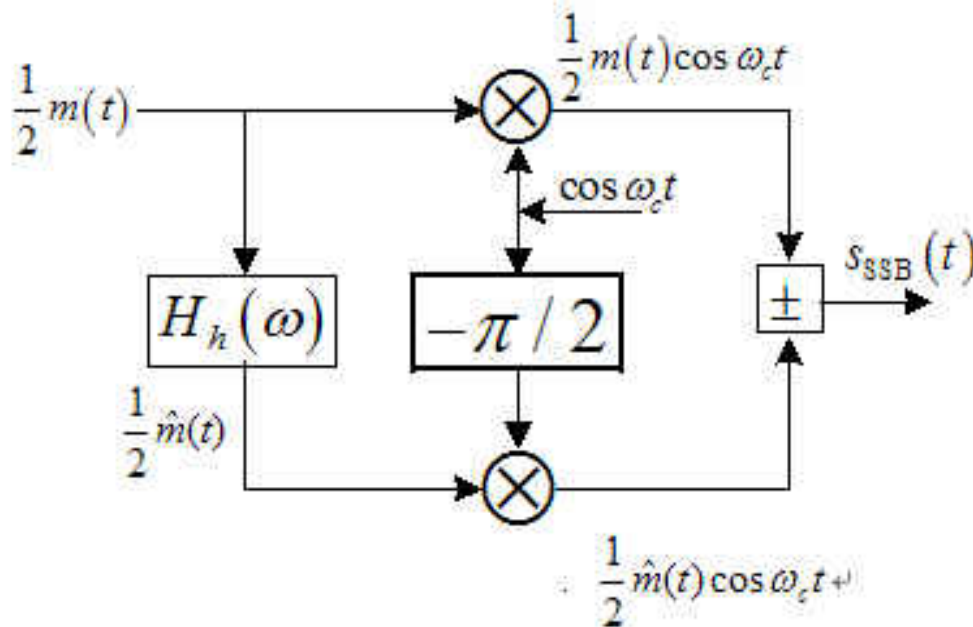
$$\operatorname{sgn} \omega = \begin{cases} 1, & \omega > 0 \\ -1, & \omega < 0 \end{cases}$$

上式中的 $[-j \operatorname{sgn} \omega]$ 可以看作是希尔伯特滤波器传递函数，即

$$H_h(\omega) = \hat{M}(\omega) / M(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega$$

第5章 模拟调制系统

移相法SSB调制器方框图



- 优点：不需要滤波器具有陡峭的截止特性。
- 缺点：宽带相移网络难用硬件实现。



第5章 模拟调制系统

- ◆ SSB信号的解调

SSB信号的解调和DSB一样，不能采用简单的包络检波，因为SSB信号也是抑制载波的已调信号，它的包络不能直接反映调制信号的变化，所以仍需采用相干解调。

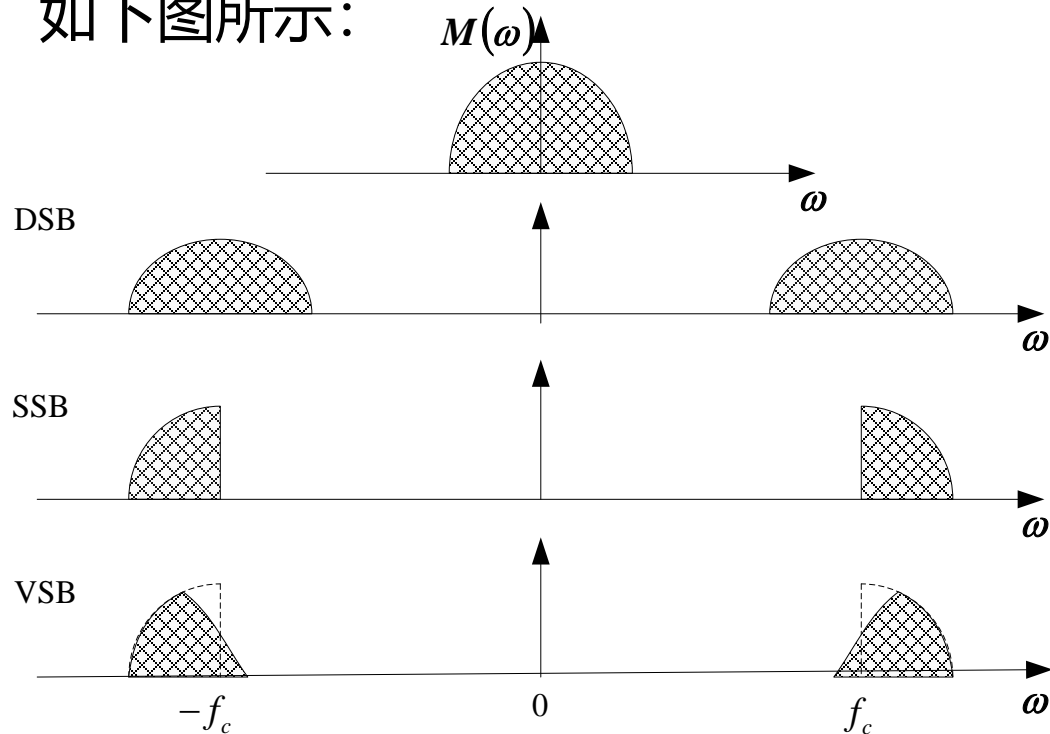
- ◆ SSB信号的性能

SSB信号的实现比AM、DSB要复杂，但SSB调制方式在传输信息时，不仅可节省发射功率，而且它所占用的频带宽度比AM、DSB减少了一半。它目前已成为短波通信中一种重要的调制方式。

第5章 模拟调制系统

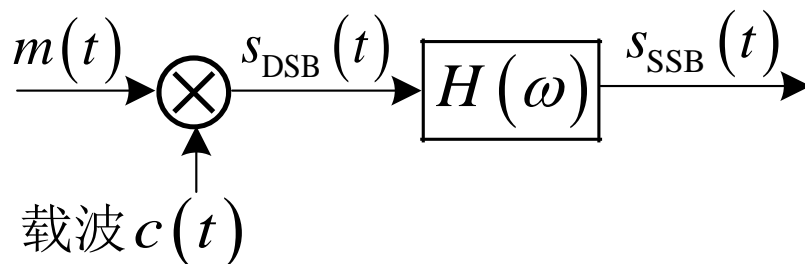
5.1.4 残留边带 (VSB) 调制

- ◆ 原理：残留边带调制是介于SSB与DSB之间的一种折中方式，它既克服了DSB信号占用频带宽的缺点，又解决了SSB信号实现中的困难。在这种调制方式中，不像SSB那样完全抑制DSB信号的一个边带，而是逐渐切割，使其残留一小部分，如下图所示：



第5章 模拟调制系统

- 调制方法：用滤波法实现残留边带调制的原理框图与滤波法SBB调制器相同。



不过，这时图中滤波器的特性应按残留边带调制的要求来进行设计，而不再要求十分陡峭的截止特性，因而它比单边带滤波器容易制作。

第5章 模拟调制系统

- ◆ 对残留边带滤波器特性的要求

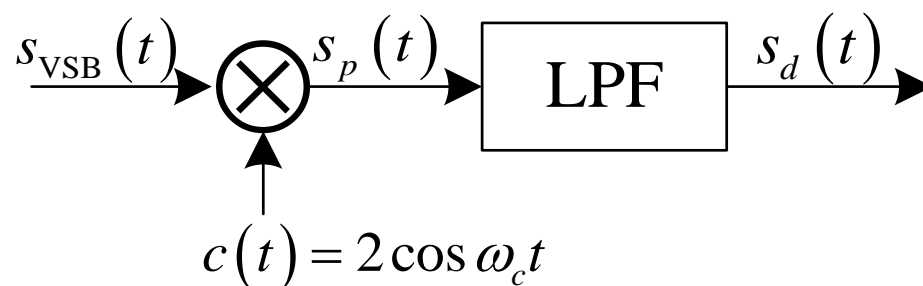
- 由滤波法可知，残留边带信号的频谱为

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

为了确定上式中残留边带滤波器传输特性 $H(\omega)$ 应满足的条件，我们来分析一下接收端是如何从该信号中恢复原基带信号的。

第5章 模拟调制系统

□ VSB信号解调器方框图



图中 $s_p(t) = 2s_{VSB}(t) \cos \omega_c t$

因为

$$s_{VSB}(t) \Leftrightarrow S_{VSB}(\omega)$$

$$\cos \omega_c t \Leftrightarrow \pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

根据频域卷积定理可知，乘积 $s_p(t)$ 对应的频谱为

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

第5章 模拟调制系统

将

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

代入

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

得到

$$\begin{aligned} S_p(\omega) &= \frac{1}{2}[M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)]H(\omega + \omega_c) \\ &= \frac{1}{2}[M(\omega) + M(\omega - 2\omega_c)]H(\omega - \omega_c) \end{aligned}$$

式中 $M(\omega + 2\omega_c)$ 及 $M(\omega - 2\omega_c)$ 是搬移到 $+2\omega_c$ 和 $-2\omega_c$ 处的频谱，它们可以由解调器中的低通滤波器滤除。于是，低通滤波器的输出频谱为

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



第5章 模拟调制系统

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

显然，为了保证相干解调的输出无失真地恢复调制信号 $m(t)$ ，上式中的传递函数必须满足：

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

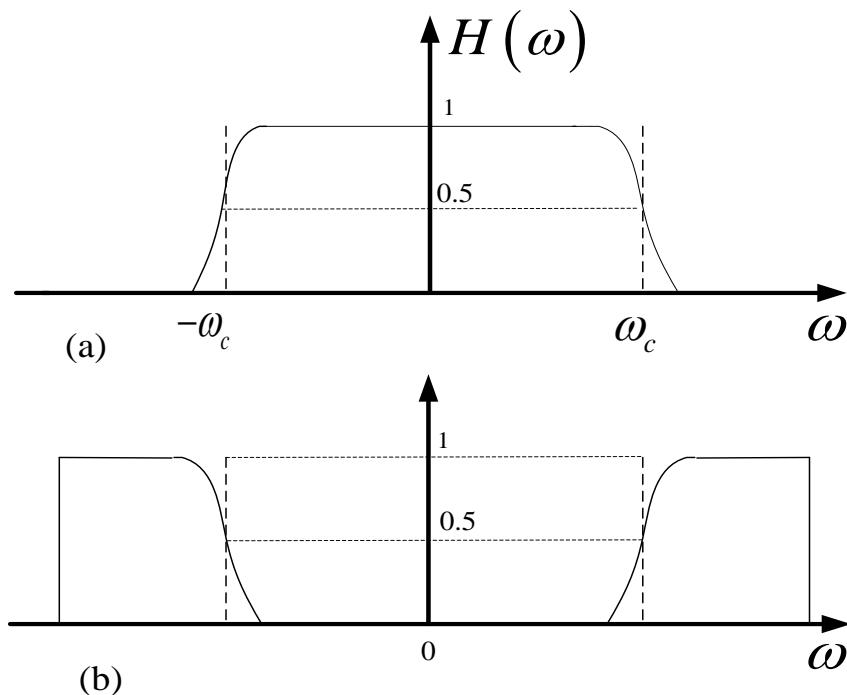
式中， ω_H - 调制信号的截止角频率。

- 上述条件的含义是：残留边带滤波器的特性 $H(\omega)$ 在 ω_c 处必须具有**互补对称**（奇对称）特性，相干解调时才能无失真地从残留边带信号中恢复所需的调制信号。

第5章 模拟调制系统

□ 残留边带滤波器特性的两种形式

- 残留“部分上边带”的滤波器特性：下图(a)
- 残留“部分下边带”的滤波器特性：下图(b)

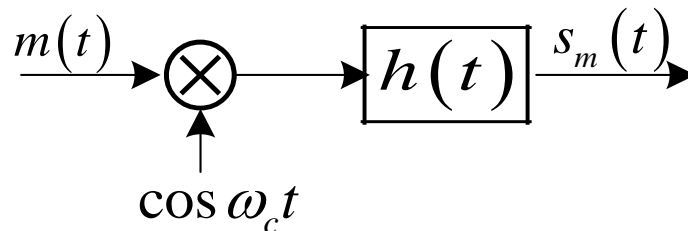


第5章 模拟调制系统

5.1.5 线性调制的一般模型

◆ 滤波法模型

在前几节的讨论基础上，可以归纳出滤波法线性调制的一般模型如下：



按照此模型得到的输出信号时域表示式为：

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

按照此模型得到的输出信号频域表示式为：

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

式中，

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

只要适当选择 $H(\omega)$ ，便可以得到各种幅度调制信号。



第5章 模拟调制系统

◆ 移相法模型

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

将上式展开，则可得到另一种形式的时域表示式，即

$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

式中

$$s_I(t) = h_I(t) * m(t) \quad h_I(t) = h(t) \cos \omega_c t$$

$$s_Q(t) = h_Q(t) * m(t) \quad h_Q(t) = h(t) \sin \omega_c t$$

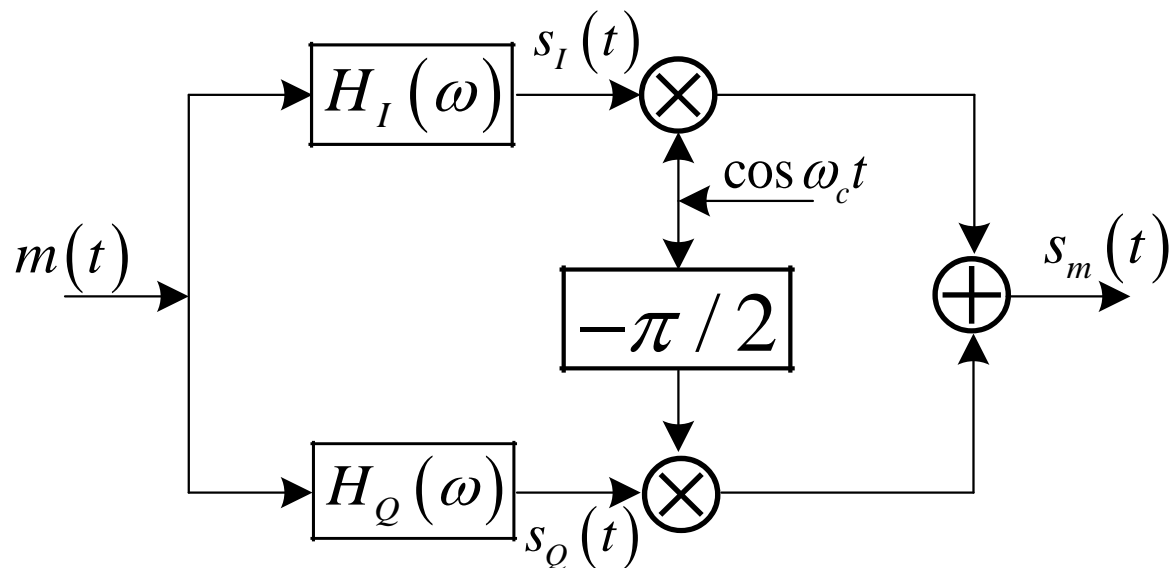
上式表明， $s_m(t)$ 可等效为两个互为正交调制分量的合成。

由此可以得到移相法线性调制的一般模型如下：

第5章 模拟调制系统

$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

它同样适用于所有线性调制。

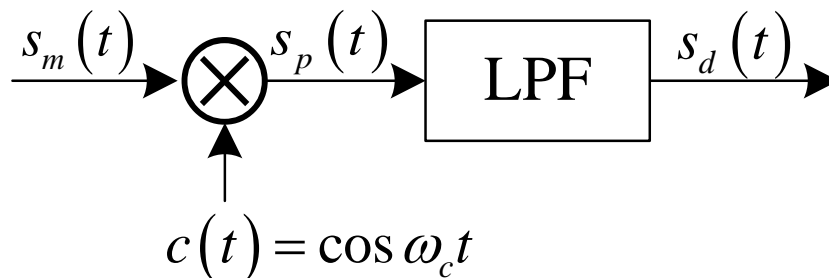


第5章 模拟调制系统

5.1.6 相干解调与包络检波

◆ 相干解调

□ 相干解调器的一般模型



- 相干解调器原理：为了无失真地恢复原基带信号，接收端必须提供一个与接收的已调载波严格同步（同频同相）的本地载波（称为相干载波），它与接收的已调信号相乘后，经低通滤波器取出低频分量，即可得到原始的基带调制信号。

