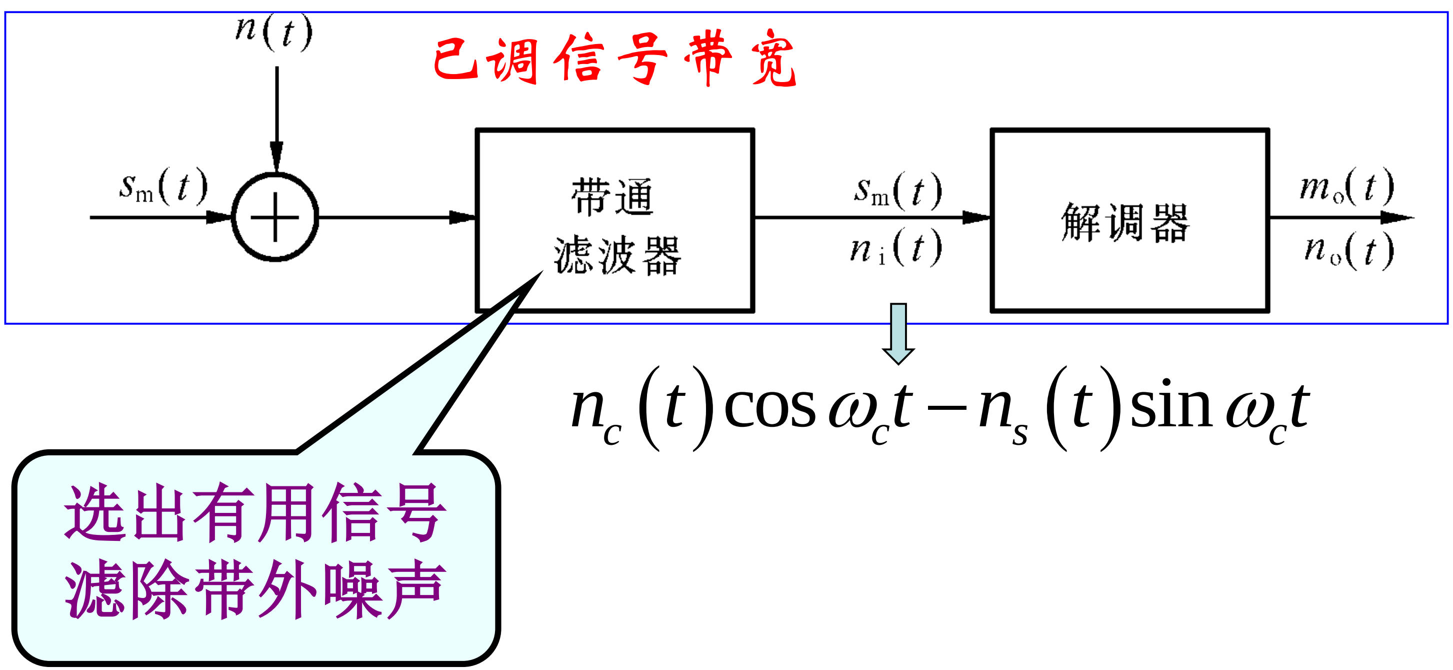
5.2 线性调制系统的抗噪声性能

5.2.1 分析模型

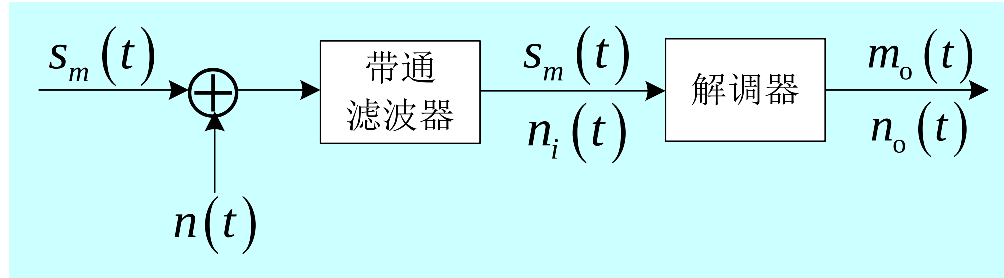
模拟通信系统的抗噪声性能用**解调器抗噪声性能**来衡量。

带宽B=？



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

5.2.1 分析模型



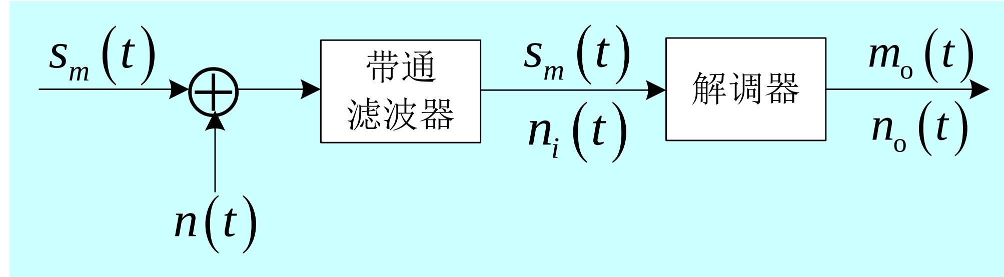
性能指标

❄ **解调器输出信噪比**（SNR）：

$$\frac{S_0}{N_0}=\frac{\text{解调器输出信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}}=\frac{\overline{m_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}}$$

