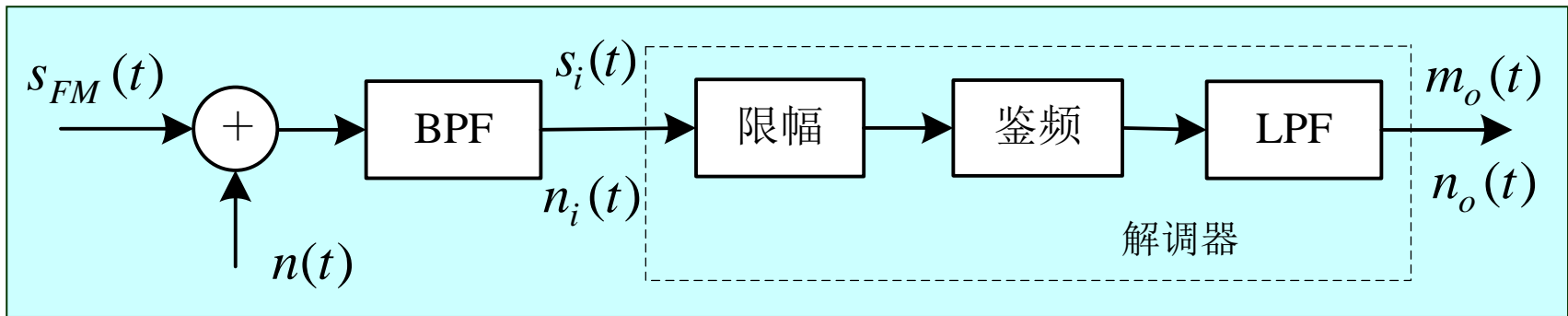




5.5 调频系统的抗噪声性能

一、分析模型



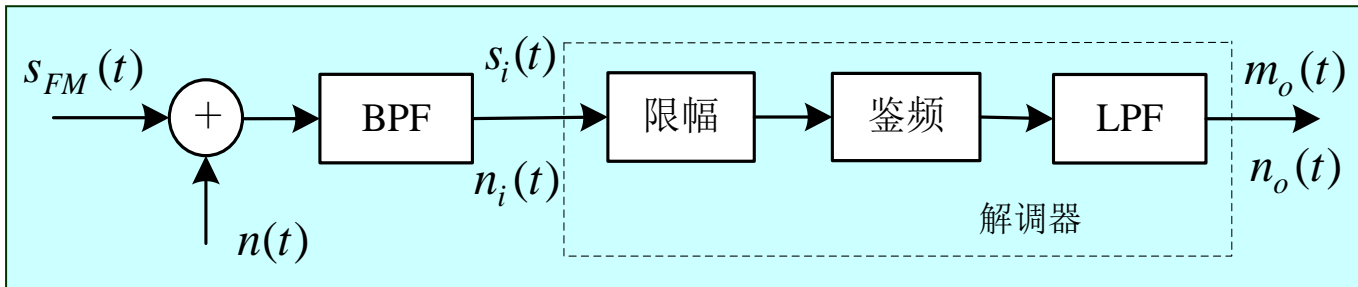
带通滤波器：滤出已调信号频带以外的噪声，带宽为 B_{FM}

限幅器：消除接收信号在幅度上出现的畸变





二、输入信噪比



假设输入调频信号:

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

输入信号功率为:

$$S_i = \overline{s_{FM}^2(t)} = \overline{\{A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]\}^2} = \frac{A^2}{2}$$

输入噪声功率为:

$$N_i = n_0 B_{FM} \left[n_0 \text{ 为信道中加性高斯白噪声的单边功率谱密度, } B_{FM} \text{ 为调频信号的带宽。} \right]$$

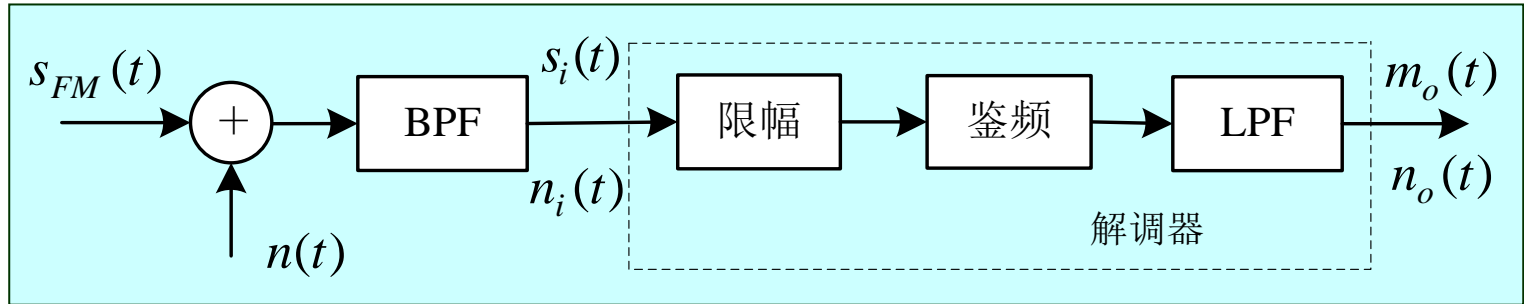
输入信噪比:

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





三、大输入信噪比时的解调增益

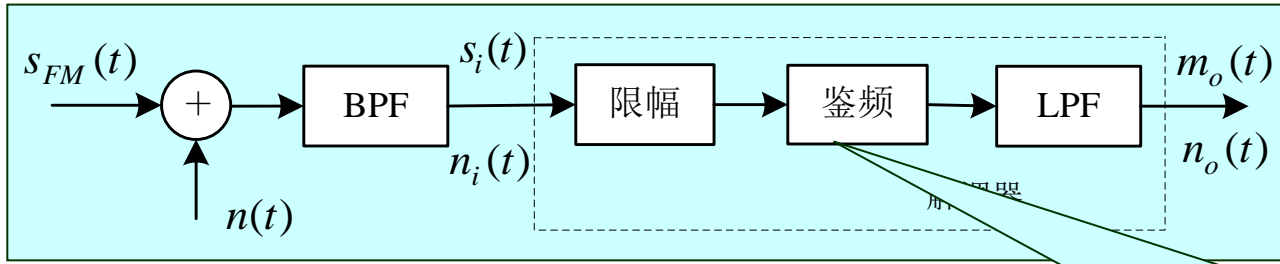


在输入信噪比足够大的条件下，**信号和噪声的相互作用可以忽略**，这时可以把信号和噪声分开来计算。





三、大输入信噪比时的解调增益



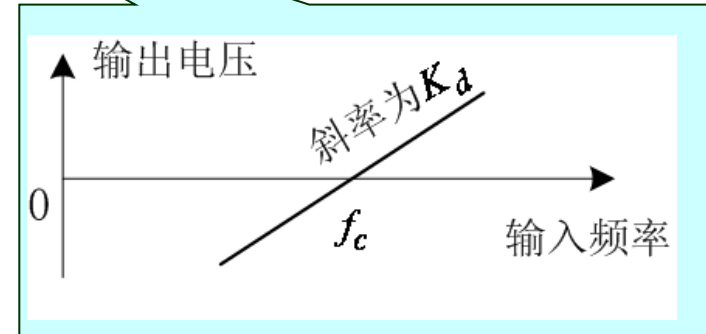
1. 计算输出信号平均功率

输入噪声为0时，解调输出信号为

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

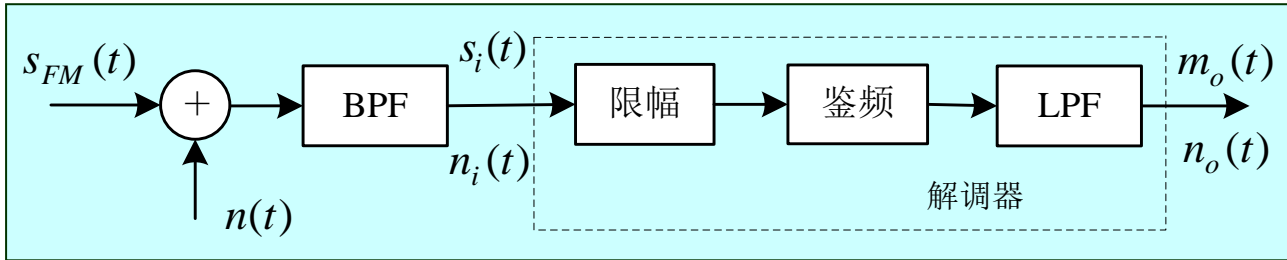
故输出信号平均功率为

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





三、大输入信噪比时的解调增益



2. 计算输出噪声平均功率

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

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

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

包络

瞬时相位偏移

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



三、大输入信噪比时的解调增益

2. 计算输出噪声平均功率

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

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

$$\begin{aligned}\psi(t) &\approx \arctan \frac{n_s(t)}{A} \\ &\approx \frac{n_s(t)}{A}\end{aligned}$$

当 $x \ll 1$ 时：
 $\arctan x \approx x$

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为

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





三、大输入信噪比时的解调增益

2. 计算输出噪声平均功率

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

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。

- 理想微分电路的功率传输函数为

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

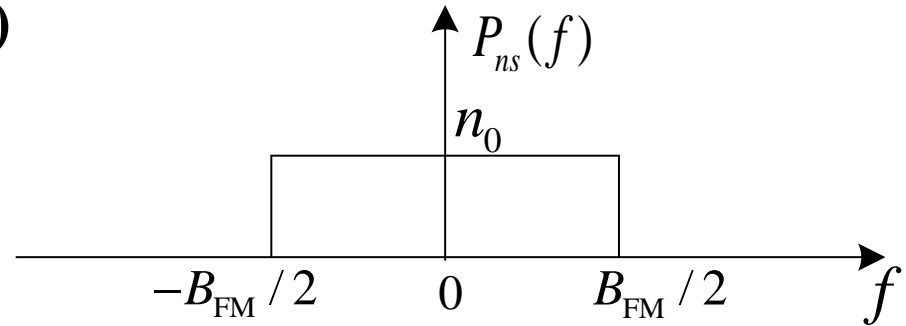
- 则鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度为

$$P_{nd}(f) = \left(\frac{K_d}{A} \right)^2 |H(f)|^2 P_{ns}(f)$$



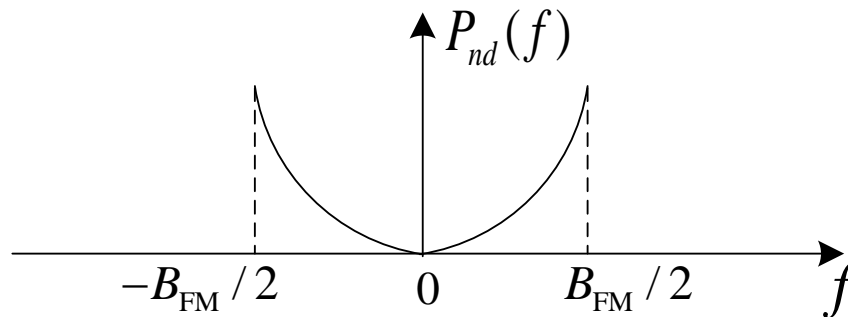
2. 计算输出噪声平均功率

$n_s(t)$ 是窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的正交分量，其功率谱密度如右图所示， n_0 为信道中加性高斯白噪声的双边功率谱密度。