第5章 模拟调制系统

■ 相干解调器性能分析

已调信号的一般表达式为

$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

与同频同相的相干载波 $c(t)$ 相乘后, 得

$$\begin{aligned} s_p(t) &= s_m(t) \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} s_I(t) + \frac{1}{2} s_I(t) \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} s_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

经低通滤波器后, 得到

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

因为 $s_I(t)$ 是 $m(t)$ 通过一个全通滤波器 $H_I(\omega)$ 后的结果, 故上式中的 $s_d(t)$ 就是解调输出, 即

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

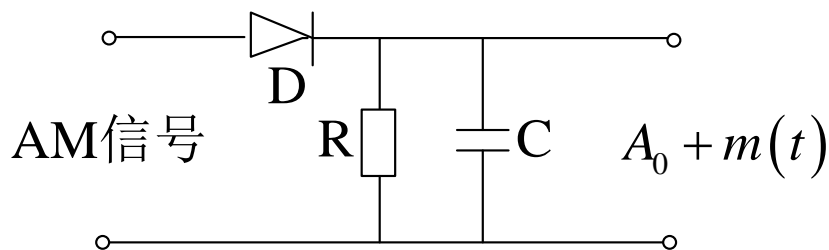
第5章 模拟调制系统

◆ 包络检波

□ 适用条件：AM信号，且要求 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ ，

□ 包络检波器结构：

通常由半波或全波整流器和低通滤波器组成。例如，



□ 性能分析

设输入信号是 $s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos\omega_c t$

选择RC满足如下关系 $f_H \ll 1/RC \ll f_c$

式中 f_H - 调制信号的最高频率

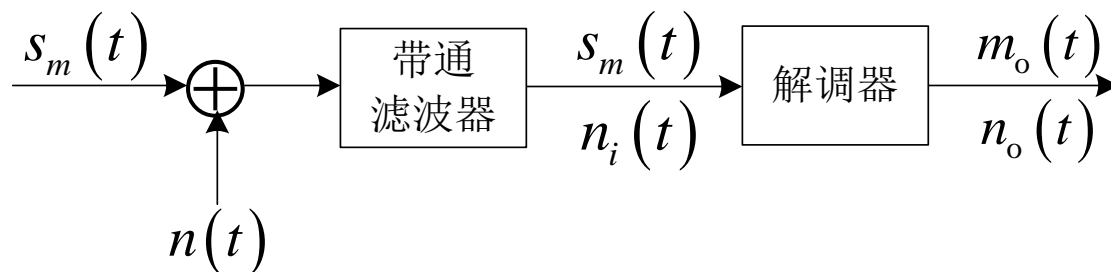
在大信号检波时（一般大于0.5 V），二极管处于受控的开关状态，检波器的输出为 $s_d(t) = A_0 + m(t)$

隔去直流后即可得到原信号 $m(t)$ 。

第5章 模拟调制系统

• 5.2 线性调制系统的抗噪声性能

■ 5.2.1 分析模型



图中 $s_m(t)$ - 已调信号

$n(t)$ - 信道加性高斯白噪声

$n_i(t)$ - 带通滤波后的噪声

$m(t)$ - 输出有用信号

$n_o(t)$ - 输出噪声

第5章 模拟调制系统

◆ 噪声分析

$n_i(t)$ 为平稳窄带高斯噪声，它的表示式为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \sin \omega_0 t$$

或

$$n_i(t) = V(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$$

由于

$$\overline{n_i^2(t)} = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = N_i$$

式中 N_i - 解调器输入噪声的平均功率

设白噪声的单边功率谱密度为 n_0 ，带通滤波器是高度为1、带宽为 B 的理想矩形函数，则解调器的输入噪声功率为 $N_i = n_0 B$

第5章 模拟调制系统

◆ 解调器输出信噪比定义

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\text{解调器输出有用信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}} = \frac{\overline{m_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}}$$

输出信噪比反映了解调器的抗噪声性能。显然，输出信噪比越大越好。

◆ 制度增益定义： $G = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i}$

用 G 便于比较同类调制系统采用不同解调器时的性能。 G 也反映了这种调制制度的优劣。

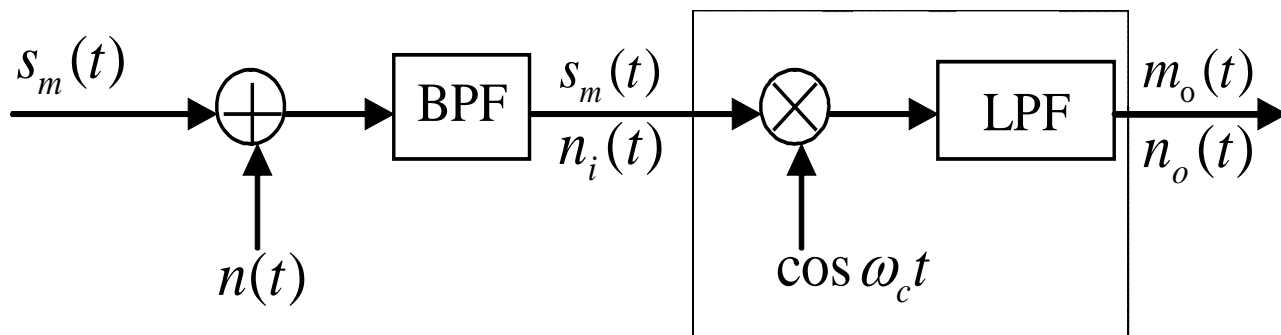
式中输入信噪比 S_i / N_i 的定义是：

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} = \frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}}$$

第5章 模拟调制系统

5.2.2 DSB调制系统的性能

◆ DSB相干解调抗噪声性能分析模型



由于是线性系统，所以可以分别计算解调器输出的信号功率和噪声功率。

第5章 模拟调制系统

◆ 噪声功率计算

设解调器输入信号为

$$s_m(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

与相干载波 $\cos \omega_c t$ 相乘后, 得

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

经低通滤波器后, 输出信号为

$$m_o(t) = \frac{1}{2} m(t)$$

因此, 解调器输出端的有用信号功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)}$$

第5章 模拟调制系统

解调器输入端的窄带噪声可表示为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

它与相干载波相乘后, 得

$$\begin{aligned} n_i(t) \cos \omega_c t &= [n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} n_c(t) + \frac{1}{2} [n_c(t) \cos 2\omega_c t - n_s(t) \sin 2\omega_c t] \end{aligned}$$

经低通滤波器后, 解调器最终的输出噪声为

$$n_o(t) = \frac{1}{2} n_c(t)$$

故输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)}$$

或写成

$$N_o = \frac{1}{4} \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_0 B$$

第5章 模拟调制系统

◆ 信号功率计算

解调器输入信号平均功率为

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

◆ 信噪比计算

□ 输入信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2} \overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

□ 输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4} N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

第5章 模拟调制系统

◆ 制度增益

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

由此可见，DSB调制系统的制度增益为2。也就是说，DSB信号的解调器使信噪比改善一倍。这是因为采用相干解调，使输入噪声中的正交分量被消除的缘故。

第5章 模拟调制系统

■ SSB调制系统的性能

◆ 噪声功率

$$N_o = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_0 B$$

这里, $B = f_H$ 为SSB 信号的带通滤波器的带宽。

◆ 信号功率

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

与相干载波相乘后, 再经低通滤波可得解调器输出信号 $m_o(t) = \frac{1}{4} m(t)$

$$\text{因此, 输出信号平均功率 } S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m^2(t)}$$

第5章 模拟调制系统

输入信号平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{[m(t) \cos \omega_c t \mp \hat{m}(t) \sin \omega_c t]^2} \\ &= \frac{1}{4} \left[\frac{1}{2} \overline{m^2(t)} + \frac{1}{2} \overline{\hat{m}^2(t)} \right] \end{aligned}$$

因 $\hat{m}(t)$ 与 $m(t)$ 的幅度相同，所以具有相同的平均功率，故上式

$$S_i = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)}$$

◆ 信噪比

□ 单边带解调器的输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B}$$

第5章 模拟调制系统

- 单边带解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{16} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4} n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4 n_0 B}$$

- ◆ 制度增益

$$G_{SSB} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 1$$

- ◆ 讨论：

- 因为在SSB系统中，信号和噪声有相同表示形式，所以相干解调过程中，信号和噪声中的正交分量均被抑制掉，故信噪比没有改善。



第5章 模拟调制系统

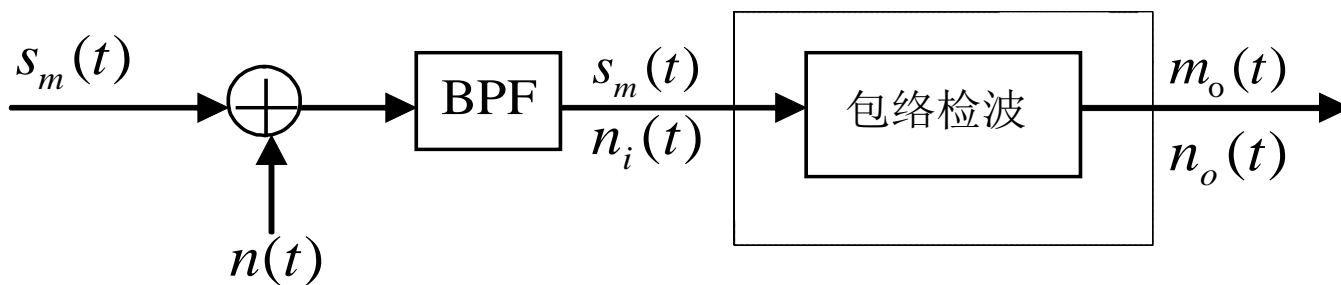
◆ 讨论

- 上述表明, $G_{\text{DSB}} = 2G_{\text{SSB}}$, 这能否说明DSB系统的抗噪声性能比SSB系统好呢? 回答是否定的。因为, 两者的输入信号功率不同、带宽不同, 在相同的噪声功率谱密度条件下, 输入噪声功率也不同, 所以两者的输出信噪比是在不同条件下得到的。如果我们在相同的输入信号功率, 相同的输入噪声功率谱密度, 相同的基带信号带宽条件下, 对这两种调制方式进行比较, 可以发现它们的输出信噪比是相等的。这就是说, 两者的抗噪声性能是相同的。但SSB所需的传输带宽仅是DSB的一半, 因此SSB得到普遍应用。

第5章 模拟调制系统

■ 5.2.4 AM包络检波的性能

◆ 包络检波器分析模型



检波输出电压正比于输入信号的包络变化。

第5章 模拟调制系统

◆ 输入信噪比计算

设解调器输入信号为

$$s_m(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t$$

解调器输入噪声为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

则解调器输入的信号功率和噪声功率分别为

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$$

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B$$

输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{A_0^2 + m^2(t)}}{2n_0 B}$$

第5章 模拟调制系统

◆ 包络计算

由于解调器输入是信号加噪声的混合波形，即

$$\begin{aligned} s_m(t) + n_i(t) &= [A_0 + m(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= E(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)] \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} E(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \\ \psi(t) &= \arctg \left[\frac{n_s(t)}{A_0 + m(t) + n_c(t)} \right] \end{aligned}$$

上式中 $E(t)$ 便是所求的合成包络。当包络检波器的传输系数为1时，则检波器的输出就是 $E(t)$ 。

第5章 模拟调制系统

◆ 输出信噪比计算

□ 大信噪比情况

输入信号幅度远大于噪声幅度，即

$$[A_0 + m(t)] \gg \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

因而式

$$E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

可以简化为

$$E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_c(t) + n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

$$\approx \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_c(t)}$$

$$\approx [A_0 + m(t)] \left[1 + \frac{2n_c(t)}{A_0 + m(t)} \right]^{1/2}$$

$$\approx [A_0 + m(t)] \left[1 + \frac{n_c(t)}{A_0 + m(t)} \right] = A_0 + m(t) + n_c(t)$$

$$(1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{x}{2}, \text{ 当 } |x| \ll 1 \text{ 时}$$

第5章 模拟调制系统

由上式可见，有用信号与噪声独立地分成两项，因而可分别计算它们的功率。输出信号功率为

$$S_o = \overline{m^2(t)}$$

输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B$$

➤ 故输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

➤ 制度增益为

$$G_{AM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$$

第5章 模拟调制系统

➤ 讨论

$$G_{AM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$$

1. AM信号的调制制度增益 G_{AM} 随 A_0 的减小而增加。
2. G_{AM} 总是小于1，这说明包络检波器对输入信噪比没有改善，而是恶化了。
3. 例如：对于100%的调制，且 $m(t)$ 是单频正弦信号，这时AM的最大信噪比增益为
$$G_{AM} = \frac{2}{3}$$
4. 可以证明，采用同步检测法解调AM信号时，得到的调制制度增益与上式给出的结果相同。
5. 由此可见，对于AM调制系统，在大信噪比时，采用包络检波器解调时的性能与同步检测器时的性能几乎一样。

第5章 模拟调制系统

□ 小信噪比情况

此时，输入信号幅度远小于噪声幅度，即

$$[A_0 + m(t)] \ll \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

包络

$$E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

变成

$$\begin{aligned} E(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + n_c^2(t) + n_s^2(t) + 2n_c(t)[A_0 + m(t)]} \\ &\approx \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t) + 2n_c(t)[A_0 + m(t)]} = \sqrt{[n_c^2(t) + n_s^2(t)]} \left\{ 1 + \frac{2n_c(t)[A_0 + m(t)]}{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \right\} \\ &= R(t) \sqrt{1 + \frac{2[A_0 + m(t)]}{R(t)} \cos \theta(t)} \end{aligned}$$