只要解调器输出端有用信号能与噪声分开，则输出信噪比就能确定。输出信噪比与输入信噪比有关，也与解调方式有关。

5.2.1 分析模型



性能指标

解调器输入信噪比：

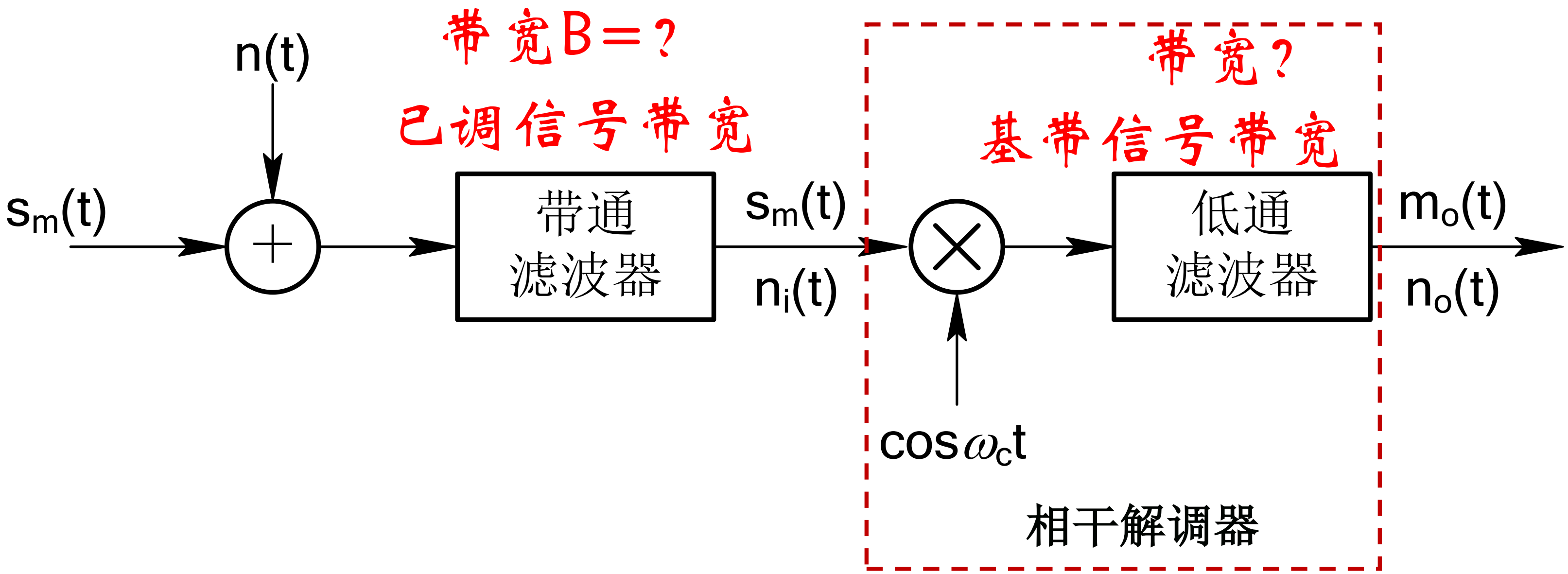
$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}}=\frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}}$$