■ 所以，鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的双边功率谱密度为

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

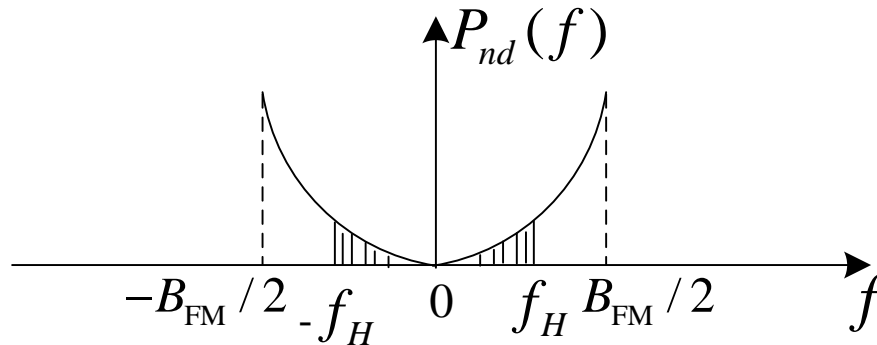




三、大输入信噪比时的解调增益

2. 计算输出噪声平均功率

该噪声再经过低通滤波器的滤波，滤除调制信号带宽 f_H 以外的频率分量，故最终解调器输出的噪声功率为图中阴影部分

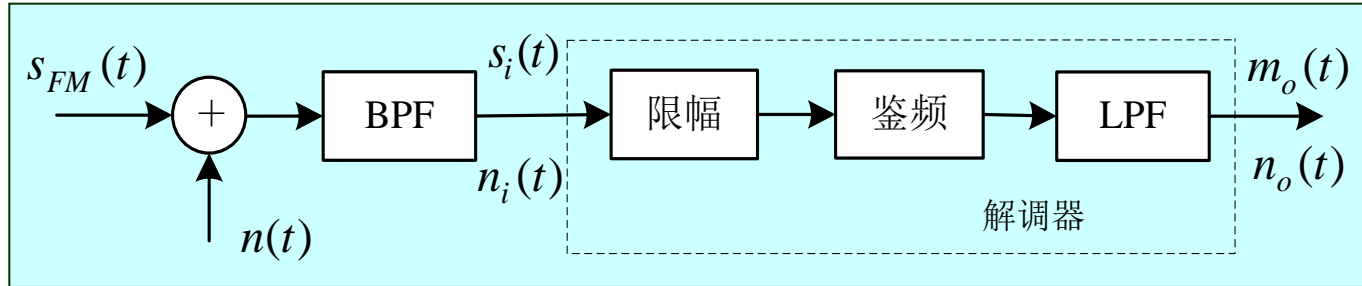


$$N_o = \int_{-f_H}^{f_H} P_d(f) df = \int_{-f_H}^{f_H} \frac{4\pi^2 K_d^2 n_0}{A^2} f^2 df = \frac{8\pi^2 K_d^2 n_0 f_H^3}{3A^2}$$





三、大输入信噪比时的解调增益



经分析得，输出信噪比为：

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





三、大输入信噪比时的解调增益

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{3A^2 K_f^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_H^3}$$

单频调制情况： $m(t) = \cos \omega_m t$

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

其中， $m_f = \frac{K_f}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$ **并且有，** $f_H = f_m$

此时解调器的输出信噪比为： $\frac{S_0}{N_0} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2 / 2}{n_0 f_m}$





三、大输入信噪比时的解调增益

单频调制情况： $s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t]$

解调器的输出信噪比为： $\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2 / 2}{n_0 f_m}$

解调器的输入信噪比为： $\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{FM}}$

调制制度增益：

$$G_{FM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{FM}}{f_m}$$

又知： $B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m$

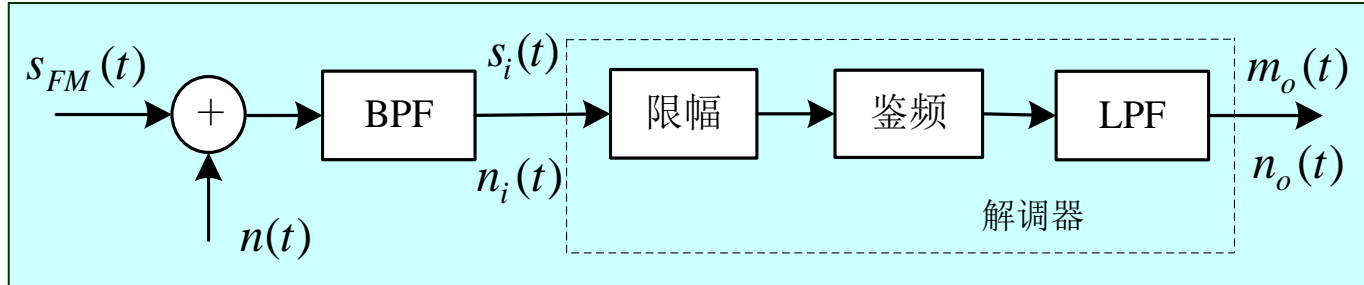
所以：

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





三、大输入信噪比时的解调增益



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

- 在大信噪比的情况下，宽带调频解调器的调制制度增益是很高的，即抗噪声性能好。例如，调频广播中常取 $m_f=5$ ，则制度增益 $G_{FM}=450$ 。
- 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。





三、大输入信噪比时的解调增益

3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

大信噪比下，**调幅信号**包络检波器的输出信噪比

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B_{AM}}$$

若调幅信号为**100%**调制，且 **$m(t)$** 为正弦信号，则 **$m(t)$** 的平均功率为

$$\overline{m^2(t)} = A^2 / 2 \quad \text{A: 调制信号的最高幅度=直流分量}$$

$$\text{则: } \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B_{AM}} = \frac{A^2 / 2}{n_0 B_{AM}} = \frac{A^2 / 2}{2n_0 f_m}$$

$$\text{而: } \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2 / 2}{n_0 f_m} \quad \text{A: 载波的恒定幅度}$$