其中 $R(t)$ 和 $\theta(t)$ 代表噪声的包络及相位：

$$R(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \quad \theta(t) = \arctg \left[\frac{n_s(t)}{n_c(t)} \right]$$

第5章 模拟调制系统

因为 $R(t) \gg [A_0 + m(t)]$

所以, 可以把 $E(t)$ 进一步近似:

$$\begin{aligned} E(t) &= R(t) \sqrt{1 + \frac{2[A_0 + m(t)]}{R(t)} \cos \theta(t)} \\ &\approx R(t) \left[1 + \frac{A + m(t)}{R(t)} \cos \theta(t) \right] \\ &= R(t) + [A + m(t)] \cos \theta(t) \end{aligned}$$

$$(1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{x}{2} \quad (|x| \ll 1 \text{ 时})$$

此时, $E(t)$ 中没有单独的信号项, 有用信号 $m(t)$ 被噪声扰乱, 只能看作是噪声。

这时, 输出信噪比不是按比例地随着输入信噪比下降, 而是急剧恶化, 通常把这种现象称为解调器的**门限效应**。开始出现门限效应的输入信噪比称为**门限值**。



第5章 模拟调制系统

讨论

1. 门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的。
2. 用相干解调的方法解调各种线性调制信号时不存在门限效应。原因是信号与噪声可分别进行解调，解调器输出端总是单独存在有用信号项。
3. 在大信噪比情况下，AM信号包络检波器的性能几乎与相干解调法相同。但当输入信噪比低于门限值时，将会出现门限效应，这时解调器的输出信噪比将急剧恶化，系统无法正常工作。



第5章 模拟调制系统

• 5.3 非线性调制（角度调制）的原理

■ 前言

- ◆ 频率调制简称调频(FM)，相位调制简称调相(PM)。
- ◆ 这两种调制中，载波的幅度都保持恒定，而频率和相位的变化都表现为载波瞬时相位的变化。
- ◆ 角度调制：频率调制和相位调制的总称。
- ◆ 已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移，而是频谱的非线性变换，会产生与频谱搬移不同的新的频率成分，故又称为**非线性调制**。
- ◆ 与幅度调制技术相比，角度调制最突出的优势是其较高的抗噪声性能。

第5章 模拟调制系统

■ 5.3.1 角度调制的基本概念

◆ FM和PM信号的一般表达式

角度调制信号的一般表达式为

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

式中, A - 载波的恒定振幅;

$[\omega_c t + \varphi(t)] = \theta(t)$ - 信号的瞬时相位;

$\varphi(t)$ - 瞬时相位偏移。

□ $d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt = \omega(t)$ - 称为瞬时角频率

□ $d\varphi(t)/dt$ - 称为瞬时频偏。

第5章 模拟调制系统

- ◆ 相位调制(PM): 瞬时相位偏移随调制信号作线性变化, 即

$$\varphi(t) = K_p m(t)$$

式中 K_p - 调相灵敏度, 含义是单位调制信号幅度引起PM信号的相位偏移量, 单位是rad/V。

将上式代入一般表达式

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

得到PM信号表达式

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

第5章 模拟调制系统

- ◆ 频率调制(FM): 瞬时频率偏移随调制信号成比例变化, 即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t)$$

式中 K_f - 调频灵敏度, 单位是rad/s·V。

这时相位偏移为

$$\varphi(t) = K_f \int m(\tau) d\tau$$

将其代入一般表达式

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

得到FM信号表达式

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

第5章 模拟调制系统

◆ PM与 FM的区别

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

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

- 比较上两式可见，PM是相位偏移随调制信号 $m(t)$ 线性变化，FM是相位偏移随 $m(t)$ 的积分呈线性变化。
- 如果预先不知道调制信号 $m(t)$ 的具体形式，则无法判断已调信号是调相信号还是调频信号。

第5章 模拟调制系统

◆ 单音调制FM与PM

设调制信号为单一频率的正弦波，即

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$$

□ 用它对载波进行相位调制时，将上式代入

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

得到

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t] = A \cos[\omega_c t + m_p \cos \omega_m t]$$

式中， $m_p = K_p A_m$ - 调相指数，表示最大的相位偏移。

第5章 模拟调制系统

- 用它对载波进行频率调制时，将

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$$

代入

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

得到FM信号的表达式

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos[\omega_c t + K_f A_m \int \cos \omega_m \tau d\tau] \\ &= A \cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t] \end{aligned}$$

式中

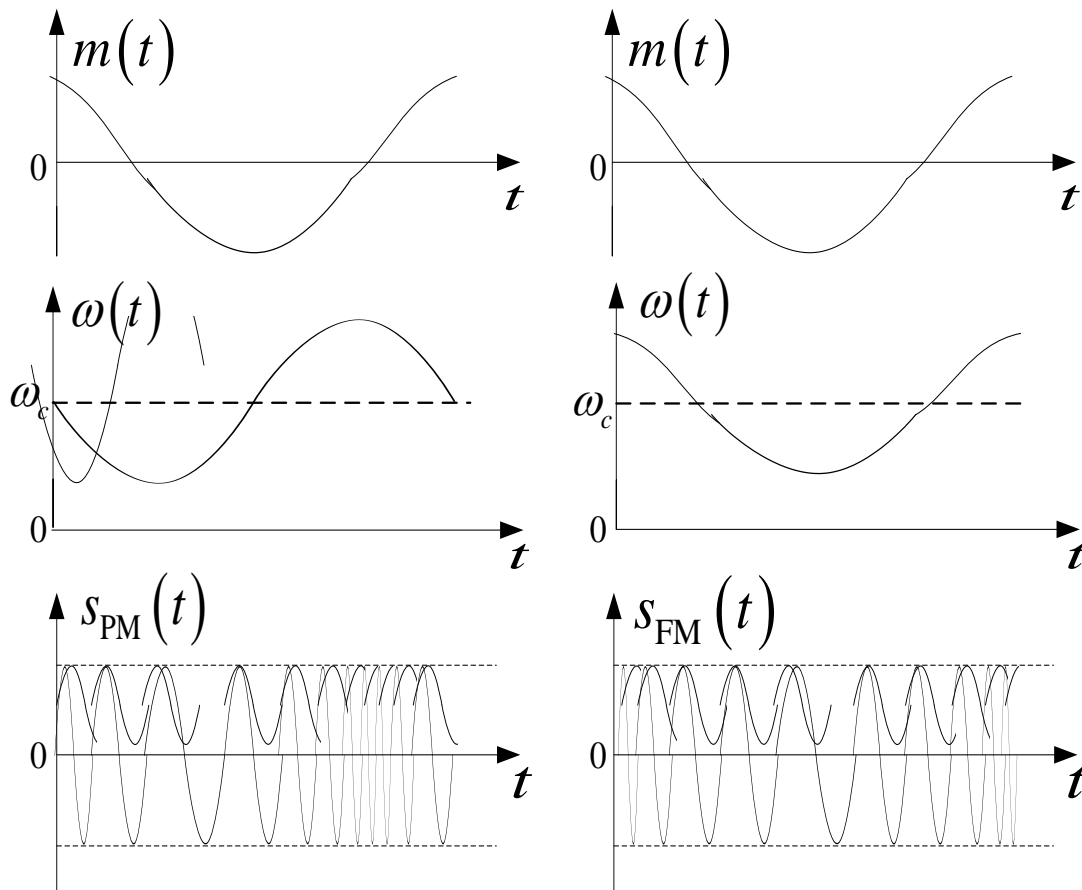
$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \text{- 调频指数, 表示最大的相位偏移}$$

$$\Delta\omega = K_f A_m \quad \text{- 最大角频偏}$$

$$\Delta f = m_f \cdot f_m \quad \text{- 最大频偏。}$$

第5章 模拟调制系统

◆ PM 信号和FM 信号波形



(a) PM 信号波形

(b) FM 信号波形

第5章 模拟调制系统

◆ FM与PM之间的关系

- 由于频率和相位之间存在微分与积分的关系，所以FM与PM之间是可以相互转换的。
- 比较下面两式可见

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

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

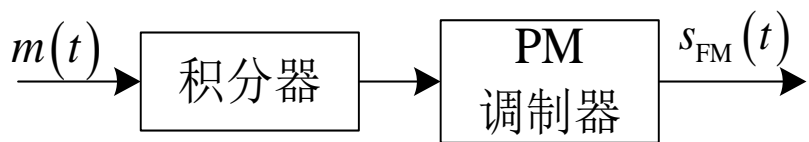
- 如果将调制信号先微分，而后进行调频，则得到的是调相波，这种方式叫间接调相；同样，如果将调制信号先积分，而后进行调相，则得到的是调频波，这种方式叫间接调频。

第5章 模拟调制系统

□ 方框图



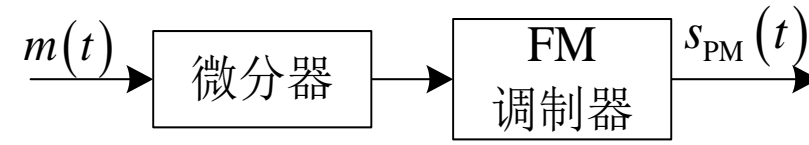
(a) 直接调频



(b) 间接调频



(c) 直接调相



(d) 间接调相



第5章 模拟调制系统

■ 5.3.2 窄带调频 (NBFM)

- ◆ 定义：如果FM信号的最大瞬时相位偏移满足下式条件

$$\left| K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right| \ll \frac{\pi}{6} \quad (\text{或} 0.5)$$

则称为窄带调频；反之，称为宽带调频。

第5章 模拟调制系统

◆ 时域表示式

将FM信号一般表示式展开得到

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \\ &= A \cos \omega_c t \underbrace{\cos[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]}_{\approx 1} - A \sin \omega_c t \underbrace{\sin[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]}_{K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau} \end{aligned}$$

当满足窄带调频条件时, $\cos[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \approx 1$

≈ 1

$$\sin[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \approx K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$$

故上式可简化为

$$s_{NBFM}(t) \approx A \cos \omega_c t - [AK_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t$$

第5章 模拟调制系统

◆ 频域表示式

利用以下傅里叶变换对

$$m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$$

$$\cos \omega_c t \Leftrightarrow \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

$$\sin \omega_c t \Leftrightarrow j\pi[\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)]$$

$$\int m(t)dt \Leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega} \quad (\text{设} m(t) \text{的均值为} 0)$$

$$[\int m(t)dt] \sin \omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right]$$

可得NBFM信号的频域表达式

$$s_{\text{NBFM}}(\omega) = \pi A[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ + \frac{AK_f}{2} \left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right]$$

第5章 模拟调制系统

◆ NBFM和AM信号频谱的比较

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

$$S_{NBFM}(\omega) = \pi A[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{AK_f}{2} \left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right]$$

- 两者都含有一个载波和位于处的两个边带，所以它们的带宽相同
- 不同的是，NBFM的两个边频分别乘了因式 $[1/(\omega - \omega_c)]$ 和 $[1/(\omega + \omega_c)]$ ，由于因式是频率的函数，所以这种加权是频率加权，加权的结果引起调制信号频谱的失真。
- 另外，NBFM的一个边带和AM反相。

第5章 模拟调制系统

◆ NBFM和AM信号频谱的比较举例

以单音调制为例。设调制信号 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$
则NBFM信号为

$$\begin{aligned} s_{NBFM}(t) &\approx A \cos \omega_c t - [AK_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t - AA_m K_f \frac{1}{\omega_m} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + \frac{AA_m K_F}{2\omega_m} [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned}$$

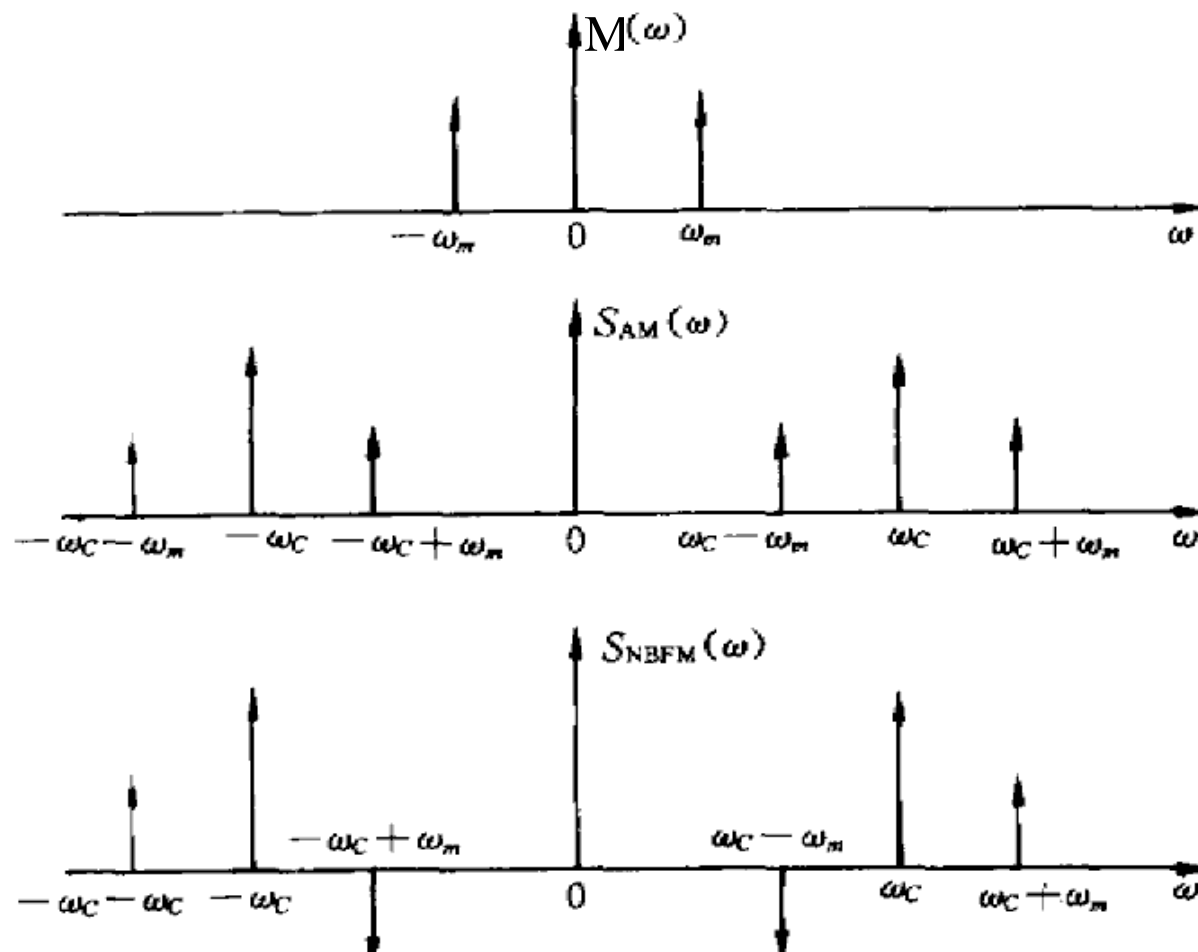
AM信号为

$$\begin{aligned} s_{AM} &= (A + A_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t = A \cos \omega_c t + A_m \cos \omega_m \cos \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + \frac{A_m}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned}$$