❄ **调制制度增益：** $$G=\frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}$$

G反映不同解调器对输入信噪比的影响，G越大，解调器的抗噪声性能越好。

5.2.2 线性调制相干解调的抗噪声性能

线性调制相干解调抗噪声性能分析模型

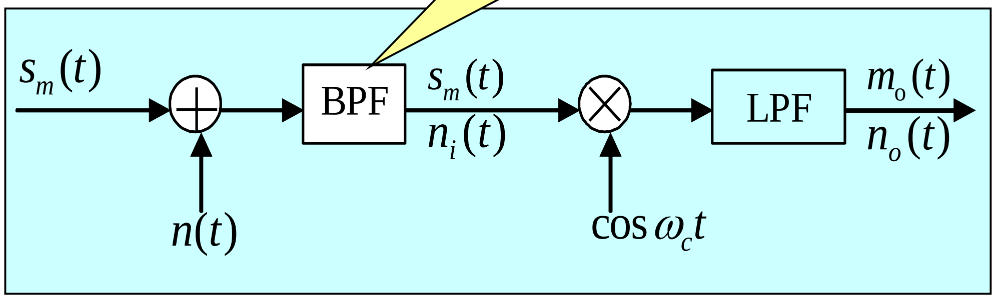


相干解调是线性解调，解调过程中，已调信号和噪声可以分别单独解调。

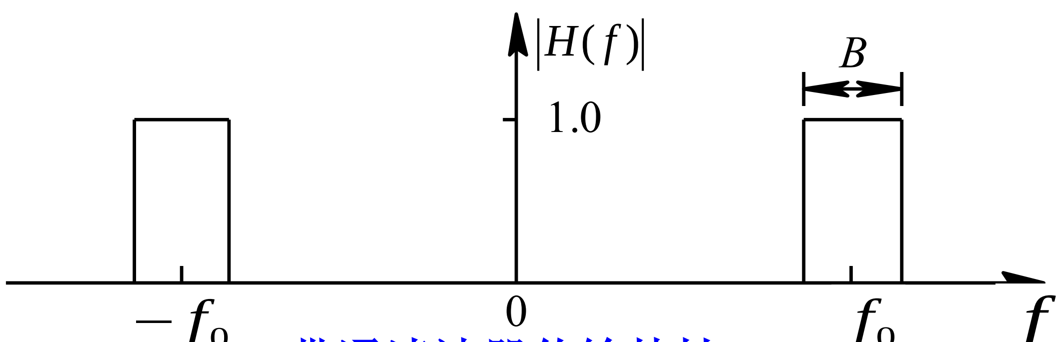
一. DSB调制系统的性能

1. 噪声 $n_i(t)$ 表达式

中心频率：$f_0=f_c$
带宽：$B=2f_H$。



若带通滤波器传输特性 $|H(f)|$ 是高度为1，带宽为B的理想矩形：



带通滤波器传输特性

1. 噪声$n_i(t)$表达式

白噪声n(t)的双边功率谱密度谱密度为$n_0/2$ ，则解调器输入噪声$n_i(t)$的平均功率N_i为：

$$N_i = n_0 B$$

当带通滤波器带宽远小于其中心频率f_0时，$n_i(t)$为平稳高斯窄带噪声，可表示为：

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

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

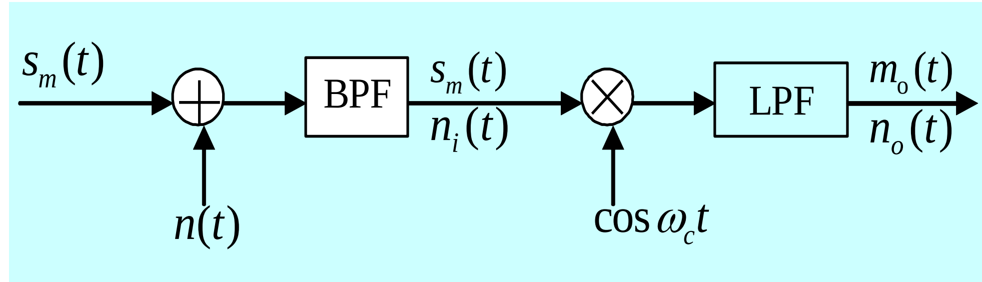
2. 输入信号功率S_i

输入信号为： $$s_m(t) = s_{DSB}(t) = m(t)\cos\omega_c t$$

输入信号功率为： $$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \overline{[m(t)\cos\omega_c t]^2} = \frac{1}{2}\overline{m^2(t)}$$

解调器输入信噪比为： $$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2}\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

3. 解调器的输出



乘法器输出为

$$[s_m(t)+n_i(t)]\cos\omega_c t$$

$$=\left[m(t)\cos\omega_c t+n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t\right]\cos\omega_c t$$

$$=m(t)\cos^2\omega_c t+n_c(t)\cos^2\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t$$

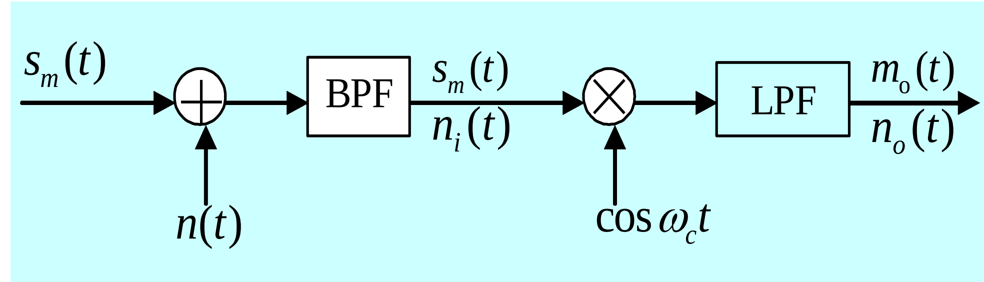
$$=\frac{1}{2}m(t)+\frac{1}{2}\cancel{m(t)\cos 2\omega_c t}+\frac{1}{2}n_c(t)+\frac{1}{2}\cancel{n_c(t)\cos 2\omega_c t}-\frac{1}{2}\cancel{n_s(t)\sin 2\omega_c t}$$