三、大输入信噪比时的解调增益

3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

调频系统与调幅系统输出信噪比之比：

$$\frac{(S_0 / N_0)_{FM}}{(S_0 / N_0)_{AM}} = 3m_f^2$$

讨论：当 $m_f \gg 1$

$$\textcircled{1} (S_0 / N_0)_{FM} \gg (S_0 / N_0)_{AM}$$

$$\textcircled{2} \because B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = (m_f + 1)B_{AM} \stackrel{m_f \gg 1}{\approx} m_f B_{AM}$$

$$\therefore \frac{(S_0 / N_0)_{FM}}{(S_0 / N_0)_{AM}} \approx 3\left(\frac{B_{FM}}{B_{AM}}\right)^2$$





三、大输入信噪比时的解调增益

3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

【例】：设调频与调幅信号均为单音调制，调制信号频率为 f_m ，调幅信号为100%调制。当两者的接收功率 S_i 相等，信道噪声功率谱密度 n_0 相同时，比较调频系统与调幅系统的抗噪声性能。

解：调频波的输出信噪比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{FM} = G_{FM} \left(\frac{S_i}{N_i} \right)_{FM} = G_{FM} \frac{S_i}{n_0 B_{FM}}$$

调幅波的输出信噪比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{AM} = G_{AM} \left(\frac{S_i}{N_i} \right)_{AM} = G_{AM} \frac{S_i}{n_0 B_{AM}}$$

两者输出信噪比的比值为：

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = \frac{G_{FM}}{G_{AM}} \cdot \frac{B_{AM}}{B_{FM}}$$





3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = \frac{G_{FM}}{G_{AM}} \cdot \frac{B_{AM}}{B_{FM}}$$

又知: $G_{FM} = 3m_f^2(m_f + 1), \quad G_{AM} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{2}{3}$ (满调幅)

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

所以: $\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 4.5m_f^2$

结论: 在大信噪比的情况下, 如系统接收端的接收功率 S_i 与信道噪声功率谱密度 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 $4.5m_f^2$ 倍。





3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

单音调制:

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 4.5m_f^2$$

宽带调频的传输带宽 B_{FM} 与调幅的传输带宽 B_{AM} 的关系:

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

当 $m_f \gg 1$ 时, $B_{FM} \approx m_f B_{AM}$, 即 $m_f \approx \frac{B_{FM}}{B_{AM}}$

此时有:

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 4.5 \left(\frac{B_{FM}}{B_{AM}} \right)^2$$





三、大输入信噪比时的解调增益

3. 调频系统与调幅系统的抗噪声性能比较

单音调制：

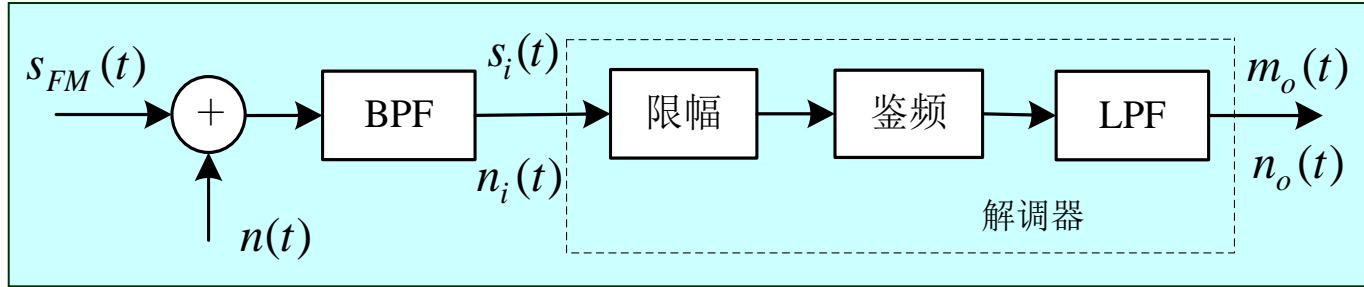
$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 4.5 \left(\frac{B_{FM}}{B_{AM}} \right)^2$$

- 宽带调频输出信噪比相对于调幅的改善将与其传输带宽的平方成正比，信噪比改善是以增加带宽换来的。
- 频率调制方式实现了带宽和信噪比之间的互换。
(而香农公式只是从理论上给出两者互换的可能性)
- 但是，FM系统以带宽换取输出信噪比改善并不是无止境的。





四、小输入信噪比时的门限效应



- 与AM包络检波法解调类似，调频信号在非相干解调中存在“门限效应”：当输入信噪比 S_i/N_i 减小到一定程度时，解调器的输出中不存在单独的有用信号项，信号被噪声淹没，使输出信噪比 S_o/N_o 急剧下降。
- 出现门限效应时对应的输入信噪比 S_i/N_i 称为“门限值”。