按照上两式画出的频谱图和矢量图如下：

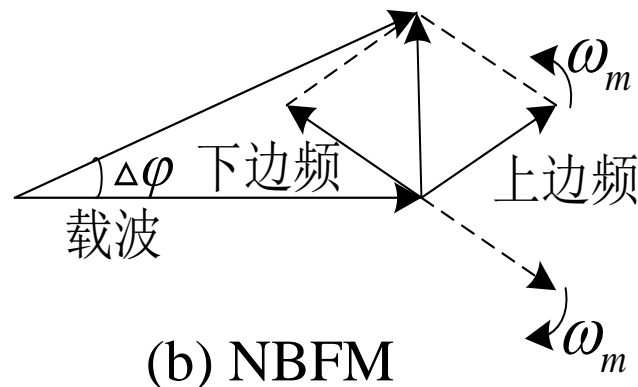
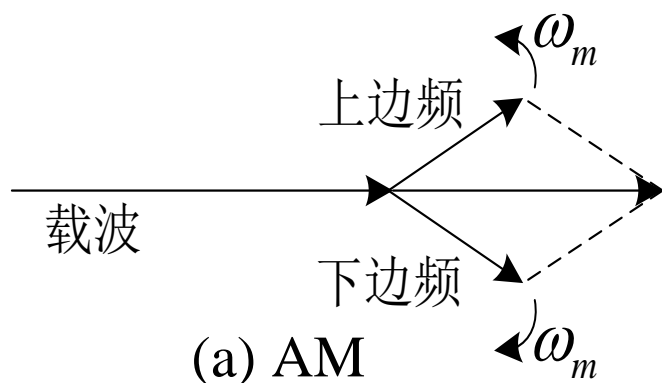
第5章 模拟调制系统

□ 频谱图



第5章 模拟调制系统

□ 矢量图



在AM中，两个边频的合成矢量与载波同相，所以只有幅度的变化，无相位的变化；而在NBFM中，由于下边频为负，两个边频的合成矢量与载波则是正交相加，所以NBFM不仅有相位的变化，幅度也有很小的变化。

这正是两者的本质区别。

由于NBFM信号最大频率偏移较小，占据的带宽较窄，但是其抗干扰性能比AM系统要好得多，因此得到较广泛的应用。

第5章 模拟调制系统

5.3.3 宽带调频

◆ 调频信号表达式

设：单音调制信号为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$
则单音调制FM信号的时域表达式为

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t]$$

将上式利用三角公式展开，有

$$s_{FM}(t) = A \cos \omega_c t \cdot \cos(m_f \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \cdot \sin(m_f \sin \omega_m t)$$

将上式中的两个因子分别展成傅里叶级数，

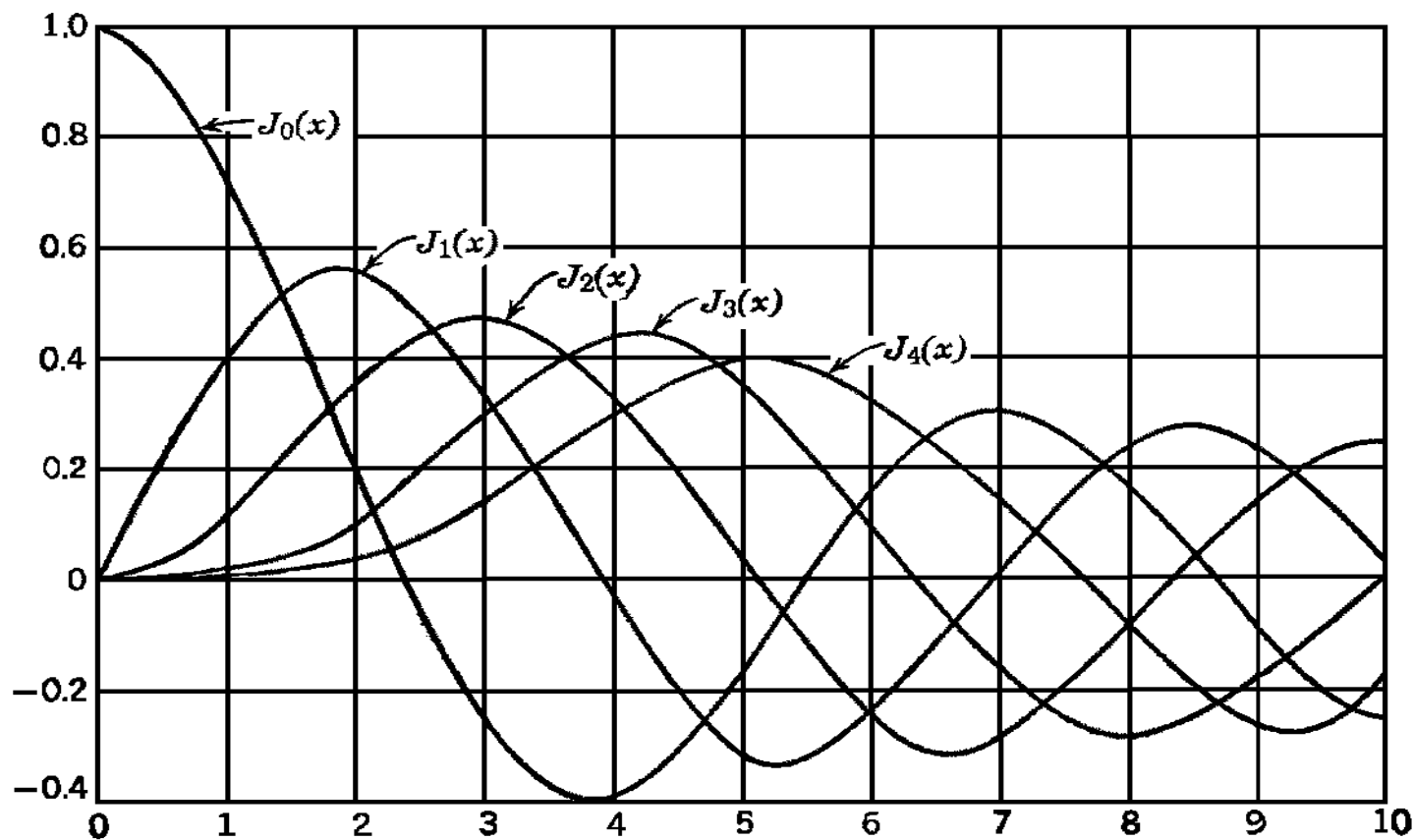
$$\cos(m_f \sin \omega_m t) = J_0(m_f) + \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n}(m_f) \cos 2n\omega_m t$$

$$\sin(m_f \sin \omega_m t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m_f) \sin(2n-1)\omega_m t$$

式中 $J_n(m_f)$ - 第一类 n 阶贝塞尔函数

第5章 模拟调制系统

◆ $J_n(m_f)$ 曲线



第5章 模拟调制系统

将

$$\cos(m_f \sin \omega_m t) = J_0(m_f) + \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n}(m_f) \cos 2n\omega_m t$$

$$\sin(m_f \sin \omega_m t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m_f) \sin(2n-1)\omega_m t$$

代入

$$s_{FM}(t) = A \cos \omega_c t \cdot \cos(m_f \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \cdot \sin(m_f \sin \omega_m t)$$

并利用三角公式

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A - B) + \frac{1}{2} \cos(A + B)$$

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \cos(A - B) - \frac{1}{2} \cos(A + B)$$

及贝塞尔函数的性质

$$J_{-n}(m_f) = -J_n(m_f)$$

当 n 为奇数时

$$J_{-n}(m_f) = J_n(m_f)$$

当 n 为偶数时

则得到FM信号的级数展开式如下：

第5章 模拟调制系统

$$\begin{aligned}s_{FM}(t) &= AJ_0(m_f)\cos\omega_c t - AJ_1(m_f)[\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + AJ_2(m_f)[\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - AJ_2(m_f)[\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] + \cdots \\ &= A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f)\cos(\omega_c + n\omega_m)t\end{aligned}$$

◆ 调频信号的频域表达式

对上式进行傅里叶变换，即得FM信号的频域表达式

$$S_{FM}(\omega) = \pi A \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

第5章 模拟调制系统

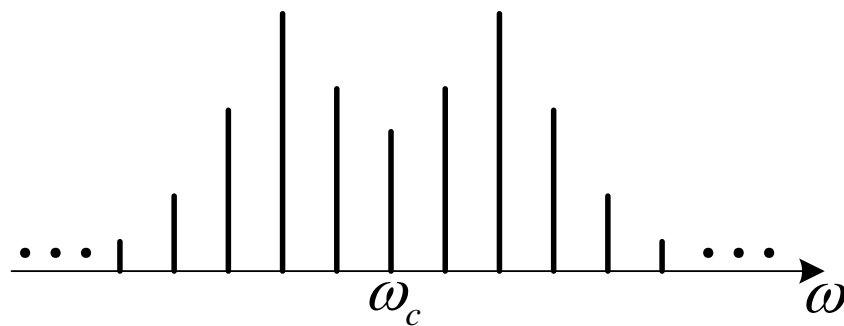
$$S_{FM}(\omega) = \pi A \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

□ 讨论：由上式可见

- 调频信号的频谱由载波分量 ω_c 和无数边频($\omega_c \pm n\omega_m$)组成。
- 当 $n = 0$ 时是载波分量 ω_c ，其幅度为 $AJ_0(m_f)$
- 当 $n \neq 0$ 时是对称分布在载频两侧的边频分量($\omega_c \pm n\omega_m$)，其幅度为 $AJ_n(m_f)$ ，相邻边频之间的间隔为 ω_m ；且当 n 为奇数时，上下边频极性相反；当 n 为偶数时极性相同。
- 由此可见，FM信号的频谱不再是调制信号频谱的线性搬移，而是一种非线性过程。

第5章 模拟调制系统

- ◆ 某单音宽带调频波的频谱：图中只画出了单边振幅谱。



第5章 模拟调制系统

◆ 调频信号的带宽

- 理论上调频信号的频带宽度为无限宽。
- 实际上边频幅度随着 n 的增大而逐渐减小，因此调频信号可近似认为具有有限频谱。
- 通常采用的原则是，信号的频带宽度应包括幅度大于未调载波的10%以上的边频分量。
- 当 $m_f \geq 1$ 以后，取边频数 $n = m_f + 1$ 即可。因为 $n > m_f + 1$ 以上的边频幅度均小于0.1。
- 被保留的上、下边频数共有 $2n = 2(m_f + 1)$ 个，相邻边频之间的频率间隔为 f_m ，所以调频波的有效带宽为

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

它称为卡森（Carson）公式。



第5章 模拟调制系统

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

- 当 $m_f \ll 1$ 时，上式可以近似为

$$B_{FM} \approx 2f_m$$

这就是窄带调频的带宽。

- 当 $m_f \gg 1$ 时，上式可以近似为

$$B_{FM} \approx 2\Delta f$$

这就是宽带调频的带宽。

- 当任意限带信号调制时，上式中 f_m 是调制信号的最高频率， m_f 是最大频偏 Δf 与 f_m 之比。
- 例如，调频广播中规定的最大频偏 Δf 为75kHz，最高调制频率 f_m 为15kHz，故调频指数 $m_f = 5$ ，由上式可计算出此FM信号的频带宽度为180kHz。

第5章 模拟调制系统

◆ 调频信号的功率分配

- 调频信号的平均功率为

$$P_{FM} = \overline{s_{FM}^2(t)}$$

- 由帕塞瓦尔定理可知

$$P_{FM} = \overline{s_{FM}^2(t)} = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f)$$

- 利用贝塞尔函数的性质

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f) = 1$$

得到
$$P_{FM} = \frac{A^2}{2} = P_c$$

- 上式说明，调频信号的平均功率等于未调载波的平均功率，即调制后总的功率不变，只是将原来载波功率中的一部分分配给每个边频分量。

第5章 模拟调制系统

■ 5.3.4 调频信号的产生与解调

◆ 调频信号的产生

- 直接调频法：用调制信号直接去控制载波振荡器的频率，使其按调制信号的规律线性地变化。
 - 压控振荡器：每个压控振荡器(VCO)自身就是一个FM调制器，因为它的振荡频率正比于输入控制电压，即

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

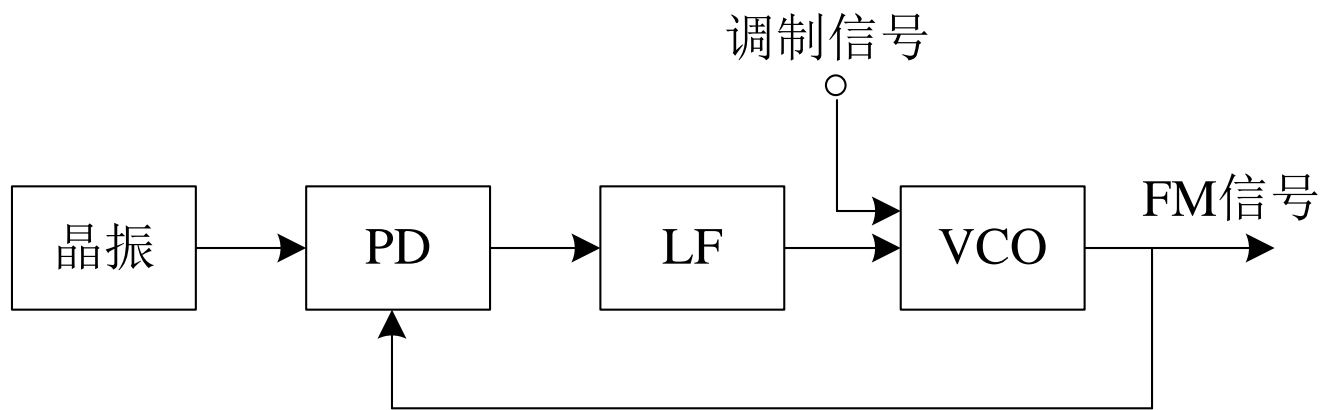
方框图



- LC振荡器：用变容二极管实现直接调频。

第5章 模拟调制系统

- 直接调频法的主要优缺点：
优点：可以获得较大的频偏。
缺点：频率稳定度不高
- 改进途径：采用如下锁相环（PLL）调制器

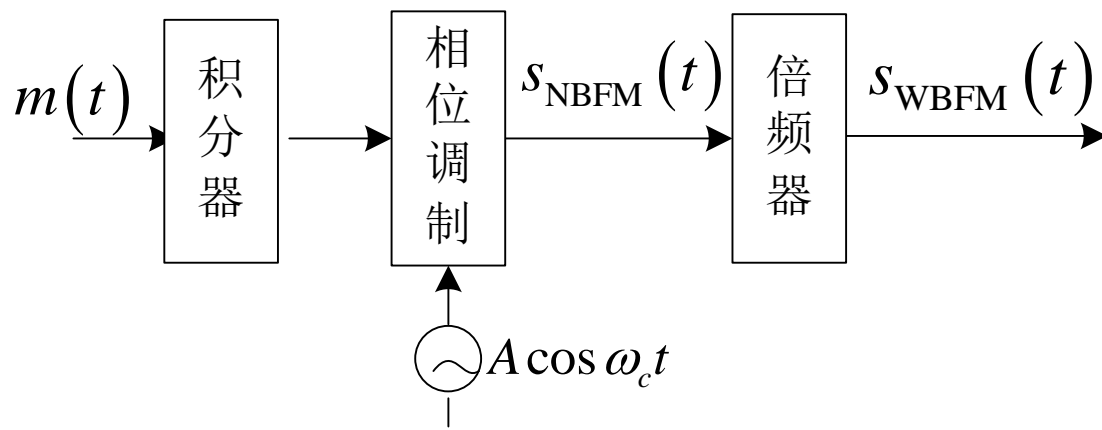


第5章 模拟调制系统

□ 间接法调频 [阿姆斯特朗 (Armstrong) 法]