低通滤波器输出为

$$m_o(t)+n_o(t)=\boxed{\frac{1}{2}m(t)}+\boxed{\frac{1}{2}n_c(t)}$$

有用信号　输出噪声

4. 解调器输出信噪比



输出端信号功率为：

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

输出噪声功率为：

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

解调器输出信噪比为：

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

调制制度增益为：

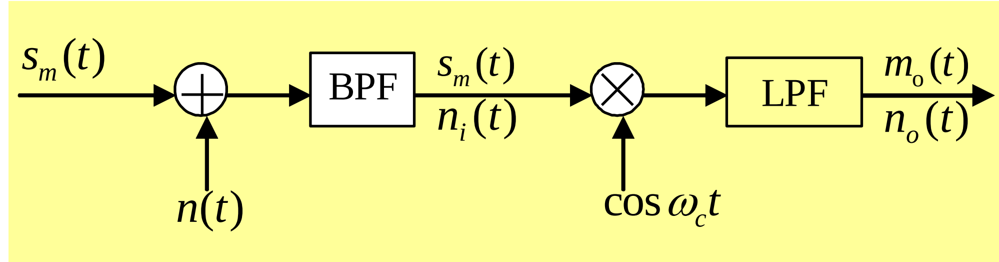
$$G_{DSB} = \frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = 2$$

5. 小结

- DSB调制系统的信噪比增益为2。
  - DSB信号的解调器使信噪比改善一倍。
- 原因：
  - 采用相干解调，使输入噪声中的正交分量被消除的缘故。

二. SSB调制系统的性能

1. 解调器输入信号功率



输入信号为：

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

输入信号功率为：

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{[m(t)\cos\omega_c t \mp \hat{m}(t)\sin\omega_c t]^2}$$

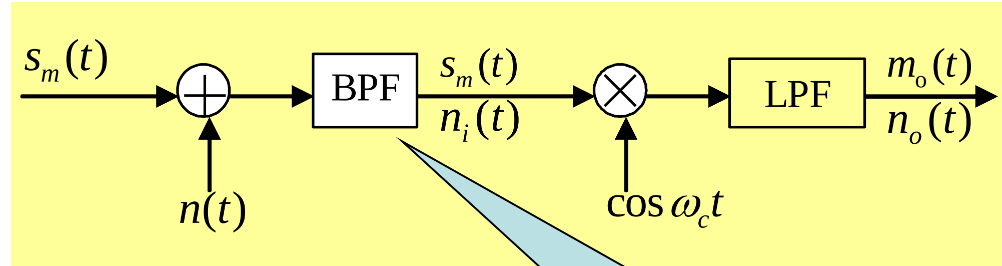
$$= \frac{1}{4}[\overline{m^2(t)\cos^2\omega_c t} \mp \overline{m(t)\hat{m}(t)\sin 2\omega_c t} + \overline{\hat{m}^2(t)\sin^2\omega_c t}]$$

$$= \frac{1}{4}[\frac{1}{2}\overline{m^2(t)} + \frac{1}{2}\overline{\hat{m}^2(t)}]$$

可以证明： $\overline{\hat{m}^2(t)} = \overline{m^2(t)}$

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

2. 解调器输入噪声功率



带通滤波器：

$f_0=f_c+0.5f_H$

$B=f_H$。

解调SSB信号时，带通滤波器的带宽为f_H。

输入噪声功率为：

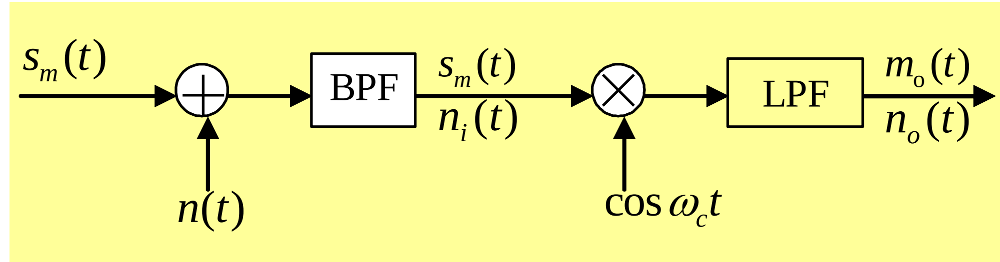
$$N_i = n_0 B$$

（$B=f_H$，n_0为$n(t)$的单边功率谱密度.）

于是，单边带解调器的输入信噪比为：

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

3. 解调器的输出信号功率



乘法器输出有用信号为

$$s_m(t)\cos\omega_c t=\left[\frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t-\frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t\right]\cos\omega_c t$$