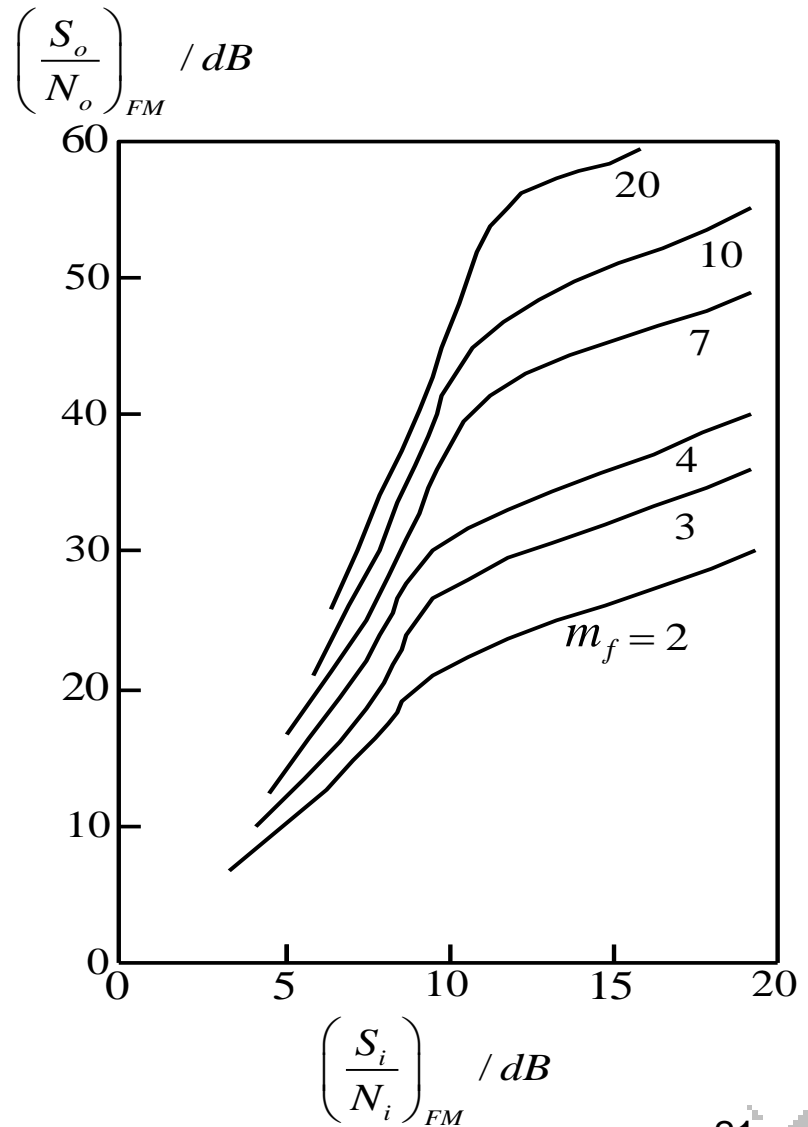




五、小结

单音调制时，不同调频指数 m_f 下，调频解调器的输出信噪比与输入信噪比近似关系曲线。

- (1) 存在“门限效应”；
- (2) m_f 不同，门限值不同。





五、小结

- 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。





5.5 各种模拟调制系统的比较

1. 特点与应用

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，只用于点对点的专用通信
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）



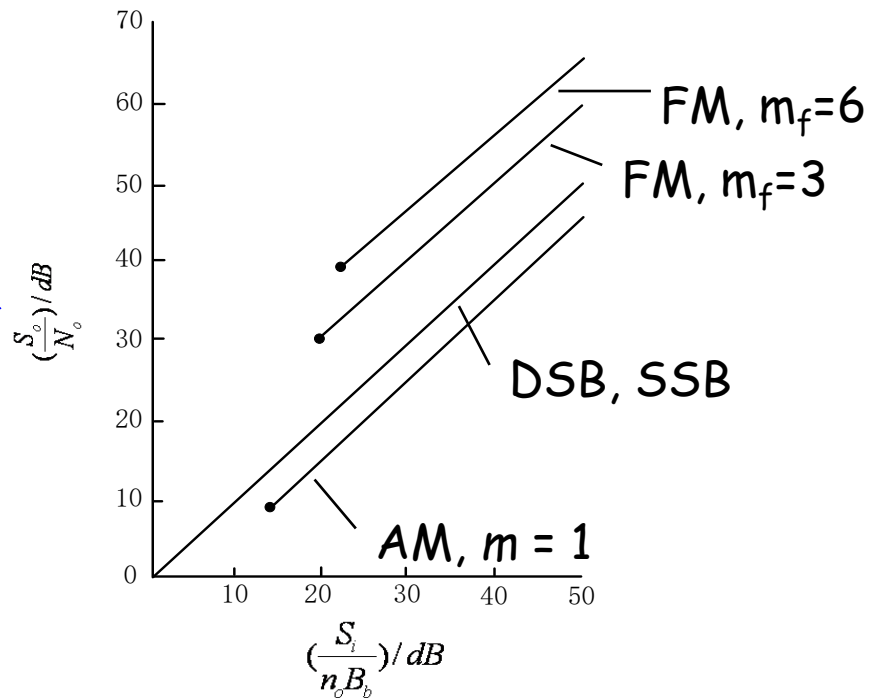


5.6 各种模拟调制系统的比较

2. 抗噪声性能比较

➤ 结论:

- ❑ **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。**NBFM**和**AM**的性能接近。
- ❑ 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。



各种模拟调制系统的性能曲线



3. 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**。 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。