➤ 原理：先将调制信号积分，然后对载波进行调相，即可产生一个窄带调频(NBFM)信号，再经 n 次倍频器得到宽带调频 (WBFM) 信。

➤ 方框图

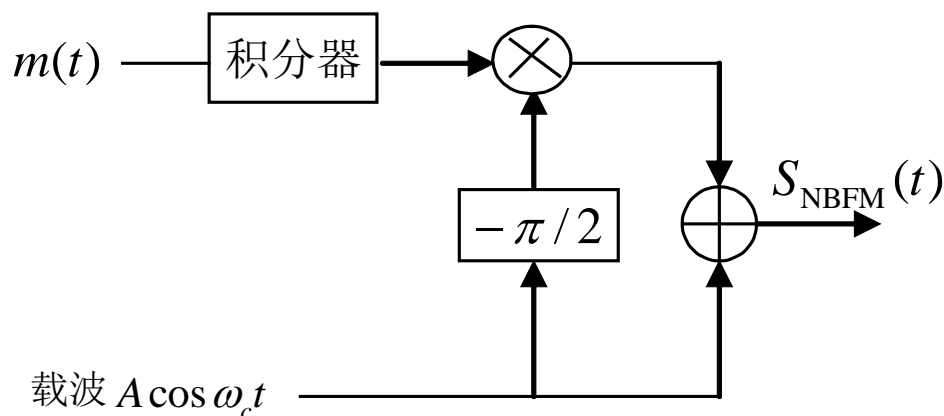


第5章 模拟调制系统

- 间接法产生窄带调频信号
由窄带调频公式

$$s_{NB\text{FM}}(t) \approx A \cos \omega_c t - [AK_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t$$

可知，窄带调频信号可看成由正交分量与同相分量合成的。
所以可以用下图产生窄带调频信号：



第5章 模拟调制系统

➤ 倍频:

目的: 为提高调频指数, 从而获得宽带调频。

方法: 倍频器可以用非线性器件实现。

原理: 以理想平方律器件为例, 其输出-输入特性为

$$s_0(t) = as_i^2(t)$$

当输入信号为调频信号时, 有

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

$$s_0(t) = \frac{1}{2} aA^2 \{1 + \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)]\}$$

由上式可知, 滤除直流成分后, 可得到一个新的调频信号, 其载频和相位偏移均增为2倍, 由于相位偏移增为2倍, 因而调频指数也必然增为2倍。

同理, 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。



第5章 模拟调制系统

➤ 典型实例：调频广播发射机

载频： $f_1 = 200\text{kHz}$

调制信号最高频率 $f_m = 15\text{kHz}$

间接法产生的最大频偏 $\Delta f_1 = 25\text{ Hz}$

调频广播要求的最终频偏 $\Delta f = 75\text{ kHz}$ ，发射载频在88-108 MHz频段内，所以需要经过

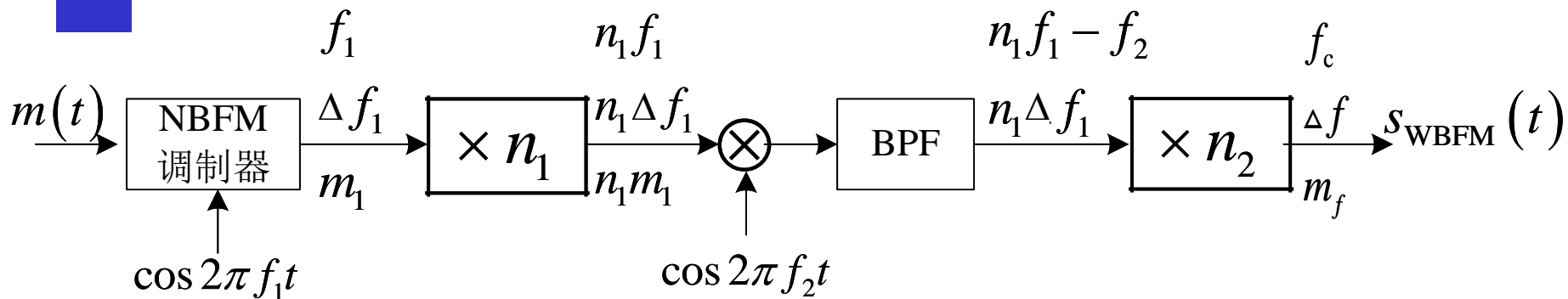
$$n = \Delta f / \Delta f_1 = 75 \times 10^3 / 25 = 3000$$

次的倍频，以满足最终频偏=75kHz的要求。

但是，倍频器在提高相位偏移的同时，也使载波频率提高了，倍频后新的载波频率(nf_1)高达600MHz，不符合 $f_c = 88\text{-}108\text{MHz}$ 的要求，因此需用混频器进行下变频来解决这个问题。

第5章 模拟调制系统

➤ 具体方案



$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_2)$$

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

第5章 模拟调制系统

➤ **【例5-1】** 在上述宽带调频方案中，设调制信号是 $f_m = 15$ kHz的单频余弦信号，NBFM信号的载频 $f_1 = 200$ kHz，最大频偏 $\Delta f_1 = 25$ Hz；混频器参考频率 $f_2 = 10.9$ MHz，选择倍频次数 $n_1 = 64$ ， $n_2 = 48$ 。

(1) 求NBFM信号的调频指数；

(2) 求调频发射信号（即WBFM信号）的载频、最大频偏和调频指数。

【解】 (1) NBFM信号的调频指数为

$$m_1 = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{25}{15 \times 10^3} = 1.67 \times 10^{-3}$$

(2) 调频发射信号的载频为

$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_2) = 48 \times (64 \times 200 \times 10^3 - 10.9 \times 10^6) = 91.2 \text{ MHz}$$



第5章 模拟调制系统

(3) 最大频偏为

$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1 = 64 \times 48 \times 25 = 76.8 \text{ kHz}$$

(4) 调频指数为

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{76.8 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 5.12$$

第5章 模拟调制系统

◆ 调频信号的解调

- 非相干解调：调频信号的一般表达式为

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

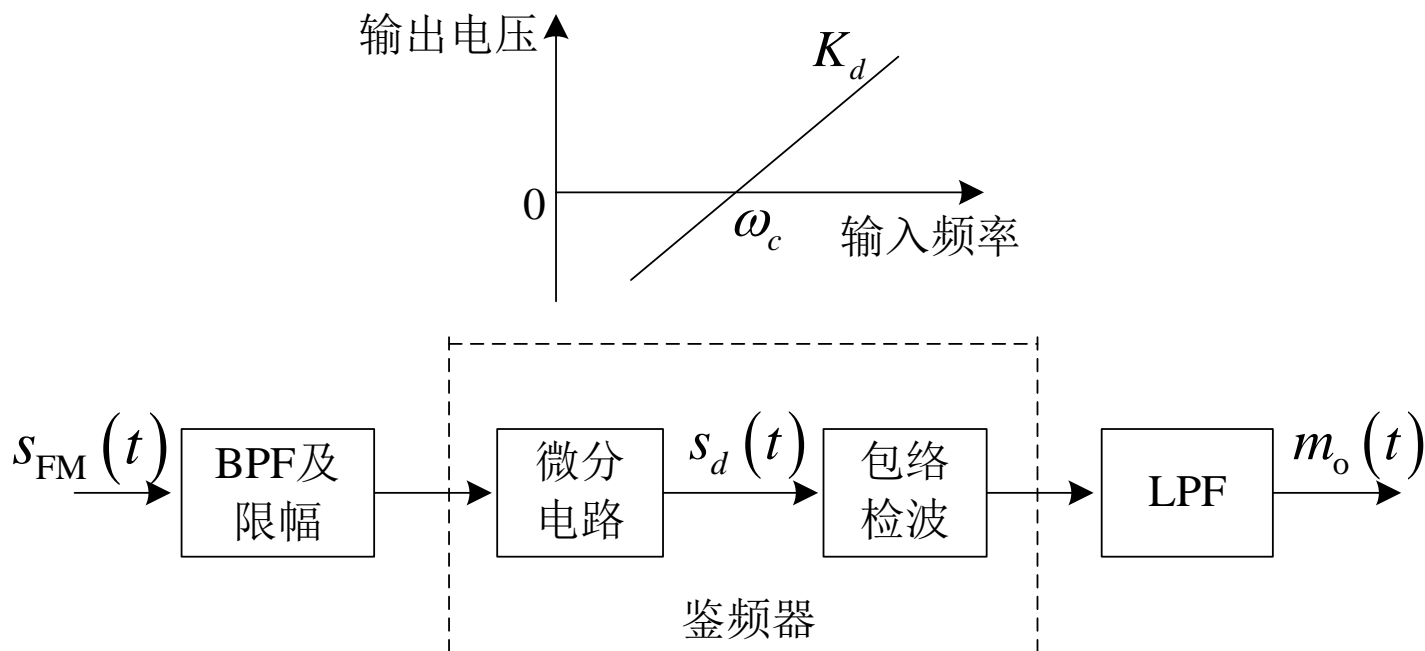
解调器的输出应为

$$m_o(t) \propto K_f m(t)$$

- 完成这种频率-电压转换关系的器件是频率检波器，简称鉴频器。
- 鉴频器的种类很多，例如振幅鉴频器、相位鉴频器、比例鉴频器、正交鉴频器、斜率鉴频器、频率负反馈解调器、锁相环(PLL)鉴频器等。
- 下面以振幅鉴频器为例介绍：

第5章 模拟调制系统

➤ 振幅鉴频器方框图



图中，微分电路和包络检波器构成了具有近似理想鉴频特性的鉴频器。限幅器的作用是消除信道中噪声等引起的调频波的幅度起伏



第5章 模拟调制系统

微分器的作用是把幅度恒定的调频波 $s_{\text{FM}}(t)$ 变成幅度和频率都随调制信号 $m(t)$ 变化的调幅调频波 $s_d(t)$ ，即

$$s_d(t) = -A[\omega_c + K_f m(t)] \sin[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

包络检波器则将其幅度变化检出并滤去直流，再经低通滤波后即得解调输出

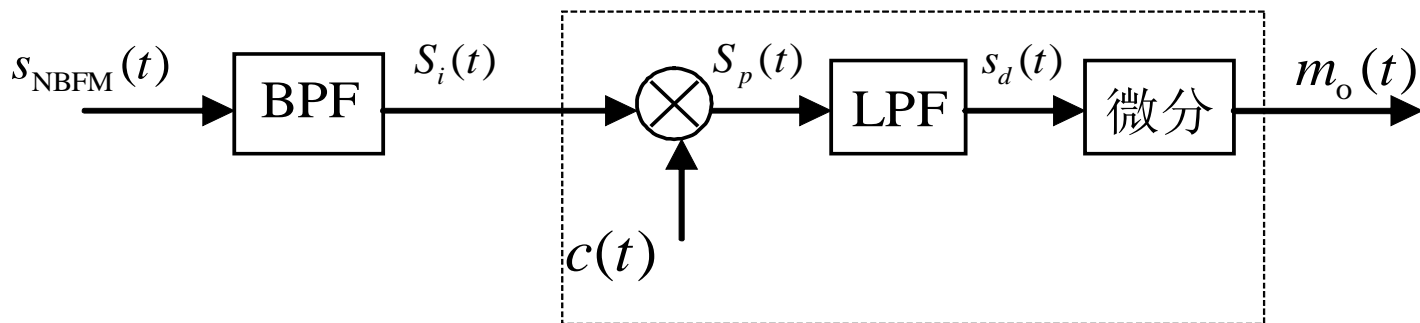
$$m_o(t) = K_d K_f m(t)$$

式中 K_d 为鉴频器灵敏度，单位为V/rad/s

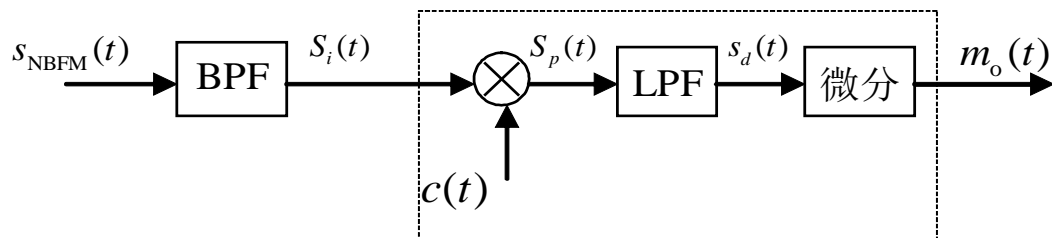
第5章 模拟调制系统

- 相干解调：相干解调仅适用于NBFM信号

由于NBFM信号可分解成同相分量与正交分量之和，因而可以采用线性调制中的相干解调法来进行解调，如下图所示。



第5章 模拟调制系统



设窄带调频信号

$$s_{NBFM}(t) = A \cos \omega_c t - A[K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \cdot \sin \omega_c t$$

并设相干载波 $c(t) = -\sin \omega_c t$

则相乘器的输出为

$$s_p(t) = -\frac{A}{2} \sin 2\omega_c t + \frac{A}{2} [K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \cdot (1 - \cos 2\omega_c t)$$