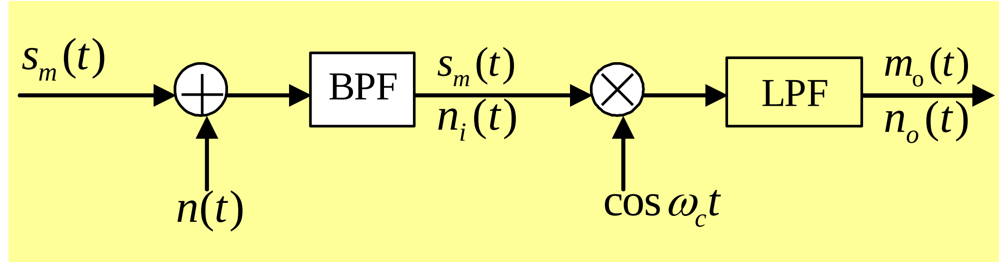
$$=\frac{1}{4}m(t)+\frac{1}{4}\cancel{m(t)\cos 2\omega_c t}-\frac{1}{4}\cancel{\hat{m}(t)\sin 2\omega_c t}$$

低通滤波器输出有用信号为

$$m_o(t)=\frac{1}{4}m(t)$$

输出端信号功率为：$S_o=\overline{m_o^2(t)}=\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}$

4. 解调器的输出噪声功率



乘法器输出噪声为

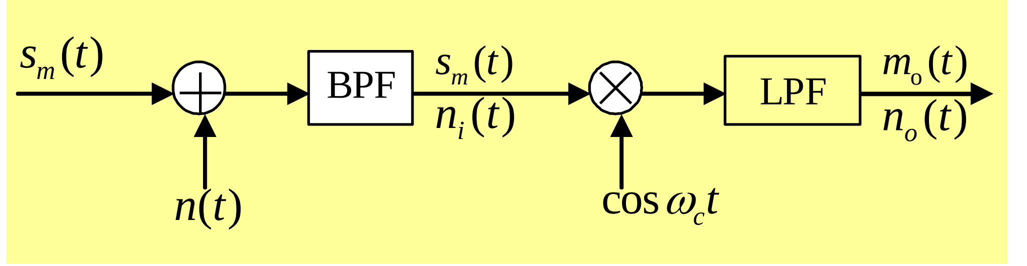
$$n_i(t)\cos\omega_c t=\left[n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t\right]\cos\omega_c t$$

$$=\frac{1}{2}n_c(t)+\frac{1}{2}\cancel{n_c(t)\cos 2\omega_c t}-\frac{1}{2}\cancel{n_s(t)\sin 2\omega_c t}$$

经低通滤波器后输出噪声为 $n_o(t)=\dfrac{1}{2}n_c(t)$

则输出噪声功率为 $$\boxed{N_o=\overline{n_o^{\,2}(t)}=\frac{1}{4}\overline{n_c^{\,2}(t)}=\frac{1}{4}N_i}$$

5. 解调器输出信噪比



解调器输出信噪比为：

$$\frac{S_0}{N_0}=\frac{\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}n_0B}=\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$

调制制度增益为：

$$G_{SSB}=\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i}=1$$

二. SSB调制系统的性能

小结：

- SSB信号解调时，输出信噪比与输入信噪比相等，信噪比没有改善，因为相干解调过程中信号和噪声的正交分量同时被抑制掉。
- $G_{DSB}=2G_{SSB}$，能否说明双边带系统的抗噪声性能比单边带系统好？

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

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

【例】对双边带信号和单边带进行相干解调，接收信号功率为2 mW，噪声双边功率谱密度为 $2\times10^{-3}\ \mu\mathrm{W/Hz}$ ，调制信号是最高频率为4 kHz的低通信号。

(1) 比较解调器输入信噪比；

(2) 比较解调器输出信噪比。：

解：SSB信号的输入信噪比和输出信噪比分别为：

$$\frac{S_{\mathrm{i}}}{N_{\mathrm{i}}}=\frac{S_{\mathrm{i}}}{n_0 B_{\mathrm{SSB}}}=\frac{2\times10^{-3}}{2\times2\times10^{-3}\times10^{-6}\times4\times10^{3}}=\frac{1000}{8}=125$$

$$\frac{S_{\mathrm{o}}}{N_{\mathrm{o}}}=G_{\mathrm{SSB}}\frac{S_{\mathrm{i}}}{N_{\mathrm{i}}}=\frac{S_{\mathrm{i}}}{N_{\mathrm{i}}}=125$$