5.6 频分复用技术

1. 相关概念

将若干路独立的信号合并为一个可在同一信道上互不干扰地传输的复合信号的技术称为**复用技术**。它可以提高信道的利用率。

通信系统按照信号的复用方式：

分类 { 频分复用(FDM)通信系统
时分复用(TDM)通信系统
码分复用(CDM)通信系统





1. 相关概念

频分复用：

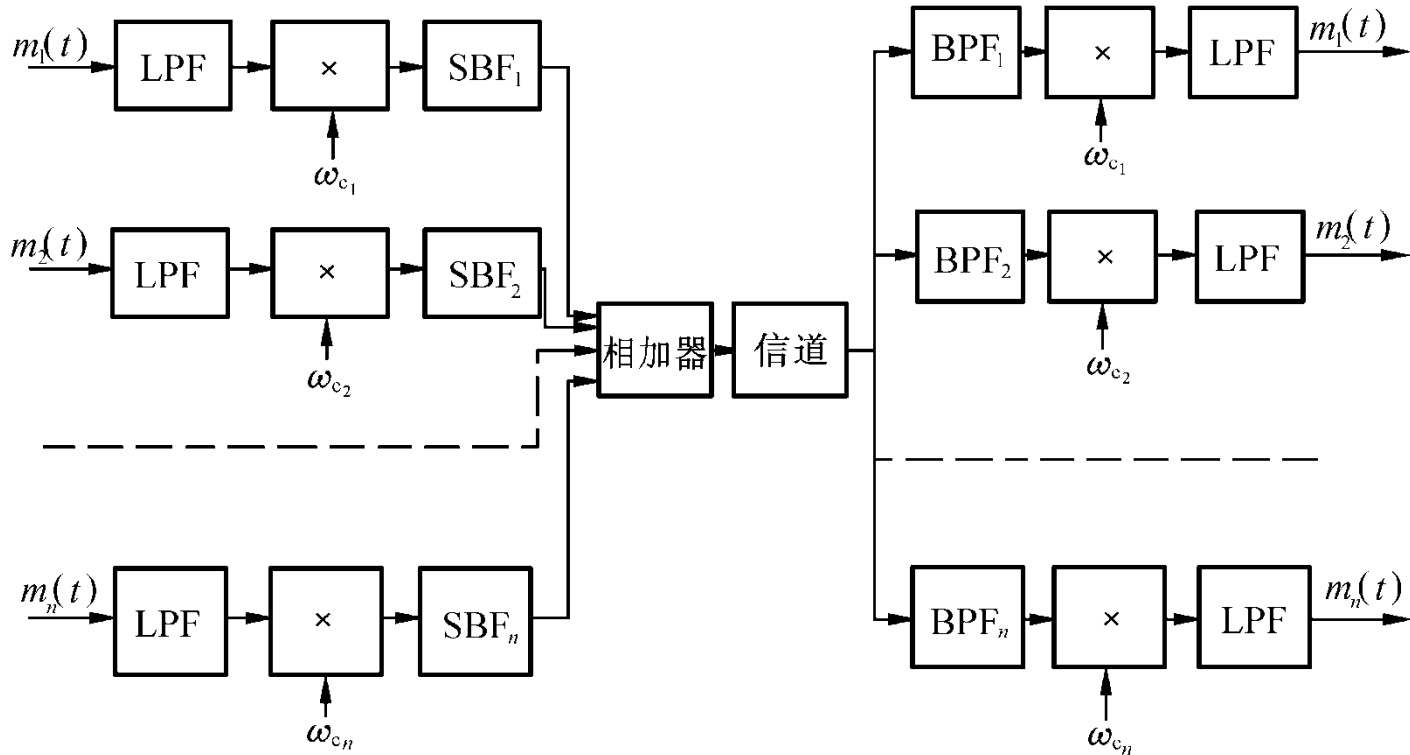
(Frequency Division Multiplexing, **FDM**)
是按频率分割信道的方法，即将信道的可用频带分成若干互不交叠的频段，每路信号占据其中的一个频段。在接收端用适当的滤波器将多路信号分开，分别解调接收。