经低通滤波器取出其低频分量
再经微分器，即得解调输出

$$s_d(t) = \frac{A}{2} K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$$

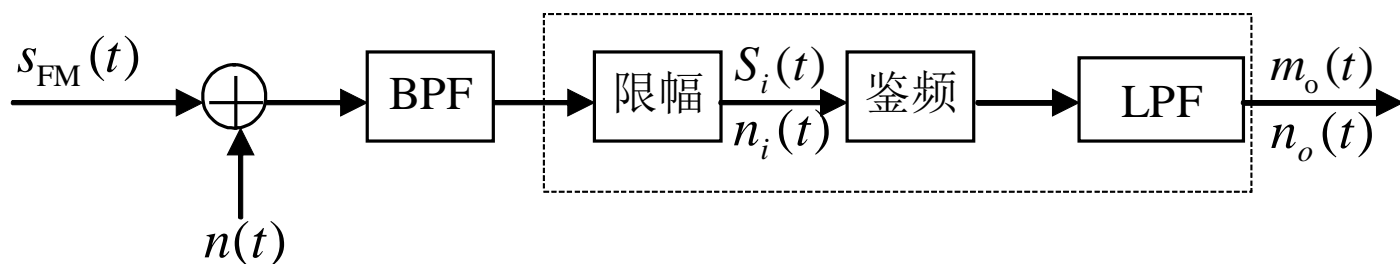
$$m_o(t) = \frac{AK_F}{2} m(t)$$

可见，相干解调可以恢复原调制信号。

第5章 模拟调制系统

• 5.4调频系统的抗噪声性能

- 重点讨论FM非相干解调时的抗噪声性能
- 分析模型



图中

$n(t)$ - 均值为零, 单边功率谱密度为 n_0 的高斯白噪声

第5章 模拟调制系统

■ 5.4.1 输入信噪比

设输入调频信号为 $s_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$

故其输入信号功率为 $S_i = A^2 / 2$

输入噪声功率为 $N_i = n_0 B_{\text{FM}}$

式中, B_{FM} - 调频信号的带宽, 即带通滤波器的带宽
因此输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{\text{FM}}}$$

第5章 模拟调制系统

5.4.2 大信噪比时的解调增益

- ◆ 在输入信噪比足够大的条件下，信号和噪声的相互作用可以忽略，这时可以把信号和噪声分开来计算。
- ◆ 计算输出信号平均功率

输入噪声为0时，解调输出信号为

$$m_o(t) = K_d K_f m(t)$$

故输出信号平均功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = (K_d K_f)^2 \overline{m^2(t)}$$

第5章 模拟调制系统

- ◆ 计算输出噪声平均功率

假设调制信号 $m(t) = 0$ ，则加到解调器输入端的是未调载波与窄带高斯噪声之和，即

$$\begin{aligned} A \cos \omega_c t + n_i(t) &= A \cos \omega_c t + n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A(t) \cos [\omega_c t + \psi(t)] \end{aligned}$$

式中

$$A(t) = \sqrt{[A + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \quad - \text{包络}$$

$$\psi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \quad - \text{相位偏移}$$

第5章 模拟调制系统

在大信噪比时，即 $A \gg n_c(t)$ 和 $A \gg n_s(t)$ 时，相位偏移

$$\psi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)}$$

可近似为 $\psi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \approx \arctan \frac{n_s(t)}{A}$

当 $x \ll 1$ 时，有 $\arctan x \approx x$ ，故 $\psi(t) \approx \frac{n_s(t)}{A}$

由于鉴频器的输出正比于输入的频率偏移，故鉴频器的输出噪声（在假设调制信号为0时，解调结果只有噪声）

为

$$n_d(t) = K_d \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{K_d}{A} \frac{dn_s(t)}{dt}$$

式中 $n_s(t)$ 是窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的正交分量。



第5章 模拟调制系统

$$n_d(t) = K_d \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{K_d}{A} \frac{dn_s(t)}{dt}$$

由于 $dn_s(t)/dt$ 实际上就是 $n_s(t)$ 通过理想微分电路的输出，故它的功率谱密度应等于 $n_s(t)$ 的功率谱密度乘以理想微分电路的功率传输函数。

设 $n_s(t)$ 的功率谱密度为 $P_i(f) = n_0$ ，理想微分电路的功率传输函数为

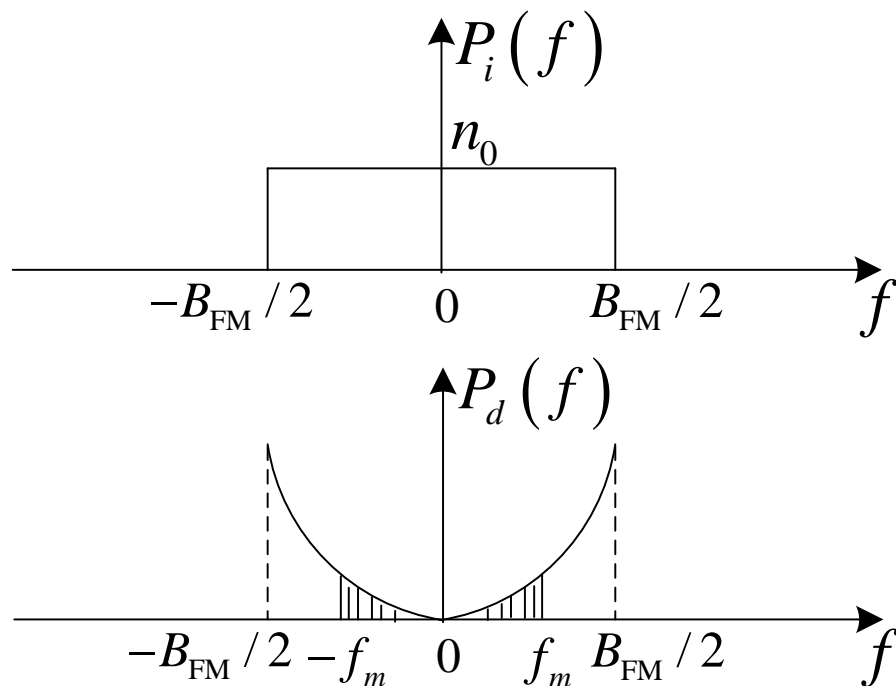
$$|H(f)|^2 = |j2\pi f|^2 = (2\pi)^2 f^2$$

则鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度为

$$P_d(f) = \left(\frac{K_d}{A}\right)^2 |H(f)|^2 P_i(f) = \left(\frac{K_d}{A}\right)^2 (2\pi)^2 f^2 n_0, \quad |f| < \frac{B_{\text{FM}}}{2}$$

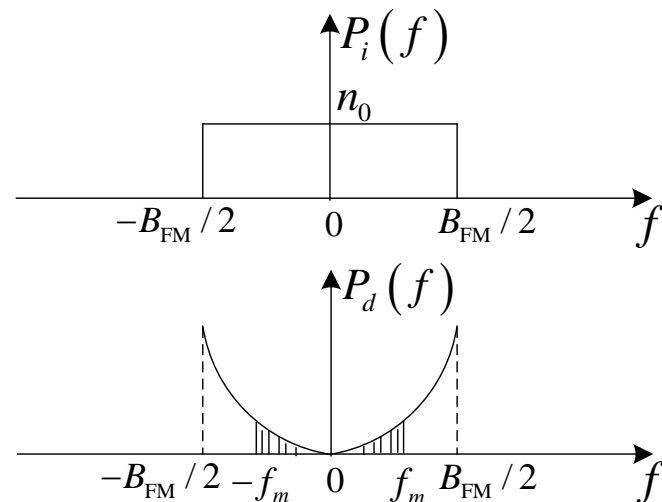
第5章 模拟调制系统

鉴频器前、后的噪声功率谱密度如下图所示



第5章 模拟调制系统

由图可见，鉴频器输出噪声的功率谱密度已不再是均匀分布，而是与 f^2 成正比。该噪声再经过低通滤波器的滤波，滤除调制信号带宽 f_m 以外的频率分量，故最终解调器输出（LPF输出）的噪声功率（图中阴影部分）为



$$\begin{aligned} N_o &= \int_{-f_m}^{f_m} P_d(f) df = \int_{-f_m}^{f_m} \frac{4\pi^2 K_d^2 n_0}{A^2} f^2 df \\ &= \frac{8\pi^2 K_d^2 n_0 f_m^3}{3A^2} \end{aligned}$$

第5章 模拟调制系统

- ◆ 计算输出信噪比

于是，FM非相干解调器输出端的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_f^2 m^2(t)}{8\pi^2 n_0 f_m^3}$$

- ◆ 简明情况

考虑 $m(t)$ 为单一频率余弦波时的情况，即

$$m(t) = \cos \omega_m t$$

这时的调频信号为

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t]$$

式中

$$m_f = \frac{K_f}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

将这些关系代入上面输出信噪比公式，
得到：

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2 / 2}{n_0 f_m}$$

第5章 模拟调制系统

◆ 制度增益 $G_{\text{FM}} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{\text{FM}}}{f_m}$

考虑在宽带调频时，信号带宽为

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

所以，上式还可以写成

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

当 $m_f \gg 1$ 时有近似式

$$G_{\text{FM}} \approx 3m_f^3$$

上式结果表明，在大信噪比情况下，宽带调频系统的制度增益是很高的，即抗噪声性能好。例如，调频广播中常取 m_f ，则制度增益 $G_{\text{FM}} = 450$ 。也就是说，加大调制指数，可使调频系统的抗噪声性能迅速改善。

第5章 模拟调制系统

◆ 调频系统与调幅系统比较

在大信噪比情况下，AM信号包络检波器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

若设AM信号为100%调制。且 $m(t)$ 为单频余弦波信号，则 $m(t)$ 的平均功率为 $\overline{m^2(t)} = \frac{A^2}{2}$

因而
$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{A^2 / 2}{n_0 B}$$

式中， B 为AM信号的带宽，它是基带信号带宽的两倍，即 $B = 2f_m$ ，故有
$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{A^2 / 2}{2n_0 f_m}$$

将两者相比，得到
$$\frac{(S_o / N_o)_{\text{FM}}}{(S_o / N_o)_{\text{AM}}} = 3m_f^2$$

第5章 模拟调制系统

$$\frac{(S_o / N_o)_{\text{FM}}}{(S_o / N_o)_{\text{AM}}} = 3m_f^2$$

□ 讨论

- 在大信噪比情况下，若系统接收端的输入 A 和 n_0 相同，则宽带调频系统解调器的输出信噪比是调幅系统的 $3m_f^2$ 倍。例如， $m_f=5$ 时，宽带调频的 S_0/N_0 是调幅时的75倍。
- 调频系统的这一优越性是以增加其传输带宽来换取的。因为，对于AM信号而言，传输带宽是 $2f_m$ ，而对WBFM信号而言，相应于 $m_f=5$ 时的传输带宽为 $12f_m$ ，是前者的6倍。
- WBFM信号的传输带宽 B_{FM} 与AM信号的传输带宽 B_{AM} 之间的一般关系为

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = (m_f + 1)B_{\text{AM}}$$

第5章 模拟调制系统

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = (m_f + 1)B_{\text{AM}}$$

➤ 当 $m_f \gg 1$ 时, 上式可近似为

$$B_{\text{FM}} \approx m_f B_{\text{AM}}$$

故有

$$m_f \approx \frac{B_{\text{FM}}}{B_{\text{AM}}}$$

在上述条件下,

变为

$$\frac{(S_o / N_o)_{\text{FM}}}{(S_o / N_o)_{\text{AM}}} = 3m_f^2$$

$$\frac{(S_o / N_o)_{\text{FM}}}{(S_o / N_o)_{\text{AM}}} = 3 \left(\frac{B_{\text{FM}}}{B_{\text{AM}}} \right)^2$$

可见, 宽带调频输出信噪比相对于调幅的改善与它们带宽比的平方成正比。调频是以带宽换取信噪比的改善。



第5章 模拟调制系统

- 结论：在大信噪比情况下，调频系统的抗噪声性能将比调幅系统优越，且其优越程度将随传输带宽的增加而提高。
- 但是，FM系统以带宽换取输出信噪比改善并不是无止境的。随着传输带宽的增加，输入噪声功率增大，在输入信号功率不变的条件下，输入信噪比下降，当输入信噪比降到一定程度时就会出现门限效应，输出信噪比将急剧恶化。



第5章 模拟调制系统

■ 5.4.3 小信噪比时的门限效应

- ◆ 当 (S_i/N_i) 低于一定数值时，解调器的输出信噪比 (S_o/N_o) 急剧恶化，这种现象称为调频信号解调的门限效应。
- ◆ 门限值 - 出现门限效应时所对应的输入信噪比值称为门限值，记为 $(S_i/N_i)_b$ 。

第5章 模拟调制系统

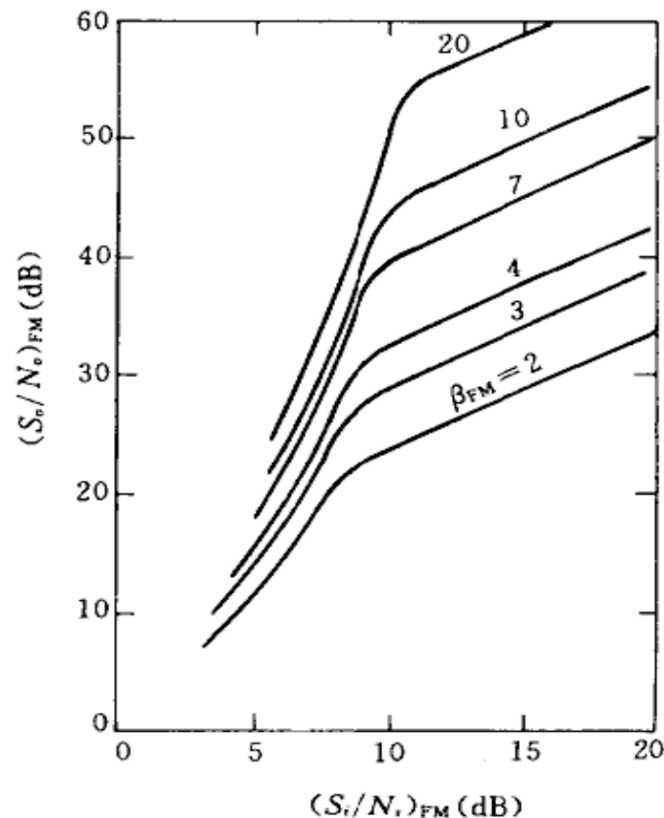
- ◆ 右图画出了单音调制时在不同调制指数下，调频解调器的输出信噪比与输入信噪比的关系曲线。

- ◆ 由此图可见

- 门限值与调制指数 m_f 有关。

m_f 越大，门限值越高。不过不同 m_f 时，门限值的变化不大，大约在8~11dB的范围内变化，一般认为门限值为10 dB左右。

- 在门限值以上时， $(S_o/N_o)_{FM}$ 与 $(S_i/N_i)_{FM}$ 呈线性关系，且 m_f 越大，输出信噪比的改善越明显。





第5章 模拟调制系统

- 在门限值以下时, $(S_o/N_o)_{\text{FM}}$ 将随 $(S_i/N_i)_{\text{FM}}$ 的下降而急剧下降。且 m_f 越大, $(S_o/N_o)_{\text{FM}}$ 下降越快。
- 门限效应是FM系统存在的一个实际问题。尤其在采用调频制的远距离通信和卫星通信等领域中, 对调频接收机的门限效应十分关注, 希望门限点向低输入信噪比方向扩展。
- 降低门限值 (也称门限扩展) 的方法有很多, 例如, 可以采用锁相环解调器和负反馈解调器, 它们的门限比一般鉴频器的门限电平低6~10dB。
- 还可以采用“预加重”和“去加重”技术来进一步改善调频解调器的输出信噪比。这也相当于改善了门限。