DSB信号的输入信噪比和输出信噪比分别为：

$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{S_i}{n_0 B_{DSB}}=\frac{2\times10^{-3}}{2\times2\times10^{-3}\times10^{-6}\times2\times4\times10^{3}}=\frac{1000}{16}=62.5$$

$$\frac{S_o}{N_o}=G_{DSB}\frac{S_i}{N_i}=2\times62.5=125$$

输入信噪比的比较为 $\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{SSB}:\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{DSB}=2:1$

输出信噪比的比较为 $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB}:\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{DSB}=1:1$

计算结果说明两种信号的抗噪声性能一致。

DSB与SSB抗噪声性能比较：

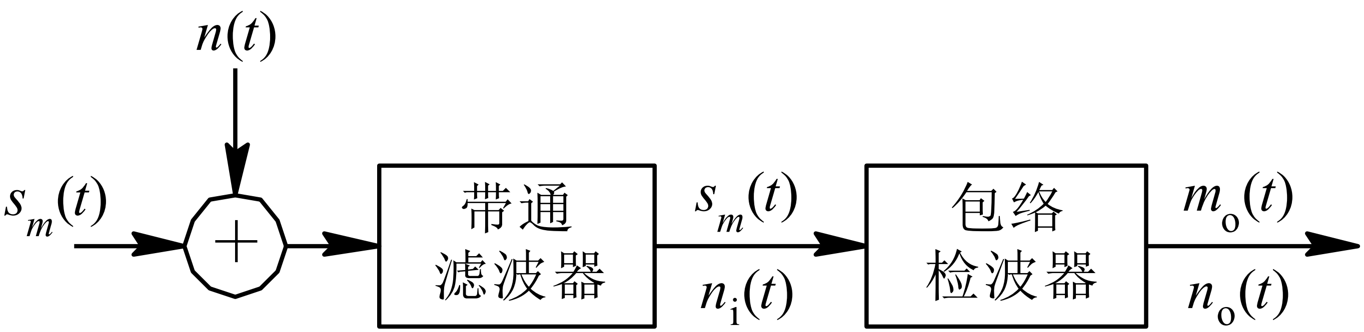
- $G_{DSB}=2G_{SSB}$，这并不能说明双边带系统的抗噪声性能比单边带系统好。在相同的输入信号功率S_i，相同输入噪声功率谱密度n_0，相同基带信号带宽f_H条件下，两种调制方式的输出信噪比是相等的。因此，两者的抗噪声性能是相同的。
- 但DSB信号所需的传输带宽是SSB信号的2倍。

三. VSB调制系统的性能

VSB调制系统的抗噪声性能的分析方法与上面的相似。 但是，由于采用的残留边带滤波器的频率特性形状不同， 所以，抗噪声性能的计算是比较复杂的。但是残留边带不是太大的时候，近似认为与SSB调制系统的抗噪声性能相同。

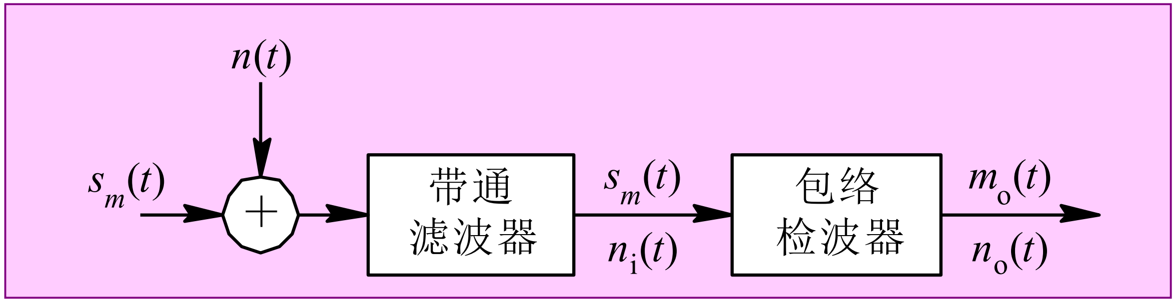
5.2.3 调幅(AM)信号包络检波的抗噪声性能

一. AM包络检波的抗噪声性能分析模型



包络检波法是一种非线性解调方式。

一. AM包络检波的抗噪声性能分析模型



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

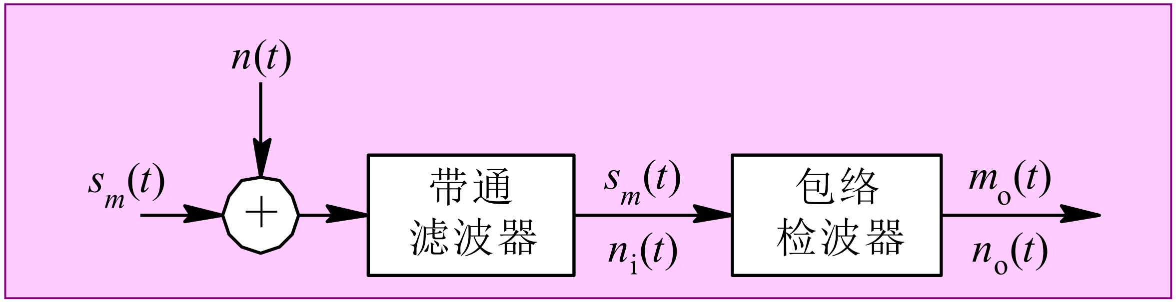
输入信号功率：$S_i = S_{AM} = \dfrac{A_0^{\,2}}{2} + \dfrac{\overline{m^2(t)}}{2}$