特点：多路信号在频域上是分离的，但在时域上是重叠的。





2. 频分复用系统组成方框图



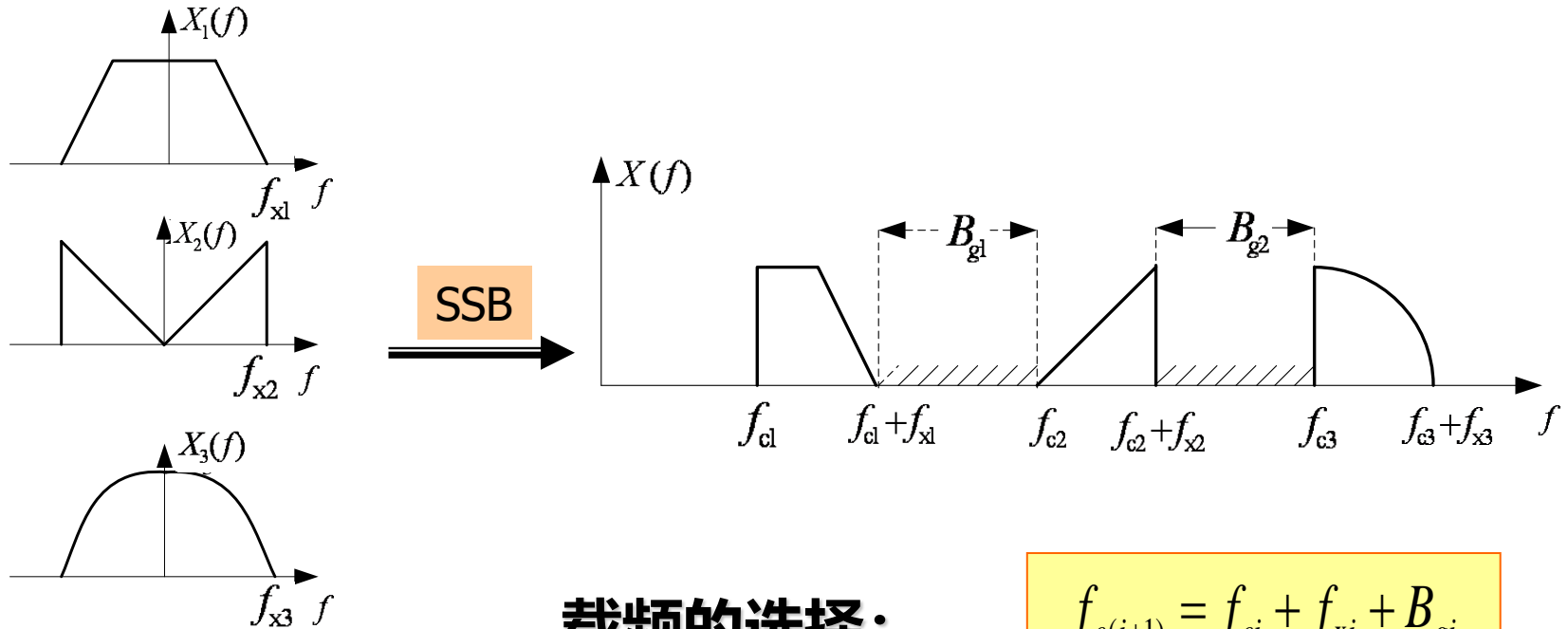
低通滤波器LPF：限制各路信号的最高频率；

边带滤波器SBF：通常选择单边带滤波器。





3. 频分复用信号频谱结构



防护频带：为了防止邻路信号间相互干扰，各路信号频谱间还应留有一定的频率间隔

$f_{c(i+1)}, f_{ci} \rightarrow$ 第*i*路与第*i+1*路载频的频率

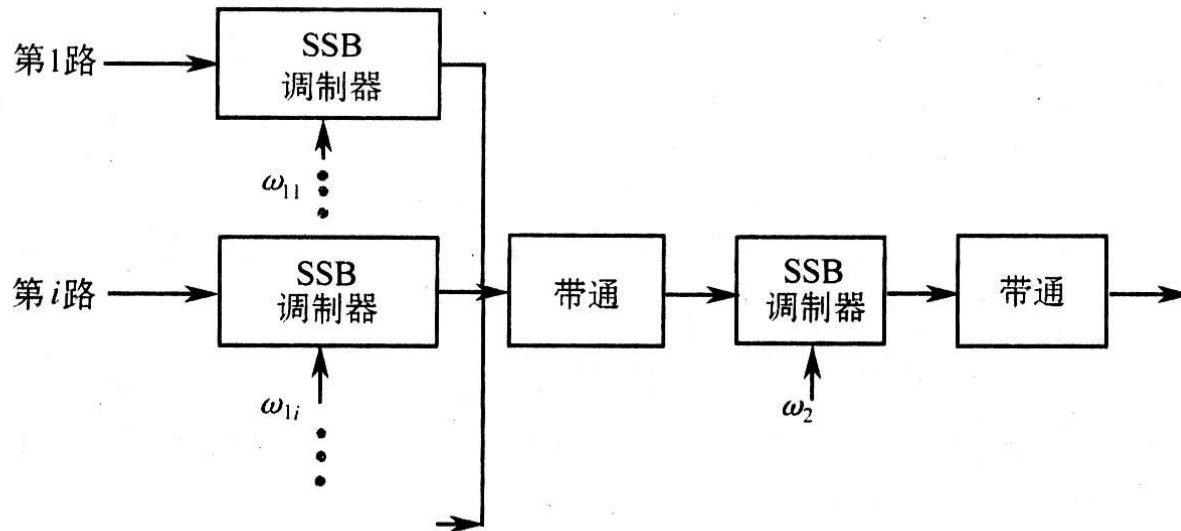
$f_{xi} \rightarrow$ 第*i*路已调信号的带宽

$B_{gi} \rightarrow$ 第*i*路与第*i+1*路间的防护频带



4. 多级调制

多级调制：将同一基带信号实施两次或更多次的调制过程,采用的调制方式可以是相同的也可以不同。



SSB/SSB多级调制的组成方框图



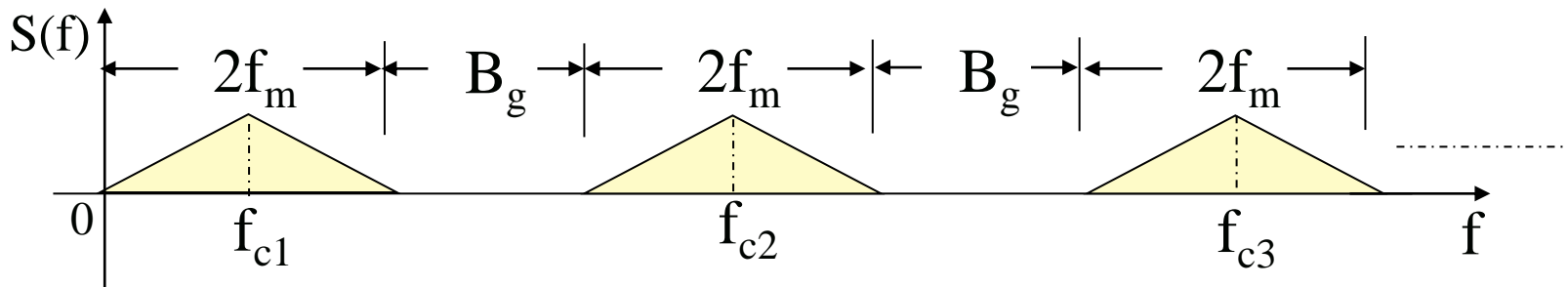


4. 多级调制

【例】： 设有一个频分多路复用系统,一级调制用DSB-SC,二级调制用FM调制。如果有60路等幅的音频信号输入通路,每路信号频带限制在3.3KHz,防护频带为0.7KHz;如果FM调制时最大频偏为800KHz,试求传输信号的带宽;

解:

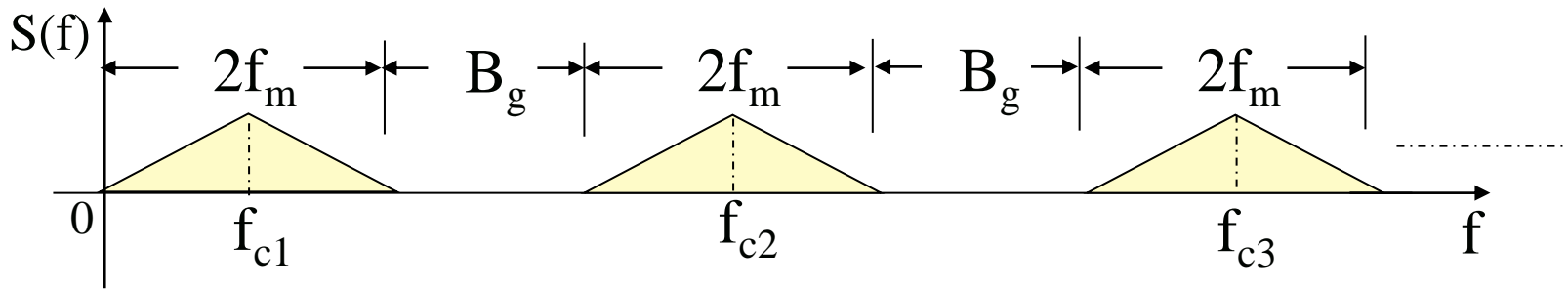
各路信号经过DSB调制后,在相邻两路信号之间加防护频带 B_g , 其和信号频谱结构如下图所示:





4. 多级调制

一级调制后和信号（频分复用信号）频谱：



设频分复用之后的60路DSB信号总带宽为 f_m' ，则有

$$\begin{aligned} f_m' &= n \times 2 f_m + (n-1) B_g \\ &= 60 \times 2 \times 3.3 + 59 \times 0.7 = 437.3 \text{ kHz} \end{aligned}$$

对频分复用信号进行FM调制，最终所得传输信号的带宽：

$$\begin{aligned} B &= 2(\Delta f + f_m') \\ &= 2 \times (800 + 437.3) = 2474.6 \text{ kHz} \approx 2.48 \text{ MHz} \end{aligned}$$





5. 小结

频分复用技术特点

- **优点：**信道复用率高，容许复用路数多，分路方便；
- **缺点：**设备复杂，且由于滤波器特性不够理想或信道的非线性将导致路际干扰。





5.7 小结

- ◆ 幅度调制的原理及抗噪声性能
- ◆ 非线性调制原理
- ◆ 调频系统的抗噪声性能
- ◆ 频分多路复用





南邮2003考研试题

已知调制信号的频率 $f_m = 1000\text{HZ}$,进行角度调制, 已调信号的表达式为: $s(t) = 10\cos(2\pi f_c t + 25\cos 2\pi f_m t)$, 试问:

(1) 若为调频波, 调制信号的表达式?

若为调相波, 调制信号的表达式?

(2) 当 f_m 增加5倍时调频指数及已调信号的带宽?





$$(1) \quad s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$$

$$K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau = 25 \cos 2\pi f_m t \Rightarrow m(t) = -\frac{25\omega_m}{K_f} \sin \omega_m t$$

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

$$\therefore K_P m(t) = 25 \cos 2\pi f_m t \Rightarrow m(t) = \frac{25}{K_P} \cos \omega_m t$$

$$(2) \quad m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = 25 \quad m'_f = \frac{K_f A_m}{\omega'_m} = \frac{K_f A_m}{5\omega_m} = 5$$

$$B = 2(m_f + 1)f'_m = 2 \times 6 \times 5000 = 60 \text{ kHz}$$





南邮2004考研题

(16分) 某调频系统, 调制信号为 $m(t)=\cos 2\pi \cdot 10^4 t$, 载频 $f_c=10\text{MHz}$, 最大频率偏移 $\Delta f=50\text{KHz}$, $n_0=10^{-12}\text{W/Hz}$, 要求系统的输出信噪比为 30dB , 试求:

(1) 调频指数 m_f ?

(2) 调频信号的时域表达式?

(3) 调频信号的带宽 B_{FM} ?

$$(1) \quad m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{50 \times 10^3}{10^4} = 5$$

$$(2) \quad s_{\text{FM}}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right]$$
$$= A \cos[2\pi \times 10^7 t + 5 \sin 2\pi \times 10^4 t]$$

$$(3) \quad B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(5 + 1) \cdot 10\text{MHz} = 120\text{MHz}$$





南邮2005考研试题

(15分)已知某抑制载波双边带调制 (DSB-SC) 系统的发送功率为 S 瓦, 采用相干解调。现改用抑制载波单边带调制(SSB/SC), 若信道特性和本地载波的幅度都不变。试求下列情况下SSB/SC调制的发送功率 S' ?

- (1) 两系统接收信号强度相同?
- (2) 两系统接收信噪比相同?





$$(1) \quad m_{1o}(t) = \frac{1}{2} m_1(t) \Rightarrow S_{1o}(t) = \frac{1}{4} \overline{m_1^2(t)}$$

$$m_{2o}(t) = \frac{1}{4} m_2(t) \Rightarrow S_{2o} = \frac{1}{16} \overline{m_2^2(t)}$$

$$S_{1i} = \overline{[m_1(t) \cos \omega_c t]^2} = \frac{1}{2} \overline{m_1^2(t)} = S_1$$

$$S_{2i} = \frac{1}{4} \overline{[m_2(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}_2(t) \sin \omega_c t]^2} = \frac{1}{4} \overline{m_2^2(t)} = S_2$$

$$\frac{1}{4} \overline{m_1^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m_2^2(t)} \Rightarrow \frac{1}{2} \overline{m_1^2(t)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4} \overline{m_2^2(t)} \Rightarrow S_2 = 2S_1$$

$$(2) \quad G_{DSB} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 2 \Rightarrow \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{DSB} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m} \right)$$

$$G_{SSB} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 1 \Rightarrow \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{SSB} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m} \right)$$





Thank You !