第5章 模拟调制系统

■ 5.4.4 预加重和去加重

◆ 目的:

- 鉴频器输出噪声功率谱随 f 呈抛物线形状增大。但在调频广播中所传送的语音和音乐信号的能量却主要分布在低频端，且其功率谱密度随频率的增高而下降。因此，在调制频率高频端的信号谱密度最小，而噪声谱密度却是最大，致使高频端的输出信噪比明显下降，这对解调信号质量会带来很大的影响。
- 为了进一步改善调频解调器的输出信噪比，针对鉴频器输出噪声谱呈抛物线形状这一特点，在调频系统中广泛采用了加重技术，包括“预加重”和“去加重”措施。“预加重”和“去加重”的设计思想是保持输出信号不变，有效降低输出噪声，以达到提高输出信噪比的目的。

第5章 模拟调制系统

◆ 原理

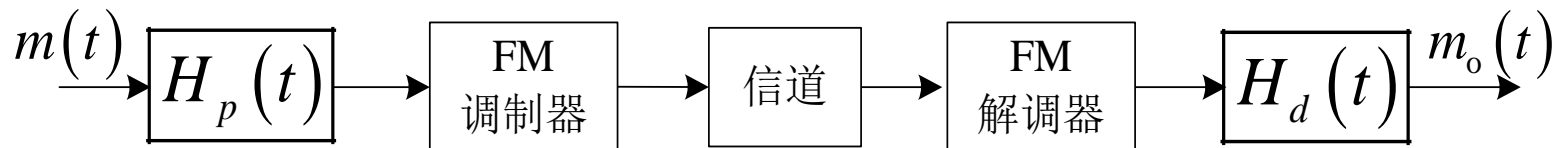
所谓“去加重”就是在解调器输出端接一个传输特性随频率增加而滚降的线性网络 $H_d(f)$ ，将调制频率高频端的噪声衰减，使总的噪声功率减小。但是，由于去加重网络的加入，在有效地减弱输出噪声的同时，必将使传输信号产生频率失真。因此，必须在调制器前加入一个预加重网络 $H_p(f)$ ，人为地提升调制信号的高频分量，以抵消去加重网络的影响。显然，为了使传输信号不失真，应该有

$$H_p(f) = \frac{1}{H_d(f)}$$

这是保证输出信号不变的必要条件。

第5章 模拟调制系统

- ◆ 方框图：加有预加重和去加重的调频系统



- ◆ 性能

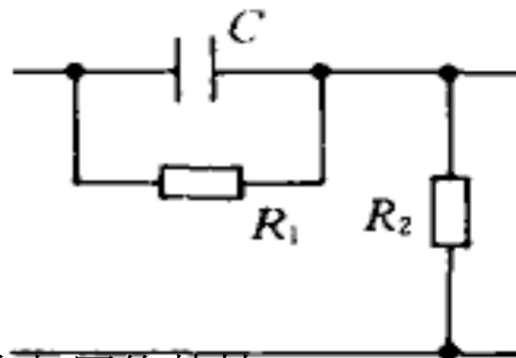
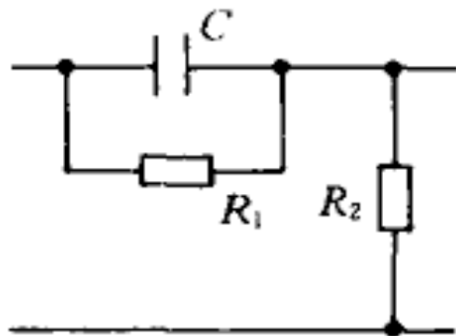
由于采用预加重/去加重系统的输出信号功率与没有采用预加重/去加重系统的功率相同，所以调频解调器的输出信噪比的改善程度可用加重前的输出噪声功率与加重后的输出噪声功率的比值确定，即

$$\gamma = \frac{\int_{-f_m}^{f_m} P_d(f) df}{\int_{-f_m}^{f_m} P_d(f) |H_d(f)|^2 df}$$

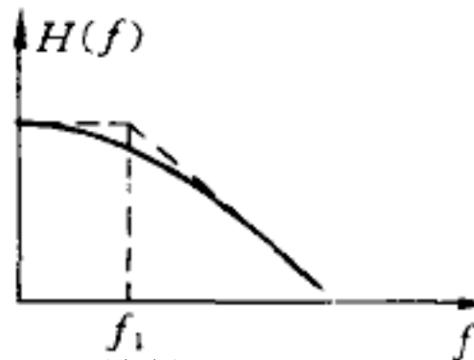
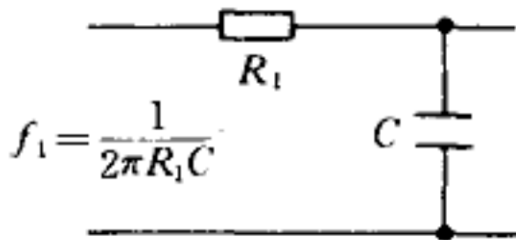
上式进一步说明，输出信噪比的改善程度取决于去加重网络的特性。

第5章 模拟调制系统

- ◆ 实用电路：下图给出了一种实际中常采用的预加重和去加重电路，它在保持信号传输带宽不变的条件下，可使输出信噪比提高6 dB左右。



预加重网络与网络特性



去加重网络与网络特性

第5章 模拟调制系统

• 5.5 各种模拟调制系统的比较

调制方式	传输带宽	S_o / N_o	设备复杂程度	主要应用
AM	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{AM}} = \frac{1}{3} \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	简单	中短波无线电广播
DSB	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{DSB}} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	中等	应用较少
SSB	f_m	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{SSB}} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	复杂	短波无线电广播、话音频分复用、载波通信、数据传输
VSB	略大于 f_m	近似SSB	复杂	电视广播、数据传输
FM	$2(m_f + 1)f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{FM}} = \frac{3}{2} m_f^2 \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	中等	超短波小功率电台（窄带FM）；调频立体声广播等高质量通信（宽带FM）

第5章 模拟调制系统

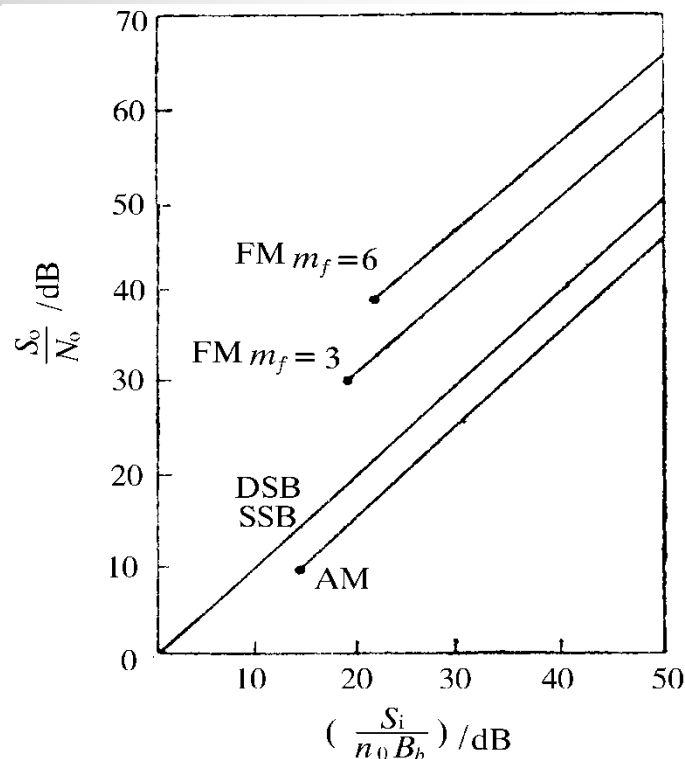
抗噪声性能

- ◆ WBFM抗噪声性能最好, DSB、SSB、VSB抗噪声性能次之, AM抗噪声性能最差。

- ◆ 右图画出了各种模拟调制系统的性能曲线,图中的圆点表示门限点。

- ◆ 门限点以下, 曲线迅速下跌; 门限点以上, DSB、SSB的信噪比比AM高4.7dB以上, 而FM ($m_f=6$) 的信噪比比AM高22dB。

- ◆ 当输入信噪比较高时, FM的调频指数 m_f 越大, 抗噪声性能越好。





第5章 模拟调制系统

■ 频带利用率

SSB的带宽最窄，其频带利用率最高；FM占用的带宽随调频指数 m_f 的增大而增大，其频带利用率最低。可以说，FM是以牺牲有效性来换取可靠性的。因此， m_f 值的选择要从通信质量和带宽限制两方面考虑。对于高质量通信（高保真音乐广播，电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统）采用WBFM， m_f 值选大些。对于一般通信，要考虑接收微弱信号，带宽窄些，噪声影响小，常选用 m_f 较小的调频方式。



第5章 模拟调制系统

特点与应用

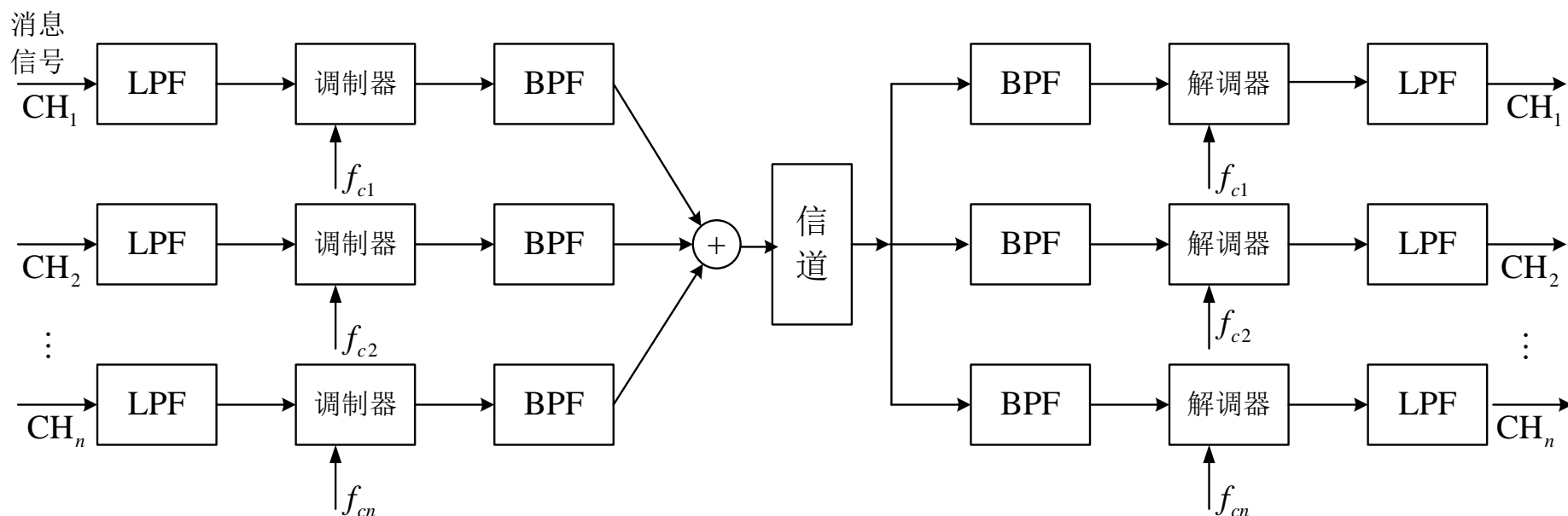
- ◆ **AM**: 优点是接收设备简单; 缺点是功率利用率低, 抗干扰能力差。主要用在中波和短波调幅广播。
- ◆ **DSB**调制: 优点是功率利用率高, 且带宽与AM相同, 但设备较复杂。应用较少, 一般用于点对点专用通信。
- ◆ **SSB**调制: 优点是功率利用率和频带利用率都较高, 抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于AM, 而带宽只有AM的一半; 缺点是发送和接收设备都复杂。SSB常用于频分多路复用系统中。
- ◆ **VSB**调制: 抗噪声性能和频带利用率与SSB相当。在电视广播、数传等系统中得到了广泛应用。
- ◆ **FM**: FM的抗干扰能力强, 广泛应用于长距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。

第5章 模拟调制系统

• 5.6 频分复用(FDM)和调频(FM)立体声

■ 5.6.1 频分复用 (FDM)

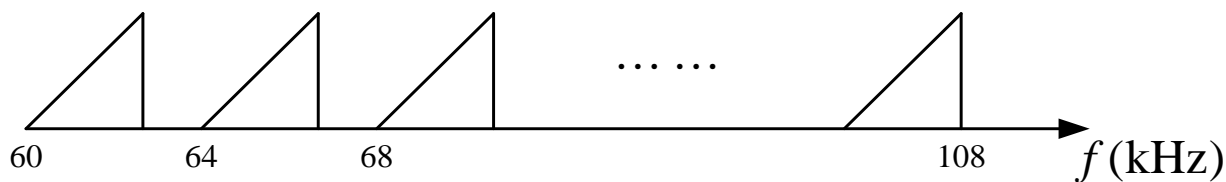
- ◆ 目的：充分利用信道的频带资源，提高信道利用率
- ◆ 原理



第5章 模拟调制系统

◆ 典型例子：多路载波电话系统

- 每路电话信号的频带限制在300—3400Hz，在各路已调信号间留有防护频带，每路电话信号取4 kHz作为标准带宽
- 层次结构：12路电话复用为一个基群；5个基群复用为一个超群，共60路电话；由10个超群复用为一个主群，共600路电话。如果需要传输更多路电话，可以将多个主群进行复用，组成巨群。
- 基群频谱结构图