输入噪声为：$n_i(t) = n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t$

输入噪声功率：$N_i = n_0 B$ （B=2f_H）

输入信噪比：$\dfrac{S_i}{N_i} = \dfrac{A^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$

一. AM包络检波的抗噪声性能分析模型



包络检波器的输入是信号与噪声的混合波形，为：

$$s_m(t)+n_i(t)=[A+m(t)]\cos\omega_c t+n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t$$

$$=[A+m(t)+n_c(t)]\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t$$

$$=E(t)\cos[\omega_c t+\psi(t)]$$

$E(t)$和 $\psi(t)$ 分别为混合波形的包络和相位。

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

理想包络检波器的输出就是**E(t)** 。

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

1. 大信噪比输入情况

在大输入信噪比时，输入信号的幅度远大于噪声幅度，即：

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

此时

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

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

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

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

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

1. 大信噪比输入情况

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

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

$$\boxed{\left((1+x)^{1/2} \approx 1 + \frac{x}{2}, \text{当} |x| << 1\right)}$$

$$= A_0 + m(t) + n_c(t)$$

直流分量A_0被电容器阻隔，有用信号与噪声独立地分成两项：

$$m_o(t) = m(t) \qquad n_o(t) = n_c(t)$$

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

1. 大信噪比输入情况

因而可分别计算出输出有用信号功率及噪声功率：

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

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

输出信噪比：
$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

调制制度增益：
$$G_{AM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{2\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$$

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

1. 大信噪比输入情况

$$G_{AM}=\frac{S_0/N_0}{S_i/N_i}=\frac{2\overline{m^2(t)}}{A_0^2+\overline{m^2(t)}}$$

小结：

- 大输入信噪比情况下，**AM**信号的调制制度增益随**A_0**的减小而增加。
- **AM**调制系统中，为了不发生过调制现象，应有**$A_0 \geq |m(t)|_{max}$**，所以**G_{AM}**总是小于**1**，一般情况下，**G_{AM}**小于**2/3**。
- 包络检波解调方式对输入信噪比不但没有改善，而是恶化了。

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

2. 小信噪比输入情况

在小输入信噪比时，噪声幅度远大于输入信号幅度，即：

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

此时

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

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

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

$$= \sqrt{[n_c{}^2(t) + n_s{}^2(t)]\left\{1 + \frac{2n_c(t)[A_0 + m(t)]}{n_c{}^2(t) + n_s{}^2(t)}\right\}}$$

二. AM包络检波的抗噪声性能分析

2. 小信噪比输入情况

$$E(t)=\sqrt{[n_c^{\ 2}(t)+n_s^{\ 2}(t)]\left\{1+\frac{2n_c(t)[A_0+m(t)]}{n_c^{\ 2}(t)+n_s^{\ 2}(t)}\right\}}$$

$$=R(t)\sqrt{1+\frac{2[A_0+m(t)]}{R(t)}\cos\theta(t)}$$

$$R(t)=\sqrt{n_c^{\ 2}(t)+n_s^{\ 2}(t)} \qquad \cos\theta(t)=\frac{n_c(t)}{R(t)}$$

$$E(t)\approx R(t)\left[1+\frac{A_0+m(t)}{R(t)}\cos\theta(t)\right]=R(t)+[A+m(t)]\cos\theta(t)$$