- 载波频率

$$f_{cN} = 64 + 4(12 - N) \text{ kHz}$$



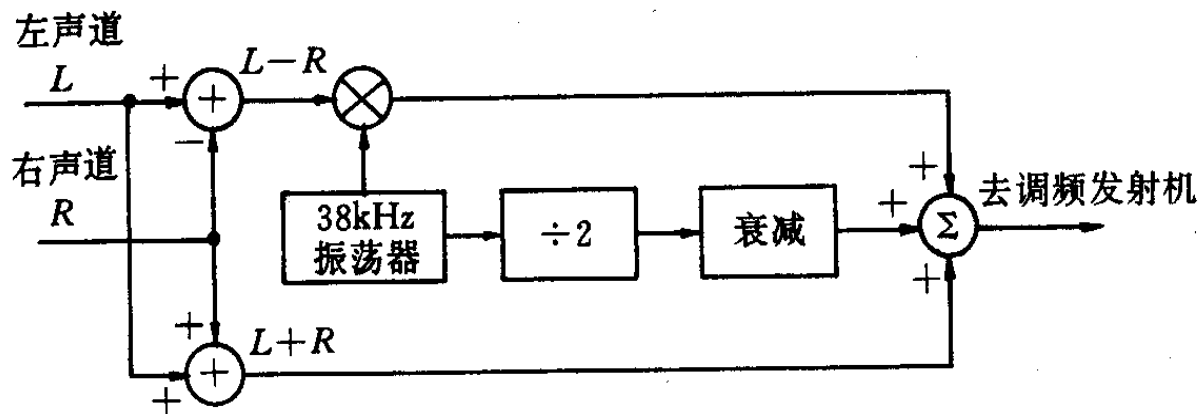
第5章 模拟调制系统

- ◆ FDM 技术主要用于模拟信号，普遍应用在多路载波电话系统中。其主要**优点**是信道利用率高，技术成熟；**缺点**是设备复杂，滤波器难以制作，并且在复用和传输过程中，调制、解调等过程会不同程度地引入非线性失真，而产生各路信号的相互干扰。

第5章 模拟调制系统

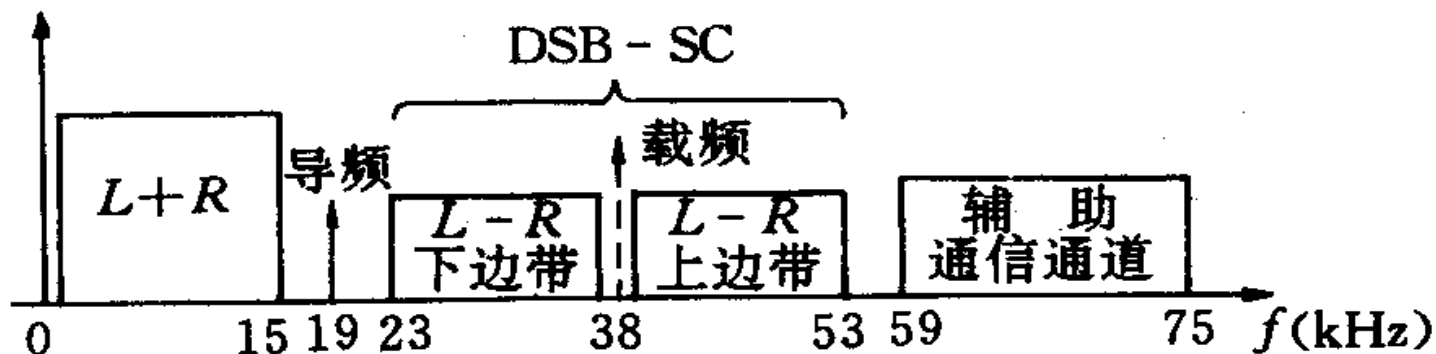
5.6.2 调频立体声广播

- 原理：FM立体声广播中，声音在空间上被分成两路音频信号，一个左声道信号 L ，一个右声道信号 R ，频率都在50Hz到15kHz之间。左声道与右声道相加形成**和信号**($L+R$)，相减形成**差信号**($L-R$)。在调频之前，**差信号**($L-R$)先对38kHz的副载波进行抑制载波双边带(DSB-SC)调制，然后与**和信号**($L+R$)进行频分复用后，作为FM立体声广播的基带信号，其形成过程如下图所示：



第5章 模拟调制系统

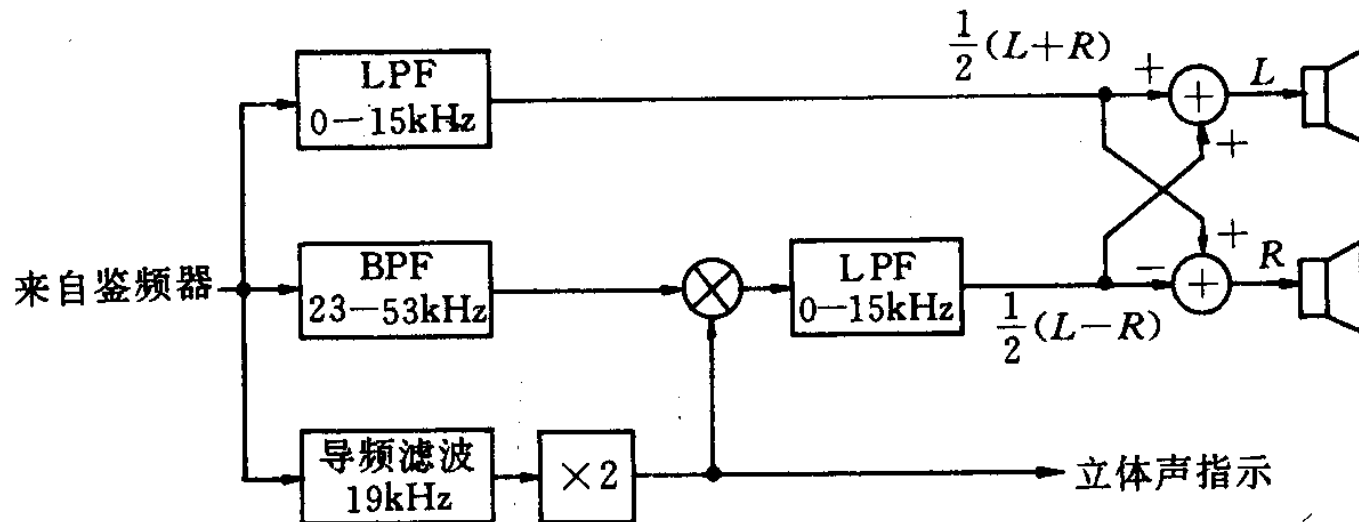
◆ 频谱结构



- 0~15kHz用于传送(L+R)信号
- 23kHz~53kHz用于传送(L-R)信号
- 59kHz~75kHz则用作辅助通道
- (L-R)信号的载波频率为38kHz
- 在19kHz处发送一个单频信号（导频）
- 在普通调频广播中，只发送0—15kHz的(L+R)信号。

第5章 模拟调制系统

◆ 立体声广播信号的解调



- 接收立体声广播后先进行鉴频，得到频分复用信号。对频分复用信号进行相应的分离，以恢复出左声道信号 L 和右声道信号 R 。

第5章 模拟调制系统

• 5.7 小结

调制在通信系统的作用是至关重要的，它的主要作用和目的是：

- (1) 将基带信号（调制信号）变换成适合在信道中传输的已调信号；
- (2) 实现信道的多路复用；
- (3) 改善系统抗噪声性能。

所谓调制，是指按调制信号的变化规律去控制高频载波的某个参数的过程，根据正弦载波受调参数的不同，模拟调制可分为：幅度调制和角度调制。

幅度调制，是指高频载波的振幅按照基带信号振幅瞬时值的变换规律而变化的调制方式。

它是一种线性调制，其线性的含义是：已调信号的频谱仅是基带信号频谱的平移。

幅度调制包括：调幅（AM）、双边带（DSB）、单边带（SSB）和残留边带（VSB）调制。AM信号的包络与调制信号 $m(t)$ 的形状完全一样，因此可采用简单的包络检波器进行解调；DSB信号抑制AM信号中的载波分量，因此调制效率是100%；SSB信号只传输DSB信号中的一个边带，所以频谱最窄、效率最高；VSB是DSB和SSB之间的一种折中方式，它不像SSB中那样完全抑制DSB信号中的一个边带，而是使其残留一小部分，因此它既克服了DSB信号中占用频带宽的缺点，又解决了SSB信号实现中的困难。

线性调制的通用模型有：滤波法和相移法。它们适用所有线性调制，只要在模型中适当选择边带滤波器的特性，便可以得到各种幅度调制信号。解调（也称检波）是调制的逆过程，其作用是将已调信号中的基带调制信号恢复出来。解调方法分为：相干

- 解调和非相干解调（包络检波）。
- 相干解调也叫同步检波，它适用于所有线性调制信号的解调。实现相干解调的关键是接收端要恢复一个与调制载波严格同步的相干载波。恢复载波性能的好坏，直接关系到接收机解调性能的优劣。

包络检波就是直接从已调波的幅度中恢复原调制信号。它属于非相干解调，因此不需要相干载波。AM信号一般都采用包络检波。

角度调制，是指高频载波的频率或相位按照基带信号的规律而变化的一种调制方式。它是一种非线性调制，已调信号的频谱不再保持原来基带频谱的结构。

角度调制包括调频（FM）和调相（PM）。FM信号的瞬时频偏与调制信号 $m(t)$ 成正比；PM信号的瞬时相偏与 $m(t)$ 成正比。FM与PM之间是密切相关的。

角度调制的频谱与调制信号的频谱是非线性变换关系，因此信号带宽随调频指数 m_f 增加而增加。调频波的有效带宽一般可由卡森公式

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

来计算。当 $m_f \ll 1$ 时（NBFM）， $B_{FM} \approx 2f_m$ ；当 $m_f \gg 1$ 时（WBFM）， $B_{FM} \approx 2\Delta f$ 。NBFM信号的带宽约为调制信号带宽的两倍（与AM信号相同）。

与幅度调制技术相比，角度调制最突出的优势是其具有较高的抗噪声性能。这种优势的代价是占用比调幅信号更宽的带宽。

在信噪比情况下，单音调制时，带宽调频系统的制度增益为

$$G_{FM} = 3m_f^2 / (m_f + 1)$$

加大调制指数 m_f ，可使调频系统的抗噪声性能迅速改善，但传输带宽也随之增加。因此7



mf值的选择要从通信质量和带宽限制两方面考虑。

FM信号的平均功率等于未调载波的平均功率。即调制后总的功率不变，调制的过程只是进行功率的重新分配，而分配的原则与调频指数mf有关。

加重技术是FM系统以及录音和放音设备中广泛采用的技术，目的是提高调制频率高频端的输出信噪比。

FM信号的非相干解调和AM信号的非相干解调（包络检波）一样，都存在“门限效应”。当输入信噪比低于门限值时，解调器的输出信噪比将急剧恶化。因此，解调器应工作在门限值以上。门限效应是因相干解调的非线性作用引起的。相干解调不存在门限效应。

多路复用是指在已调信道中同时传输多路信号。常见的复用方式有：频分复用（FDM）、时分复用（TDM）和码分复用（CDM）等。FDM是一种按照频率来划分信道的复用方式；FDM的特征是各路信号在频域上是分开的，而在时间上是重叠的。FDM技术主要用于多路信号，普通应用在多路载波电路系统中。



• 习题

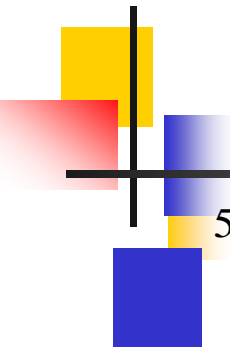
5.2根据图5.1所示的调制信号波形，试画出DSB及AM信号的波形图，并比较他们分别通过包络检波器后的波形差别。

5.7设某信道具有均匀的栓便带噪声功率谱密度 $P_n(f) = 0.5 \times 0.001 \text{ W/Hz}$ ，在该信道中传输抑制载波的双边带信号，并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在5kHz，而载波为100kHz，已调信号功率为10kW。若接收机的输入信号在加至解调器之前，先经过一理想带通滤波器，试问：

- (1) 该理性带通滤波器的中心频率和通带宽度为多大；
- (2) 解调器输入端的信噪比功率比为多少；
- (3) 解调器输出端的信噪比功率比为多少；
- (4) 求出解调器输出端的噪声功率谱密度，并用图形表示出来。

5.9设信道具有均匀的双边噪声功率谱密度 $P_n(f) = 0.5 \times 10^{-3} \text{ W/Hz}$ 。在该信道中传输抑制载波的单边带（上边带）信号，并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在5kHz，而载波频率为100kHz，已调信号功率为10KW。若接收机输入信号在加至解调器之前，先经过带宽为5kHz的理想带通滤波器滤波，试问：

- (1)该理想带通滤波器的中心频率为多大；
- (2) 解调器输入端的信噪功率比为多少；
- (3) 解调器输出的信噪功率比为多少？



5.10某线性调制系统的输出信噪比为20db，输出噪声功率为 10^{-9} W，由发射机输出端到解调器输入端之间总的传输损耗为100dB，试求：

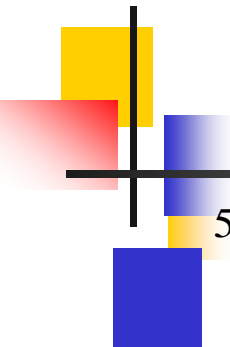
- (1)DSB/SC时的发射机输出功率；
- (2) SSB/SC时的发射机输出功率。

5.13设某信道具有均匀双边噪声功率谱密度 $P_n(f) = 0.5 \times 10^{-3}$ W/Hz，在该信道中传输振幅调制信号，并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在5kHz，而载频是100kHz，边带功率为10kW，载波功率为40kW，若接收机的输入信号先经过一个合适的理想带通滤波器，然后在加至包络检波器进行解调。试求：

- (1)解调器输入端的信噪功率比；
- (2) 解调器输出端的信噪功率比；
- (3) 制度增益G。

5.16设一宽带FM系统，载波振幅为100V，频率为100MHz，调制信号 $m(t)$ 的频带限制在5kHz， $m^2(t) = 5000$ V²， $K_f = 500$ pirad/(sv)，最大频偏 $\Delta f = 75$ kHz，并设信道噪声功率谱密度是均匀的，其单边谱密度为 $P_n(f) = 10^{-3}$ W/hz，试求：

- (1) 接收机输入端理想带通滤波器的传输特性 $H(\omega)$ ；
- (2) 解调器输出端的信噪功率比；
- (3) 解调器输出端的信噪功率比；
- (4) 若 $m(t)$ 以AM调制方法传输，并以包络检波进行解调，试比较在输出信噪比和所需带宽方面与FM系统有何不同。



5.17 已知某单频调频波的振幅是10V，瞬时频率为 $f(t) = 106 + 104 \cos 2\pi \times 103t$ (Hz) 试求：(1) 此调频波的表达式；

(2) 此调频波的频率偏移、调频指数和频带宽度；

(3) 若调制信号频率提高到 2×1.3 Hz，则调频波的频偏、调频指数和频带宽度如何变化？

5.18 已知调制信号是8 MHz的单频余弦信号，且设信道噪声单边功率谱密度 $n_0 = 5 \times 10^{-15}$ W/Hz，信道损耗 ρ 为60 dB。若要求输出信噪比为40 dB，试求：

(1) 100%调制时AM信号的带宽和发射功率

(2) 调频指数为5时FM信号的带宽和发射功率。

5.19 有60路模拟话音信号采用频分复用方式传输。已知每路话音信号频率范围为0~4 kHz（已含防护频带），副载波采用SSB调制，主载波采用FM调制，调制指数 $m_f = 2$ 。

(1) 试计算副载波调制合成信号带宽

(2) 试求信道传输信号带宽。