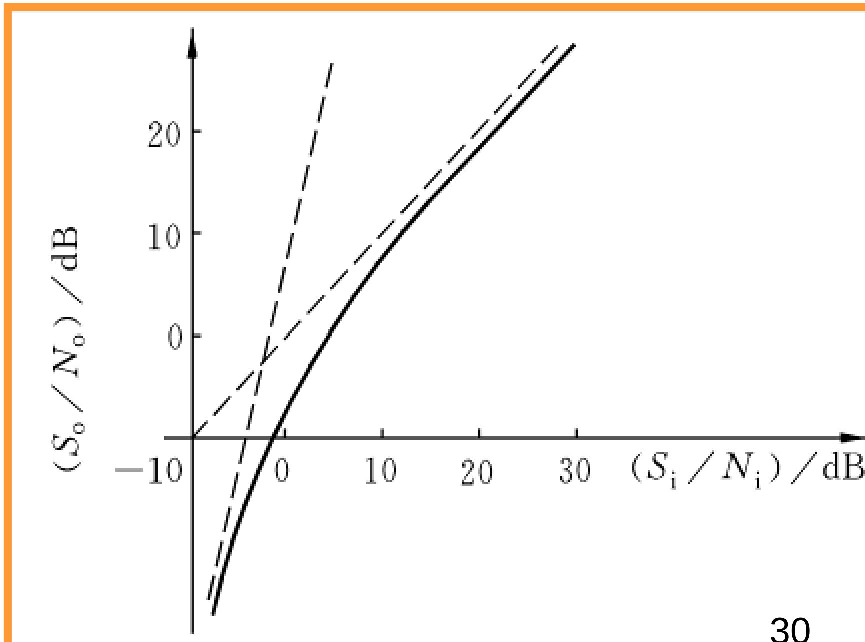
2. 小信噪比输入情况

$$E(t)=R(t)+\left[A+m(t)\right]\cos\theta(t)$$

可见，E(t)中没有单独的信号项，只有受到cosθ(t)调制的m(t)cosθ(t)项。由于cosθ(t)是一个随机噪声，致使m(t)cosθ(t)也只能看作是噪声。

门限效应

在小信噪比情况下，输出信噪比急剧下降，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。



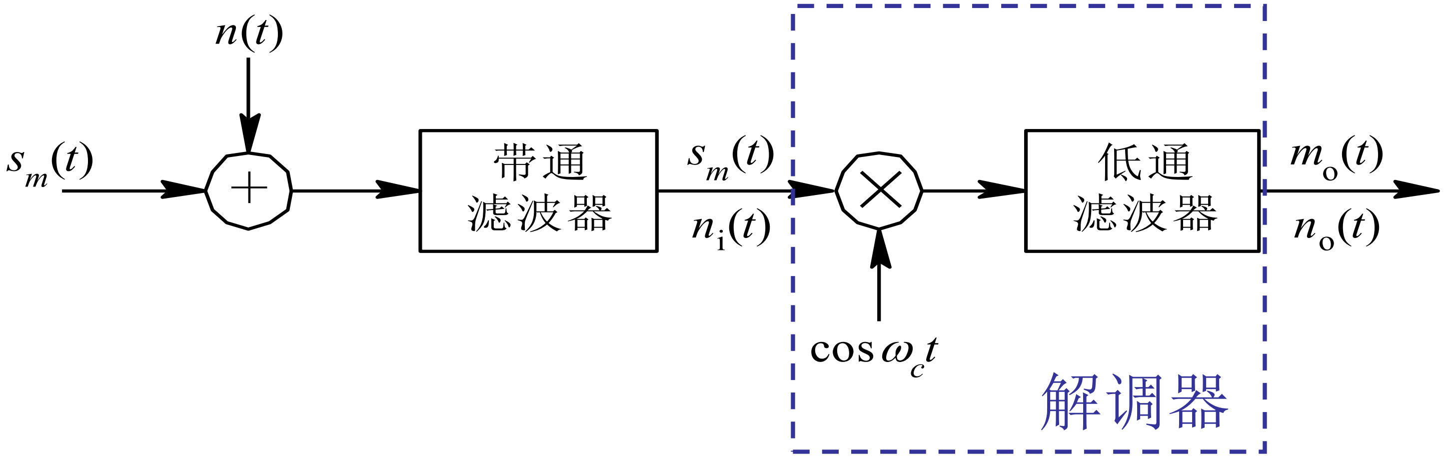
二. AM包络检波的抗噪声性能分析

2. 小信噪比输入情况

小结：

- 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；
- 随着信噪比的减小，包络检波器将在一个特定输入信噪比值上出现门限效应；一旦出现门限效应，解调器的输出信噪比将急剧恶化。

【例】相干解调（同步检波）（习题5-12）



$$m_o(t) = s_{AM}\cos\omega_c t\big|_{LPF} = \left[A_0 + m(t)\right]\cos^2\omega_c t\big|_{LPF}$$

$$= \frac{1}{2}\left[A_0 + m(t)\right] \xrightarrow{\text{去直流}} = \frac{1}{2}m(t)$$

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

$$\therefore \frac{S_0}{N_0} = \frac{\overline{m_o^{\,2}(t)}}{n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 f_m}$$

$$S_i = \overline{s^2{}_{AM}(t)} = \frac{A_0{}^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} \qquad N_i = n_0 B = 2n_0 f_m$$

$$\Rightarrow \frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0{}^2 + \overline{m^2(t)}}{4n_0 f_m} \qquad \therefore G = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{2\overline{m^2(t)}}{A_0{}^2 + \overline{m^2(t)}}$$

- ✓ 采用同步检波法解调AM信号，得到的调制制度增益G_{AM}与大信噪比包络检波给出的结果相同。
- ✓ 但应该注意，同步检波法的调制制度增益不受信号与噪声相对幅度假设条件的限制。